



HAL
open science

Contribution à la conception silencieuse par démarches directe et inverse de machines synchrones à aimants permanents et bobinage dentaire

Patricio La Delfa

► **To cite this version:**

Patricio La Delfa. Contribution à la conception silencieuse par démarches directe et inverse de machines synchrones à aimants permanents et bobinage dentaire. Autre. Ecole Centrale de Lille, 2017. Français. NNT : 2017ECLI0036 . tel-02134055

HAL Id: tel-02134055

<https://theses.hal.science/tel-02134055v1>

Submitted on 20 May 2019

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

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

N° d'ordre : 348

CENTRALE LILLE

THESE

Présentée en vue
d'obtenir le grade de

DOCTEUR

En

Spécialité : Génie Electrique

Par

Patricio LA DELFA

DOCTORAT DELIVRE PAR CENTRALE LILLE

Titre de la thèse :

« CONTRIBUTION A LA CONCEPTION SILENCIEUSE PAR DEMARCHES DIRECTE
ET INVERSE DE MACHINES SYNCHRONES A AIMANTS PERMANENTS ET
BOBINAGE DENTAIRE »

Soutenue le 15 Décembre 2017 devant le jury d'examen :

Président	Jean Philippe LECOINTE	Professeur	LSEE Université Artois
Rapporteur	Yacine AMARA	Professeur	GREAH-Université du Havre
Rapporteur	Vincent LANFRANCHI	Professeur	LEC-UTC Compiègne
Examineur	Vera ELISTRATOVA	Docteure/ Ingénieure	MPEI-Moscou
Membre invité	Jean Marc DESPREZ	Inspecteur Général Sciences et techniques industrielles	Education Nationale
Directeur de thèse	Michel HECQUET	Professeur	L2EP-Ecole Centrale Lille
Co-directeur	Frédéric GILLON	Maître de conférences-HDR	L2EP-EcoleCentrale Lille

Thèse préparée dans le Laboratoire d'Électrotechnique et d'Électronique de Puissance (L2EP)
Ecole Doctorale SPI 072 (Université de Lille, Artois, ULCO, UVHC, Centrale Lille)

Je dédie cette thèse

A mes parents Crocifissa et Luciano † LA DELFA

A mon épouse Valérie, mes enfants Louise et Luca

Mes sœurs, mes frères, nièces et neveux

Remerciements

Ces travaux ont été réalisés au Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique de Lille (L2EP) au sein de l'équipe, Optimisation et Modélisation Numérique (OMN) et plus particulièrement à « Centrale Lille ». J'ai pu au cours de ces années, profiter du climat chaleureux et compréhensif dans conditions de travail ô combien idéales et exaltantes. La disponibilité, les encouragements et le soutien dans les moments difficiles m'ont permis de mener à bien ces travaux, aussi par ces quelques mots recevez, toutes et tous ma profonde reconnaissance.

Il me faut en premier lieu, remercier Michel HECQUET directeur de cette thèse et Professeur à Centrale Lille, pour la qualité de son encadrement, sa disponibilité, son soutien de chaque instant et ses immenses qualités humaines. Michel, je te dois beaucoup.

J'adresse également mes remerciements à Frédéric GILLON, Maître de conférences habilité à diriger la recherche à Centrale Lille, pour ces nombreux encouragements, ses qualités humaines et bien sûr de chercheur. Toi aussi Frédéric, je te dois beaucoup.

Je remercie Monsieur Jean Philippe LECOINTE, Professeur au LSEE Université Artois de m'avoir fait l'honneur de présider le jury de thèse. La lecture prévenue du manuscrit m'a permis d'apporter les corrections indispensables à la lisibilité de cette thèse.

Je remercie également Messieurs Vincent LANFRANCHI, Professeur au LEC-UTC Compiègne et Yacine AMARA, Professeur au GREAH-Université du Havre, d'avoir accepté la charge de rapporteur de ce manuscrit.

J'exprime également mes remerciements à Madame Véra ELISTRATOVA, Docteure et Ingénieure au MPEI de Moscou ainsi qu'à Monsieur Jean Marc DESPREZ, Inspecteur Général Sciences et Techniques Industrielles de l'Education Nationale d'avoir répondu favorablement à ma demande en tant qu'examineur.

Il me faut également remercier Madame Betty SEMAIL, Professeure à IRCICA Parc Scientifique de la Haute Borne et Directrice du L2EP pour son écoute, sa disponibilité, son soutien mais avant tout de m'avoir permis de donner « du temps au temps », afin mener ces travaux alors que j'exerçais mon métier d'enseignant et désormais au sein de l'Université de Lille.

Avant de terminer, j'exprime mes remerciements à toutes celles et ceux que j'ai côtoyé au cours de ces années au L2EP, Professeurs, Maîtres de conférences, secrétaires, doctorants, ingénieurs et techniciens de Centrale Lille, HEI Yncréa, Art et Métier ENSAM. Particulièrement mes deux brillants acolytes de bureau, Emile et Ghislain qui a maintes reprises m'ont été d'un grand secours.

Je termine en remerciant mon épouse, Valérie, mes enfants Louise et Luca pour leur compréhension et le soutien apporté au cours de ces années.

Résumé en Français

Les préoccupations environnementales, notamment sur les changements climatiques liés à l'activité humaine mondiale, ont depuis les accords de la convention cadre des nations unies de Kyoto en 1997, suscité de nombreux axes de développements. Cet état de fait place l'énergie électrique comme une alternative prépondérante en termes de limitation de rejets atmosphériques à effet de serre. De nouvelles normalisations, concernant les consommateurs de puissances à haute efficacité énergétique tels les moteurs électriques, ont poussé les concepteurs et fabricants à développer des machines plus performantes. La machine synchrone intrinsèquement dotée d'une puissance massique élevée a fait l'objet de nombreuses innovations, en particulier l'apport d'aimants au rotor et à plus forte raison au stator, par le biais de nouvelles techniques de bobinages. De causes à effets, ces machines sont délestées d'une partie des pertes Joules, plus compactes elles offrent également une réponse dynamique plus importante.

Le bruit émis par les machines électriques est également un facteur prépondérant lors de la phase de conception, en particulier le « bruit magnétique » qu'elles génèrent. L'étude du bruit magnétique est généralement abordée de manière directe, en ce sens où à partir des grandeurs physiques ou des énergies mises en jeu, on recherche les performances de la machine. Il en découle un modèle multi-physique direct alliant un modèle électromagnétique, vibroacoustique et acoustique. L'étude réalisée, s'attache principalement à l'étude du modèle électromagnétique. Ce dernier élabore la pression radiale dans l'entrefer de la machine par le biais d'outils analytiques développés et appliqués à différentes machines synchrones à bobinages dentaires et distribués.

Ces outils donnent à partir de la fonction de bobinage imposée une analyse des coefficients de bobinage de rang « h » d'une part et d'autre part élaborent pas à pas l'évolution de la pression radiale et le spectre spatio-temporelle, à partir de la perméance globale d'entrefer par le produit de la force magnétomotrice totale. Des résultats de simulations menées par éléments finis réalisée préalablement ont permis de corroborer les résultats obtenus analytiquement et une validation expérimentale.

Enfin une démarche inverse et les notions élémentaires du problème inverse sont traitées. Dans un premier temps une démarche inverse est mise en œuvre, par le biais d'outils « prédictifs » voués à l'analyse des origines des ordres faibles spatio-temporels de la pression radiale dans l'entrefer. Dans un second temps la résolution du problème inverse par une boucle itérative stochastique est conduite. L'objectif sera de compenser ou de neutraliser l'apparition d'un ordre spatio-temporel de rang faible, composant la pression radiale dans l'entrefer et porté par des fréquences situées dans le domaine audible. Pour ce faire, nous avons utilisé la plateforme d'optimisation « Sophemis¹ » réalisé au laboratoire couplé à notre outil analytique de détermination spectrale de la pression radiale, afin de minimiser le bruit magnétique. Cela a permis de converger vers de nouveaux bobinages à plusieurs couches.

¹ Sophemis © : Plateforme d'optimisation développée au L2EP (Laboratoire de recherche en Electrotechnique et Electronique de puissance de Lille. France).

Résumé en Anglais

Environmental concerns, particularly on climate change related to global human activity, have since the agreements of the United Nations Framework Convention of Kyoto in 1997, prompted many development lines. This state of affairs places electric energy as a dominant alternative in terms of limiting atmospheric greenhouse emissions. New standardizations for consumers of high-efficiency powers such as electric motors have pushed designers and manufacturers to develop high-performance machines. The synchronous machine intrinsically equipped with a high mass power has been the subject of many innovations, in particular the introduction of magnets to the rotor and even more so to the stator, by means of new winding techniques. From cause to effect, these machines are relieved of some of the copper losses, more compact they also offer a higher dynamic response.

The electrical machines noise emitted is also a major factor in the design phase, especially the "magnetic noise" generated. Moreover the magnetic noise study is generally in a direct way addressed, from the physical quantities or energies involved to the machine performance. It follows from this, a direct physical model combining an electromagnetic, deformation shape and acoustic model.

The study carried out focuses mainly on the study of the electromagnetic model. The latter develops the air gap radial force of the machine through analytical tools developed and applied to different concentrated and distributed winding synchronous machines. They give from winding function imposed, the winding factor order and develop step by step the spatio-temporal air gap radial pressure and the 2DFFT taking into account the global permeance and magnetomotive force. Finite elements simulations results previously made corroborate analytically and experimental validation results.

Initially, an inverse approach is implemented using "predictive" tools dedicated to the origins of the spatio-temporal air gap radial force low orders analysis.

Finally, the resolution of the inverse problem by a stochastic iterative loop is conducted. The objective consists to neutralize or compensate a spatio-temporal radial force low order located in the audible range. To do this, we used the optimization platform "Sophemis" performed in the laboratory coupled with our analytical tool for spectral determination of radial force, to minimize magnetic noise. This made it possible to converge on new multi-layer windings.

Sommaire

Remerciements	i
Résumé en Français.....	ii
Résumé en Anglais.....	iii
Sommaire.....	iv
Table des figures.....	ix
Liste des tableaux	xiii
Introduction	1
1 Etat de l'art.....	3
1.1 La problématique énergétique et environnementale.....	3
1.2 Changements essentiels dans les transports.....	6
1.2.1 La consommation énergétique en France et les normes.....	8
1.2.2 L'énergie consommée par les moteurs électriques.....	9
1.2.3 Normes sur l'efficacité des moteurs électriques.....	11
1.3 Les machines synchrones à aimants permanents.....	12
1.3.1 Les principaux types de machines à aimants permanents.....	13
1.3.2 Les machines à aimants à flux radial.....	14
1.3.3 Les machines à flux radial non conventionnelles.....	17
1.3.4 Les machines à aimants à flux axial.....	19
1.3.5 Le bobinage triphasé dentaire.....	21
1.3.5.1 Les têtes de bobines et le taux de remplissage.....	22
1.3.5.2 Tolérance aux défauts.....	23
1.3.5.3 Défluxage des machines à aimants.....	23
1.3.5.4 Couple de détente.....	24
1.4 Le bruit des machines électriques.....	25
1.4.1 Les origines du bruit des machines électriques.....	25
1.4.1.1 Classification de l'origine des vibrations et du bruit des machines.....	25
1.4.1.1.1 Le bruit aérodynamique.....	26
1.4.1.1.2 Le bruit mécanique.....	27
1.4.1.2 Le bruit magnétique.....	28
1.4.1.2.1 L'effet magnétostrictif.....	28
1.4.1.2.2 L'effet électromagnétique.....	29
▪ Les forces de Laplace.....	29
▪ Les forces de Maxwell.....	29
1.4.2 Estimation des harmoniques spatio-temporels de pression radiale d'une MSAP 32	
1.4.2.1 Cas d'école.....	32
1.4.2.2 Application à des machines MSAPE et MSAPS.....	34

1.4.2.3	Conclusion	38
1.5	Méthodologies d'analyse de l'origine du bruit magnétique	38
1.5.1	Méthode directe proposée	39
1.5.1.1	Modèle vibratoire.....	40
1.5.1.2	Modèle acoustique.....	42
▪	Principe Physique	42
▪	Propagation de l'onde plane	43
▪	La pression acoustique.....	43
▪	L'impédance acoustique	44
▪	Intensité acoustique.....	44
▪	Facteur de rayonnement	44
1.5.2	Démarche proposée.....	45
1.6	Conclusion.....	46
2	Etude harmonique de la pression radiale de MSAP à bobinage dentaire.....	48
2.1	Les machines candidates à l'étude	49
2.1.1	Les machines modulaires et asymétrique choisies	49
2.1.1.1	Les machines modulaires M1 et M2	49
2.1.1.2	La machine asymétrique M3	50
2.1.1.3	Schéma associé au modèle EF :	50
2.1.1.4	L'inductance synchrone	52
2.1.1.5	L'inductance de tête de bobine.....	54
2.1.1.6	La résistance de phase.....	55
2.1.2	Le bobinage dentaire.....	55
2.1.3	Répartition spatiale des bobines au stator.	56
2.1.4	Méthode de l'étoile des encoches.....	58
2.1.4.1	Application à nos machines candidates-M1, M2.	59
2.1.4.2	Application à la machine M3.....	60
2.1.5	Bobinage des machines candidates	61
2.1.5.1	Bobinages des machines modulaires M1 et M2	61
2.1.5.2	Bobinage de la machine asymétrique M3	62
2.1.5.3	Le facteur de bobinage des machines M1-M2-M3 et outil.....	62
2.1.5.4	Outil de détermination du coefficient de bobinage	63
2.1.6	Conclusion	66
2.2	Calcul des harmoniques de pression par une approche analytique.....	67
2.2.1	L'approche analytique.....	67
2.2.2	Modèle de la force magnétomotrice et de la perméance d'entrefer.....	67
2.2.2.1	La fonction de bobinage et de distribution.	67
2.2.2.2	La force magnétomotrice statorique.....	71

▪	Exemple 1 : Machine MS 4p-6s.....	72
▪	Exemple 2 : Machine M1, M2, bobinage dentaire double couche.....	75
▪	Exemple 3 : Machine M1, bobinage distribué	77
2.2.2.3	Application aux machines candidates.....	78
2.2.2.4	Bilan des harmoniques de la FMM statorique.....	81
2.2.2.5	La force magnétomotrice rotorique	83
2.2.3	La perméance d'entrefer	84
2.2.3.1	Application aux machines candidates.....	88
▪	Machine modulaire M1 : MSAP- 10p-12s	88
▪	Machine Modulaire M2 : MASP 14p-12s	90
▪	Machine Asymétrique M3 : MASP 14p-15s	91
2.2.3.2	Bilan des harmoniques de la perméance radiale.....	92
2.2.4	Modèle de l'induction dans l'entrefer	93
2.2.4.1	Application à nos machines.....	94
2.2.4.2	Bilan des ordres spatio-temporels de l'induction radiale	97
2.2.5	Modèle analytique de la pression radiale dans l'entrefer	98
2.2.5.1	Application à nos machines.....	99
2.2.6	Validation à partir du modèle par éléments finis-EF	102
2.3	Conclusion.....	108
3	Démarches et Méthode inverses.....	109
3.1	Démarches inverses prédictives.....	109
3.1.1	Démarche inverse par le produit de convolution	110
▪	Application à la machine MSAP 8p-48s.....	117
3.1.2	Démarche inverse par l'outil ACHFO.....	120
3.1.2.1	Combinaison d'harmonique pour le groupe 1	121
3.1.2.2	Combinaison d'harmonique pour le groupe 2.....	123
3.1.2.3	Combinaison des harmoniques pour le groupe 3	125
3.1.2.4	Bilan des origines de l'ordre [2,2]	126
3.1.3	Avantages et inconvénients des deux démarches proposées.....	127
3.1.4	Prototype et expérimentations	128
3.1.4.1	Présentation du prototype	128
3.1.4.2	Expérimentation et mesures vibro-acoustiques.	129
▪	Analyse modale Expérimentale (AME)	130
3.1.4.3	Mode opératoire expérimental.....	130
▪	Analyse modale opérationnelle (AMO).....	131
3.1.5	Conclusion	132
3.2	Méthode inverse par optimisation	132
3.2.1	Méthode inverse	133

3.2.2	Choix de la configuration du bobinage à optimiser.	135
3.2.3	Mise en œuvre de la méthode inverse.....	138
3.2.4	Application aux machines candidates.....	139
	▪ Description de la démarche d'optimisation	139
	▪ Les machines modulaires M1-M2.....	141
	▪ Machine asymétrique M3	143
3.3	Conclusion.....	144
4	Conclusion générale, Perspectives et Publications.....	145
4.1	Conclusion générale	145
4.2	Perspectives.....	147
4.3	Publications	148
	Bibliographie.....	149
	Annexe A : Les équations de Maxwell.....	153
	▪ Les équations de Maxwell	153
	▪ Le théorème d'Ampère	153
	▪ La loi de Faraday	154
	Annexe B : Etude du champ magnétique d'une machine.	155
	▪ Le champ ou induction magnétique.....	155
	Annexe C : La pression magnétique de Maxwell.	157
	▪ La pression magnétique de Maxwell.....	157
	Annexe D : Analyse mécanique des structures	163
	▪ Formulation des déformations statiques	163
	▪ Formulation des fréquences de résonances.....	163
	▪ Déformations statiques par rapport au mode $m = 0$	164
	▪ Amplitude des déformations dynamiques.....	166
	▪ Caractérisation des grandeurs mécaniques	167
	▪ Modèle d'Euler-Bernoulli appliqué à un anneau.....	168
	▪ Modèle de Timoshenko appliqué à un anneau	168
	▪ Modèles appliqués à un anneau et masselottes	169
	▪ Mode de déformation de la structure :.....	170
	Annexe E : Les coefficients de bobinage.....	171
	▪ Facteur d'inclinaison	171
	▪ Facteur d'encoche	171
	▪ Facteur de raccourcissement :	172
	▪ Facteur de distribution :.....	172
	Annexe F : Résultats de simulations-M1	174

▪ Comparaison configuration (2-2)-(3-1) M1	174
▪ Comparaison configuration (2-2)-(4-0). M1	175
Annexe G: Couple et FEM.....	176
▪ Le couple électromagnétique	176
▪ L'ondulation relative	176
▪ Couple de détente.....	176
▪ Force électromotrice	177
Index	178
Nomenclature	179

Table des figures

Figure 1: Total annuel des émissions anthropiques de GES par groupe de gaz.....	4
Figure 2: Emission anthropiques annuelles de CO2	4
Figure 3: (a) Température moyenne. (b) Elévation du niveau des mers	5
Figure 4: Véhicules électriques et hybrides immatriculés	7
Figure 5: Différentes applications de VE et VEH	7
Figure 6: Consommations brutes et corrigées du Réseau de Transport Electrique [7].	8
Figure 7: Energie consommée par secteurs d'activités	9
Figure 8: Energie consommée par les transports.....	9
Figure 9: Energie consommée par les moteurs électriques	9
Figure 10: Norme IEC-600034-30 seconde édition.....	11
Figure 11: Machines à courant alternatif-Nicolas Tesla-1887-1888.....	12
Figure 12: Comparaisons : Coût-Performances-Energie Volumique.	13
Figure 13: Machines à aimants à flux radial- (a) surfacique - (b) enterrés.....	14
Figure 14 : Machines à aimants à flux axial- (a) surfacique - (b) enterrés.....	14
Figure 15: Exemples d'applications de machines à aimants enterrés et surfaciques.....	14
Figure 16: MSAPE- MASAPS pour la traction automobile-[16].	15
Figure 17: Machine à concentration de flux et couple moyen.....	16
Figure 18: Moteur roue à flux radial : (a) VAE - (b) VE	16
Figure 19: Rotor alternateur à griffes: Sans aimants (a)- avec aimants ajoutés (b)	17
Figure 20: MSDE-SER-Excitation parallèle (a)- Excitation série (b) [30].....	18
Figure 21: MSDE-SES et MSDE-SEM [30].....	18
Figure 22: MSDE-SER-Excitation série.....	18
Figure 23: MSDE-SER-Excitation parallèle.....	19
Figure 24: Vues globales : Stator et rotor (a)- Rotor avec et sans couche de friction (b) [32]....	20
Figure 25: Evolution du couple électromagnétique	20
Figure 26: Tête de bobine de bobinages distribués.	21
Figure 27: Bobinage dentaire simple et double couche-[36].....	21
Figure 28: Spécification et performances pour les véhicules électriques 2020.[17]	23
Figure 29: Classification des machines synchrones [40], [41].....	24
Figure 30: Mécanisme de génération du bruit des machines électriques [46].....	25
Figure 31: Origine du bruit acoustique des machines électriques [46]	26
Figure 32: Analyse spectrale d'un ventilateur axial automobile [50].	27
Figure 33: Amplitude des vibrations suivant la vitesse de rotation (a), suivant la charge (b). 28	
Figure 34: Mécanisme de génération des vibrations et du bruit des machines électriques, [48]	30
Figure 35: Inductions radiale et tangentielle dans l'entrefer	31
Figure 36: Représentation spatio-temporelle 3D de l'induction radiale dans l'entrefer.....	32
Figure 37: Induction radiale suivant le temps et l'espace	32
Figure 38: Spectre de la pression radiale et Onde de pression [-4,2].....	34
Figure 39: Machines synchrones à aimants surfaciques et enterrés : MS 8p-48s	34
Figure 40: Allure de l'induction et la pression radiale spatiotemporelle-A vide.....	35
Figure 41: FFT 2D de la pression radiale à vide.....	35
Figure 42: Allure de l'induction et la pression radiale temporelle et spectrale-En charge.....	36

Figure 43: Comparaison de l'induction radiale à vide pour les machines: MSAPS-MSAPE. [59].	37
Figure 44: Comparaison de l'induction radiale en charge: MSAPS-MSAPE. [59].	37
Figure 45: Méthodologie d'analyse directe	39
Figure 46: Démarche directe analytique multi-physique	39
Figure 47: Propagation d'une onde - Plane (a)- Omnidirectionnelle (b)	42
Figure 48: Facteur de rayonnement d'une machine	45
Figure 49: Structure du modèle électromagnétique analytique.	46
Figure 50: Modèles numériques des machines modulaires M1-M2 et carte de champ.	50
Figure 51: Modèle numérique de la machine asymétrique M3 et sa carte de champ	50
Figure 52: Schéma associé au modèle EF.	52
Figure 53 : MS14p-12s, axes de références d-q	52
Figure 54 : Schémas équivalents monophasés des axes d-q pour une machine synchrone modulaire	53
Figure 55 a-b: Bobine élémentaire autour d'une dent au stator.	54
Figure 56: MSAPS à pas entier et fractionnaire	56
Figure 57: Lien et disposition des bobines sur la période spatiale. M1-M2	57
Figure 58: Forces électromotrices élémentaires dans l'espace statorique	57
Figure 59: Différentes configurations des bobines élémentaires dans l'espace mécanique.	58
Figure 60: FEM résultantes pour les phases	59
Figure 61: Double bobinage dentaire des machines modulaires M1, M2.	59
Figure 62: Lien et disposition des bobines sur la période spatiale. M3	61
Figure 63: Association de FEMs de la machine M3	61
Figure 64: Détail du raccordement des bobines élémentaires pour la phase A. M1-M2	62
Figure 65: Détail du raccordement des bobines élémentaires pour la phase 1-M3	62
Figure 66 : Coefficients de bobinage des machines candidates-doubles couches et simple encochage, M1 et M2.	64
Figure 67 : Coefficient de bobinage pour la machine M3 double couche.	65
Figure 68 : Méthodologie de bobinage dentaire double couche	68
Figure 69 : Bobinages simples couche- distribué (a) et dentaire (b)	68
Figure 70 : Fonction de bobinage- Bobinages simples, distribué et dentaire	69
Figure 71 : Fonction de bobinage des machines M1, M2.	70
Figure 72 : Systèmes de courants triphasés sinusoïdaux ou perturbés.	70
Figure 73 : Représentation 3D et 2D de la force Magnétomotrice	71
Figure 74 : Représentation de la FMMs (a)- Spectre FFT 2D (b)- Courant sinusoïdal.	72
Figure 75 : Représentation de la force de FMMs (a)- Spectre 2D (b)- Courant perturbé	73
Figure 76 : Fonction de bobinage et configuration de la machine	73
Figure 77 : Représentation spatiotemporelle et spectrale MS-4p-6s-Bobinage distribué.	74
Figure 78 : Pression radiale spatiotemporelle et FFT2D-Bobinage distribué (a-b) et dentaire(c-d)-MS-4p-6s.	75
Figure 79 : Force magnétomotrice spatiotemporelle et FFT, des machines M1, M2	75
Figure 80 : Fonction de bobinage et distribution M1, M2.	76
Figure 81 : Comparaison de la FMM.	76
Figure 82 : Description de l'outil d'analyse harmonique de la FMMs.	77
Figure 83 : Fonction bobinage distribué-M1-	77
Figure 84 : Force magnétomotrice de la machine M1, bobinage distribué.	78

Figure 85 : Modèle EF Machine M1, M2 et matrice de bobinage.....	78
Figure 86 : Fonction de bobinage des machines modulaire M1 et M2.....	79
Figure 87 : Fonction de bobinage de la machine symétrique M3	79
Figure 88 : Fonction de bobinage et de distribution, machine M3	80
Figure 89 : Représentation 3D-2D-FMMs pour des courants sinusoïdaux et perturbés, machine M3.....	80
Figure 90 : Force magnétomotrice spatiotemporelle et FFT, de la machine M3.	81
Figure 91 : Force magnétomotrice-FFT-2D machines M1, M2, M3	82
Figure 92 : FFT-2D- Force magnétomotrice rotorique, M1. [58]	83
Figure 93 : Force magnétomotrice rotorique FMMr et combiné FMMr, FMMs.	84
Figure 94 : Désignation des encoches statoriques et rotoriques	84
Figure 95 : Perméance dû à l'effet du rotor seul et coefficient de Carter.....	86
Figure 96: Perméance de denture statorique.....	86
Figure 97 :Perméance d'entrefer : Effet de denture stator-Rotor	87
Figure 98 : Perméance radiale de la denture statorique M1 et M2.	88
Figure 99 : Perméance radiale de la denture rotorique machine M1	88
Figure 100 : Implantation des aimants en calotte sur le rotor, M1, M2, M3	89
Figure 101: Perméance radiale de denture statorique et rotorique M1.....	89
Figure 102 : Perméance radiale de denture statorique et rotorique M2.....	90
Figure 103 : Perméance radiale de denture statorique et rotorique M3.....	91
Figure 104 : Variation de l'amplitude spatiale de la perméance d'entrefer radiale, M1-M3....	92
Figure 105 : Effet de la saturation sur la forme de l'induction radiale d'entrefer. [76]	93
Figure 106 : Induction radiale dans l'entrefer machine modulaire M1	94
Figure 107 : Induction radiale et spectre spatiotemporel M1.....	95
Figure 108 : Induction radiale et spectre spatiotemporel M2.....	95
Figure 109 : Induction radiale et spectre spatiotemporel M3.....	96
Figure 110 : Identification des ordres, multiple 3 à 3fs pour l'induction radiale.....	98
Figure 111 : Pression magnétique radiale spatiotemporelle et spectrale-M1.....	99
Figure 112 : L'ordre [2,2] de la pression radiale-M1.....	100
Figure 113 : Pression magnétique radiale spatiotemporelle et spectrale-M2.....	100
Figure 114 : Pression magnétique radiale spatiotemporelle et spectrale-M3.....	101
Figure 115 : Courbe d'aimantation des aimants rotoriques	102
Figure 116 : Comparaison -EF-Analytique pour l' induction Radiale BaG -M1.....	102
Figure 117 : Comparaison -EF -Analytique pour l'induction radiale BaG -M1.	103
Figure 118 : Comparaison-EF-Analytique pour la pression radiale-M1.....	103
Figure 119 : Comparaison pression radiale pour les aimants-EF-Analytique-M1	104
Figure 120 : Comparaison FFT de la pression radiale pour les aimants-EF-Analytique-M1 .	104
Figure 121 : Comparaison pression radiale pour le bobinage-EF-Analytique-M1	105
Figure 122 : Comparaison FFT de la pression radiale pour l'armature-EF-Analytique-M1 ..	105
Figure 123 : Comparaison-EF-Analytique pour la pression radiale-M2.....	106
Figure 124 : Comparaison-EF-Analytique pour la pression radiale-M3	107
Figure 125 : Outils prédictifs de calcul et d'identification des ordres de la pression radiale.	110
Figure 126 : Démarche inverse d'identification de l'ordre 2 à 2fs.	111
Figure 127:Comparaison de la pression de maxwell.[101]	111
Figure 128: Illustration des deux approches avec FFT2D "double sided". [98].....	112
Figure 129: Comparaison FFT-Produit de convolution-Simulation Numérique-M1.....	112

Figure 130: Ordres faibles de la pression radiale-Produit de convolution-M1	113
Figure 131: Induction radiale liées aux : Aimants-Armature-Entrefer-M1	114
Figure 132: Origine de l'ordre [2,2] de la pression radiale dans l'entrefer par le produit de convolution.	115
Figure 133: Vecteurs d'espace de la pression radiale-Produit convolution-Aimants - Armature	116
Figure 134: Vecteurs d'espace de la pression radiale-Produit convolution-Entrefer	117
Figure 135: Ordre [0,12] par le produit de convolution-Fonctionnement à vide.....	118
Figure 136: Ordre [0,12]et [0,6] par le produit de convolution-Fonctionnement en charge...	119
Figure 137: Harmoniques d'ordre faible de pression radiale-ACHFO.....	122
Figure 138: Harmoniques d'ordre faible de pression radiale-ACHFO.....	124
Figure 139: Harmoniques d'ordre faible [0,0] de pression radiale-ACHFO	126
Figure 140: Prototypé MSAPS-Machine M1-	128
Figure 141: Prototypé-MSAPS-comparaison de la pression radiale et FFT 2D M1.....	129
Figure 142: Mode forcé - Mode libre	129
Figure 143: Synoptique de mesure du mode faible [2,2].	130
Figure 144: Position et mode opératoire-ODS.....	131
Figure 145: Onde de vibration pour le mode [2,2]	131
Figure 146 : Méthode de résolution d'un modèle direct.....	132
Figure 147 : Méthode de résolution d'un modèle inverse	132
Figure 148 : Méthodologie de résolution du problème inverse à partir du modèle direct....	133
Figure 149: Méthode inverse à partir du modèle direct	135
Figure 150: Comparaison de la pression radiale et la FFT pour les configurations 2-2, 3-1, 4-0-M1.....	136
Figure 151: Comparaison de la FMM et FFT pour les configurations 2-2, 3-1, 4-0-M1.....	137
Figure 152: Problème d'optimisation à objectif unique	138
Figure 153: Fonction de bobinage et paramètres discrets.....	139
Figure 154: Pré-processing sous Sophémis 4©.....	140
Figure 155: Solutions proposées par l'outil d'optimisation.....	141
Figure 156: Comparaison des FFT 2D- Configuration (2-2)- Configuration Optimisée	142
Figure 157 Comparaison des FFT 2D- Configuration (4-0)- Configuration Optimisée-M3 ...	143

Liste des tableaux

Tableau 1: Consommation des moteurs électriques par secteurs d'activités établit selon [7].	10
Tableau 2: Comparaison entre les différentes catégories de bobinages-[38]	22
Tableau 3 : Bilan des ordres spatio-temporels de la pression radiale dans l'entrefer	33
Tableau 4: Modes et modèles évalués	41
Tableau 5: Grandeurs caractéristiques des machines candidates	55
Tableau 6 : Coefficient de bobinage des machines candidates	63
Tableau 7 : Coefficient de Bobinage pour le fondamental k_{bh}	66
Tableau 8 : Ordres spatio-temporels de la FMMs pour les machines M1, M2	81
Tableau 9 : Ordres d'espace de FMMs des machines M3	81
Tableau 10 : Comparaison des ordres de FMMs pour les machines M1, M2, M3	82
Tableau 11: Bilan des formulations des ordres de la FMM	83
Tableau 12 : Expression des ordres de perméance radiale	92
Tableau 13: Expression de la perméance radiale liée à la saturation.	93
Tableau 14 : Bilan des ordres spatio-temporels d'induction radiale M1	95
Tableau 15 : Bilan des ordres spatio-temporels d'induction radiale M2	96
Tableau 16 : Bilan des ordres spatio-temporels d'induction M3	97
Tableau 17 : Expression des ordres spatio-temporels de l'induction radiale [76]	97
Tableau 18 : Identification des origines des ordres de l'induction radiale-M1-	97
Tableau 19 : Ordre spatio-temporels de la pression radiale-M1	99
Tableau 20 : Produit de convolution pour l'ordre [2,2] de la pression radiale.	116
Tableau 21: Harmoniques sources de l'ordre [12,0] de la pression radiale-Produit de convolution à vide	118
Tableau 22: Harmoniques sources étendus-Produit de convolution- Ordre [0,12]-A vide	119
Tableau 23: Harmoniques sources-Produit de convolution- Ordres [0,12]-[0,6]-En charge	119
Tableau 24: Ordres spatiaux et fréquences porteuses-Pression radiale dans l'entrefer-Groupe 1	122
Tableau 25: Ordres spatiaux et fréquences porteuses-Pression radiale dans l'entrefer-Groupe 2	124
Tableau 26: Ordres spatiaux et fréquences porteuses-Pression radiale dans l'entrefer-Groupe 3	125
Tableau 27: Bilan des effets à l'origine de l'ordre 2 à 2fs	126
Tableau 28: Caractéristiques du prototype	128
Tableau 29: Modes libres et fréquence porteuses -Prototype	130

Introduction

La conjoncture environnementale aux cours des cinq dernières décennies a engendré de nombreux changements climatiques, liés aux émissions de gaz à effet de serre, conséquences des activités anthropiques. Dans ce contexte, depuis les accords de la convention cadre des nations unies réunie à Kyoto en 1997, la communauté européenne, s'est vu imposer une réduction de 8% de ses émissions. Celle-ci passe par le développement des énergies vertes mais aussi par les consommateurs de puissances tels que les moteurs électriques. En France, la part d'énergie consommée par les machines électriques tournantes représente, tous secteurs d'activités confondus, environ 30% de la consommation totale.

Dès lors, de nouvelles normes concernant les machines électriques ont vu le jour et poussé les fabricants à concevoir des machines à haute efficacité énergétique. Dans cette optique, la machine synchrone intrinsèquement dotée d'une puissance massique élevée, comparée aux autres machines connues, a fait l'objet de nombreux axes de recherches et de nouveaux concepts, tels l'apport d'aimants « terre rare » et nouveaux types de bobinages comme le bobinage dentaire.

De cause à effet, l'amélioration apportée à ces machines, a généré d'autres problèmes dont le « bruit magnétique » qui fait l'objet de ce travail.

Au chapitre premier on trouvera un état de l'art sur les machines synchrones à aimants permanents surfaciques et enterrés, à flux radiaux et axiaux. Des exemples concrets dans le domaine du transport y sont présentés. Le bobinage dentaire y est également introduit en vue d'une exploitation plus détaillée au chapitre second. Nous aborderons également le mécanisme du bruit émis par les machines, dans un premier temps d'un point de vue aérodynamique et mécanique. Dans un second temps d'un point de vue magnétique, (effets magnétostrictif et électromagnétique), lié avec les forces de Laplace et de Maxwell.

En vue d'une analyse harmonique réalisée dans les chapitres suivants, l'étude d'un cas « école » sera traitée afin de se familiariser avec les différentes grandeurs physiques mises en jeu et de surcroît à l'origine du bruit magnétique et des nuisances sonores qui en découlent. A cette étude simple, on y associera une application à des machines dotées d'aimants surfaciques et enterrés.

Nous présenterons ensuite la méthode directe d'analyse qui exploite un modèle analytique multi-physique qui peut s'appliquer à n'importe quel type de machine. En effet nous nous sommes, dans ce travail de recherche, intéressés à **l'approche analytique**. Le but étant de conserver, une vision globale et les liens entre chaque grandeur et cela, au détriment de la précision des résultats. Cette approche nous paraît être indispensable au cours de la phase de « pré-design » d'une machine électrique.

Afin d'appliquer cette démarche directe, **un outil analytique** a été développé sous Matlab. Il exploite la force magnétomotrice statorique et rotorique ainsi que la perméance d'entrefer globale afin d'estimer de manière qualitative l'induction et la pression radiale dans l'entrefer et leur contenu harmonique.

L'étude désormais située et décrite, une première analyse harmonique dans le temps et l'espace, (analyse spatio-temporelle) de la pression radiale dans l'entrefer conduite sur deux types de machines à bobinage distribué, machine à aimants surfacique et enterré sera réalisée.

Nous allons dans la première partie, du **chapitre second** nous attacher à présenter les machines candidates à cette étude, ne considérant que le **bobinage dentaire**. Ces machines connues sous le nom de machines modulaires (machine synchrone à aimants surfacique : 10 pôles 12 encoches et 14 pôles 12 encoches) et asymétriques (machine synchrone à aimants surfacique : 14 pôles 15 encoches) présentent un contenu harmonique riche pour l'induction, donc pour la pression radiale d'entrefer. Au préalable les notions autour du bobinage dentaire seront explicitées ainsi que la méthode dite « étoile des encoches » utilisée afin de réaliser le bobinage des machines suscitées. Egalement un outil de calcul de détermination du coefficient de bobinage dentaire est développé dans ce chapitre. Il détermine les coefficients de bobinage pour un ordre « h » et ce pour des bobinages dentaires simple et double couche.

La seconde partie sera consacrée à la description et au calcul des harmoniques de pression radiale dans l'entrefer, du module électromagnétique, constituant le modèle multi-physique direct décrit au chapitre 1.

En effet l'un des objectifs de cette recherche est de mettre en œuvre des outils et démarches offrant une **analyse quasi-automatique** du contenu harmonique dans l'entrefer des machines à aimants dotées de bobinages dentaires.

Pour mener cette étude, nous avons **développé** un **outil analytique** basé sur le produit de la perméance d'entrefer globale par les composantes de la force magnétomotrice totale spatio-temporelle.

Nous verrons que ces grandeurs physiques sont accessibles séparément et permettent, par le biais de représentations spatio-temporelles associées en « vue de dessus », une bonne compréhension des phénomènes. Ces allures obtenues pour les trois machines candidates seront ensuite comparées à des simulations réalisées à partir d'un modèle par éléments finis afin de montrer l'adéquation des résultats.

Le troisième et dernier chapitre aborde différentes approches et modèles qualifiés de « prédictifs ». Ces outils de calcul peuvent être assimilés à une **démarche inverse**. Dans la mesure où le premier outil, basé sur l'application du produit de convolution de la FFT de l'induction spatiotemporelle par elle-même (produit de convolution), donne les ordres de la pression radiale [ordre d'espace ou spatial, ordre de fréquence] et conserve les origines de chaque harmonique de pression.

Le second outil baptisé « Analytical Calculation Harmonics Force Order » (ACHFO) est construit à partir des formulations des raies de pressions principales et existantes établies à partir du contenu harmonique de l'induction radiale. Nous verrons que ces outils peuvent déterminer les origines des ordres de la pression radiale et les harmoniques liés à différents effets tributaires de la denture, le bobinage et les aimants.

Enfin, une approche d'optimisation par plans d'expériences sera exploitée en vue d'une conception silencieuse de machines. Notre objectif sera de compenser l'apparition d'un ordre spatial de pression radiale spécifique de rang faible, porté par des fréquences situées dans le domaine audible. L'objectif est de neutraliser directement certaines raies de pression. Pour ce faire, nous avons utilisé la plateforme d'optimisation « Sophemis » réalisé au laboratoire couplé à notre outil précédemment exploité (chapitre II).

Nous terminerons par une conclusion générale ainsi que des perspectives liées à ces travaux

1 Etat de l'art.

1.1 La problématique énergétique et environnementale.

Le 9 Mai 1992 a vu naître la convention-cadre des nations unies sur les changements climatiques (CCNUCC). Celle-ci réunie le 11 décembre 1997 à Kyoto, a débouché sur la signature d'un protocole visant à la diminution de Gaz à Effet de Serre (GES),[1].

Ce protocole est entré en vigueur le 16 février 2005 et fut ratifié par 183 pays en 2010. La principale caractéristique du protocole consiste à imposer des objectifs obligatoires pour les pays économiquement forts et générateurs en termes d'émissions anthropiques. Ces objectifs varient de -8% à +10% par rapport aux émissions propres des pays engagés, aux niveaux émis en 1990.

Dans ce contexte, les pays de l'Union Européenne (UE), se sont vus attribuer une réduction globale de 8% bien que les engagements au titre du protocole varient d'une nation à l'autre. A titre d'exemple, une réduction de 6% pour le Canada, la Hongrie, le Japon et la Pologne, tandis que la Norvège pourrait accentuer ses émissions de 1%, l'Islande de 10%. Afin d'atteindre son objectif global, l'UE par un accord interne, a distribué aux états membres différents taux d'émissions anthropiques, une diminution de 21% pour le Danemark et l'Allemagne, 28% pour le Luxembourg, en revanche une augmentation de 25% pour la Grèce et 21% pour le Portugal.

Aussi, afin de compenser ces objectifs contraignants, l'accord prévoit la possibilité de développer, renforcer, ou de protéger les zones de stockage, d'absorption de GES ou puits de stockage, développées sur le territoire national ou bien encore à l'étranger par le biais de financements de projets de stockage de GES. Parmi la liste des GES fortement impactant en termes de réchauffement climatique. On retrouve essentiellement le Dioxyde de carbone (CO₂), le Méthane (CH₄), Oxyde nitreux (N₂O), Hydrofluorocarbure (HFC), Hydrocarbures per fluorés (PFC), Hexafluorure de soufre (SF₆). Ces divers composés chimiques sont émis naturellement et par les diverses activités humaines dans les secteurs et activités liés à l'énergie, les procédés industriels, l'utilisation de solvants et autres produits, l'agriculture et l'élevage intensif.

La *figure 1* issue du rapport de synthèse [2] de 2014, Résumé à l'Intention des Décideurs (RID), rédigé par le Groupe d'experts Intergouvernemental sur l'Evolution du Climat (GIEC)², relate de la concentration des GES au cours des 40 dernières années.

Ce rapport de synthèse comprend les informations identifiées par l'article 2 du protocole de Kyoto. Il y apparaît que l'influence de l'homme sur le système climatique est clairement établi, les émissions de GES sont élevées et de surcroît jamais observées. En effet, au cours des quatre dernières décennies, le CO₂ issu de l'usage des combustibles fossiles, des procédés industriels, de la Foresterie et autres Affectations des Terres (CO₂-FAT), les Oxydes nitreux NO₂, Gaz Fluorés (Gaz F) montrent des variations de concentration et globalement une augmentation de 0.9% par an, au cours de la dernière décennie.

² Ce groupe d'experts a été fondé par les nations unies en 1988 afin de fournir aux décideurs du monde entier les meilleures informations, sur une base de données scientifiques, dans le but de convenir des directions à prendre ou de s'adapter au changement climatique en cours. Il est constitué de trois groupes de travail. - 1 La science du climat (processus mécanismes, observations), 2- Conséquences des changements climatiques et possibilités d'adaptations, 3-Réduction d'émission ou atténuation des GES.

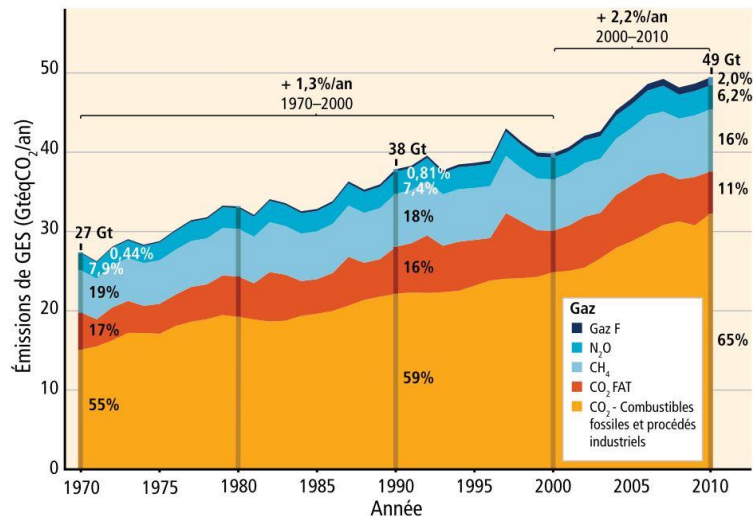


Figure 1: Total annuel des émissions anthropiques de GES par groupe de gaz

L'augmentation des émissions a pour conséquence un réchauffement du système climatique, depuis le milieu du XX^e siècle et une forte augmentation depuis la révolution industrielle. Le RID précise que ces anomalies sont sans précédent depuis des décennies voire des millénaires... « *L'atmosphère et l'océan se sont réchauffés, la couverture de neige et de glace a diminué et le niveau des mers s'est élevé* ».

Dans son rapport sur les changements climatiques, [3] le GT III, a publié « *différents profils et mesures d'atténuation dans le cadre du développement durable* ».

Plusieurs centaines de scénarios réalisés à partir de modèles climatiques complexes, *Figure 2*, tiennent compte des paramètres liés à la démographie, la production énergétique et son utilisation, le développement de l'agriculture, l'utilisation des terres et l'exploitation forestière, le développement et la croissance économique, les technologies utilisées, auxquels il faut associer les processus physiques conséquents des changements climatiques tels que, le cycle du carbone, les phénomènes thermodynamique des océans...etc.

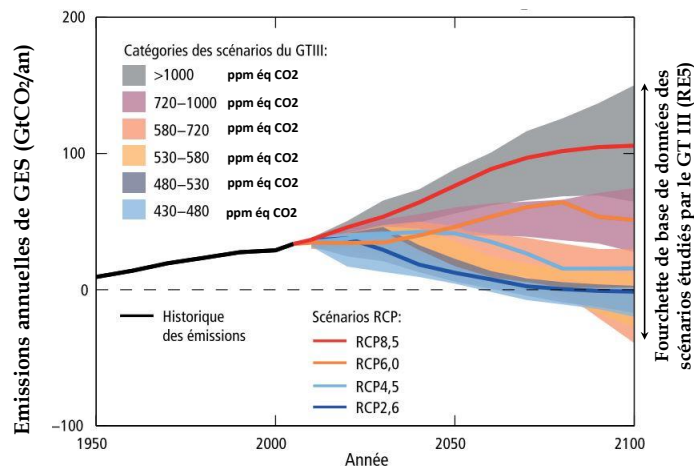


Figure 2: Emission anthropiques annuelles de CO2

Les mesures de CO₂ sont réalisées à partir de carottages dans les calottes glaciaires sur les pôles et grands glaciers situés dans les hémisphères nord et sud. De la même manière que l'analyse des cernes d'un arbre, l'examen de la glace et des bulles d'air contenues permettent d'obtenir la composition de la glace, quantité de CO₂ et température de l'air. La datation des mesures effectuées nous amène à -800.000 ans. Ces mesures ont permis de montrer un lien

étroit entre la température de la couche atmosphérique et le niveau de concentration de CO₂, aux cours des événements subvenus par le passé. Elles montrent également qu'entre -800.000 ans et la révolution industrielle le dioxyde de carbone n'a jamais dépassé 280 ppm. Aujourd'hui la concentration se situe aux alentours de 450 ppm et pourrait atteindre des niveaux bien supérieurs. [4].

Les émissions provoquées par l'activité humaine présentées ci-dessus exposent l'historique connu de CO₂ et différents Profils Représentatifs d'évolution de Concentration (RCP) explicités dans les publications scientifiques. Ces RCP dépeignent des voies différentes en termes de scénarios prédictifs pour le XXI^e siècle. Quatre grands scénarios sont décrits dans le RID, par ordre de croissance, le RCP2.6 qualifié de **scénario « strict »** d'atténuation. Il permettrait d'atteindre un réchauffement planétaire demeurant au-dessus de 2°C du niveau précédant la révolution industrielle, compte tenu des GES à longue durée de vie (CO₂, CH₄, N₂O). Deux scénarios intermédiaires RCP4.5 et RCP6.0, un **scénario « important »** RCP8.5 représentatif d'une situation où aucun effort d'atténuation d'émission ne serait mis en œuvre. Comme le montre les *Figure 3 a-b*, les scénarios extrêmes, strict et important, réalisés sur les émissions anthropiques, annoncent une élévation de la température et du niveau des océans. Avec une élévation de température dans le meilleur des cas de 1°C par rapport à la période 1986-2005 et 1.5°C par rapport à la période 1850-1900. Pour cette même période en 2100, le niveau d'élévation extrême pourrait atteindre 4.5°C en moyenne.

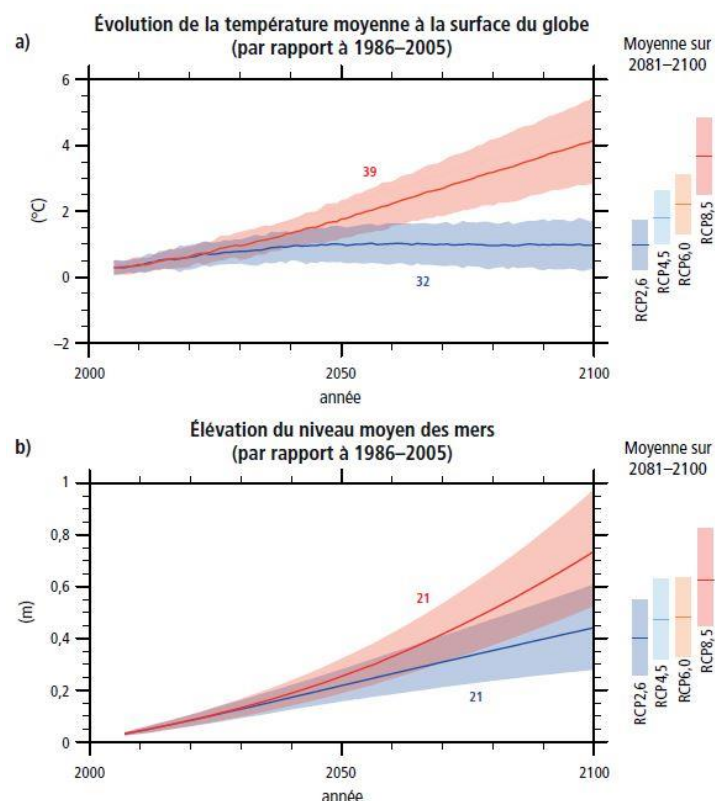


Figure 3: (a) Température moyenne. (b) Élévation du niveau des mers

La Figure 3b montre, quant à elle, pour le reste du siècle à venir et dans le cas le plus strict, une élévation du niveau moyen des océans de 0.45 m et pour le scénario élevé une amplitude moyenne de 0.75 m. Le rapport du groupe de travail GT II, [5], dont la fonction première est de prévoir les conséquences des changements climatiques et les possibilités d'adaptations, évoque cinq motifs de préoccupations dans divers secteurs et régions

planétaires, en termes de réchauffement, d'adaptation des populations humaines et animales, d'adaptation des systèmes uniques et écosystèmes, mais également en matière d'économie, qui pour le reste sont parfois déjà menacés.

- **Système uniques et écosystèmes**, comme la banquise Arctique et les récifs coralliens seraient exposé à risque très élevé pour une élévation de 2°C.
- **Phénomènes météorologiques extrêmes** tels les vagues de chaleurs, précipitations élevés et inondations des zones côtières.
- **Répartition des incidences**, pour les populations défavorisées à l'échelle mondiale ou régionales en termes de rendements agricoles, d'approvisionnement en eau...
- **Incidence mondiale cumulée**, pour une élévation de température supérieure à 2°C, un risque élevé d'une perte importante de la biodiversité et des conséquences importantes sur le plan économique.
- **Phénomènes particuliers de grande échelle**³ pour les systèmes physiques et écosystèmes qui subiraient des changements irréversibles et définitifs.

Pour conclure sur ce paragraphe, le RID indique clairement que si les émissions anthropiques se poursuivent de la sorte, cela engendrera une modification durable de toutes les composantes du système climatique et des conséquences graves, généralisées et irréversibles à la fois pour les populations, les écosystèmes et systèmes physiques.

A notre niveau, on peut être amené à penser que les nations se doivent d'adopter un mode de vie adapté et responsable, mettre en place des stratégies de gouvernances, modifier leurs modèles économiques et sociaux, modes de vie, accentuer les efforts d'atténuations de GES dans les années futures dans le but pressant de limiter et réduire les changements climatiques en cours et de surcroît en évolution.

1.2 Changements essentiels dans les transports.

En France, la mise en œuvre du Grenelle de l'environnement, a permis l'adoption en 2010 de six grands volets d'action et engagements à l'échelle national pour l'environnement :

- la réduction des consommations d'énergie et du contenu en carbone pour la production ;
- les changements essentiels dans le domaine des transports ;
- la maîtrise des risques, traitement des déchets et préservation de la santé ;
- l'amélioration énergétique des bâtiments et harmonisation des outils de planification ;
- la préservation de la biodiversité ;
- la mise en œuvre d'une nouvelle gouvernance écologique et fondement d'une consommation et d'une production plus durable ;

Dans le domaine du transport, les changements essentiels prévus concernent les transports en communs urbain et périurbain en optimisant la planification et la gestion de tous les modes de transports. Il donne ainsi les compétences nécessaires aux collectivités

³ Un réchauffement soutenu dépassant un certain seuil entraînerait une disparition quasi complète de l'inlandsis groenlandais d'ici un millénaire ou plus et provoquerait une élévation du niveau moyen des océans atteignant jusqu'à 7 mètres. Selon les estimations actuelles, ce seuil, établi par rapport aux niveaux préindustriels, est supérieur à environ 1 °C (degré de confiance faible), mais inférieur à environ 4 °C (degré de confiance moyen). [GTI RE5, RID, 5.8, 13.4-5]

locales pour mettre en place des services d'auto partages⁴, vélos et Véhicules Electriques (VE) en libre-service. Une modernisation des péages autoroutiers par le développement de télépéage limitant l'engorgement et les bouchons, sources non négligeables d'émissions. Une modulation des tarifs des péages favorisant le développement de véhicules plus performants et à consommation moindre.

Les immatriculations pour les VE et VEH, [6], *Figure 4*, publié en Avril 2016, montre une évolution des véhicules particuliers et Véhicules Utilitaires Légers (VUL) immatriculés depuis 2011. Toutefois une baisse des immatriculations des VH est enregistrée, celle-ci est attribuée à la diminution du bonus alloué aux véhicules hybrides essence et à sa suppression pour les hybrides Diésel au 1^{er} janvier 2016.

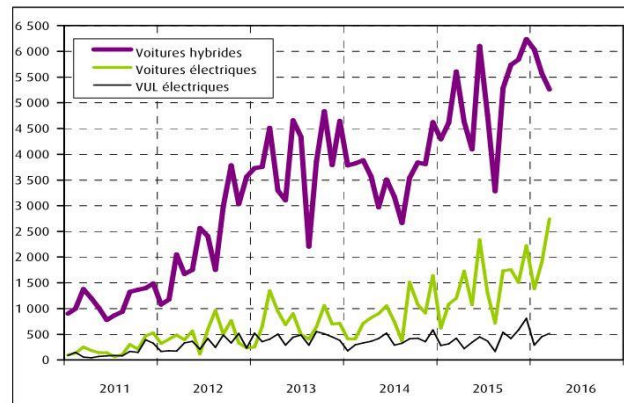


Figure 4: Véhicules électriques et hybrides immatriculés

Les machines électriques qui équipent les VE, VEH, VUL, sont variées. On y retrouve principalement des Machines Synchrones à Aimants Enterrés (MSAPE), mais pour certains véhicules comme le Twizy de chez Renault ou la Tesla, des Machines Asynchrones (MAS), voire des Machines Synchrones à Réductance Variable (MSRV) et synchro-réductante. On retrouve, *Figure 5*, les différentes applications de VE et VEH équipées de ces machines.

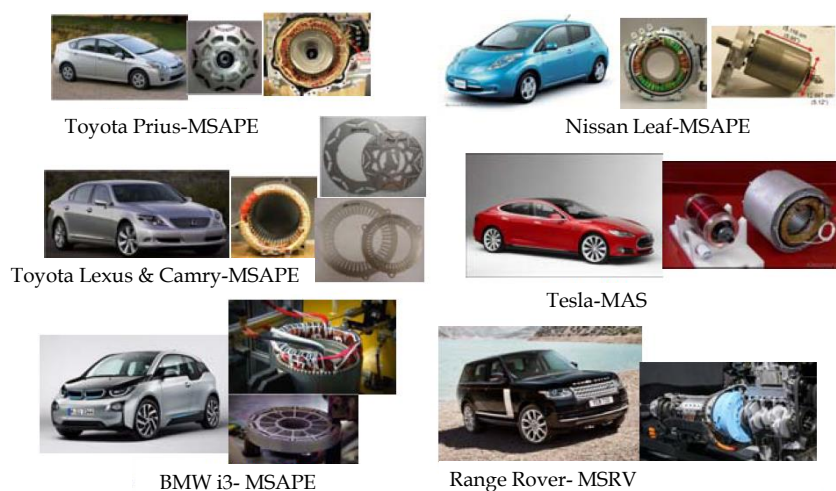


Figure 5: Différentes applications de VE et VEH

⁴ L'auto-partage est un système par lequel une société, une agence publique, une coopérative, une association ou même un individu met à la disposition des membres du service d'auto partage une flotte de véhicules.

1.2.1 La consommation énergétique en France et les normes.

Relativement à la loi sur transition énergétique, le réseau de transport de l'électricité (RTE), créé le 1 juillet 2000, publie annuellement depuis 2001 son bilan électrique et dresse une vision globale des consommations dans les différents secteurs raccordés au réseau public Français. Cette publication s'appuie sur les mesures et données recueillies par RTE sur le réseau public de transport pour l'année écoulée [7].

Le dernier bilan relate de trois années stables en termes de consommation, *Figure 6*, et connaît en 2015 une légère augmentation de la consommation de 0.5% compte tenu d'un contexte économique plus favorable pour atteindre un total de 476.3 TWh en valeur corrigée de l'aléa climatique. Cette élévation est tributaire du secteur de la construction automobile dont dépend en partie celui de la métallurgie. Ils montrent en effet depuis 2012 une reprise économique. A cela s'ajoute une consommation des ménages en augmentation.

La stabilisation de la consommation est conséquente à la redéfinition du tissu industriel Français, notamment la délocalisation, le développement d'une industrie de haute technologie, le développement des activités du tertiaire et des services, moins vorace sur le plan énergétique que l'industrie lourde.

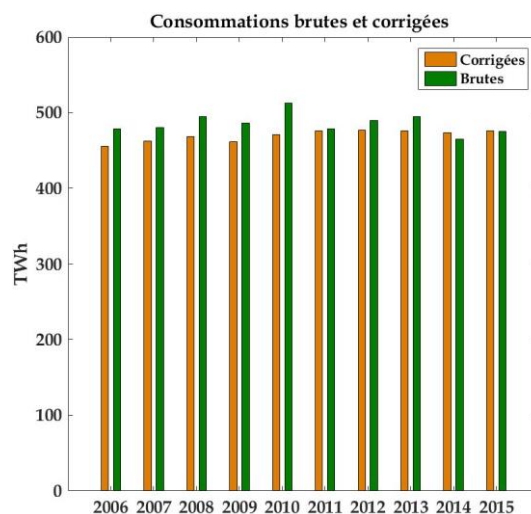


Figure 6: Consommations brutes et corrigées du Réseau de Transport Electrique [7].

Les efforts réalisés en termes de développement de l'efficacité énergétique des bâtiments et des équipements occupent une part importante dans la stabilisation de la consommation, nous verrons en effet que l'énergie du secteur résidentiel occupe une part non négligeable.

On retrouve *Figure 7*, les principaux consommateurs énergétiques dans les secteurs, résidentiel, tertiaire, le secteur de l'industrie, celui de l'énergie, du transport et des pertes⁵ sur les réseaux de transports et de distributions nationaux et internationaux.

⁵ Ces pertes par effet Joules sur l'ensemble du réseau de transport national représentent ~8% de la consommation intérieure nette. 5,5% de ces pertes sont conséquentes à la modulation d'énergie et l'adaptation des réseaux. 2,5% sont liées aux impédances de lignes du réseau national et d'échange Européen.

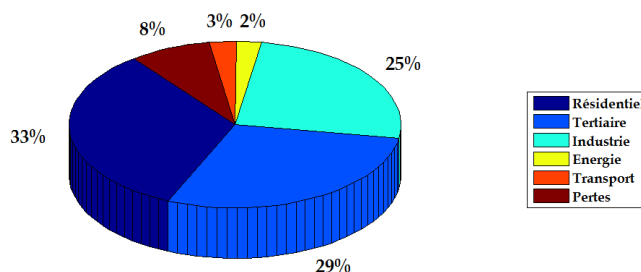


Figure 7: Energie consommée par secteurs d'activités

Globalement trois grands groupes consommateurs émergent, notons que la part relative à la consommation industrielle peut être augmentée de celle liée au transport, *Figure 8*. En effet ce secteur totalise une énergie consommée de 12.69 TWh, correspondante à l'ensemble des activités de transports dotées de moteurs électriques.

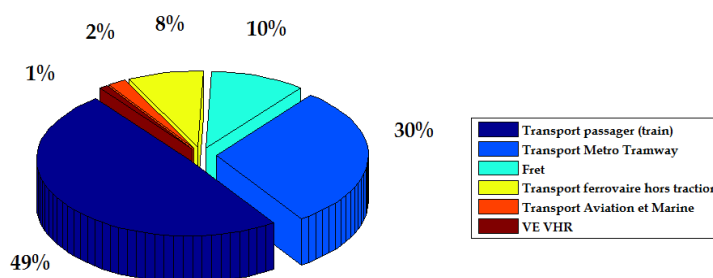


Figure 8: Energie consommée par les transports

Pour le secteur industriel, qui représente 25% de la consommation nationale, la *Figure 9*, illustre la part de consommation des moteurs électriques. Cette dernière est de 67% pour une consommation de 79.78TWh.

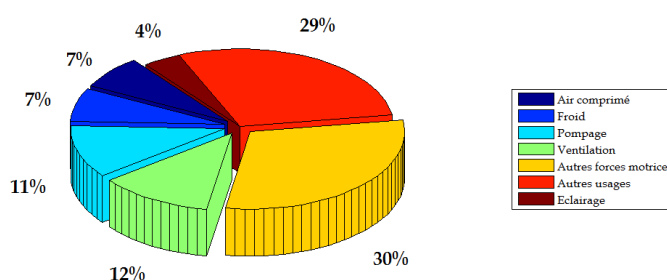


Figure 9: Energie consommée par les moteurs électriques

Le secteur de l'énergie représente quant à lui un total de 11,5 TWh, dont 29% sont consacrés au raffinage des produits pétroliers et représentent une énergie consommée 3.34 TWh. Une part supplémentaire de 34% liée à la production et la distribution de l'eau potable représente une énergie consommée de 3.91 TWh.

1.2.2 L'énergie consommée par les moteurs électriques.

Le *Tableau 1* établi à partir des données recueillies de la publication [7], résume pour les différents secteurs d'applications, la part de la consommation des moteurs électriques par rapport à la consommation nationale. Il faut noter que ces valeurs ne tiennent pas compte de

la part de consommation des moteurs électriques pour le secteur résidentiel en dehors du froid et la ventilation, notamment celle du « petit électroménager » difficilement mesurable. Toutefois, la consommation moyenne par ménage donne respectivement pour les lave-linges, lave-vaisselles et sèche-linges, 250 KWh/an, 300 KWh/an, 400 KWh/an.

Tableau 1: Consommation des moteurs électriques par secteurs d'activités établi selon [7].

Secteur	% l'énergie totale	Energie (TWh)	Activité	Part de la motorisation (%)	Energie (TWh)
Industrie	25	119.07	Toutes	67	79.78
Transport	3	12.69	Toutes	100	12.69
Energie	2	11.5	Pétrolière	29	3.34
			Eau	34	3.91
Tertiaire	29	138.12	Elévateur Ascenseur	3	4.14
			Ventilation et Climatisation	12	16.57
			Froid	7	9.67
Résidentiel	33	157.17	Froid	10	15.71
			Ventilation et Climatisation	3	4.71
Total		438.55			150.52

Pour conclure sur ce bilan énergétique, les chiffres montrent que la part de la motorisation électrique représente 150.52 TWh, soit 31.6% de la consommation énergétique totale nationale en valeur corrigée. Dans l'UE, cette consommation s'élevait en 2005 à 1067 TWh, l'impact en termes de GES représentait alors 427 MT de CO₂. Les estimations dans une continuité de non limitation des consommations seraient de 1252 TWh pour l'horizon 2020.

Dans ce contexte, imaginer des systèmes dotés de convertisseurs⁶ à haut rendement, moins voraces en énergie paraît évident. Cette éventualité représente un potentiel de l'ordre de 20% à 30% déjà effective par l'utilisation de modulateurs⁷ d'énergie, visant à contrôler les grandeurs électriques et le comportement des moteurs implantés dans les systèmes des différents secteurs d'applications [8].

A ce titre, depuis les années 2000, des travaux de recherches ont été menées sur des modulateurs équipés d'interrupteurs au Carbure de Silicium (SiC). Ce matériau doté de caractéristiques mécaniques élevées est utilisé pour la découpe (tranchage) et le polissage sous sa forme de poudre abrasive, enfin il se révèle résistant aux attaques chimiques⁸. D'un point de vue électrique, la littérature relate de caractéristiques intrinsèques plus attrayantes encore, notamment, la vitesse de saturation⁹ et une conductivité thermique élevée¹⁰.

⁶ Un convertisseur d'énergie : Dispositif qui transforme une énergie absorbée (en entrée) pour la restituer (en sortie) sous une autre forme. Un moteur électrique absorbe une énergie électrique pour la convertir en énergie mécanique. C'est un convertisseur électromécanique.

⁷ Un modulateur d'énergie : Ensemble de constituants et composants d'électronique de puissance visant à utiliser une énergie de nature électrique sous une forme ou type (souvent sinusoïdale) et de la modifier en une autre forme de même nature.

⁸ Cette caractéristique complique les procédés de composants basés sur la réaction chimique (nettoyage, gravure, oxydation), il est par ailleurs très difficile à un atome étranger de pénétrer dans le réseau de ce matériau et de s'y déplacer.

⁹ Sous un fort champ électrique (>10⁵V/cm) la vitesse de saturation est trois fois plus élevée par rapport à celle du silicium.

¹⁰ Le SiC se décompose au-delà de 2830°C.

Ces dernières se révèlent très intéressantes pour les composants de puissance devant commuter à hautes fréquences [9]. Enfin, ces caractéristiques peuvent contribuer à diminuer la masse volumique et de développer des modulateurs à forte densité de puissance et de converger vers une intégration plus simple et accrue au sein des systèmes embarqués en milieu hostile [10].

Cette opportunité de travailler à fréquence élevée permet alors d'augmenter la fréquence de découpage et de repousser les fréquences audibles liées à la Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI). On pourrait être amené à penser, dans le cas de la traction ferroviaire, les véhicules électriques terrestres, applications aéronautique et autres matériels nécessitant une vitesse et un point de fonctionnement variable, de simplifier la commande, de réduire les pertes énergétiques et dans le fer et d'améliorer encore l'efficacité des machines électriques.

1.2.3 Normes sur l'efficacité des moteurs électriques.

La norme IEC¹¹ 60034-30 dans sa première version entrée en vigueur en novembre 2008 impose aux fabricants de concevoir des machines électriques plus performantes par le biais de trois nouvelles classes IE-1¹² « rendement standard », IE-2 « haut rendement », IE-3 « rendement premium ». Dans la seconde version de cette même norme, il est prévu prochainement d'intégrer une nouvelle classe IE-4 « rendement super premium » dont la gamme de puissance s'étend de 0.75 KW à 375KW. Cette classe IE-4 impose de réduire les pertes de 15% par rapport à la classe IE-3. Les rendements de ces machines sont élevés et peuvent atteindre des valeurs supérieures à 90% dans une gamme de puissance supérieure à 2 KW pour une fréquence d'utilisation de 50 Hz. Il est également prévu d'introduire dans la seconde version de la norme la classe IE-5 « rendement Ultra-Premium » qui pourrait permettre de réduire de 20% les pertes, par rapport à la classe IE-4, *Figure 10*. La gamme de puissance y sera étendue de 0.12 KW à 800KW. Enfin cette nouvelle classe IE-5 couvre les machines asynchrones 2,4,6,8 pôles et les moteurs à aimants permanents dès lors que ces machines soient conçues et alimentées par un système de tensions triphasées ou polyphasées sinusoïdales [11].

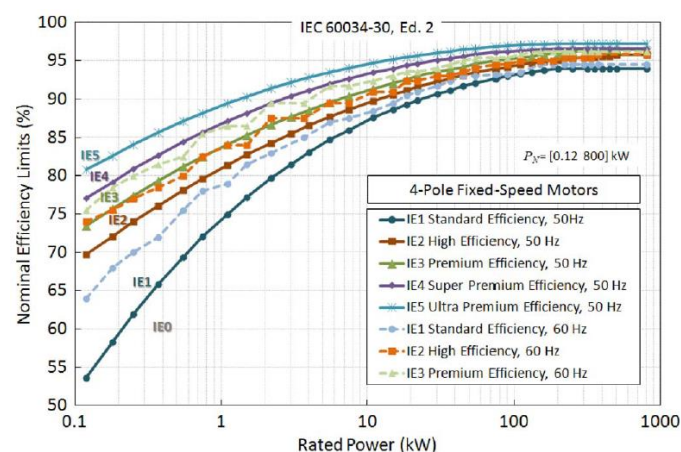


Figure 10: Norme IEC-60034-30 seconde édition

¹¹ IEC : International Electrotechnical Comimittee

¹² IE : Contraction des termes International Energy-Efficiency Class

1.3 Les machines synchrones à aimants permanents.

Le dix-neuvième siècle fût celui de l'émergence des fondamentaux établis entre 1820 et 1873, par Ampère, Laplace, Lenz-Faraday, Maxwell. Dès lors l'Electrotechnique s'affirma avec l'apparition des génératrices à courant continu de Gramme (1868), puis vers en 1888 l'apparition des premières machines synchrones (MS), machines asynchrones (MAS) et machines à réductances variables (MRV) de Nicolas Tesla, *Figure 11*, [12].

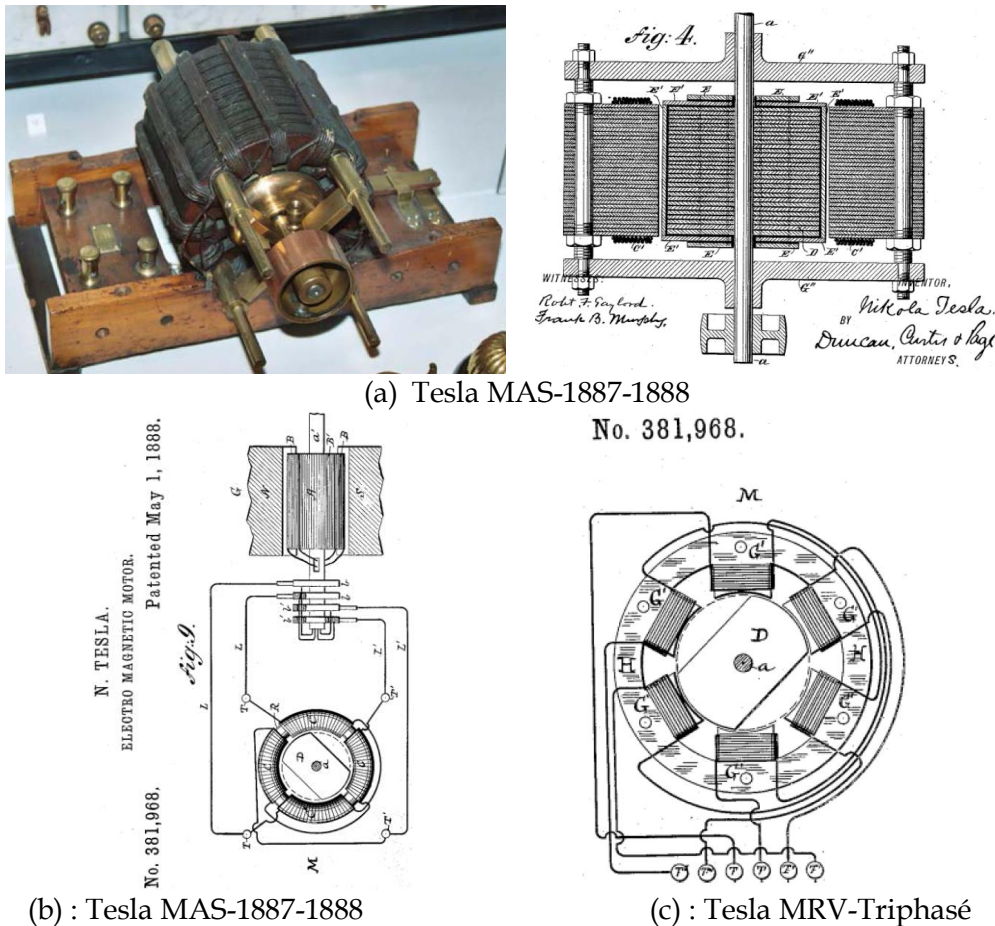


Figure 11: Machines à courant alternatif-Nicolas Tesla-1887-1888

L'utilisation d'aimants permanents représente une part importante dans l'évolution des machines synchrones, notamment sur l'aspect énergétique par l'augmentation de l'efficacité intrinsèque et sur le plan structurelle par une compacité accrue. On retrouve à l'heure actuelle, différents types d'excitations rotoriques :

- excitation rotorique à partir des aimants permanents
- excitation bobinée alimentée via un système bagues-balais, alternateur automobile ou via une génératrice auxiliaire et un redresseur tournant pour les alternateurs de fortes puissances.
- excitation mixte alliant à la fois des aimants et un circuit bobiné que l'on retrouve également dans les secteurs automobile et de production électrique.

Les Machines Synchrones à Aimants Permanents (MSAP), qui font l'objet de cette recherche, présentent de nombreux avantages notamment pour les principaux, l'absence de circuit d'excitation cuivré remplacé par des aimants au rotor, un couple massique élevé, une densité énergétique plus importante en comparaison aux Machines Synchrones à Rotor

Bobiné (MSRB), une structure compacte qui occasionne une inertie plus faible permettant une réponse dynamique accrue.

Cependant, l'exploitation des aimants permanents « terre rare » soulève certaines problématiques liées à la démagnétisation, le coût, la complexité de pilotage et de contrôle. En effet, elles restent tributaires du coût du modulateur d'énergie qu'il est nécessaire d'associer à la machine, de celui des aimants constitués de terre rares, du risque de désaimantation dû à la Réaction Magnétique d'Induit (RMI) et d'une température de fonctionnement excessive. Cet échauffement peut être dû aux pertes par courants de Foucault générés sur l'épaisseur de peau des aimants en lien avec l'effet de denture statorique.

A contrario, l'utilisation d'une génératrice auxiliaire d'excitation dotée d'un redresseur tournant associé à un procédé bagues balais (collecteur) représente en plus du verrou lié à la vitesse de rotation, un surcoût de maintenance.

Pour ces différentes raisons, la possibilité d'utiliser le couple de saillance ou couple réluctant des machines dites à reluctance est envisageable. Ces machines possèdent une puissance massique élevée et une bonne tenue lors des fonctionnements en surcharge. Les études menées par [13] montrent que la Machine Synchro-Réductante (MSR) a un couple et un facteur de puissance supérieurs à la MAS, bien qu'ils demeurent inférieurs à la MSAP. Aussi l'ajout d'aimants, souvent en ferrite, à la MSR permet d'accroître ses performances, cette machine est dénommée Machine Synchro-Réductante à aimants permanents (MSR-AP). De nombreux travaux, sur ces machines ont été réalisés, [14], [15]. La *Figure 12 a-b*, illustre respectivement les aspects performances / coût, pour les machines et coût / énergie volumique, pour les aimants.

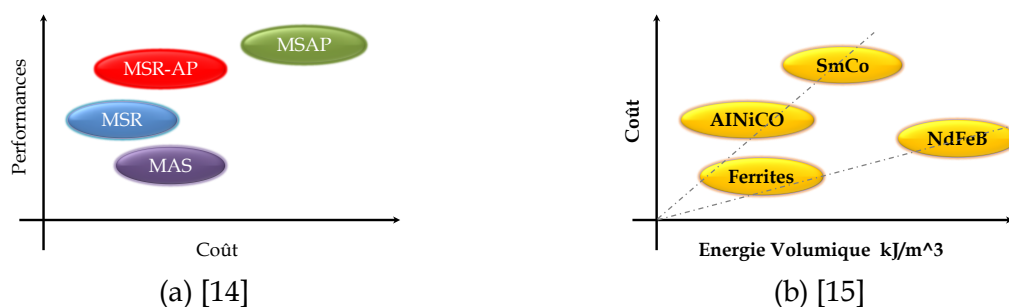


Figure 12: Comparaisons : Coût-Performances-Energie Volumique.

Les MSAP nécessitent des aimants à forte densité comme le Néodyme Fer Bore (NdFeB) ou le Samarium Cobalt (SmCo) si les conditions d'exploitation sont à température élevée. Pour les MSR-AP, on préfère les aimants à faible densité à savoir la ferrite beaucoup moins couteuse favorisant ainsi les aspects technico-économiques, aussi on les retrouve dans les applications de puissance moyenne de 15 KW à 1MW.

1.3.1 Les principaux types de machines à aimants permanents.

On retrouve principalement deux grandes familles de machines synchrones à aimants. Les machines à « flux radial », *Figure 13 a-b* et « axial » *Figure 14 a-b*. Les aimants peuvent être disposés en surface (Machine Synchrone à Aimants Permanent Surfaique MSAPS) ou enterrés au rotor (Machine Synchrone à Aimants Permanents Enterrés MSAPÉ).

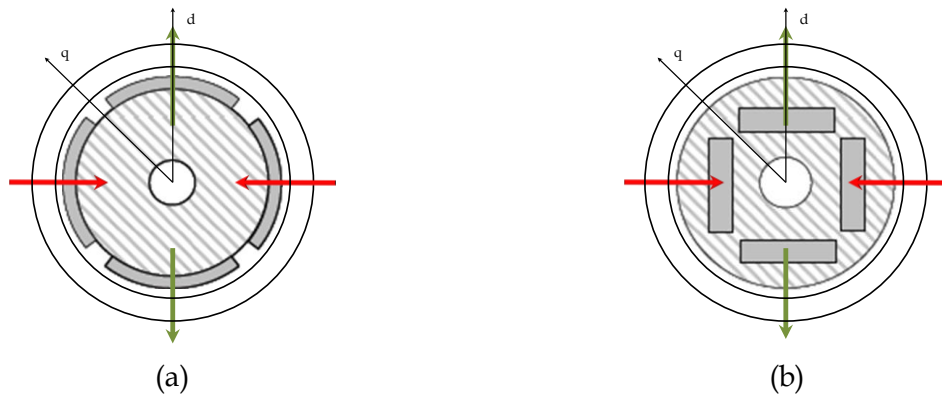


Figure 13: Machines à aimants à flux radial- (a) surfacique - (b) enterrés

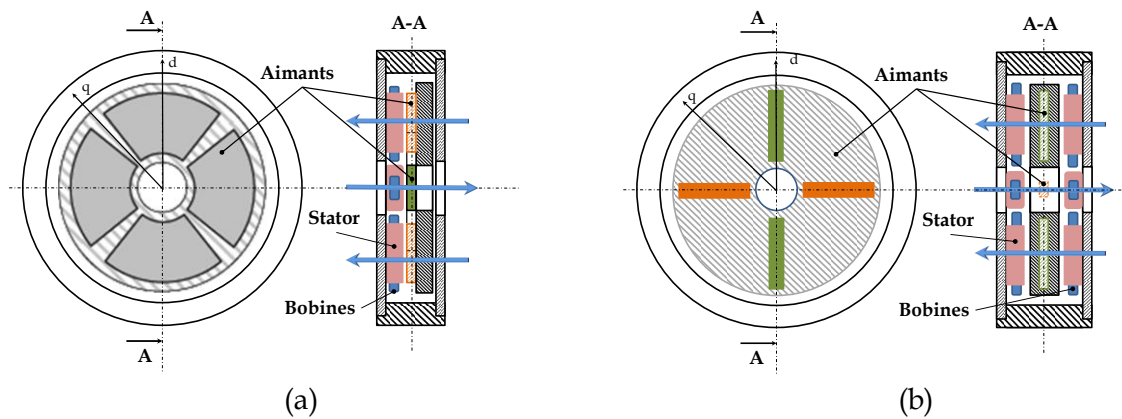


Figure 14 : Machines à aimants à flux axial- (a) surfacique - (b) enterrés

De nombreuses applications industrielles et tertiaires exploitent des MSAP, notamment dans les domaines liés à la production d'énergie aéraulique, les transports terrestre, aérien et maritime. Elles concernent des gammes de faibles et fortes puissances pour des plages de vitesses de fonctionnement faibles, élevées et variables. On retrouve, des exemples illustrées de MSAP pour des applications navales *Figure 15 a* et MASAPS pour la traction ferroviaire *Figure 15 b*, [16].

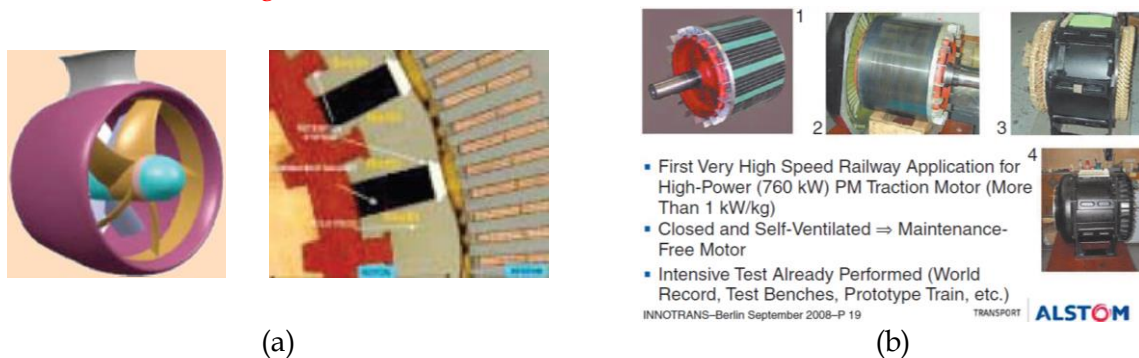


Figure 15: Exemples d'applications de machines à aimants enterrés et surfaciques

1.3.2 Les machines à aimants à flux radial.

Les machines à aimants surfaciques ou enterrées à flux radiale sont également implantées dans les systèmes de traction des véhicules tout électrique et hybrides. Dans la référence [16], l'auteur y dresse un bref état de l'art de machines à bobinages dentaires ou

distribués utilisées par certains constructeurs, *Figure 16*. A noter, ces machines dotées de bobinages dentaires seront traitées au cours du chapitre second.

Motor/generator				
Vehicle	Honda Insight 2000	Honda Civic 2003	Honda Accord 2005	Honda Civic 2006
Stator	Concentrated winding	Concentrated winding	Concentrated winding	Concentrated winding
Rotor	SPM	SPM	Inset PM	Inset PM
Rating	9.2 kW/83 Nm	12 kW/108 Nm	14 kW/136 Nm	15.5 kW/123 Nm
DC bus voltage	144 Vdc	144 Vdc	156 Vdc	156 Vdc
<i>ISM : Inset Permanent Magnet</i>				
Motor/generator				
Vehicle	Toyota Camry 2007	Lexus 2005 R x 400h	Toyota Prius 1998	Toyota Prius 2004
Stator	Distributed winding	Distributed winding	Distributed winding	Distributed winding
Rotor	IPM	IPM	IPM	IPM
Rating	105 kW	123 kW	30 kW (33 for 2003)	50 kW/400 Nm
DC bus voltage	244–650 Vdc	650 Vdc	273 Vdc	200–500 Vdc

SM : Surface permanen magnet- IPM : Interior Permanent Magnet

Figure 16: MSAPE- MASAPS pour la traction automobile-[16].

Le choix de la machine à aimants surfaciques ou enterrés est tributaire des applications et des critères de conceptions retenus. Dans son article [17], Ayman El-Refaie présente les différentes caractéristiques pour un volume donné d'une MSAPE et MSAPS de 50 kW. Il est précisé que la machine à aimants enterrés offre un défluxage plus important et permet d'atteindre des vitesses de rotation supérieures. En effet les aimants implantés au cœur du rotor permettent de se soustraire des risques liés au décollement et la désaimantation. En contrepartie, la fabrication est plus contraignante. Aussi les courants de Foucault peuvent provoquer une température de fonctionnement importante. Dans ce cas, une ventilation naturelle ou forcée est à prévoir. Le fonctionnement « en défluxé » pour les applications de traction terrestre ou de propulsion marine est possible, toutefois l'utilisation de modulateur d'énergie et une commande adaptée est nécessaire. La MSAPE présente des oscillations de couple plus importante en comparaison aux MSAPS et possède une bonne aptitude à fonctionner à puissance constante sur une large plage de vitesse. Cet état de fait, apprécié dans le domaine automobile doit son origine à deux facteurs, l'effet de saillance magnétique et la concentration de flux (forme en V des aimants). Pour les MSAPE à concentration de flux, parfois dénommée « machine à pôles saillants », [18] donne la relation qui permet d'estimer le couple électromagnétique tenant compte de l'effet de saillance, relation (1.3.1).

$$\Gamma_{em} = 3p \cdot (\Phi_{pm} I_q + (L_d - L_q) I_d I_q) \quad (1.3.1)$$

Avec : Φ_{pm} , le flux produit par les aimants, I_d , I_q , les composantes du courant dans le référentiel d-q, L_d , et L_q , inductances directe et en quadrature.

La *Figure 17 a*, illustre une machine à pôles saillants d'une motorisation automobile de 50kW, modélisée par Élément Fini (EF) (Flux2D), au sein du laboratoire dans le cadre d'une activité pédagogique de recherche de troisième cycle. Le modèle proposé intègre la saturation et met en évidence l'effet de saillance. On retrouve également, *Figure 17 b*, le couple moyen suivant l'angle de calage (angle d'autopilotage) entre la FEM et le courant I , selon le modèle de Blondel. On remarque que le couple est maximum pour un angle aux alentours de $\pi/4$. On peut également y observer, le couple moyen délesté du couple produit par les aimants. Pour ce dernier, le couple maximal atteint représente une valeur 5/2 fois moindre en comparaison au couple moyen total.

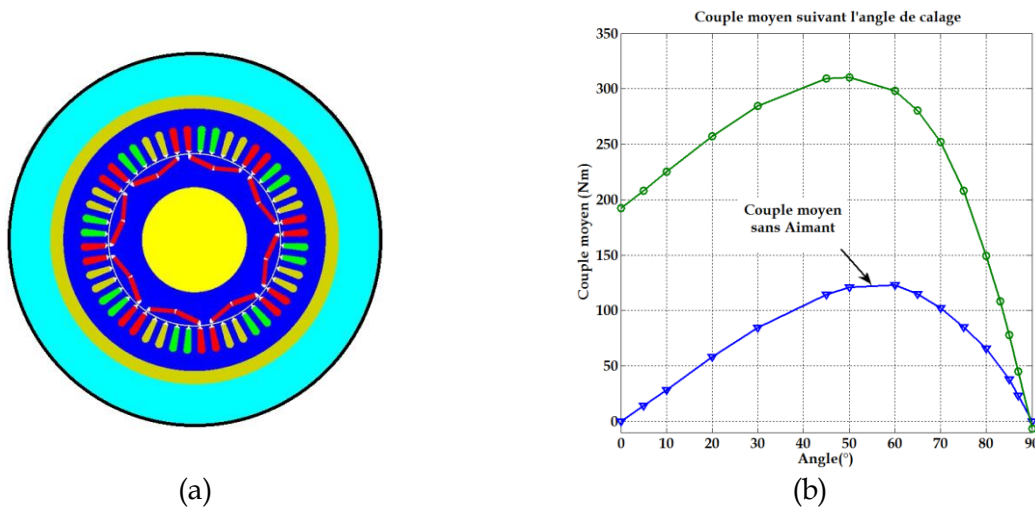


Figure 17: Machine à concentration de flux et couple moyen

Une autre solution pour les machines à flux radial consiste à placer le rotor qui supporte les aimants à l'extérieur, le stator intérieur étant fixe. Cette configuration est utilisée dans des applications de type « moteur roue ». La *Figure 18 a*, montre un exemple de machine utilisée pour propulser un Vélo à Assistance Electrique (VAE), [19]. La puissance est limitée par la réglementation Française à 250 W. Cependant, la batterie est adaptée afin de garantir une autonomie pouvant atteindre 80 km suivant l'usage de l'utilisateur. Le couple moteur disponible, subséquent à la gamme, varie de 9 à 40Nm et 2 à 50Nm. Il faut noter que cette configuration est également utilisée pour la production électrique éolienne de faible puissance (20 KW, 210 tr/mn, 36 pôles), [20].



Figure 18: Moteur roue à flux radial : (a) VAE - (b) VE

La *Figure 18 b* issue de l'article de El Refaie [16] montre quant à elle une application pour véhicule tout électrique, à partir d'une MSAP de type moteur roue à flux radial développée par Protean Electric Ltd. Cependant cette technologie, tout en offrant une intégration relativement simple, une optimisation de l'espace ainsi que le contrôle du couple roue par roue, affecte le comportement routier sur chaussée dégradée par le fait de déporter les masses.

1.3.3 Les machines à flux radial non conventionnelles.

La plus connue de ce type de machine est la génératrice à griffes utilisée afin de générer l'énergie de type continu du réseau électrique et plus particulièrement la batterie de stockage. Elle est constituée de deux roues polaires comportant un demi-noyau, l'assemblage de ces deux roues polaires forme un noyau complet autour duquel est placé une bobine d'excitation, *Figure 19 a*. De nombreux travaux ont été réalisés sur cette machine, dans les domaines, de la modélisation par la méthode des schémas équivalents magnétiques ou réseaux de perméances [21], [22], la modélisation comportementale en fonction des paramètres de fabrication, afin d'optimiser le rendement et la puissance massique [23], la modélisation thermique [24]. Sur la *Figure 19 b*, une version plus performante s'apparente à la famille des machines à doubles excitations par l'apport d'aimants inter-griffes afin de diminuer les flux de fuites entre les roues polaires et augmenter la puissance massique [25]. Ici, le dimensionnement optimal consiste, entre autre, à minimiser le coût de fabrication par l'emploi d'aimants doux Fer Cobalt (FeCo) au profit d'aimants terre rare Néodyme Fer Bore (NdFeB).

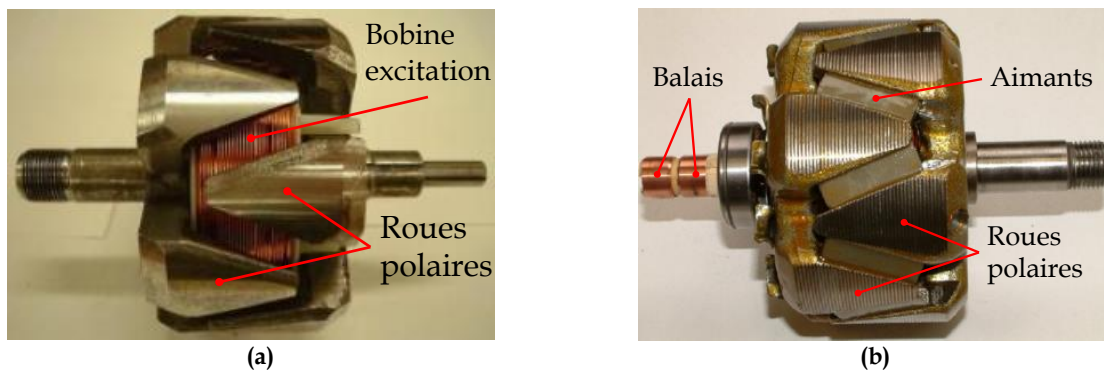


Figure 19: Rotor alternatif à griffes: Sans aimants (a)- avec aimants ajoutés (b)

La famille des Machines Synchrones à Double Excitation (MSDE) ne se limite pas aux génératrices à griffes, en effet les références, [26], [27], [28], [29], [30] relatent de travaux sur des machines à concentration de flux, machines à aimants surfaciques radiaux et axiaux. Les Sources d'Excitation peuvent provenir du Rotor (SER), *Figure 20 a-b*, du Stator (SES), *Figure 21 a*, ou bien encore Mixte (SEM), *Figure 21 b*, dans le cas où les aimants sont placés sur le rotor et les bobines au stator.

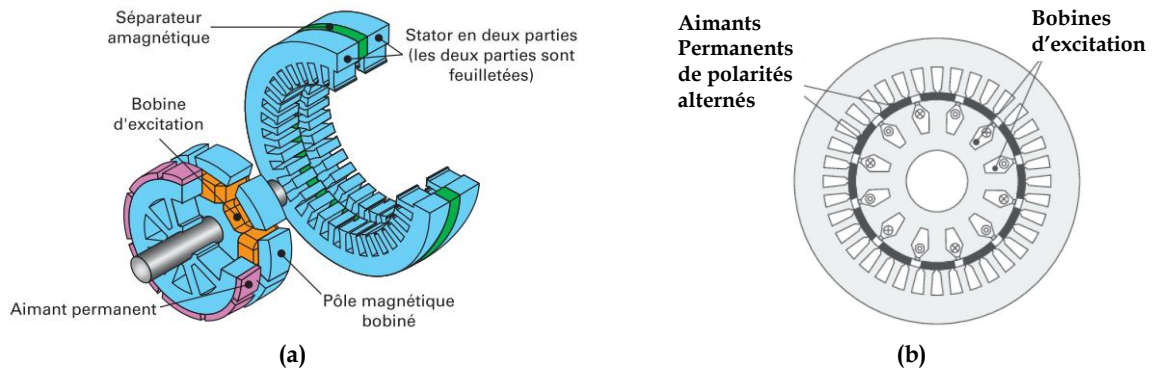


Figure 20: MSDE-SER-Excitation parallèle (a)- Excitation série (b) [30]

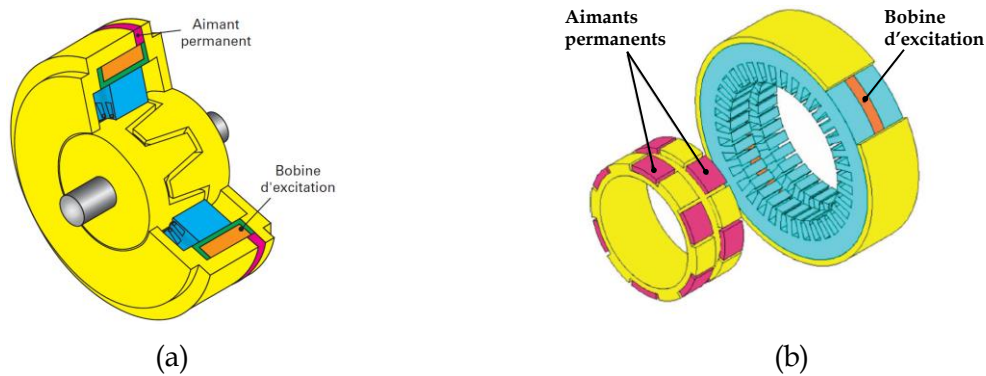


Figure 21: MSDE-SES et MSDE-SEM [30]

Le principe de fonctionnement reste identique et se résume globalement à deux différentes structures, série, parallèle.

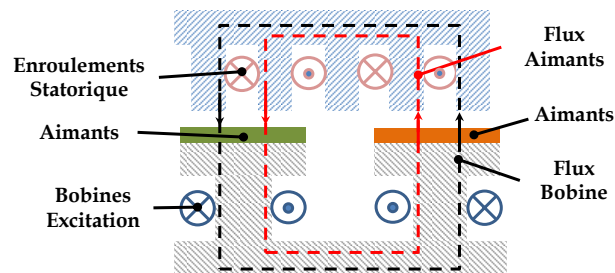


Figure 22: MSDE-SER-Excitation série

La *Figure 22* illustre le principe de MSDE-SER série. Cette structure comporte des aimants dont la perméabilité est proche de celle de l'air, les bobines imposent quant à elles une réluctance élevée pour le circuit magnétique. Cet état de fait impose un courant conséquent dans le circuit d'excitation bobiné afin de s'opposer au flux des aimants. Ceci provoque une augmentation des pertes cuivre et donc une élévation de l'état thermique de la machine qui pourrait comme nous l'avons évoqué précédemment occasionner la désaimantation des aimants. Noter que pour la configuration SER, il est nécessaire de disposer de contacts glissants.

Pour la structure parallèle, *Figure 23*, la conception se révèle plus complexe en comparaison avec la structure série. Aussi les lignes de flux créés par les bobines d'excitation ne traversent pas les aimants. De surcroît, la configuration parallèle possède une capacité de défluxage plus importante que la configuration série.

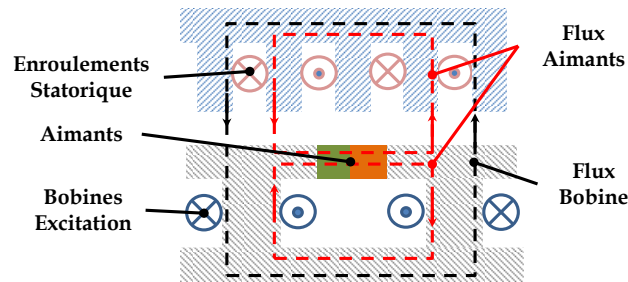


Figure 23: MSDE-SER-Excitation parallèle

1.3.4 Les machines à aimants à flux axial.

Les Machines Synchrones à Aimants Permanents à Flux Axial (MSAPFA), présentées *Figure 14 a-b*, sont apparues dans les années 1980. Ces machines représentent une alternative aux Machines Synchrones à Aimants Permanents à Flux Radial (MSAPFR), en effet, de par leur longueur de fer beaucoup plus faible en forme de « galette », l'utilisation de ces machines pour des applications de dimensions restreintes se révèle être un atout considérable. Ces machines sont adaptées à la propulsion des véhicules électriques et certaines applications de propulsions hybrides marine, le pompage, la ventilation, la commande de vanne, la centrifugation, les machines-outils, la robotique et divers équipements industriels, [31]. Associée à un nombre important de pôles, elles peuvent être facilement utilisées en basse vitesse pour les générateurs éoliens, les systèmes ascenseurs, enfin certaines applications d'actionneurs linéaires offrent des performances de poussée de 1000N.

Dans la thèse [32], les travaux de l'auteur concernent la propulsion électrique d'un avion au cours des phases de roulage au sol, opérations qualifiées de « taxiage »¹³, il propose deux structures de MSAPFA polyentrefers discoïde 6 stators et fait le choix de celle offrant le couple et le volume les plus performants. La solution retenue possède un entrefer très faible, aussi, afin de compenser les efforts de frottements entre les parties mobiles et fixes un procédé de compensation des efforts de plaquage a été prévu. Les *Figure 24 a-b* présentent une solution « réduite » d'un prototype, à des fins de limitation de coût et de complexité de fabrication, qui ne comporte qu'un seul rotor et deux stators. Il faut noter que ces travaux sont dans la continuité de ceux menés par les aviateurs, qui s'affairent à remplacer les circuits hydrauliques par des machines électriques performantes à faible encombrement et de surcroît à minimiser la masse et volume des actionneurs embarqués afin de limiter la consommation de carburant.

¹³ Le principe réside dans le fait de propulser l'avion avec un train de roulage à traction électrique entre l'embarquement et la piste de décollage. Ces opérations de taxiage représentent 5.6 million de KM/an et 4% de la consommation en carburant/vol (moyen-courrier).

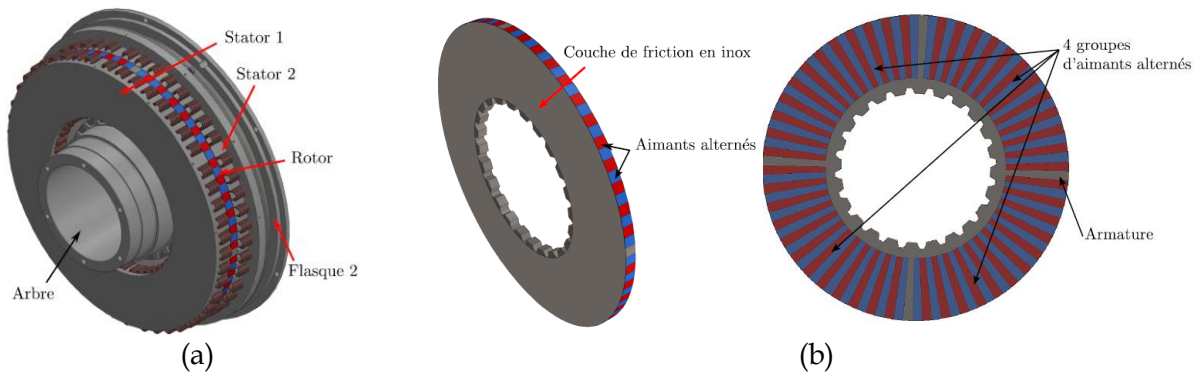


Figure 24: Vues globales : Stator et rotor (a)- Rotor avec et sans couche de friction (b) [32].

Dans [33], les auteurs ont établi un état de l'art sur les machines à flux axial appuyé par 86 références permettant d'avoir un aperçu de ces machines. Les machines sans encoches et à encoches y sont présentées, les structures, avantages et caractéristiques des MSAPFA sont clarifiées ainsi que certaines structures innovantes. Cet article précise également que les MSAPFA possèdent des avantages par rapport aux MSAPFR, de par leur structure intrinsèque. En l'occurrence, il souligne le caractère du couple important disponible par ces machines multipliant le nombre de rotors, qu'elles possèdent un entrefer réglable et de surcroît laisse entendre que le niveau de nuisance sonore est moindre en comparaison avec les machines à flux radiale. Toutefois les auteurs n'abordent pas les problèmes de mise en œuvre notamment des difficultés d'ordre mécanique et de faisabilité de la structure d'ensemble.

Dans son mémoire de thèse, [34] montre, pour un rotor idéal à double entrefer, l'évolution du couple électromagnétique T_{em} par rapport au couple électromagnétique maximum T_{em-max} en fonction du rapport des rayons intérieur R_{int} et extérieur R_{ext} , *Figure 25*.

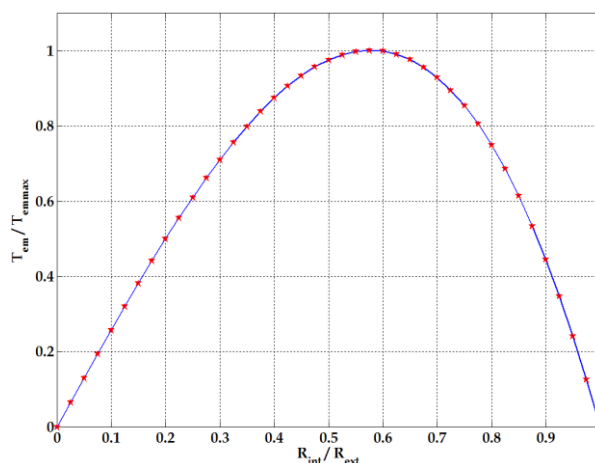


Figure 25: Evolution du couple électromagnétique

On remarque que le rapport du couple passe par son maximum pour le rapport des rayons aux alentours de 0.6. Dans la pratique, l'utilisation d'un ratio inférieur à 0.6 entraîne des difficultés de mise en œuvre s'il est implanté un bobinage distribué au stator. Dans l'alternative la solution consisterait à implanter un bobinage dentaire. Nous allons à présent détailler ce type de bobinage qui sera exploité dans les chapitres 2 et 3.

1.3.5 Le bobinage triphasé dentaire.

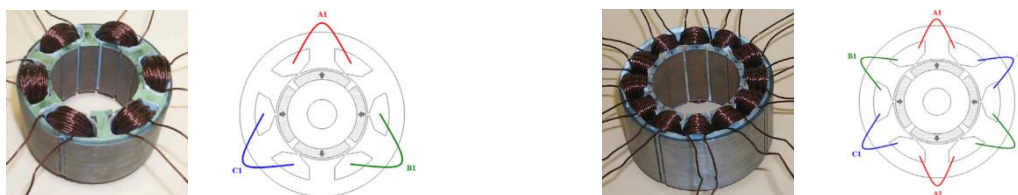
Il existe de nombreuses références actuelles sur le choix de ce bobinage en vue d'améliorer l'efficacité énergétique des machines électriques. Avant de détailler leurs avantages et inconvénients en lien avec différentes catégories de bobinage, nous allons les présenter. Ces différents bobinages, dénommés pour les plus courants, concentriques, en section, par pôles, par pôles consécutifs etc... constituent alors une famille dite de « bobinage distribué ». Hormis le fait que ces bobinages permettent de créer une force magnétomotrice quasi sinusoïdale, ils présentent comme inconvénient majeur d'avoir des têtes de bobines consécutives et volumineuses, *Figure 26*.

Ce volume de cuivre, placé dans l'air, n'est pas générateur d'induction dans l'entrefer puisqu'il n'est pas implanté dans la denture statorique de la machine. Il représente en fait une source de pertes cuivre et un volume qui pourrait être optimisé. En plus des pertes évoquées, ces têtes de bobines sont le siège de forces magnétiques de Laplace qui peuvent provoquer des vibrations de la tête de bobine ou « cage de développantes » pour les grosses unités de production de type alternateur, enfin engendrer des déformations modales de ces têtes de bobines, mais pas de phénomène vibratoire du circuit magnétique.



Figure 26: Tête de bobine de bobinages distribués.

Dans l'optique de répondre à la norme IEC 60034-30, (cf. § 1.3), la solution consiste à réaliser un bobinage dit « dentaire » ou « concentré sur dents ». Globalement la technique consiste à réaliser des bobines élémentaires implantées autour d'une dent statorique, [35], [36], *Figure 27 a-b*. Dans [36],[37] Ayman M. El Refaie compare différentes machines à aimants surfaciques et enterrés, simple et double bobinage dentaire. Ce type de bobinage, a gagné en intérêt depuis plus d'une décennie, compte tenu des nombreux avantages qu'il procure pour les concepteurs de machines. Ces avantages et /ou inconvénients qui entrent en ligne de compte concernant, les têtes de bobines, le facteur de remplissage, la possibilité de fonctionnement en défluxage, le couple de détente, enfin la mise en œuvre et la fabrication.



(a) : Bobinage simple couche

(b) : Bobinage double couche

Figure 27: Bobinage dentaire simple et double couche-[36]

Le *Tableau 2*, issu de la thèse de [38] compare différents types de bobinages et permet de dresser un bilan non exhaustif des avantages et inconvénients des solutions proposées, aussi les différentes réalisations référencées ces dernières années, proposent et exploitent un bobinage dentaire double couches. On notera cependant, pour la ligne « bruit » du tableau proposé, que les valeurs élevées (+) ou basses (-) ne peuvent être prise en compte comme telles ! En effet, elles restent tributaires des fréquences de résonances de la structure. On peut toutefois préciser que les machines dotées d'un bobinage dentaire présentent, si l'on se place au niveau de la pression radiale, un spectre riche en harmonique et potentiellement élevé en termes de nuisances acoustiques. Ce point important sera détaillé au cours du chapitre second.

Tableau 2: Comparaison entre les différentes catégories de bobinages-[38]

+ : Valeur élevée - : Valeur basse	Bobinage croisé réparti	Bobinage croisé dentaire	Bobinage dentaire (non croisé)	
			Simple couche	Double couche
Inductance mutuelle entre phase	++ (bobines croisées)	++ (bobines croisées)	-	+ Fuite entre les encoches
Tête de bobine	Longue	Longue	Courtes	Très courtes
Inductance propre	+	++	+ (inductance de fuite)	- (Inductance de fuite)
Pertes au rotor (Echauffement-Effet de peau)	++ Pas d'harmonique FMM	++ Peu d'harmonique FMM	-- Riche en harmonique FMM	- Moins riche en harmonique FMM
<i>Bruit</i>	++	+	--	-
Nombre de combinaisons (encoches/pôles) pouvant accueillir le bobinage	--	--	+	++
Facilité de mise en œuvre	--	-	++	+
Facteur de bobinage	+	++	[++]*	[+]*
FEM-Sinusoidale	++	+	-	[++]*
[*] Selon la bonne combinaison Encoche/Pôle				

1.3.5.1 Les têtes de bobines et le taux de remplissage.

Au regard des *Figure 26* et *Figure 27*, les têtes de bobines présentent, pour le bobinage dentaire, des développantes moins importantes ce qui, d'une part, contribue à accroître la compacité de machine et, d'autre part, réduit le volume de cuivre. Cela a une incidence directe sur le rendement global de la machine, tributaire des pertes par effet Joule et sa puissance massique proportionnellement augmentée.

Il apparaît également, *Figure 27 a*, que pour le simple bobinage dentaire, les phases sont réparties sur la circonférence de la machine et occupent deux encoches successives. Ainsi, le taux de remplissage s'en trouve amélioré. En effet, l'isolation des brins qui constituent les

bobines élémentaires est minimisée. A contrario, le double bobinage offre pour une encoche, la possibilité de contenir des bobines élémentaires de phases différentes. En conséquence, l'isolation occupe un volume plus important dans une même encoche et le taux de remplissage est directement impacté.

1.3.5.2 Tolérance aux défauts.

La tolérance aux défauts est un problème majeur pour les machines à aimants, particulièrement dans les applications de fonctionnement en milieu hostile qui imposent un niveau de sécurité élevé afin de garantir un fonctionnement « dégradé ». Les applications liées à l'aviation et la propulsion des matériels roulants terrestres et maritimes, tout électrique, sont appropriées pour ce type de fonctionnement. Ces tolérances pour une machine concernent plus particulièrement la limitation des courants de court-circuit par une inductance élevée, l'isolation mécanique, magnétique et thermique entre les phases.

La multiplication du nombre de phases de la machine ou bien encore le doublement des circuits statoriques est un atout majeur en termes de sécurité. On retrouve de telles applications dans les propulseurs synchrones double étoile des navires électriques, les enroulements couplés en étoiles, (décalés de 30°), indépendants l'un de l'autre et alimentés par des modulateurs, eux aussi indépendants. Cette configuration peut garantir une propulsion minimum si l'un des circuits venait à « rendre l'âme ».

1.3.5.3 Défluxage des machines à aimants.

Dans [37], l'auteur compare deux machines à bobinage distribué et dentaire, il montre que les MSAPS dotées d'un bobinage dentaire possèdent une inductance plus importante comparées à celles dotées d'un bobinage distribué (pour une même induction et compte tenu de l'entrefer important des MASAPS). Il précise également que le bobinage concentré présente un potentiel important de fonctionnement en défluxé. Egalement dans [17], il précise que les MSAPe présentent de meilleures dispositions, en comparaison aux MSAPS, pour répondre aux spécificités résumées dans le plan couple-vitesse, *Figure 28* pour les futurs véhicules électriques d'ici 2020.

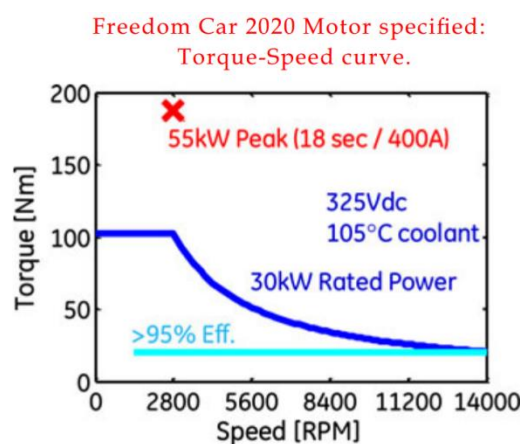


Figure 28: Spécification et performances pour les véhicules électriques 2020.[17]

Globalement, le fonctionnement en défluxé des MSAP est tributaire du courant induit, de l'angle entre la force électromotrice et le courant d'induit et du rapport de saillance ζ , respectivement à la relation (1.3.2), [39].

$$\zeta = \frac{L_q}{L_d} \quad (1.3.2)$$

Avec : L_d inductance axe d (H), L_q inductance axe q (H).

Les machines électriques synchrones ont fait l'objet d'une classification suivant le rapport de saillance par [40], [41]. Elle fait référence à la nature de l'excitation en lien avec le bobinage, les aimants et leur implantation au rotor, la nature du rotor. La *Figure 29* illustre cette classification, on y retrouve principalement les familles de machines à rotor bobiné, machines à aimants, à double excitation, les machines à reluctance variable et synchro-réductantes.

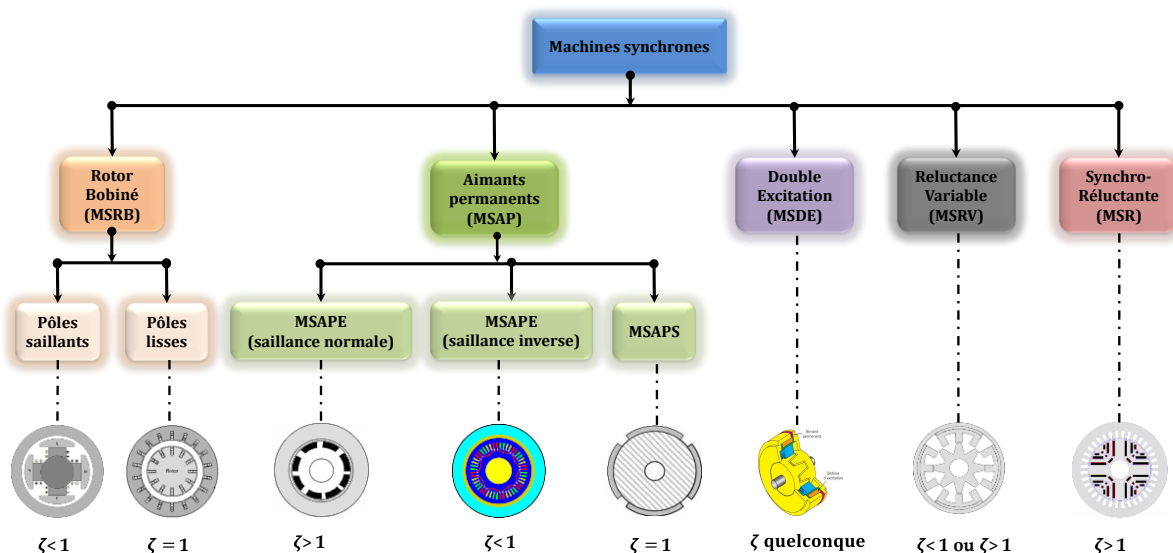


Figure 29: Classification des machines synchrones [40], [41].

1.3.5.4 Couple de détente

Le couple de détente est tributaire de la combinaison encoches/pôles. Ce couple de pulsation moyen nul est dû à l'aptitude des aimants à s'aligner avec le fer des dents qui composent le stator. De nombreuses techniques sont rapportées dans la littérature afin de réduire le couple de détente. Pour les plus connues, on retrouve bien sûr sur le choix du nombre d'encoche et le nombre de pôles en maximisant le Plus Petit Multiple Commun « PPCM », du couple (Z_s, p) afin de réduire l'ondulation, mais aussi agir sur l'arc polaire des aimants, l'angle d'inclinaison (vrillage) ou le décalage des aimants montés suivant l'axe du rotor, ou bien encore en plaçant des encoches factices, etc...[42], [43], [44].

Dans son mémoire de thèse, Islam Mohamed Rakibul [45] traite tout particulièrement du couple oscillant et du couple de détente ou réductant. Il démontre que les variations de couple ne sont en rien responsables du bruit magnétique. Mais que le bruit et les vibrations des machines sont la conséquence des contraintes électromagnétiques exercées dans l'entrefer. C'est pourquoi, on peut penser qu'une machine dotée de bonnes qualités électriques en termes de couple de détente ou d'ondulation, peut être potentiellement bruyante !

1.4 Le bruit des machines électriques

Le bruit des machines électriques qui propulsent les systèmes roulants, ferroviaire et terrestre, est régi comme nous l'avons déjà évoqué au paragraphe § 1.2.3 par la norme internationale CEI-60349-2-2010. Elle prend en compte essentiellement la limitation des tonalités pures et la limitation sur le bruit global des machines tournantes pour un niveau de puissance acoustique dB(A)¹⁴ en fonction de la vitesse de rotation en tour par minute.

1.4.1 Les origines du bruit des machines électriques

P.L.Timar, [46] définit le bruit des machines électriques comme l'interaction de trois éléments fondamentaux, la source émettrice du phénomène acoustique, le milieu de propagation et le récepteur. Ces éléments fondamentaux sont intrinsèquement tributaires de paramètres « passifs » et « actifs » *Figure 30*.

Les paramètres actifs peuvent d'ores et déjà pris en ligne de compte dans l'élaboration d'une trame d'étude de la chaîne de bruit, depuis les forces d'excitations au bruit acoustique audible. Nous verrons par la suite que les vibrations correspondent à des « modes » de déformations mécaniques naturels de la structure, pouvant être sollicités dans certaines bandes de fréquences. La résonance de ces fréquences avec les harmoniques des forces d'excitations pouvant mener à des situations « critiques » dans la gamme audible humaine.

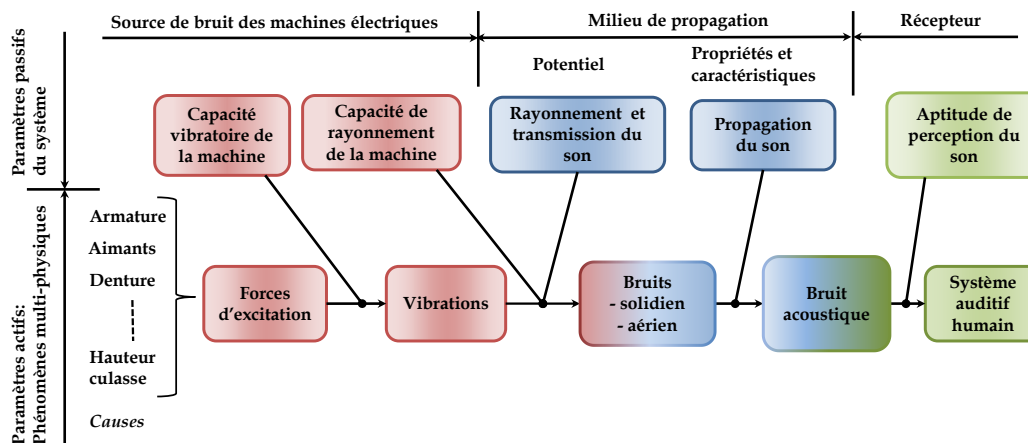


Figure 30: Mécanisme de génération du bruit des machines électriques [46]

1.4.1.1 Classification de l'origine des vibrations et du bruit des machines

Comme nous l'avons vu dans les paragraphes précédents les moteurs électriques, représentent une part importante des consommateurs de puissance, *Tableau 1*. Les exigences liées aux accords internationaux et l'évolution des normes conséquentes, obligent les concepteurs à accroître la puissance massique des machines électriques. Cette direction de recherche innovante a engendré des modifications plus que notables, en termes de coûts de fabrication, de temps de conception, de volume et de choix de matériaux destinés à la fabrication de ces Moteurs.

De cause à effet, ces profonds changements et innovations technologiques participent à la problématique du **bruit magnétique**. Le bruit des moteurs électriques est tributaire de trois

¹⁴ dB(A) : Cette grandeur varie fortement au cours du temps, la lettre A correspond à une pondération des faibles fréquences <1kHz et hautes fréquences >5kHz afin de correspondre à la sensibilité de l'oreille moyenne normale.

grandes sources émettrices, à des points de fonctionnements qui dépendent de la vitesse de rotation, de la charge, de la fréquence et la nature du système d'alimentation.

Ces sources sont d'origine **aérodynamique**, **mécanique**, **électromagnétique** [46],[47],[48] illustrées *Figure 31*. Les vibrations et le bruit des machines électriques sont liés à des phénomènes multi-physiques dont les causes constituent les entrées conceptuels plus ou moins contrôlables, comme les enroulements qui constituent le bobinage statorique (armature), les aimants sources d'excitation de la machine, la configuration et le dimensionnement de l'ensemble des constituants de la structure (culasse, encochage)... enfin le procédé de ventilation de l'ensemble qui peut être forcé au moyen d'un moto-ventilateur ou naturel (brasseur d'air solidaire de l'arbre rotorique).

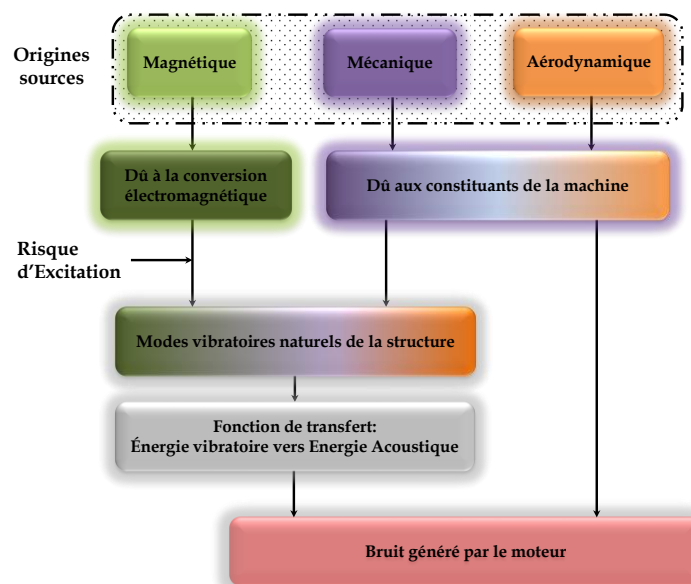


Figure 31: Origine du bruit acoustique des machines électriques [46]

1.4.1.1.1 Le bruit aérodynamique

Le bruit d'origine aérodynamique est créé par l'écoulement de l'air au travers de la structure de la machine, il augmente pour des fonctionnements à moyennes et hautes vitesses de rotation. Il est dépendant de la ventilation associée à l'arbre tournant et des pièces mises en mouvement, génératrices de turbulences. En effet, le bruit rayonné par l'ensemble du rotor solidaire du ventilateur génère un bruit dit « tonal » et à large bande comprise entre 100 Hz et 10kHz,[49]. La *Figure 32* illustre un exemple du spectre acoustique d'un ventilateur effectué dans une chambre anéchoïque¹⁵, on y observe la présence de raies situées aux fréquences de passage des pales, f_p et de ses harmoniques, f_{ph} , [50]. Notons que la largeur de bande est ici limitée à 4 KHz.

¹⁵ En acoustique la dénomination anéchoïque qualifie un local dont les parois sont construites de manière à absorber entièrement les ondes sonores qui les frappent.

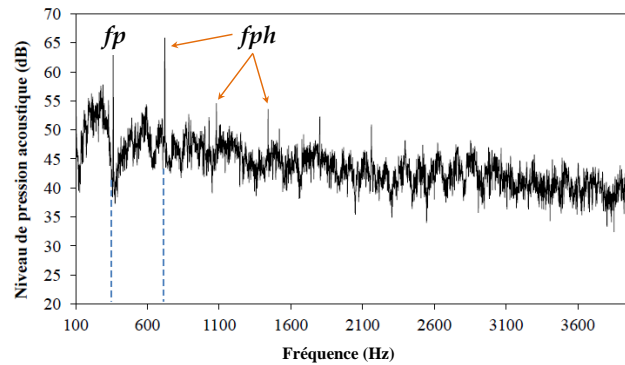


Figure 32: Analyse spectrale d'un ventilateur axial automobile [50].

Pour le spectre ci-dessus représentatif de la pression acoustique, on peut considérer un bruit de sirène produit par les pales du ventilateur (tonalité pure), des conduites de ventilation éventuelles ou bien encore par les constituants, propres à la machine en mouvement. La fréquence de la tonalité pure produite par les pales peut être calculée par la relation (1.4.1).

$$f_p = k N_p n_m \quad (1.4.1)$$

Avec $k = \{1, 2, 3, \dots\}$; N_p le nombre de pales, n_m vitesse de rotation angulaire en tr/s.

1.4.1.1.2 Le bruit mécanique

Le bruit mécanique est généré par les vibrations occasionnées par l'ensemble des constituants de la machine. On retrouve principalement l'ovalisation du rotor, la torsion de la fusée, l'excentricité de l'arbre (problème de montage et/ou démontage) du rotor sur lequel sont empilées les tôles magnétiques et les aimants. Le couplage à la charge entraînée qui peut être rigide, élastique et/ou déporté, les contacts glissants s'ils existent, l'alignement des paliers... Les roulements à billes sont implantés dans les flasques, l'ensemble constitue les paliers qui supportent l'arbre. Ces roulements, généralement de bonne qualité, ne génèrent pas de bruit intrinsèque. Les vibrations sont générées directement ou indirectement par les paliers et de manière solidienne, transmises aux éléments voisins pour produire du bruit audible couramment appelé « bruit de roulement ». L'amplitude des vibrations et le niveau audible du bruit de roulement sont fortement liés aux changements de la vitesse de rotation et de la charge radiale exercée sur les roulements à billes [51].

Les relations (1.4.2) et (1.4.3) permettent de déterminer l'amplitude des vibrations et le niveau audible des paliers suivant la vitesse de rotation N et de la charge radiale Q , respectivement illustrées par les Figure 33 a-b.

$$\Delta L_N = 20 \log \frac{N_{n+1}}{N_n} \quad (1.4.2)$$

$$\Delta L_Q = 20 \log \frac{Q_{n+1}}{Q_n} \quad (1.4.3)$$

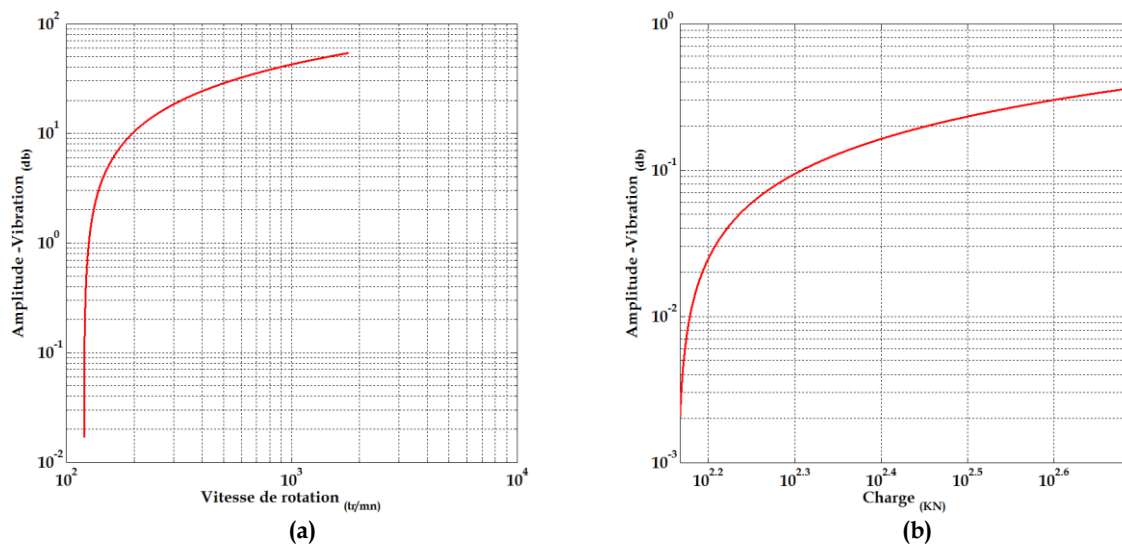


Figure 33: Amplitude des vibrations suivant la vitesse de rotation (a), suivant la charge (b).

On peut remarquer que les amplitudes des vibrations liées aux variations de charge ont un impact moindre en termes de bruit de roulement par rapport celles à liées aux variations de vitesse. On peut également remarquer que pour des vitesses relativement basses ($100 < N < 1000$ tr/mn), le niveau de bruit de roulement peut atteindre une valeur importante.

Enfin, comme nous l'avons précisé auparavant, le bruit des moteurs électriques est tributaire de trois grandes sources : aérodynamique, mécanique, électromagnétique. Par la suite, on s'intéressera spécifiquement **au bruit d'origine magnétique** qui peut dominer les autres sources à basse vitesse dans le cadre d'utilisation de machines électriques à vitesse variable.

1.4.1.2 Le bruit magnétique

Le bruit magnétique généré par les moteurs est tributaire de phénomènes physiques connus et contribue fortement aux perturbations sonores. Aussi on identifie comme phénomènes physiques perturbateurs, l'**effet magnétostrictif**, c'est à dire la capacité que possède un élément ferromagnétique à se contracter ou se dilater, suivant les lignes de champs magnétiques auquel il est soumis. L'**effet électromagnétique** est, quant à lui, lié à l'interaction des efforts situées dans l'espace qui sépare deux éléments magnétiques proches et de réluctivités différentes. En l'occurrence l'entrefer pour une machine électrique.

Ces effets provoquent des déformations de la surface extérieure de la machine. Ces déformations « dynamiques » soumettent l'air ambiant à des variations de pression de l'air au voisinage.

Ces ondes se propagent pour donner naissance aux nuisances sonores.

1.4.1.2.1 L'effet magnétostrictif.

Les travaux sur le bruit et les vibrations accordent une forte influence des effets magnétostrictifs aux machines électriques statiques comme les transformateurs et les selfs de lissage. Dans [52], les auteurs indiquent que les forces magnétostrictives en plus des forces de Maxwell dans les entrefers sont les causes principales de la déformation de la structure et à l'origine du bruit magnétique. Ils exploitent le prototype d'une self de lissage utilisée dans le domaine ferroviaire. Les essais réalisés permettent de dissocier les effets magnétostrictifs de ceux liés aux forces de Maxwell et montrent que l'effet magnétostrictif est amplifié par la

hauteur des colonnes et devient supérieur aux effets de Maxwell dépendant de la dureté des cales d'entrefer. De nombreuses recherches ont été entreprises sur l'effet magnétostrictif, notamment sur l'étude microscopique, macroscopique, caractérisation des matériaux...etc, [53],[54],[55].

Pour les moteurs électriques les forces de magnétostriction, peuvent se révéler importantes et contribuer aux nuisances sonores, dans le sens où les effets magnétostrictifs peuvent amortir les vibrations pour certaines fréquences et au contraire les augmenter pour d'autres. Qui plus est, la fréquence des vibrations peut être de 8 à 9 fois plus grande lorsque cet effet est pris en compte,[56].

1.4.1.2.2 L'effet électromagnétique

Le bruit conséquent à l'effet électromagnétique est lié au tenseur de Maxwell et la force de Laplace (Lorenz force). Cependant il faut les distinguer l'une de l'autre car toutes deux produisent des vibrations dont les effets sont bien distincts.

▪ Les forces de Laplace

Les forces de Laplace désignent les forces appliquées à un conducteur parcouru par un courant dès lors qu'il est soumis à un champ magnétique. Les conducteurs qui constituent les bobines statoriques des machines, auraient tendance à se mouvoir dans les encoches. Dans le cas de bobinage concentrés, *Figure 27 § 1.3.5*, les têtes de bobines sont réduites par rapport à un bobinage distribué, *Figure 26 § 1.3.5*. En tout état de cause, les forces créées ne provoquent pas de phénomène vibratoire du circuit magnétique. Cependant elles soumettent les conducteurs du bobinage, à des contraintes électrodynamiques importantes dès lors qu'ils doivent supporter des pointes de courants lors des phases de démarrage ou bien encore en cas de défaut de type court-circuit. Là encore de telles situations ne provoqueront pas de phénomène vibratoire du circuit magnétique, mais à plus ou moins long terme une usure prématurée des enroulements, (usure du vernis de protection des conducteurs, écrasement des isolants, spires en court-circuit...etc), altérant ainsi la longévité de la machine.

▪ Les forces de Maxwell

Comme nous l'avons évoqué, l'espace qui sépare deux matériaux réticulés est le siège de forces de Maxwell, c'est pourquoi dans la littérature on les associe parfois aux « forces de reluctances ».

Pour une machine électrique tournante, l'entrefer qui sépare le stator du rotor, est le siège de ces forces perturbées par d'importantes interactions des différents champs magnétiques, causées par le bobinage de la machine, les aimants, l'épaisseur de l'entrefer, enfin l'état de saturation des constituants magnétiques.

Les travaux I. M Rakibul [45] A. Belahcen [57] et J.F Gieras [48] montrent que les forces de Maxwell sont à l'origine du bruit magnétique et plus particulièrement les forces radiales dont le mécanisme est illustrées *Figure 34*.

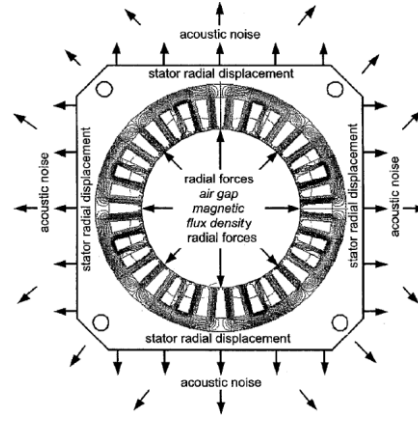


Figure 34: Mécanisme de génération des vibrations et du bruit des machines électriques, [48]

On propose dès lors de donner l'expression de ces forces caractérisées par le tenseur de Maxwell, (1.4.4). Noter que le détail des calculs menant à l'expression de la pression radiale (normale) et tangentielle est donné [Annexe C](#).

$$\mathbf{F}_n = \iint_S \left[\frac{1}{2\mu_0} (\mathbf{B}_n^2 - \mathbf{B}_t^2) \right] d\mathbf{S} \quad (1.4.4)$$

$$\mathbf{F}_t = \iint_S \left[\frac{1}{\mu_0} (\mathbf{B}_n \mathbf{B}_t) \right] d\mathbf{S} \quad (1.4.5)$$

La pression radiale \mathbf{F}_n exprimée, (1.4.4) s'avère être une source prépondérante en termes de génération de bruit magnétique. La composante tangentielle, (1.4.5) génère quant à elle, le couple exercé sur le rotor si l'on prend en considération le rayon R_r du rotor, (1.4.6).

$$\Gamma = R_r \iint_S \left[\frac{1}{\mu_0} (\mathbf{B}_n \mathbf{B}_t) \right] d\mathbf{S} \quad (1.4.6)$$

En considérant la longueur L de la surface active de la machine, on peut exprimer le moment du couple (1.4.7).

$$\Gamma = \frac{LR_r^2}{\mu_0} \int_0^{2\pi} \mathbf{B}_n \cdot \mathbf{B}_t \cdot d\theta \quad \text{avec } d\mathbf{s} = LR_r d\theta \quad (1.4.7)$$

La littérature montre qu'une approximation peut-être apportée pour la pression magnétique dans l'entrefer. Dans l'hypothèse où l'on considère la **perméabilité du matériau magnétique très supérieure à celle de l'air**, que le **circuit magnétique est non saturé**, on peut envisager de ne tenir compte que de la composante radiale, bien que dans certaines applications, telles les turbines de grandes envergures, les forces tangentielles peuvent jouer un rôle en termes de vibrations acoustiques.

Dans son mémoire de thèse, [58], l'auteur compare les harmoniques du champ magnétique radiale et tangentielle obtenus, à partir d'un modèle d'estimation de la perméance d'entrefer complexe et de simulations numériques par EF. Les résultats montrent

que les deux composantes génèrent des harmoniques et des fréquences porteuses identiques, aussi les amplitudes des raies obtenues sont, pour la composante tangentielle nettement inférieure. La *Figure 35 a-b*, montre respectivement l'induction tangentielle et radiale dans l'entrefer d'une machine dotée de 10 aimants surfaciques et d'un bobinage dentaire implanté dans 12 encoches. Cette machine sera présentée au chapitre second.

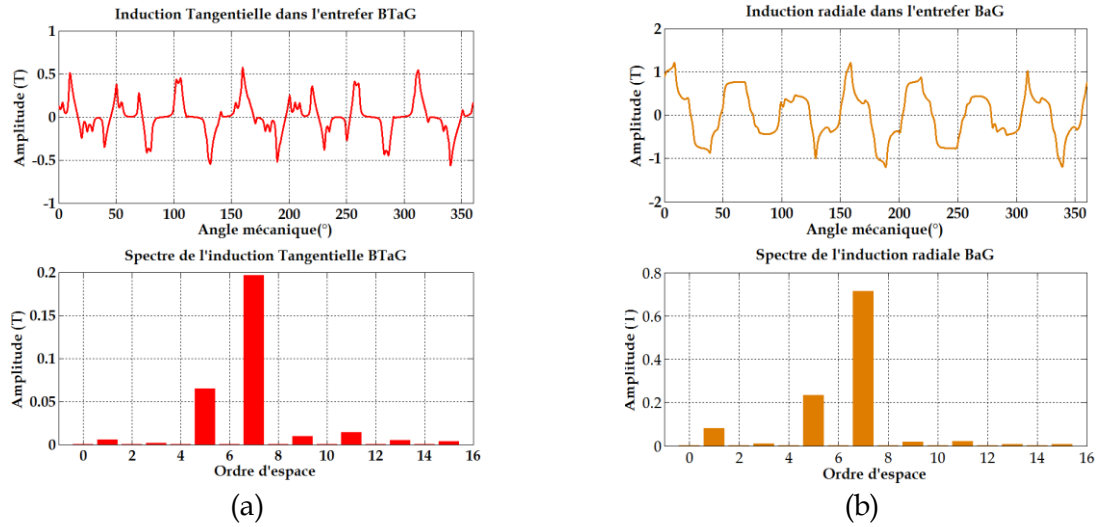


Figure 35: Inductions radiale et tangentielle dans l'entrefer

Sur ces représentations obtenues à partir d'une simulation par EF, on peut remarquer l'amplitude maximale pour l'induction tangentielle moitié moindre en comparaison avec l'induction radiale. L'observation des spectres pour les deux grandeurs, montre des ordres d'espace identiques, mais d'amplitude nettement supérieure pour l'induction radiale. On peut donc à partir de l'expression (1.4.4), simplifier l'expression de la pression radiale (1.4.8) et obtenir l'expression finale simplifiée bien connue (1.4.9).

$$\sigma_n = \frac{1}{2\mu_0} (B_n^2 - B_t^2) \quad (1.4.8)$$

$$\sigma_n \simeq \frac{B_n^2}{2\mu_0} \quad (1.4.9)$$

Ainsi, à partir de cette expression, on peut évaluer les pressions radiales d'une MSAP dans l'espace et le temps. Pour cela, il faut estimer précisément les inductions radiale et tangentielle dans le temps et l'espace (1.4.8) afin d'obtenir une bonne évaluation des harmoniques spatio-temporels.

En guise d'exemple, nous allons détailler sur un cas simple puis sur le cas des MSAP les harmoniques spatio-temporels de la pression radiale obtenue dans l'entrefer. Cela permettra de se familiariser avec les grandeurs physiques et les différentes représentations qui seront utilisées par la suite.

Les calculs dans le cas des MSAP ont été réalisés sur des machines à aimants surfaciques et enterrés à partir d'un modèle numérique par éléments finis, Flux 2D. Notons que ces machines possèdent un bobinage classique distribué, l'application particulière du bobinage dentaire faisant l'objet du chapitre second.

1.4.2 Estimation des harmoniques spatio-temporels de pression radiale d'une MSAP

Dans un premier temps, un exemple simple suivant un modèle analytique est traité afin de montrer l'origine de chaque raie de forces.

1.4.2.1 Cas d'école

Afin de présenter les harmoniques spatio-temporels de la pression radiale, nous allons considérer l'exemple élémentaire de la composante radiale d'une onde d'induction dans l'entrefer. Celle-ci est composée du fondamental auquel on associe un harmonique de très faible amplitude (1% du fondamental) porté à une fréquence élevée ($24 \cdot f$) par exemple. Nous imposons donc la forme d'onde de l'induction et on la définit en (1.4.10). Avec : $p=2$ (4 pôles), f : fréquence de synchronisme 50 Hz, $B_{\max}=1T$

$$B_r(t, \alpha_s) = B_{\max} \cos(\omega t - p \alpha_s) + 0.01 B_{\max} \cos(24 \cdot \omega t + p \alpha_s) \quad (1.4.10)$$

La Figure 36, donne sa représentation dans le temps « t » et l'espace « α_s » suivant la périphérie et au centre de l'entrefer sur une période de 2π .

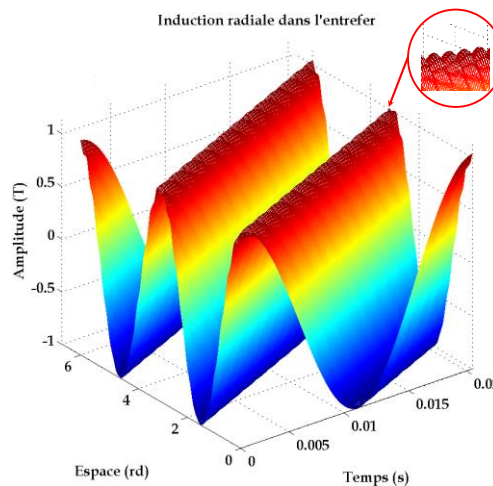


Figure 36: Représentation spatio-temporelle 3D de l'induction radiale dans l'entrefer

Dans l'axe temporel, on observe de très faibles ondulations, elles sont équivalentes à l'harmonique imposé porté à la fréquence $24 \cdot f$, et le nombre de pôle dans l'axe spatial. La Figure 37 donne en vue de dessus l'onde d'induction, sur la gauche on peut observer l'allure temporelle $B(t)$, enfin en dessous la forme spatiale $B(\alpha_s)$. On retrouve les deux paires de pôles dans l'axe spatial ainsi que les ondulations citées précédemment dans l'axe temporel.

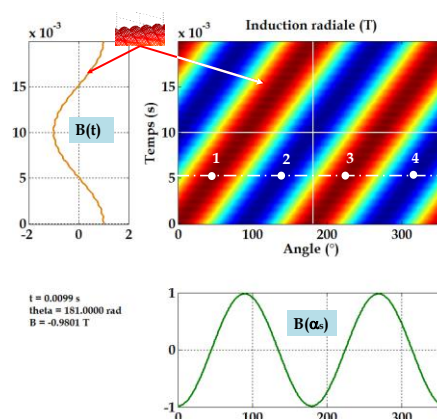


Figure 37: Induction radiale suivant le temps et l'espace

Afin de calculer la pression radiale, on exploite la relation simplifiée (1.4.9), proportionnelle à B_n^2 . Il vient alors :

$$B_r(t, \alpha_s) = \underbrace{B_{\max} \cos(\omega t - p \alpha_s)}_{\text{Fondamental } (t, \alpha_s)} + \underbrace{0.01 B_{\max} \cos(24 * \omega t + p \alpha_s)}_{\text{Harmonique } (t, \alpha_s)} \quad (1.4.11)$$

$$\sigma_n \simeq \frac{B_n^2}{2\mu_0} \simeq \frac{[B_f(t, \alpha_s) + B_h(t, \alpha_s)]^2}{2\mu_0} \quad (1.4.12)$$

L'application de (1.4.11) dans (1.4.12) nous donne :

$$\sigma_n * 2\mu_0 \simeq \left(\begin{aligned} &1^2 \cos^2(2\pi \cdot 50 \cdot t - 2\alpha_s) + 0.01^2 \cos^2(2\pi \cdot 1200 \cdot t + 2\alpha_s) \\ &+ 2 * 1 * 0.01 \cos(2\pi \cdot 1200 \cdot t + 2\alpha_s) * \cos(2\pi \cdot 50 \cdot t - 2\alpha_s) \end{aligned} \right) \quad (1.4.13)$$

L'utilisation des règles relatives au produit de cosinus nous amène à :

$$\sigma_n * 4\mu_0 \simeq \left(\begin{aligned} &1 + \cos(2 * 2\pi \cdot 50 \cdot t - 4\alpha_s) + 0.01^2 (1 + \cos(2 * 2\pi \cdot 1200 \cdot t + 4\alpha_s)) \\ &+ (2 * 0.01 (\cos(2\pi \cdot 1200 \cdot t) + \cos(2\pi \cdot 1150 \cdot t + 4\alpha_s))) \end{aligned} \right) \quad (1.4.14)$$

L'analyse de (1.4.30), laisse apparaître cinq termes, cela se traduit donc par cinq raies sur la décomposition en série de Fourier, ces dernières sont composées de :

- la composante continue d'amplitude $(\frac{1}{4\mu_0} + \frac{0.01^2}{4\mu_0}) = 198963 \text{ N/m}^2$, elle est d'ordre « zéro » et portée par une fréquence à (0*f). Cet ordre spatio-temporel sera dénommé dans la suite de ce manuscrit [Ordre spatial, Ordre temporel], ici [0,0].
- la première raie ou ordre spatial de pression radial, parmi tous, d'amplitude la plus importante est repéré [-4,2]. Le signe « moins » donne en fait le sens de rotation ou de parcours de l'onde caractérisé par une amplitude de $(\frac{1}{4\mu_0}) = 198943 \text{ N/m}^2$, porté par une fréquence de 2.f. La *Figure 38* illustre le sens de l'onde et ses coordonnées spatio-temporelles.
- la seconde raie, la plus faible à [4,48] possède une amplitude de $(\frac{0.01^2}{4\mu_0}) = 19,89 \text{ N/m}^2$.
- la troisième et la quatrième raies, à [0,25] et à [4,23] ont une amplitude de $(\frac{0.01}{2\mu_0}) = 3978 \text{ N/m}^2$. Le *Tableau 3* reprend l'ensemble des composantes de la pression radiale σ_n et la série de Fourier FFT2D obtenu par un outil analytique développé sous Matlab. Cet outil sera présenté au chapitre second.

Tableau 3 : Bilan des ordres spatio-temporels de la pression radiale dans l'entrefer

Ordre spatial	Ordre temporel (multiple de f)	Amplitude (N/m ²)
0	0	$\frac{1}{4\mu_0} + \frac{0.01^2}{4\mu_0} = 198963$
-4	2	$\frac{1}{4\mu_0} = 198943$
4	23	$\frac{0.01}{2\mu_0} = 3978$
0	25	$\frac{0.01}{2\mu_0} = 3978$
4	48	$\frac{0.01^2}{4\mu_0} = 19,89$

La *Figure 38 a* matérialise dans le temps et l'espace les ordres obtenus, notamment l'ordre $[-4,2]$ correspondant à l'ordre d'amplitude majeur de la pression, on peut également apprécier *Figure 38 b* cette onde, ici matérialisée sur la circonférence du cylindre statorique ainsi que son sens de rotation. Nous précisons cependant qu'elle n'est en rien représentative de la déformation de la structure aussi, elle est susceptible de l'exciter.

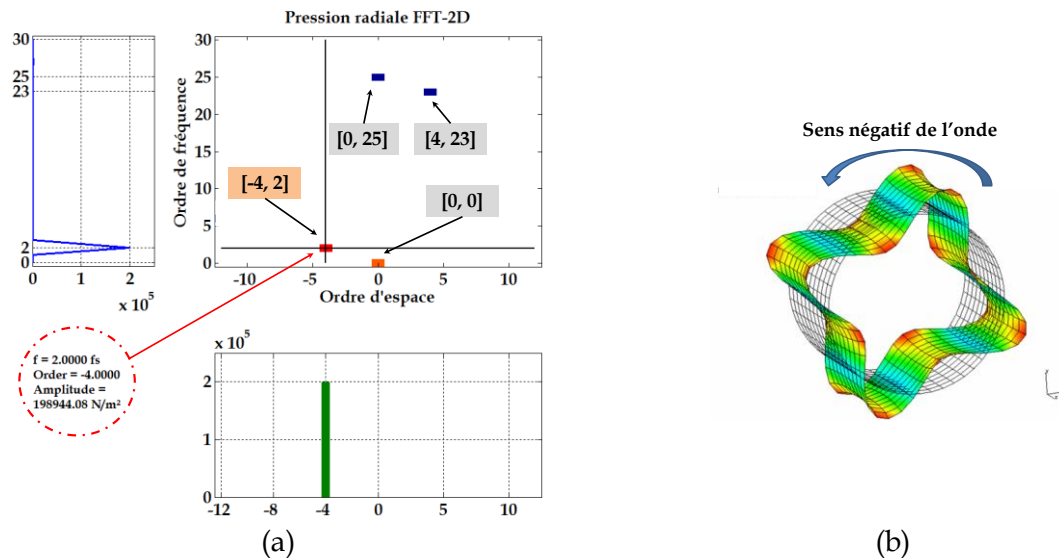


Figure 38: Spectre de la pression radiale et Onde de pression $[-4,2]$

L'exploitation de la FFT2D sur Matlab, permet d'obtenir une représentation suivant quatre axes, spatiaux positif et négatif qui nous donne le sens de l'onde ainsi les ordres temporels positifs et négatifs. Ce dernier axe de symétrie, à volontairement été choisi strictement positif, ainsi on peut affecter le sens de parcours de l'onde avec l'onde spatial, si l'on se réfère à la *Figure 38 b* et définir :

- Ordre spatial > 0 : sens direct.
- Ordre spatial < 0 : sens inverse.

Nous allons à présent reprendre le cas des MSAP avec l'obtention de l'onde d'induction réelle dans l'entrefer à partir d'un calcul de champ par éléments finis.

1.4.2.2 Application à des machines MSAPE et MSAPS

Les 2 machines suivantes, *Figure 39*, ont été simulées au moyen un outil exploitant la méthode des éléments finis. Elles possèdent 48 encoches au stator, dotées d'un bobinage distribué triphasé. Le rotor possède, quant à lui, huit pôles dont les aimants sont surfaciques ou enterrés en « V ». Cette seconde machine correspond à celle que l'on retrouve dans la Prius.

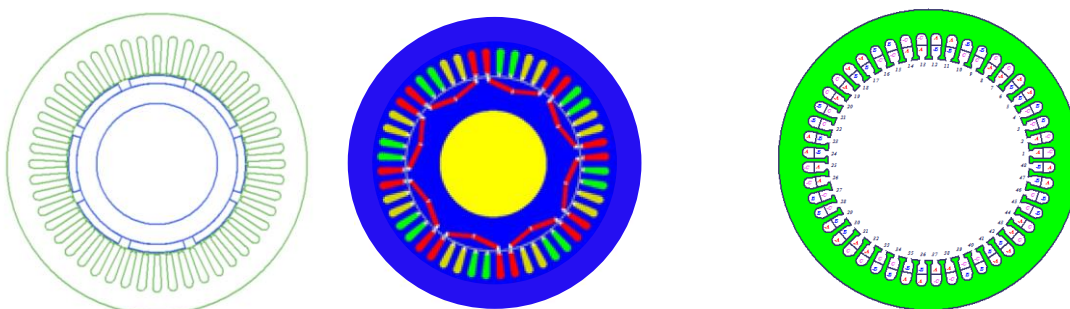


Figure 39: Machines synchrones à aimants surfaciques et enterrés : MS 8p-48s

La *Figure 40 a-b* montre respectivement l'induction et la pression radiale dans l'entrefer dans le temps et l'espace. Pour ces représentations, obtenues analytiquement, nous nous sommes placés à un point de fonctionnement à vide, aussi on peut y observer pour l'induction et la pression radiale, les huit pôles rotoriques et les quarante-huit encoches pour le stator.

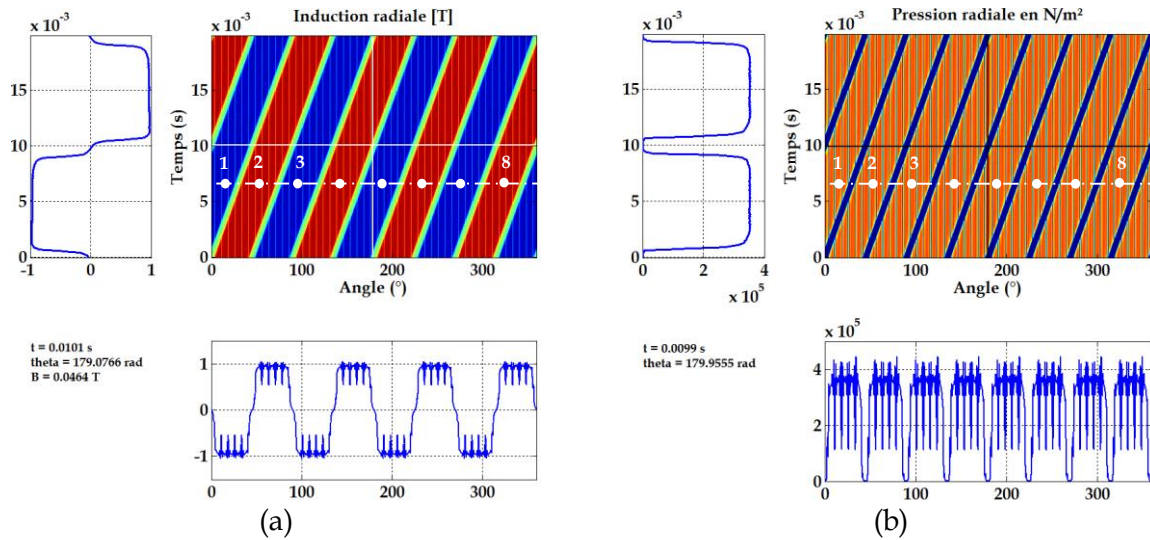


Figure 40: Allure de l'induction et la pression radiale spatiotemporelle-A vide.

Dès lors Nous allons présenter la FFT 2D de la pression radiale. Cette FFT bidimensionnelle est symétrique et nous ne considérerons que les fréquences positives. Par contre, les ordres spatiaux seront positifs ou négatifs indiquant que l'onde de champ tourne en sens inverse. Deux types d'affichage sont ici utilisés, *Figure 41 a-b* respectivement, un affichage « normal » et un mode baptisé « log » qui permet de visualiser un contenu harmonique plus conséquent.

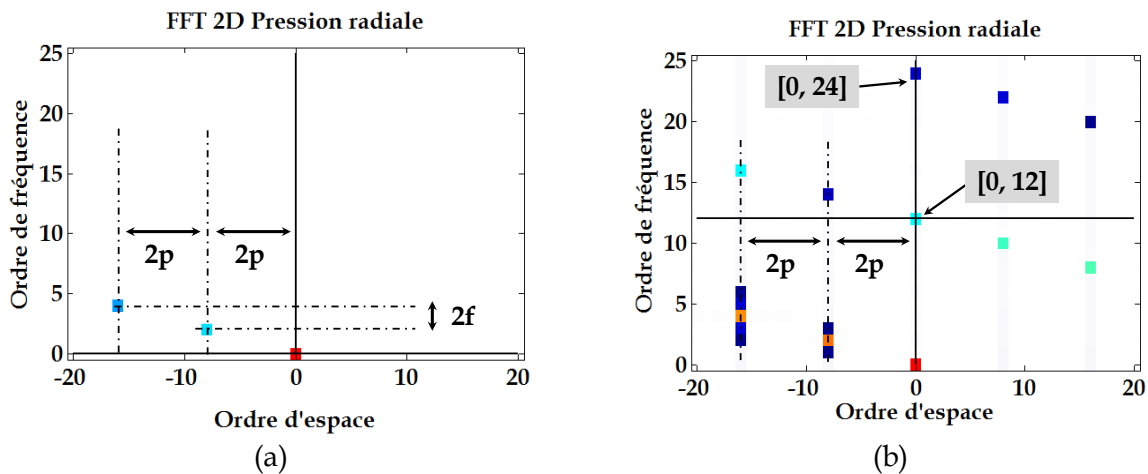


Figure 41: FFT 2D de la pression radiale à vide

On remarque, *Figure 41 a* que les ordres de la pression radiale sont distants l'un par rapport à l'autre de 2 fois le nombre de paires de pôles avec, pour l'ordre temporel un pas de $2f_s$. De même on peut remarquer que des modes faibles d'ordre zéro apparaissent également

avec un pas de 12fs pour les ordres temporels par rapport à l'ordre [0,0]. *Figure 41 b*. Il convient dès lors de refaire les simulations et d'observer la transformée de Fourier lors d'un essai en charge.

On peut observer sur la *Figure 42 a-b* les allures spatio-temporelles de l'induction et la pression radiale dans l'entrefer, on remarque que les réponses dans le temps et l'espace sont légèrement différentes en comparaison à l'essai à vide, aussi afin de mieux estimer l'effet de la charge sur la pression radiale, une analyse de Fourier s'impose, *Figure 42 c-d*.

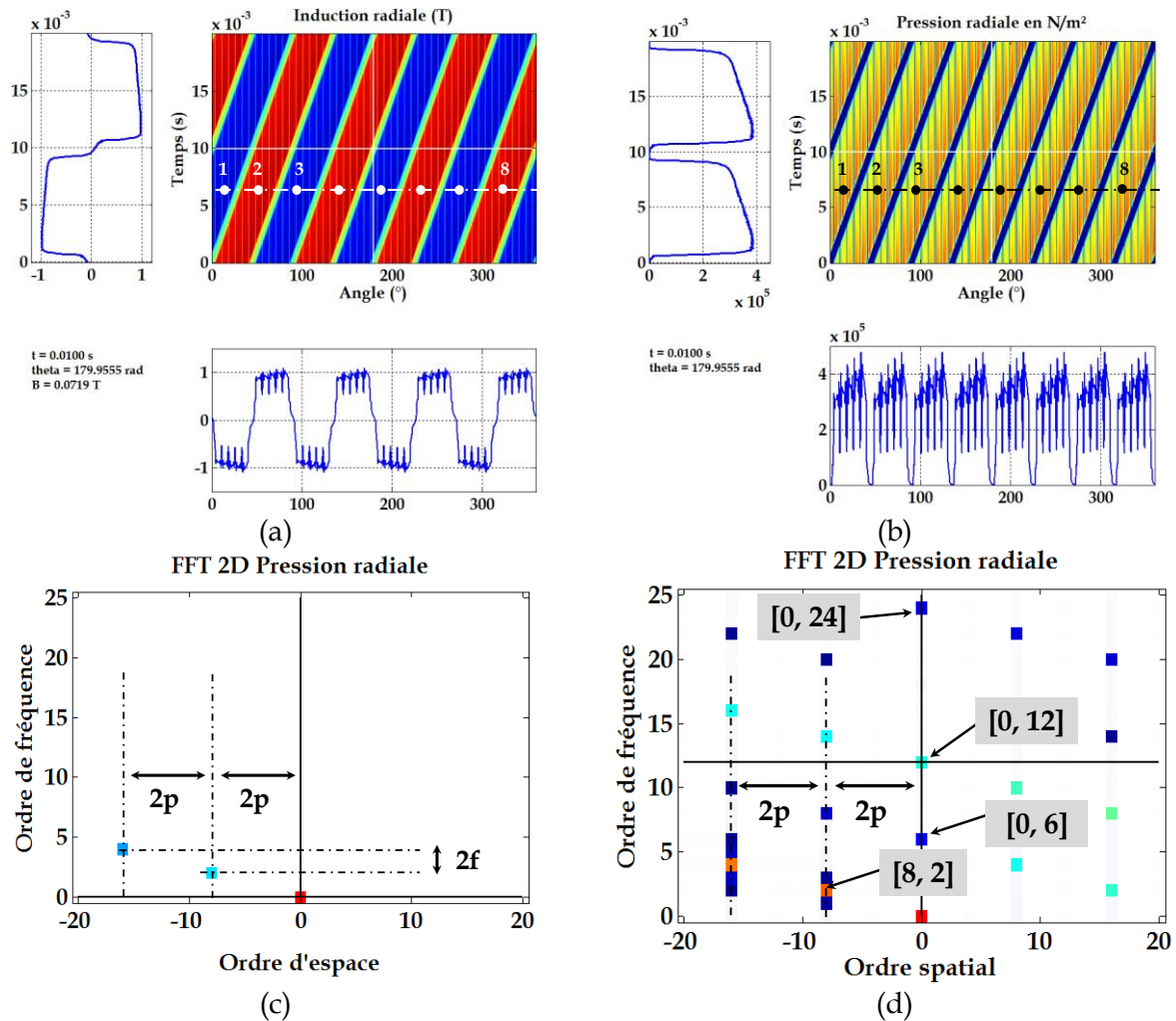


Figure 42: Allure de l'induction et la pression radiale temporelle et spectrale-En charge.

Au regard des *Figure 42 c-d*, on constate l'intérêt d'augmenter la granularité au moyen d'un affichage de type « log ». Si l'on compare la *Figure 42 d* avec son homologue à vide, *Figure 41 b*, le spectre s'enrichit et il apparaît une raie d'ordre 0 à 6fs supplémentaire [0,6].

Ci-dessous, *Figure 43*, on retrouve la comparaison pour une MSAPE et MSAPS de l'induction radiale à vide en fonction de l'angle électrique déjà présenté [59]. De façon plus classique, la FFT suivant l'espace de l'induction sur cette figure montre la richesse du spectre composée d'harmoniques de rang impair et par conséquent pair pour la pression radiale.

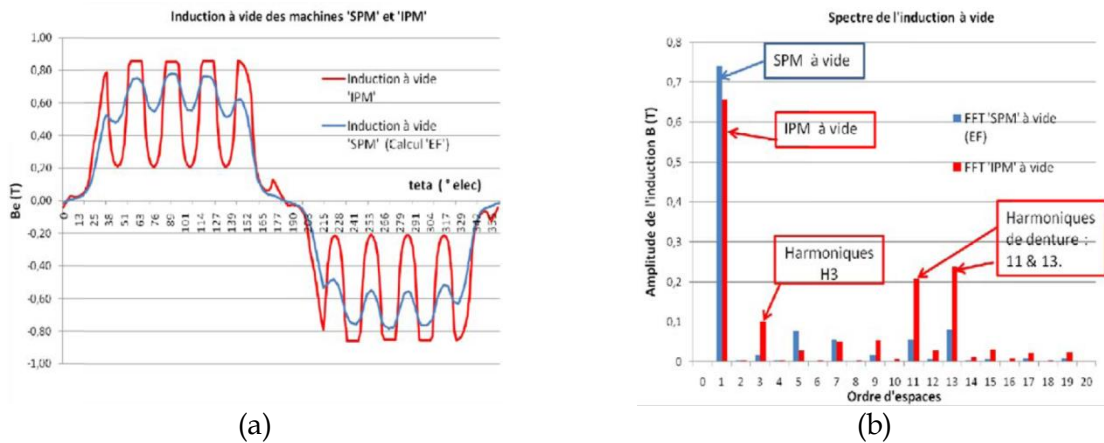


Figure 43: Comparaison de l'induction radiale à vide pour les machines: MSAPS-MSAPE.[59].

On observe *Figure 43 a*, l'induction radiale et l'effet de denture. Sur le spectre harmonique, *Figure 43 b*, le fondamental prédomine pour la machine à aimants surfaciques, un harmonique d'ordre $H=3$ apparait. Il prédomine pour la machine à aimants enterrés. Nous verrons que ce dernier est tributaire de la combinaison de la perméance d'entrefer globale et de la force magnétomotrice totale. L'auteur a identifié les harmoniques de force $H=11$ et $H=13$ comme la conséquence de la denture, avec $H_n=(Z_s/p)\pm 1$.

La figure ci-dessous, illustre pour ces mêmes machines l'allure de l'induction, *Figure 44 a* et leur FFT, *Figure 44 b*, fonction de l'angle électrique, simulées pour un essai en charge.

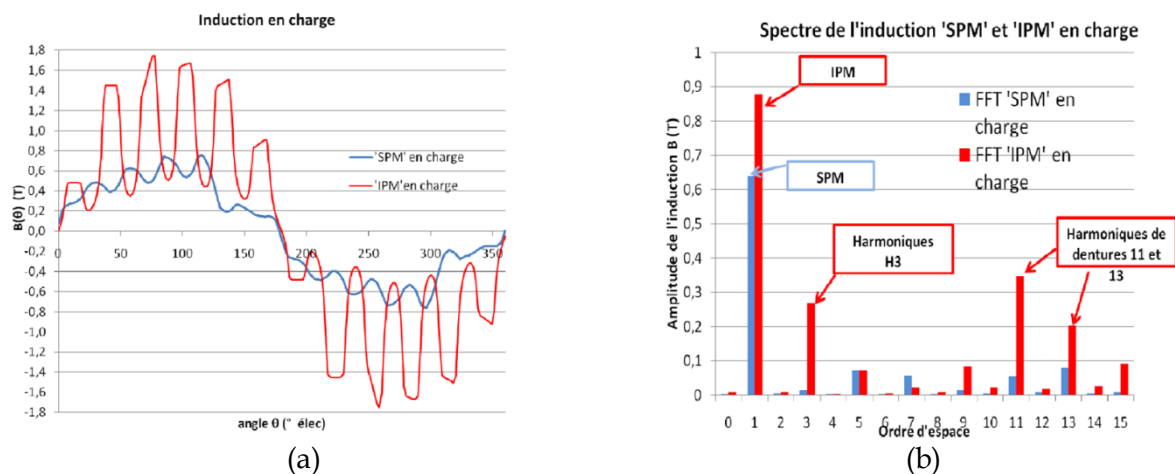


Figure 44: Comparaison de l'induction radiale en charge: MSAPS-MSAPE. [59].

On peut observer un contenu harmonique identique pour les 2 machines et un renforcement des harmoniques pour la MSAPE. L'harmonique $H=3$ est, lui aussi plus important. Il est lié à la force magnétomotrice tributaire des courants statoriques nominaux absorbés. Globalement en comparaison avec l'essai à vide, la MSAPS présente des amplitudes harmoniques moins élevées, pour le reste l'allure de l'induction tend vers une sinusoïde ce qui explique un fondamental plus faible. Les harmoniques $H=11$ et $H=13$ en lien avec les effets de denture sont eux aussi modifiés. Cela permet d'induire le lien avec l'induction radiale tributaire la perméance d'entrefer globale et de la FMM totale, *Tableau 18*.

1.4.2.3 Conclusion

L'objectif principal de cette analyse sur ces 2 machines est de présenter l'ordre spatial principal (noté « \ddot{O} ») pour ces machines, distant de $2p$ pour l'ordre spatial et de $2f$ pour l'ordre temporel principal. Aussi pour ces différentes FFT2D, la raie dominante est d'ordre [8,2].

En conclusion, pour les 2 machines considérées, les raies principales de pressions radiales sont de même contenu harmonique. Les harmoniques principaux sont, [60].

- $\ddot{O} = [8, 2]$ ($2p = 8$; $f = 2f_s$): le « fondamental » de l'onde de force (tournante) est lié au carré du fondamental du champ magnétique. Noter que l'ordre spatial le plus faible des forces, hormis l'ordre « zéro, est donné par : $r = \text{pgcd}(Z_s, 2p) = 8$.

- $\ddot{O} = [0, 12]$: les multiples (24, 36...fs), harmoniques dus à l'effet denture sont donné par : $f = \text{ppcm}(Z_s, 2p) * f_s/p = 12 * f_s$, il apparait à vide et en charge.

Cet ordre se retrouve également sur la composante tangentielle de la pression et donc sur le couple de la machine.

- $\ddot{O} = [0, 6]$: les multiples (12, 18...fs), harmoniques dus à l'effet de réaction magnétique d'induit (interaction des 2 champs se combinant : H5 et H7 par exemple). Cet ordre qui apparait en charge est comme précédemment présent sur la composante tangentielle de la pression ainsi que le couple.

Ces 2 machines (MSAPE et MSAPS) présentent les mêmes raies avec des amplitudes différentes : on retrouve plus d'effet de denture sur la MSAPE et par conséquent l'ordre 0 à 12fs est renforcé ainsi que celui à 6fs. La comparaison des résultats présentés, nous laisse supposer que les machines à aimants surfaciques sont potentiellement moins « dangereuses » en termes de bruit à topologie identique. En lien avec la référence, [61], appliquée au cas de machines synchrones exploitées dans l'automobile et pour des machines à grand nombre de pôles (≥ 6), il est important de se focaliser sur l'ordre spatial 0, appelé aussi le mode de respiration. En effet, ce sera la seule problématique au niveau acoustique en lien avec les formulations analytiques en acoustique présentées par la suite.

Même si dans ce cas, on peut expliquer assez facilement l'origine des harmoniques, une des difficultés reste l'analyse des harmoniques spatio-temporels en considérant de nombreux phénomènes comme la MLI, la saturation, les bobinages dentaires, etc... qui n'ont pas été considéré dans ce cas. Pour cela, la mise en place d'outils et de démarches sont nécessaires.

Un des objectifs de cette thèse sera de mettre en œuvre des outils et démarches permettant une analyse quasi-automatique du contenu harmonique. Il nous faudra tout d'abord estimer les harmoniques spatio-temporels pour les différents types de MS à aimants et plus particulièrement des machines à bobinage dentaire. Ceci sera abordé au chapitre second. Afin de présenter ces approches d'analyse et les outils qui en découleront, nous allons terminer cet état de l'art sur ce qui sera mis en œuvre dans les chapitres II et III.

1.5 Méthodologies d'analyse de l'origine du bruit magnétique

Dans cette partie, il est proposé une approche directe ou démarche directe depuis la source d'entrée vers les grandeurs de sortie, comme par exemple le bruit. Au chapitre III, une démarche inverse sera présentée, cette dernière partira du résultat d'une grandeur de sortie afin d'obtenir une solution de conception.

1.5.1 Méthode directe proposée

La méthode d'étude directe consiste, à partir des grandeurs physiques d'entrée, des contraintes imposées par le cahier des charges, des caractéristiques de fonctionnement et paramètres de dimensionnements structurels, à déterminer les performances d'un convertisseur d'énergie, en l'occurrence une machine électrique, *Figure 45*.

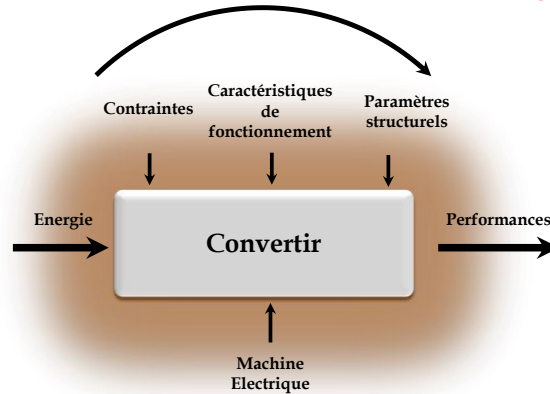


Figure 45: Méthodologie d'analyse directe

Pour le cas qui nous intéresse dans le cadre de cette recherche, la méthode directe d'analyse, nous a conduit à exploiter un modèle analytique multi-physique proposé *Figure 46*. Nous nous sommes dans ce travail intéressés à l'approche analytique afin de conserver une vision des liens entre chaque grandeur au détriment de la précision des résultats. De toute évidence, cette approche se révèle indispensable au cours de la phase de pré-design d'une machine électrique. On observe *Figure 46*, la démarche directe et les principales relations pour les grandeurs mises en jeu.

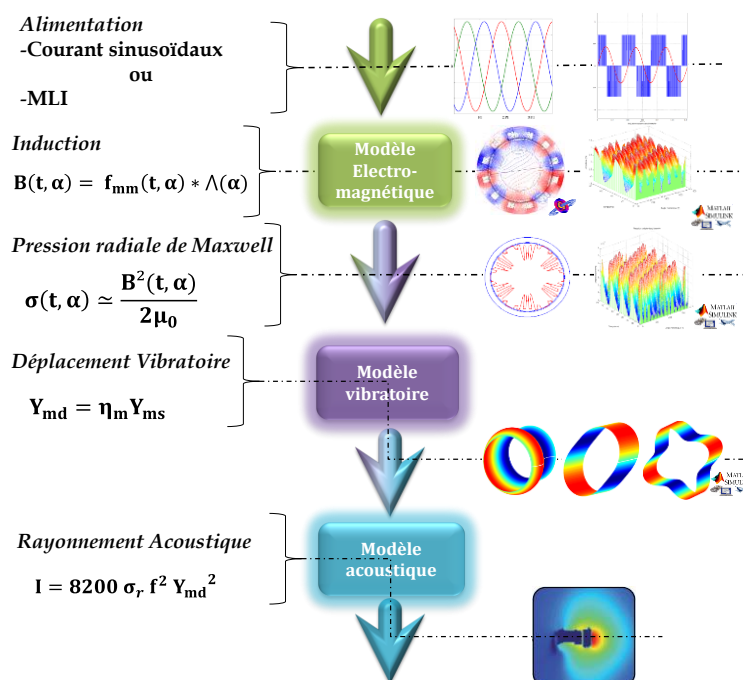


Figure 46: Démarche directe analytique multi-physique

On y retrouve les lois qui permettent d'estimer :

- l'induction de l'entrefer via le produit de la force magnétomotrice totale et la perméance d'entrefer globale de J.F.Brudny [62]. Nous noterons que cette partie sera reprise dans le chapitre II et appliqué au cas des machines à bobinage dentaire ;
- la pression radiale (1.4.9) ;
- le calcul du déplacement vibratoire, (*Annexe D (D.14)*) en lien avec la fonction de transfert mécanique du système et les fréquences de résonances ;
- le calcul de l'intensité acoustique.

1.5.1.1 Modèle vibratoire

Comme nous l'avons déjà évoqué au paragraphe 1.4.2, nous savons que la force de Maxwell est l'origine du bruit, lorsqu'elle se rapproche de la pulsation propre à la structure. On se propose ici, non pas de redémontrer les nombreux travaux déjà réalisés, mais de dresser un historique où le lecteur pourra y trouver les références et formulations relatives aux modèles analytiques vibratoire à des fins d'un pré-dimensionnement acoustique.

C'est au centre de recherche A.E.G situé Brunnenstrasse à Berlin que Heins Jordan [63], formula les premières relations visant à déterminer les phénomènes vibratoires des machines électriques. Ces travaux montrèrent que la conception des machines électriques ne pouvait se limiter à la problématique liée aux encoches, mais avant tout, à la maîtrise des lois et phénomènes physiques à l'origine du bruit audible. En 1954 et plus tard en 1965, les travaux de P. Alger [64], [65], ont abouti au calcul des déformations du stator d'une machine à partir des équations relatives à la déformation d'une poutre. Celles-ci se révèlent être très proches des formulations sur l'amplitude des déformations et les fréquences de résonances propres évoquées par H. Jordan et P.L.Timar [46].

Nous invitons le lecteur à consulter le *tableau D-1* de l'annexe D, qui résume ces formulations.

Ces méthodes de calculs ont été utilisés dans les travaux de thèses de [66], [67], [68], afin de réduire le bruit magnétique des machines électriques.

Dans sa thèse [69], l'auteur met en évidence que les méthodes utilisées, s'affairent à résoudre les équations aux dérivées partielles et s'appuient sur deux grands principes, le principe de Newton-d'Alembert (principe fondamental de la dynamique et l'équilibre des forces), et le principe de Hamilton-Lagrange (approche énergétique, basé sur le théorème de l'énergie cinétique). Il ajoute également, que les machines étant dotées d'ailettes de refroidissement qui s'ajoutent à l'empilage de tôles et le bobinage à généralement été négligée dans les études, aussi il précise également que le comportement ne diffère pas si l'on considère les tôles et le bobinage uniquement.

Plus récemment dans [70], l'auteur précise que les formulations basées sur les modèles présentés *annexe D*, qu'il compare à des simulations par EF, montrent une imprécision importante de la fréquence propre f_p de la structure pour les modes supérieurs à 2 et pour un rapport e_c/R_c croissant, (cf *figure D-1*, *annexe D*). Il compare plusieurs modèles notamment le modèle d'Euler-Bernoulli pour les anneaux minces, dont la section droite perpendiculaire à la fibre neutre de l'anneau ne subit pas de déformation. Cependant, pour ce modèle, le cisaillement n'est pas pris en compte. Qui plus est, pour ce modèle, l'approximation des fréquences propres est correcte pour une culasse mince. Pour le cas de culasses plus épaisses le calcul des fréquences propres n'est plus vérifié. Il présente

également le modèle de Timochenko qui tient compte du cisaillement qui a fait l'objet de travaux par [69] et [71]. Enfin l'auteur compare les modèles vibratoires précédemment évoqués avec un modèle par EF et détermine le comportement du stator de plusieurs machines à commutation de flux à aimants permanents (MSCFAP). Basé sur le calcul du coefficient de Rayleigh (1.5.1), méthode énergétique qui intègre l'énergie e_s de déformation de la structure et e_k l'énergie cinétique du système Σ afin d'obtenir la fréquence propre $f_{p,n}$ de la déformée modale \bar{u}_n , (1.5.2).

$$\mathfrak{R}(\bar{u}) = \frac{\int_{\Sigma} e_s(\bar{u}) \cdot d\Sigma}{\int_{\Sigma} e_k(\bar{u}) \cdot d\Sigma} \quad (1.5.1)$$

$$f_{p,n} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \sqrt{\mathfrak{R} \cdot (\bar{u}_n)} \quad (1.5.2)$$

La méthode des coefficients de Rayleigh appliquée dans un premier temps à un anneau mince puis à un anneau doté de masselottes, les modèles d'Euler-Bernoulli et de Timoshenko sont présentés annexe C. Les résultats de ces modèles ont été validés par des simulations EF et des mesures expérimentales de type excitation « marteau impact ». Notons que plusieurs méthodes existent pour mesurer les modes propres de vibration des structures, pour les plus connues, excitation par pot vibrant [72], excitation magnétique [73], excitation par les courants statorique, (machine étant à l'arrêt) [74], enfin Operating Deflection Shape (ODS) qui sera explicité au chapitre III.

Pour conclure sur ce paragraphe, les modèles simples connus de Jordan, Timar et Alger donne des résultats corrects pour les fréquences naturelles des modes ≤ 2 , tout comme pour le cas particulier du mode de gonflement $m=0$, annexe D, tableau D-6 et pour les modèles d'Euler Bernoulli et de Timochenko qui offrent des résultats identiques. En effet, la structure n'est sollicitée que par des contraintes de type traction-compression et dans ce cas particulier, les contraintes de cisaillement n'existent pas.

Pour les structures de type anneau mince, le modèle d'Euler-Bernoulli offre des résultats plus précis en revanche le modèle de Timoshenko est bien adapté pour les anneaux et particulièrement pour les anneaux épais. Les modes correctement évalués par les modèles définis par [70], sont résumés [Tableau 4](#) et illustrée [Annexe D](#), [Tableau D-4](#).

Tableau 4: Modes et modèles évalués

Mode	Modèle	Formulation Annexe D
2, 3	$M_{B,4}$	D-2
4	$M_{T,3}$	D-3
5, 6, 7	$M_{T,2}$	
8, 9, 10	$M_{T,1}$	

Pour le cas de la prise en compte de la denture et du bobinage, les modèles d'Euler-Bernoulli et Timoshenko sont présentés [annexe D](#), [tableau D-4](#) et [D-5](#). Il apparait que le modèle $S_{T,M}$ estime correctement les fréquences des modes propres des machines électrique dotées de stator épais et d'un nombre faibles d'encoches. Ces machines font l'objet de cette étude et sont présentées au chapitre second. Il faut noter que les vibrations **du mode mécanique** « **m** » ne rentrent en résonance que lorsque les forces d'excitation (pression de

Maxwell appliquées sur la surface interne du stator), d'ordre « R » battent ou se rapprochent de la même pulsation ω_m . Ces vibrations résultent de l'amplitude du déplacement dynamique Y_{md} , (D.14), explicité en [annexe D](#).

1.5.1.2 Modèle acoustique

Nous connaissons désormais les modèles vibratoires analytiques de calcul des fréquences naturelles de la structure statorique, dès lors, nous pouvons aborder la dernière brique de la méthodologie directe d'étude du bruit magnétique. Aussi d'avant d'aborder la description du modèle acoustique, on se propose d'aborder quelques **notions sur le son et les phénomènes de propagation d'une onde sonore**. [75].

▪ Principe Physique

Le son est la conséquence d'une vibration, en effet tout élément ou particule qui se déplacent à la « vitesse particulière¹⁶ » $\vec{v}(t)$, provoque dans l'air, dans un liquide, un solide des compressions et des dilatations. Une machine électrique, généralement de forme cylindrique ou bien encore selon ses dimensions, pouvant s'apparenter à une forme sphérique est une source de vibrations qui peut parfois être préjudiciable. La littérature qui traite du sujet est très riche, globalement on y retrouve les modèles liés aux « ondes planes » *Figure 47 a* à une dimension, « omnidirectionnelles » *Figure 47 b* ondes propagatives, stationnaires, ondes amorties, enfin diverses analyses des problèmes de propagation et diffractions dans une cavité ou en champ libre. Il n'en demeure pas moins que le problème lié à l'étude des ondes acoustiques et la résolution des équations aux dérivées partielles qui les régissent restent selon le cas compliquée!

On peut observer, *Figure 47 a*, les surpressions et dépressions du milieu, notamment des particules, ainsi que la longueur d'onde λ , traduisant une périodicité tributaire de la célérité c_0 du son par rapport à la fréquence f . Elle représente en fait le nombre d'oscillations par mètre, (1.4.12).

$$\lambda = \frac{c_0}{f} \quad (1.5.3)$$

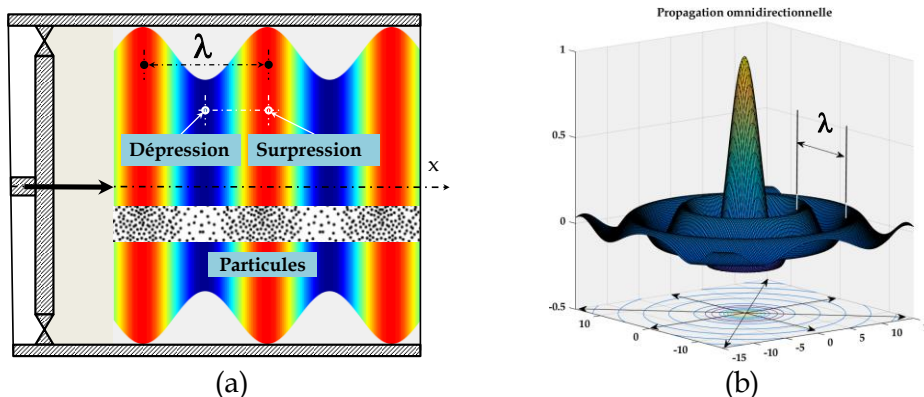


Figure 47: Propagation d'une onde - Plane (a)- Omnidirectionnelle (b)

¹⁶ La vitesse particulière représente la vitesse instantanée des particules, elle caractérise le mouvement de matière, elle est d'environ (1m/s).

▪ Propagation de l'onde plane

On se propose dès lors d'établir la relation de propagation d'une onde plane, à une dimension. On considère pour ce faire ρ la **masse volumique** du **fluide** contenu dans le tube de **section S**, la **pression p** et la **vitesse \vec{v}** . Celle-ci est basée autour de trois grands principes, la **conservation de la masse** (1.5.4), conservation du mouvement **l'équation d'Euler**¹⁷, (1.5.5) et **l'équation d'état**, (1.5.6).

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial \rho}{\partial t} + \rho_0 \frac{\partial \vec{v}}{\partial x} = \frac{\partial \rho}{\partial t} + \rho_0 \operatorname{div}(\vec{v}) = 0 \end{array} \right. \quad (1.5.4)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \rho_0 \frac{\partial \vec{v}}{\partial t} + \frac{\partial p}{\partial x} = \rho_0 \frac{\partial \vec{v}}{\partial t} + \operatorname{grad}(p) = 0 \end{array} \right. \quad (1.5.5)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} p = \rho c_0^2 \end{array} \right. \quad (1.5.6)$$

A partir de l'équation d'état en remplaçant ρ dans la loi de conservation des masses, (1.5.4) on obtient :

$$\frac{1}{c_0^2} \frac{\partial p}{\partial t} + \rho_0 \frac{\partial \vec{v}}{\partial x} = \frac{1}{c_0^2} \frac{\partial p}{\partial t} + \rho_0 \operatorname{div}(\vec{v}) = 0 \quad (1.5.7)$$

En dérivant respectivement la relation (1.5.7) par rapport à $\partial p / \partial t$ et la relation (1.5.5) par rapport à $\partial p / \partial x$ on obtient :

$$\frac{1}{c_0^2} \frac{\partial^2 p}{\partial t^2} + \rho_0 \frac{\partial^2 \vec{v}}{\partial t \partial x} = 0 \quad (1.5.8)$$

$$\rho_0 \frac{\partial^2 \vec{v}}{\partial t \partial x} + \frac{\partial^2 p}{\partial x^2} = 0 \quad (1.5.9)$$

La différence des relations obtenues donne l'équation unique pour la pression acoustique, **l'équation d'onde**

$$\frac{\partial^2 p}{\partial x^2} - \frac{1}{c_0^2} \frac{\partial^2 p}{\partial t^2} = 0 \quad (1.5.10)$$

▪ La pression acoustique

La pression acoustique est une grandeur physique qui se traduit par une sensation de puissance, plus simplement encore par le « volume sonore ». Elle est variable d'un endroit à un autre suivant le milieu dans lequel l'onde sonore se propage. Dans l'air, la vitesse de propagation de cette onde est de $c_0 = 340,29$ (m/s) avec pour référence le niveau des mers à 20°C. C'est pourquoi, en champ libre, notamment à pression atmosphérique¹⁸ P_{at} stable, la

¹⁷ L'équation d'Euler est encore nommée équation de conservation de la quantité de mouvement

¹⁸ Pression atmosphérique : Sur terre la pression atmosphérique moyenne est donnée pour l'altitude zéro du niveau des mers. La masse planétaire atmosphérique terrestre est tributaire des variations thermiques liés à l'activité solaire, la température des

puissance P_{abs} s'exprime par la relation (1.5.11), suivant les variations de la **pression acoustique** $p(t)$ émise par la source sonore que nous noterons p .

$$P_{abs} = P_{at} \pm p \quad (1.5.11)$$

- **L'impédance acoustique**

La vitesse particulaire \vec{v} , fonction du temps et la pression acoustique sont liées à l'impédance acoustique Z_{ac} , (1.5.12) qui caractérise la réaction du matériau (intrinsèque au matériau) réagissant à une onde acoustique.

$$Z_{ac} = \frac{p}{\vec{v}} \quad (1.5.12)$$

- **Intensité acoustique**

La pression acoustique ne permet pas décrire suffisamment une source sonore, en effet elle ne donne pas d'indication sur l'énergie émise. La notion d'intensité acoustique est donc ici introduite, (1.5.13). Il faut toutefois préciser que le calcul tient compte des **hypothèses** suivantes à savoir que la vitesse de vibration de la structure de la machine est identique à la vitesse particulaire, pour un **rayonnement libre et non réfléchitif**.

$$I_{ac} = p \cdot \vec{v} = Z_{ac} \cdot \vec{v}^2 \quad (1.5.13)$$

Pour une machine électrique l'intensité acoustique est tributaire de la déformation de la structure (Annexe D), de la forme de la machine, de l'onde acoustique, des modes de déformations naturels et des fréquences porteuses. [63] dans son ouvrage, donne la relation de l'intensité acoustique I_{σ} (1.5.14), à la surface d'une machine pour un diamètre quelconque donné. Elle est tributaire de l'amplitude des vibrations et prend en compte du coefficient de rayonnement σ_r

$$I_{\sigma} = 8200 \sigma_r f^2 Y_{md}^2 \quad (1.5.14)$$

Avec : σ_r : Facteur de rayonnement acoustique, f : Fréquence vibratoire, Y_{md} : Amplitude déformation dynamique, (Annexe D-(D.14)).

- **Facteur de rayonnement**

P.L Timar, [46], donne le facteur de rayonnement acoustique σ_r , ce dernier peut se calculer, selon que l'on assimile le stator de la machine à une sphère (1.5.15), ou un cylindre infini (1.5.16). En d'autres termes, ce facteur traduit la capacité que possède la structure à émettre une onde acoustique, compte tenu de sa configuration.

Les *Figure 48 a-b* établies à partir des formulations énoncées précédemment, illustrent le rayonnement pour une machine de forme sphérique et cylindrique. Elle donne le coefficient de rayonnement suivant les dimensions de la machine et le mode naturel de déformation de la machine. Il apparait que pour une machine de forme cylindrique, le rayonnement acoustique est supérieur à son homologue de forme sphérique. Dans cette perspective [66] évoque le fait que l'éloignement croissant, donc la distance à parcourir pour l'onde sonore, tend à se réduire au fur et à mesure que 'on éloigne, par voie de conséquence

océans, le champ magnétique terrestre, les échanges thermiques du relief etc... l'ensemble provoquent des variations autour de la valeur de référence de l'atmosphère normale, $P_a=1013.25$ hPa.

la machine peut donc dans ces conditions, être considérée comme une sphère. Il conclue qu'il est « *préférable de considérer un cylindre pour connaître le facteur de rayonnement σ_r* ». Enfin pour avoir une estimation du son qui se propage, considérer « *un cylindre ou une sphère suivant que l'on est proche ou éloigné de la machine* ». Nous noterons cependant, pour le cas des machines candidates à cette étude et leurs dimensions, nous pouvons d'ors et déjà choisir un facteur de rayonnement sphérique.

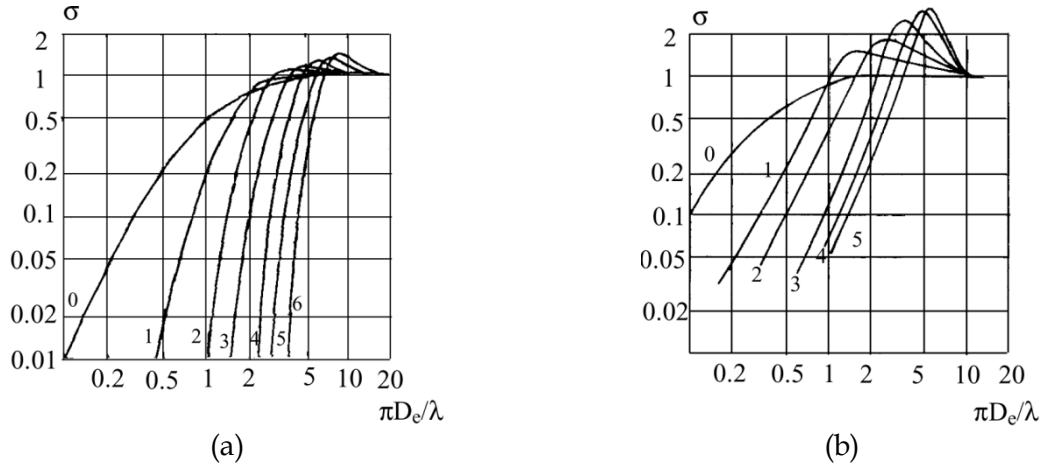


Figure 48: Facteur de rayonnement d'une machine

$$\sigma_r = R \left(j\pi \cdot \frac{D}{\lambda} \cdot \frac{\sum_{v=0}^m \frac{(m+v)! m!}{(m+v)! v!} \cdot (2j\pi \frac{D}{\lambda})^{m-v}}{\sum_{v=0}^m \frac{(m+v)! m!}{(m+v)! v!} \cdot (2j\pi \frac{D}{\lambda})^{m-v} (1 + j\pi \cdot \frac{D}{\lambda} + v)} \right) \quad (1.5.15)$$

D : Diamètre extérieur du stator, R : Partie réelle, j : Opérateur complexe, λ : Longueur d'onde.

$$\sigma_r = \left(\pi \frac{D}{\lambda} \right)^2 \left(\frac{N_m Q_{m+1} - Q_m N_{m+1}}{\left(m Q_m - \pi \frac{D}{\lambda} Q_{m+1} \right)^2 + \left(m N_m - \pi \frac{D}{\lambda} N_{m+1} \right)^2} \right) \quad (1.5.16)$$

N_m : Fonction de Neumann, Q_m : Fonction de Bessel

1.5.2 Démarche proposée

Pour conclure sur le modèle analytique proposé *Figure 46*. Relativement simple à mettre en œuvre, il intègre les liens entre les différentes grandeurs physiques mises en jeu et offre la possibilité de prendre en compte de nombreux phénomènes, comme la saturation via la perméance d'entrefer et les phénomènes d'excentricité [76].

Nous verrons au chapitre II que l'intérêt majeur est de comprendre l'origine de certaines raies, notamment les raies d'ordres faibles, en ajoutant progressivement au modèle des phénomènes supplémentaires à différents niveaux. Tout particulièrement l'impact de la perméance globale liée aux effets de dentures rotorique et statorique sera présentée. La FMM totale sera construite à partir de la force magnétomotrice du stator (FMMs) et du rotor (FMMr). La FMMs est obtenue à partir de la fonction de bobinage implantée par le produit des courants injectés au stator. Le lecteur pourra apprécier l'exploitation faite de ces phénomènes au chapitre II.

Afin d'appliquer cette démarche directe, un outil a été développé sous Matlab exploitant les FMMs et FMMr ainsi que la perméance d'entrefer. Il estime ainsi de manière qualitative l'induction et la pression radiale dans l'entrefer et leur contenu harmonique.

Cet outil analytique de calcul de la pression magnétique radiale sera présenté et exploité au chapitre II. Les résultats de calculs y seront comparés à des données issues de simulations menées par un logiciel de calcul par EF-(Flux 2D).

On retrouve *Figure 49*, le synoptique de l'outil analytique de calcul, pour le modèle électromagnétique.

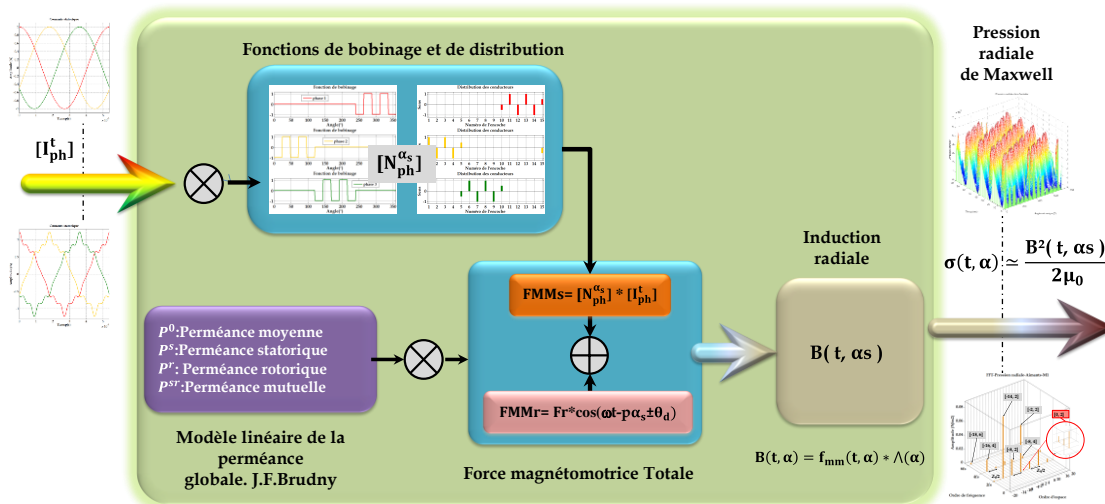


Figure 49: Structure du modèle électromagnétique analytique.

1.6 Conclusion

Au travers de cet état de l'art, notamment sur la problématique des enjeux énergétiques en relation avec les changements environnementaux, conséquents aux activités anthropiques, nous nous sommes affairés de décrire les changements essentiels qui ont contribué à faire évoluer les machines électriques. Ces machines, présentes dans la plupart des domaines, les transports, l'industrie lourde et tertiaire, enfin domestique, représentent une part importante de la production énergétique Française. Les données connues à ce jour ont permis de chiffrer la consommation des moteurs, tous domaines confondus, à environ 30% de la production totale et représente environ 150 TWh/an. Par voie de conséquence afin de répondre aux exigences des accords internationaux, de nouvelles normes ont vu le jour et de surcroît ont contribué au développement d'une machine bien connue, la machine synchrone. Pour les concepteurs, cette machine dont la puissance massique est intrinsèquement supérieure à la machine asynchrone et la machine à courant continu, toutes deux baptisées de « classiques » et néanmoins encore largement utilisées.

C'est pourquoi la machine synchrone s'est très vite vue gratifiée de nombreuses innovations, par l'adjonction d'aimants terre rare pour le circuit d'excitation et de nouveaux types de bobinages implantés au stator, comme le bobinage dentaire. L'apport de ce type de bobinage a, entre autre permis de réduire considérablement les pertes par effet Joule et contribué également à augmenter la puissance massique.

De causes à effets, l'augmentation de la puissance massique de ces machines innovantes a engendré de nombreux problèmes multi-physiques tels que les phénomènes vibratoires et nuisances acoustiques associées. L'organisation du bruit généré par les machines, également

traitée dans ce chapitre, bruit aérodynamique, mécanique et magnétique ont permis d'utiliser un modèle multi-physique et le chaînage directe des grandeurs mises en jeu. Egaleme nt dans ce premier chapitre une analyse harmonique de l'induction et de la pression radiale, d'un « cas école » a permis de présenter la notion d'ordre spatio-temporel et la validation analytique des amplitudes.

Puis la comparaison de deux machines à aimants enterrés et surfaciques, possédant le même nombre de pôles et d'encoches a été traitée. Les raies de pression spatio-temporelles obtenues sont identiques dans le temps et l'espace, cependant il s'avère que le fait d'enterrer les aimants ne modifie que l'amplitude.

Enfin, nous avons introduit notre méthodologie directe du modèle électromagnétique. Cette démarche permettra le calcul des raies de pression radiales qui donnent naissance aux nuisances sonores. L'origine de ces raies de pression seront développées au chapitre III à partir de deux approches inverses différentes.

2 Etude harmonique de la pression radiale de MSAP à bobinage dentaire.

Dans le chapitre premier nous avons situé notre étude et présenté une analyse harmonique spatiotemporelle de la pression radiale sur deux types de machines, l'une à aimants de surface, l'autre à aimants enterrés dotées toutes deux d'un bobinage distribué.

Nous allons, au cours de ce chapitre, nous attacher à présenter les machines candidates à cette étude en ne considérant que le bobinage dentaire. Ces machines bien connues ont été volontairement choisies de par leur richesse du contenu harmonique de l'induction et donc de la pression radiale au niveau de l'entrefer.

L'un des objectifs de cette recherche qui fait l'objet de cette thèse est de mettre en œuvre des outils et démarches permettant une analyse quasi-automatique du contenu harmonique de la pression radiale pour des machines à aimants équipées de bobinages dentaires. En premier lieu, nous serons amenés à estimer les harmoniques spatio-temporels pour différents types de MSAP et ainsi mettre en place des outils d'analyse. En outre, différents modèles seront présentés en vue de recueillir les grandeurs électromagnétiques, particulièrement l'induction au niveau de l'entrefer et la pression radiale appliquée sur les dents statoriques, des machines candidates à l'étude et de comparer leur contenu harmonique. Un modèle par EF, sous Flux 2D, fera titre de référence aux diverses études menées et un modèle analytique (développé au cours de cette thèse) permettra d'appréhender le contenu harmonique de chaque grandeur. A cela un prototype existant, support réel comportemental de validation sera présenté au chapitre III. Par contre, pour des raisons de confidentialités, des informations concernant des éléments de géométrie, dimensions et certains paramètres qui concernent le bobinage de la machine limitées ne seront pas communiquées.

Nous présenterons également différents outils développés durant cette thèse sur le plan personnel, mais également au travers de tutorats de recherches avec des étudiants de troisième cycle et avec des étudiants en cycle ingénieur. Ces outils analytiques mettent en œuvre différents modules.

- La méthode de « l'étoile des encoches » utilisée sera explicitée ainsi que les éléments et grandeurs qui ont mené au dimensionnement du bobinage.
- L'approche analytique de détermination de la force magnétomotrice au stator et la fonction de distribution du bobinage et la force magnétomotrice rotorique.
- L'approche analytique portant sur le calcul des harmoniques de la pression radiale et l'induction au niveau de l'entrefer pour les domaines du temps et l'espace.
- L'analyse harmonique spatiotemporelle de la perméance d'entrefer.

Différentes grandeurs ainsi que leurs contenus harmoniques seront comparées aux EF. Enfin, une synthèse sur les résultats obtenus et une analyse modale opérationnelle à partir d'un prototype conçu et disponible au laboratoire seront fournis au chapitre III.

2.1 Les machines candidates à l'étude

2.1.1 Les machines modulaires et asymétrique choisies

Notre choix s'est porté sur les MSAPS à faibles nombre de dents Z_s et nombre de paires de pôles p . Ces machines sont classées en deux familles, les **machines modulaires** et **asymétriques**, [77], [78]. Pour notre étude, elles présentent un intérêt important car ces machines ont la particularité de générer une induction magnétique dans l'entrefer équilibrée et déséquilibrée dans le cas des machines asymétriques. Dans la littérature, on retrouve de nombreux travaux sur ces machines qui possèdent un « nombre d'encoche par pôle et par phase », $S_{pp} < 1$, (2.1.18), §2.1.2), notamment dans [79] où l'étude de différentes machines dotées d'un bon compromis du coefficient de bobinage maximise le couple moteur.

La littérature relate également de configurations de machines faiblement déséquilibrées, dotées d'un bobinage facile à mettre en œuvre. Elles permettent de minimiser le couple de détente et les harmoniques associés. Cependant, on peut s'attendre à quelques difficultés sur le plan vibratoire et par voie de conséquence à des nuisances acoustiques. Cet aspect présente donc un intérêt pour cette étude, où l'on pourra montrer les avantages et inconvénients.

De plus, les modèles vibratoires pour ces machines modulaire et asymétrique présentées tableau D-1 [Annexe D](#) permettent de déterminer rapidement les modes propres de déformations et leurs fréquences porteuses critiques.

Trois machines seront étudiées M1 (10 pôles -12 dents), M2 (14 pôles-12 encoches), M3 (14 pôles-15 encoches), identiques en termes de dimensions et matériaux, pour le rotor, le stator, l'arbre, l'entrefer. Le volume de cuivre est identique pour les trois machines dotées d'un nombre pair et impair d'encoches réparties sur la période spatiale T_{α_s} . La profondeur des encoches est constante pour les trois machines, garantissant la même épaisseur de culasse. La largeur des dents sera différente pour nos trois machines qui possèdent un nombre de dents différent. Globalement $2/3$ et $1/3$ respectivement pour la denture et les encoches pour les machines modulaires et $1/2$ pour la machine asymétrique. Les machines M1 et M2 sont dotées pour cette étude d'un bobinage dentaire diamétral établi selon la configuration (2-2), [79], illustrée *Figure 59 a*. La machine M3 de par le nombre impair d'encoches, les phases ne sont réparties sur la périphérie du stator. Les études menées autour de différents protocoles d'essais et développements analytiques ont permis de déterminer les éléments constitutifs basiques, du Schéma Equivalent Monophasé (SME). Les grandeurs et caractéristiques électriques des machines ont pu être évaluées et recueillies pour mener les investigations relatives aux grandeurs électriques et magnétiques pour nos machines candidates que l'on se propose d'explicitier. Enfin, notre objectif principal n'est pas de donner une configuration idéale, mais de fournir une démarche associée à des outils d'analyse de la pression radiale d'entrefer et ses harmoniques spatio-temporels.

2.1.1.1 Les machines modulaires M1 et M2

On définit les machines modulaires à partir du nombre de paires de pôles et du nombre d'encoches selon la relation (2.1.1), k entier naturel, $k=\{2,4,6,\dots\}$.

Plus spécifiquement, le choix porté à ces machines est motivé par une répartition du champ magnétique spatiale $\mathbf{B}(\mathbf{t}, \alpha_s)$ équilibrée, à partir d'une force magnétomotrice équilibrée, c'est-à-dire à valeur moyenne nulle. [77], [80].

La *Figure 50* illustre les MSAPS dotées de 12 encoches et possédant cinq et sept paires de pôles que nous désignerons respectivement comme M1 : MS 10p-12s et M2 : MS 14p-12s.

$$2p = Z_s \pm k \quad (2.1.1)$$

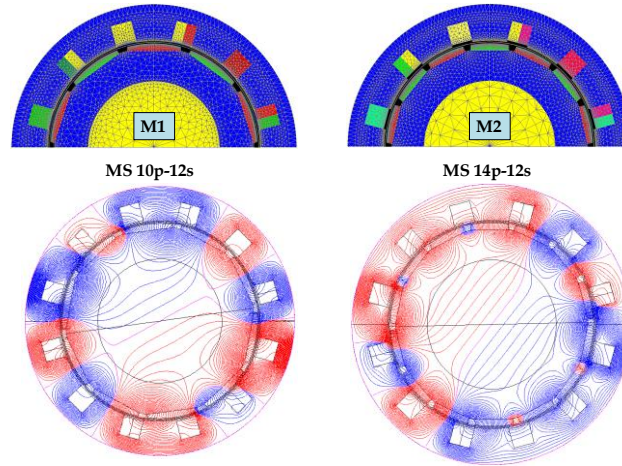


Figure 50: Modèles numériques des machines modulaires M1-M2 et carte de champ.

2.1.1.2 La machine asymétrique M3

La machine asymétrique, *Figure 51*, MS14p-15s est dotée de sept paires de pôles pour quinze encoches statorique. La combinaison rotorique polaire et statorique relative au bobinage est quant à elle définie par les relations (2.1.2) et (2.1.3). Ici la motivation à l'étude de cette machine est portée par une répartition du champ magnétique déséquilibrée, (balourd magnétique). Egalement on peut préciser que ces structures minimisent le couple reluctant, aussi on souhaite connaître le contenu harmonique spatiotemporel des efforts et vérifier les harmoniques de couple.

$$p = Z_s \pm 1 \quad (2.1.2)$$

$$Z_s = 9 + 6k ; k = \{1, 2, 3, \dots\}, \in \mathbb{N} \quad (2.1.3)$$

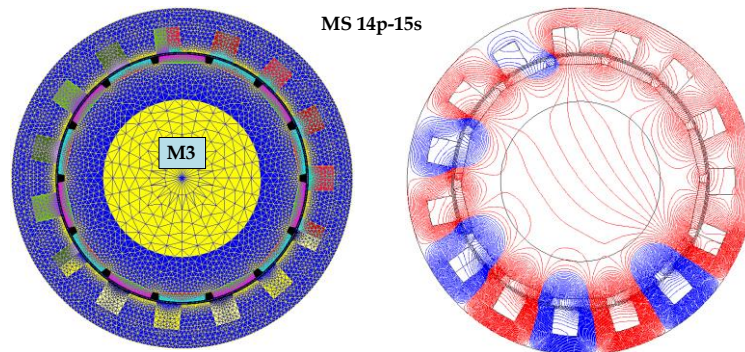


Figure 51: Modèle numérique de la machine asymétrique M3 et sa carte de champ

2.1.1.3 Schéma associé au modèle EF :

Les simulations à mener au moyen de l'outil de simulation par EF, requièrent de connaître et d'implanter les éléments de base (constituants) du schéma électrique d'une phase de la machine. Il intègre la résistance de phase et l'inductance de tête de bobine L_{ew} . Ces grandeurs

nous sont à l'origine, inconnues. La valeur de l'inductance directe « d » découle de l'implantation des paramètres relatifs aux aimants, à savoir la valeur du champ coercitif H_c et B_r induction rémanente. Toutefois la détermination analytique est possible.

Dans le but d'obtenir pour nos machines un couple moyen sensiblement équivalent, des investigations pour le dimensionnement ont été menées, des hypothèses posées et des choix adoptés.

En première hypothèse, nous considérerons le **circuit magnétique non saturé**. En seconde hypothèse nous conviendrons d'approximer au regard des *Figure 50* et *Figure 51* que **le rotor peut être considéré comme lisse**. Ces deux hypothèses mènent à utiliser un **modèle monophasé linéaire** dont le modèle de Park est connu, [81]. Dans son article, l'auteur identifie également deux modèles non linéaires, l'un tenant compte de la saturation et l'autre des harmoniques spatiaux de la force magnétomotrice, harmonique de denture, perméance d'entrefer.

Le choix de l'alimentation de la machine s'est porté sur un système direct de **sources sinusoïdales de courants triphasées équilibrées**, offrant la particularité de n'utiliser que deux sources dans le respect de la loi de Kirchhoff afin d'obtenir la matrice de l'induction radiale dans l'entrefer B_{aG} , résultante de l'induction des aimants permanents B_{pM} , de celle du bobinage (aRmature ou réaction magnétique d'induit) B_{aR} , dépourvu de perturbations. L'utilisation d'une alimentation à partir d'un modulateur de type MLI pour nos simulations, n'a pas été retenue. En effet les temps de calculs sont dans ce cas, assez importants, de l'ordre de plusieurs heures par point de fonctionnement. De plus des travaux déjà menés en ce sens ont révélé, par exemple pour une commande pleine onde ou à angle calculés, l'apparition de raies supplémentaires autour de la fréquence de découpage et ses multiples,[58]. Dans le cas qui nous intéresse, nous verrons que le spectre de la force est déjà, pour les machines M2 et M3, très riche dans le cas d'une alimentation de type sinus pure et perturbée. L'analyse spectrale des raies de force s'en trouverait donc impactée mais pour des fréquences élevées en lien avec la fréquence de découpage et ceci sans prendre en compte les interactions possibles.

La construction du modèle par EF requière d'implanter les valeurs, de la résistance de phase R_{ph} et l'inductance de tête de bobine L_{ew} pour chacune des phases, *Figure 52*. Quant à la fonction de bobinage, elle est imposée par la « Matrice de disposition M_{db} » (2.1.21), §2.1.3. On y retrouve les indices relatifs aux encoches qui contiennent les bobines élémentaires, de sorte à fixer un potentiel magnétique au cœur du faisceau implanté dans l'encoche. Ce potentiel positif ou négatif suivant que le faisceau est « entrant » ou « sortant » le long de la longueur du fer L_f , tient compte du nombre de faisceaux par encoches. Ce dernier variable selon le nombre de couches, on définit alors le nombre de faisceaux par couche N_f . On peut apprécier pour un exemple « simple couche » dentaire et « distribué » l'implantation des faisceaux *Figure 69* et les fonctions de bobinage associées *Figure 70*.

De même pour les machines candidates à l'étude, les fonctions de distribution et de bobinage, *Figure 86 b*, *Figure 88 b*.

Sur la figure suivante, *Figure 52*, on peut observer des éléments résistifs R_1 à R_5 et fonctions de commutations S_1 à S_6 . Les résistances R_1 à R_3 permettent de relever les tensions simples des différentes phases, les résistances R_4 et R_5 les tensions composées suivant l'un ou l'autre des interrupteurs S_4 à S_6 pour ($R \sim \infty$). Les interrupteurs S_1 à S_3 , offrent la possibilité d'un fonctionnement moteur au point nominal, à vide et en court-circuit pour (R_4, R_5) ~ 0 .

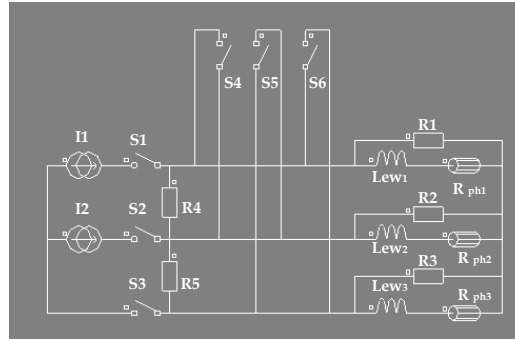


Figure 52: Schéma associé au modèle EF

2.1.1.4 L'inductance synchrone

Sur la *Figure 53*, on observe pour le courant statorique $I_q = 0$, que l'induction B_{pM} est maximale, cet état de fait montre que le courant et l'induction sont en quadrature matérialisée par l'angle $\theta_{d,q}$. Ce point, correspond à l'alignement de l'aimant avec une dent statorique *Figure 54b*. Nous noterons que cet alignement est à l'origine du « couple de détente » ou encore « couple réductant », Annexe G.

En fonctionnement moteur, au point nominal, le couple maximum est atteint lorsque la quadrature des axes d-q est respectée ou s'en rapproche. *Figure 54*, si l'on considère l'axe de référence X-X' pour une phase on observe la quadrature des axes dans le repère Park et l'angle de calage θ_c qui correspond au déphasage de la phase et l'axe d des aimants. Ce point de « calage » désormais connu on obtient pour $\theta_{d,q}$ (2.1.4).

$$\theta_{d,q} = \frac{\pi}{2} - \theta_c \tag{2.1.4}$$

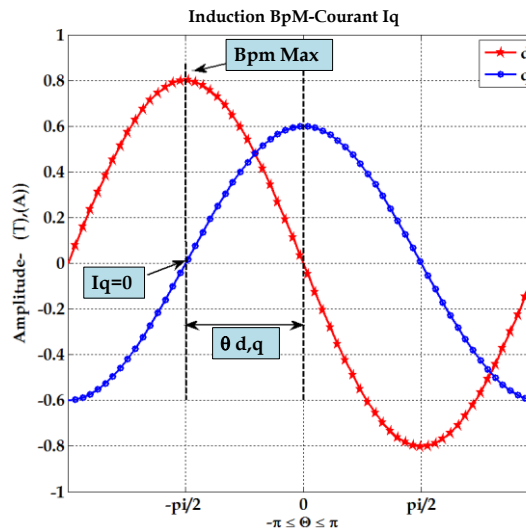


Figure 53 : MS14p-12s, axes de références d-q

La machine synchrone qui se compose d'un stator et d'un rotor peut être modélisée par deux schémas distincts, on peut aussi lui associer la transformation de Park dans les repères d-q, *Figure 54 c-d*. Ce dernier représenté nous donne pour les machines à pôles lisses, les flux Φ_q et Φ_d respectifs au bobinage et aux aimants, (2.1.5) et (2.1.6).

$$\Phi_q = L_q I_q \tag{2.1.5}$$

$$\Phi_d = L_d I_d + \Phi_{pm} \tag{2.1.6}$$

Les tensions pour les axes q et d sont données par les équations (2.1.7) et (2.1.8) On considère ici le régime permanent, on se place au fondamental.

$$V_q = R_{ph} I_q + 2\pi f_s \Phi_d \tag{2.1.7}$$

$$V_d = R_{ph} I_d - 2\pi f_s \Phi_q \tag{2.1.8}$$

En combinant les formulations précédentes, on peut déduire les schémas équivalents, *Figure 54 c-d* pour une phase de la machine dans les axes d et q, il vient alors pour une phase de la machine.

$$V_q = R_{ph} I_q + 2\pi f_s (L_d I_d + \Phi_{pm}) \tag{2.1.9}$$

$$V_d = R_{ph} I_d - 2\pi f_s L_q I_q \tag{2.1.10}$$

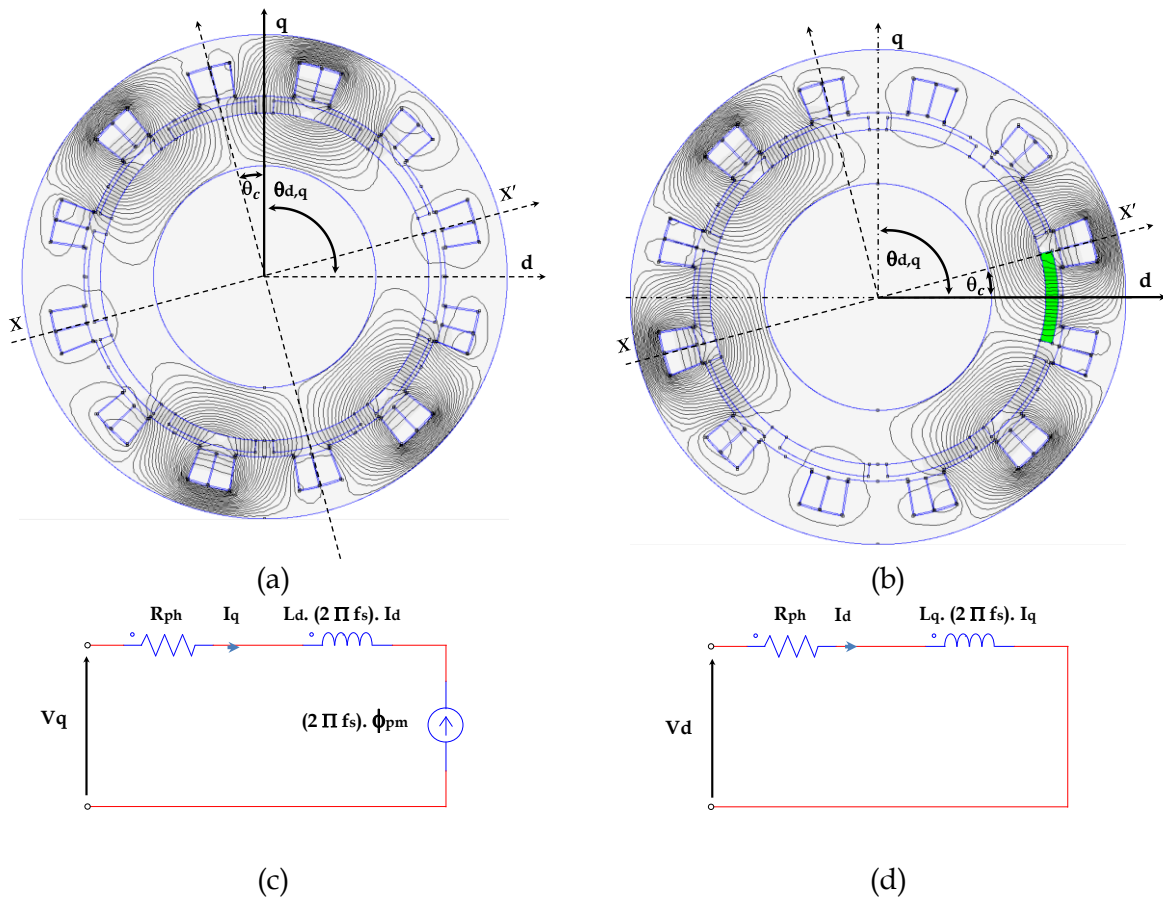


Figure 54 : Schémas équivalents monophasés des axes d-q pour une machine synchrone modulaire

La simulation par EF choisie n'oblige pas de connaître la valeur de L_d à implanter. En effet la possibilité du choix des aimants et de leurs caractéristiques et dimensions nous est

offerte, la valeur de L_d sera donc intrinsèquement prise en compte dans le calcul de l'induction B_{pM} relative aux aimants, aussi les hypothèses et les formulations données précédemment nous permettent de connaître la valeur de l'inductance synchrone L_q , (2.1.11).

$$L_q = \frac{E}{2\pi f_s I_q} = \frac{\Phi_{pm}}{I_q} \quad (2.1.11)$$

E étant la force électromotrice obtenu à vide à flux constant et vitesse variable, il nous sera possible de déterminer par une série de simulations, à vide et en court-circuit la valeur de L_q . A cette valeur de L_q , nous ajoutons l'inductance de tête de bobine, λ_{ew} .

2.1.1.5 L'inductance de tête de bobine

L'inductance de tête de bobine est déterminée à partir de la perméance donnée par [48], (2.12). La *Figure 55 a-b* illustre les différentes grandeurs associées.

$$\lambda_{ew} = \mu_0 \frac{p_{enc}}{\pi} \ln \left(1 + \frac{2 \cdot x}{l_{dent}} \right) \quad (2.1.12)$$

Avec p_{enc} la profondeur de l'encoche, x l'épaisseur de la bobine élémentaire, l_{dent} la largeur de la dent.

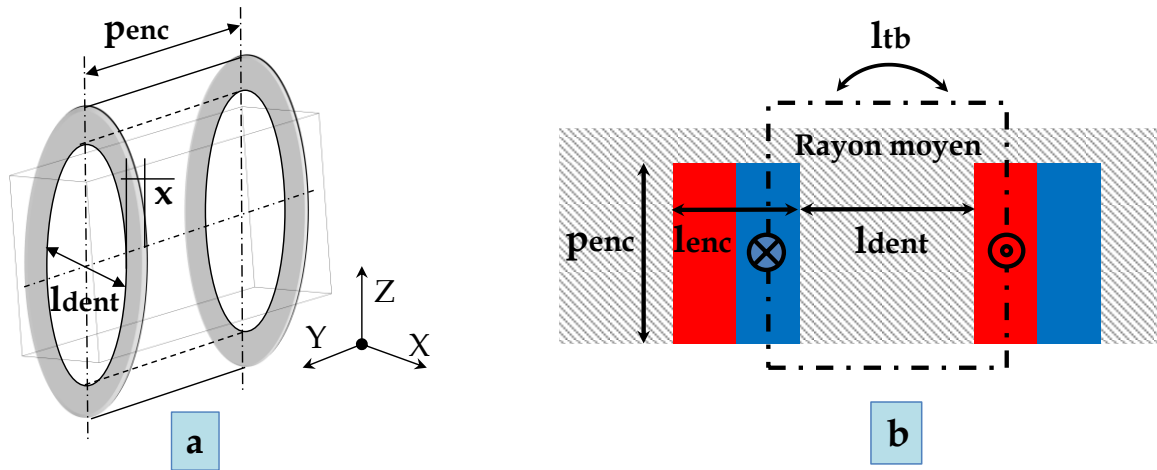


Figure 55 a-b: Bobine élémentaire autour d'une dent au stator

On peut dès lors connaître, l'inductance L_{ew} , (2.1.13) de tête de bobine en considérant la longueur de tête de bobine l_{ew} , (2.1.14), N_s le nombre de spires par phase, p le nombre de paires de pôles, S_{pp} le nombre d'encoches (Slots) par pôle et par phase (2.1.18), pour le rayon moyen r_{moy} , (2.1.15) et l_{tb} , la longueur de tête de bobine suivant son rayon moyen.

$$L_{ew} = 2 \cdot \mu_0 l_{ew} \frac{N_s^2}{p \cdot S_{pp}} \lambda_{ew} \quad (2.1.13)$$

$$l_{ew} = \pi \left(l_{dent} + \frac{l_{enc}}{N_{cou}} \right) \quad (2.1.14)$$

Avec N_{cou} le nombre de couches

$$r_{\text{moy}} = I_{\text{dent}} + \frac{I_{\text{enc}}}{I_{\text{tb}}} \quad (2.1.15)$$

2.1.1.6 La résistance de phase

La résistance de phase est obtenue analytiquement en fonction de la résistance de la bobine r_b , du nombre de bobines par pôle et par phase N_{bpp} , du nombre de pôles de la machine, le nombre de voie d'enroulement a pour une phase

$$R_{\text{ph}} = r_b \cdot N_{\text{bpp}} \cdot \frac{2p}{a} \quad (2.1.16)$$

La résistance de la bobine r_b est, quant à elle, tributaire du nombre de conducteurs N_c qui constituent le faisceau, de la section S_c du conducteur, de la longueur des conducteurs l_c situés dans l'encoche, enfin de la conductivité μ du matériau.

$$r_b = \frac{N_c l_c S_c}{\mu} \quad (2.1.17)$$

Pour les trois machines étudiées M1, M2, M3, le tableau 3 résume les grandeurs implantées dans le modèleur par EF.

Tableau 5: Grandeurs caractéristiques des machines candidates.

		Ms 14p-12s	Ms 14p-15s	Ms 10p-12s
Force électromotrice à vide (V)	E_0	51.13	53.80	49.23
Coefficient de bobinage	k_{w1}	0.933	0.951	0.933
Courant de court-circuit (A)	I_{cc}	32.57	39.95	38.65
Inductance synchrone (mH)	L_q	0.96	0.82	1.09
Inductance de tête de bobine (mH)	L_{ew}	1.93e-04	3.35e-04	2.01e-04
Résistance par phase (mΩ)	R_{ph}	2.86e-01	1.50e01	3.12e-02
Fréquence de synchronisme (Hz)	f_s	260.166	260.166	185.833

On trouvera en *Annexe G Figure G 3* les allures et représentations relatives, à la force électromotrice, au couple électromagnétique et ondulation de couple *Figure G 1* et de détente *Figure G 2* ainsi que les grandeurs physiques correspondantes au point de fonctionnement nominal choisi lors des simulations par EF.

2.1.2 Le bobinage dentaire

On peut rappeler les nombreuses possibilités qu'offre le bobinage dentaire, si l'on considère que le volume d'une encoche puisse être utilisé par un nombre N_b de bobines élémentaires, elles-mêmes réparties sur plusieurs couches et pouvant être étendues aux encoches jointives. En d'autres termes, se rapprocher le plus possible des solutions classiques dites à bobinage réparti. Les *Figure 56 a-b* montrent respectivement des combinaisons de bobinages, entiers et

à pas fractionnaire. On peut définir alors S_{pp} le nombre d'encoches par pôles et par phases, (2.1.18). L'application de cette formulation donne pour les exemples figure 60 a-b respectivement MS 42s-14p et MS12s-14p, $S_{pp} = 1$ et $S_{pp}=2/7$. Avec p : nombre de paires de pôles, Z_s nombre d'encoches, N_{ph} le nombre de phase.

$$S_{pp} = \frac{Z_s}{2 \cdot p \cdot N_{ph}} \quad (2.1.18)$$

Pour le bobinage à pas entier, on remarque que les pôles au rotor voient le même nombre d'encoches, on peut alors définir la période d'encoche P_e , (2.1.19) qui donne le nombre d'encoches nécessaires, Figure 56 a.

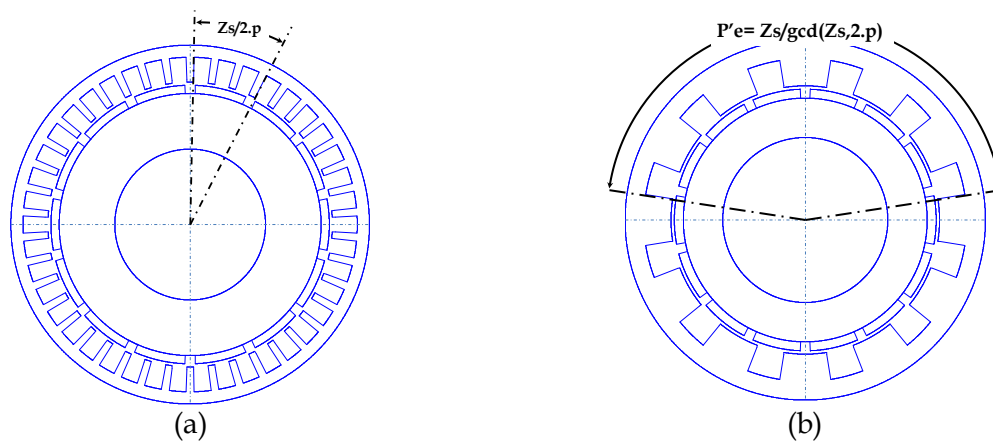


Figure 56: MSAPS à pas entier et fractionnaire

$$P_e = \frac{Z_s}{2 \cdot p} \quad (2.1.19)$$

En revanche, pour le bobinage à pas fractionnaire Figure 56 b, il faut parcourir une distance plus importante pour retrouver la même combinaison pôle-encoche, on définit alors la période P'_e , (2.1.20). Cette période est tributaire du plus grand diviseur commun entre le nombre d'encoche et de pôles [82], avec p le nombre de paires de pôles.

$$P'_e = \frac{Z_s}{\text{gcd}(Z_s, 2 \cdot p)} \quad (2.1.20)$$

2.1.3 Répartition spatiale des bobines au stator.

La méthode de l'étoile des encoches, (star of slots), est à l'origine issue de l'ouvrage Rudolf Richter, « Lehrbuch der Wicklungen elektrischer Maschinen¹⁹ » édité en 1952. Depuis elle a fait l'objet de nouvelles parutions et adaptations par [83],[84],[79], pour les MSAPS et MSAPE, mais également pour les MSRV,[85].

Le principe consiste à répartir les enroulements ou bobines élémentaires dans les encoches sur la période spatiale mécanique statorique $T(\alpha_s)$. On découvre, Figure 57 a, une machine comprenant 12 encoches matérialisées par des vecteurs dont le sens est tributaire du courant de chaque côté de la ligne neutre ainsi constituée.

¹⁹ Pour traduction non exhaustive : « Manuel de bobinage des moteurs électriques ».

Ces vecteurs positionnés dans l'axe de l'encoche sont « couplés » entre eux et donnent la position exacte de la bobine sur la période spatiale mécanique statorique $T(\alpha_s)$. Il en découle, *Figure 57 b* le bobinage double couche fractionnaire inséré dans les encoches, ici représentée pour une phase.

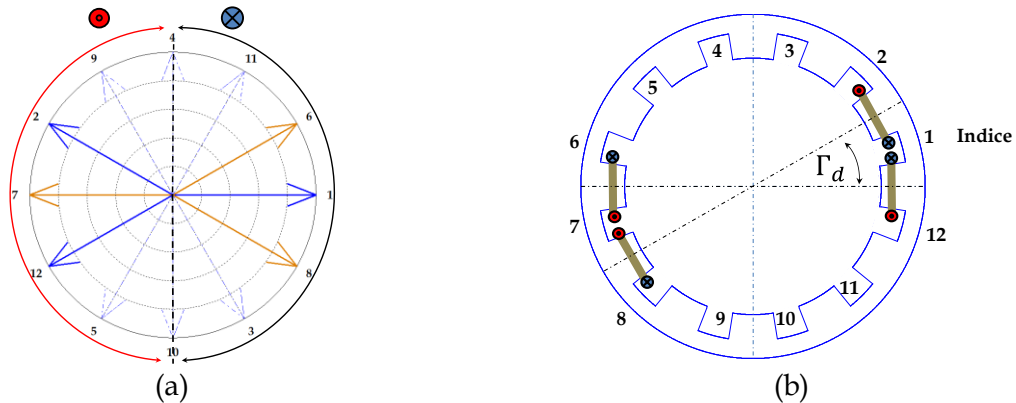


Figure 57: Lien et disposition des bobines sur la période spatiale. M1-M2

Les encoches 1 et 7 reçoivent deux sections de deux bobines conjointes de même signe, *Figure 57 b* les liens ainsi réalisés par encoche donnent la disposition de bobinage M_{db} , (2.1.21) pour la phase 1. On y retrouve, les encoches une et sept qui recueillent deux sections de bobines associées et leurs demies sections respectives, formant ainsi le bobinage double couche

$$M_{db} = \begin{bmatrix} 2 & 1 \\ 12 & 1 \\ 7 & 8 \\ 7 & 6 \end{bmatrix} \quad (2.1.21)$$

On observe sur la *Figure 57 b*, l'angle d'espace inter dentaire Γ_d est donné (2.1.22). Nous noterons que ce dernier se reporte également sur les bobines, *Figure 58*.

$$\Gamma_d = \Gamma_b = \frac{T(\alpha_s)}{Z_s} \quad (2.1.22)$$

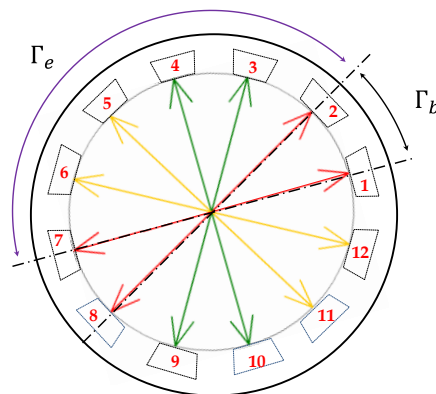


Figure 58: Forces électromotrices élémentaires dans l'espace statorique

On peut également définir l'angle Γ_e , (2.1.23) **angle d'encoche** correspondant aux enroulements élémentaires diamétralement opposés et tributaires du nombre de paires de

pôles de la machine. Ici 150° pour 5 paires de pôles. Nous noterons que cet angle est important car il définit également **la période électrique** des FEME élémentaires relatives aux bobines élémentaires qui seront développées par la suite afin de définir la FEM résultante de nos machines M1, M2, M3.

$$\Gamma_e = \frac{T\alpha_s}{Z_s} \cdot p \tag{2.1.23}$$

Le nombre de bobines N_b élémentaires qui constitue une phase, est déterminé en fonction du nombre d'encoches et du nombre de phase N_{ph} . (2.1.24).

$$N_b = \frac{Z_s}{N_{ph}} \tag{2.1.24}$$

L'association des bobines, se doit donc d'être judicieuse et tenir compte du déphasage de 120° entre les phases. Dans cette optique, H.Dogan [79], propose trois configurations, 2-2, 3-1, 4-0. Il faut y voir, la disposition possible des bobines élémentaires dans l'espace mécanique par rapport à la ligne neutre dans le sens où elles peuvent, occuper un ou deux secteurs placés symétriquement, pour les bobines considérées. La *Figure 59 a-c* donne différentes possibilités « génériques » de couplage des bobines élémentaires pour une machine dotée de 12 encoches selon les trois configurations proposées.

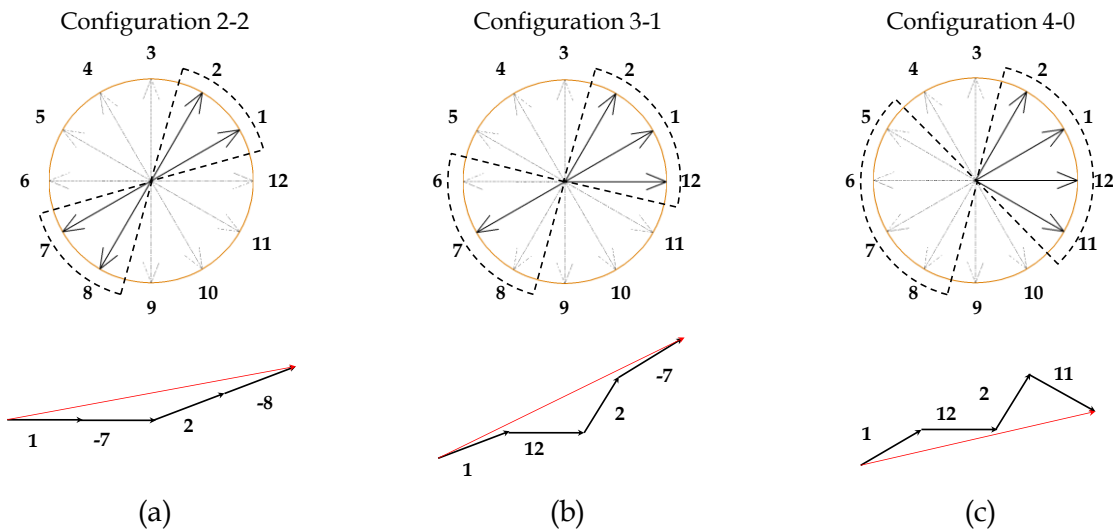


Figure 59: Différentes configurations des bobines élémentaires dans l'espace mécanique.

2.1.4 Méthode de l'étoile des encoches

La loi de Faraday, *annexe A (A.13)*, montre l'existence d'une force électromotrice lorsqu'un enroulement est soumis à une variation de flux. Chaque enroulement est donc, générateur d'une Force Electromotrice dite « Élémentaire » (FEME), l'association de chacune d'elles, permettra de construire le fondamental de la Force Electromotrice (FEM) résultante pour l'ensemble des phases N_{ph} . *Figure 60*, les vecteurs repérés V_δ matérialisent les FEMEs. Une fois associées, elles formeront les FEMs résultantes pour les trois phases, réparties sur l'espace mécanique statorique. Pour établir la force Electromotrice résultante correspondante aux phases de la machine, on considère la relation (2.1.25), où chaque vecteur élémentaire \vec{V}_δ représente la FEME, E_δ sous sa forme complexe, [86]. $K = \{0,1,2,\dots\}$.

$$\bar{E}_{A,B,C} = \sum_{\delta=1}^{\delta=Z_s} (-1)^{k+1} \cdot \bar{V}_{\delta} = \sum_{\delta=1}^{\delta=Z_s} (-1)^{k+1} \cdot V_{\delta} e^{i.\alpha_s} \tag{2.2.25}$$

On retrouve une représentation générique *Figure 60 a* des FEMs à l'origine de la FEM résultante pour la phase A, *Figure 60 b* nous retrouvons les FEM résultantes pour l'ensemble des trois phases pour une configuration de type 2-2.

2.1.4.1 Application à nos machines candidates-M1, M2.

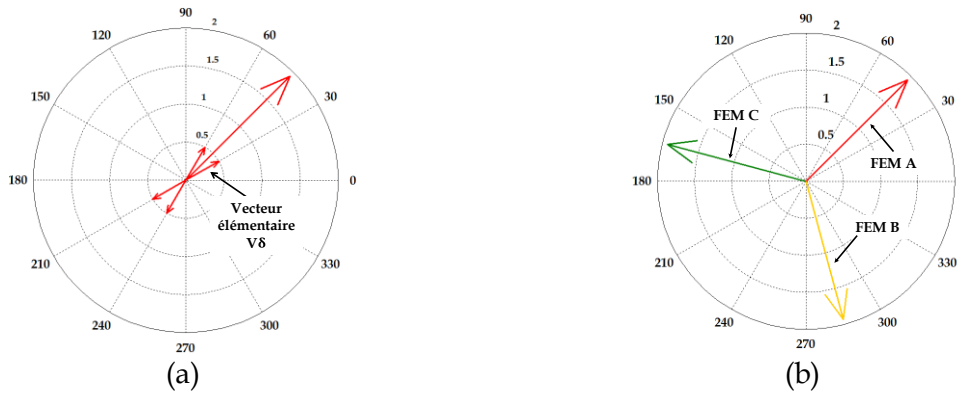


Figure 60: FEM résultantes pour les phases

Dans l'étude proposée les représentations seront illustrées pour une phase, aussi le bobinage se doit d'être équilibré et respecter la période électrique d'encoche Γ_e , (2.1.23). En d'autres termes, il faut y voir que les phases sont réparties et décalées l'une par rapport à l'autre de $\pm 2\pi/3$. Aussi il convient de préciser que les bobines doivent être le plus proche possible l'une de l'autre afin de limiter le volume de la « cage de développante » et par voie conséquence les pertes Joules.

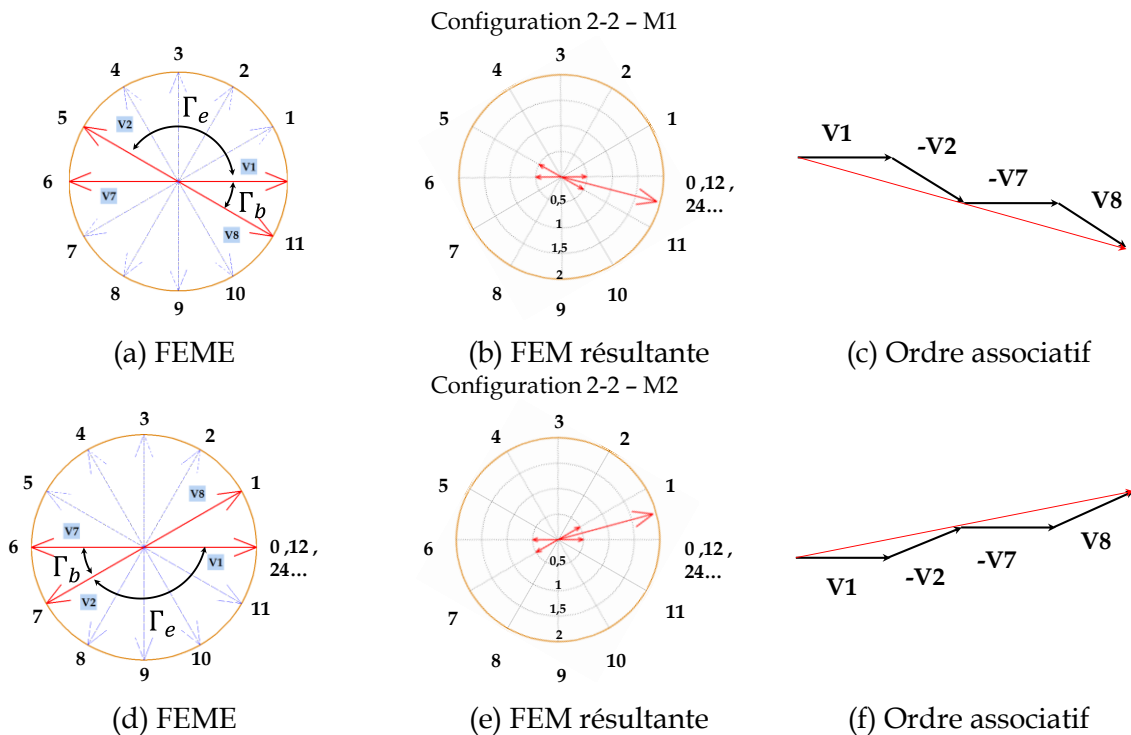


Figure 61: Double bobinage dentaire des machines modulaires M1, M2.

La *Figure 61 a-f* illustre, les FEMEs et les FEMs résultantes, l'ordre associatif des vecteurs élémentaires qui mènent à obtenir la FEM résultante pour les machines symétriques M1, M2.

Pour les FEM résultantes, bien que l'on tienne compte de la période électrique (2.1.23), donc du nombre de paires de pôles p , les vecteurs élémentaires des FEMEs ne diffèrent que de la période spatiale divisée par le nombre d'encoches Γ_b . Soit $\pi/6$ suivant la relation (2.1.22). Ceci est essentiellement dû au fait que ces machines ont la particularité de présenter des secteurs symétriques contenant le même nombre de bobines. Les FEMs résultantes possèdent la même amplitude, en effet elles sont constituées à partir des mêmes vecteurs élémentaires combinés, dans le même ordre, V1, -V2, -V7, V8. Nous noterons également que ce choix a été conforté en comparant le spectre de la pression radiale pour les configurations (2-2), (3-1), (4-0). Les résultats donnent, *Annexe F*, pour la pression radiale dans l'entrefer un spectre harmonique spatiotemporel beaucoup plus riche pour les configurations (3-1) et (4-0).

2.1.4.2 Application à la machine M3

La mise en œuvre d'un bobinage à pas fractionnaire offre la possibilité d'un grand nombre de combinaisons entre les encoches et les pôles. Pour la machine M3, le nombre d'encoches par pôles est égale à $S_{pp}=5/14$. Aussi parmi toutes les combinaisons possibles, seules certaines d'entre elles sont réalisables. L'implantation la plus simple va consister à répartir pour une phase, au regard du nombre d'encoche et du double bobinage dentaire, un nombre entier de bobines élémentaires sur un tiers de la période spatiale. En d'autres termes, il faut que le bobinage implanté puisse générer le champ tournant à partir d'un système d'alimentation classique de courants déphasés l'un par rapport l'autre d'un angle de $\pm 2\pi/3$. Il est donc nécessaire de définir un coefficient de « faisabilité » k_f pour un bobinage double couche (2.1.26), qui se révèle être identique au nombre de bobines N_b .

$$k_f = \frac{Z_s}{N_{ph}}, \epsilon \mathbb{N} \quad (2.1.26)$$

Dans notre cas, pour la machine M3, le calcul est simple. Pour un système de tension triphasé, $k_f = 5$ soit pour un double bobinage 4 encoches et 2 demi-encoches. Pour un système de tension comportant cinq phases, $k_f = 3$, soit deux encoches et deux demi-encoches. Pour un système de tension 7 phases, $k_f = 2.14$, le bobinage n'est pas faisable. Comme précédemment pour les machines modulaires, le principe va consister à répartir les bobines élémentaires sur la période spatiale mécanique statorique. On retrouve, *Figure 62 a*, pour une phase les vecteurs matérialisés de chaque côtés de la ligne neutre positionné dans l'axe de l'encoche couplés entre eux sur la période spatiale. Il en découle, *Figure 62 b*, le double bobinage dentaire des bobines élémentaires implantées dans les encoches suivant l'angle Γ_d , ici 24° .

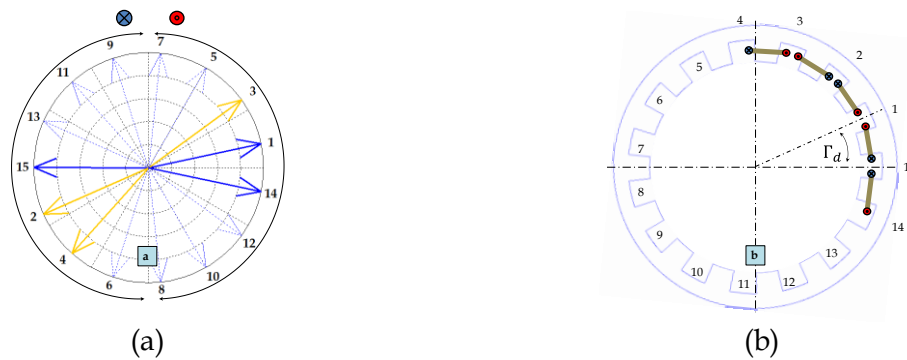


Figure 62: Lien et disposition des bobines sur la période spatiale. M3

La méthode de l'étoile des encoches utilisée donne *Figure 63 a-d*, respectivement la répartition spatiale des bobines, les FEMs pour la phase 1 de la machine, la FEM résultante enfin l'ordre associatif des vecteurs élémentaires donnant la Fem totale.

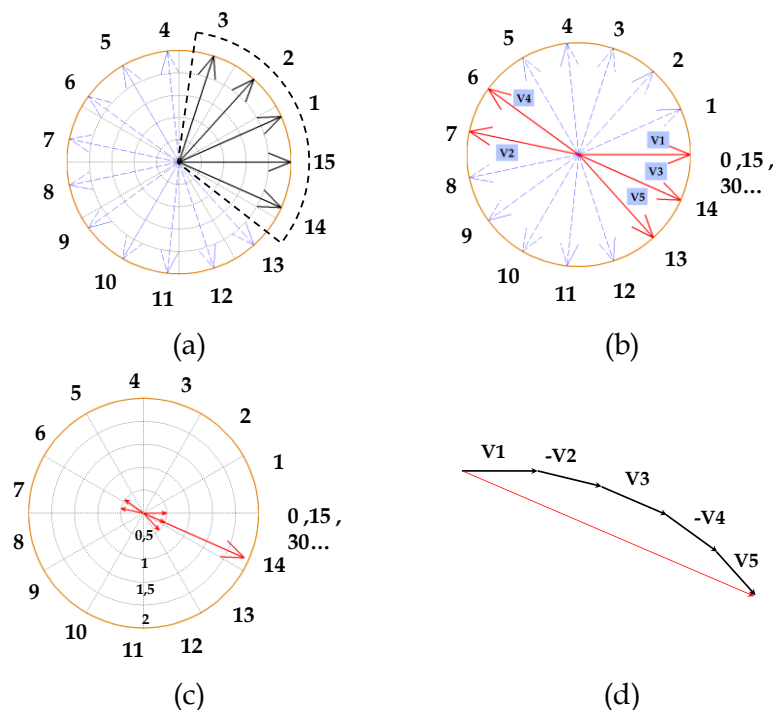


Figure 63: Association de FEMs de la machine M3

2.1.5 Bobinage des machines candidates

2.1.5.1 Bobinages des machines modulaires M1 et M2

Dans l'optique d'obtenir un couple maximum, nos machines modulaires ont été dotées pour l'étude, d'un bobinage dentaire double couche conforme à la configuration (2-2).

La méthode de l'étoile des encoches adoptée et utilisée donne le bobinage dentaire, *Figure 64* on y retrouve le détail des liaisons diamétrales entre les bobines élémentaires qui constituent la phase 1. On peut y observer le sens du courant et celui du bobinage du fil élémentaire autour des dents du stator sur la période spatiale. Les liaisons entre bobines sont rudimentaires et la liaison diamétrale se résume à une seule liaison constituée d'un unique brin.

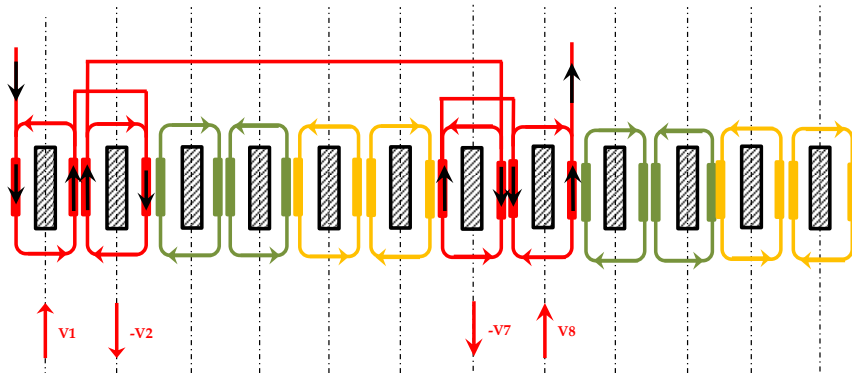


Figure 64: Détail du raccordement des bobines élémentaires pour la phase A. M1-M2

2.1.5.2 Bobinage de la machine asymétrique M3

La Figure 65 donne le détail du raccordement des bobines élémentaires de la machine M3 pour la phase A, on y distingue le sens du bobinage des bobines élémentaires (flèches colorées) et le sens de circulation du courant (flèches noires).

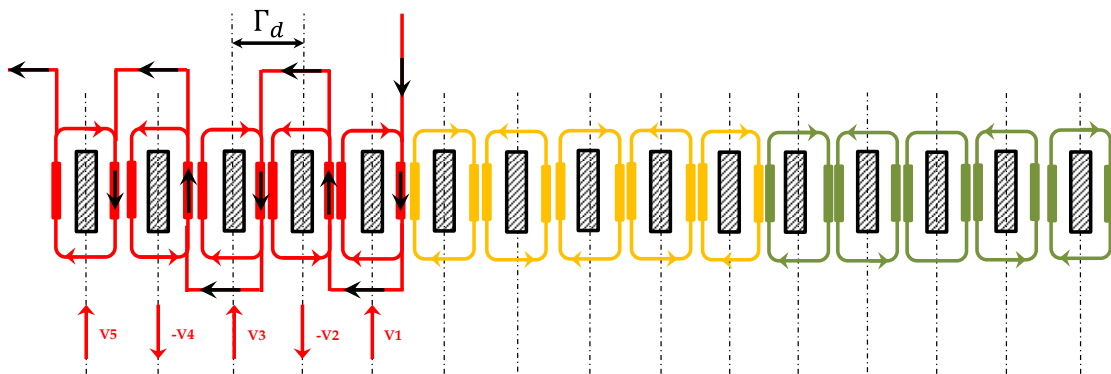


Figure 65: Détail du raccordement des bobines élémentaires pour la phase 1-M3

Pour finir sur ce paragraphe du bobinage lié aux machines, il est important de se pencher sur le coefficient de bobinage, sujet connu qui a fait l'objet de nombreuses publications, ouvrages et thèses pour les bobinages distribués. Aussi nous invitons le lecteur à se référer à [l'annexe E](#) [87].

2.1.5.3 Le facteur de bobinage des machines M1-M2-M3 et outil

Les machines choisies pour l'étude sont dotées de denture droites, le calcul du coefficient de bobinage k_b ne tient pas compte de k_i , coefficient d'inclinaison. En effet les aimants placés en périphérie sont parallèles à l'axe de la machine. Le faible nombre d'encoches réparties sur la période spatiale impose une largeur d'encoche non négligeable, l'hypothèse simplificatrice de considérer le centre de l'encoche n'est donc plus envisageable et le coefficient d'encoche k_e , doit être pris en compte. Le calcul du coefficient de bobinage k_b doit considérer les coefficients, d'encoche k_e , de distribution k_d , de raccourcissement k_r . On a donc pour le Coefficient de bobinage k_b , (2.1.27).

$$k_b = k_e \cdot k_d \cdot k_r \quad (2.1.27)$$

2.1.5.4 Outil de détermination du coefficient de bobinage

Nous avons développé un outil analytique de calcul du coefficient de bobinage k_b , pour les harmoniques de rang h , appliqué au bobinage dentaire de machines triphasées. Le calcul est effectué suivant le nombre de paires de pôles, le nombre d'encoches, enfin le nombre de couches implantées. L'outil exploite la description du bobinage et donne l'évolution de la distribution du bobinage. Ce point sera présenté par la suite. Pour l'exemple des machines M1, M2 et M3, l'outil nous donne pour les bobinages, simple et double couches, les coefficients k_{bh} , k_{rh} , k_{dh} . Les résultats sont en partie résumés dans le *Tableau 6*, aussi, ils se limitent au rang $h=19$ pour les machines modulaire et $h=10$ pour la machine asymétrique qui possède des valeurs paires et impaires. Nous avons également testé, le cas d'un bobinage simple couche, pour les machines M1 et M2, le facteur de raccourcissement est de 1, en effet pour les phases A, B et C, *Figure 66 f*, on observe que les bobines sont positionnées de manière diamétrale. Le coefficient de raccourcissement est donc pris en compte dans le calcul mais n'affecte pas le résultat. De par le fait, seul le coefficient de distribution k_d entre en ligne compte et se révèle être identique au coefficient de bobinage k_b .

Tableau 6 : Coefficient de bobinage des machines candidates

Ordre	M1, M2						M3			
	Simple couche			Double couche			Ordre	Double couche		
h	k_b	k_r	k_d	k_b	k_r	k_d	h	k_b	k_r	k_d
1	0.966	1	0.966	0.933	0.966	0.966	1	0,951	0,994	0,956
3	0.707	1	0.707	0.5	-0.707	0.707	2	0,021	0,207	0,102
5	0.259	1	0.259	0.067	0.259	0.259	3	0,615	-0,951	0,647
7		1					4	0,044	-0,406	0,109
9	0.707	1	0.707	0.5	-0.707	0.707	5	0,173	0,866	0,200
11	0.966	1	0.966	0.933	0.966	0.966	6	0,145	0,587	0,247
13		1			-0.966		7	0,111	-0,743	0,149
15	0.707	1	0.707	0.5	0.707	0.707	8	0,111	-0,743	0,149
17	0.259	1	0.259	0.067	-0.259	0.259	9	0,145	0,587	0,247
19		1					10	0,1732	0,866	0,2000

Pour, la machine asymétrique M3, de par le nombre impair d'encoches au stator, l'encoche simple couche se révèle être irréalisable. Les valeurs obtenues comparées à un logiciel libre d'accès « Koil » [88] sont validées pour les machines candidates à l'étude avec pour hypothèse principale de maximiser le couple et de considérer le rapport ouverture de l'encoche, largeur de la dent $\approx 1/2$. Les *Figure 66 a-c*, illustrent les harmoniques calculés pour un rang $h=50$, pour les machines modulaires dotées d'un bobinage double couche.

On remarque une périodicité dans les résultats, aussi seuls des rangs impairs apparaissent pour les coefficients de bobinage k_{bh} , de distribution k_{dh} et de raccourcissement k_{rh} . Les *Figure 66 d-e*, illustrent quant à elles les coefficients de bobinage k_{bh} , k_{dh} pour un bobinage simple couche

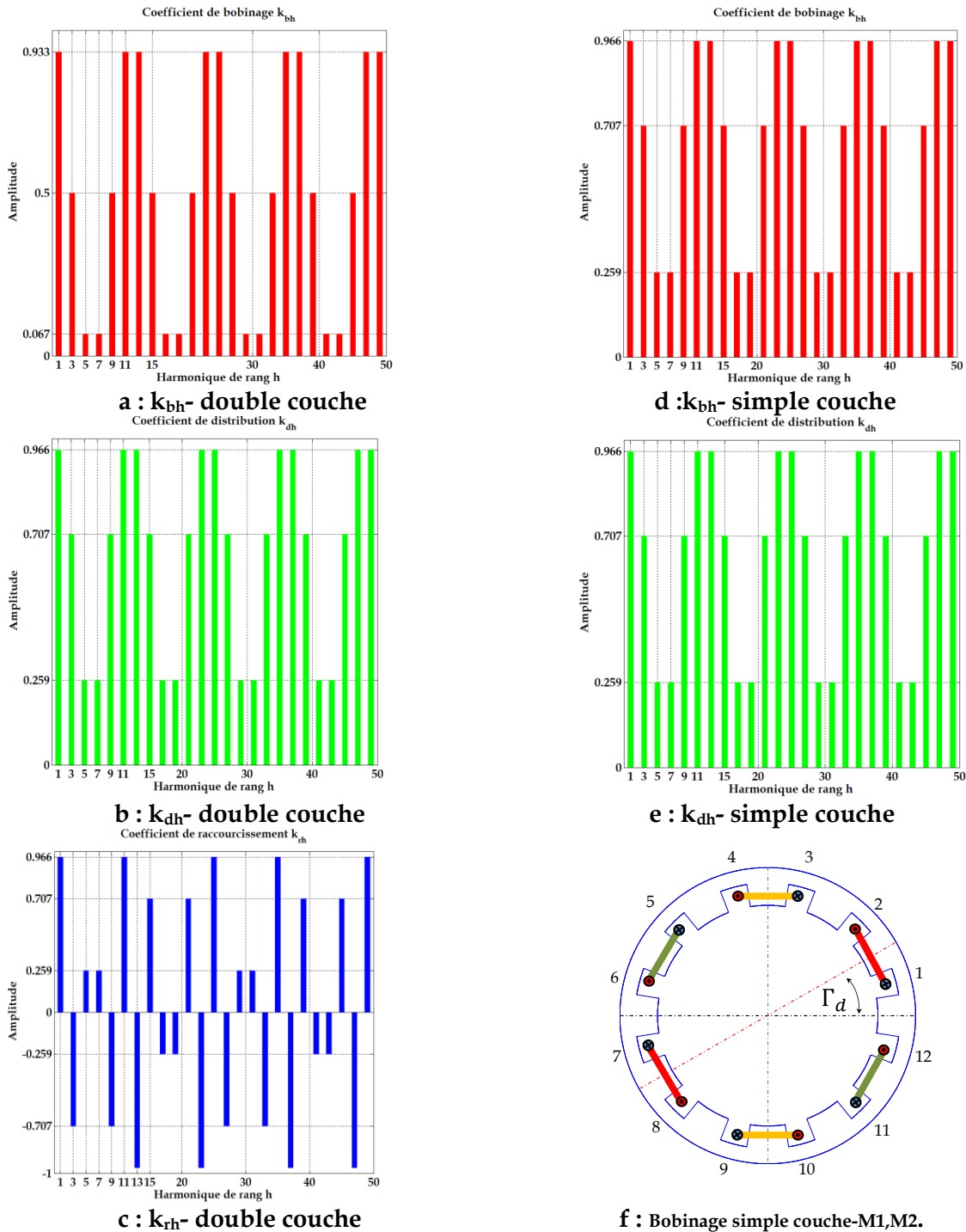


Figure 66 : Coefficients de bobinage des machines candidates-doubles couches et simple encochage, M1 et M2

L'analyse montre que les machines M1 et M2 présentent pour le fondamental de k_{bh} une valeur élevée. A cela s'ajoute une fem élevée pour la configuration (2-2). cela nous amène à penser que ces machines présentent un potentiel élevé en termes de couple électromagnétique.

La machine asymétrique M3, présente quant à elle un spectre harmonique très riche, en harmoniques pairs et impairs, *Figure 67 a-c*.

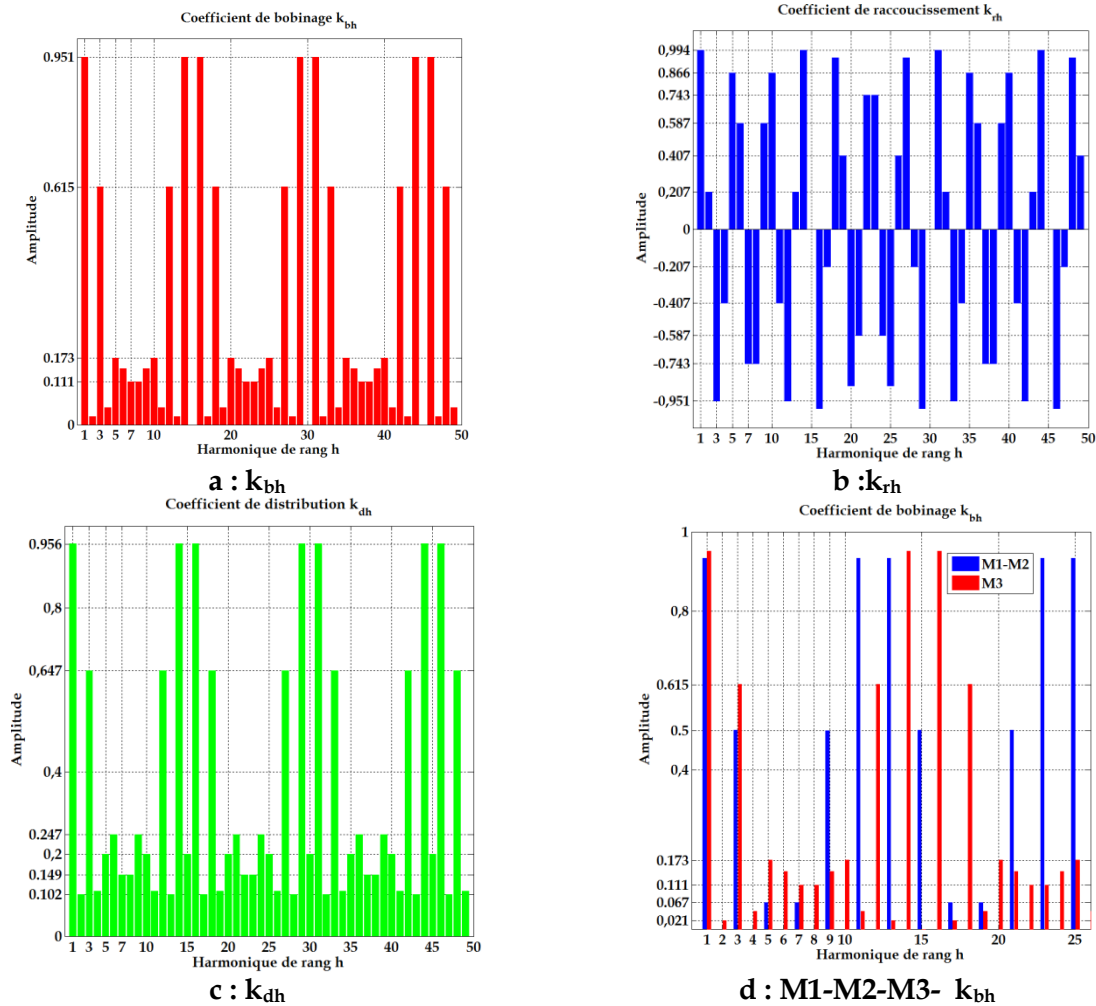


Figure 67 : Coefficient de bobinage pour la machine M3 double couche.

La *Figure 67 d* montre la comparaison du coefficient de bobinage k_{bh} , pour les trois machines étudiées, on remarque pour les harmoniques faibles que la machine M3 présente des amplitudes plus élevées, notamment pour les rangs h1, h3, h5, h7.

Les valeurs calculées par l’outil développé sont pour le fondamental du coefficient de bobinage k_{bh} résumées *Tableau 7* et validées par l’outil libre précédemment cité. On y trouve les valeurs en simple et double couche, pour les familles modulaires et asymétriques ainsi que pour les machines dénommées « Machines non Modulaires », (2.1.1), (2.1.2), (2.1.3) [89].

On notera que les machines M1, M2, M3 présentent pour le fondamental du coefficient de bobinage des valeurs élevées.

Tableau 7 : Coefficient de Bobinage pour le fondamental kbh

Simple bobinage - Double bobinage - Irréalisable (IR)

$Z_s \backslash p$	4	6	8	10	12	14	16	18
6	0,866	IR IR	0,866 0,866	1 1	IR IR	1 1	1 0,866	IR IR
9		0,866 0,866	IR 0,945	IR 0,945	IR 0,866	IR 0,616		
12			0,866 0,866	0,966 0,933	IR IR	0,966 0,933	0,866 0,866	
15				IR 0,866		IR 0,951	IR 0,951	
18					0,866 0,866	0,902 0,902	0,945 0,945	
21						IR 0,866	IR 0,889	
24						0,957 0,759	0,866 0,866	
27						IR 0,695	IR 0,766	
	Machines Modulaires		Machines Asymétriques		Machines non Modulaires		Machines M1, M2, M3	

2.1.6 Conclusion

Pour conclure sur ce paragraphe qui concerne les coefficients de bobinage de nos trois machines candidates, nous retiendrons les points importants suivants :

- Certaines combinaisons pôles/encoches ne peuvent être mises en œuvre pour les machines asymétriques simple couche.
- La combinaison de bobinage simple couche donne généralement pour le fondamental une valeur égale ou plus importante en comparaison au bobinage double couches. Cela est justifié par le fait que les machines modulaires dotées d'enroulement simple couche possèdent pour certaines combinaisons pôles/encoches un coefficient de raccourcissement de 1.
- Le coefficient de bobinage fondamental est globalement élevé pour les combinaisons dont le nombre de pôle tend vers le nombre d'encoche : $p \rightarrow Z_s$, tant que cela soit possible.
- Si la période d'encoche ou d'encoche Γ_e est comprise dans l'intervalle $[\pi/2, \pi]$, notamment pour les machines modulaires de configuration (2-2) et asymétriques, où l'association des FEMs donnent une FEM résultante maximale, le couple électromagnétique sera maximal.
- Les machines asymétriques génèrent des sous-harmoniques dont l'amplitude est supérieure en comparaison aux machines non modulaires, elles demeurent cependant en deçà des machines modulaires.

Les trois machines sont désormais définies, il nous faut dès à présent connaître le contenu harmonique de chacune d'elles. L'induction et les pressions radiales afin d'évaluer le niveau de bruit électromagnétique potentiel. Pour ce faire, nous allons définir le modèle analytique permettant l'étude qualitative de ces machines.

2.2 Calcul des harmoniques de pression par une approche analytique

Dans cette partie nous allons nous attacher à décrire un modèle analytique du module électromagnétique, première étape de la méthodologie du modèle directe présenté au § 1.5.1. L'intérêt de celui-ci est d'estimer rapidement l'induction dans l'entrefer et appréhender son contenu harmonique spatiotemporel. Certes les résultats espérés sont contrairement au code par éléments finis bien moins précis, aussi le modèle développé est rapide et offre un niveau de précision toute fois respectable. Dans un premier temps, nous dresserons un bref état de l'art, puis une description des modèles depuis la force magnétomotrice, à l'induction radiale spatiotemporelle et spectrale en passant par la perméance d'entrefer et une analyse harmonique de la pression radiale. Enfin, nous verrons une étude de sensibilité exploitant le modèle aux travers des impacts liés à l'effet de denture sur la pression radiale et celui de la force magnétomotrice.

2.2.1 L'approche analytique.

Le calcul des harmoniques de force magnétomotrice globale et la fonction de distribution du bobinage ont déjà fait l'objet de travaux, [90],[91], tout comme l'exploitation de la perméance d'entrefer globale par unité de surface, [92], [68], [58],[48]. Cette approche va consister à définir un modèle rapide fondé sur des fonctions qui repose sur des séries de Fourier pour la perméance d'entrefer et sur des allures prédéfinies pour la fonction de bobinage qui seront présentées et analysées en aval, dans cette étude.

L'avantage de cette approche analytique est de connaître rapidement l'impact des harmoniques de bobinage au travers de la fonction de bobinage et de denture via la perméance d'entrefer globale.

Aussi, au détriment de la vitesse d'exécution, certaines hypothèses associées au modèle se doivent d'être évoquées.

- La fonction de distribution du bobinage prendra la forme de « trapèze », en effet le modèle tient compte de l'ouverture des encoches.
- On considèrera une alimentation en courant (force magnétomotrice) de type sinus, avec la possibilité d'enrichissement du courant avec différents harmoniques, préalablement choisis et connus.
- La saturation et l'induction tangentielle seront négligées dans le modèle considéré. Seule l'induction radiale B_n sera considérée.
- La composante de la pression radiale par unité de surface σ_n , au travers de la composante radiale de l'induction B_n sera estimée. (1.4.9) § 1.4.1.2.2
- Seule la perméance radiale est recherchée et établie pour le modèle.

2.2.2 Modèle de la force magnétomotrice et de la perméance d'entrefer.

2.2.2.1 La fonction de bobinage et de distribution.

L'outil développé au sein du laboratoire sous Matlab nous permet de déterminer la force magnétomotrice à partir de la fonction de distribution du bobinage implanté au stator, combinée avec le courant statorique. Elle s'exprime par la relation (2.2.1) pour son expression générale au stator [91]. Cette méthodologie mettant en œuvre la distribution du bobinage a la particularité de favoriser l'implantation de tous types de bobinage dentaire selon les

configurations (2-2), (3-1), (4-0) ou distribué, dès lors que l'on implante la fonction de distribution $N_{ph}^s(\alpha_s)$.

$$f_{mm}^s(\alpha_s, t) = \sum_1^{n_{ph}} N_{ph}^s(\alpha_s) \cdot I_{ph}^s(t) \tag{2.2.1}$$

$N_{ph}^s(\alpha_s)$, représente la fonction de distribution pour la phase ph considérée du stator, plus particulièrement le nombre de spires autour d'une dent statorique, pour l'angle α_s qui représente l'angle de la position dans la période spatiale. Les courants I_{ph}^s appliqués au stator pour la phase considérée sont fonction du temps et implantés sous forme de série de Fourier.

La *Figure 68 a* illustre la méthodologie retenue afin de construire la fonction de bobinage implantée dans l'outil. On considère une spire autour d'une dent pour un bobinage double couche, dans le cas présent, la pente tient compte de l'ouverture de l'encoche. Notons que « le couple » -1 et -1 sera considéré dans le modèle comme -2 dans la matrice de la fonction de bobinage, *Figure 68 b*.

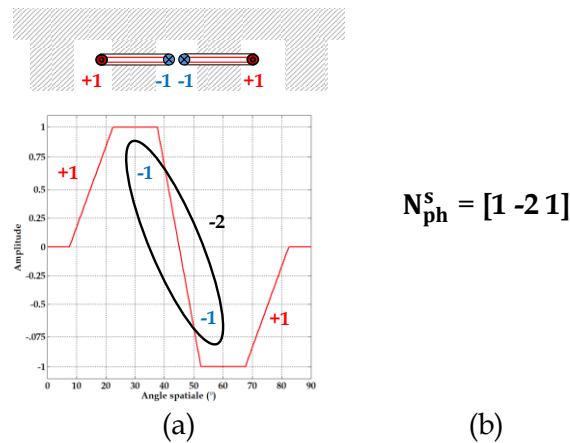


Figure 68 : Méthodologie de bobinage dentaire double couche

La fonction de bobinage est réalisée à partir d'une matrice suivant le type de bobinage à planter. On retrouve deux exemples, *Figure 69 a-b*, respectivement pour des bobinages simples, distribué et dentaire simple couche, comportant toutes deux huit pôles rotoriques et allouées d'un stator six encoches.

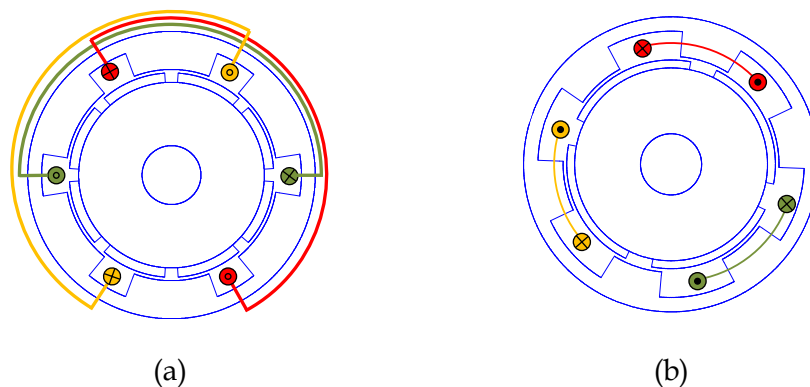


Figure 69 : Bobinages simples couche- distribué (a) et dentaire (b)

Les matrices de bobinage pour les exemples donnés précédemment pour les trois phases et les fonctions de bobinages correspondantes, *Figure 70 a-b*.

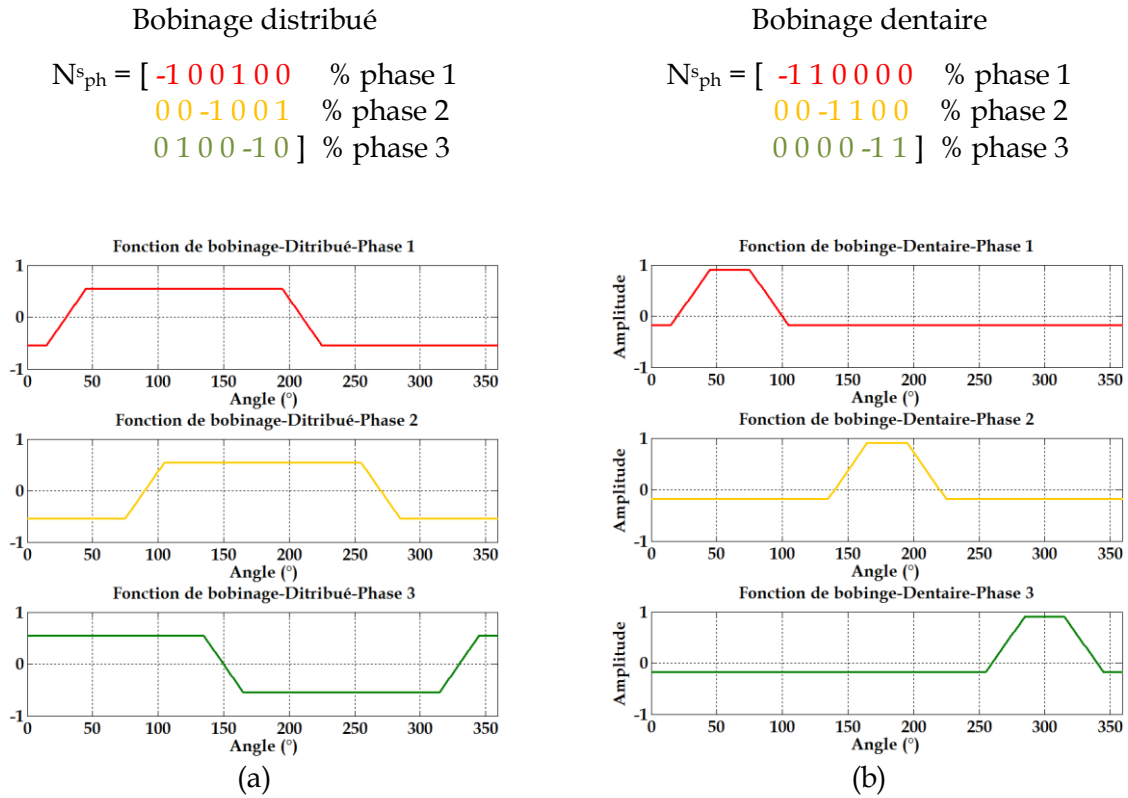


Figure 70 : Fonction de bobinage- Bobinages simples, distribué et dentaire

Cette fonction ne se limite pas à positionner les bobines et leur sens de parcours. Elle considère une valeur moyenne nulle. Ainsi pour un bobinage distribué l'amplitude varie entre 0.5 et -0.5. Pour le cas d'un bobinage dentaire, le pas dentaire a une incidence, dans le sens où une machine possédant 6 dents au stator, l'amplitude maximale sera 6 fois plus faible sur l'extérieur de la bobine (0.1666 : 1/6 sur 5/6 de T) et 3 fois plus importante : 0.8333 (5/6 sur 1/6 de T). La *Figure 71 a*, illustre la fonction de bobinage pour les machines modulaires M1 et M2 pour une configuration (2-2) détaillé par la suite. Nous rappelons, que la représentation de cette configuration de bobinage implanté au stator de ces machines est explicité *Figure 59 a-c*. La *Figure 71 b* illustre quant à elle, la fonction de bobinage pour un bobinage distribué d'une MSAP 8p-48s donné par l'outil. Pour ces représentations et dans un souci de clarté, deux phases sont illustrées. Les fonctions de bobinages pour les machines M1 et M2 sont développés dans la matrice $N_{s_{ph}}^s$ pour le bobinage dentaire (2.2.2). Pour la machine dotée de 48 encoches, la matrice N_{ph} pour un bobinage distribué est donnée en (2.2.3).

$$N_{s_{ph}}^s = \begin{bmatrix} 1 & -2 & 1 & 0 & 0 & 0 & -1 & 2 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & -1 & 2 & -1 & 0 & 0 & 0 & 1 & -2 \\ 0 & 0 & 1 & -2 & 1 & 0 & 0 & 0 & -1 & 2 & -1 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.2.2)$$

$$N_{ph}^s = \begin{bmatrix} 1111 & 00000000 & -1 & -1 & -1 & -1 & 00000000 & 1111 & 00000000 & -1 & -1 & -1 & -1 & 00000000 \\ 0000 & -1 & -1 & -1 & -1 & 00000000 & 1111 & 00000000 & -1 & -1 & -1 & -1 & 00000000 & 1111 & 0000 \\ 00000000 & 1111 & 00000000 & -1 & -1 & -1 & -1 & 00000000 & 1111 & 00000000 & -1 & -1 & -1 & -1 & 00000000 \end{bmatrix} \quad (2.2.3)$$

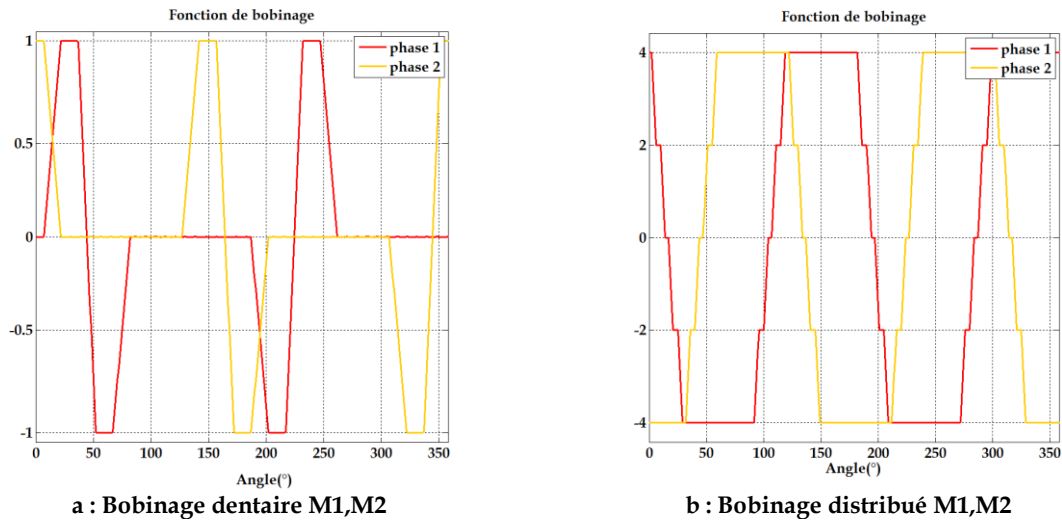


Figure 71 : Fonction de bobinage des machines M1, M2.

Pour chacune des phases, on va considérer des courants sinusoïdaux dans les enroulements, *Figure 72 a*. Toutefois l’option d’injecter des courants harmoniques d’amplitude réglable, *Figure 72 b*, pour les ondes directes et inverses ou bien encore liées à l’effet de denture, est paramétrable dans l’outil. En multipliant par la fonction de bobinage N_{ph} , on obtient la Force Magnétomotrice Statorique (FMMs) pour le système triphasé (2.2.4) à partir de la relation (2.2.1). [58]. Les relations pour les courants sont données [annexe B](#), (B-2).

$$f_{mm}^s(t, \alpha_s) = N_1^s(\alpha_s) \cdot I_1^s(t) + N_2^s(\alpha_s) \cdot I_2^s(t) + N_3^s(\alpha_s) \cdot I_3^s(t) \quad (2.2.4)$$

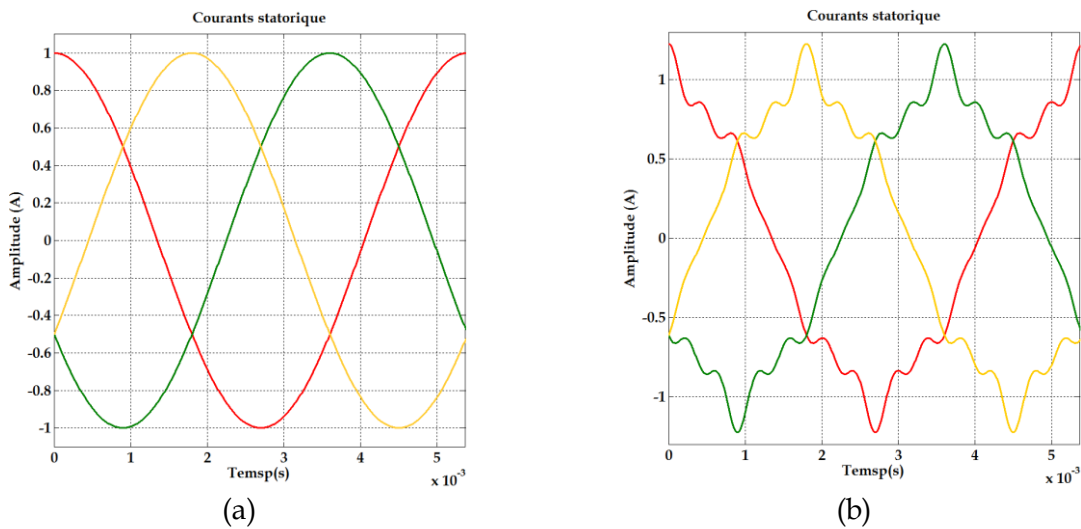


Figure 72 : Systèmes de courants triphasés sinusoïdaux ou perturbés

Ces courants injectés dans les phases associées à la fonction de bobinage permettent le calcul et la représentation spatiotemporelle de la Force Magnétomotrice Statorique (FMMs). Les *Figure 73 a-b* illustrent la FMMs pour des courants sinusoïdaux et perturbés en vue 3D.

Les *Figure 73 c-d* les présentent en vue de dessus, noter que pour autant, ces figures ne tiennent pas compte de l'ouverture d'encoche.

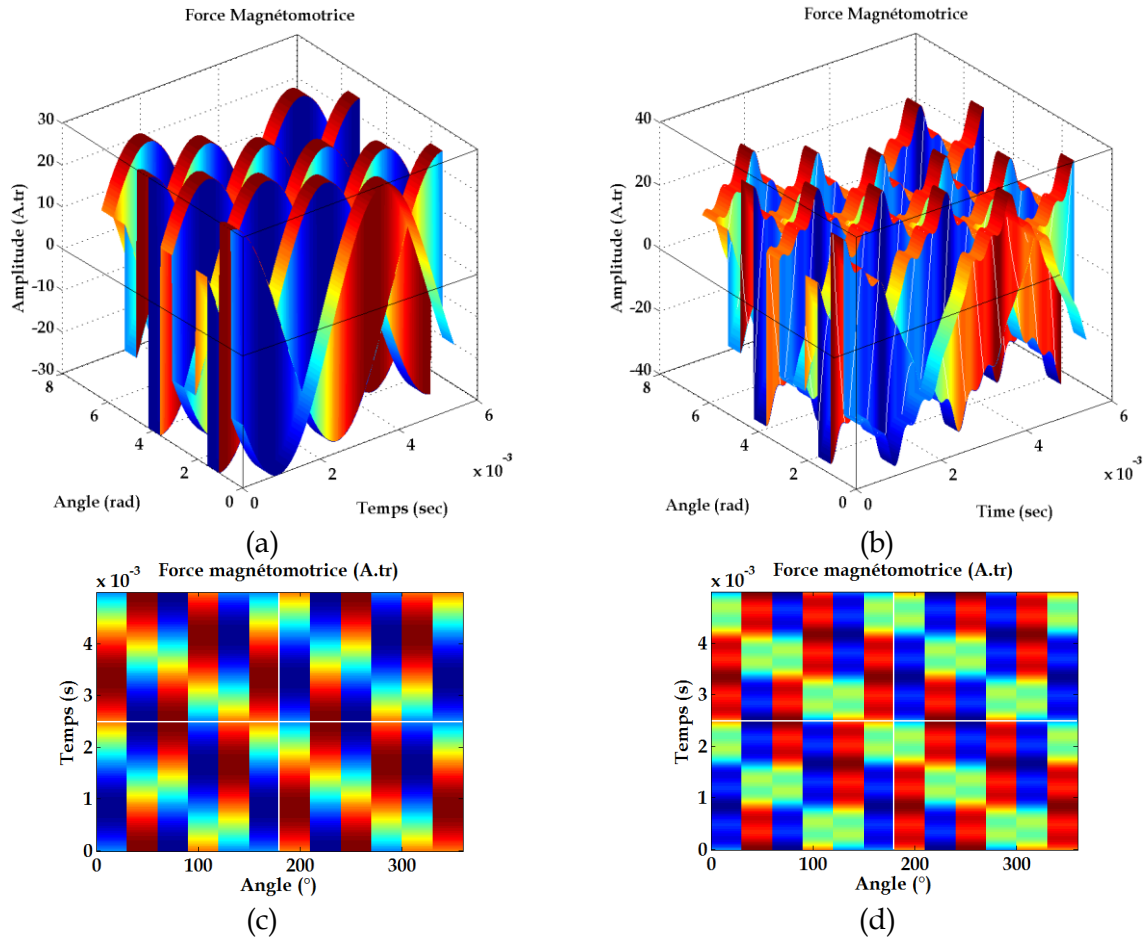


Figure 73 : Représentation 3D et 2D de la force Magnétomotrice

2.2.2.2 La force magnétomotrice statorique

La fonction de bobinage sous sa forme matricielle (2.2.5) doit être envisagée pour les trois phases des machines considérées afin de calculer la force magnétomotrice statorique spatiotemporelle totale dans l'entrefer. L'impact de la discrétisation dans l'espace « npe » suivant α_s et « npt » pour l'axe de temps t, est également pris en compte dans le respect du théorème de Shannon qui impose une discrétisation suffisante.

$$f_{mm}^s[npe, npt] = \sum_{ph=1}^3 \begin{bmatrix} N_{ph}^{\alpha_s=0} \\ N_{ph}^{\alpha_s=\alpha_e} \\ \cdot \\ \cdot \\ N_{ph}^{\alpha_s=2\pi-\alpha_e} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ph}^{t=t_i} & I_{ph}^{t=t_i+t_e} & I_{ph}^{t=t_f-t_e} \end{bmatrix} \quad (2.2.5)$$

Pour illustrer cette formulation, nous considèrerons trois exemples afin de montrer les possibilités offertes par notre outil. Pour ce faire, nous considèrerons une machine

modulaire, **MS 4p-6s**, qui sera pour exemple premier dotée de **quatre pôles et six encoches**. Puis, la machine M1 qui sera dotée d'un bobinage dentaire double couche et distribué, respectivement exemples deux et trois. L'idée dans ce cas, est de montrer que notre outil offre la possibilité de paramétrer rapidement une machine, afin d'obtenir la représentation spatiotemporelle et spectrale de la FMMs ainsi que, la fonction de bobinage associé à la fonction de distribution. Notons dès à présent que les représentations tiennent compte de l'ouverture d'encoche.

▪ Exemple 1 : Machine MS 4p-6s

Le modèle considéré est doté d'un bobinage simple couche, *Figure 69 b*. Les courants sont considérés sinusoïdaux dans un premier temps, *Figure 74 a* et perturbés dans un second temps, *Figure 75 a*.

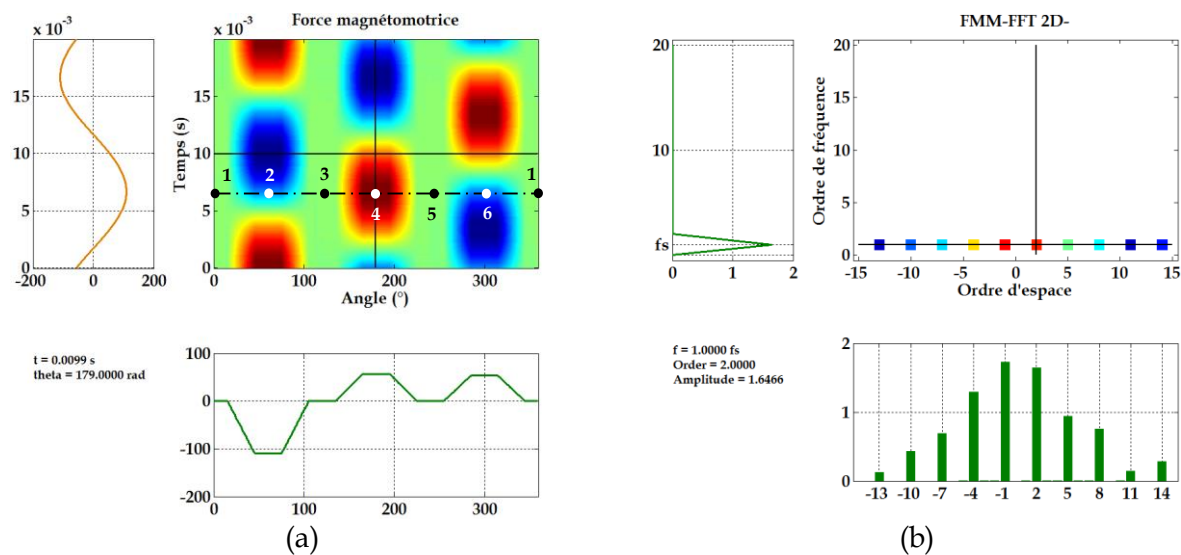


Figure 74 : Représentation de la FMMs (a)- Spectre FFT 2D (b)- Courant sinusoïdal.

Pour ce premier exemple, on retrouve au centre de la *Figure 74 a* suivant l'espace et le temps, **l'effet des six encoches en vue de dessus** pour la force magnétomotrice. On peut remarquer l'alternance de zones où la FMMs est nulles (1-3-5) et non nulles (2, 4, 6). La partie basse de la figure, en vert, représente l'allure spatiale de la FMMs matérialisée pour un point de référence [Espace (°), Temps (s)], ici, [180, 0.01]. La partie gauche de la figure, en orange, nous renseigne sur l'allure temporelle. Cette dernière nous indique que les courants injectés sont sinusoïdaux. La *Figure 74 b* illustre quant à elle la transformée de Fourier, (First Fourier Transform), FFT, également en vue de dessus, elle monte plusieurs harmoniques notamment, $H=-1$, $H=5$ et $H=-7$, portés par la fréquence porteuse f_s , ici 50 Hz. Nous noterons également que l'exemple illustré *Figure 75* et ceux qui suivent, sont exempts de toutes valeurs dimensionnelles et grandeurs physiques réelles en rapport avec nos machines candidates à l'étude.

Figure 75 a, montre la FMMs pour un courant perturbé avec, des harmoniques de courants injectés : les harmoniques $H=5$ $H=7$ souvent rencontrés. On remarque, pour le point d'observation considéré identique au relevé précédent, que la FMM présente une allure dont l'amplitude temporelle présente des déformations.

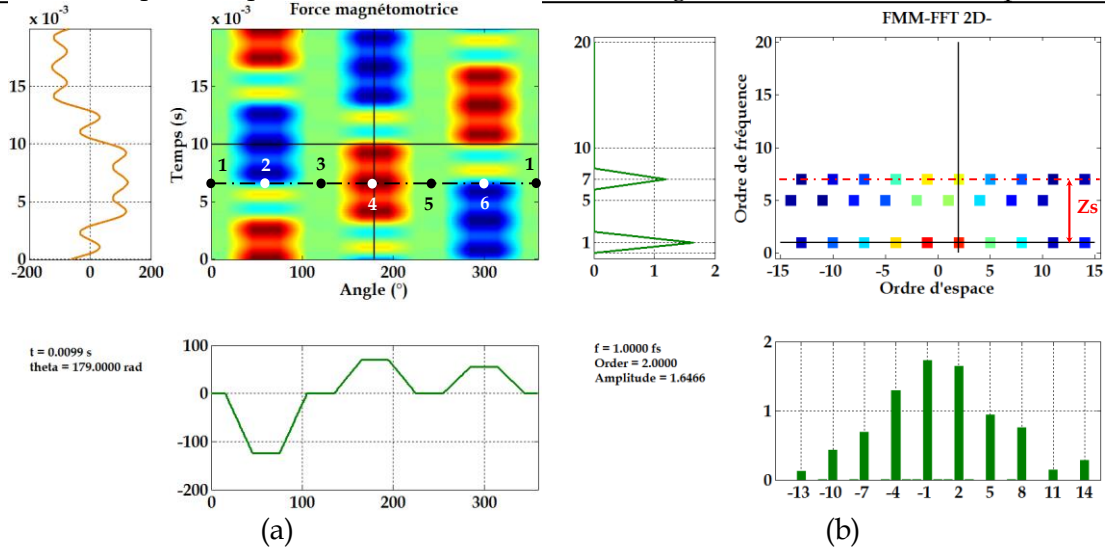


Figure 75 : Représentation de la force de FMMs (a)- Spectre 2D (b)- Courant perturbé

Par voie de conséquence, le spectre de la FMMs, est quant à lui, beaucoup plus riche. On remarque que pour la fréquence porteuse f_s les harmoniques sont identiques au cas précédent, pour des courants statoriques sinusoïdaux. En revanche, la réponse spectrale montre que d’autres harmoniques apparaissent à, $5f_s$ et $7f_s$ en lien avec les harmoniques de courants injectés. Nous noterons que pour les deux cas exposés précédemment, les fonctions de bobinages sont identiques. Elles sont illustrées *Figure 76 a* et la configuration de la machine est quant à elle donnée *Figure 76 b*.

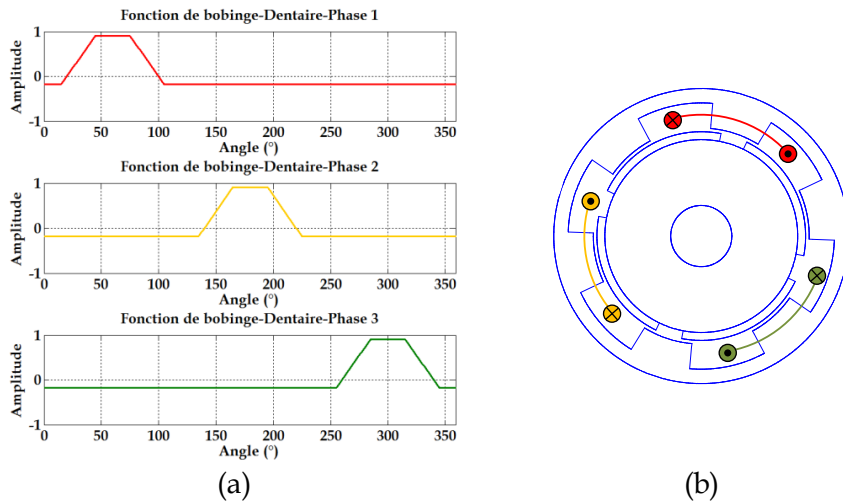


Figure 76 : Fonction de bobinage et configuration de la machine

Pour conclure sur ce premier exemple et le bobinage dentaire simple couche présenté, il serait intéressant de la comparer, pour cette même configuration de machine (**quatre pôles et six encoches-MS-4p-6s**), à un bobinage distribué. L’intérêt étant de montrer la richesse du contenu harmonique au niveau de la FMMs et celui de la pression radiale qui en découle. Nous retrouvons donc, *Figure 77 a-b* les représentations respectives des FMMs spatiotemporelle et spectrale et FFT 2D correspondante.

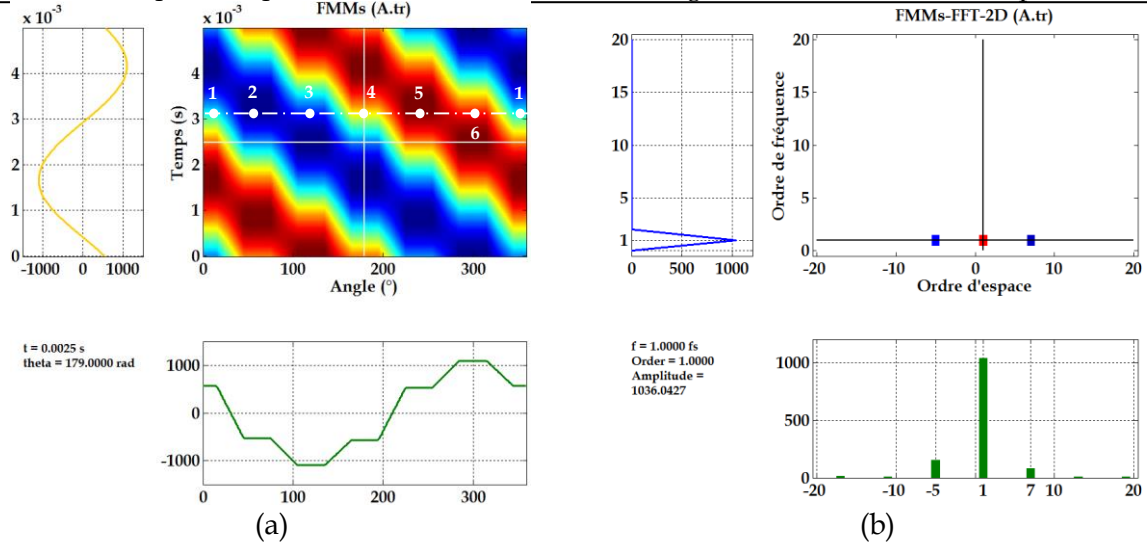
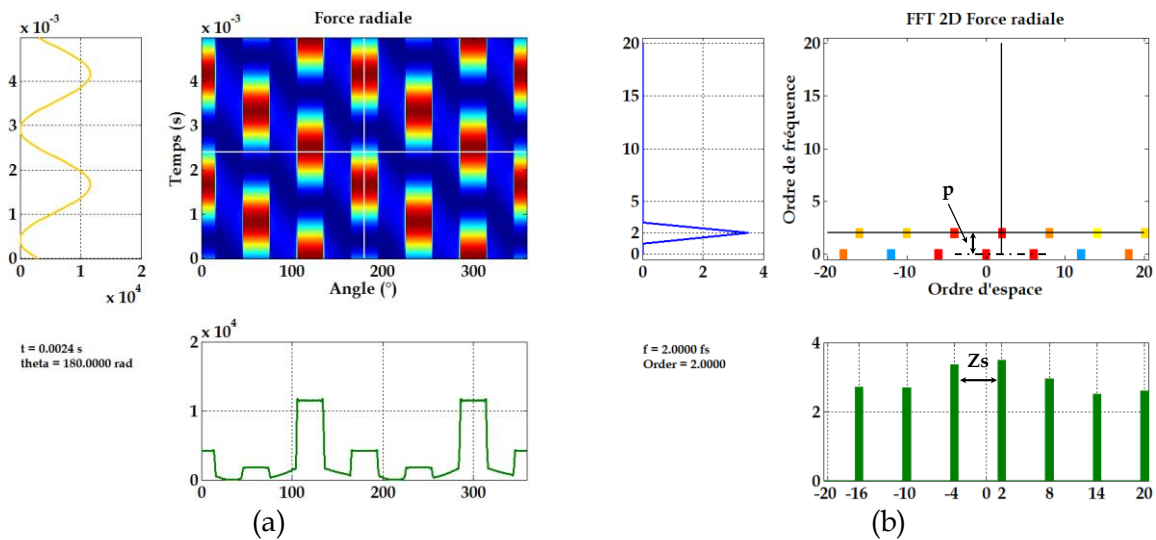


Figure 77 : Représentation spatiotemporelle et spectrale MS-4p-6s-Bobinage distribué.

La comparaison de la *Figure 77 a-b* avec la *Figure 74 a-b*, montre dans l'espace une allure plus sinusoïdale (bobinage distribué), qui explique le spectre beaucoup moins riche et ne laisse apparaître que les ordres spatio-temporels [-5, 1], [1,1] et [7,1]. La notation suivante : [-5,1] par exemple, correspond à l'harmonique « -5 » au niveau « ordre spatial » avec un sens de rotation de l'onde inversée (signe négatif) pulsant à 1*fs, donc 1 au niveau de l' « ordre » temporel. Dès lors, on est en mesure d'affirmer que ces ordres sont bien générés par le stator bobiné ou « l'armature » et ce, quel que soit le bobinage implanté.

Afin de présenter sur un exemple simple le calcul de la pression radiale pour la MS 4p-6s à bobinage distribué et dentaire, nous avons considéré une fonction de perméance d'entrefer simplifiée à l'effet de denture statorique et ceci afin d'estimer l'induction dans l'entrefer. Cette fonction de perméance sera détaillée dans le paragraphe suivant. Ceci permet de présenter dans un premier temps l'impact de ce bobinage dentaire sur les harmoniques de force.

La *Figure 78 a-b* expose les FFT 2D de la Pression radiale pour la machine MS-4p-6s pour un bobinage distribué, la *Figure 78 c-d* considère pour la même machine un bobinage dentaire.



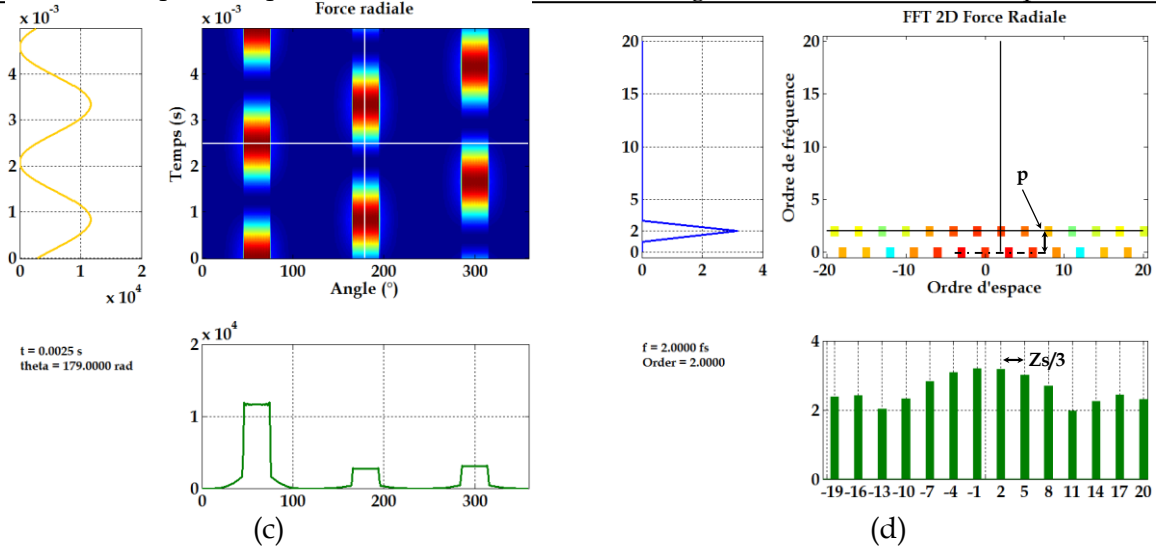


Figure 78 : Pression radiale spatiotemporelle et FFT2D-Bobinage distribué (a-b) et dentaire(c-d)-MS-4p-6s.

Les allures spatiotemporelles et spectrales laissent apparaître pour le bobinage distribué, *Figure 78 b*, un spectre comportant des raies espacées du nombre égale au nombre $Zs/3$ et portées par des fréquences égales au nombre de paires de pôles. A contrario, pour le bobinage dentaire le spectre spatiotemporel est beaucoup riche avec les raies espacées d'un nombre égale au nombre d'encoches divisé par trois. Les fréquences porteuses sont elles aussi espacées par un nombre égale au nombre de paires de pôles pour ce cas particulier. On remarque également que le spectre comporte dans les deux cas les mêmes raies d'ordre pair notamment l'ordre [2,2] avec pour le bobinage dentaire un ordre [-1,2]. Cet ordre spatial 1 peut-être particulièrement néfaste et demande une étude spécifique au niveau mécanique.

Enfin, ces constatations nous permettent de dire que le bobinage dentaire bien qu'il possède de nombreux avantages en termes de volume de cuivre et donc un meilleur potentiel énergétique se révèle, à fortiori, gratifié de potentiellement risqué en terme de bruit acoustique.

▪ Exemple 2 : Machine M1, M2, bobinage dentaire double couche

On retrouve la force magnétomotrice totale spatiotemporelle et sa FFT, respectivement

Figure 79 a-b.

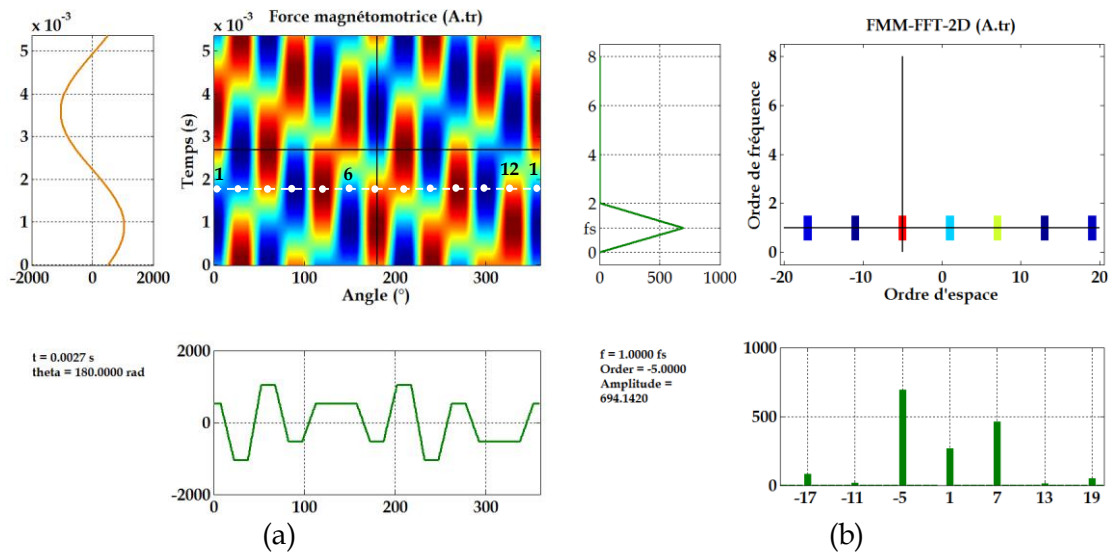


Figure 79 : Force magnétomotrice spatiotemporelle et FFT, des machines M1, M2

L'outil développé nous offre également la possibilité d'associer la fonction de bobinage à la fonction de distribution, *Figure 80*. Cette dernière nous renseigne sur le sens de bobinage des brins élémentaires qui constituent les bobines élémentaires autour des encoches, également la position des brins dans les encoches respectives y est précisée. L'intérêt d'une telle représentation porte sur la facilité, par la suite, de programmer sous forme de fonction de distributions différentes configurations de bobinage, de permettre une analyse rapide, enfin de déterminer celles qui seront les plus prometteuses en termes de conception de machines silencieuses.

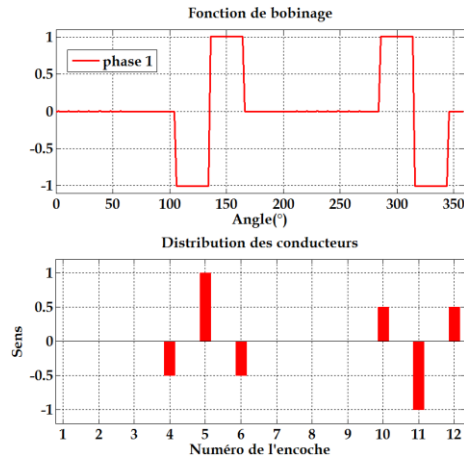


Figure 80 : Fonction de bobinage et distribution M1, M2

L'outil déjà cité « Koil », [88] permet d'évaluer les harmoniques de la FMMs tributaires de la fonction de distribution et par voie de conséquence celui du bobinage implanté dans les encoches. Cependant, l'outil Koil ne permet pas de traiter toutes les possibilités de bobinage dentaire, uniquement ceux maximisant la fem et par conséquent le couple. De plus, cet outil n'est pas exploitable dans une phase d'optimisation visant à déterminer les configurations optimales du bobinage comme nous le présenterons dans le chapitre III.

La *Figure 81 a-b* illustre pour une phase la FMMs donné respectivement par l'outil « Koil » et notre outil sans prendre en compte l'ouverture des encoches.

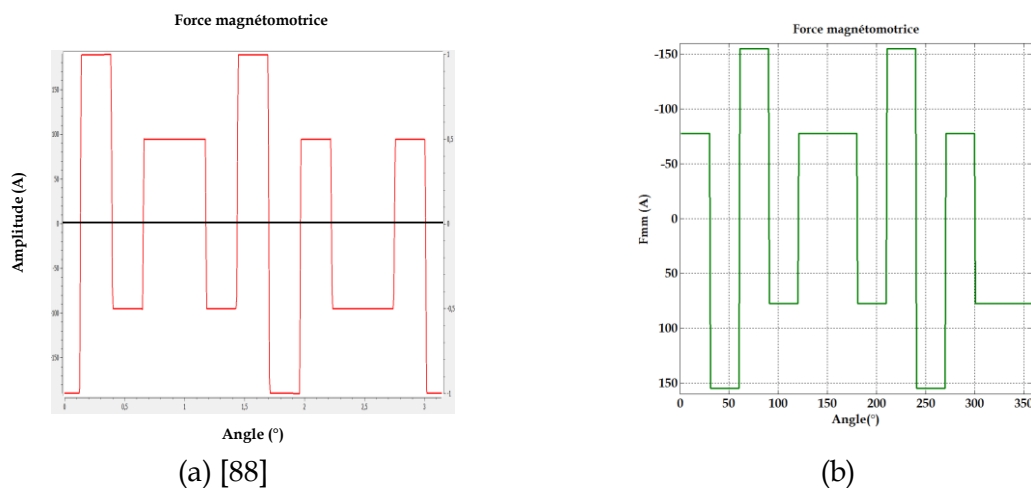


Figure 81 : Comparaison de la FMM.

L'outil Koil permet rapidement de déduire les harmoniques d'espace de la FMMs pour un courant supposé sinusoïdal, pour des bobinages dentaires. En comparaison, notre outil développé nous permet de considérer des bobinages dentaires et distribués comme nous l'avons vu précédemment. Egalement des ondes de courants qui peuvent être quelconques peuvent y être injectés afin d'observer leur impact sur le spectre spatiotemporel. Notre outil permet également en déplaçant le curseur sur la figure placé au centre de la représentation, *Figure 82* de connaître l'amplitude de la raie et ses coordonnées dans le temps et l'espace. Notons que les réponses temporelle et spatiale se modifient en conséquence.

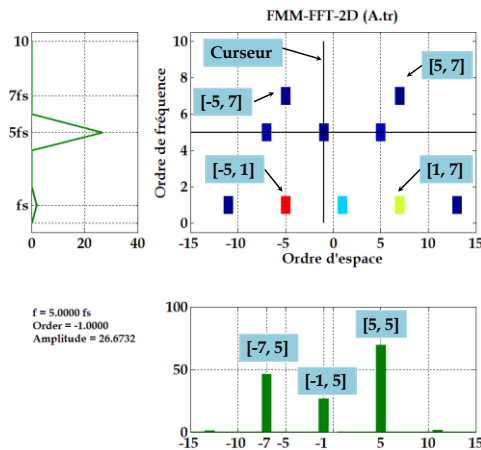


Figure 82 : Description de l'outil d'analyse harmonique de la FMMs

On retrouve les harmoniques $[-7,5]$; $[-1,5]$ et $[5,5]$. L'amplitude, la fréquence porteuse et l'ordre sont donnés. On peut également y observer les ordres $[-1,5]$ et $[1,1]$.

▪ Exemple 3 : Machine M1, bobinage distribué

Nous nous proposons dès lors de traiter un dernier exemple, celui de la machine M1 dotée cette fois d'un bobinage distribué dont la fonction de bobinage est donnée *Figure 83*.

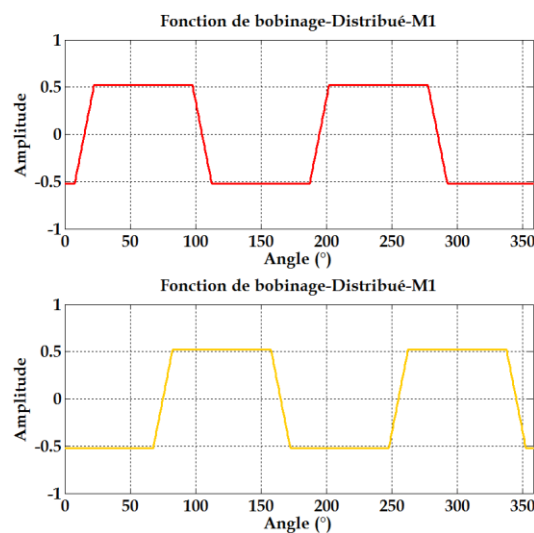


Figure 83 : Fonction bobinage distribué-M1-

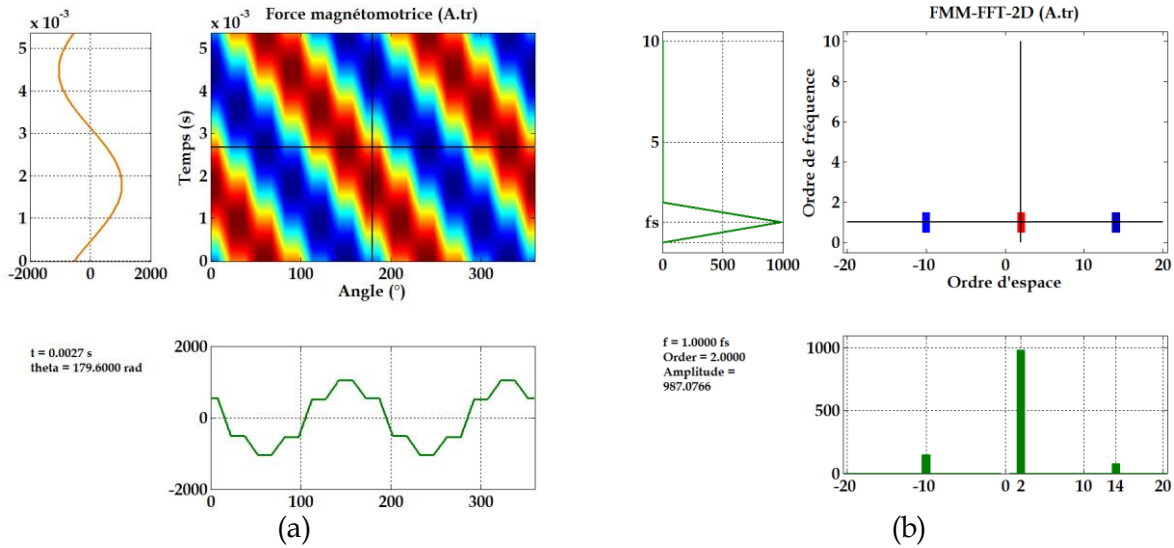


Figure 84 : Force magnétomotrice de la machine M1, bobinage distribué.

Le spectre, *Figure 84*, pour le bobinage distribué est beaucoup moins riche en harmonique, aussi, on obtient des harmoniques suivant l'espace [14,1], [-10,1] en relation avec le nombre de pôles et [2,1] pour les ordres prédominants.

2.2.2.3 Application aux machines candidates

Comme nous l'avons déjà précisé, les machines possèdent des dimensions identiques pour le rotor, le stator, l'arbre, l'entrefer et le volume de cuivre. Aussi seul le nombre et pôles et d'encoches diffèrent. Pour rappel, la description des modèles par EF sous Flux 2D est donnée au paragraphe 2.1.1. Ce dernier construit autour d'une structure comportant 10 pôles et 12 encoches a contribué à la réalisation d'un prototype de puissance réduite, dont la description est donnée au Chapitre III, § 3.1.4.

L'utilisation de l'outil analytique offre la possibilité d'agir sur les paramètres liés au nombre de pôles et d'encoches. Chaque étude a été conduite afin de déterminer les caractéristiques électriques, pour une vitesse donnée. Pour chaque machine, compte tenu du nombre de pôles les fréquences de synchronisme f_s sont données dans le *Tableau 5*.

La *Figure 85*, reprend les modèles par EF des machines M1 et M2 associés à la matrice de bobinage

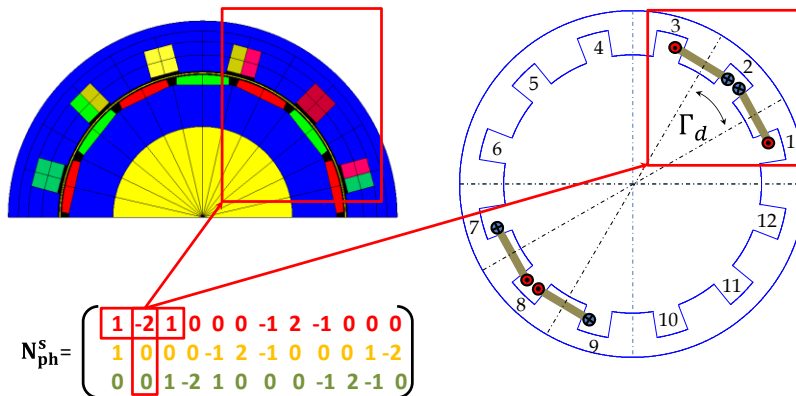


Figure 85 : Modèle EF Machine M1, M2 et matrice de bobinage

On peut observer le bobinage implanté dans les encoches. L'encoche repérée « 2 » reçoit deux demi-faisceaux avec un sens négatif. Ce dernier est lié au sens avec lequel les brins qui constituent la bobine élémentaire entourent la dent. Seule la phase 1 est ici considérée. L'observation de la matrice de bobinage, *Figure 85*, notamment la partie encadrée, indique le nombre de couches qui pourrait s'avérer être verticales ou horizontales dans l'encoche respective. Nous avons pour notre modèle choisi d'implanter les enroulements verticalement. On remarque que la somme sur chaque colonne de la matrice de bobinage n'excède jamais la valeur « 2 ». Par la suite, il nous sera possible d'exploiter cette constatation lors de l'optimisation du bobinage, si une augmentation du nombre de couches se révèle nécessaire. La *Figure 86 a-b* montre la fonction de bobinage et de distribution des conducteurs pour les trois phases.

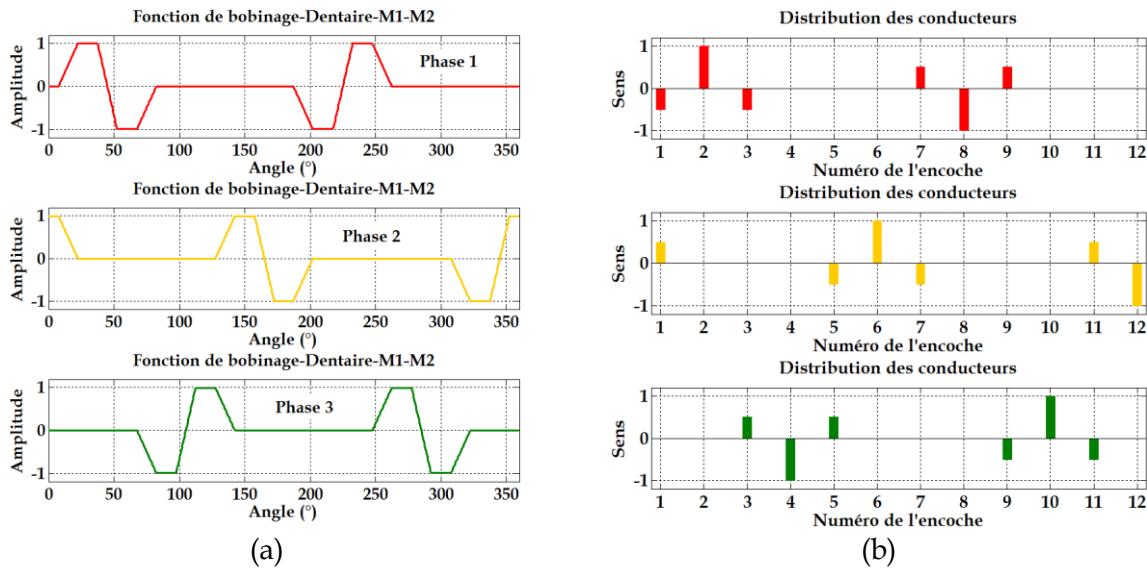


Figure 86 : Fonction de bobinage des machines modulaire M1 et M2

La machine asymétrique, M3 décrite au paragraphe 2.1.4.2 présente la particularité d'avoir un nombre d'encoches impairs. Nous verrons par la suite qu'elle présente de bonnes qualités électriques, bien qu'un « balourd » magnétique soit produit dans l'entrefer. Comme les machines présentées précédemment, nous allons nous intéresser à la force magnétomotrice, la fonction de bobinage et de distribution.

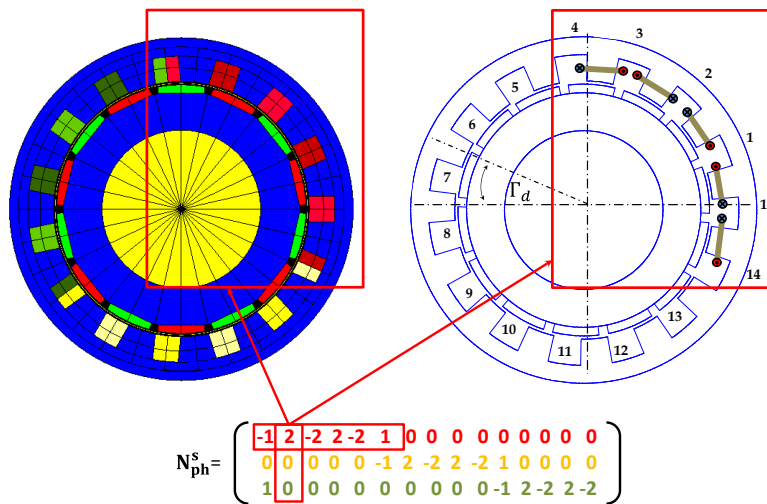


Figure 87 : Fonction de bobinage de la machine symétrique M3

On retrouve, *Figure 87*, le bobinage double couche et la matrice de bobinage, avec pour une encoche la valeur ± 1 pour un demi-faisceau et ± 2 pour deux demi-faisceaux suivant le sens du bobinage. La fonction de bobinage et de distribution données par l'outil sont quant à elles illustrées respectivement pour les trois phases *Figure 88 a-b*.

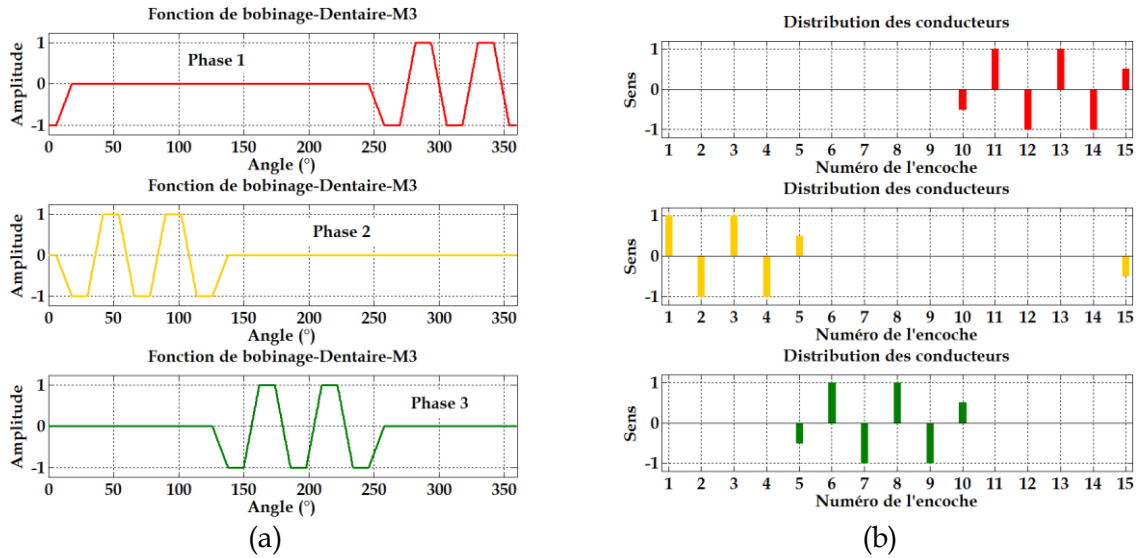


Figure 88 : Fonction de bobinage et de distribution, machine M3

Au préalable avant l'étude harmonique de la FMMs, on se propose de l'illustrer suivant le temps et l'espace, *Figure 89 a-b* et en vue de dessus *Figure 89 c-d*, respectivement pour des courants sinusoïdaux et perturbés.

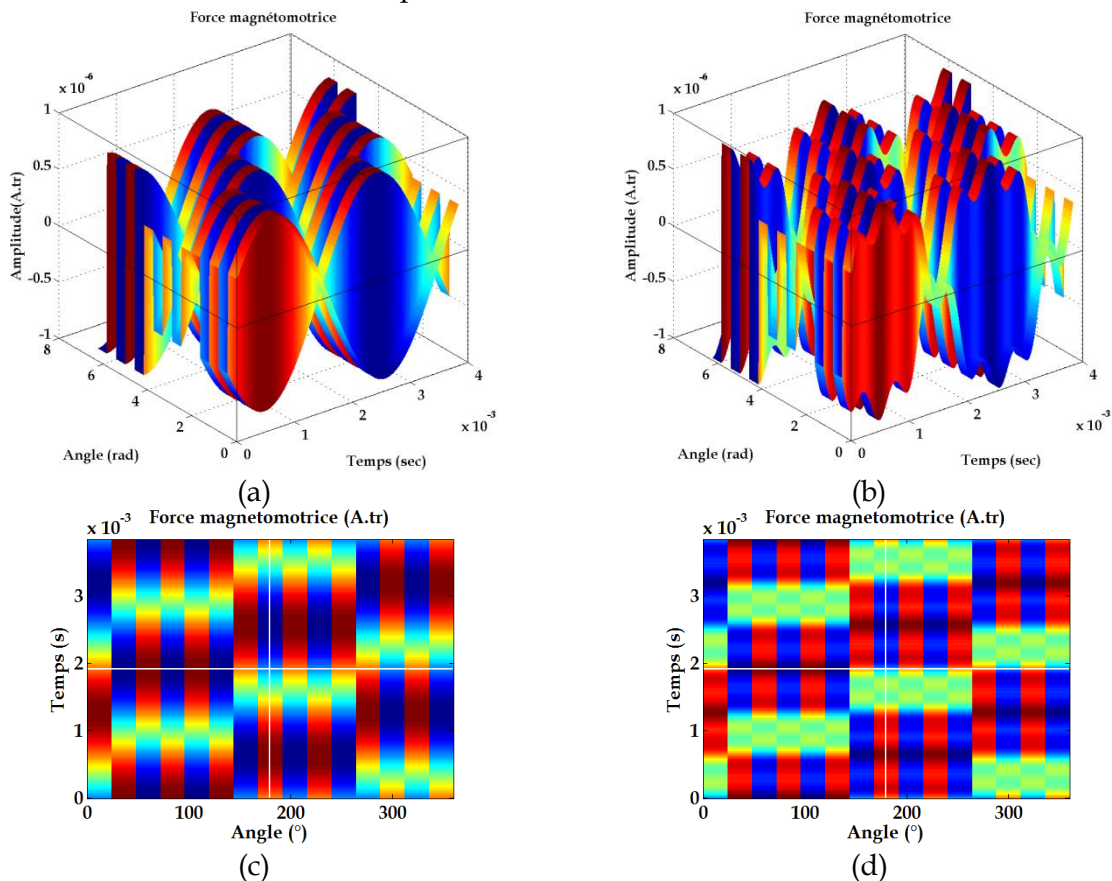


Figure 89 : Représentation 3D-2D-FMMs pour des courants sinusoïdaux et perturbés, machine M3

Pour la machine M3, la force magnétomotrice spatiotemporelle et spectrale pour des courants sinusoïdaux est respectivement illustrée *Figure 90 a-b*.

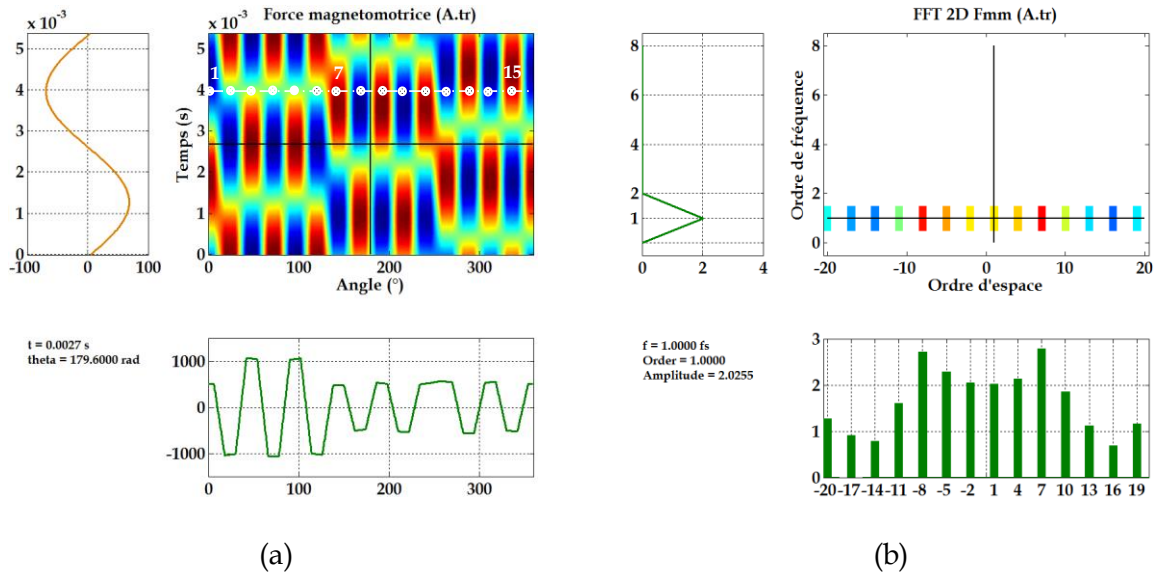


Figure 90 : Force magnétomotrice spatiotemporelle et FFT, de la machine M3.

Le spectre harmonique dénote la présence de nombreux harmoniques pairs et impairs, avec globalement d’importantes raies concentrées, pour le fondamental de la fréquence porteuse, d’amplitude élevées autour des ordres faibles [1,1].

2.2.2.4 Bilan des harmoniques de la FMM statorique.

Les machines M1 et M2 possèdent le même stator, la force magnétomotrice générée par les bobines élémentaires traversées par les courants statoriques sinusoïdaux a déjà été illustrée *Figure 73 a-c*. Le *Tableau 8* résume pour la fréquence porteuse du fondamental les ordres spatio-temporels allant de l’amplitude la plus élevée à la plus faible. Ici les ordres sont calculés et donnés pour une gamme d’ordre maximale de ± 30

Tableau 8 : Ordres spatio-temporels de la FMMs pour les machines M1, M2.

	Amplitude de la plus grande à la plus petite pour la fréquence fs									
M 1 M2	-5	7	1	-17	19	-29	-11	13	-23	25

Tableau 9 nous retrouvons les ordres d’espace pour la machine asymétrique, classés comme précédemment depuis l’ordre le plus élevé au plus faible. Nous noterons que ces ordres calculés et donnés pour la gamme ± 30 sont également portés par le fondamental de fréquence.

Tableau 9 : Ordres d’espace de FMMs des machines M3

	Amplitude de la plus grande à la plus petite pour la fréquence fs																			
M3	7	-8	22	-23	-5	4	-2	1	10	-11	-20	25	19	-26	13	-17	-14	16	-29	28

Tableau 10 : Comparaison des ordres de FMMs pour les machines M1, M2, M3

	Amplitude de la plus élevée à la plus faible pour la fréquence fs						
M1 : 10-12	-5	7	1	-17	19	-29	31
M2 : 14-12	-5	7	1	-17	19	-29	31
M3 : 14-15	7	-8	22	-23	-5	4	-2 et 1

L'analyse du *Tableau 10* et des *Figure 91 a* et *Figure 91 b* révèlent globalement pour les machines modulaires des ordres prédominants [-5,1], [7,1], [1,1]. En revanche pour la machine asymétrique l'ordre [7,1], lié au nombre de pôles, se distingue de l'ordre [-5,1] en termes d'amplitude. Nous verrons par la suite que ces ordres se retrouvent dans le spectre de l'induction radiale générée dans l'entrefer, également qu'ils sont à l'origine de l'ordre faible [±2,2] de la pression radiale.

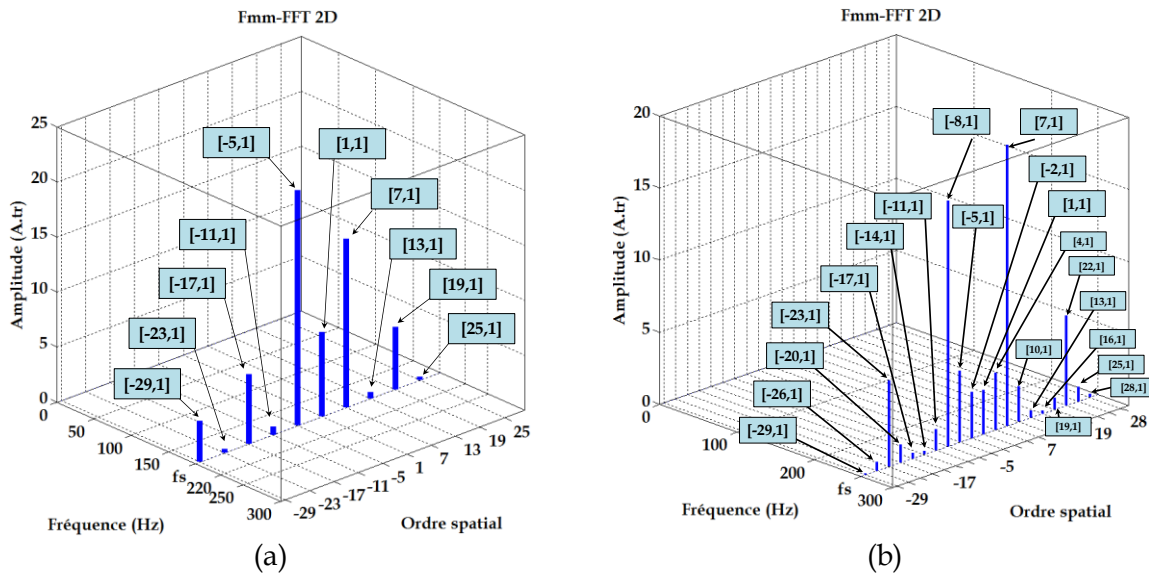


Figure 91 : Force magnétomotrice-FFT-2D machines M1, M2, M3

L'observation des ordres spatiaux, *Figure 91 a*, montre que les ordres sont espacés avec un pas de « 6 ». Pour les machines asymétriques, *Figure 91 b*, on remarque que le pas est de « 3 », dès lors que les courants, pour les deux cas, soient sinusoïdaux. La FMMs découle directement du bobinage qui constitue l'ensemble des phases de la machine.

On peut donc définir une relation qui permet de prédéterminer les ordres spatiaux « r » susceptibles d'être généré par ces machines. Respectivement pour les machines modulaires et asymétriques (2.2.6), (2.2.7) à la fréquence porteuse fs.

$$\ddot{O}_{f_{mm}^s(\alpha_s)} = [1 \pm 2 N_{ph} k ; f_s] = [v ; f_s] \tag{2.2.6}$$

$$\ddot{O}_{f_{mm}^s(\alpha_s)} = [1 \pm N_{ph} k ; f_s] = [v ; f_s] \tag{2.2.7}$$

Avec $k = \{0.1.2.3...\}$ et $v=1\pm 2N_{ph}k$ [Modulaire] et $v=1\pm N_{ph}k$ [Asymétrique].

2.2.2.5 La force magnétomotrice rotorique

Nous avons vu que la force magnétomotrice statorique de nos machines étudiées est tributaire du système d'enroulements triphasé constituant les phases de la machine. La FMM totale de ces machines est également liée aux aimants, à l'origine de la Force Magnétomotrice Rotorique (FMMr), implantés sur rotor. Au regard des *Figure 100* et *Figure 140 d*, la forme des aimants choisis dite en forme de « calotte », est prise en compte dans le but de se rapprocher de notre prototype existant au laboratoire. En effet, l'épaisseur normale de l'aimant varie suivant l'angle α_s de la position de l'axe d lorsque celui-ci tourne à la vitesse angulaire Ω_s . Dans sa thèse, [58] s'est inspiré des travaux de [93], mettant en œuvre la résolution des équations de Laplacien/quasi-Poisson, afin d'établir la distribution du champ magnétique produit par les aimants dans l'entrefer moyen d'une machine à aimants surfacique identique à notre machine M1. Les résultats obtenus montrent la comparaison d'un modèle réalisé par EF identique à celui développé et permet d'obtenir la FMMr radiale, *Figure 92*. L'expression (2.2.8) donne les différents harmoniques créés par la FMMr, avec $\mu = 2k+1, k=\{0,1,2,3,\dots\}$.

$$\ddot{O}_{f_{mm}^r(\alpha_s, t)} = [\mu p ; \mu f_s] \quad (2.2.8)$$

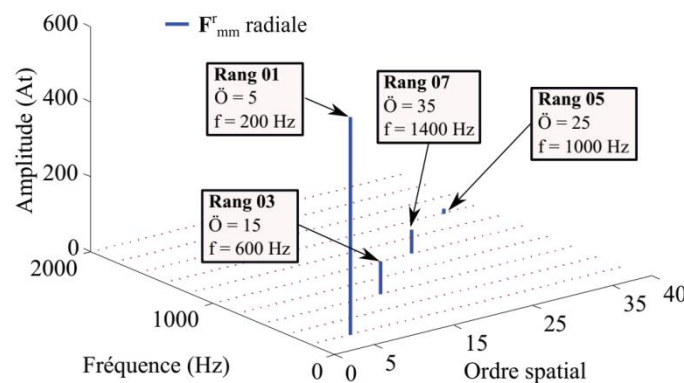


Figure 92 : FFT-2D- Force magnétomotrice rotorique, M1. [58]

L'analyse de la figure montre que les ordres spatiaux sont portés à des fréquences différentes et vérifient ici la relation (2.2.6). Enfin le *Tableau 11* résume pour les machines modulaires et asymétrique, les relations qui permettent de prédéterminer les ordres de la FMMs et FMMr ainsi que leurs fréquences porteuses.

Tableau 11: Bilan des formulations des ordres de la FMM

Harmoniques	Machines	Ordre spatial (r)	Fréquence porteuse f (Hz)
FMMs	modulaire	$(1 \pm 2N_{ph} k) ; k=\{0,1,2,3,\dots\}$	fs
	asymétrique	$1 \pm N_{ph} k ; k=\{0,1,2,3,\dots\}$	
FMMr	modulaire	$(2k \pm 1).p ; k=\{0,1,2,3,\dots\}$	$(2k \pm 1).fs$

Pour notre modèle, nous avons supposé que FMMr est de forme sinusoïdale, *Figure 93 a*. Il sera toujours possible de compléter celle-ci par un contenu harmonique.

L'expression de la FMMr prend en compte le temps, le nombre de paires de pôles dans l'espace, et de l'angle de calage $\theta_{d,q}$ (2.1.4) des axes de référence d et q. La *Figure 93 b* illustre quant à elle la force magnétomotrice totale.

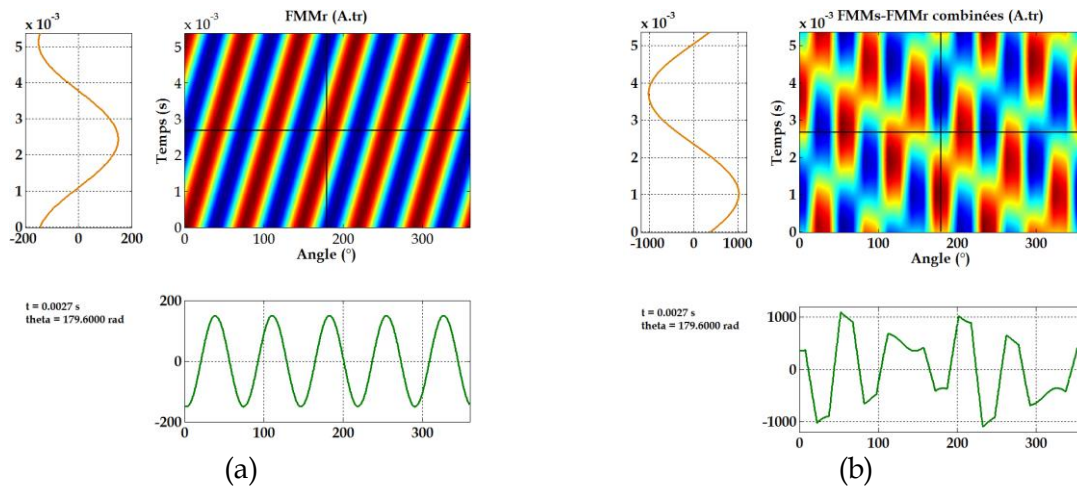


Figure 93 : Force magnétomotrice rotorique FMMr et combiné FMMr, FMMs.

Avant de terminer sur paragraphe il nous faut préciser que la FMMr ne peut être obtenue par EF ou alors très difficilement.

2.2.3 La perméance d'entrefer

De nombreux travaux existent sur le calcul de la perméance globale d'entrefer par unité de surface comme JF Brudny [62] et Gieras[48]. Celle-ci est aussi tributaire de l'espace et du temps lié à la rotation de la machine si l'on considère les effets de la denture rotorique. Son expression analytique impose cependant d'émettre les hypothèses relatives à l'entrefer, aux formes de denture et au fait que celles-ci soient à perméabilité infinie. De plus, l'évaluation de la perméance est purement radiale et n'intègre pas les phénomènes liés à la saturation et aux flux de frange. On se propose de reprendre les expressions données par J.F. Brudny et on considèrera la *Figure 94* et les caractéristiques suivantes :

- μ_0 : perméabilité de l'air
- p : nombre de paires de pôles,
- e_g : épaisseur de l'entrefer
- k_s, k_r : entiers résultants de décompositions en séries de Fourier,
- k_c : coefficient de carter,
- Z_s, Z_r : nombres d'encoches par paire de pôles.
- r_d^s, r_d^r : rapports de dentures (largeur d'une dent)/(pas dentaire) au stator et au rotor.
- p_e^s, p_e^r : profondeurs fictives d'encoches statoriques et rotoriques.

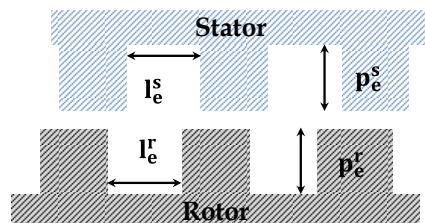


Figure 94 : Désignation des encoches statoriques et rotoriques

On se propose dès lors, d'expliciter ces relations qui mènent au calcul de la perméance d'entrefer par unité de surface.

$$\begin{aligned} \Lambda(\alpha_s, t) = & \mu_0 P_0 + \dots \\ & 2\mu_0 \left(P_s \sum_{k_s=1}^{\infty} f(k_s) \cos(k_s Z_s \alpha_s) + P_r \sum_{k_r=1}^{\infty} f(k_r) \cos(k_r Z_r \alpha_s - k_r Z_r \frac{\omega t}{p}) \right. \\ & + P_{sr} \sum_{k_s=1}^{\infty} f(k_s) f(k_r) \left\{ \cos \left[(k_s Z_s - k_r Z_r) \alpha_s + k_r Z_r \frac{\omega t}{p} \right] + \cos \left[(k_s Z_s + k_r Z_r) \alpha_s \right. \right. \\ & \left. \left. - k_r Z_r \frac{\omega t}{p} \right] \right\} \left. \right) \end{aligned} \quad (2.2.8)$$

Avec :

$$f(k_s) = \frac{\sin(k_s r_d^s \pi)}{2k_s}, \quad f(k_r) = \frac{\sin(k_r r_d^r \pi)}{2k_r} \quad (2.2.9)$$

En posant : $e^s = e_g + p_e^s$, $e^r = e_g + p_e^r$, $e_M = e_g + p_e^s + p_e^r$, les expressions de P_0 , P_s , P_r , P_{sr} deviennent :

$$P_0 = \frac{\left[1 + \frac{p_e^s r_d^s}{e^r} + \frac{p_e^r r_d^r}{e^s} + p_e^s p_e^r (e_g + e_M) \frac{r_d^s r_d^r}{e_g e^s e^r} \right]}{e_M} \quad (2.2.10)$$

$$P_s = \frac{2p^s \left[\frac{1 + p_e^r (e_g + e_M) r_d^r}{e_g e^s} \right]}{\pi e_M e^r} \quad (2.2.11)$$

$$P_r = \frac{2p^r \left[\frac{1 + p_e^s (e_g + e_M) r_d^s}{e_g e^r} \right]}{\pi e_M e^s} \quad (2.2.12)$$

$$P_{sr} = \frac{4p_e^r p_e^s (e_g + e_M)}{\pi^2 e_g e^s e^s e_M} \quad (2.2.13)$$

Le premier terme (valeur moyenne de la perméance) tient compte du coefficient de Carter (k_c) et l'épaisseur de l'entrefer. On peut définir la perméance par unité de surface se résume en combinant l'ensemble des termes, (2.2.14).

$$\Lambda(\alpha_s, t) = \Lambda_0 + \Lambda_s(\alpha_s) + \Lambda_r(\alpha_s, t) + \Lambda_{sr}(\alpha_s, t) \quad (2.2.14)$$

L'approche ici faite par l'auteur, est une estimation de nature fréquentielle de la perméance d'entrefer pour laquelle il évoque pour hypothèses, les lignes de champ magnétique normales, le fer infiniment perméable devant l'air, les encoches possèdent un

Etude harmonique de la pression radiale des MSAP à bobinage dentaire Chapitre second
 profil rectangulaire, enfin une épaisseur de l'entrefer relativement faible. Aussi, nous verrons que les résultats sont satisfaisants et nous permettent de bien comprendre les interactions magnétiques naissantes dans l'entrefer. On peut illustrer, *Figure 95*, un exemple de calcul à partir de l'expression présentée, pour une machine modulaire dotée de six pôles et huit encoches MS 6p-8s.

On y observe l'effet lié au rotor ($t=0$) seul comportant 6 créneaux pour un tour de machine. Egalement, *Figure 95 a-b*, on peut apprécier perméance moyenne tribulaire de l'entrefer corrigé par le coefficient de Carter par valeur décroissante.

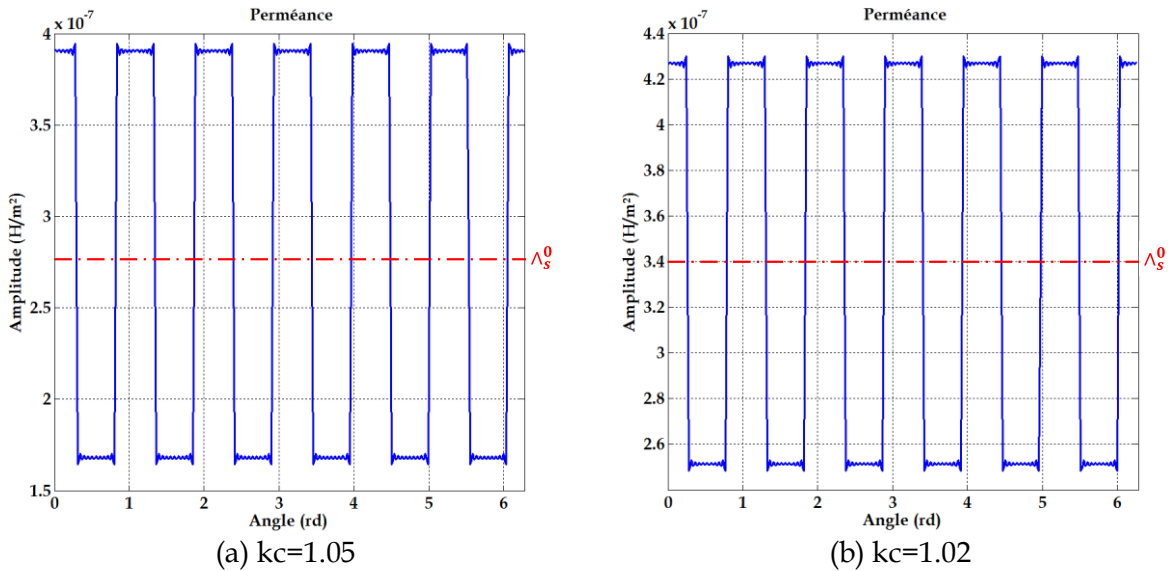


Figure 95 : Perméance dû à l'effet du rotor seul et coefficient de Carter

On peut observer également une vue en 3D de la perméance avec l'effet de denture statorique seule dans l'espace suivant la longueur de l'axe de la machine *Figure 96*. Nous noterons que cette onde n'évolue pas dans le temps, mais sur la longueur de fer utile.

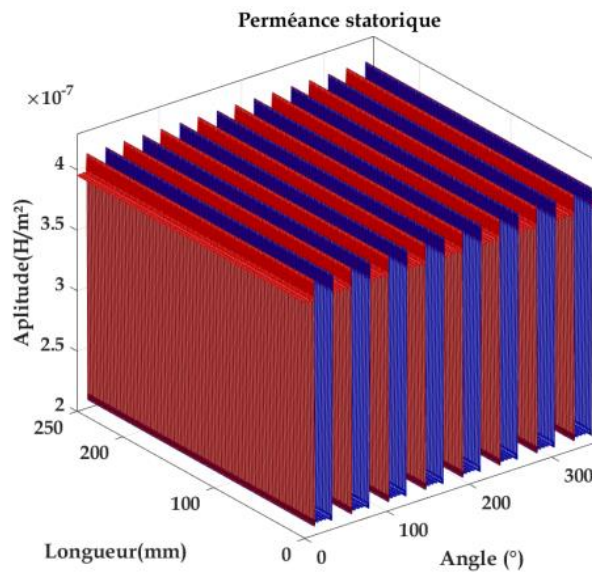


Figure 96: Perméance de denture statorique

Cette approche présente l'inconvénient d'une approximation par série de Fourier et impose la nécessité de considérer un nombre d'harmoniques conséquent afin de la représenter. Pour cela, il est possible sous « Matlab » de représenter la fonction directement par des segments de droite et éviter d'alourdir le temps de calcul [68]. On peut également représenter l'évolution de la perméance dans l'espace en considérant un temps donné, *Figure 97 a* et combiner les effets liés à la denture statorique et rotorique, suivant la longueur du fer utile, *Figure 97 b*.

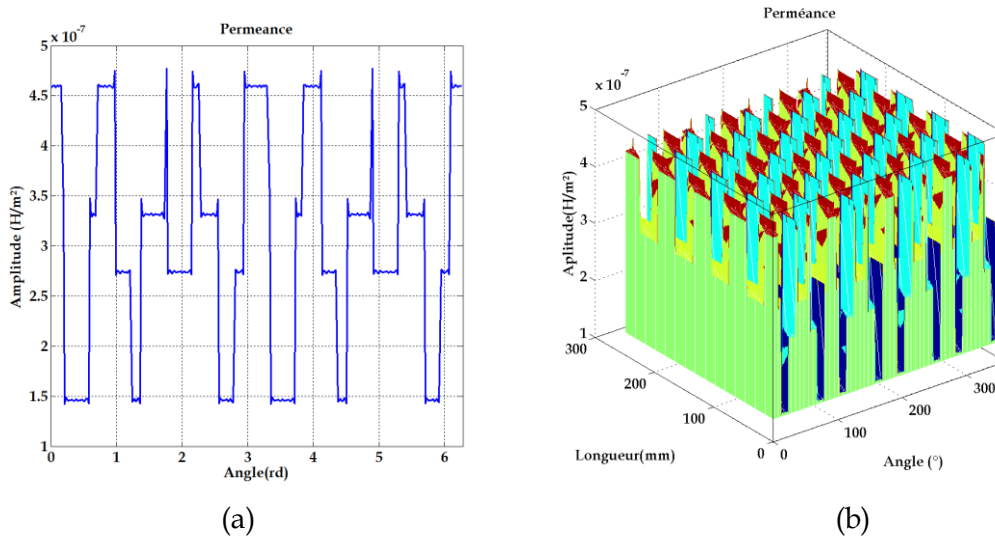


Figure 97 :Perméance d'entrefer : Effet de denture stator-Rotor

A ce stade de la description du modèle analytique, il convient de préciser l'intérêt mais encore, ses apports, ses limites, pour l'étude menée, en comparaison avec un modèle numérique par éléments finis.

Hormis le fait que les temps de calculs sont très courts, de l'ordre de quelques secondes, l'intérêt majeur du modèle analytique réside dans la possibilité de disposer d'une étude qualitative, visuelle, ainsi qu'une compréhension fine et approfondie des phénomènes physiques. A cela il nous faut préciser que les résultats donnés se limitent aux composantes radiales. En effet comme nous l'avons vu pour la FMM, M.Fakam [58], montre que les harmoniques générés par la perméance tangentielle sont portés par les mêmes fréquences et ne diffèrent que par leur amplitude. Enfin le modèle analytique nous permet par identification ou par analyse des formulations, d'accéder aux origines des raies et de surcroît à réaliser une étude prédictive de ces phénomènes. En comparaison, le modèle numérique par EF, fait référence en termes de précision et offre ainsi, par la qualité des résultats l'accès à une étude quantitative, tout particulièrement sur les forces radiales et tangentielles à l'origine du bruit magnétique. Enfin, les phénomènes de saturation et des flux de frange sont pris en compte contrairement au modèle analytique. Nous verrons par la suite que la perméance entre en ligne de compte dans le calcul de l'induction et donc dans celle de la force magnétique générée dans l'entrefer et de surcroît en lien avec les effets de dentures statorique et rotorique. L'analyse harmonique montera que des raies de force, ont en partie pour origine la perméance de denture liée au stator et au rotor couplée au fondamental de la FMM.

2.2.3.1 Application aux machines candidates

▪ Machine modulaire M1 : MSAP- 10p-12s

Pour nos machines dotées d’aimants sur la surface du rotor, le modèle nous donne la possibilité de considérer un rotor lisse. Dans ce cas, seules la perméance moyenne et la perméance de denture statorique entrent en ligne de compte.

La *Figure 98 a-b* donne respectivement l’allure de la perméance radiale spatiale et son spectre pour les machines M1 et M2. Pour ces simulations et calculs, les conditions de fonctionnement se situent à un point nominal de fonctionnement fixé et sera respecté tout au long de l’étude à suivre.

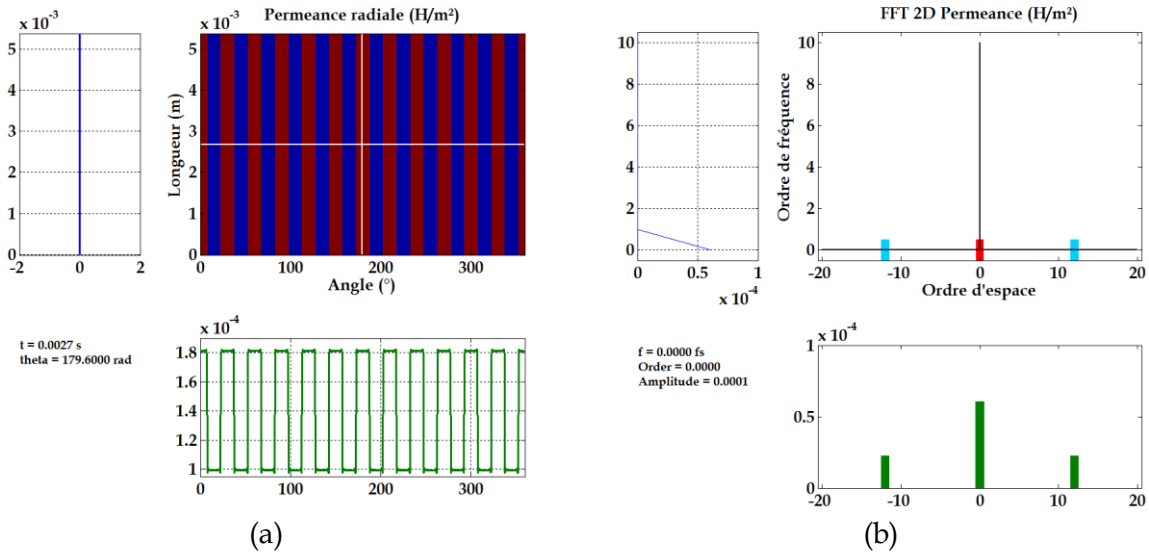


Figure 98 : Perméance radiale de la denture statorique M1 et M2.

On retrouve sur ce spectre fonction de l’espace un ordre [12,0], [-12,0] et [0,0] en lien avec la denture statorique et la valeur moyenne de la perméance. La *Figure 99 a-b* illustre quant à elle, pour la machine M1 la perméance d’entrefer spatiotemporelle radiale rotorique.

Pour ce faire, il nous faut considérer cette fois-ci que le stator soit lisse, de sorte à ne considérer l’effet des aimants pour le calcul des réponses.

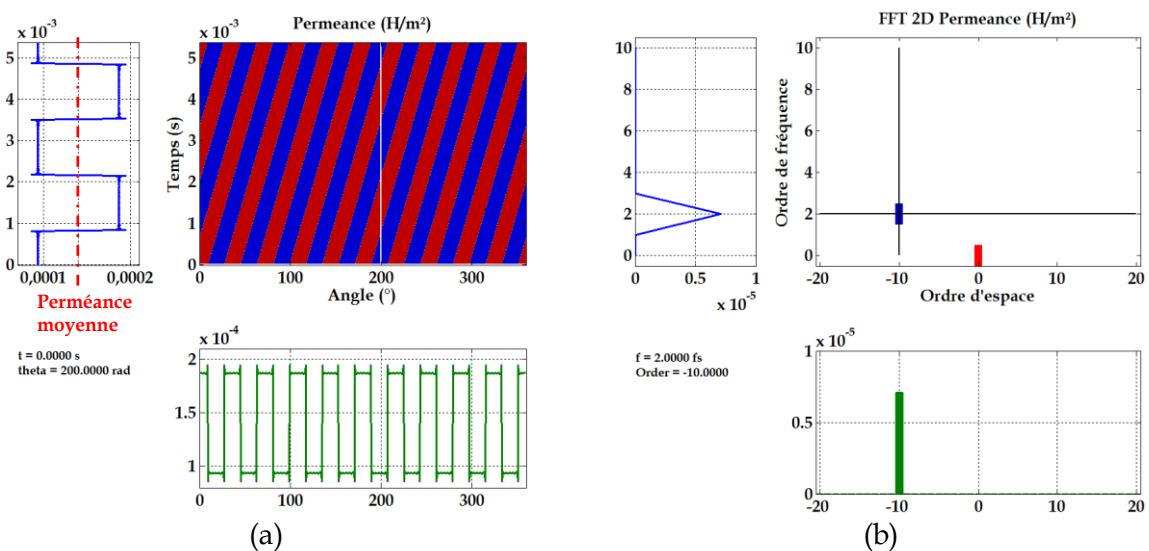


Figure 99 : Perméance radiale de la denture rotorique machine M1

L'observation de la *Figure 99 a*, montre que la perméance évolue dans le temps suivant le mouvement de rotation du rotor. On retrouve suivant l'axe spatial pour un temps $t=0$ les 10 périodes sous forme de créneaux en lien avec la forme du rotor et le nombre d'aimants, ici $2p$, car la période correspond à l'effet de denture sans aimants. On précise également que la FFT n'affiche pas l'ordre 5 mais le nombre de pôles. Sur l'axe temporel, on peut lire la valeur moyenne de la perméance d'entrefer. Sur la *Figure 99 b*, on retrouve l'ordre $[-10,2]$ relatif au nombre de pôles porté par la fréquence $2f_s$ et l'ordre $[0,0]$ relatif à la valeur moyenne de la perméance. Toujours dans l'optique de considérer pour la perméance d'entrefer, les pôles rotoriques de la machine, *Figure 100*, on peut avec le modèle combiner les d effets en considérant les autres membres de l'équation (2.2.8).

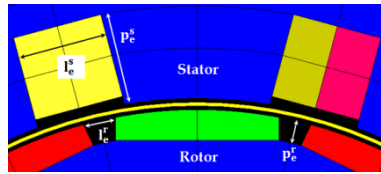


Figure 100 : Implantation des aimants en calotte sur le rotor, M1, M2, M3

La *Figure 101 a-b* donne l'allure de la perméance radiale spatiotemporelle et spectrale de denture statorique et rotorique. La *Figure 101 c-d*, nous éclaire sur ces mêmes grandeurs, compte tenu de la composante mutuelle, nous la nommerons la perméance radiale d'entrefer globale, (2.2.8).

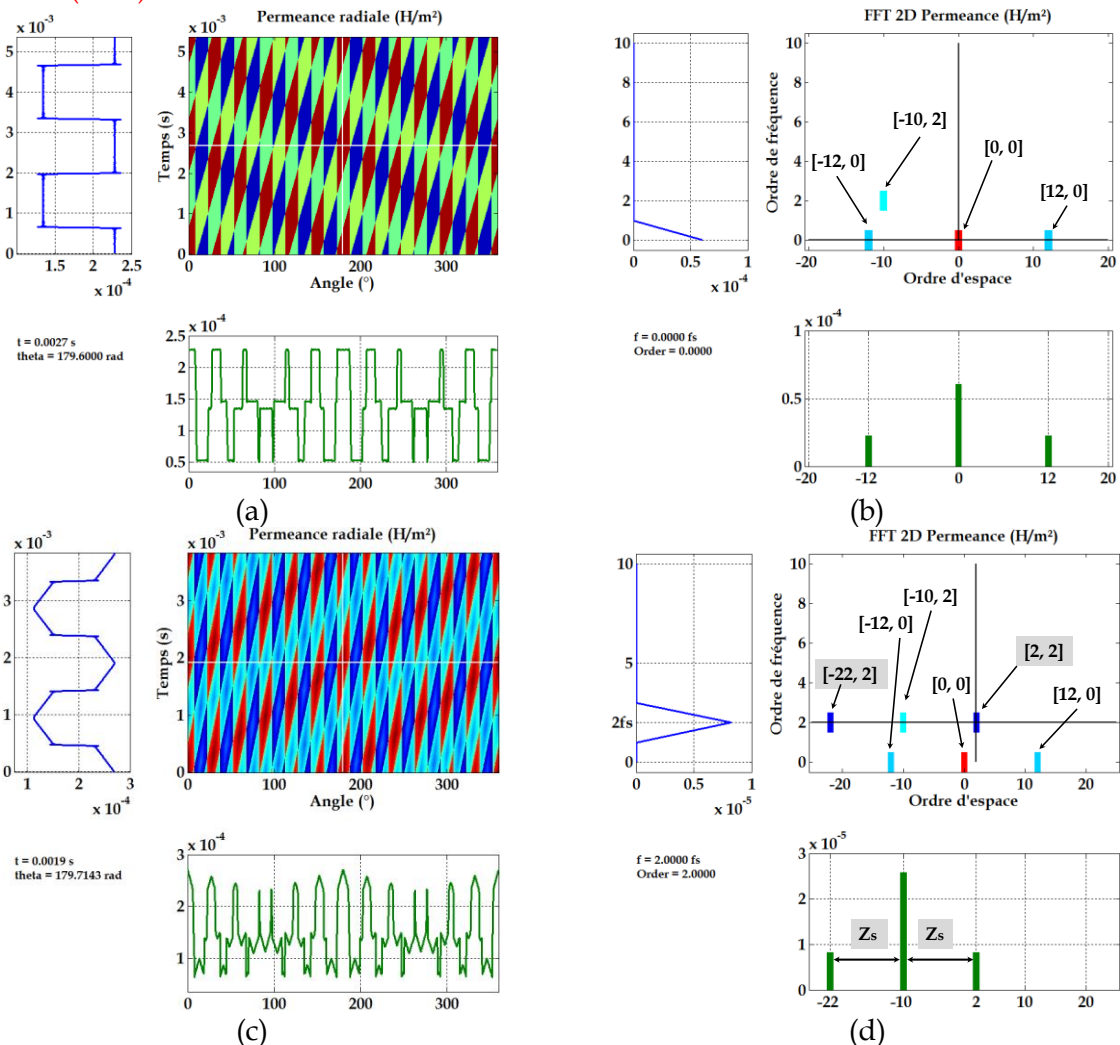


Figure 101: Perméance radiale de denture statorique et rotorique M1

L'analyse de l'illustration, *Figure 101 a*, montre la contribution des effets de denture liés au stator et au rotor matérialisés par les losanges. On y distingue, la combinaison des effets de perméance réunis, illustrées *Figure 98 a* et *Figure 99 a*. Le spectre *Figure 101 b* totalise, l'ensemble des ordres obtenus, *Figure 98 b* et *Figure 99 b*, conformément au premier et second membre de la formulation (2.2.8). En revanche, *Figure 101 c*, on remarque l'apport de l'effet de la mutuelle M de denture du rotor et du stator. Ils viennent s'y ajouter et modifient la perméance dans l'espace et le temps. On observe également des variations d'amplitude sur la période spatiale, pour la perméance spatiale. Sur le spectre, *Figure 101 d*, apparaissent des ordres supplémentaires qui s'ajoutent à ceux déjà existants, notamment les ordres [2,2] et [22,2], distants l'un de l'autre d'une valeur de « pas » équivalente à Z_s . On trouvera §2.2.4.2, *Tableau 12*, le résumé des formulations qui mènent au calcul des ordres des différents effets de perméance.

▪ **Machine Modulaire M2 : MASP 14p-12s**

Cette seconde machine modulaire est dotée de 14 pôles. Le modèle analytique peut calculer et donner *Figure 102 a-d*, les représentations de la perméance de denture totale et d'interaction spatiotemporelle et spectrale.

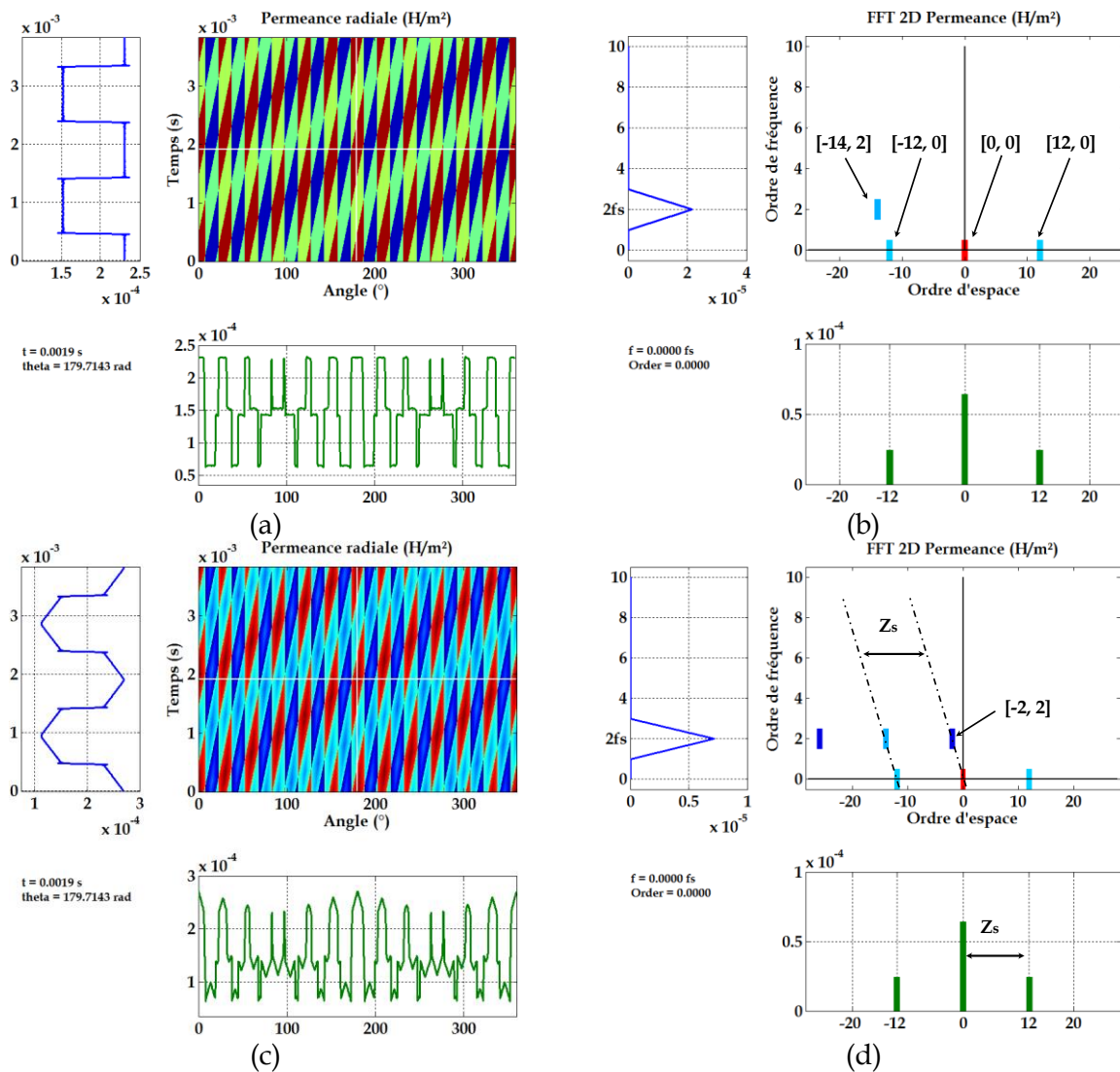


Figure 102 : Perméance radiale de denture statorique et rotorique M2

On observe des résultats quasi-identiques à la machine M1, à l'exception du sens de l'onde et du mode $[-14,2]$, en lien avec le nombre de pôle p , *Figure 102 b*. On remarque également un mode $[-26,2]$ éloigné du mode $[-14,2]$ d'un pas équivalent au nombre d'encoche Z_s , *Figure 102 d*. Ici aussi, le spectre donne l'ensemble des ordres générés par la contribution des effets de denture du rotor, du stator et de leur interaction mutuelle. Enfin, on peut au regard des *Figure 101 d* et *Figure 102 d* conclure, que l'ordre $[\pm 2,2]$ a pour origine l'ensemble des effets de denture de la perméance radiale d'entrefer globale.

▪ **Machine Asymétrique M3 : MASP 14p-15s**

Le rotor de la machine M3 est identique à M2, cependant le stator possède 15 encoches, soit un nombre impair. La littérature relate le fait que ce type de machine génère un champ dans l'entrefer déséquilibré [77],[78].

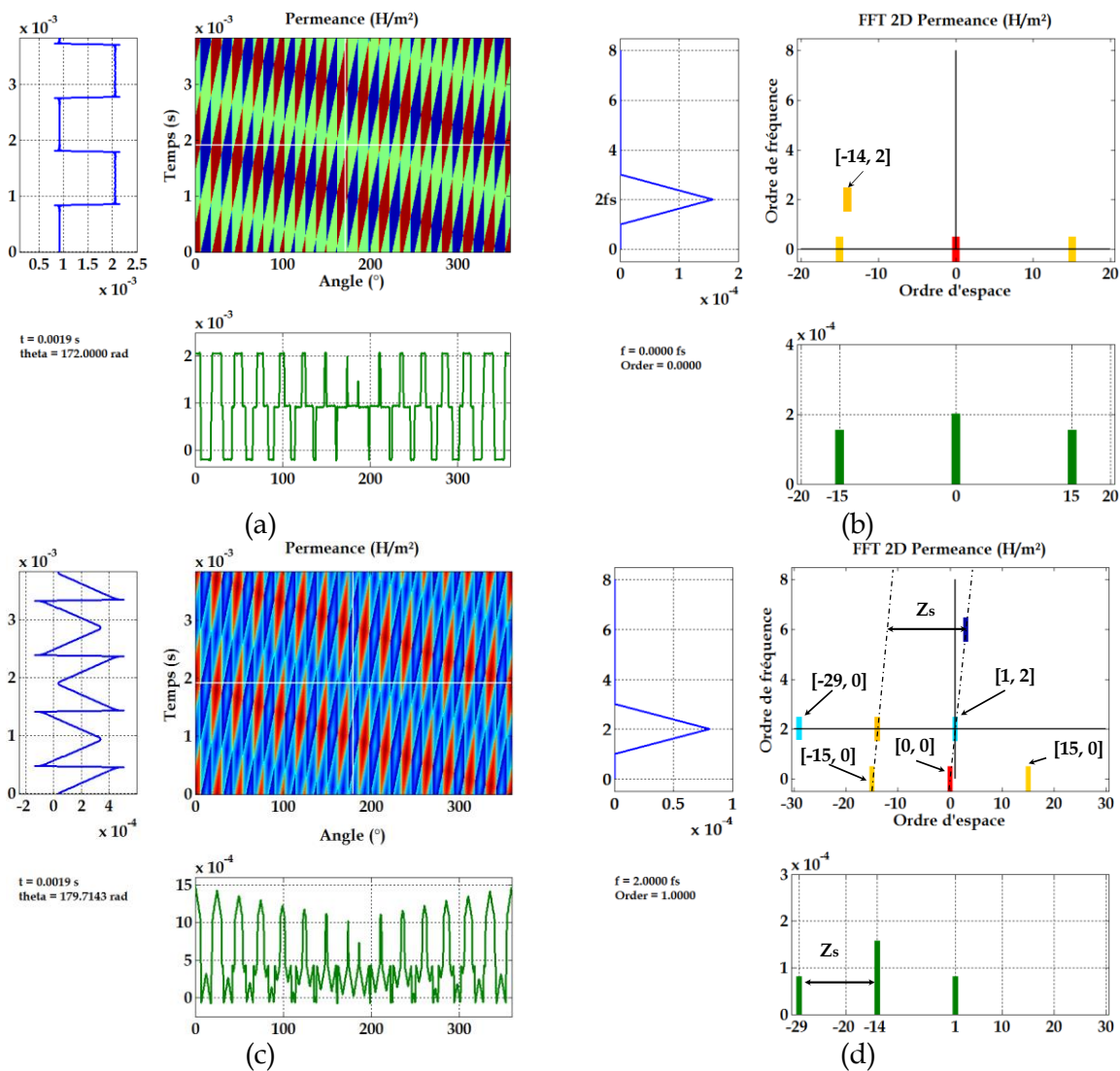


Figure 103 : Perméance radiale de denture statorique et rotorique M3

Pour la perméance d'entrefer de la machine asymétrique M3, on retrouve, *Figure 103 d* les ordres liées à la denture statorique et rotorique $[\pm 15,0]$, $[-14,2]$, ainsi que la perméance moyenne d'ordre $[0,0]$, *Figure 103 b*. Celui de la contribution de l'effet d'interaction mutuelle de la denture rotor et du stator a pour conséquence de produire à la fréquence porteuse $2 \cdot f_s$

des ordres $[1,2]$, $[-29,2]$, *Figure 103 d*. Là aussi, ces ordres sont espacés d'un pas équivalent à Z_s . Nous noterons que ces ordres impairs sont synonymes de « balourd magnétique » comme l'avons déjà évoqué précédemment. Aussi, [94], précise que l'ordre impair 1 est le résultat du plus grand diviseur commun entre le nombre de pôle et le nombre d'encoche, ici le $\text{pgcd}(p, Z_s)$, donne 1. La comparaison des réponses spatiotemporelles de la perméance radiale totale, nous permet de constater des variations d'amplitude, *Figure 101 c*, *Figure 102 c*, *Figure 103 c*. Les *Figure 104 a-b*, montrent respectivement, les valeurs maximales atteintes par la perméance totale pour les machines M1 et M3. Au nombre de 10 et de 15, les pôles sont ici matérialisés, aussi des ondes d'ordres deux et un se dessinent.

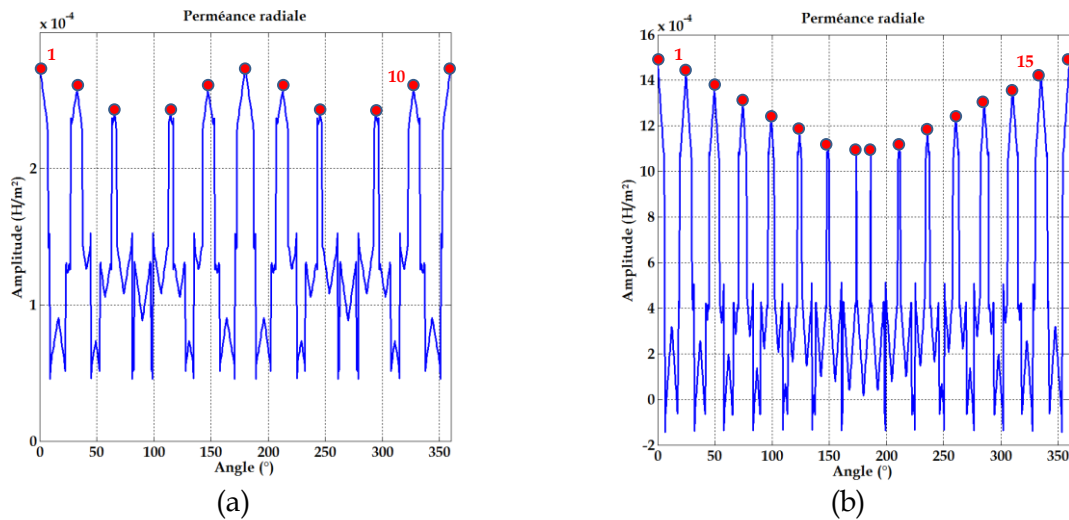


Figure 104 : Variation de l'amplitude spatiale de la perméance d'entrefer radiale, M1-M3

Ces ondes, présentes pour toutes les machines et au regard des FFT relatives à l'ensemble des figures précédentes, nous permet de faire le lien et donc d'identifier l'origine des ordres faibles $[\pm 2,2]$ pour les machines modulaires et $[1,2]$ pour la machine asymétrique. C'est donc l'interaction des effets de perméance de denture, troisième terme de l'équation (2.2.8), qui génère ces ordres faibles sur la perméance totale dans l'entrefer.

2.2.3.2 Bilan des harmoniques de la perméance radiale

Le bilan harmonique de la perméance d'entrefer à fait l'objet de travaux [76] et plus récemment par [95]. Les auteurs dressent des formulations identiques qui aboutissent au calcul des ordres de la perméance ainsi que des fréquences porteuses. Ces travaux traitent de la problématique du bruit magnétique, des machines synchrones à aimants surfaciques et enterrés ainsi que les alternateurs à griffes. Les formulations proposées par les auteurs viennent corroborer les résultats donnés précédemment et valident ainsi le modèle analytique utilisé et l'outil utilisé. Ces formulations sont résumées dans le *Tableau 12*.

Tableau 12 : Expression des ordres de perméance radiale

Origine	Ordre d'espace	Ordre de fréquence
Λ_0 : Perméance moyenne	0	0
Λ_s : Perméance de denture statorique	$k_s Z_s$; $k_s = \{0,1,2,3,\dots\}$	0
Λ_r : Perméance de denture rotorique	$k_r 2p$; $k_r = \{0,1,2,3,\dots\}$	$k_r 2f_s$
Λ_{sr} : Perméance d'interaction	$k_s Z_s \pm k_r 2p$	$\pm k_s 2f_s$

Enfin on notera que les ordres d'interaction entre la perméance de denture statorique et la perméance de denture rotorique, pour le cas d'un stator lisse, cas rare pour les MSAPS, les deux dernières lignes du **Tableau 12** pourraient-êre négligées. Dans le cas où l'on souhaiterait affiner la précision du modèle, à ces ordres de denture statorique et rotorique, on peut ajouter ceux générés par l'effet de saturation. Pour ce faire il faudrait compléter l'expression de la perméance d'entrefer par une fonction sinusoïdale d'ordre $2p$. Le détail des ordres d'espace et de fréquence sont donnés dans le **Tableau 13**.

Tableau 13: Expression de la perméance radiale liée à la saturation.

Origine	Ordre d'espace	Ordre de fréquence
Λ_a : Perméance de saturation	$2k_a p$; $k_a = \{0, 1, 2, 3, \dots\}$	$2k_a f_s$

Cet effet de saturation à des conséquences sur l'induction radiale, illustré **Figure 105**, [76].

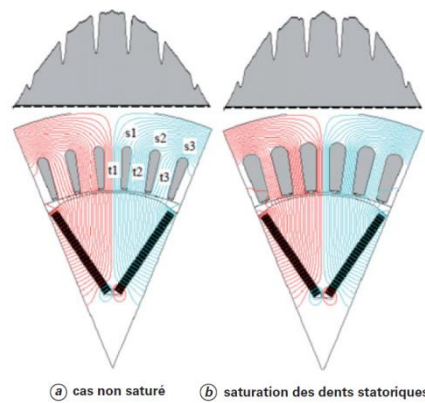


Figure 105 : Effet de la saturation sur la forme de l'induction radiale d'entrefer. [76]

La perméance globale associée à la force magnétomotrice du stator et du rotor, elles-mêmes tributaires de la fonction de bobinage donne naissance à l'induction dans l'entrefer. On ne considèrera pour la suite que la composante radiale uniquement, en référence au chapitre premier, l'induction tangentielle génère des raies d'amplitudes plus faibles et portées par des fréquences identiques. De plus on se limitera à une **étude qualitative** sur l'origine des raies spatiotemporelles de la pression radiale.

2.2.4 Modèle de l'induction dans l'entrefer

L'induction dans l'entrefer, (2.2.15) est estimée à partir du produit de la force magnétomotrice totale, c'est-à-dire pour le stator et le rotor, par la perméance globale d'entrefer par unité de surface. Aussi, il nous faudra considérer la perméabilité du fer infinie devant celle de l'air.

$$\mathbf{B}(\mathbf{t}, \alpha_s) = \Lambda(\mathbf{t}, \alpha_s) * [\mathbf{f}_{mm}^s(\mathbf{t}, \alpha_s) + \mathbf{f}_{mm}^r(\mathbf{t}, \alpha_s)] \quad (2.2.15)$$

On se propose dès lors de l'appliquer à notre outil analytique pour l'ensemble des machines candidates à cette étude.

2.2.4.1 Application à nos machines

Comme au paragraphe précédent, la simplicité de paramétrage offerte par l'outil analytique nous permet de tenir compte séparément ou bien encore de combiner la perméance avec la FMM rotorique et statorique afin d'obtenir l'induction radiale.

Dans un premier temps nous illustrerons, par exemple pour le stator l'induction radiale, afin de bien en comprendre le mécanisme. Puis dans un second temps, nous allons pour les machines candidates, M1, M2, M3 considérer tous les effets de perméance de denture liés à la combinaison du stator et du rotor en relation avec notre prototype, dès lors que les actions propres pour chacun d'entre eux sont désormais connues à la fois pour la perméance et la FMM totale.

Il sera alors possible pour l'induction de recueillir et d'identifier dans l'espace et le temps les raies ainsi générées. L'idée étant par la suite, de les comparer aux résultats donnés au moyen de simulations par EF, puis à l'outil ACHFO décrit dans le chapitre III.

- **Machine modulaire M1**

La *Figure 106 a*, montre respectivement l'allure de l'induction radiale dans l'entrefer compte tenu de l'effet lié au stator pour la perméance et la FMMs uniquement. La *Figure 106 b*, montre quant à elle l'induction radiale dans l'entrefer compte tenu de la totalité des effets de denture et d'interaction, hormis la saturation, pour la perméance. Notez que la FMMs et FMMr sont prises en compte dans le calcul, *Figure 106 b*.

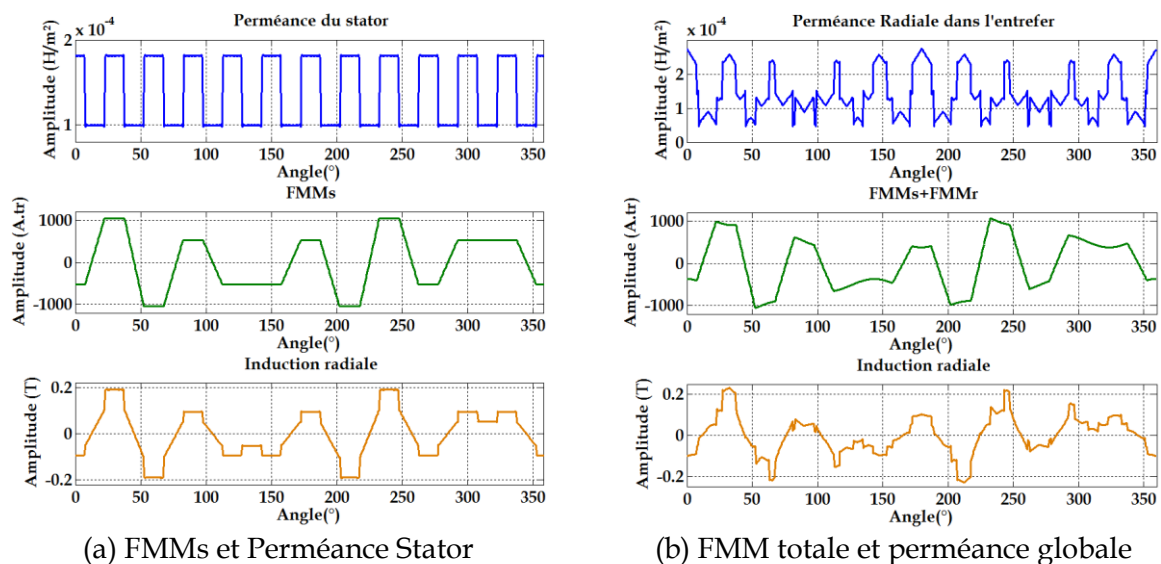


Figure 106 : Induction radiale dans l'entrefer machine modulaire M1

On peut pour l'ensemble des effets relatifs à la perméance et force magnétomotrice totale, apprécier l'induction radiale dans l'entrefer obtenue par le modèle analytique, *Figure 106 b*. L'induction radiale $B(t, \alpha_s)$ et son spectre spatiotemporel, *Figure 107 a-b*, tiennent compte de l'ensemble des effets conséquents à la perméance d'entrefer globale (2.2.8), et de la FMM totale composée de FMMs et de la FMMr, (2.2.16). Les amplitudes des grandeurs obtenues sont données à titre d'exemple et ne représentent en rien, les valeurs réelles des machines liées à l'étude.

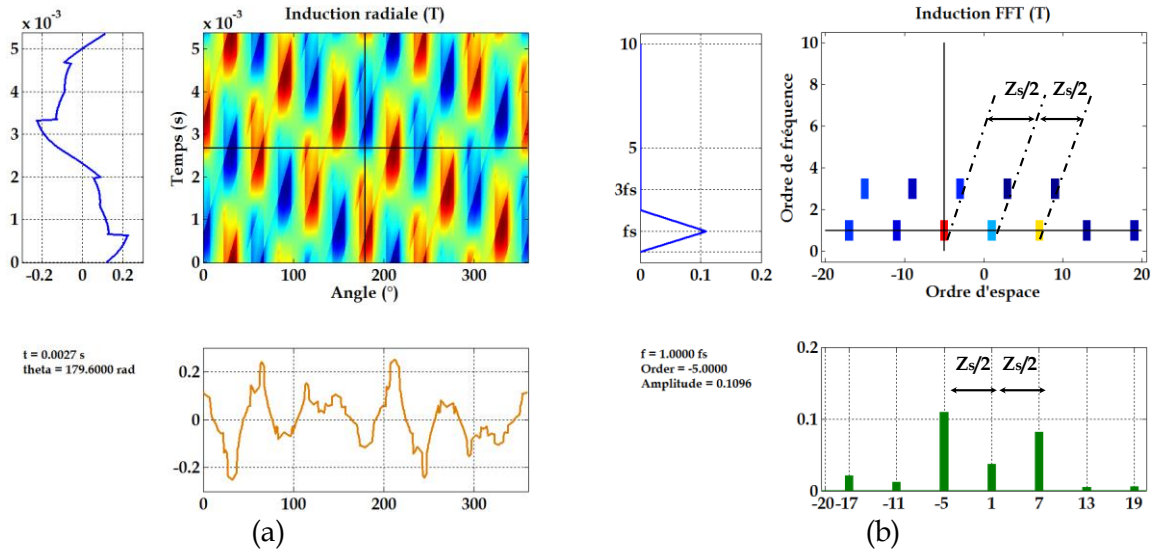


Figure 107 : Induction radiale et spectre spatiotemporel M1.

L'analyse des représentations précédentes montre que l'induction est fortement perturbée par les effets de denture, on retrouve sur le spectre de nombreux harmoniques portés par deux fréquences distinctes d'ordre 1 et 3. On remarque que ces harmoniques sont espacés d'un pas égal à $Z_s/2$.

Le *Tableau 14* résume les principaux harmoniques et leur fréquence porteuse. On retrouve un ordre [-5,1] correspondant au nombre de paires de pôles de la machine. Pour l'ordre fréquentiel 3, on retrouve des ordres spatiaux multiples de trois.

Tableau 14 : Bilan des ordres spatio-temporels d'induction radiale M1.

Ordre de fréquence	Ordre d'espace
1	-17 ; -11 ; -5 ; 1 ; 7 ; 13 ; 19
3	-15 ; -9 ; -3 ; 3 ; 9 ;

• Machine modulaire M2

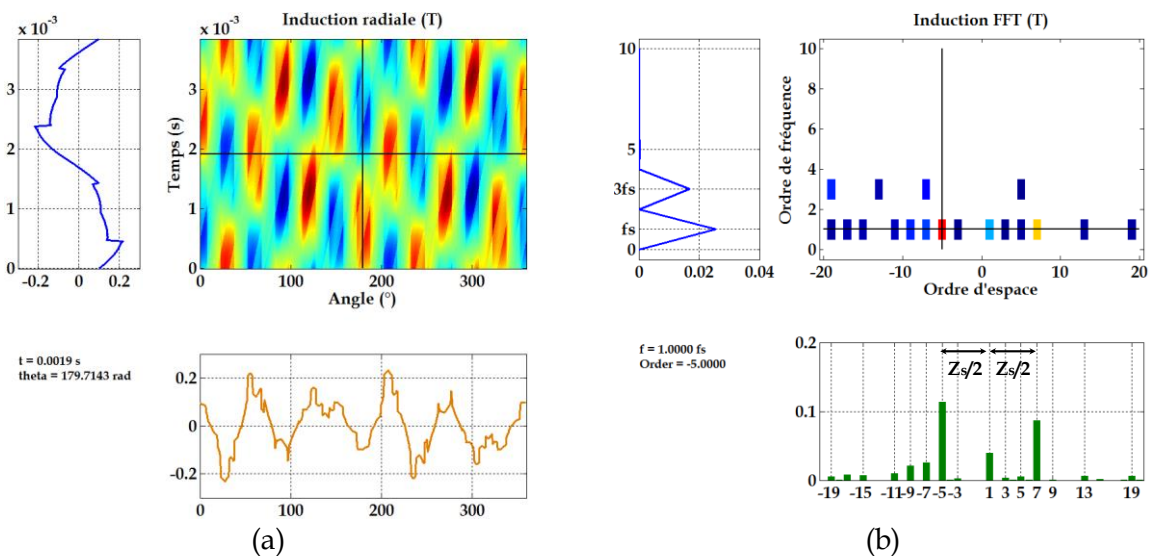


Figure 108 : Induction radiale et spectre spatiotemporel M2.

L'analyse des représentations précédentes présente également pour la machine M2 un profil pour l'induction fortement perturbé *Figure 108 a*. Le spectre *Figure 108 b*, riche en harmoniques les concentre aussi sur deux fréquences distinctes d'ordre 1 et 3. On remarque également que ces principaux harmoniques sont espacés d'un pas égal à $Z_s/2$. Les harmoniques d'induction radiale sont résumés dans le *Tableau 15*. L'observation du spectre de l'induction montre pour cette machine un contenu harmonique beaucoup plus riche que la machine précédente. Par voie de conséquence, celui de la pression radiale le sera tout autant, elle présente donc un risque potentiel plus élevé en termes de bruit acoustique.

Tableau 15 :Bilan des ordres spatio-temporels d'induction radiale M2

Ordre de fréquence	Ordre d'espace
1	-19 ; -17 ; -15 ; -11 ; -9 ; -5 ; -3 ; 1 ; 3 ; 5 ; 7 ; 13 ; 19
3	-19 ; -13 ; -7 ; 5

- Machine asymétrique M3

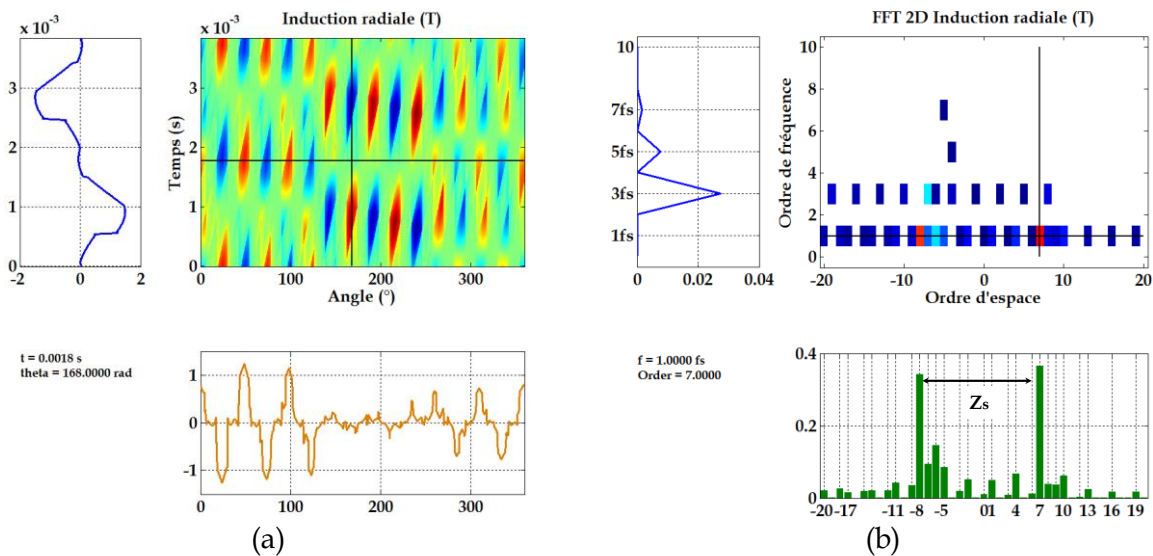


Figure 109 : Induction radiale et spectre spatiotemporel M3

L'analyse des *Figure 109 a-b*, montre également un profil pour l'induction des perturbations inégalement réparties sur la période spatiale, aussi elle comporte de nombreuses zones faiblement magnétisées. Cet état de fait valide la « réputation » donnée aux machines asymétriques quant au « balourd » magnétique existant dans l'entrefer. Il en résulte un spectre plus encore perturbé, comportant des harmoniques à la fois pairs et impairs. Cependant contrairement aux machines modulaires, le spectre temporel s'étale sur des fréquences porteuses impaires de 1 à 7fs. On remarque ici que les ordres possédant une amplitude élevée sont espacés d'un pas équivalent à Z_s . Pour autant, comme pour les machines modulaires, la machine M3 génère des ordres ± 5 à la fréquence porteuse fs, 3fs, 5fs et 7fs. L'ordre 7 se situe quant à lui au fondamental fs.

On retrouve dans le *Tableau 16*, le bilan des harmoniques principaux générés dans l'entrefer par les machines M1, M2, M3. Les ordres repérés par une « * » sont communs à la FMMs. En rouge on retrouve ceux communs avec l'induction radiale des machines

Etude harmonique de la pression radiale des MSAP à bobinage dentaire Chapitre second
 modulaires, également, en vert les ordres communs aux machine M2-M3 pour la fréquence
 porteuse 3fs. L'origine de ces ordres est de toute évidence en lien avec le nombre de pôles
 rotorique, statorique et leur interaction.

Tableau 16 : Bilan des ordres spatio-temporels d'induction M3

Ordre- fréquence	Machine M3	Machine M1	Machine M2
1	-20* ; -16 ; -17* ; -8* ; -5* ; 0 ; 1* ; 4* ; 7* ; 8 ; 9 ; 10* ; 13* ; 16* ; 19*...	-17 ; -11 ; -5 ; 1 ; 7 ; 13 ; 19	-19 ; -17 ; -15 ; -11 ; - 9 ; -5 ; -3 ; 1 ; 3 ; 5 ; 7 ; 13 ; 19
3	-19 ; -16 ; -13 ; -10 ; -11 ; -7 ; -6 ; -4 ; -1 ; 2 ; 5 ; 8...	-15 ; -9 ; -3 ; 3 ; 9	-19 ; -13 ; -7 ; 5
5	-4	--	--
7	-3	--	--

2.2.4.2 Bilan des ordres spatio-temporels de l'induction radiale

Les ordres spatiaux et temporels de l'induction magnétique radiale dans l'entrefer obtenus par multiplication des composantes de la perméance globale et de la FMM sont décrites *Tableau 17*, [76]. Pour une machine, les ordres temporels de l'induction sont des multiples impairs du nombre de paires de pôles p. Les ordres temporels des forces magnétiques radiales obtenus seront donc multiples du nombre de pôles 2p.

Tableau 17 : Expression des ordres spatio-temporels de l'induction radiale [76]

Famille d'harmoniques d'induction radiale	Ordres spatiaux	Ordres temporels
$B_{\Lambda o-FMMr}$	$p (2 h_r + 1), h_r = \{0,1,2,3,\dots\}$	$(2 h_r + 1)fs$
$B_{\Lambda o-FMMs}$	$p (2 h_s \pm 1), h_s = \{0,1,2,3,\dots\}$	$\pm fs$
$B_{\Lambda s-FMMr}$	$k_s Z_s \pm p (2 h_r + 1);$	$p \pm (2 h_r + 1)fs$
$B_{\Lambda s-FMMs}$	$k_s Z_s \pm p (2 N_{ph} \cdot h_s \pm 1)$	$\pm fs$
$B_{\Lambda r-FMMr}$	$2 h_r p \pm p (2 h_r + 1)$	$fs (h_r \pm (2 h_r + 1))$
$B_{\Lambda r-FMMs}$	$2 h_r p \pm p (2 N_{ph} \pm 1)$	$fs (h_r \pm (2 h_r \pm 1))$
$B_{\Lambda sr-FMMr}$	$k_s Z_s \pm 2p h_r \pm p (2 h_r + 1)$	$\pm 2 h_r \pm (2 h_r + 1)fs$
$B_{\Lambda sr-FMMs}$	$k_s Z_s \pm 2p h_r \pm p (2 N_{ph} \pm h_s \pm 1)$	$\pm h_r - 2fs \pm 2fs$

Nous allons, pour la machine M1, identifier les ordres de l'induction radiale dans l'entrefer, calculés par l'outil analytique et illustrée *Figure 107 b*. Les résultats sont donnés *Tableau 18*. On y retrouve les différents groupes à l'origine des ordres de l'induction radiale.

Tableau 18 : Identification des origines des ordres de l'induction radiale-M1-

Famille d'harmoniques d'induction radiale	[Ordre spatiaux, Ordre temporels]-M1
$B_{\Lambda o-FMMr}$	[5,1]
$B_{\Lambda o-FMMs}$	[-5,1]
$B_{\Lambda s-FMMr}$	[-5,1]
$B_{\Lambda s-FMMs}$	[-5,1], [-13,1]
$B_{\Lambda r-FMMr}$	[-5,1]
$B_{\Lambda r-FMMs}$	[-5,1] [-15,3]
$B_{\Lambda sr-FMMr}$	[-5,1] [-11,2]
$B_{\Lambda sr-FMMs}$	[17,1], [-5,1],

Le spectre de l'induction radiale, *Figure 107 c*, montre également des ordres multiples de 3 portés à la fréquence $3fs$, d'un pas espacé équivalent à $Z_s/2$. L'analyse de la *Figure 110* permet de comprendre l'origine de ces ordres spatio-temporels faibles et leur fréquence porteuse. Pour l'induction, *Figure 110 c*, on remarque des ordres à $3fs$ distants d'un pas équivalent à $Z_s/2$. Pour l'induction, l'ordre $[3,3]$ est la conséquence de la combinaison des ordres $[2,2]$ de la perméance globale et de $[1,1]$ de la FMM totale dans le temps et l'espace. De la même manière l'origine de l'ordre $[-15,3]$, est en lien avec $[-10,2]$ de la perméance globale et $[-5,1]$ de la FMM totale. Les ordres d'induction $[-3,3]$, $[-9,3]$, sont générés de la même manière.

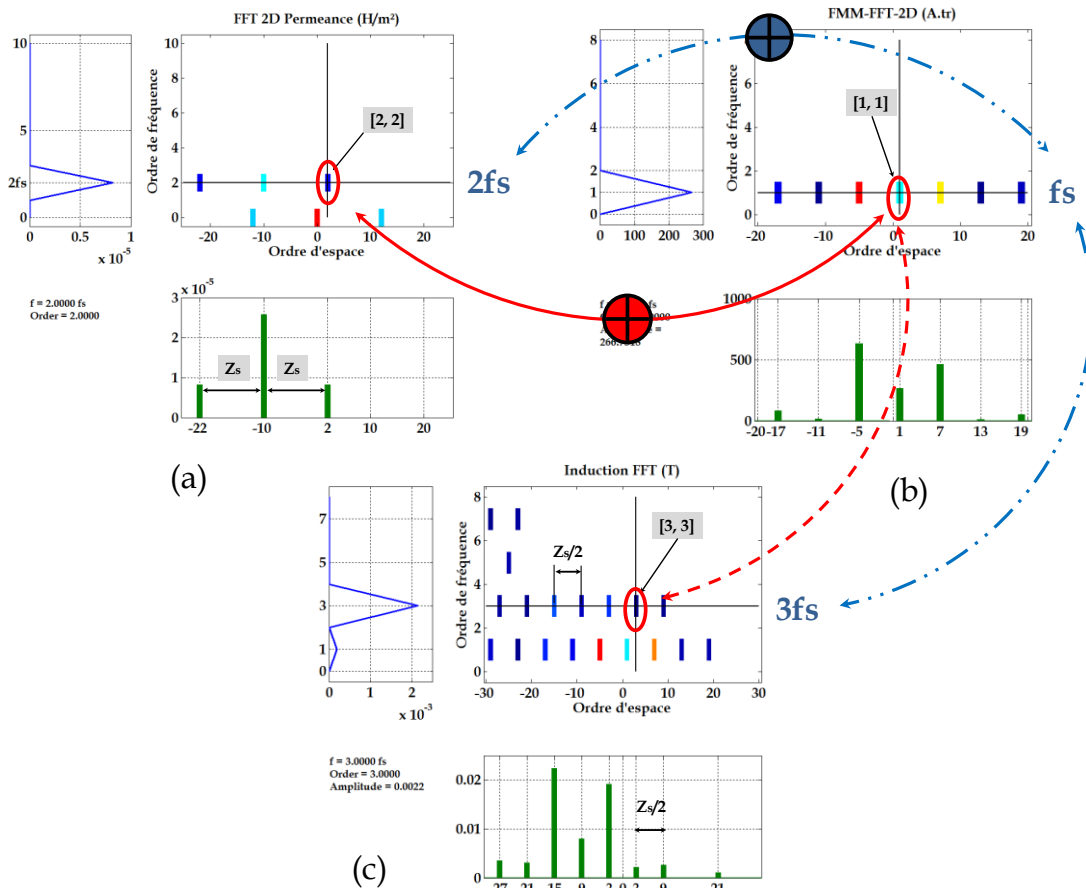


Figure 110 : Identification des ordres, multiple 3 à 3fs pour l'induction radiale

Dès lors que l'induction radiale dans l'entrefer est désormais connue, on peut avec l'outil calculer la pression magnétique radiale.

2.2.5 Modèle analytique de la pression radiale dans l'entrefer

Nous avons vu au chapitre premier, que la pression magnétique radiale dans l'entrefer pouvait s'approximer à la composante radiale, (1.4.9) et l'Annexe C.

Le calcul de la pression radiale analytique est désormais possible compte tenu du fait que nous connaissons l'induction radiale dans l'entrefer, issue du produit de la FMM totale tributaire des courants statoriques et de la fonction de bobinage, enfin du modèle de J.F Brudny de la perméance globale de denture, (2.2.7).

Nous allons maintenant montrer les résultats de calculs du modèle analytique de la pression radiale pour nos trois machines.

2.2.5.1 Application à nos machines

- Machine modulaire M1

La *Figure 111 a*, montre la pression radiale spatiotemporelle dans l’entrefer, on y retrouve l’induction élevée au carré à $\frac{1}{2}\mu_0$ près. La *Figure 111 b*, montre quant à elle de nombreux ordres d’espace portés par des fréquences paires.

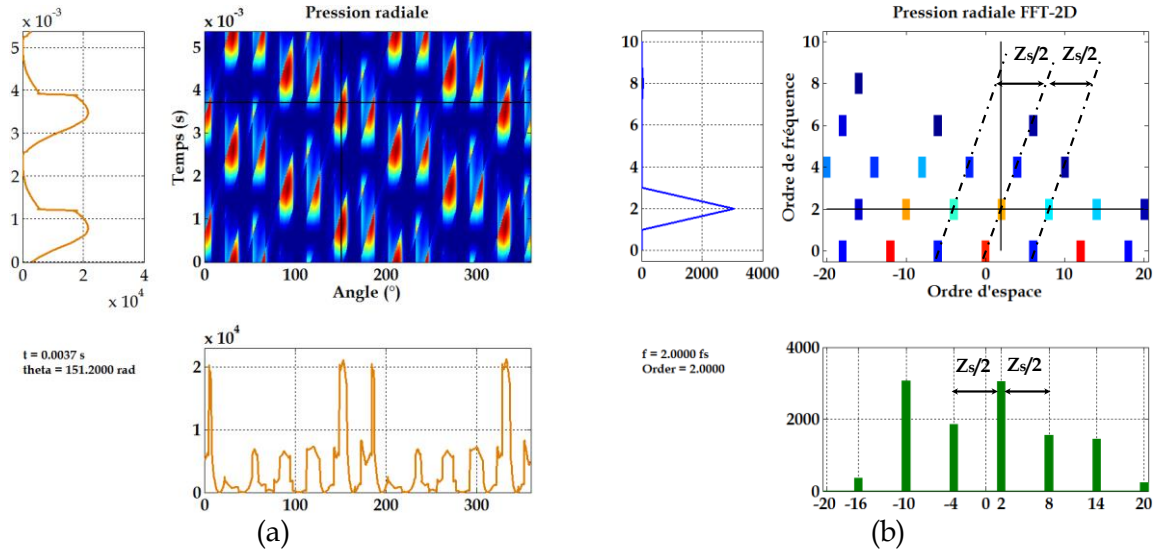


Figure 111 : Pression magnétique radiale spatiotemporelle et spectrale-M1.

L’analyse du spectre dévoile des ordres spatiaux de la force espacés d’un pas équivalent à $Z_s/2$. Les ordres spatio-temporels principaux pour la pression radiale sont résumés dans le *Tableau 19* du plus élevé au plus faible.

Tableau 19 : Ordre spatio-temporels de la pression radiale-M1

Ordre-fréquentiel	Ordres spatial
1 : 2fs	-10 ; 2 ; -4 ; 8 ; 14 ; -16 ; 20
2 : 4fs	-8 ; -20 ; -14 ; -2 ; 4 ; 10
3 : 6fs	-18 ; 6 ; -6
4 : 8fs	-16

Pour les ordres temporels à 2*fs, ils correspondent à l’ordre temporel « 1 » pour la pression et sont portés à une fréquence double par rapport à l’induction. Pour le second ordre temporel (ordre 2 = 4 fs), on retrouve principalement pour les ordres faibles : [-8, 4fs], [-2, 4fs], [4, 4fs].

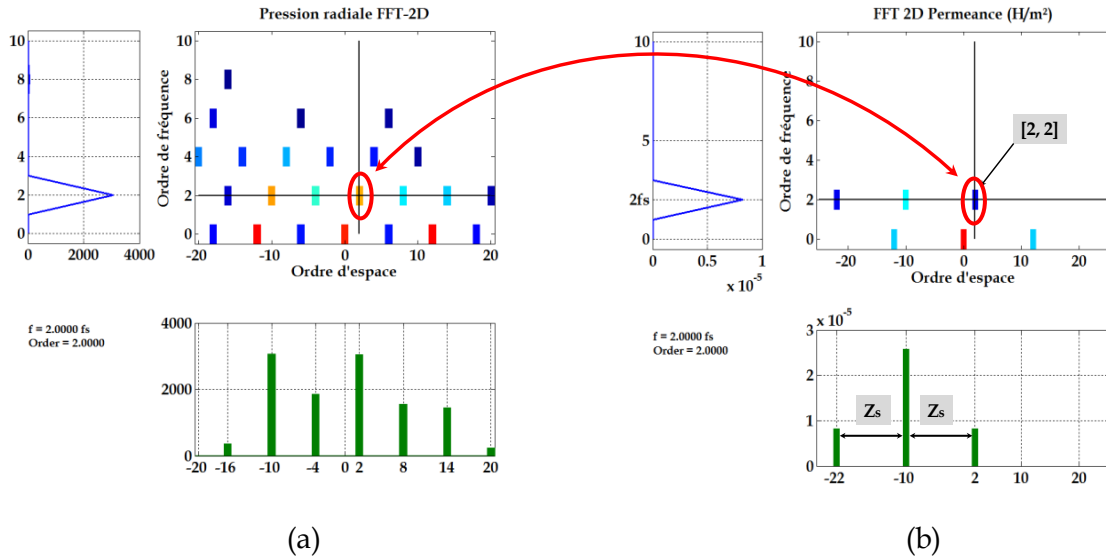


Figure 112 : L'ordre [2,2] de la pression radiale-M1

L'analyse de la *Figure 112*, montre que l'ordre [2,2] de la pression radiale, comme nous l'avons déjà évoqué, est directement lié à la perméance denture globale d'entrefer, $\Lambda_r(\alpha_s, \theta_d)$, *Figure 99 d*. On retrouve également les ordres liés à la denture statorique portés à la fréquence nulle et ceux du rotor à 2fs.

- Machine modulaire M2

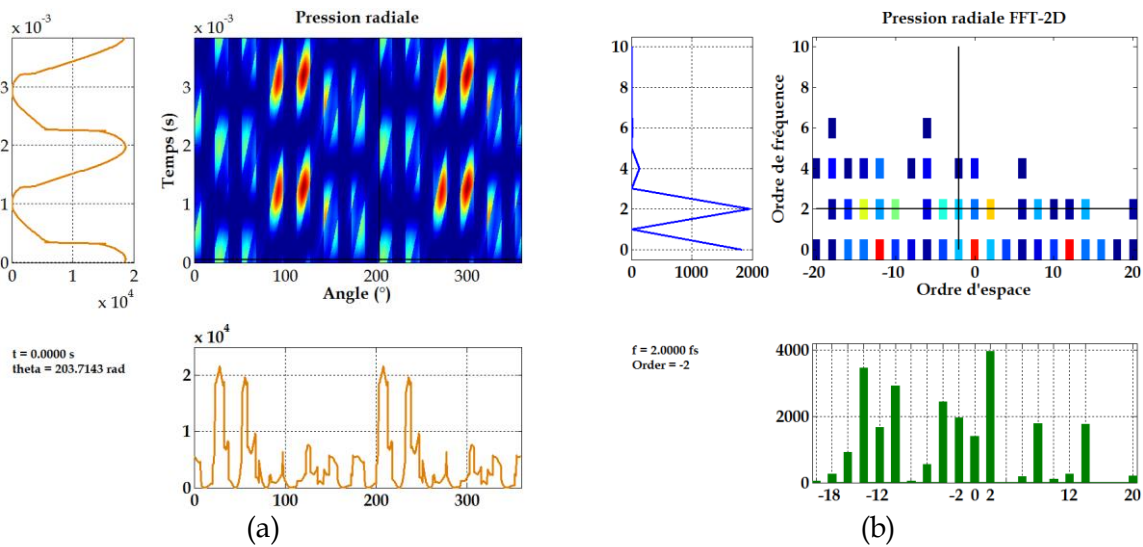


Figure 113 : Pression magnétique radiale spatiotemporelle et spectrale-M2.

La *Figure 113 a*, montre l'allure de la pression radiale spatiotemporelle pour la machine M2. On y distingue les 12 pôles statoriques en lien avec l'induction radiale donnée par l'outil *Figure 108 b*. La FFT de la pression est illustrée *Figure 113 b*, ce spectre est très riche en harmoniques pairs, portés par des fréquences paires également. On y retrouve, l'ordre $[\pm 2,2]$ en lien avec la perméance, *Figure 102 d*.

Comme évoqué précédemment, le spectre de la pression magnétique radiale est très riche, résultat lié à un nombre de pôles plus important. La comparaison des *Figure 111 b* et *Figure 113 b* montre que l'apport d'aimants supplémentaire densifie considérablement le spectre de la pression radiale et celui de la gamme de fréquence vibratoire. C'est sans doute pour cette raison que la littérature évoque et traite plus souvent du cas de la machine M1.

- Machine asymétrique M3

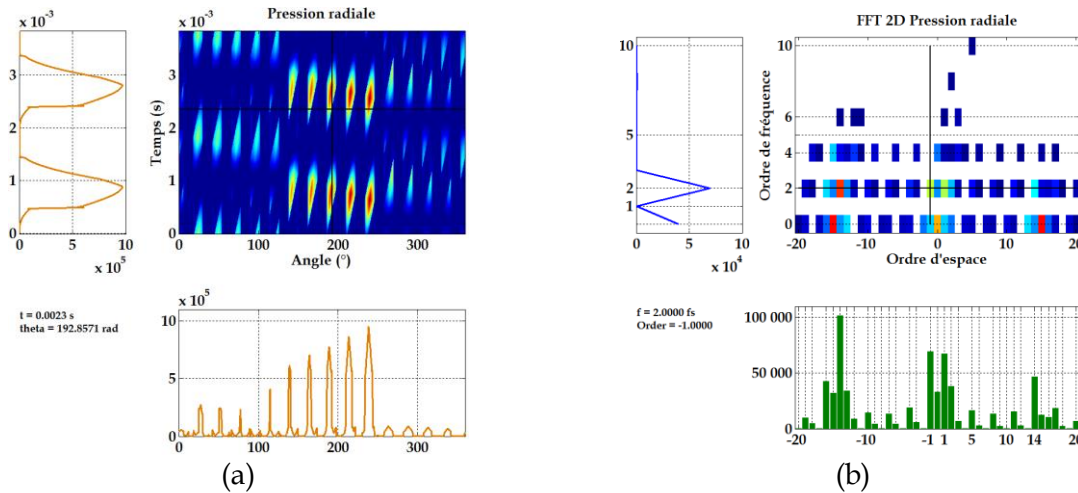


Figure 114 : Pression magnétique radiale spatiotemporelle et spectrale-M3.

La *Figure 114 a*, montre l'allure de la pression radiale spatiotemporelle pour la machine M3. On y distingue les 15 pôles statoriques en lien avec l'induction radiale donnée par l'outil *Figure 109 a*. L'observation des vues, de dessus, spatiale et temporelle montrent des variations d'amplitude de la pression, déjà relevées pour l'induction radiale. Le déséquilibre magnétique sur la période T_{α_s} apparaît, on peut d'ores et déjà l'identifier comme, conséquence de l'ordre 1 lié à la perméance globale dans l'entrefer. La FFT de la pression est illustrée *Figure 114 b*, ce spectre est très riche en harmoniques pairs et impairs portés par des fréquences paires également. On y retrouve l'ordre $[\pm 1, 2]$ en lien avec la perméance, *Figure 103 d*, l'ordre $[\pm 14, 2]$ qui découle du nombre de pôles rotorique de la machine, les ordres $[\pm 15, 0]$, en lien avec le nombre d'encoches, *Figure 103 b*.

Pour conclure sur ce paragraphe, nous avons vu les allures spatiotemporelles des machines candidates, obtenues à partir d'un modèle analytique développé au laboratoire. Certes les résultats espérés sont contrairement au code par éléments finis bien moins précis, aussi le modèle développé est rapide et offre un niveau de précision toute fois acceptable. Pour nos machines, il est de l'ordre de 18 à 25 s pour mener à bien les calculs et nous fournir les différentes allures des grandeurs physiques et spectrales pour les machines candidates à l'étude. Nous y avons décrit progressivement les grandeurs physiques qui composent la pression radiale dans l'entrefer, depuis la perméance globale et ses composantes, les forces magnétomotrices rotorique et statorique issues de la matrice de fonction de bobinage et des courants injectés au stator, enfin l'induction. Il faut voir dans cet outil analytique l'apport basé sur la compréhension des harmoniques spatio-temporels générés par les grandeurs. Il est simple d'ajouter ou de soustraire un paramètre, tel l'effet de denture rotorique souvent considéré pour les MSAP ou bien encore modifier les facteurs liés à la perméance d'entrefer,

se limiter à l'étude de FMMr ou FMMs avec ou sans harmoniques... Dès lors une validation des résultats, donnés par l'outil analytique est indispensable.

2.2.6 Validation à partir du modèle par éléments finis-EF

Nous allons dans un premier temps donner les résultats de calculs du modèle par EF de la machine modulaire M1 depuis l'induction radiale dans l'entrefer à la pression magnétique. Nous noterons que le modèle EF utilisé, (Flux 2D), nous offre la possibilité dans le temps et l'espace, suivant le paramétrage, d'obtenir séparément, l'induction liée au bobinage que nous nommerons $BaR(t, \alpha_s)$, induction liée à l'armature, $BpM(t, \alpha_s)$ induction liée aux aimants placés sur le rotor, enfin $BaG(t, \alpha_s)$ pour l'induction résultante dans l'entrefer. Les données recueillies ont été par la suite, au moyen d'une routine sous Matlab en lien avec la relation (1.49), §1.4.1.2.2, combinées afin d'obtenir, au moyen d'une discrétisation fine (57600pts=80pte*720ptt), les allures spatiales et temporelles des pressions magnétiques radiales correspondantes dans l'entrefer. La méthodologie utilisée pour obtenir les différentes grandeurs de l'induction est simple. En effet pour une vitesse angulaire constante, on peut se placer en fonctionnement générateur à vide $I_{ph}(t) = 0$ et obtenir l'induction générée par les aimants. De la même manière en fonctionnement moteur, cette fois avec des aimants dont le point rémanent $Br = 0$, pour $Id = 0$, ($\Phi_{pm} = 0$) correspondant à une droite de charge horizontale, Figure 115, on obtient uniquement l'induction générée par le bobinage $BaR(t, \alpha_s)$. Il faut cependant préciser que le modèle EF n'offre pas la possibilité d'obtenir la FMM et la perméance globale directement.

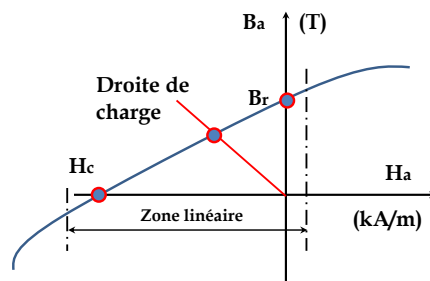


Figure 115 : Courbe d'aimantation des aimants rotoriques

- Machine modulaire M1

Les Figure 116 a-b affichent respectivement l'allure de l'induction radiale $BaG(t, \alpha_s)$, par EF et analytique.

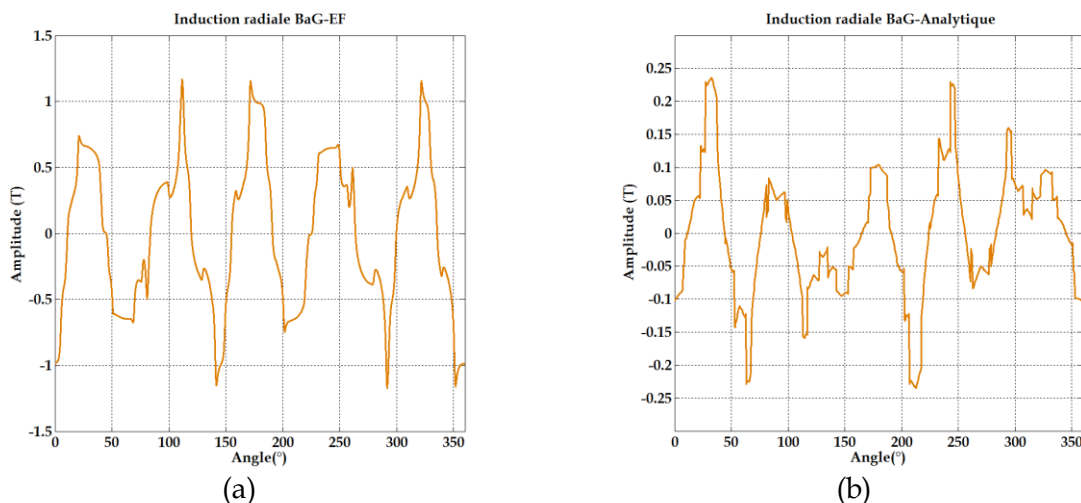


Figure 116 : Comparaison -EF-Analytique pour l'induction Radiale BaG -M1.

On remarque que les allures possèdent, pour « un œil averti » certaines similitudes, aussi la comparaison des FFT respectives pour la simulation EF et Analytique, *Figure 117 a-b*, nous permet de relever pour les deux modèles les mêmes ordres pour l'induction radiale BaG dans l'espace et le temps. Aussi le modèle analytique est cohérent dans les résultats et correspond au modèle de référence par EF.

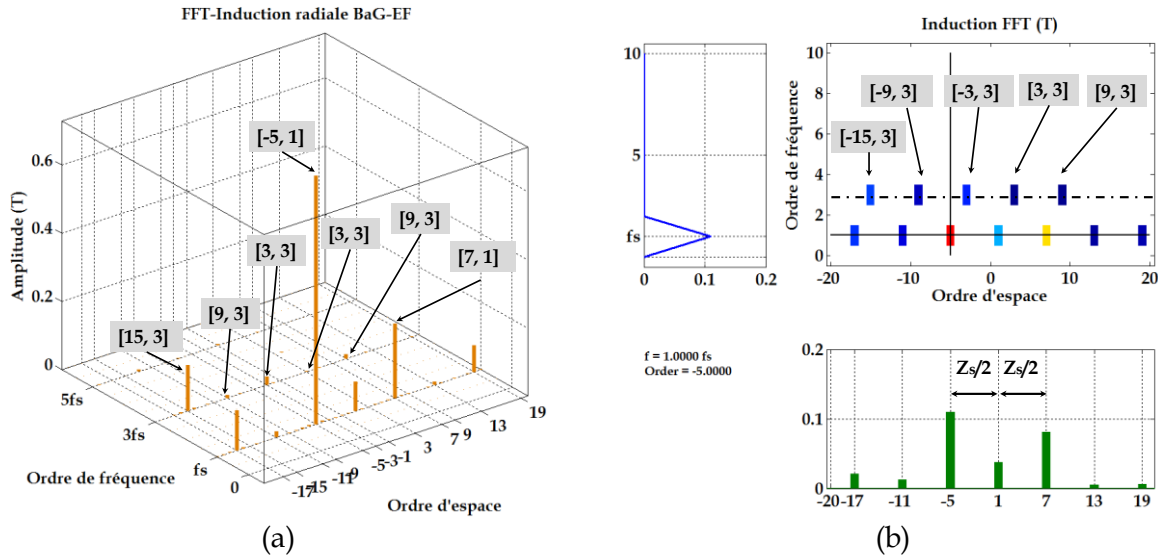


Figure 117 : Comparaison -EF -Analytique pour l'induction radiale BaG -M1.

On se propose maintenant de comparer la FFT de la pression magnétique radiale σ_{aG} (N/m^2), donnée par le modèle par EF à celle calculée par le modèle analytique respectivement représentées, *Figure 118 a-b*.

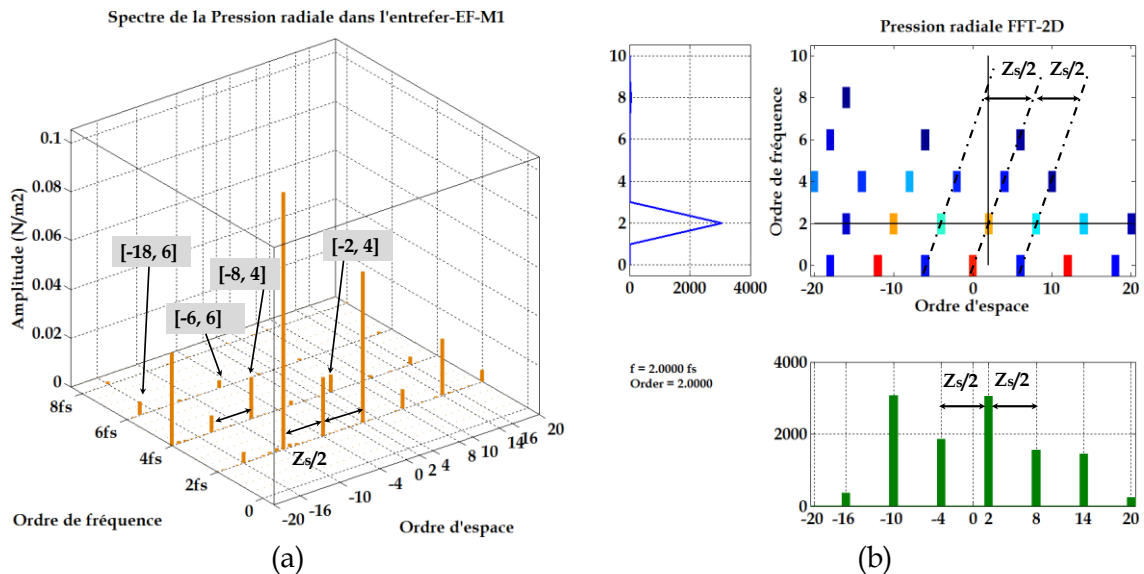


Figure 118 : Comparaison-EF-Analytique pour la pression radiale-M1

L'analyse harmonique montre pour le modèle numérique de la pression radiale σ_{aG} , des ordres portés à des fréquences 2, 4, 6, 8fs. La comparaison avec les résultats du modèle analytique, *Figure 118 b*, montre que notre modèle donne des résultats identiques au modèle numérique. Les ordres sont portés aux mêmes fréquences espacés d'un pas équivalent à

$Z_s/2$. Cependant, pour les raies d'ordre fréquentiel « 0 », les résultats du modèle par éléments finis, ont volontairement été évincés, *Figure 118 a*.

Comme nous l'avons évoqué précédemment nos modèles, numérique et analytique peuvent dissocier les différentes grandeurs liées au stator et au rotor de la machine. La *Figure 119 a-b*, donne l'allure de la pression radiale générée par les aimants σ_{pm} , respectivement pour le modèle numérique et analytique.

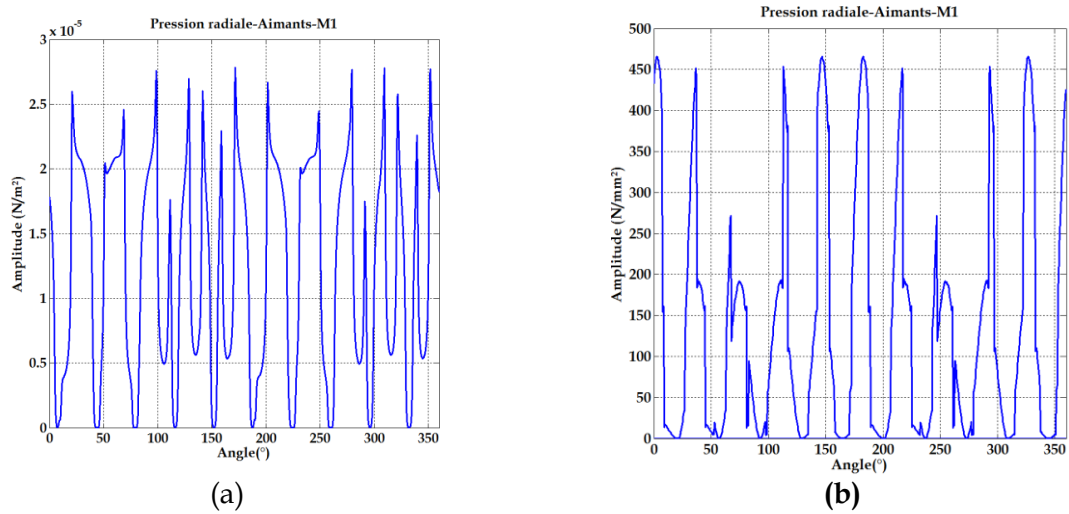


Figure 119 : Comparaison pression radiale pour les aimants-EF-Analytique-M1

L'observation des figures de la pression radiale σ_{pm} donné par les modèles, révèle le nombre de pôles de la machine, au nombre de 10. Elles affichent l'effet de denture statorique, nous allons analyser les spectres relatifs aux deux modèles de détermination, *Figure 120 a-b*.

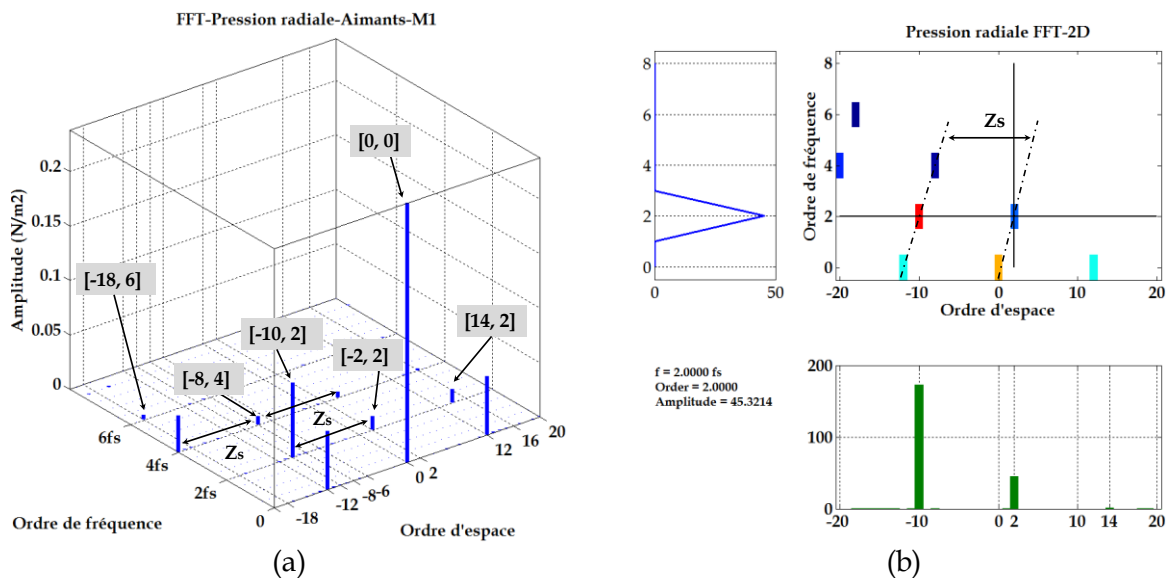


Figure 120 : Comparaison FFT de la pression radiale pour les aimants-EF-Analytique-M1

En comparaison avec le modèle numérique, nous retrouvons pour la pression σ_{pm} calculée analytiquement, l'ordre [0,0] de la perméance moyenne et les ordres $[\pm 12, 0]$ issus de la denture statorique Z_s . Pour la fréquence porteuse double on retrouve l'ordre [10,2] en lien avec le nombre d'aimants montés au rotor, enfin l'ordre [2,2] généré par la perméance

globale d'entrefer, *Figure 101 d*. Aussi, nous pouvons dire que dans la globalité notre modèle numérique est validé.

Les pressions radiale σ_{aR} liée à l'armature, (bobinage), obtenu par EF et analytiquement sont visibles, *Figure 124 a-b*.

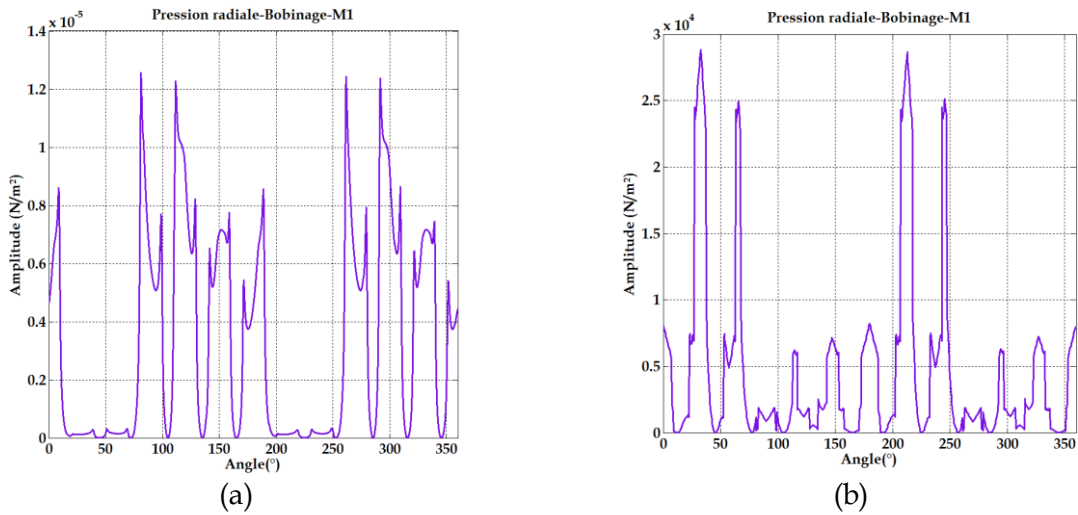


Figure 121 : Comparaison pression radiale pour le bobinage-EF-Analytique-M1

On remarque que les deux représentations comptent pour chacune d'elle le même nombre de dent ou d'encoches, ici 12. Lors de la simulation numérique menée, les aimants possédaient une aimantation rémanente B_r nulle. Cependant on retrouve l'effet de denture du rotor sur l'empreinte de la pression radiale. Pour la représentation analytique, le calcul est effectué en considérant la FMMr nulle, cependant on considère la perméance globale. Nous allons dès lors comparer les transformations de Fourier de la pression σ_{aR} pour les modèles numérique et analytique considérés, *Figure 122 a-b*.

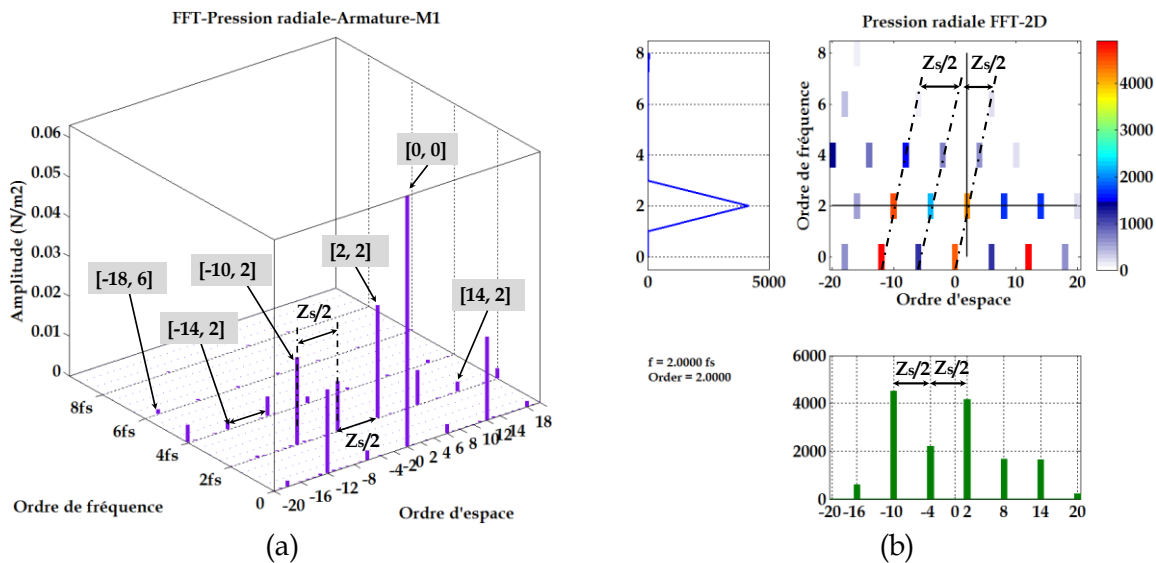


Figure 122 : Comparaison FFT de la pression radiale pour l'armature-EF-Analytique-M1

L'observation du modèle numérique permet rapidement de voir plusieurs groupes d'ordres spatiaux portés par des fréquences d'ordres pairs allant de 2 à 6fs.

On retrouve pour les deux modèles comparés, les ordres liés à la perméance moyenne, $[0,0]$ et globale $[2,2]$, ainsi que le nombre de pôle rotorique $[-10,2]$, enfin la denture statorique $[\pm 12,0]$. On remarque, aussi que les harmoniques d'espaces sont eux aussi d'ordre pair et espacés, l'un par rapport à l'autre, d'un pas valant $Z_s/2$.

- Machine modulaire M2

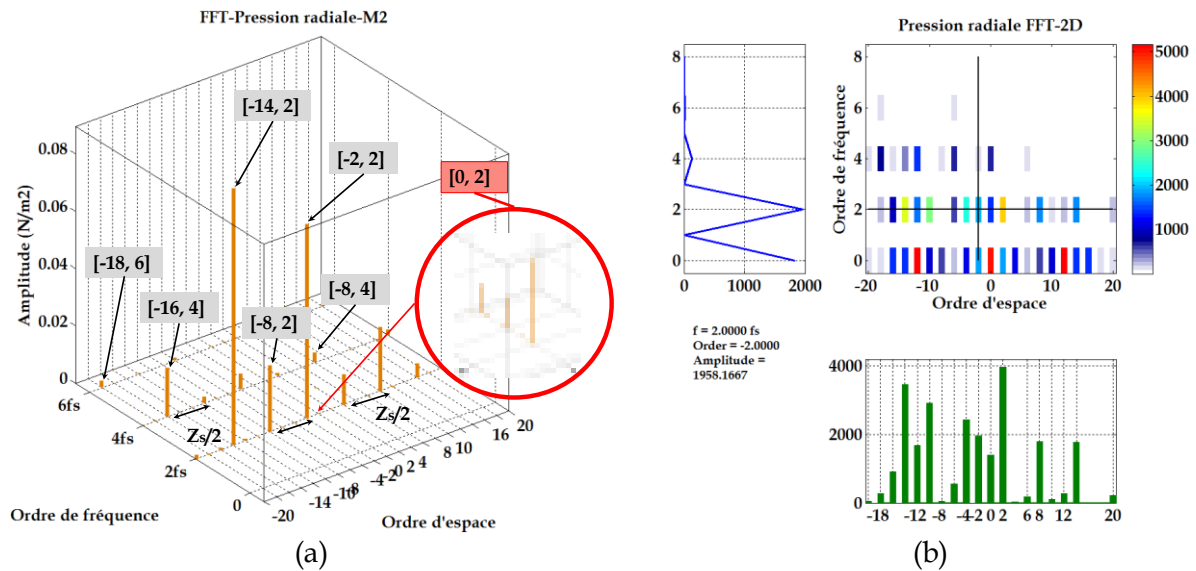


Figure 123 : Comparaison-EF-Analytique pour la pression radiale-M2

Comme pour la machine M1 qui possède le même stator doté de 12 encoches l'analyse harmonique de la pression radiale dans l'entrefer σ_{aG} , affiche pour les deux modèles, numérique et par EF des ordres portés à des fréquences 2, 4, 6, 8fs, *Figure 123 a-b*. Pour le modèle par EF, les ordres dominants sont espacés d'un pas équivalent à $Z_s/2$. Pour les raies d'ordre fréquentiel « 2 », les résultats du modèle par éléments finis, montre également des ordres d'espace faibles, notamment $[0,2]$, (zoomé dans le cercle rouge) et l'ordre $[-2,2]$, *Figure 123 a*. Il en est de même pour les autres ordres radiaux de la pression du modèle analytique représenté en gris d'amplitude très faibles, qui ne peuvent apparaître sur la représentation du modèle numérique en raison de l'échelle de représentation. Une observation fine des résultats permet de constater que la majorité des ordres spatio-temporels existent pour les deux modèles présentés, cependant le signe des raies diffère, conséquence d'une inversion du sens de l'onde entre les modèles. Globalement, nous pouvons dire que le modèle numérique par EF valide notre modèle analytique.

- Machine asymétrique M3

Continuons notre comparaison des modèles de déterminations de la pression magnétique radiale σ_{aG} . Nous retrouvons les ordres principaux portés par des ordres fréquentiels pairs de 2 à 6fs. Les ordres spatiaux sont pour les plus importants, pairs et impairs, distants d'un pas $Z_s/5$. On observe les ordres liés à la perméance d'entrefer, la denture statorique et rotorique.

Comme pour les machines modulaires, on note la présence d'ordres faibles $[\pm 1, 2]$, $[\pm 2, 2]$, $[0, 2]$, *Figure 124 a-b*, pour les deux modèles spatio-temporels présentés. Ces ordres faibles représentent un risque important en termes de bruit acoustique, s'ils venaient à exciter un mode propre mécanique de déformation de la structure. Enfin, on peut voir, par une analyse fine des représentations que les simulations par EF valident notre modèle.

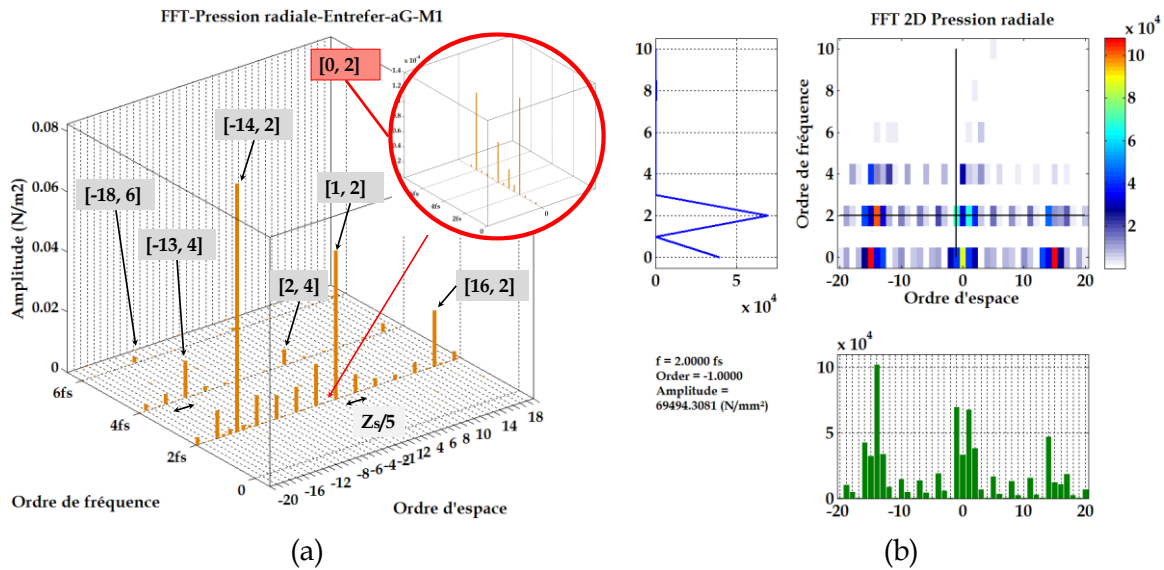


Figure 124 : Comparaison-EF-Analytique pour la pression radiale-M3

Pour conclure, nous avons vérifié et validé un modèle analytique de calcul de la pression radiale dans l'entrefer, en comparant les transformations de Fourier 2D à un modèle numérique par EF. Le modèle analytique est construit à partir de la matrice de bobinage ou fonction de bobinage associée à celle des courants statoriques sinusoïdaux, pouvant être perturbés. Il est ainsi possible d'estimer la force magnétomotrice statorique dans l'espace et le temps, FMMs. Pour la FMMr on considère un signal de type sinus, qu'il est possible d'adapter si nécessaire à l'allure réelle des aimants. Associée à un modèle analytique de la perméance, le calcul donne au final l'induction radiale $B_{aG}(t, a_s)$ et par conséquent le contenu spatiotemporelle dans l'entrefer (2.2.17), puis enfin la pression radiale appliquée sur les dents statoriques de la machine $\sigma_{aG}(t, a_s)$. L'analyse des transformations de Fourier 2D des grandeurs obtenues pour les trois machines candidates à l'étude par le modèle analytique ont pu être validés par un modèle éléments finis.

L'analyse sur les trois machines est qualitativement acceptable au regard du contenu harmonique lié à l'ensemble des simulations EF et des résultats de calculs de l'outil analytique présenté. Néanmoins, il est encore difficile sur la FFT2D de donner, sans une bonne connaissance analytique et un niveau d'expertise conséquent, l'origine des raies de la pression radiale. En effet on pourra montrer que pour une raie donnée, il existe différentes combinaisons, par exemple effet de denture (harmoniques de perméance d'entrefer) combinés avec les harmoniques de la force magnétomotrice. En ce sens on a pu montrer, tout l'intérêt du modèle analytique offrant la possibilité d'insertion d'une grandeur et sa nature (sinusoïdale ou non). Enfin dans l'optique d'identifier au moyen d'un outil, l'origine des raies des ordres faibles de la force, cet aspect sera abordé au chapitre III par la description d'un outil de calcul ACHFO (Analytical Calculation Harmonics Force Orders). [96].

2.3 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons abordé la modélisation électromagnétique de trois machines synchrones à aimants surfaciques modélisées par éléments finis, ainsi que le contenu harmonique spatio-temporel de la pression radiale dans l'entrefer. Ces machines dites « modulaires » et « asymétriques », bien connues dans la littérature, possèdent des caractéristiques en termes de couple et force électromotrice identiques. Elles sont dotées d'un bobinage dentaire double couche et ne diffèrent que par le nombre de pôles et d'encoches au stator. On dénote ainsi pour les machines candidates à l'étude, deux machines modulaires MS-10p-12s et MS-14p-12s et une machine asymétrique MS-14p-15s.

Le bobinage dentaire implanté au stator est dans ce chapitre développé à partir de la méthode de l'étoile des encoches, (Star of Slots). Cette dernière selon la configuration (2-2) et (4-0), a permis de déterminer le bobinage maximisant la FEM et donc le couple.

La problématique liée aux coefficients de bobinage a fait l'objet d'un outil de calcul des coefficients de bobinage pour d'ordre « h » pour les machines candidates à l'étude. Cet outil a permis de mettre en évidence que le bobinage simple couche, donne généralement pour le fondamental une valeur égale ou plus élevée en comparaison au bobinage double couches. Il apparait également que les machines modulaires dotées d'enroulement simple couche possèdent pour certaines combinaisons pôles/encoches un coefficient de raccourcissement unitaire. L'étude a montré pour le fondamental du coefficient de bobinage une valeur globalement élevée pour les combinaisons dont le nombre de pôles tend vers le nombre d'encoches. Enfin, il apparait que les machines asymétriques génèrent un contenu de sous harmoniques pairs et impairs et plus important en comparaison aux machines modulaires.

Un outil de calcul analytique développé au cours de cette recherche, basé sur la méthode directe de calcul du bruit magnétique intègre, la fonction de bobinage, le calcul spatio-temporel et spectral de la perméance d'entrefer globale, ainsi que la force magnétomotrice (FFM) totale. L'induction radiale résultante du produit de la perméance globale et la FMM totale permet ainsi de déduire la pression radiale dans l'entrefer. Ces grandeurs physiques à l'origine de la pression radiale ont été déterminées et calculées pour les machines candidates et sur d'autres types de machines, pour des bobinages dentaires et distribués. Egalement, il offre la possibilité de tenir compte des grandeurs physiques séparément, en effet on peut connaître la perméance liée à la denture statorique ou rotorique ou bien encore la force magnétomotrice du rotor et du stator pour chaque raie de pression radiale.

Les résultats comparés aux simulations par éléments finis sur les machines candidates ont montré que l'outil donnait des résultats très proches pour un temps de calcul très faible, de l'ordre de quelques dizaines de secondes.

3 Démarches et Méthode inverses.

L'objectif principal de cette thèse et son originalité concerne la mise en œuvre d'outils et démarches permettant une analyse quasi-automatique du contenu harmonique de la pression radiale. Nous avons pour cela présenté les harmoniques spatio-temporels de différents types de MS à aimants et plus particulièrement celles dotées d'un bobinage dentaire. Le problème inverse ne peut se résoudre directement du fait de la non-linéarité du problème et du nombre infini de machines qui en découle. La complexité du problème inverse impose donc pour le résoudre, d'utiliser un procédé itératif, dont les résultats sont issus de simulations comme nous avons pu le voir au chapitre II.

Dans ce chapitre III, nous allons tester différentes approches assimilable à des modèles « prédictifs » que l'on pourrait considérer comme « démarche inverse ». Dans un premier temps, l'application du produit de la FFT de l'induction radiale spatio-temporelle par elle-même, plus connu sous l'appellation du « produit de convolution », nous permettra de « conserver » les origines de chaque harmonique de la pression radiale.

Dans un second temps, nous utiliserons un outil construit à partir des formulations des raies de pressions principales et existantes établies à partir du contenu harmonique de l'induction radiale. Cet outil a été baptisé « Analytical Calculation Harmonics Force Order » (ACHFO).

Enfin, une approche d'optimisation par plans d'expériences sera exploitée en vue d'une conception silencieuse de machines. Nous avons choisi de modifier le type de bobinage implanté au stator mais il aurait pu en être autrement et faire le choix de modifier la topologie par exemple, ou bien encore la forme du courant.

Notre objectif sera de compenser l'apparition d'un ordre spatial de pression radiale spécifique de rang faible, porté par des fréquences situées dans le domaine audible. L'objectif n'est pas de proposer une analyse des raies dans ce cas particulier, mais de neutraliser directement certaines raies de pression. Pour ce faire, nous avons utilisé la plateforme d'optimisation « Sophemis » réalisé au laboratoire couplé à notre outil précédemment exploité (chapitre II).

3.1 Démarches inverses prédictives

Deux méthodologies de calculs, qualifiées de « démarches inverses » y seront explicitées. Menées de manière analytique, ces méthodologies permettent de donner les origines des ordres faibles, dans le temps et l'espace. Dès lors, dans une démarche directe, elles peuvent être qualifiées « d'outils prédictifs », dans le sens où l'identification des harmoniques à la source (causes), de l'ordre spatiotemporel (effet) peut être effectuée. Pour ce faire, deux outils de calculs y seront présentés, *Figure 125*. En toute rigueur, la résolution de la démarche inverse revient à connaître parfaitement le problème direct. Cet état de fait laissera ainsi au concepteur une vision globale et l'opportunité de se référer ou bien d'agir selon son niveau d'expertise. L'approche analytique directe effectuée au chapitre II, validée par les résultats de calculs de simulations par EF, nous a permis de déterminer l'induction radiale $B_{aG}(t, \alpha_s)$ dans l'entrefer. Cette étude réalisée a montré l'existence d'ordres faibles potentiellement dangereux en termes de bruit audible. Nous allons dès lors expliciter notre méthodologie de « démarche inverse » dans un premier temps par le produit de convolution puis dans un second temps par le calcul des harmoniques de pression, établi à partir du

produit de la perméance globale, de la FMM totale et des interactions qui leur sont propres. Ce calcul a conduit naturellement à la mise en œuvre de « l'outil prédictif », ACHFO (Analytique), à partir duquel le calcul de l'ensemble des ordres de la pression radiale susceptibles d'exister est possible. Pour l'application de la méthodologie inverse, Il faut y voir ici que ces outils s'inscrivent dans une « démarche inverse » si l'on considère vouloir connaître l'origine des ordres faibles de la pression radiale, plus particulièrement les effets liés à l'armature, aux dentures et l'interaction des différents phénomènes.

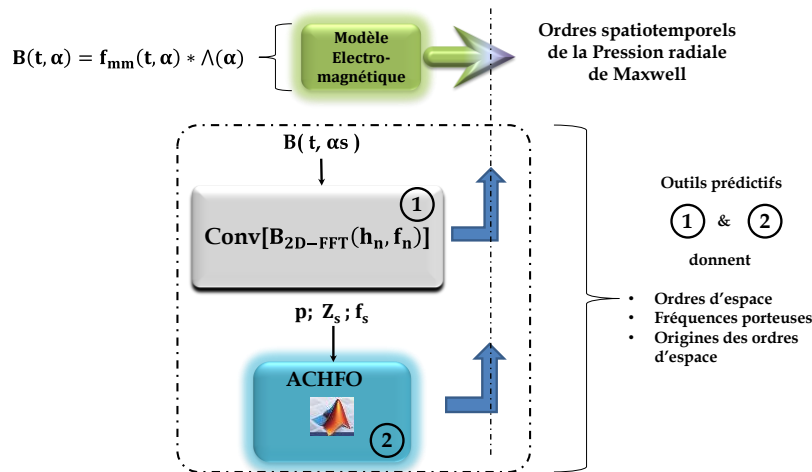


Figure 125 : Outils prédictifs de calcul et d'identification des ordres de la pression radiale

3.1.1 Démarche inverse par le produit de convolution

La pression radiale dans l'entrefer crée à partir de la relation (1.46) exprimée au chapitre 1 et considérant l'induction radiale peut également être calculée à partir des vecteurs d'espace. En effet, K. H. M. Van der Giet, [97] montre que le champ magnétique et les ondes de force magnétique dans l'entrefer peuvent être matérialisées dans le plan complexe, avec pour la partie réelle du vecteur l'amplitude de l'onde. Ainsi le vecteur d'espace est défini comme un nombre complexe, relation (3.1.1).

$$\ddot{O}(t, \alpha_s) = \sum_1 h_n \cdot e^{j(2\pi f t - r \alpha_s + \varphi)} \tag{3.1.1}$$

Avec : r l'harmonique spatial, f la fréquence, h_n l'amplitude, φ la phase.

Pour répondre à notre problème inverse, nous allons à partir de l'amplitude d'un ordre faible de pression, à titre d'exemple l'ordre [2,2], identifier et connaître les contributions « sources » correspondantes. Cette possibilité est offerte par la méthode du produit de convolution, si on l'applique à la FFT de l'induction spatiotemporelle radiale, on obtient alors la pression radiale σ_{2DFT}(r, f), relation (3.1.2). La Figure 126 illustre notre méthodologie. Il faut cependant noter qu'elle s'inscrit dans une « démarche inverse » et non pas dans une méthode inverse.

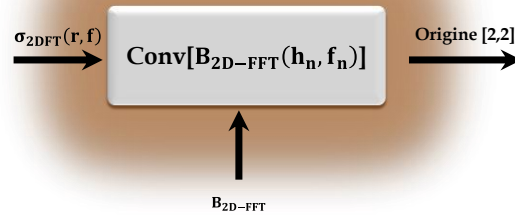


Figure 126 : Démarche inverse d’identification de l’ordre 2 à 2fs.

Nous **savons que la multiplication dans le domaine temporel $B^2(t)$ conduit à la convolution dans le domaine fréquentiel, c’est-à-dire $B * B$** . Appliqué à la FFT de l’induction radiale dans l’entrefer on obtient la pression radiale (3.1.2).

$$\sigma_{2DFT}(r_c, f) = \frac{1}{2_{\mu 0}} [B_{2D-FFT}(h_n, f_n) * B_{2D-FFT}(h_{n+1}, f_{n+1})] \tag{3.1.2}$$

Avec : r_c , ordre spatial de la pression radiale par le produit de convolution, $h_n, n=\{1,2,3,\dots\}$ harmoniques de la matrice d’induction, f_n fréquence porteuse.

Au regard de l’expression (3.1.2), on peut remarquer que l’obtention de la FFT spatiotemporelle de la pression radiale par produit de convolution dépendra du nombre d’harmoniques du spectre spatiotemporelle de l’induction et plus particulièrement du nombre d’harmoniques « sélectionnés ». Notons que ce dernier a une importance non négligeable, car il impacte le temps de calcul. Qui plus est, cette approche par le produit de convolution, requiert d’une part de connaître la matrice d’induction obtenue par un calcul EF, et d’autre part, de calculer le spectre dans le temps et l’espace. A cela il faut prendre soin, de considérer l’ensemble du spectre spatiotemporel positif et négatif (axe spatial et fréquentiel) par rapport à l’origine. Cette approche menée par [98], a été baptisée de « Double-sided ». On peut confronter la démarche du produit de convolution avec celle utilisée jusqu’ à présent par le modèle électromagnétique déjà présenté *Figure 46, Figure 49*, afin de calculer la pression radiale spatiotemporelle et spectrale. Cette comparaison réalisée dans la thèse de l’auteure citée précédemment est reprise, *Figure 127*, l’objectif étant à contrario d’évaluer les harmoniques de pression radiale obtenus.

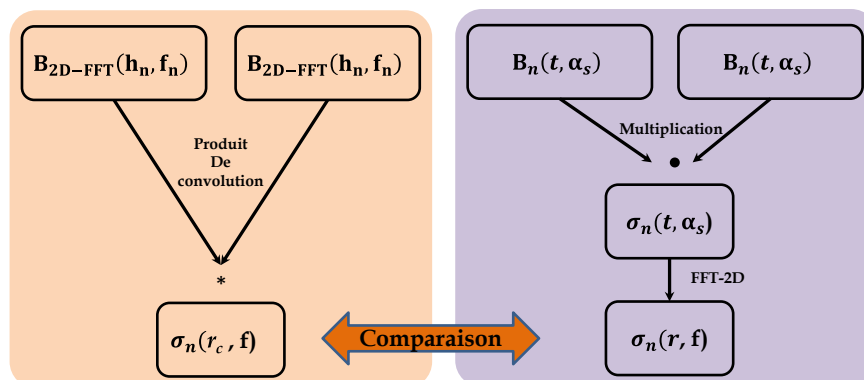


Figure 127: Comparaison de la pression de maxwell.[101]

Une illustration est donnée, *Figure 128 a-b*, reprise de la thèse citée précédemment. On y retrouve les ordres spatiaux et les ordres temporels en vue de dessus, respectivement pour le produit de convolution et la multiplication associée à la FFT.

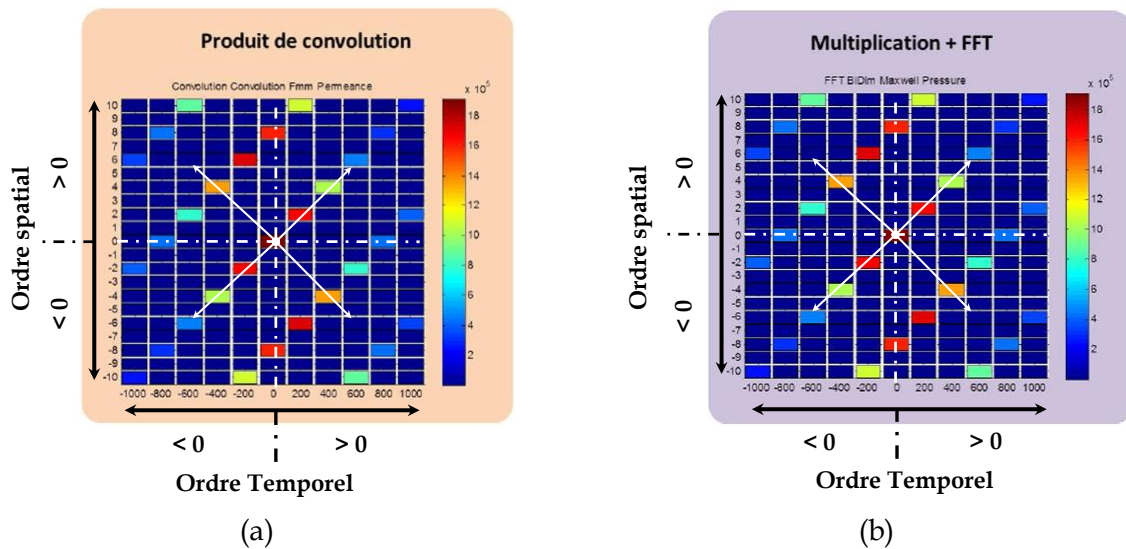


Figure 128: Illustration des deux approches avec FFT2D "double sided". [98]

On remarque ici une gamme importante d’harmoniques spatiaux et temporels, bien supérieure à cent, cependant la méthode « double sided » se caractérise par un volume de données important à considérer et sanctionné par des temps calculs conséquents.

Pour l’affichage, on se limitera à la partie positive « fréquence positive », comme dans les chapitres I et II, réduisant ainsi le volume de données et par voie de conséquence le temps de calcul. Dans cette optique, considérant la formulation et la méthode précédemment évoqués, il est possible de calculer la pression radiale et de la représenter sous sa forme spectrale spatio-temporelle pour les machines candidates à l’étude. La *Figure 129 a-b*, illustre pour la machine M1, respectivement les formes spectrales et spatiotemporelles de la pression radiale dans l’entrefer obtenue par le produit de convolution et à partir des résultats par EF, comme cela fut présenté dans les chapitres précédents, en lien avec la relation (1.4.9).

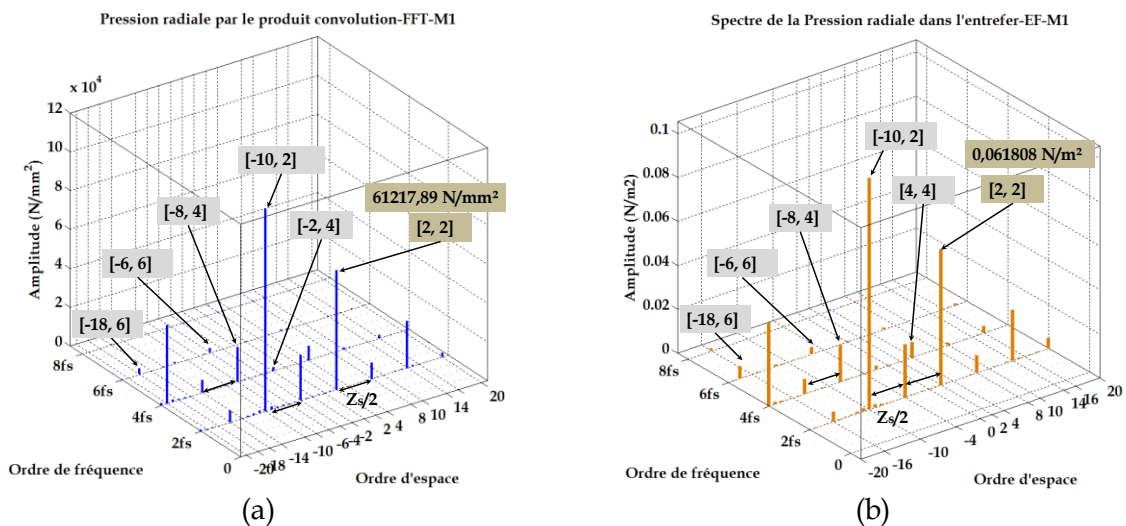


Figure 129: Comparaison FFT-Produit de convolution-Simulation Numérique-M1

On remarque que les raies de pression et les fréquences porteuses sont identiques. Le lecteur notera notre choix de comparer la pression radiale à partir de la matrice de la FFT de l'induction radiale obtenue par le calcul EF. Nous aurions pu reprendre de la même façon l'évolution de l'induction radiale obtenue par notre outil analytique présenté au chapitre II. Il nous faut également préciser que *l'intérêt de cette démarche inverse est de garder l'origine des ordres de l'induction radiale*, source des harmoniques de pression radiale. La représentation, *Figure 130 a*, limitée aux ordres faibles de rang dix met en évidence l'amplitude des ordres faibles, notamment l'ordre [2,2], *Figure 130 b*.

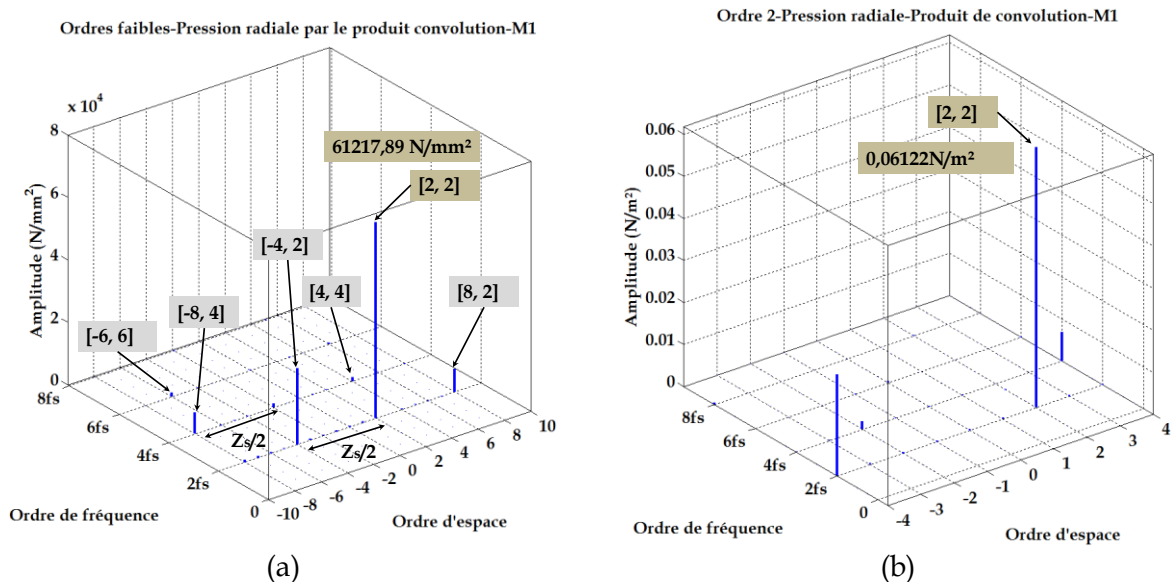


Figure 130: Ordres faibles de la pression radiale-Produit de convolution-M1

Pour mener à bien cette étude à partir du produit de convolution, nous avons évoqué précédemment notre choix d'utiliser les données récoltées à partir des simulations par EF. Au cours des investigations réalisées, différentes simulations à vide, en charge, etc., ont permis de disposer de nombreuses données. Les données relatives à l'induction radiale en lien avec les aimants et le bobinage ont été récoltées séparément. En ce sens l'exploitation de la relation (2.2.15), s'est avérée très utile par l'utilisation du produit des termes séparément. Ainsi, les données sous forme de matrice spatiotemporelle des différentes grandeurs sont connues et l'exploitation du produit de convolution des matrices spectrales en lien avec les aimants, l'armature enfin l'entrefer est alors possible. Les *Figure 131 a-c* donnent pour la machine M1, les allures de ces grandeurs, aussi seule la représentation dans l'axe spatial est donnée. *Figure 131 d* on retrouve, les allures des inductions radiales des aimants et de l'armature qui se combinent pour donner celle dans l'entrefer.

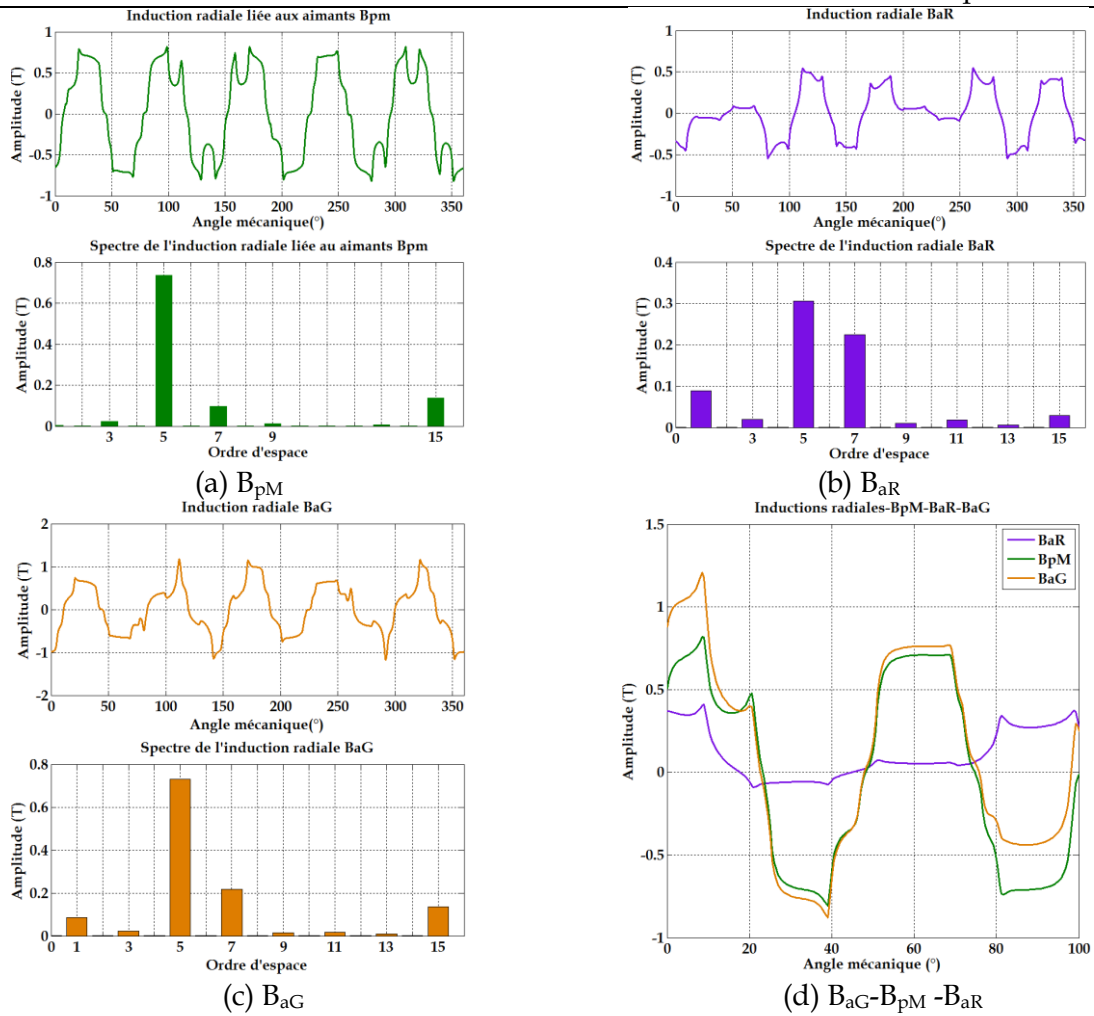


Figure 131: Induction radiale liées aux : Aimants-Armature-Entrefer-M1

Les résultats par l'approche du produit de convolution donnent également toutes les composantes, c'est-à-dire les harmoniques et leurs fréquences porteuses à l'origine de l'ordre [2,2] pris pour exemple, mais également la phase et l'amplitude de ces composantes en lien avec la relation (3.1.1). Aussi, on précise, que l'outil offre la possibilité de se focaliser sur un ordre faible différent.

Les Figure 132 a-b illustrent les spectres spatio-temporels respectifs aux inductions radiales liées aux aimants B_{pM} et à l'armature (bobinage) B_{aR} qui constituent l'induction dans l'entrefer B_{aG} , Figure 132 c. Enfin l'application du produit de convolution au spectre de l'induction radiale $B_{aG-FFT-2D}$ donne la pression radiale dans l'entrefer pour l'ordre [2,2], Figure 132 d.

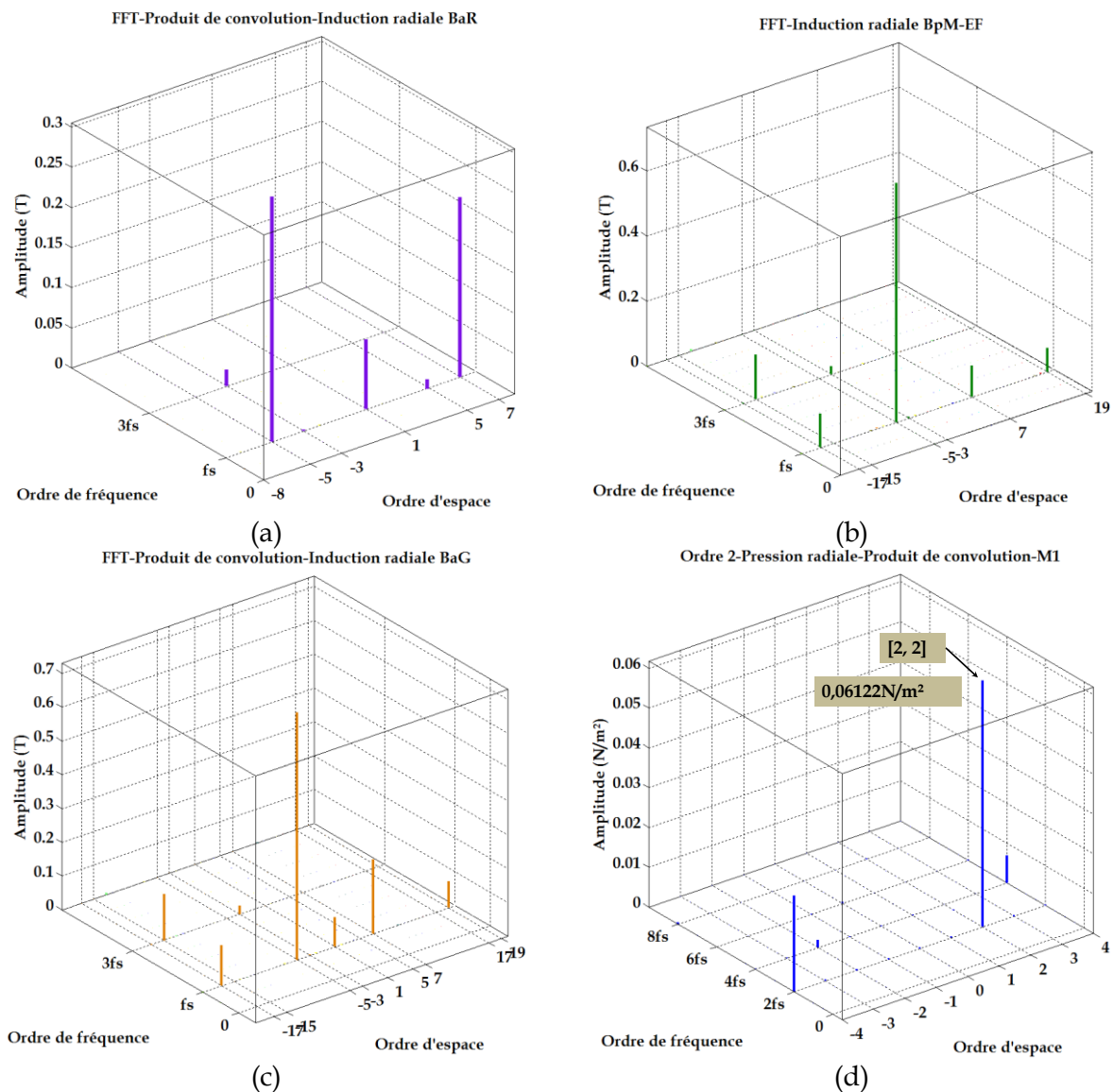


Figure 132: Origine de l'ordre [2,2] de la pression radiale dans l'entrefer par le produit de convolution.

On remarque sur les représentations précédentes la présence d'ordres prédominants, ces raies émergentes, notamment H5, H7 à 2fs se retrouvent sur l'induction radiale B_{aG} spatiotemporelle et sont au même titre que les autres raies à l'origine de l'ordre [2,2]. On retrouve l'origine des harmoniques H5 et H7 dans le [Tableau 17](#) et le [Tableau 18](#) et se révèlent être en lien avec la perméance de denture globale et la FMM totale. Ci-dessous, le [Tableau 20](#), résume la contribution des principaux harmoniques et fréquences porteuses du produit de convolution de l'induction radiale dans l'entrefer, à l'origine de l'ordre de pression radiale [2,2], (zone grisée). On retrouve également les harmoniques prédominant liés aux aimants et à l'armature à l'origine de l'induction dans l'entrefer. Ici seuls les résultats liés à l'espace fréquentiel positif sont donnés.

Tableau 20 : Produit de convolution pour l'ordre [2,2] de la pression radiale.

Ordre de pression [r, f]	Ordre d'induction				Pression radiale	
	h ₁	h ₂	f ₁	f ₂	Amplitude (N/m ²)	Phase (°)
[2,2]	Induction dans l'entrefer-B _{aG}					
	1	1	fs	fs	1505.33	-32.60
	-3	5	3fs	fs	3637.88	52.36
	-5	7	fs	fs	31790.37	1.06
	-15	17	3fs	fs	3198.91	49.08
	-17	19	fs	fs	1849.00	54.93
	Induction -Aimants-				Pression radiale	
	-3	5	3fs	fs	3401.43	39.25
	-5	7	fs	fs	14072.44	-50.74
	-15	17	3fs	fs	2832.96	39.26
	-17	19	fs	fs	1501.16	39.26
	Induction -Armature-				Pression radiale	
	1	1	fs	fs	1493.58	-34.43
	-3	5	3fs	fs	1234.37	39.76
	-5	7	fs	fs	135591.58	52.99

On retrouve pour la pression radiale, dans la partie droite du tableau la contribution des ordres d'induction, matérialisés sous leur forme complexe par le couple [amplitude, Phase].

De la même manière, le tableau précise la contribution des aimants et de l'armature,. En rouge on retrouve les harmonique H5 et H7 qui prédominent aussi comme nous l'avons déjà précisé au par avant, ces derniers résultent de la combinaison des harmoniques de la FMMs, FMMr, avec la perméance globale et les effets intrinsèques qui la caractérise.

Nous noterons que la partie réelle du vecteur correspond à l'amplitude de la pression radiale en N/m². Les *Figure 133 a-b* illustre les vecteurs d'espace respectifs de l'armature et des aimants, sous leur forme complexe.

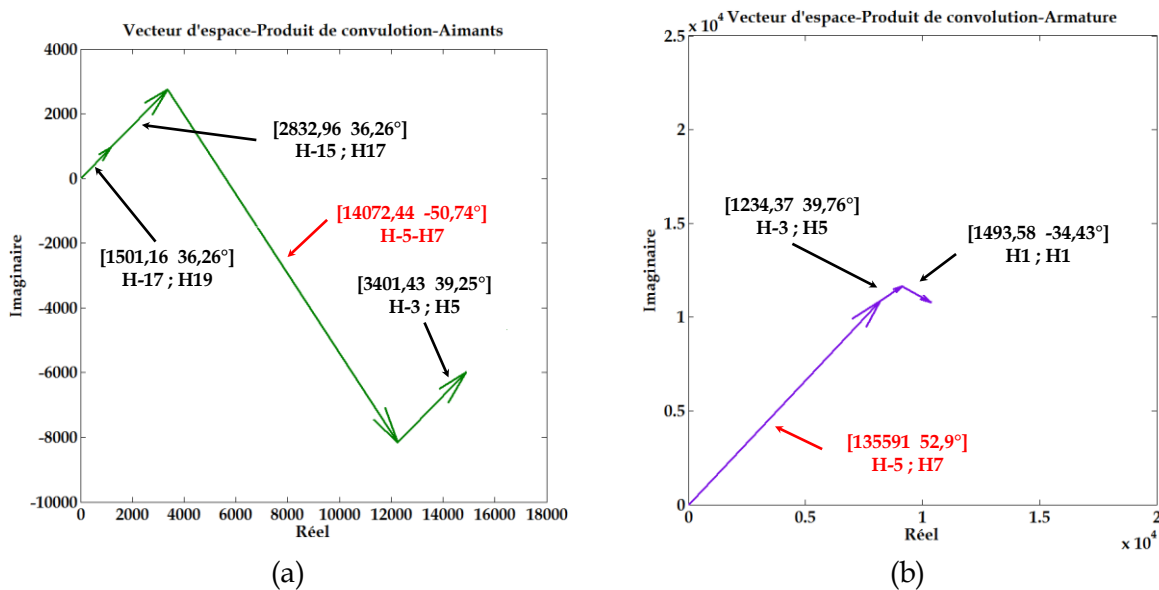


Figure 133: Vecteurs d'espace de la pression radiale-Produit convolution-Aimants -Armature

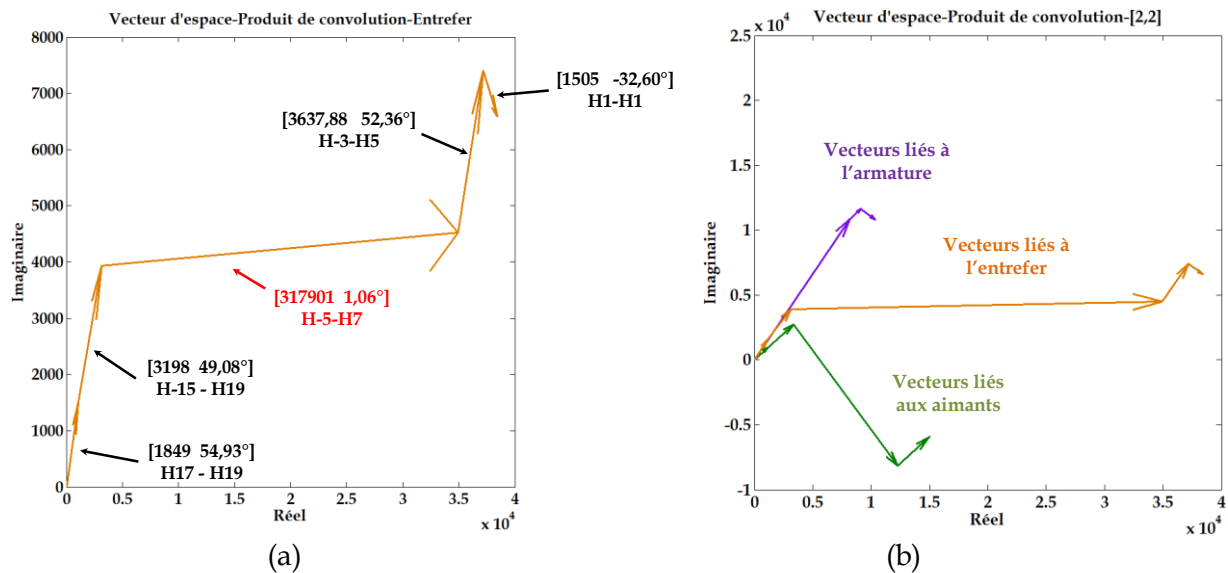


Figure 134: Vecteurs d'espace de la pression radiale-Produit convolution-Entrefer

Figure 134 a, on retrouve les vecteurs d'espace pour le produit de convolution au niveau de l'entrefer, la Figure 134 b présente quant à elle l'ensemble des contributions principales sources de l'ordre [2,2] résumées au Tableau 20.

L'approche ici présentée permet de déterminer en partie la contribution de l'armature et des aimants sur les ordres faibles de la pression radiale dans l'entrefer. Basée sur la transformation de Fourier dans le temps et l'espace de l'induction radiale convoluée avec elle-même, cette méthode donne le spectre de la pression radiale obtenue dans l'entrefer.

On montre que la convolution peut se limiter aux harmoniques prédominants, permettant un bon compromis, entre le temps de calcul et la précision. On peut évaluer l'erreur commise en comparant l'amplitude des raies.

Cette approche est applicable à un diagnostic de détermination du bruit et des vibrations des machines électriques. On se propose de l'appliquer à la machine présentée, Figure 39, § 1.4.2.2, en se limitant aux raies de pression.

▪ Application à la machine MSAP 8p-48s

Lors de la présentation au chapitre I des pressions radiales de cette machine 8 pôles et 48 dents statoriques, nous avons distingué deux simulations:

- la première à vide donnant une raie d'ordre spatial à 0 à $12f_s$, en lien avec l'effet de denture ainsi que ses multiples,
- la seconde en charge donnant cette même raie ainsi qu'une raie d'ordre spatial 0 à $6 f_{set}$ ses multiples de 6.

La Figure 135 rappelle le résultat obtenu à vide et montre l'ordre [0,12], en mode générateur, (courants au stator nuls) ; seuls les aimants sont pris en compte. En considérant la convolution de l'induction radiale dans l'entrefer et le spectre de la pression radiale qui en découle, l'objectif sera de démontrer l'origine de cet ordre dans les mêmes conditions de fonctionnement, à savoir l'effet de denture.

Compte tenu de la symétrie dans l'axe spatial, on remarque que l'ordre [12,0] suivant la diagonale est espacée d'un pas relatif au nombre de dents statorique, en effet $Z_s/p=48/4=12$. Pour rappel, l'ordre [12,0] a été déjà déterminé pour les mêmes conditions

de fonctionnement par l’outil analytique, *Figure 41*. On notera qu’en raison de l’amplitude de l’ordre [0,0], il est difficile de distinguer les ordres plus faibles, notamment l’ordre [0,12]. Néanmoins, l’amplitude de la raie est fournie *Tableau 21*.

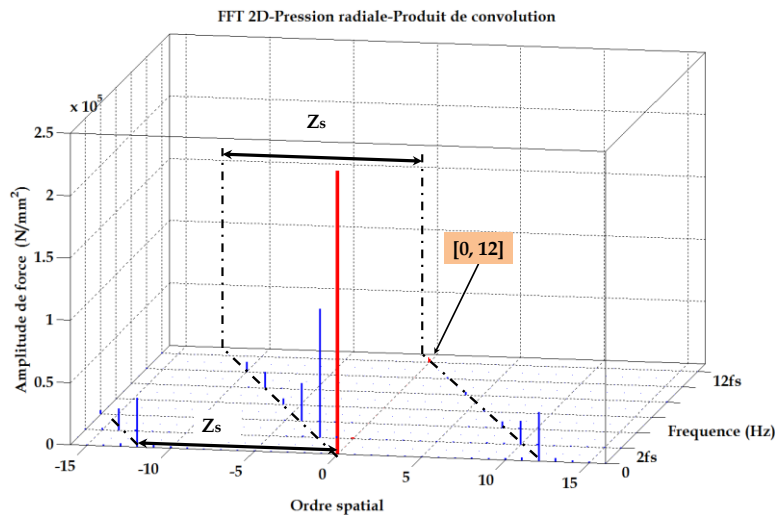


Figure 135: Ordre [0,12] par le produit de convolution-Fonctionnement à vide

Afin de se concentrer sur les raies les plus importantes, l’outil réalisé pour calculer ce produit de convolution et retrouver l’origine des raies de forces ne considère que les amplitudes de pression supérieures à 50N/m². Ce « réglage » permet d’isoler ou non les raies d’induction les plus importantes. On retrouve dans de cas dans le *Tableau 21*, les harmoniques liés à la denture pour l’induction déjà présentés *Figure 43*, à l’origine de l’ordre [0,12].

Tableau 21: Harmoniques sources de l’ordre [12,0] de la pression radiale-Produit de convolution à vide

Ordre	Fréquence à 12 fs	Harmoniques d’induction radiale	Amplitude N/m²	Phase (°)
0	2676	13	225,5956	21,5151
		11	163,6155	-68,5027

Le *Tableau 21* donne les harmoniques spatio-temporels H11 et H13 à 12fs (2676) à l’origine de l’ordre [0,12]. Suivant le réglage évoqué précédemment, on obtient un nombre d’harmoniques variables qui, combinés, donnent l’amplitude et la fréquence porteuse de l’ordre de pression recherché. Il est évident que ces « harmoniques sources » ou vecteurs d’espace, (3.1.1), ne donneront pas une valeur exacte pour l’amplitude et la phase mais un résultat qui s’en approche. Ainsi le *Tableau 22* donne davantage de résultats pour le fonctionnement à vide qui contribuent à former l’ordre [0.0]. En conséquence, pour cet exemple, nous avons volontairement omis l’amplitude afin de nous focaliser sur les harmoniques.

Tableau 22: Harmoniques sources étendus-Produit de convolution- Ordre [0,12]-A vide

Ordre de pression [r _c , f]	Harmoniques d'induction radiale	Fréquence f/fs
[0,12]	13	12
	11	12
	7	4
	5	6
	1	8

Pour la simulation en charge déjà présentée au chapitre I, on se place en fonctionnement moteur, (courant statorique non nul). Le produit de convolution de l'induction radiale calculé laisse apparaître pour la pression radiale une raie supplémentaire [0,6]. *Figure 136*.

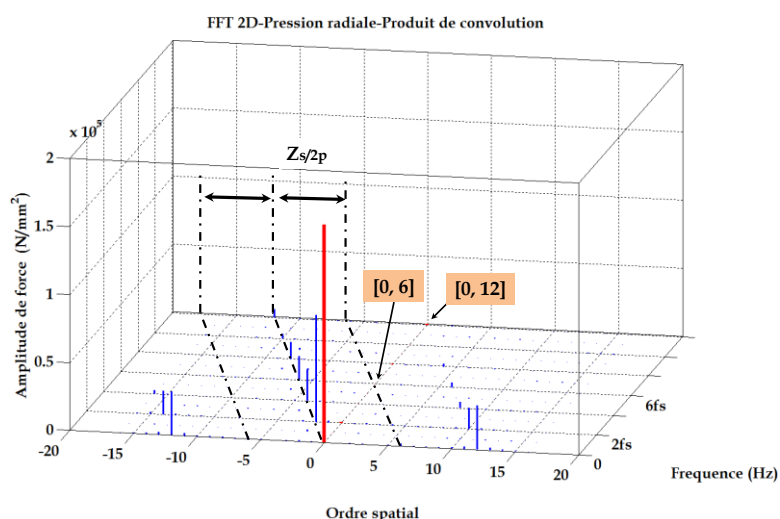


Figure 136: Ordre [0,12] et [0,6] par le produit de convolution-Fonctionnement en charge

Egalement l'effet de charge ajoute une diagonale à $Z_s/2p=6$, résultat de la combinaison du champ rotor (aimants) et du champ de réaction magnétique d'induit. Comme précédemment compte tenu des échelles et de l'amplitude de l'ordre [0,0], il est difficile d'apprécier les ordres [0,12] et [0,6].

Tableau 23: Harmoniques sources-Produit de convolution- Ordres [0,12]-[0,6]-En charge

Ordre de pression [r _c , f]	Fréquence		Harmoniques d'induction radiale	Amplitude	Phase
	f	f/fs			
0	2676	12	13	404,178	-4,41
	2676		11	1165,805	-38,37
	1338	6	-7	676,170	73,75
	1338		-5	274,930	58,10
	1338		-3	341,023	-64,33
	1338	6	-1	1790,830	89,52
	2676	12		806,325	56,49

L'analyse du *Tableau 23* montre comme précédemment que les harmoniques H11 et H13 contribuent à la raie de pression spatiotemporelle [0,12]. Egalement, on donne l'origine de la raie de pression spatiotemporelle [0,6], liée aux harmoniques H-5, H-7 en lien avec la combinaison des 2 champs. On voit de plus une raie d'ordre 3 sur l'induction qui contribue à l'apparition de cette raie de pression.

En conclusion, l'analyse par produit de convolution a permis de faire ressortir directement les raies de pression sur l'ordre souhaité. Le fait de sélectionner un ordre, dans le cas présent l'ordre 0, donne directement les fréquences qui peuvent porter préjudice, dans ce cas la fréquence à 12fs (2676 Hz) et principalement les raies de l'induction radiale à l'origine de cette fréquence. Enfin, il a été démontré sur un cas relativement simple l'importance du phénomène de denture sur l'ordre [0,12] de la pression radiale. Ce phénomène est connu comme étant l'un des plus importants sur les MSAP à bobinage distribué (phénomène de respiration de la machine).

Nous allons à présent décrire notre second outil prédictif s'inscrivant dans la démarche inverse d'identification des ordres de la pression radiale dans l'entrefer.

3.1.2 Démarche inverse par l'outil ACHFO

Cet outil est basé sur les travaux déjà réalisés par [48], [99] et utilise comme l'outil analytique de calcul de pression radiale présenté au chapitre second, le produit de la perméance globale d'entrefer par la force magnétomotrice totale, obtenue à partir des relations (1.49) et (2.2.15). Le développement analytique proposé, en lien avec ce nouvel outil nommé ACHFO, n'exploite que les ordres spatio-temporels de chaque grandeur comme par exemple ceux de la perméance d'entrefer globale, *Tableau 12*, § 2.2.3.2.

Sur cet exemple concernant les ordres spatio-temporels de la perméance, on peut connaître ceux-ci en faisant évoluer k_s et k_r . Il sera par conséquent assez facile de prédire les raies existantes pour une topologie donnée sans connaissance de l'amplitude.

La difficulté est d'intégrer l'ensemble des phénomènes comme les effets de denture, les FMM stator et rotor et leurs interactions respectives. A cela s'ajoute la saturation, l'excentricité, mais aussi la modulation de largeur d'impulsions, et dans ce cas, les développements sont conséquents. Son élaboration nous a conduit à poser les hypothèses, de ne pas tenir compte de la saturation des parties magnétiques et d'écarter les phénomènes d'excentricité.

Afin d'alléger les développements mathématiques nous n'avons pas intégré la perméance mutuelle stator-rotor. Dans le cas présenté ci-après et l'outil ACHFO développé, nous nous sommes limités au produit de la perméance d'entrefer et de la FMM totale, considérant l'alimentation sinusoïdale. Dans les plans [Ordre Spatial, Ordre temporel], nous adopterons pour la pression radiale, la perméance globale, la Force magnétomotrice totale la notation suivante :

$$\Lambda^{r,f_s} = \Lambda_0 + \Lambda_s^{k_s,0} + \Lambda_r^{2k_r,p,2k_r,f_s} \quad (3.1.3)$$

$$\mathbf{f}_{mm}^s = \mathbf{f}_s^{v,f_s} \quad (3.1.4)$$

$$\mathbf{f}_{mm}^r = \mathbf{f}_r^{\mu p, \mu f_s} \quad (3.1.5)$$

$$\sigma_n^{r,f} = \frac{(\Lambda^{r,f,\wedge} [\mathbf{f}_s^{v,f_s} + \mathbf{f}_r^{\mu p,f_s}])^2}{2\mu_0} \quad (3.1.6)$$

$$= \frac{1}{2\mu_0} \overbrace{(\Lambda^{r,f,\wedge})^2 \cdot (\mathbf{f}_s^{v,f_s})^2}^{\text{Groupe 1}} + \frac{1}{2\mu_0} \overbrace{(\Lambda^{r,f,\wedge})^2 \cdot (\mathbf{f}_r^{\mu p,f_s})^2}^{\text{Groupe 2}} + \frac{1}{\mu_0} \overbrace{(\Lambda^{r,f,\wedge})^2 \cdot \mathbf{f}_s^{v,f_s} \cdot \mathbf{f}_r^{\mu p,f_s}}^{\text{Groupe 3}} \quad (3.1.7)$$

L'équation (3.1.7) laisse apparaître trois groupes principaux d'harmoniques composés, respectivement, pour le groupe 1 de la combinaison de la perméance globale d'entrefer et de la force magnétomotrice liée l'armature. Pour le groupe 2 de la combinaison de la perméance globale d'entrefer et de la force magnétomotrice liée aux aimants, enfin pour le groupe 3 la combinaison de la perméance globale d'entrefer et de l'interaction mutuelle de la force magnétomotrice liée à l'armature et des aimants.

3.1.2.1 Combinaison d'harmonique pour le groupe 1

En remplaçant dans l'équation (3.1.7), la perméance globale par son expression (3.1.3), en appliquant les règles mathématiques relatives aux identités remarquables et produits de cosinus on obtient :

$$\begin{aligned} \sigma_n^{r,f}(\text{Gr 1}) = \frac{1}{2\mu_0} & \left(\Lambda_0^2 + 2 \Lambda_0 \Lambda_s^{k_s Z_s; f_s} + 2 \Lambda_0 \Lambda_r^{k_s Z_s; f_s} + \Lambda_s \Lambda_r^{k_s Z_s \pm k_r Z_r; f_s \pm f_r} + \frac{1}{2} \Lambda_s^{2k_s Z_s; 2f_s} \right. \\ & + \Lambda_s^{k_{s2} Z_s \pm k_{s1} Z_s; f_{s2} \pm f_{s1}} + \frac{1}{2} \Lambda_r^{2k_r Z_r; 2f_r} + \Lambda_r^{(k_{r2} \pm k_{r1}) Z_r; f_{r2} \pm f_{r1}} \left. \right) \times \left(\frac{1}{2} \mathbf{f}_s^{2v; 2f_s} \right. \\ & \left. + \mathbf{f}_s^{v_1 \pm v_2; f_{s1} \pm f_{s2}} \right) \end{aligned} \quad (3.1.8)$$

Si l'on considère l'hypothèse de négliger la perméance mutuelle:

$$\begin{aligned} \sigma_n^{r,f}(\text{Gr 1}) = & \frac{\Lambda_0^2 \mathbf{f}_s^{2v; 2f_s}}{4\mu_0} + \frac{\Lambda_0^2 \mathbf{f}_s^{v_2 \pm v_1; f_{s2} \pm f_{s1}}}{2\mu_0} + \frac{\Lambda_0 \Lambda_s \mathbf{f}_s^{2v \pm k_s Z_s; 2f_s \pm f_s}}{4\mu_0} + \frac{\Lambda_0 \Lambda_s \mathbf{f}_s^{(v_2 \pm v_1) \pm k_s Z_s; (f_{s2} \pm f_{s1}) \pm f_s}}{2\mu_0} \\ & + \frac{\Lambda_s \mathbf{f}_s^{2v \pm 2k_s Z_s; 2f_s \pm 2f_s}}{16\mu_0} + \frac{\Lambda_s \mathbf{f}_s^{2v \pm (k_{s2} \pm k_{s1}) Z_s; 2f_s \pm (f_{s2} \pm f_{s1})}}{8\mu_0} \\ & + \frac{\Lambda_s \mathbf{f}_s^{(v_2 \pm v_1) \pm 2k_s Z_s; (f_{s2} \pm f_{s1}) \pm 2f_{s1}}}{8\mu_0} \\ & + \frac{\Lambda_s \mathbf{f}_s^{(v_2 \pm v_1) \pm (k_{r2} \pm k_{r1}) Z_s; (f_{s2} \pm f_{s1}) \pm f_s}}{4\mu_0} \end{aligned} \quad (3.1.9)$$

On retrouve pour le groupe 1, huit sous-groupes d'harmoniques alliant :

- La perméance Λ_0 moyenne de l'entrefer.
- La perméance Λ_s de denture statorique, dénommé « effet de denture ».
- La force magnétomotrice statorique f_s , dénommé « effet d'armature ».
- La perméance Λ_0 , Λ_s de denture statorique et la force magnétomotrice statorique f_s , respectivement dénommé effet de « denture, armature ».

Le **Tableau 24** résume les ordres spatiaux et les fréquences porteuses pour le groupe 1, On notera que pour chaque effet, il existe des harmoniques propres et des harmoniques interactions, des interactions entre les effets avec des harmoniques propres, enfin des interactions entre les effets avec des interactions d'harmoniques

Tableau 24:Ordres spatiaux et fréquences porteuses-Pression radiale dans l'entrefer-Groupe 1

	Ordre spatial	Fréquence
Sous-groupe 1 : Propre Effet d'Armature : $\Lambda_0 \times f_s$	$2v$	$2f_s$
Sous-groupe 2 : Interaction Effet d'Armature : $\Lambda_0 \times f_s$	$v_2 \pm v_1$	$2f_s$
Sous-groupe 3 : Effet d'Armature-denture : $\Lambda_0 \times \Lambda_s \times f_s$	$2v \pm k_s Z_s$	$2f_s \pm f_s$
Sous-groupe 4 : Interaction Effet d'Armature-denture : $\Lambda_0 \times \Lambda_s \times f_s$	$(v_2 \pm v_1) \pm k_s Z_s$	$2f_s$
Sous-groupe 5 : Effet Armature-Denture : $\Lambda_s \times f_s$	$2(v \pm k_s Z_s)$	$2f_s$
Sous-groupe 6 : Interaction Effet Armature-Denture : $\Lambda_s \times f_s$	$2v \pm (k_2 \pm k_1) Z_s$	$2f_s$
Sous-groupe 7 : Interaction Effet Armature-Denture : $\Lambda_s \times f_s$	$(v_2 \pm v_1) \pm 2k_s Z_s$	$2f_s$
Sous-groupe 8 : Interaction Effet Armature-Denture : $\Lambda_s \times f_s$	$(v_2 \pm v_1) \pm (k_2 \pm k_1) Z_s$	$2f_s$

On donne **Figure 137 a**, la vue globale, pour la machine M1, des raies de pression liées à l'effet de l'armature (sous-groupe 1 et 2), **Figure 137 b** une vue zoomée. On précise que l'outil calcule tous les ordres par défaut susceptibles d'exister pour une amplitude égale à l'unité. Pour autant, certains d'entre eux, pour un cas réel de machine pourraient ne pas exister.

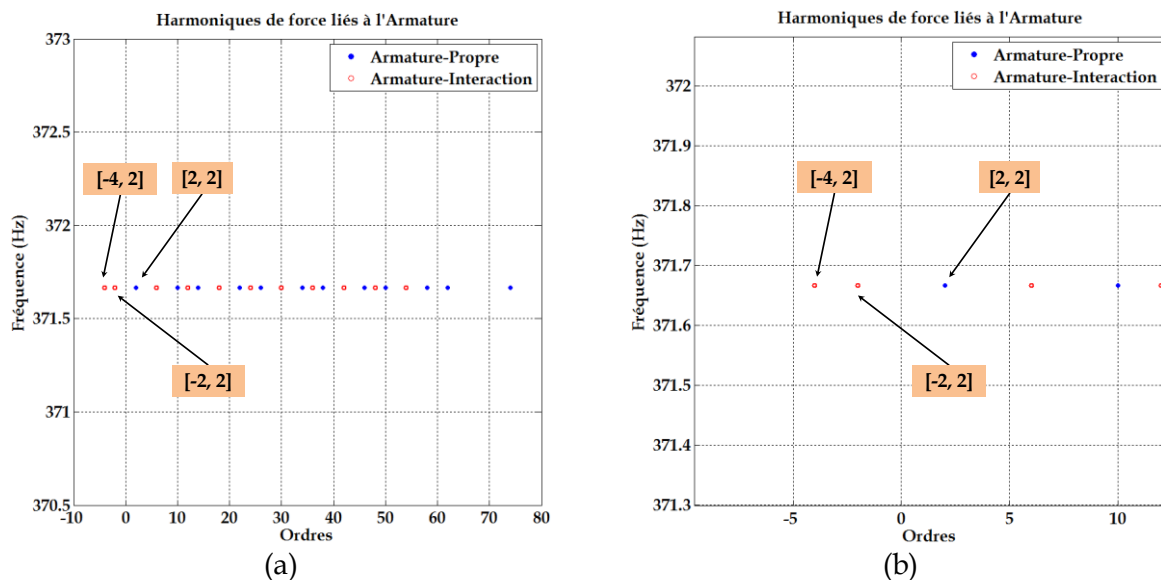


Figure 137: Harmoniques d'ordre faible de pression radiale-ACHFO

3.1.2.2 Combinaison d'harmonique pour le groupe 2

De la même manière que précédemment, on calcul la pression radiale à partir de la relation (3.1.8).

$$\begin{aligned} \sigma_n^{r,f}(\text{Gr 2}) = & \frac{1}{2\mu_0} \left(\Lambda_0^2 + 2 \Lambda_0 \Lambda_s^{k_s Z_s; f_s} + 2 \Lambda_0 \Lambda_r^{k_s Z_s; f_s} + \Lambda_s \Lambda_r^{k_s Z_s \pm k_r Z_r; f_s \pm f_r} + \frac{1}{2} \Lambda_s^{2k_s Z_s; 2f_s} \right. \\ & + \Lambda_s^{k_s 2 Z_s \pm k_s 1 Z_s; f_s 2 \pm f_s 1} + \frac{1}{2} \Lambda_r^{2k_r Z_r; 2f_r} + \Lambda_r^{(k_r 2 \pm k_r 1) Z_r; f_r 2 \pm f_r 1} \left. \right) \times \left(\frac{1}{2} f_r^{2v; 2f_s} \right. \\ & \left. + f_r^{v_1 \pm v_2; f_s 1 \pm f_s 2} \right) \end{aligned} \quad (3.1.10)$$

Si l'on considère l'hypothèse évoquée précédemment on peut négliger la saillance rotorique

$$\begin{aligned} \sigma_n^{r,f}(\text{Gr 2}) = & \frac{\Lambda_0^2 f_r^{2\mu p; 2f_s}}{4\mu_0} + \frac{\Lambda_0^2 f_r^{\mu p_2 \pm \mu p_1; f_s 2 \pm f_s 1}}{2\mu_0} + \frac{\Lambda_0 \Lambda_s f_r^{2\mu p \pm k_s Z_s; 2f_s \pm f_s}}{4\mu_0} \\ & + \frac{\Lambda_0 \Lambda_s f_r^{(\mu p_2 \pm \mu p_1) \pm k_s Z_s; (f_s 2 \pm f_s 1) \pm f_s}}{2\mu_0} + \frac{\Lambda_s f_r^{2\mu p \pm 2k_s Z_s; 2f_s \pm 2f_s}}{16\mu_0} \\ & + \frac{\Lambda_s f_r^{2\mu p \pm (k_s 2 \pm k_s 1) Z_s; 2f_s \pm (f_s 2 \pm f_s 1)}}{8\mu_0} + \frac{\Lambda_s f_r^{(\mu p_2 \pm \mu p_1) \pm 2k_s Z_s; (f_s 2 \pm f_s 1) \pm 2f_s 1}}{8\mu_0} \\ & + \frac{\Lambda_s f_r^{(\mu_2 \pm \mu p_1) \pm (k_r 2 \pm k_r 1) Z_s; (f_s 2 \pm f_s 1) \pm f_s}}{4\mu_0} \end{aligned} \quad (3.1.11)$$

Comme précédemment, on retrouve pour le groupe 2, huit sous-groupes d'harmoniques alliant :

- La perméance Λ_0 moyenne de l'entrefer.
- La perméance Λ_s de denture statorique, dénommé « effet de denture ».
- La force magnétomotrice rotorique f_r , dénommé « effet des aimants ».
- La perméance Λ_0 , Λ_s de denture statorique et la force magnétomotrice rotorique f_r , dénommé effet « denture, aimants ».

Le [Tableau 25](#) résume les ordres spatiaux et les fréquences porteuses pour le groupe 2.

Tableau 25: Ordres spatiaux et fréquences porteuses-Pression radiale dans l'entrefer-Gruppe 2

	Ordre spatial	Fréquence
Sous-groupe 9 : Propre Effet des Aimants : $\Lambda_0 \times f_r$	$2\mu p$	$2\mu f_s$
Sous-groupe 10 : Interaction Effet des Aimants : $\Lambda_0 \times f_r$	$(\mu_2 \pm \mu_1)p$	$(\mu_2 \pm \mu_1)f_s$
Sous-groupe 11 : Effet Aimants-denture : $\Lambda_0 \times \Lambda_s \times f_r$	$2\mu p \pm k_s Z_s$	$2\mu f_s$
Sous-groupe 12 : Interaction Effet Aimants-denture : $\Lambda_0 \times \Lambda_s \times f_r$	$(\mu_2 \pm \mu_1) \pm k_s Z_s$	$2(\mu_2 \pm \mu_1) f_s$
Sous-groupe 13 : Effet Aimants-Denture : $\Lambda_s \times f_r$	$2(\mu p \pm k_s Z_s)$	$2\mu f_s$
Sous-groupe 14 : Interaction Effet Aimants-Denture : $\Lambda_s \times f_r$	$2\mu p \pm (k_2 \pm k_1) Z_s$	$2\mu f_s$
Sous-groupe 15 : Interaction Effet Aimants-Denture : $\Lambda_s \times f_r$	$(\mu_2 \pm \mu_1) \pm 2k_s Z_s$	$2(\mu_2 \pm \mu_1) f_s$
Sous-groupe 16 : Interaction Effet Aimants-Denture : $\Lambda_s \times f_r$	$(\mu_2 \pm \mu_1) \pm (k_2 \pm k_1) Z_s$	$2(\mu_2 \pm \mu_1) f_s$

On donne *Figure 138 a*, la vue globale, pour la machine M1, des raies de pression liées à l'effet des aimants (sous-groupe 9 et 10), *Figure 138 b* une vue zoomée. Par défaut, l'outil calcule tous les ordres susceptibles d'exister, pour une amplitude égale à l'unité. Cependant, pour un cas réel de machines certains de ces harmoniques n'existent pas.

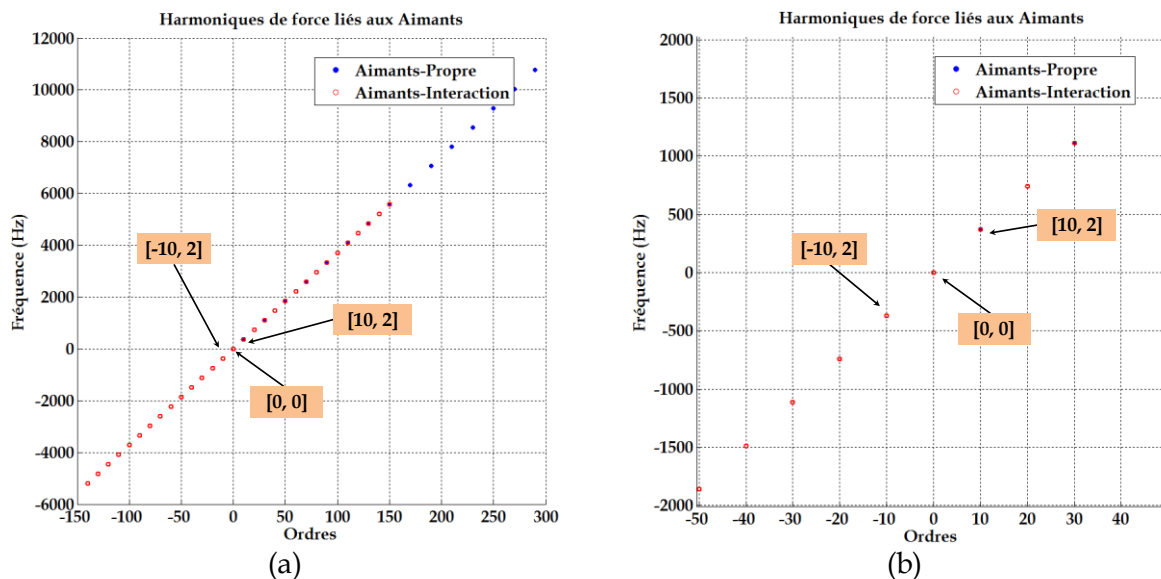


Figure 138: Harmoniques d'ordre faible de pression radiale-ACHFO

3.1.2.3 Combinaison des harmoniques pour le groupe 3

De la même manière que précédemment, on calcul la pression radiale à partir de la relation (3.1.8).

$$\begin{aligned} \sigma_n^{r,f}(\text{Gr 3}) = & \frac{1}{2\mu_0} \left(\Lambda_0^2 + 2 \Lambda_0 \Lambda_s^{k_s Z_s; f_s} + 2 \Lambda_0 \Lambda_r^{k_s Z_s; f_s} + \Lambda_s \Lambda_r^{k_s Z_s \pm k_r Z_r; f_s \pm f_r} + \frac{1}{2} \Lambda_s^{2k_s Z_s; 2f_s} \right. \\ & + \Lambda_s^{k_s 2Z_s \pm k_{s1} Z_{s1}; f_{s2} \pm f_{s1}} + \frac{1}{2} \Lambda_r^{2k_r Z_r; 2f_r} \\ & \left. + \Lambda_r^{(k_{r2} \pm k_{r1}) Z_r; f_{r2} \pm f_{r1}} \right) \times \left(\frac{1}{2} f_r f_s^{\mu_1 \pm \nu_2; f_{s1} \pm f_{s2}} \right) \end{aligned} \quad (3.1.12)$$

Si l'on considère l'hypothèse évoquée, on peut négliger la saillance rotorique, on retrouve donc :

$$\begin{aligned} \sigma_n^{r,f}(\text{Gr 3}) &= \frac{\Lambda_0^2 f_r f_s^{2\mu p; f_s \pm f_r}}{4\mu_0} + \frac{\Lambda_s f_r f_s^{(\mu p \pm \nu) 2k_s Z_s; (f_s \pm f_r) \pm 2f_s}}{16\mu_0} + \frac{\Lambda_0 \Lambda_s f_r f_s^{(\mu p \pm \nu) \pm k_s Z_s; (f_r \pm f_s) \pm f_s}}{4\mu_0} \\ &+ \frac{\Lambda_s f_r f_s^{(\mu p \pm \nu) \pm (k_{r2} \pm k_{r1}) Z_s; (f_r \pm f_s) \pm 2f_s}}{8\mu_0} \end{aligned} \quad (3.1.13)$$

On retrouve ici, quatre sous-groupes tributaires de la combinaison de la perméance et de la force magnétomotrice.

Le [Tableau 26](#) résume les ordres spatiaux et fréquences porteuses pour le groupe 3.

Tableau 26: Ordres spatiaux et fréquences porteuses-Pression radiale dans l'entrefer-Groupe 3

	Ordre spatial	Fréquence
Sous-groupe 17 : Effet des Aimants -Armature $\Lambda_0 \times f_s \times f_r$	$(\mu \pm \nu).p$	$f_s (\mu + 1)$
Sous-groupe 18 : Interaction Effet des Aimants-Armature- Denture $\Lambda_s \times f_r \times f_s$	$(\mu \pm \nu).p \pm 2k_s Z_s$	$f_s (\mu + 1)$
Sous-groupe 19 : Effet Aimants-Armature- Denture : $\Lambda_0 \times \Lambda_s \times f_r \times f_s$	$(\mu \pm \nu).p \pm k_s Z_s$	$f_s (\mu + 1)$
Sous-groupe 20 : Interaction Effet Aimants-Armature- Denture : $\Lambda_s \times f_r \times f_s$	$(\mu \pm \nu).p \pm (k_2 \pm k_1) Z_s$	$f_s (\mu + 1)$

On donne [Figure 138 a](#), la vue globale pour la machine M1, des raies de pression liées à l'effet combiné des aimants et de l'armature (sous-groupe 17), [Figure 139 b](#) une vue zoomée.

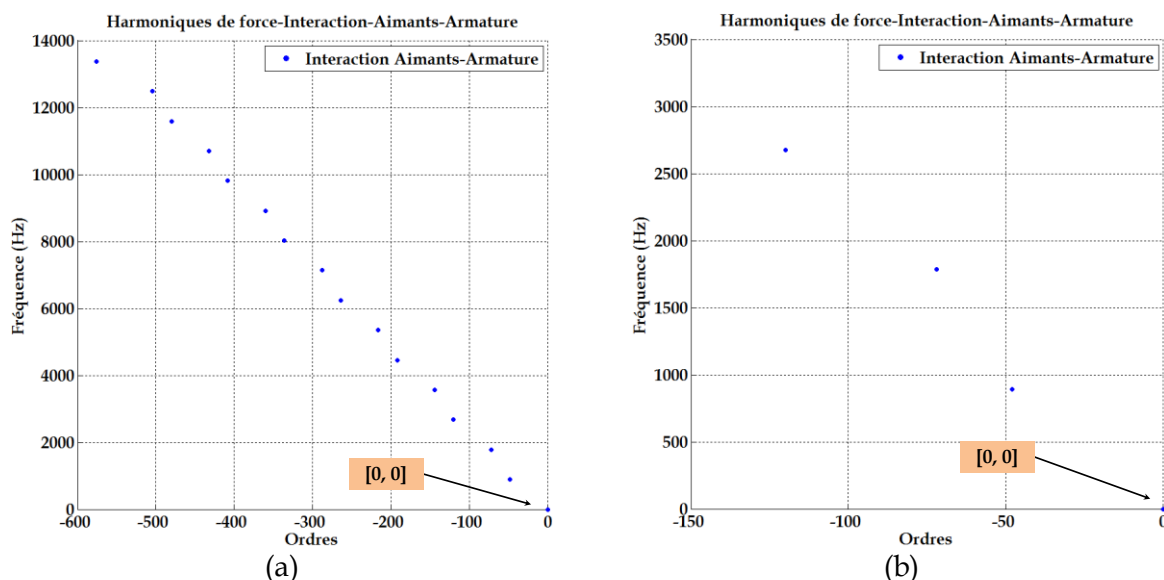


Figure 139: Harmoniques d'ordre faible [0,0] de pression radiale-ACHFO

On retrouve l'ordre [0,0] en lien avec les résultats de la pression radiale calculée par l'outil analytique, *Figure 111* et *Figure 120* en lien avec la pression radiale des aimants obtenue par EF.

3.1.2.4 Bilan des origines de l'ordre [2,2]

Le *Tableau 27* dresse le bilan des origines de l'ordre 2 à 2fs de la pression radiale dans l'entrefer, on y retrouve les effets qui prédominent, notamment l'armature qui souligne l'importance du bobinage, les effets liés à la denture (perméance), enfin les interactions des effets liés aux aimants, la perméance et l'armature.

Tableau 27: Bilan des effets à l'origine de l'ordre 2 à 2fs.

Harmoniques H dus aux effets de:	
Armature	
$2v$	$H_v 1$
$(v_2 \pm v_1)$	$H_b 5, H_b 7, H_v 11, H_b 33, \dots$
Interaction-Aimants-Denture	
$(\mu_{th} \pm \mu_{th}).p \pm k.Z_s$	$H_\mu 1, H_\mu 3 ; (k=1)$
Armature-Aimants	
$(\mu \pm v).p$	$(H_\mu 1 (*p), H_b 7); (H_\mu 3 (*p), H_b 23);$
Aimants-Denture-Armature-	
$(\mu \pm v).p \pm k_s Z_s; k=\{0,1,3,\dots\}$	$H_b 5, H_\mu 3 (k=1)$

On peut alors conclure que cet outil offre la possibilité, de calculer les ordres spatio-temporels de la pression radiale dans l'entrefer. Le classement et la désignation des effets liés aux combinaisons entre les composantes de la perméance globale et la force magnétomotrice totale donnent les origines des raies de pression radiale et leurs fréquences porteuses. Cet aspect se révèle intéressant pour le concepteur qui peut très rapidement savoir si la machine est potentiellement génératrice d'ordres favorisant les nuisances sonores. Les formulations données dans les tableaux des sous-groupes peuvent être facilement implantés dans un

logiciel de calcul, Matlab par exemple, les résultats peuvent alors être réalisés dans des temps très court. Cependant, cet outil prédictif se doit d'évoluer et pourrait prendre en compte les effets liés à la saturation, des effets de saillance du rotor et de la saillance mutuelle stator-rotor, troisième terme de l'équation de J.F.Brudny, (2.2.8), § 2.2.3.

L'outil a montré que l'interaction des aimants et de la denture génère un ordre $[\pm 2, 2]$. Cela avait été démontré lors de l'analyse de la perméance, notamment le quatrième terme couplant l'effet de mutuelle entre le stator et le rotor. L'analyse du *Tableau 27* montre que l'effet lié à l'armature prédomine pour cet ordre faible, cela souligne l'importance du bobinage en terme et des raies d'excitation qu'il peut générer.

3.1.3 Avantages et inconvénients des deux démarches proposées

Le produit de convolution présente l'avantage de donner l'origine des raies avec précision, c'est-à-dire, avec la connaissance de l'amplitude des grandeurs. Il nous a permis par exemple de retrouver sur une machine classique (48s - 8p) les origines de l'ordre spatio-temporel $[0, 12]$ qui est connu sur les problématiques du bruit des MSAPS. Par contre, cette approche nécessite une simulation au préalable demandant l'allure spatio-temporelle de l'induction dans l'entrefer. Ce point peut être délicat dans une phase de pré-design car, souvent, les modèles exploités dans ce cas ne prennent pas en compte les harmoniques. En effet, ces modèles sont souvent limités au fondamental. Il faut donc soit exploiter un outil E.F. ou alors construire un modèle permettant l'intégration des harmoniques de FMM et de perméance comme cela a été présenté au chapitre II. De plus, il faut souligner une difficulté majeure qui consiste à se limiter à une gamme d'ordres spatio-temporels pour le traitement du produit de convolution. Prendre en ligne de compte la totalité de la matrice d'induction peut avoir pour conséquence des temps de calculs allant de quelques minutes à quelques heures. Dans les différents cas, nous nous sommes limités à des matrices $30 * 30$ donnant un bon compromis précision -temps de calcul.

L'outil ACHFO a quant à lui l'avantage de ne pas nécessiter de simulations temporelles. Il se base sur la connaissance des rangs spatio-temporels des harmoniques de la FMM, de la perméance, etc... Nous avons pu montrer la bonne concordance des origines sur le cas de la machine 12s-10p en ne considérant qu'une partie des phénomènes. Par contre, la difficulté est de ne pas connaître l'amplitude des grandeurs comme cela est le cas pour le produit de convolution. On a pu voir que ce point était important car pour l'origine des raies de pression, il existe plusieurs harmoniques d'induction. On peut ainsi se baser sur les amplitudes les plus importantes pour réduire l'amplitude de la raie de pression. Aussi on peut intégrer des phénomènes supplémentaires, comme la perméance de denture stator - rotor (Λ_{sr}), mais le développement du calcul augmente considérablement et très lourd à analyser au regard du nombre de solutions possibles. Au final, ces 2 approches présentent des avantages mais aussi des inconvénients liées à leur d'exploitation. Leur avantage est de permettre l'identification « automatique » des raies de pression en lien avec l'objectif que nous nous sommes fixés.

Aussi, nous avons travaillé sur une autre approche par optimisation en vue de concevoir des machines silencieuses. Cette dernière sera abordée par la suite dans ce chapitre. On se propose auparavant de vérifier par une mesure sur une machine réelle l'existence de cet ordre faible.

3.1.4 Prototype et expérimentations

3.1.4.1 Présentation du prototype

Le prototype réalisé, *Figure 140a-d*, est une machine similaire à la machine synchrone surfacique M1. On peut y apprécier la machine dans son ensemble, le stator et les têtes de bobines, le rotor doté des aimants, enfin une vue d'un aimant en « calotte ». La machine est dotée d'un bobinage dentaire double couche présenté au chapitre second, *Figure 64*. Ses caractéristiques dimensionnelles et électriques sont données *Tableau 28*.

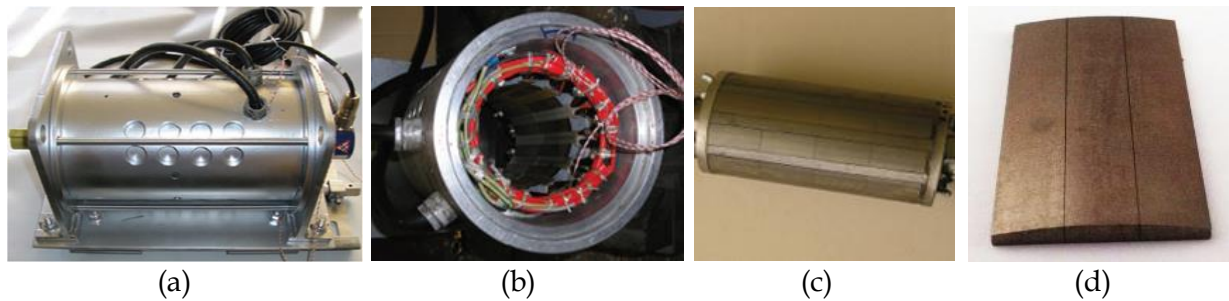


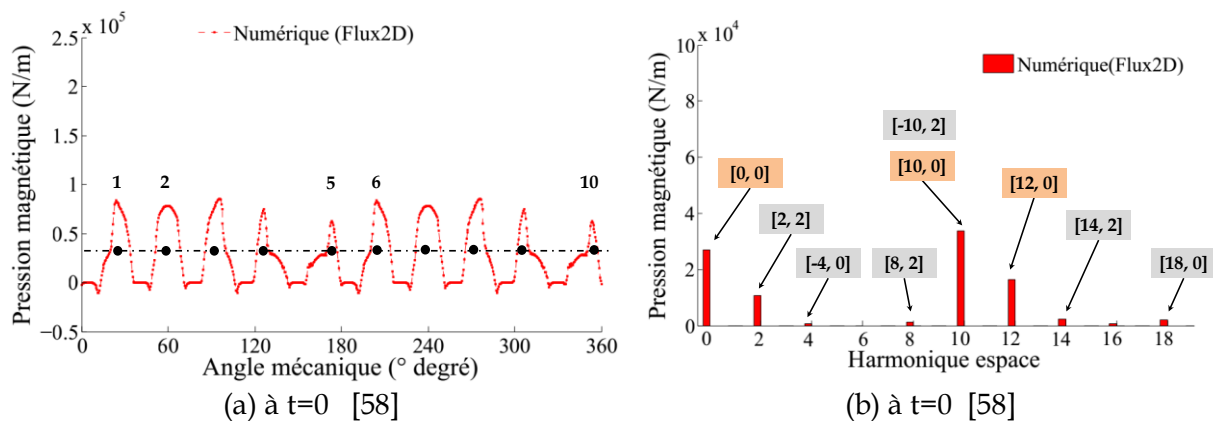
Figure 140: Prototype MSAPS-Machine M1-

Tableau 28: Caractéristiques du prototype

Caractéristiques Mécaniques				Caractéristiques électriques					
D_{ext}	L_{fer}	$D_{alésage}$	D_{rotor}	F_s (Hz)	U_{ph} (V)	I_{nom} (A)	N (tr/mn)	P_{nom} (kW)	Γ_u (Nm)
65	150	63.5	62.5	50	85	16	3000	1	3.2

Dès lors on peut présenter le comportement magnétique de la machine. *Figure 141 a-b*, on peut observer les allures spatiotemporelle et spectrale de la pression radiale réalisées pour le prototype à partir d'une simulation numérique par EF. Ces représentations prennent place dans l'axe temporel à l'instant $t=0$. On y retrouve la pression radiale, *Figure 141 a* pour la simulation par EF et *Figure 141 c* le résultat analytique.

Sur la *Figure 141 b*, le spectre de la pression montre un certain nombre de raies repérées dans l'axe spatial strictement positif. Elles ont pu être identifiées grâce aux résultats donnés par l'outil analytique, *Figure 141 d*. On notera dans ce cas l'intérêt de la représentation spatio-temporelle.



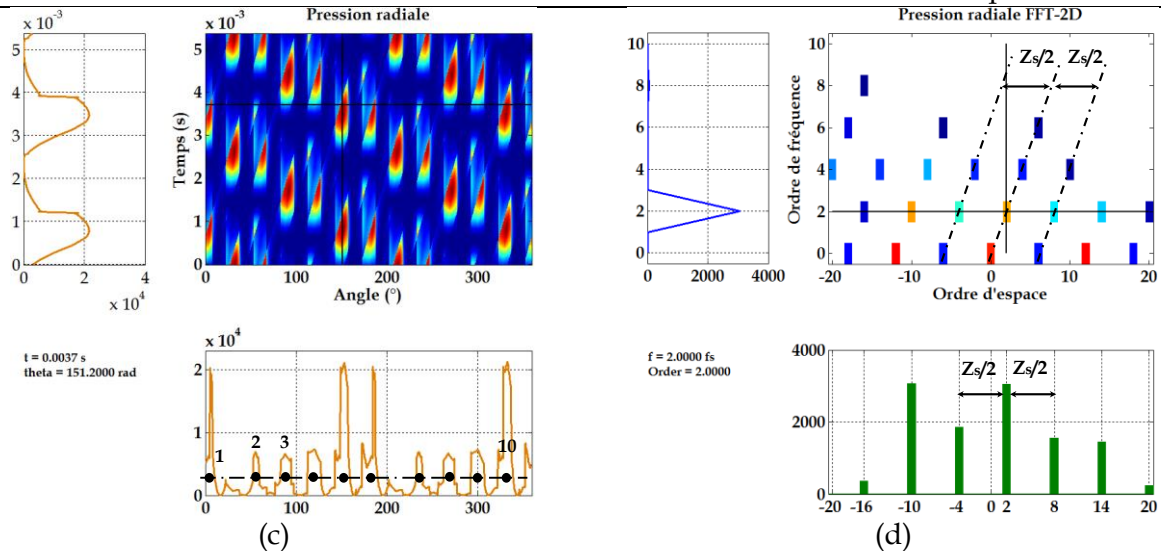


Figure 141: Prototypé-MSAPS-comparaison de la pression radiale et FFT 2D M1

L'observation des spectres affiche les ordres $[0,0]$, $[12,0]$ respectivement en lien avec la perméance moyenne, la perméance de denture statorique qui donne le nombre d'encoches, *Figure 98*. L'ordre $[10,0]$ est présent également et renseigne sur la denture rotorique de la machine déjà observé *Figure 99*. Les ordres grisés $[-4,0]$, $[-10,2]$, *Figure 141 b*, où pour le cas présent, apparaissent sans tenir compte du sens de l'onde pour les ordres. En comparaison les résultats de données par l'outil de calcul analytique donne le sens de l'onde pour un ordre donnée et le positionne dans l'axe temporel.

3.1.4.2 Expérimentation et mesures vibro-acoustiques.

Un système quelconque, comme un ouvrage d'art, une machine électrique...possède des modes de déformations mécaniques qui lui sont propres. Ces « modes propres » sont également appelés « modes libres ». Ces systèmes sont dans certains cas soumis à des forces d'excitations dénommés « modes forcés ». Ces modes forcés peuvent être, par exemple le vent pour un pont traversant une rivière, un séisme pour un ouvrage d'art, la pression magnétique pour une machine électrique. Ces modes forcés d'excitation, portés par des fréquences, peuvent dans certaines conditions, coïncider avec les fréquences relatives aux modes propres de la structure du système concerné, c'est la résonance. Par voie de conséquence elle se déforme, engendre des vibrations qui se propagent dans le milieu environnant. Il résulte alors de ces vibrations des nuisances sonores préjudiciables pour l'oreille humaine. (cf, §1.5 chapitre I et *annexe D*).

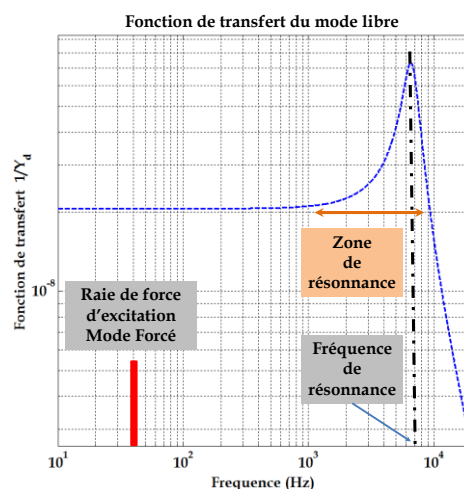


Figure 142: Mode forcé - Mode libre

Dans notre cas, l'étude menée a montré l'existence d'ordres faibles pour la pression magnétique. Ces ordres représentent donc des sources d'excitation (modes forcés) pour la structure. Afin de vérifier les risques de résonance (modes libres-modes forcés), il convient de réaliser une Analyse Modale Expérimentale (AME) pour identifier les modes propres puis une Analyse Modale Opérationnelle (AMO), de l'Anglais Operational Deflexion Shape (ODS) qui permettra de connaître l'origine des modes forcés.

▪ **Analyse modale Expérimentale (AME)**

Pour le cas qui nous concerne, on souhaite vérifier l'existence des modes libres du prototype plus particulièrement le mode mécanique $m=2$ et sa fréquence porteuse f_m . Pour ce faire, une Analyse Modale Expérimentale (AME), de la structure statorique a été réalisée. Cette technique consiste à exciter le stator de la machine en plusieurs points, à l'aide d'un marteau à chocs et de mesurer par le biais d'un accéléromètre positionné en un unique point, la réponse (accélération) sur une plage de fréquence prédéfinie. On précise que ces mesures ont été réalisées à partir d'un module acquisition associé à un logiciel de traitement Pulse LabShop software. Le *Tableau 29* résume les relevés effectués pour les modes libres de déformations mécaniques du prototype.

Tableau 29: Modes libres et fréquence porteuses -Prototype

Mode libre m	0	1	2	3
Fréquence f_m (Hz)	9512	-	1552	3988

3.1.4.3 Mode opératoire expérimental

L'expérimentation menée et décrite ci-dessous, a pour but de valider les travaux réalisés au cours des chapitres précédents. Nous avons vu au chapitre premier, *Figure 46*, la démarche utilisée par le modèle électromagnétique. Les simulations réalisées, associées aux outils de calculs analytiques et prédictifs ont montré l'existence d'ordre faible et leurs origines. Dès lors, on se propose sur le prototype en fonctionnement de vérifier l'existence de l'ordre [2,2].

Pour ce faire une Analyse Modale Opérationnelle (AMO), (ODS) décrite au paragraphe suivant, a été réalisée.

Pour mener à bien cette mesure, la machine à tester est couplée à une machine et différents constituants, de contrôle, de mesure et d'acquisition, *Figure 143*.

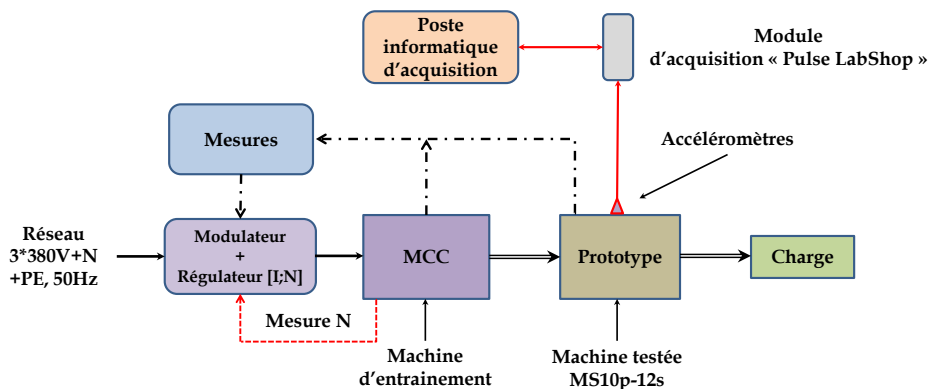


Figure 143: Synoptique de mesure du mode faible [2,2].

On retrouve sur le synoptique la machine à courant continu d’entraînement associée à modulateur d’énergie intégrant une régulation de vitesse, différents appareils de mesures et capteurs, un module d’acquisition « Pulse LabShop », un poste informatique pour l’acquisition et le traitement des données et une charge linéaire. On précise que le couplage des machines est réalisé à partir d’un manchon souple, (caoutchouc-néoprène). L’analyse du synoptique présenté ci-dessus, parle d’elle-même, en effet on peut comprendre que les tests sont réalisés pour un fonctionnement en générateur. Ce choix délibéré isole ainsi la machine de tout risque d’injection de raies supplémentaires, générées par un modulateur d’énergie dans le cas d’un fonctionnement moteur. L’expérience est menée à vitesse constante $N_s = f_s/p$, on précise que la charge appliquée à la machine est réglée de sortes à obtenir un courant de 4 A, soit 25% du courant nominal.

▪ **Analyse modale opérationnelle (AMO)**

Sur le synoptique présenté, *Figure 143*, on peut voir un module d’acquisition, « Pulse LabShop software », ce dernier nous permet de réaliser une « Operational Deflexion Shape » (ODS) afin de mesurer et quantifier le mode faible [2,2]. Cette méthode s’appuie sur l’utilisation de dix accéléromètres et un accéléromètre fixe servant de référence, les autres positionnés en dix points sur la circonférence de la machine, *Figure 144*. La mesure est alors réalisée et acquise par le module et traitée par la suite.

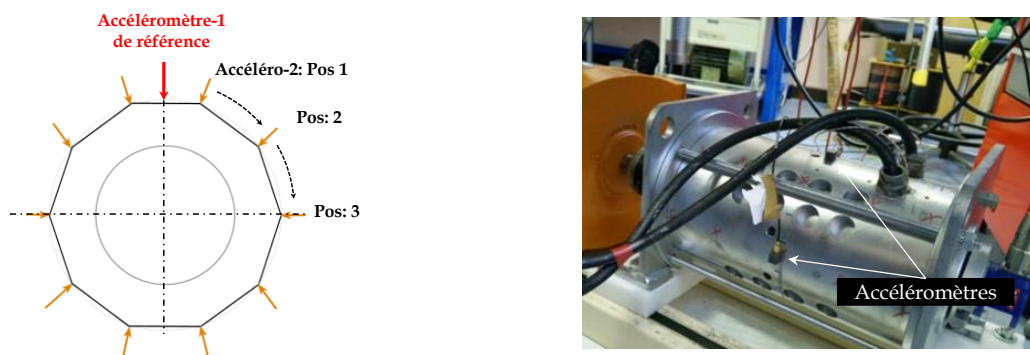


Figure 144: Position et mode opératoire-ODS

On retrouve, *Figure 145 a*, une onde progressive pour le mode [2,2] qui évolue en fonction du temps (figures numérotées de 1 à 4). La *Figure 145 b*, montre quant à elle la mesure de la fréquence porteuse et l’amplitude de l’accélération.

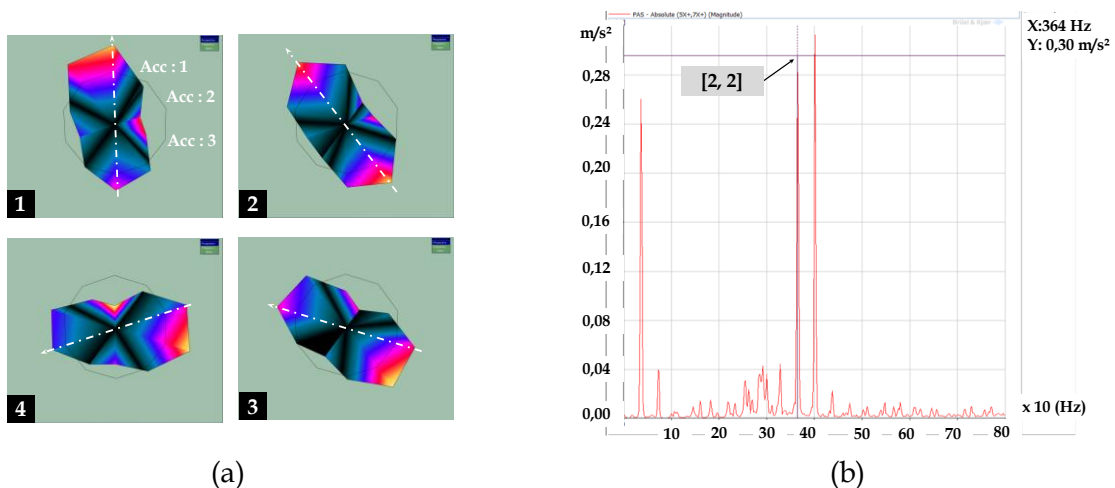


Figure 145:Onde de vibration pour le mode [2,2]

On vérifie sur les figures précédentes que l'ordre faible [2,2] est bien présent. Cette mesure valide à la fois les résultats donnés par les modèles, analytique de calcul, ceux donnés par les modèles prédictifs associés au produit de convolution et ACHFO, enfin le modèle numérique par EF.

3.1.5 Conclusion

Dans cette partie nous avons présenté un prototype de machine modulaire, disponible au laboratoire, de type MS10p-12s. Elle est équivalente à l'une des machines candidates à cette étude, machine M1-MS 10p-12s. Une comparaison quantitative des raies de force dans l'entrefer à partir des résultats d'un modèle par EF et analytique à partir de l'outil présenté au chapitre II a permis de conforter les résultats déjà connus et montrer l'intérêt des représentations 2D pour la compréhension de l'analyse harmonique.

Un mode opératoire d'expérimentation visant à réaliser une Analyse Modale Opérationnelle (AMO) a également été présentée et a montré l'existence d'une onde d'ordre 2 à 2fs, vérifiant les résultats de l'outil analytique, du produit de convolution, de l'outil ACHFO et des simulations numériques par EF réalisés sur la machine M1. Enfin la confrontation de l'AME et de l'AMO montre que le mode forcé est porté par une fréquence environ 4 fois plus faible que le mode libre, *Tableau 29, Figure 145*.

3.2 Méthode inverse par optimisation

Au chapitre I, nous avons rappelé la démarche directe. La résolution d'un tel problème donne les performances du système, ici la machine électrique, à partir de la connaissance des paramètres et des caractéristiques de la structure. Cette démarche est rappelée *Figure 146*.



Figure 146 : Méthode de résolution d'un modèle direct

Dès lors si le modèle vérifie les conditions, d'existence, d'unicité et de stabilité, il est alors inversible. Par voie de conséquences, à partir des performances, imposées par le cahier des charges, il est possible d'obtenir au travers du modèle inverse, les paramètres et caractéristiques de la structure de la machine ou du système concerné, comme il est montré *Figure 147*.



Figure 147 : Méthode de résolution d'un modèle inverse

Dans son rapport de synthèse d'Habilitation à Diriger la Recherche [100], l'auteur présente un modèle inverse mettant en œuvre une démarche itérative à partir d'un modèle direct. Pour ce faire, un algorithme d'optimisation itératif est implanté dans la chaîne directe, de sorte à ce que les performances puissent converger vers celles souhaitées et

imposées par le cahier des charges. Cette méthodologie de résolution du problème inverse est illustrée *Figure 148*.

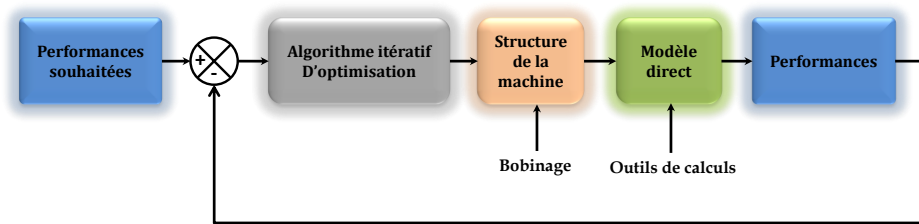


Figure 148 : Méthodologie de résolution du problème inverse à partir du modèle direct

3.2.1 Méthode inverse

Pour les performances recherchées égales à la méthode directe, *Figure 45*, *Figure 46*, la méthode inverse va consister à déterminer les caractéristiques de fonctionnement et les paramètres de la machine. F.Wurtz, dans sa thèse, [101], définit la notion de « problème inverse » comme la réciproque du « problème direct ». Aussi pour que le problème inverse puisse être résolu directement au sens de J.S Hadamard²⁰ il se doit de vérifier trois propriétés.

Considérons alors X et Y deux espaces normés, $\forall K: X \rightarrow Y$, l'équation $K.x = y$ (application linéaire ou non), le « problème est bien posé »²¹ si les hypothèses suivantes sont vérifiées

- Existence : $\forall, y \in Y$, il existe au moins un $x \in X$ tel que $K.x = y$
- Unicité : $\forall, y \in Y$, il y a au moins un $x \in X$ tel que $Kx = y$
- Stabilité : La solution x dépend de manière continue de la donnée y , c'est-à-dire pour tout $x_n \in X$ avec $Kx_n \rightarrow Kx$, alors $x_n \rightarrow x$ pour $n \rightarrow \infty$.

Il faut pour cette dernière propriété souligner le fait qu'elle doit tendre vers une solution convergente, en effet si une erreur existe la stabilité entrainera une solution proche de celle recherchée.

Le problème inverse ne peut se résoudre directement et se révèle plus compliqué à résoudre, compte tenu du fait que l'on peut déterminer plus d'une machine voire un nombre infini de machines et de paramètres le plus souvent sous contraintes, [102]. La complexité du problème inverse impose donc pour le résoudre, d'utiliser un procédé itératif, dont les résultats sont issus d'essais qui aboutissent à une, ou plusieurs solutions.

Pour l'heure, l'exploitation de cette méthodologie appliquée à notre problème inverse non linéaire, nous appliquerons un calcul partant de l'amplitude d'une raie de pression afin d'obtenir les origines ou contributions correspondantes.

Aussi nous avons pu tester différentes approches assimilables à des modèles « prédictifs » que l'on pourrait considérer comme « démarche inverse ». Dans un premier temps, l'application du produit de la FFT de l'induction radiale spatiotemporelle par elle-même, plus connu sous l'appellation du « produit de convolution », nous permettra de « conserver » les origines de chaque harmonique.

²⁰ Jacques Salomon Hadamard, Mathématicien Français, (1865-1963), connu pour ses travaux sur la théorie des nombres, analyse complexe, analyse fonctionnelle, géométrie différentielle, théorie des équations aux dérivées partielles. Il a également établi la notion de problème bien posé dans le domaine des équations différentielles.

²¹ Le concept mathématique du **problème bien posé** défini par J.S.Hadamard est qu'un modèle mathématique représentatif de phénomènes physiques doit vérifier les propriétés d'existence, d'unicité, stabilité ou convergence.

Dans un second temps, nous utiliserons un outil construit à partir des formulations des raies de pression principales et existantes établies à partir du contenu harmonique de l'induction radiale, cet outil a été baptisé Analytical Calculation Harmonics Force Order (ACHFO),[96].

Enfin, une approche différente itérative d'optimisation du bobinage implanté au stator de la machine sera présentée afin de compenser l'apparition d'ordres faibles de la pression radiale, ordres faibles portés par des fréquences situées dans le domaine audible. L'objectif n'est pas de proposer une analyse des raies dans ce cas particulier, mais de neutraliser directement certaines raies de pression par une plateforme d'optimisation Sophemis.

La résolution de ce problème est de toute évidence Non Linéaire (NL) et ne vérifie pas les conditions évoquées précédemment, l'inversion « directe » est donc impossible. Dès lors afin de résoudre notre problème inverse, nous avons opté de considérer un chaînage directe associé à une boucle d'optimisation, d'où l'appellation « méthodes inverses ». Ce point sera présenté au cours de ce chapitre.

Notre objectif sera de compenser l'apparition d'un ordre spatial de pression radiale spécifique de rang faible, porté par des fréquences situées dans le domaine audible. L'objectif n'est pas de proposer une analyse des raies dans ce cas particulier, mais de neutraliser directement certaines raies de pression. Nous avons choisi de modifier le type de bobinage implanté au stator afin de minimiser les raies de pressions radiales dont les vibrations et le bruit dépendent pour les machines électriques étudiées.

A fortiori, à partir des performances de la machine, on veut obtenir ses paramètres structurels et plus particulièrement le(s) bobinage(s) qui garantissent un fonctionnement donnant un niveau acoustique acceptable.

L'analyse harmonique menée au chapitre II a montré l'existence d'ordres faibles pour la pression radiale potentiellement dangereux en termes de nuisances acoustiques. En effet ces ordres faibles sont susceptibles d'entrer en résonance avec les modes mécaniques faibles, propres à la structure mécanique de la machine. Cette dernière selon les conditions de fonctionnements peut vibrer à des fréquences communes au spectre des fréquences audibles humaines et de surcroît à un niveau de puissance acoustique inacceptable. Notre méthode, illustrée *Figure 149* va donc consister à supprimer ou bien encore réduire l'amplitude d'une raie de la pression radiale dans l'entrefer qui mènent à un niveau sonore à risque suivant les conditions d'exploitation. Pour ce faire, l'algorithme d'optimisation devra évaluer la ou les solutions suivant les critères définis qui génèrent le moins d'harmoniques de pressions radiales. Bien évidemment, il est impossible de supprimer l'ensemble des raies de par les « défauts ou source d'harmoniques » rencontrés sur une machine comme l'effet de denture ou la réaction magnétique d'induit.

Une approche itérative par plans d'expériences sera menée et présentée avec pour objectif de compenser ou neutraliser l'apparition d'un ordre spatio-temporel de pression radiale. Pour cela, nous utiliserons de la plateforme d'optimisation « Sophemis » couplée à notre outil.

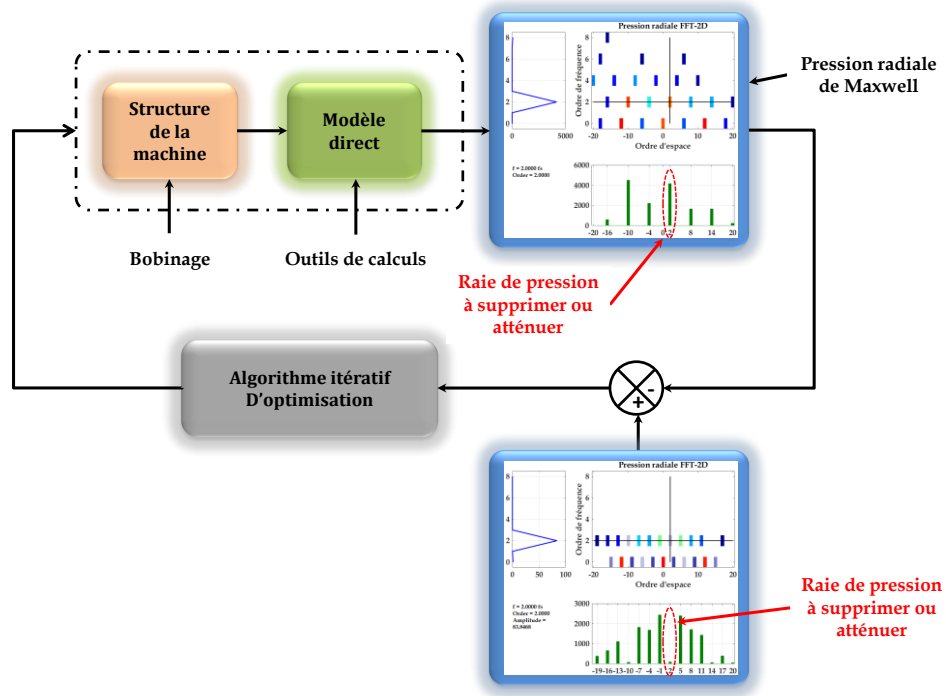
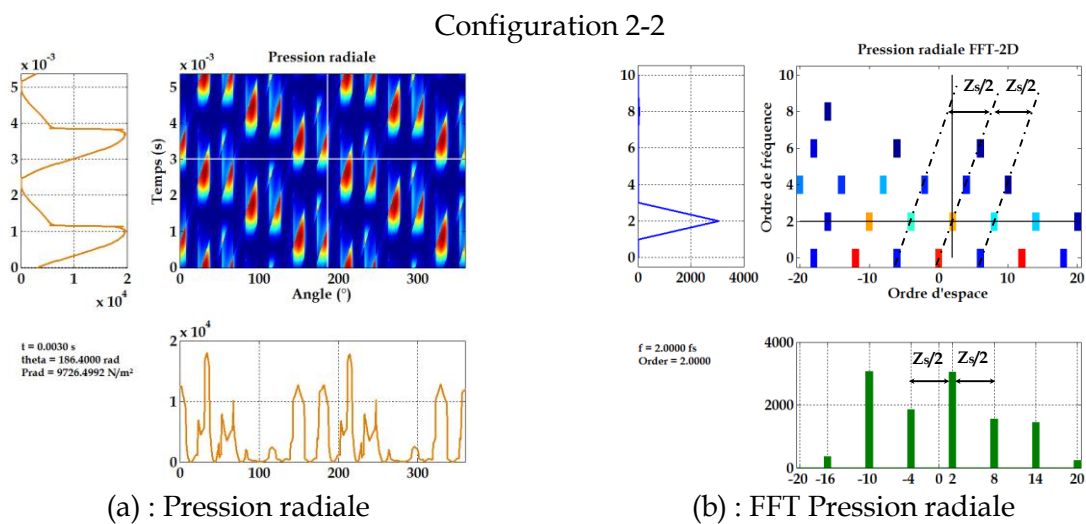


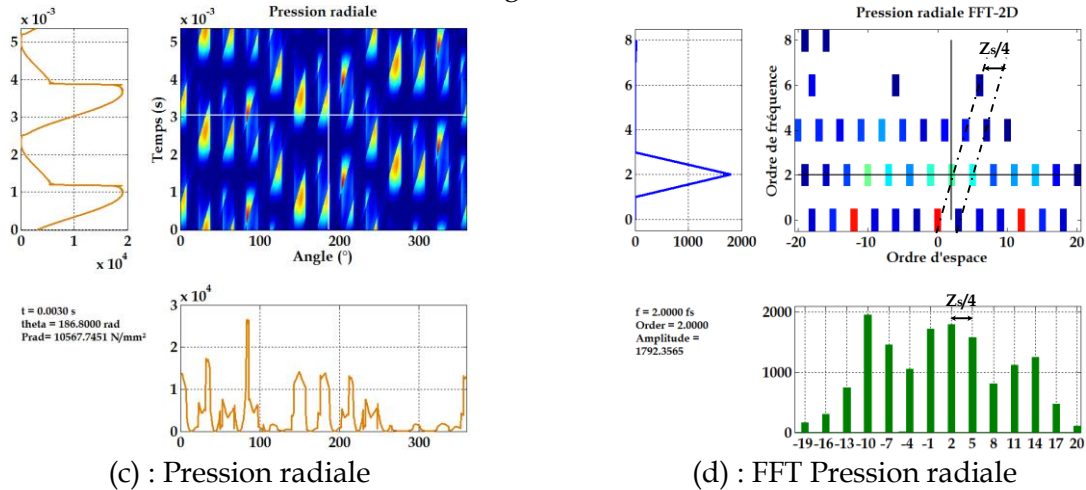
Figure 149: Méthode inverse à partir du modèle direct

3.2.2 Choix de la configuration du bobinage à optimiser.

Au chapitre précédent nous avons, *Figure 59*, présenté trois configurations de bobinages obtenues par la méthode de l'étoile des encoches. En guise d'exemples avant d'exploiter l'outil d'optimisation, nous avons donné les résultats au niveau des harmoniques de pressions pour ces 3 configurations. On retrouve *Figure 150 a-f*, respectivement la pression radiale associée à son spectre pour les trois configurations de bobinage.



Configuration 3-1



Configuration 4-0

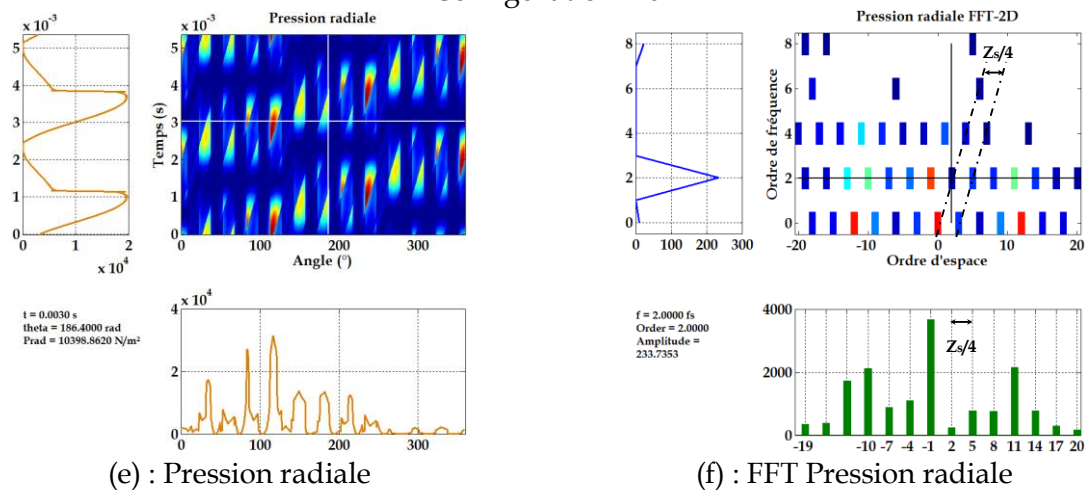


Figure 150: Comparaison de la pression radiale et la FFT pour les configurations 2-2, 3-1, 4-0-M1

L'observation des figures de la pression radiale, dans le temps et l'espace montre des aspects relativement proches pour un point choisi identique (t, α_s). Si l'on observe les *Figure 150 e-f*, on remarque que les spectres sont identiques en dehors des amplitudes plus faibles, en particulier pour l'ordre [2,2] de la configuration 4-0. On notera cependant que l'amplitude l'ordre [-1,2] est à contrario plus importante. La configuration 2-2, présente *Figure 150 b*, un spectre globalement moins riche mais un ordre [2,2] d'amplitude élevée, ordre de la pression radiale pour lequel nous nous sommes jusqu'à présent focalisé. Bien que notre outil offre la possibilité de considérer un ordre différent, nous choisirons l'ordre faible [2,2] en vue d'optimiser le bobinage et tenter ainsi de résoudre notre problème inverse.

Si on observe les allures de la FMM, *Figure 151 a-c* pour les configurations proposées, on remarque qu'elles présentent des allures spatiotemporelles quasiment identiques. On se propose de comparer les FFT, *Figure 151 d-f*.

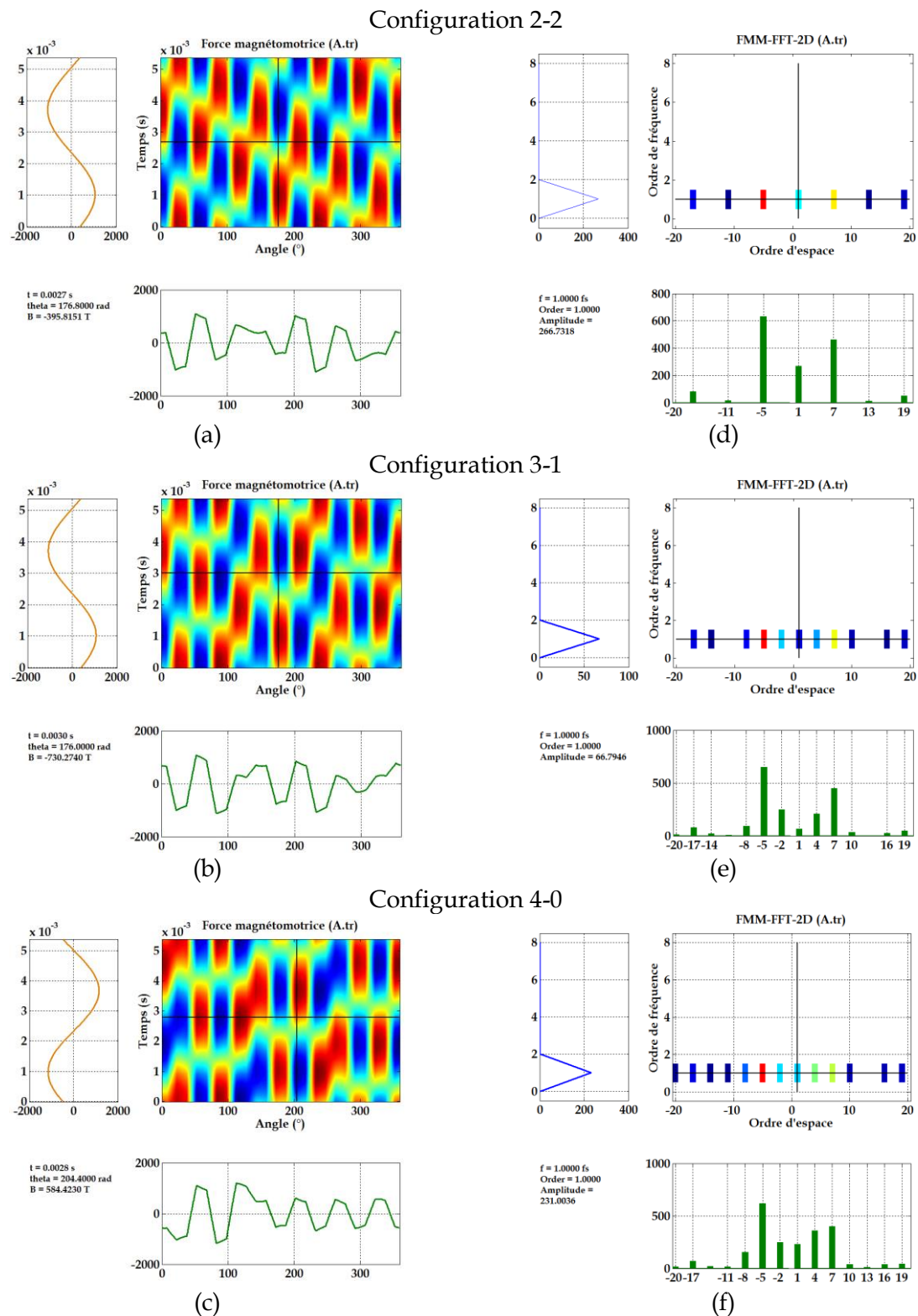


Figure 151: Comparaison de la FMM et FFT pour les configurations 2-2, 3-1, 4-0-M1

Les spectres présentent pour les configurations 3-1 et 4-0 un spectre riche en harmoniques pairs et impairs en lien avec le balourd magnétique. Cet exemple a permis de montrer l'importance du type de bobinage sur l'amplitude de la raie [2,2]. Ainsi, au vu du nombre de combinaisons possible, il est important de laisser l'outil d'optimisation générer tout type de bobinage afin de minimiser l'amplitude de cette raie.

3.2.3 Mise en œuvre de la méthode inverse

Pour résoudre notre problème inverse, nous avons opté pour une méthode inverse à partir d'un modèle direct. L'objectif recherché est de déterminer le bobinage à implanter, ce qui revient à déterminer le nombre de couches à implanter dans les encoches, le sens du bobinage. Dans cette optique on est amené à établir la fonction de bobinage N_{ph}^s , qui donnera pour la pression radiale un spectre délesté d'un ordre faible préalablement choisi, ou bien encore un ordre faible atténué.

Notre problème lié à la conception d'une machine silencieuse s'assimile donc à un problème mono-objectif avec contraintes. De manière générale, une solution S « faisable » impose la définition de contraintes égalité (h) et inégalités (g) exprimée par les relations (3.2.1) et (3.2.2) et définissent ainsi le domaine de faisabilité.

$$g_k(\mathbf{X}) \leq 0 \quad k = 1, \dots, n \quad (3.2.1)$$

$$h_k(\mathbf{X}) = 0 \quad k = 1, \dots, m \quad (3.2.2)$$

Nous souhaitons, ici minimiser une raie de pression radiale, notre problème d'optimisation à objectif unique compte tenu des contraintes précédentes, peut alors être formulé par la relation (3.2.3).

$$\min f(\mathbf{X}) = 0 \quad \mathbf{X} = \{x_1, x_2, \dots, x_i\} \in S \quad (3.2.3)$$

La *Figure 152*, illustre notre problème d'optimisation, on retrouve la fonction à minimiser, les contraintes ainsi que les paramètres et données relatives au cahier des charges.

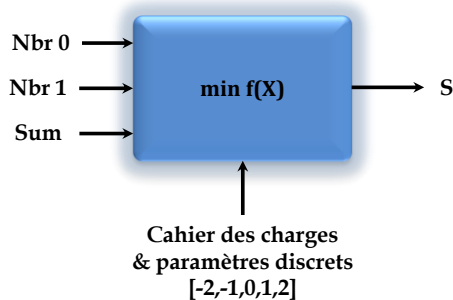


Figure 152: Problème d'optimisation à objectif unique

Au niveau des paramètres discrets placés sur cette figure, ils correspondent aux différentes possibilités de la matrice « fonction de bobinage N_{ph}^s » rappelé ci-dessous pour notre machine 12s-10p, *Figure 153*.

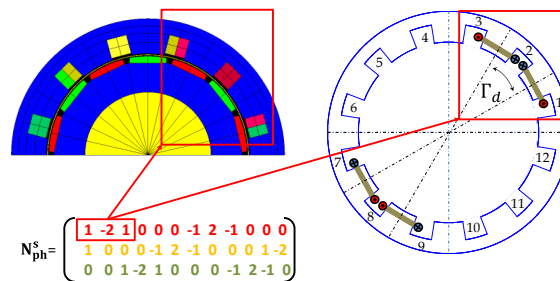


Figure 153: Fonction de bobinage et paramètres discrets

3.2.4 Application aux machines candidates

▪ Description de la démarche d'optimisation

Nous allons appliquer notre problème inverse aux machines candidates à l'étude, le cahier des charges impose le nombre d'encoches au stator, les dimensions de la machines, le point de fonctionnement, un bobinage dentaire... Ces paramètres sont identiques pour les machines considérées, hormis pour le nombre d'encoches de la machine asymétrique qui est impair. Dans un premier temps, nous traiterons le cas des machines modulaire et dans un second temps celui de la machine asymétrique.

Tout d'abord, il nous faut rappeler les valeurs des paramètres discrets en lien avec le bobinage dentaire double couche. Dans ce cas les encoches doivent accueillir deux bobines élémentaires. Par contre, en considérant phase par phase, il peut y avoir dans certaines encoches une ou deux bobines ou bien encore aucune, la matrice de bobinage $[N_{ph}^s]$ sera donc établie à partir des valeurs discrètes :

- 0 : aucune bobine élémentaire pour la phase considérée n'est implantée dans l'encoche.
- ± 1 : une bobine élémentaire pour la phase considérée est implantée dans l'encoche suivant le sens de bobinage.
- ± 2 : deux bobines élémentaires pour la phase considérée sont implantées dans l'encoche suivant le sens de bobinage.

On retrouve donc cinq niveaux de remplissage pour une même encoche. Au nombre de douze pour les machines modulaires, nous aurons donc 5^{12} solutions à déterminer. Pour un si grand nombre de possibilités, nous sommes amenés à utiliser un outil de calcul d'optimisation, Sophemis 4 ©, qui intègre différents algorithmes.

Les contraintes imposées à notre outil d'optimisation, relèvent du nombre de bobines élémentaires doubles « Nbr2 » ou nulle « Nr0 » dans l'encoche, le nombre de bobines élémentaires simples étant par voie de conséquence, tributaire de la somme algébrique, « Sum » des termes consécutifs non nuls égale à zéro. Ainsi, on a choisi d'imposer une somme « sum » totale nulle sur la même phase. C'est-à-dire un équilibre de 1, -1, 2 et -2 sur la même phase. Les valeurs de « Nbr0 et Nbr2 » sont imposés au minimum à 1.

Ci-dessous, *Figure 154* une vue du pré-processing sous l'outil Sophemis permettant d'imposer le cahier des charges ainsi que la fonction objectif à minimiser noté 'x' ci-dessous. Cette fonction est en réalité la valeur de l'amplitude de la raie de force de rang [2, 2] estimée par notre outil analytique présenté au chapitre II.

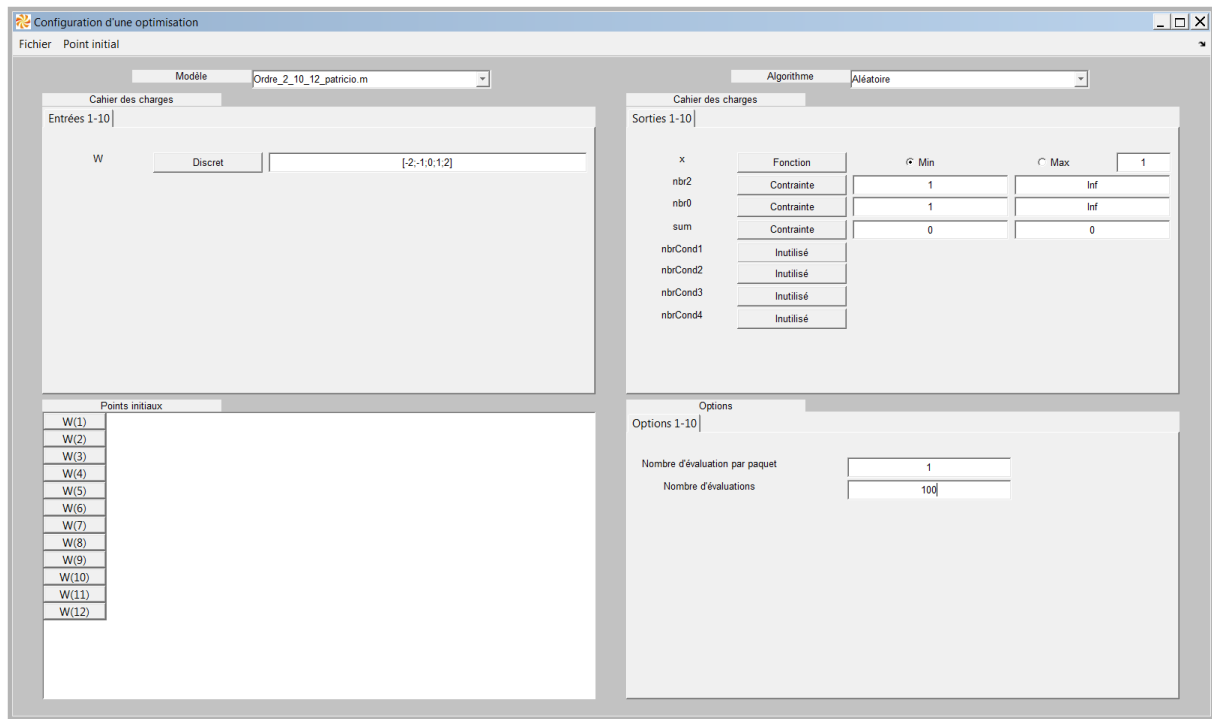


Figure 154: Pré-processing sous Sophémis 4©

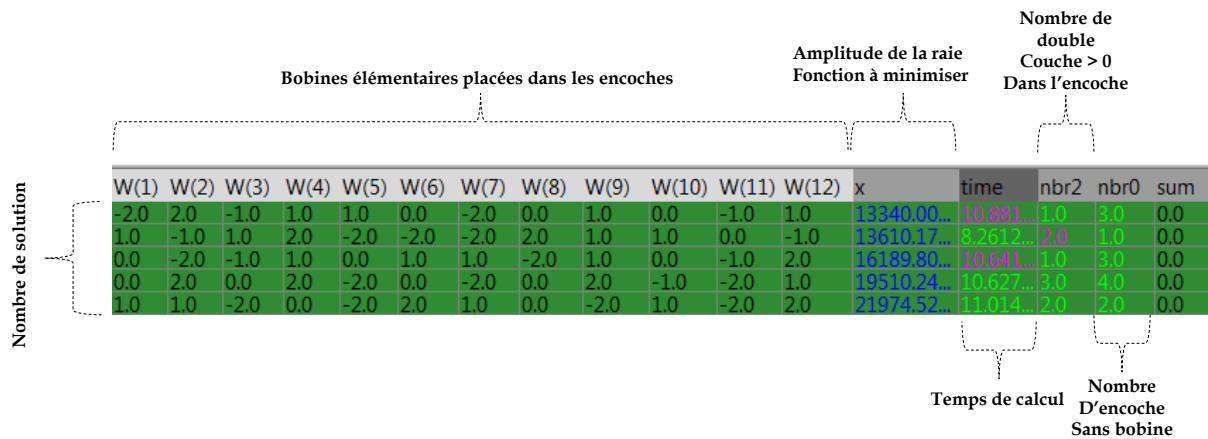
Sur la *Figure 155 a*, un exemple quelconque de « n » solutions proposées obtenues par l’outil, donne sur fond vert les solutions acceptables qui répondent au Cahier des Charge (CdC), sur fond blanc, les solutions inacceptables.

L’outil donne les solutions classées suivant la fonction la fonction objectif « X », amplitude de l’ordre à minimiser, *Figure 155 b*. On précise que les solutions sont données pour une phase. On y retrouve de gauche à droite les douze encoches dotées des bobines en lien avec méthodologie relative à la fonction de bobinage utilisée *Figure 68*.

Les trois dernières colonnes, donnent respectivement le nombre d’encoches dans lesquelles sont implantées deux faisceaux de bobines élémentaires en lien avec la fonction de distribution comptée positivement « nbr2 », le nombre d’encoche ne comportant aucun faisceau « nbr0 », enfin le résultat de la somme arithmétique « sum » des faisceaux. Cette dernière, pour cet exemple quelconque, donne un résultat non nul. Dans notre cas et pour la résolution du problème inverse qui nous incombe, nous exigerons une valeur nulle, *Figure 155 b*.

W(1)	W(2)	W(3)	W(4)	W(5)	W(6)	W(7)	W(8)	W(9)	W(10)	W(11)	W(12)	x	time	nbr2	nbr0	sum
2.0	-2.0	0.0	0.0	1.0	-2.0	2.0	-2.0	1.0	2.0	1.0	1.0	27424.83...	13.17821...	3.0	2.0	4.0
0.0	-2.0	2.0	-2.0	-2.0	2.0	-2.0	1.0	-1.0	-2.0	1.0	1.0	4080.196...	12.77285...	2.0	1.0	-4.0
2.0	-2.0	-1.0	2.0	1.0	-2.0	-1.0	2.0	2.0	2.0	-2.0	-1.0	22555.15...	12.68912...	5.0	0.0	2.0
1.0	1.0	0.0	-1.0	-2.0	-1.0	-1.0	0.0	-1.0	-2.0	2.0	2.0	71730.77...	12.79862...	2.0	2.0	-2.0
0.0	-1.0	-2.0	-1.0	-2.0	1.0	-2.0	1.0	1.0	1.0	2.0	-2.0	62881.73...	12.79704...	1.0	1.0	-4.0
2.0	0.0	-2.0	-2.0	1.0	0.0	1.0	-2.0	1.0	1.0	1.0	1.0	33146.06...	12.81683...	1.0	2.0	2.0
2.0	1.0	1.0	-1.0	-1.0	1.0	0.0	2.0	-1.0	0.0	-2.0	1.0	6280.486...	12.88168...	2.0	2.0	3.0
2.0	0.0	-1.0	-2.0	1.0	-1.0	2.0	0.0	-2.0	2.0	-1.0	2.0	17936.08...	12.92584...	4.0	2.0	2.0
-2.0	0.0	2.0	0.0	1.0	-1.0	0.0	1.0	-2.0	2.0	1.0	-1.0	4637.949...	12.83333...	1.0	3.0	1.0
2.0	0.0	-2.0	1.0	0.0	-2.0	1.0	-2.0	0.0	1.0	1.0	1.0	89496.21...	12.83933...	1.0	3.0	1.0
1.0	-2.0	2.0	1.0	1.0	1.0	-2.0	2.0	-2.0	-2.0	-1.0	2.0	34593.25...	12.80711...	3.0	0.0	1.0
2.0	0.0	0.0	-2.0	-1.0	0.0	-1.0	1.0	1.0	-1.0	-1.0	-1.0	3722.368...	12.70543...	1.0	3.0	-3.0
0.0	2.0	1.0	-2.0	1.0	0.0	-2.0	-2.0	+1.0	-2.0	1.0	0.0	57682.42...	12.88587...	1.0	3.0	-4.0
0.0	2.0	2.0	1.0	2.0	1.0	1.0	0.0	2.0	-2.0	0.0	2.0	24538.30...	12.85706...	5.0	3.0	11.0

(a)



(b)

Figure 155: Solutions proposées par l’outil d’optimisation

Pour résoudre notre problème inverse présenté *Figure 147*, c’est-à-dire retrouver la structure de la machine (ici le bobinage) à partir des caractéristiques imposées par le cahier des charges (les performances recherchées), nous avons opté pour une méthode stochastique basée sur la génération aléatoire de point au sein du domaine de faisabilité. Elle propose des solutions pour le bobinage « tirées » aléatoirement parmi cent dans le domaine considéré. L’aspect « quantitatif » (amplitude des raies) entre en ligne de compte bien que cette méthode n’offre qu’un échantillon de l’ensemble des solutions à déterminer. Le temps calcul d’environ vingt minutes, est des plus acceptables. Au regard de l’ensemble des solutions, l’opération se doit d’être renouvelée, aussi il apparait évident que cette solution s’avère chronophage et requière un procédé de calcul conséquent.

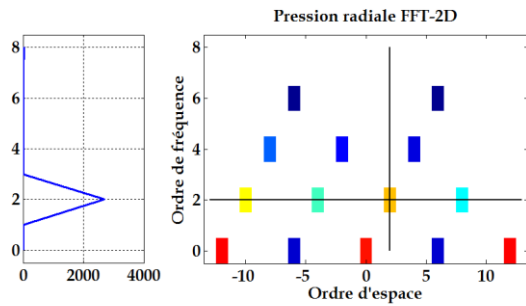
Toutefois on peut considérer l’aspect méthodologique en priorité par rapport à la précision des résultats, dans la mesure où la solution obtenue tend vers la fonction objectif « X ».

Bien que les nombreuses expériences réalisées ne tiennent pas compte de l’ensemble (5¹²) solutions « S » dans le sens où elles ne représentent qu’un échantillon pris de manière aléatoire. On pourra envisager de repartir, l’ensemble des solutions à déterminer, sur plusieurs unités de calculs.

On se propose dès lors de présenter les résultats obtenus, pour la pression radiale par le biais du couplage à l’outil analytique présenté au chapitre II.

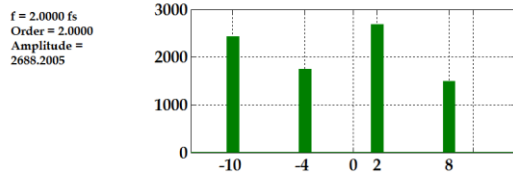
▪ **Les machines modulaires M1-M2.**

Les *Figure 156 a-d* donnent les FFT 2D de la pression radiale dans l’entrefer et les fonctions de bobinages respectivement associées. On retrouve, *Figure 156 c-d* respectivement la FFT 2D la fonction de bobinage, image, de la solution la plus « performante » parmi un échantillon de cent solutions.



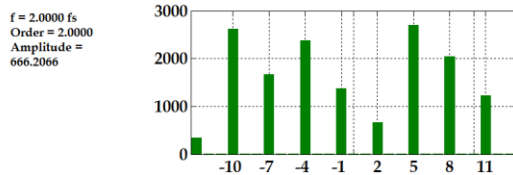
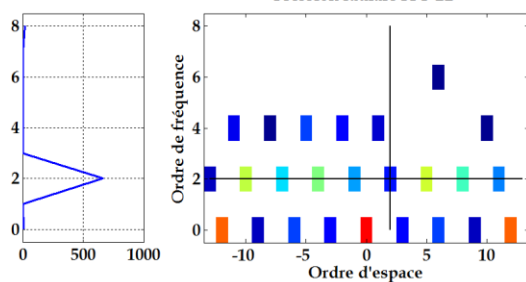
-1	2	-1	0	0	0	1	-2	1	0	0	0
1	0	0	0	-1	2	-1	0	0	0	1	-2
0	0	1	-2	1	0	0	0	-1	2	-1	0

Matrice de bobinage N_{ph}^{s-M1} - Configuration (2-2)



(a)

(b)



(c)

(d)

-1	-1	1	0	0	0	0	0	1	-1	-1	2
1	-1	-1	2	-1	-1	1	0	0	0	0	0
0	0	0	0	1	-1	-1	2	-1	-1	1	0

Matrice de bobinage N_{ph}^{s-M1} - Amplitude ordre 2 réduite (solution « obtenue » sur un échantillon de 100 solutions)

Figure 156: Comparaison des FFT 2D- Configuration (2-2)- Configuration Optimisée

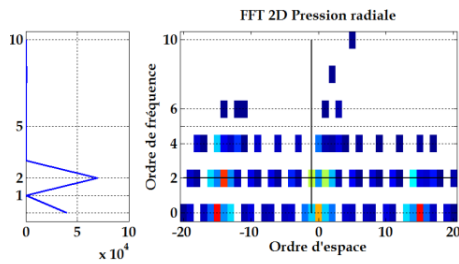
L'analyse des représentations dévoile que l'amplitude de la raie de pression [2,2] est atténuée dans un rapport proche de 4 (2688/666), on peut donc dire que l'objectif d'atténuation des raies est globalement atteint et qu'il est possible de déterminer le bobinage d'une machine par une méthode inverse mettant en œuvre un algorithme mono objectif sous contraintes avec des paramètres discrets.

Cependant, le spectre obtenu par la boucle d'optimisation pour la pression radiale est plus riche. Notamment des ordres impairs apparaissent à 2fs. Plus particulièrement on retrouve par ordre croissants, [-1,2], [-7,2], [5,2], sachant que l'ordre 1 suggère la présence d'un balourd magnétique.

Toutefois ces résultats, sont basés sur un faible échantillon de l'ensemble des 5^{12} solutions possibles. Cet état de fait confirme que les investigations sur ce point doivent être envisagées par le biais d'un algorithme d'optimisation plus exhaustif.

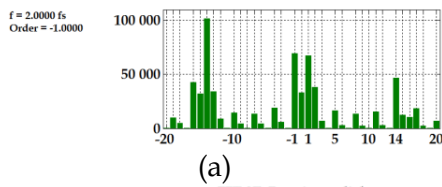
▪ Machine asymétrique M3

Les Figure 157 a-d donnent les FFT 2D de la pression radiale dans l'entrefer et les fonctions de bobinages respectivement associées.



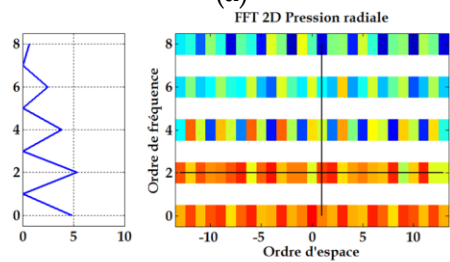
-1	2	-2	2	-2	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	-1	2	-2	2	-2	1	0	0	0	0
1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	-1	2	-2	2	-2

Matrice de bobinage N_{ph}^s -M3-
Configuration (4-0)



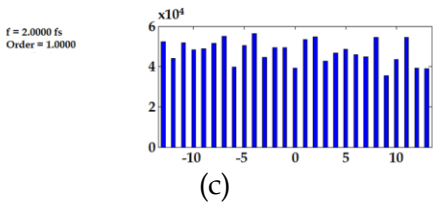
(a)

(b)



-1	1	2	0	-1	2	-2	-2	1	1	0	2	0	-1	-2
0	2	0	-1	-2	-1	1	2	0	-1	2	-2	-2	1	1
2	-2	-2	1	1	0	2	0	-1	-2	-1	1	2	0	-1

Matrice de bobinage N_{ph}^s -M3-
Amplitude ordre ± 1 réduite
(solution « optimale » sur 100 solutions)



(c)

(d)

Figure 157 Comparaison des FFT 2D- Configuration (4-0)- Configuration Optimisée-M3

L'analyse des représentations dévoile que l'amplitude de la raie de pression [-1,2] est atténuée dans rapport proche de 14 ($72,8.10^3/5,2.10^3$). Ici aussi on peut dire la fonction objectif est globalement atteinte, cependant comme dans le cas précédent les raies qui composent le spectre est plus que conséquent. Les raies possèdent une amplitude relativement proche l'une de l'autre dans l'axe spatial et pour une gamme comprise entre ± 13 . Le contenu harmonique de la pression radiale magnétique, laisse supposer que le bobinage proposé est potentiellement risqué en termes de nuisances sonores. Cela confirme à nouveau que si l'objectif de diminuer l'amplitude est globalement atteint, la recherche d'un algorithme plus performant doit faire partie des premières améliorations à envisager. Enfin, nous retiendrons que nous nous sommes attachés à promouvoir l'aspect méthodologique au détriment de la précision des résultats.

3.3 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons abordé la résolution d'un problème non linéaire. Ce problème consistait à déterminer le bobinage dentaire d'une machine synchrone à aimants surfacique. Aussi il faut préciser l'aspect générique de cette démarche inverse dans le sens où elle peut s'appliquer aux machines à aimants enterrés, voire toute autre machine dotée d'un bobinage dentaire. Le nombre infini de solutions, conséquence directe de la non linéarité du problème, impose l'utilisation d'une boucle itérative. Notre choix s'est porté sur un algorithme exploitant les plans d'expériences, sous contraintes avec des paramètres discrets.

Aussi deux autres démarches qualifiées de « démarches inverses » ont pu être testées. La première basée sur le produit de convolution de la matrice d'induction, issue d'une simulation par EF, détermine les raies de pression radiale dans l'entrefer. Cette démarche a montré l'existence d'ordres faibles de pression radiale [2,2], sur une machine modulaire à aimants de surface MS10p-12s à bobinage dentaire. Egalement les ordres faibles [0,6], [0,12] pour une machine synchrone bien connue MS 8p-48s dotée d'un bobinage classique distribué. Les travaux ont également montré que cette démarche permet de garder les origines des harmoniques d'induction à l'origine des raies de force et détermine leur amplitude. Toutefois au regard du volume de données à traiter, cette méthode impose de limiter la gamme des ordres spatiaux temporels pour le traitement des données afin de limiter les temps de calcul. Aussi le choix d'une matrice spatiotemporelle de gamme 30x30 a donné un bon compromis précision-temps de calcul.

Nous avons pour la seconde démarche inverse mis en œuvre un outil nommé, « Analytical Calculation Harmonics Force Order » (ACHFO), construit à partir des formulations des raies de pression principales à partir du contenu harmonique de l'induction radiale. Nous avons pu montrer la bonne concordance des origines sur le cas de la machine 12s-10p en particulier l'ordre [2,2] en ne considérant qu'une partie des phénomènes, notamment pour la perméance d'entrefer. Cependant, les valeurs déterminées ont une amplitude équivalente à l'unité. Pour rappel les avantages et inconvénients de ces deux approches ont été donnés § 3.1.3.

Une expérimentation sur un prototype de machine MS10p-12s a montré l'existence d'une onde de force d'ordre 2 à 2fs [2,2] par le biais d'une analyse modale opérationnelle, elle montre que les résultats sont en adéquation avec ceux obtenus par les outils prédictifs, les simulations numériques par EF, ainsi que les résultats pour cet ordre de l'outil analytique présenté au chapitre II.

Enfin, la résolution du problème inverse par une boucle itérative conduite a permis de déterminer le bobinage des machines modulaires et asymétrique étudiées, avec pour fonction objectif de réduire l'amplitude d'une raie de force. Les résultats montrent, dans les deux cas, que l'objectif visant à réduire l'amplitude des ordres [2,2] pour la machine modulaire M1 et [1,2] pour la machine asymétrique M3 est globalement atteint.

Cependant, nous nous sommes limités à une partie du domaine d'étude au vu du temps de calcul et du choix de l'approche par plans d'expérience. L'étude réalisée montre que l'utilisation d'un algorithme plus approprié, de type algorithme génétique, serait nécessaire. Aussi, nous précisons un point important sur l'aspect méthodologie que nous avons mis en avant au détriment de l'exploitation du domaine d'étude et de la précision.

4 Conclusion générale, Perspectives et Publications

4.1 Conclusion générale

L'état de l'art a présenté la problématique des enjeux énergétiques en relation avec les changements environnementaux, liés aux activités anthropiques. Nous nous sommes attachés à décrire les changements essentiels qui ont contribué à faire évoluer les machines électriques. A ce jour la consommation des moteurs, tous domaines confondus, correspond à environ 30% de la production totale et représente environ 150 TWh/an. Afin de répondre aux exigences des accords internationaux, de nouvelles normes ont vu le jour et ont contribué au développement de la machine synchrone, gratifiée de nombreuses innovations, par l'adjonction d'aimants terre et de nouveaux types de bobinages comme le bobinage dentaire. Ces innovations ont engendré des phénomènes vibratoires et nuisances acoustiques associées.

Le bruit généré des machines concerne les bruits aérodynamique, mécanique et magnétique. Ce dernier a permis l'utilisation d'un modèle multi-physique et le chaînage direct des grandeurs mises en jeu. Egalement une analyse harmonique, d'un « cas école » a permis par le biais d'un outil analytique de calculer les grandeurs physiques de l'induction et la pression radiale spatio-temporelle et de leur spectre associé. Cette première partie a permis de présenter la notion de d'ordre spatio-temporel de la pression radiale, (force radiale sur une unité de surface) et d'obtenir une validation analytique des amplitudes.

Au chapitre II, trois machines synchrones à aimants surfaciques (MS-10p-12s et MS-14p-12s et une machine asymétrique MS-14p-15s) modélisées par éléments finis sont présentées. Ces machines dites « modulaires » et « asymétriques » bien connues dans la littérature, possèdent des caractéristiques identiques dotées d'un bobinage dentaire double couche. Le bobinage dentaire implanté au stator est développé à partir de la méthode de l'étoile des encoches, (Star of Slots). L'intérêt de cette méthode est de permettre d'obtenir des bobinages qui maximisent la force électromotrice et le couple électromagnétique.

Egalement, un outil analytique a été développé au cours de cette thèse permettant le calcul du coefficient de bobinage pour un rang d'ordre « h » selon le type de bobinage simple ou double couche.

La modélisation électromagnétique, ainsi que le contenu harmonique de la pression radiale dans l'entrefer ont été abordées. Egalement un outil développé au cours de cette thèse a permis, par le biais d'une méthode directe d'analyse de l'origine du bruit magnétique. L'outil intègre, la fonction de bobinage, le calcul spatio-temporel et spectral, de la perméance d'entrefer globale, la force magnétomotrice totale, l'induction radiale et de déduire la pression radiale dans l'entrefer. Ces grandeurs physiques à l'origine de la pression radiale ont été déterminées et calculées sur les machines candidates, également sur d'autres types de machines, pour des bobinages dentaires et distribués. L'outil analytique développé offre la possibilité de tenir compte des grandeurs physiques séparément, en effet on peut connaître la perméance liée à la denture statorique ou rotorique ou bien encore la force magnétomotrice statorique et rotorique.

Les résultats comparés aux simulations par éléments finis ont montré que l'outil donnait des résultats, pour la pression radiale spatio-temporelle et spectrale, très proches et pour un temps de calcul plus que raisonnable.

Au chapitre III, une démarche inverse est abordée, par l'intermédiaire de deux outils développés. Pour le premier basé sur le produit de convolution de l'induction radiale issue d'une simulation par EF et le second basé sur le calcul des séries de Fourier de la pression radiale, sont qualifiés de « démarches inverses prédictives ». Ils contribuent à déterminer les raies de forces et leurs origines.

La première démarche basée sur le produit de convolution détermine les raies de pression radiale dans l'entrefer. Elle a montré l'existence d'ordres faibles de pression radiale [2,2], sur une machine modulaire à aimants de surface MS10p-12s à bobinage dentaire. De la même manière, elle a permis de révéler la présence d'ordres faibles [0,6], [0,12] pour une machine synchrone bien connue, MS 8p-48s, dotée d'un bobinage classique distribué. Les travaux ont également montré que cette démarche identifie les harmoniques d'induction à l'origine des raies de force et détermine leur amplitude. Cependant le volume de données à traiter est très important, aussi il faut pour limiter les temps de calcul choisir une gamme pour les ordres spatio-temporels équivalente à 30x30, afin d'obtenir un bon compromis précision-temps de calcul.

Nous avons pour la seconde démarche mis en œuvre un outil, « Analytical Calculation Harmonics Force Order » (ACHFO), construit à partir des formulations de séries de Fourier issues du produit de la FMM totale et de la perméance d'entrefer globale. Les résultats obtenus révèlent une bonne concordance des origines pour les machines candidates à l'étude, notamment la machine 12s-10p en particulier l'ordre [2,2]. On précise que cet outil ne considère qu'une partie des phénomènes, particulièrement pour la perméance mutuelle rotor-stator qui n'a pas été prise en compte. L'outil nous permet de connaître les origines des raies de pression radiale et donne les formulations pour trois groupes principaux et vingt sous-groupes d'harmoniques relatifs aux effets « propres » à l'armature (bobinage), aux aimants et la denture ainsi que leurs interactions. L'outil ne calcule pas les amplitudes des raies, aussi les valeurs déterminées ont une amplitude équivalente à l'unité.

Une expérimentation sur un prototype de machine MS10p-12s a montré l'existence d'une onde de force d'ordre 2 à 2fs [2,2] par le biais d'une analyse modale opérationnelle et montre que les résultats sont en adéquation avec ceux obtenus par les outils prédictifs, les simulations numériques par EF, ainsi que les résultats pour cet ordre de l'outil analytique.

Puis, la méthodologie inverse y est décrite et les notions élémentaires de résolution de problème inverse sont abordées. Notre problème inverse consiste à neutraliser certaines raies de pression en considérant un chaînage directe associé à une boucle d'optimisation itérative à partir d'une plateforme d'optimisation Sophemis. L'intérêt porte sur la détermination d'une fonction de bobinage dentaire d'une machine synchrone à aimants surfacique. Aussi cette démarche inverse peut s'appliquer aux machines à aimants enterrés, voire tout autre machine dotée d'un bobinage dentaire. Le nombre infini de solution, conséquence directe, de la non linéarité du problème, nous contraint à utiliser d'une boucle itérative. Notre choix s'est porté sur une approche par plans d'expériences sous contraintes avec des paramètres discrets. L'ensemble se résume à une fonction « mono-objectif ».

La résolution du problème inverse par la boucle itérative a permis de déterminer le bobinage des machines modulaires et asymétrique avec pour fonction objectif de réduire l'amplitude d'une raie de force. Dans les deux types de machines testées, l'objectif visé est globalement atteint. Néanmoins le contenu harmonique du spectre de pression est plus que conséquent et impose l'utilisation d'un algorithme plus performant.

4.2 Perspectives

En termes de perspectives, plusieurs pistes de développement sont proposées, notamment pour la partie « modélisation » :

- La prise en compte de la saturation et l'impact sur les raies de la force.
- La prise en compte des isthmes en lien avec l'amélioration de la perméance d'entrefer.
- L'amélioration du modèle de perméance d'entrefer avec une fonction obtenue par un modèle E.F.
- La comparaison avec des modèles de type « réseau de réluctances » permettant d'obtenir l'induction dans l'entrefer avec un bon compromis temps de calcul/précision.
- L'estimation de l'induction tangentielle dans le but d'obtenir le couple et son spectre. Il serait alors possible d'obtenir un bon compromis pour les harmoniques de couple et de forces radiales.
- Le développement d'un outil informatique de calcul et d'estimation des grandeurs physique qui constituent le modèle direct électromagnétique.
- L'étude d'optimisation de la matrice de bobinage à la perméance d'entrefer ainsi que la forme de courant à placer pour atténuer une raie de pression. Ce dernier point offrirait la possibilité de commander la machine avec un contenu harmonique de courant approprié, atténuant les nuisances sonores et permettrait de rendre les machines électriques plus silencieuses.

4.3 Publications

- P. La Delfa, M. Fakam, M. Hecquet, and F. Gillon, "Low space order analysis of radial pressure in SPMSM with analytical and convolution approaches.," *IEEE Trans. Magn.*, 2016.
- P. La Delfa, M. Hecquet, and F. Gillon, "Radial pressure analysis in PMSM responsible for electromagnetic noise .," *MECATRONICS 2016 / 17th Int. Conf. Res. Educ. Mechatronics, REM 2017. 2017 11th Fr. 9th Eur. Congr. Mechatronics*, 2017.
- P. La Delfa, M. Hecquet, J. Le Besnerais, and F. Gillon, "Analysis of radial force harmonics in PMSM responsible for electromagnetic noise," *Ever15, -Monaco-France*, 2015.
- P. La Delfa, M. Fakam, M. Hecquet, and F. Gillon, "Outil de prédiction et d'identification des «ordres et fréquences» de la pression radiale pour des machines synchrones à aimants permanents (MSAP) à bobinage dentaire.," *Symp. Génie Électrique 2014, Jul 2014, Cachan, Fr. <hal-01065190>*, pp. 8-10, 2014.
- P. La Delfa, M. Hecquet, and F. Gillon, "Harmonics Analysis Tool of Radial Force for Permanent Magnet Synchronous Machine," *ISEF 2013-XV I Int. Symp. Electromagn. Fields Mechatronics,Electrical Electron. Eng. Sept.*, pp. 2-7, 2013.

Bibliographie

- [1] À. L. a C. Des, N. Unies, S. U. R. Les, and C. Climatiques, "PROTOCOLE DE KYOTO Nations Unies," vol. 61647, 1998.
- [2] S. U. R. L. Évolution and D. U. Climat, *Changements climatiques 2014 Rapport de synthèse*. 2014.
- [3] GIEC, "Changements Climatiques 2014: L'atténuation du changement climatique GT III," p. 40, 2014.
- [4] D. B. Bahr, W. T. Pfeffer, and G. Kaser, "A review of volume-area scaling of glaciers.," *Rev. Geophys.*, vol. 53, no. 1, pp. 95–140, Mar. 2015.
- [5] Groupe d'experts intergouvernemental sur l'évolution du climat, "Changements Climatiques 2014 Incidences, adaptation et vulnérabilité," p. 40, 2014.
- [6] Commissariat général du développement durable, "Chiffre et Statistiques-Motorisations et émissions de Co2 des voitures particulières et des véhicules utilitaires neuf en Mars 2016-n°747-Avril 2016.," p. 44, 2016.
- [7] R. Réseau de transport Electrique, "Bilan Electrique," 2015.
- [8] V. Elistratova, "Optimal design of line-start permanent magnet synchronous motors of high efficiency," *Thèse Dr.Ecole Cent. Lille*, 2016.
- [9] Perret.R, LIJ, Chatroux.D, and Aloïsi.P, *Interrupteurs électroniques de puissance*, Lavoisier. Hermes, 2003.
- [10] D. Othman, "'Etude d' interrupteurs en carbure de silicium et potentiel d' utilisation dans des applications aéronautiques", ENS Cachan-Université Paris Saclay, 2016.
- [11] A. T. De Almeida, F. J. T. E. Ferreira, and A. Q. Duarte, "Technical and Economical Considerations on Super High-Efficiency Three-Phase Motors," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 50, no. 2, pp. 1274–1285, 2014.
- [12] L. Petkovska, A. Krawczyk, and S. Wiak, "LIFE AND LEGACY OF NIKOLA TESLA (70 Years After Tesla and His Inventions)," vol. ISEF, pp. 1–29, 2013.
- [13] R. Tsarafidy, "Institut National Polytechnique de Lorraine OPTIMISATION DES PERFORMANCES DES MACHINES SYNCHRO-RELUCTANTES PAR," 2006.
- [14] R. Dany prieto, "Modélisation et optimisation des machines a aimants permanents et de leur électronique," CentraleSupélec, 2015.
- [15] P. Dumas and M. Abdellatif, "Aimants permanents- Fonctionnement des circuits magnétiques," *Tech. l'Ingénieur*, vol. 33, no. 0, pp. 0–19, 2012.
- [16] A. M. El-Refaie, "Motors/generators for traction/propulsion applications: A review," *IEEE Veh. Technol. Mag.*, vol. 8, no. 1, pp. 90–99, 2013.
- [17] P. B. Reddy, A. M. El-Refaie, K.-K. Huh, J. K. Tangudu, and T. M. Jahns, "Comparison of interior and surface PM machines equipped with fractional-slot concentrated windings for hybrid traction applications," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 27, no. 3, pp. 593–602, 2012.
- [18] I. Boldea and L. N. Tutelea, *Electric Machines: Steady State, Transients, and Design with MATLAB®*. CRC press, 2009.
- [19] "BionX 2995, boulevard Industriel Sherbrooke (Québec) J1L2T9, <http://www.ridebionx.com>."
- [20] W. Wu, V. S. Ramsden, T. Crawford, and G. Hill, "A low speed, high-torque, direct-drive permanent magnet generator for wind turbines," *Ind. Appl. Conf. 2000. Conf. Rec. 2000 IEEE*, vol. 1, pp. 147–154 vol.1, 2000.
- [21] M. Hecquet, "Contribution à la modélisation des systèmes électrotechniques par la méthode des schémas équivalents magnétiques. Application à l'alternateur automobile," 1995.
- [22] B. Nedjar, "Modélisation bas ée sur la méthode des réseaux de perméances en vue de l'optimisation de machines synchrones à simple et à double excitation.," 2012.
- [23] L. ALBERT, "Modélisation et optimisation des alternateurs à griffes. Application au domaine automobile," 2004.
- [24] J. Lutun, "Modélisation thermique des alternateurs automobiles," 2012.
- [25] S. Perez, "Contribution au dimensionnement optimal d'alternateur à griffes sans aimant - Apport des alliages FeCo," 2014.
- [26] Y. Amara, "Machine à Double Excitation : Conception et Commande," *Rev. Int. génie électrique*, vol. 7, n°1-2, ISBN 2-7462-0721-4, no. figure 3, pp. 163–199, 2004.

- [27] Y. Amara, L. Vido, M. Gabsi, E. Hoang, H. A. Ben Ahmed, and M. Lecrivain, "Hybrid excitation synchronous machines: Energy-efficient solution for vehicles propulsion," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 58, no. 5, pp. 2137–2149, 2009.
- [28] W. Shanming, X. Yonghong, W. Xiangheng, S. Pengsheng, H. Shaogang, and Z. Anming, "State of the Art of Hybrid Excitation Permanent Magnet Synchronous Machines," *Electrical Mach. Syst. (ICEMS), Int. Conf. on, p. 1004-1009*, p. 6, 2010.
- [29] L. Vido, Y. Amara, and M. Gabsi, "Machines synchrones à double excitation MSDE," *Doss. Tech. l'Ingénieriques l'ingénieur*, vol. 33, pp. 0–25, 2011.
- [30] B. Nedjar, S. Hlioui, Y. Amara, L. Vido, M. Gabsi, and M. Lecrivain, "A new parallel double excitation synchronous machine," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 47, no. 9, pp. 2252–2260, 2011.
- [31] M. J. K. JF.Gierras, R-J Wang, *Axial Flux permanentt Magnet Brushless Machine*, Springer S. Kluwer academic Publishers, 2004.
- [32] F. Dumas, "Contribution à l' étude des machines polyentrefers à aimants permanents et à entrefer réduit . Applications aux machines à flux axial à hautes performances sous contrainte d' encombrement .," *Thèse Dr.*, p. 222, 2013.
- [33] T. A. L. M.Aydin, S;Huang, "Axial Flux Permanent Magnet Disc Machine: A review," *Wisconsin Electr. Mach. Power Electron. Consort.*, 2004.
- [34] A. Parviainen, "DESIGN OF AXIAL-FLUX PERMANENT-MAGNET LOW-SPEED MACHINES AND PERFORMANCE COMPARISON BETWEEN RADIAL-FLUX AND AXIAL-FLUX MACHINES," *Thesis*, p. 153, 2005.
- [35] D. Ishak, Z. Q. Zhu, and D. Howe, "Comparison of PM brushless motors, having either all teeth or alternate teeth wound," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 21, no. 1, pp. 95–103, 2006.
- [36] A. M. El-refaie, S. Member, and A. F. Fscw, "Fractional-Slot Concentrated-Windings Synchronous Permanent Magnet Machines : Opportunities and Challenges," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 1, pp. 107–121, 2010.
- [37] A. M. EL-Refaie and T. M. Jahns, "Optimal Flux Weakening in Surface PM Machines Using Fractional-Slot Concentrated Windings," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 41, no. 3, pp. 790–800, 2005.
- [38] B. Aslan, "Conception de Machines Polyphasées à Aimants et Bobinage Concentré à Pas Fractionnaire avec Large Plage de Vitesse," *Thèse Dr. L2EP,Lille*, 2013.
- [39] L. Chong and M. F. Rahman, "Saliency ratio derivation and optimisation for an interior permanent magnet machine with concentrated windings using finite-element analysis," *IET Electr. Power Appl.*, vol. 4, no. 4, p. 249, 2010.
- [40] N. Bianchi and S. Bolognani, "Salient-rotor PM synchronous motors for an extended flux-weakening operation range," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 36, no. 4, pp. 1118–1125, 2000.
- [41] L.Chedot, "Contribution à l'étude des machines synchrones à aimants permanents internes à large espace de fonctionnement. Application à l'alternateur-démarrateur," *Thèse Dr-UTC-Compiègne*, p. 128, 2004.
- [42] R. Islam, I. Husain, A. Fardoun, and K. McLaughlin, "Permanent-magnet synchronous motor magnet designs with skewing for torque ripple and cogging torque reduction," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 45, no. 1, pp. 152–160, 2009.
- [43] M. S. Islam, S. Mir, and T. Sebastian, "Issues in reducing the cogging torque of mass-produced permanent-magnet brushless DC motor," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 40, no. 3, pp. 813–820, 2004.
- [44] N. Bianchi and S. Bolognani, "Design techniques for reducing the cogging torque in surface-mounted PM motors," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 38, no. 5, pp. 1259–1265, 2002.
- [45] Islam Mohamed Rakibul, "Cogging Torque, Torque ripple and Radial Force Analysis of Permanent Magnet Synchronous Machine," 2009.
- [46] P. L. Timar, *Noise and vibration of electrical machine*. Elsevier, 1989.
- [47] P. L. L. Timar and J. C. S. Lai, "Acoustic noise of electromagnetic origin in an ideal frequency-converter-driven induction motor," *IEE Proc. - Electr. Power Appl.*, vol. 141, no. 6, p. 341, 1994.
- [48] J. F. Gieras, C. Wang, and J. C. Lai, *Noise of polyphase electric motors*. 2006.
- [49] S. Caro and S. Moreau, "Aeroacoustic modelling of low pressure axial flow fans," in *6th Aeroacoustics Conference and Exhibit*, American Institute of Aeronautics and Astronautics, 2000.
- [50] E. Tannoury, "Contribution à la prévision du bruit tonal des machines tournantes subsoniques : couplage des simulations numériques et des modèles analytiques avec les analogies acoustiques.," *Thèse Dr.*, 2013.

- [51] J. F. Gieras, C. Wang, and J. Cho Lai, *Noise of polyphase Electric Motors*. Taylor&Francis, 1994.
- [52] M. Rossi, B. Iamamura, M. Hecquet, V. Lanfranchi, S. Recorbet, and F. Tridon, "Conception silencieuse d' une inductance de lissage associée à un convertisseur MLI .," *SGE*, no. figure 2, 2016.
- [53] O. Geoffroy, "Physique des matériaux magnétiques Physique des matériaux magnétiques," *Tech. l'ingénieur-d 2080*, vol. 33, no. 0, 2015.
- [54] R. Penin, J.-P. Lecoq, G. Parent, J.-F. Brudny, and T. Belgrand, "Grain Oriented Steel Rings for an Experimental Comparison of Relative Magnetostriction and Maxwell ' s Forces Effects," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. c, pp. 1-8, 2013.
- [55] P. Jang and G. Choi, "Acoustic noise characteristics and magnetostriction of Fe-Si powder cores," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 48, no. 4, pp. 1549-1552, 2012.
- [56] A. Belahcen, "Magnetoelasticity, magnetic forces and magnetostriction in electrical machines," *PhD Thesis*, p. 115, 2004.
- [57] A. Belahcen, "Magnetoelastic coupling in rotating electrical machines," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 41, no. 5, pp. 1624-1627, 2005.
- [58] M. Fakam Tchakoué, "Dimensionnement Vibro-acoustique des Moteurs à Aimants permanents pour la traction ferroviaire," Ecole Centrale de Lille, France, 2014.
- [59] D. Verbeke and M. Hecquet, "Dimensionnement vibro-acoustique de machines à aimants. Règles de conception silencieuse]," *Master E2D2, Ecole Cent. Lille*, 2010.
- [60] J. Le Besnerais, "Vibro-Acoustic Analysis of Radial and Tangential Airgap Magnetic Forces in Permanent Magnet Synchronous Machines," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 9464, no. c, pp. 1-1, 2015.
- [61] R. W. D. D. A. Hofmann, F. Qi, T. Lange, "The Breathing Mode-Shape 0: Is It the Main Acoustic Issue in the PMSMs," *ICEMS 2014, Hangzhou, China.*, 2014.
- [62] J.F.Brudny, "Modélisation de la denture des machines asynchrones. Phénomène de résonance," *J. Phys. III Fr.*, no. February, pp. 52-55, 1997.
- [63] H. Jordan, *Geräuscharme Elektromotoren : Lärmbildung und Lärmbeseitigung bei Elektromotoren.*, W.Girardet. Essen, 1950.
- [64] P. Alger and E. Erdelyi, "Magnetic Noise of Polyphase Induction Motors," *J. Acoust. Soc. Am.*, vol. N°73, pp. 118-125, 1954.
- [65] Ph.Alger, *The nature of induction machines.*, 2nd editio. New-York,London,Paris, 1970.
- [66] B. Cassoret, "Réduction active du bruit magnétique des machines asynchrones directement connectées au réseau," 2009.
- [67] A. AIT-HAMOUDA, "Pré-dimensionnement et étude de sensibilité vibro-acoustique de machines à courant alternatif et à vitesse variable .," Université des Sciences et Techniques de Lille, France, 2005.
- [68] J.Le Besnerais, "Reduction of magnetic noise in PWM-supplied induction machines : low-noise design rules and multi-objective optimisation," Thesis-Ecole Centrale de Lille, France-, 2008.
- [69] A. Hubert, "Contribution à l'étude des bruits acoustiques générés lors de l'association machines électriques-convertisseurs statiques de puissance. Application à la machine A synchrone," 2001.
- [70] J. Boisson, "Modélisation analytique magnéto-acoustique des machines synchrones à commutation de flux à aimants permanents : optimisation du dimensionnement," EDSP-ENS-Cachan, 2015.
- [71] J.P.Lecoq, R.Romary, J.F.Brudny, "Magnetic acoustic noise of electrical rotating machines. Five methods of stator natural frequency determination case of induction and switched reluctance machines," *Mech. Syst. Signal Process.* 18(5), vol. 1, pp. 1133-1159, 2004.
- [72] S. J. Yang, A. J. Ellison, and R. F. Lambert, "Machinery Noise Measurement by SJ Yang and AJ Ellison," *J. Acoust. Soc. Am.*, vol. 81, no. 3, p. 805, 1987.
- [73] M. Besbes, "Contribution à la modélisation numérique des phénomènes couples magnéto-élastiques : Application à l'étude des vibrations d'origine magnétique dans les MRV," 1995.
- [74] S. Clénet, S. Astier, Y. Lefèvre, and M. Lajoie-Mazenc, "Méthode de mesure des fréquences propres et des coefficients d'amortissement d'une machine synchrone a aimants permanents," *J. Phys. III Fr.*, vol. 4, no. 8, pp. 1431-1447, 1994.
- [75] J.C.Nédélec, *Acoustic and Electromagnetic Equations Integral Representations for Harmonic Problems*. Springer, 2001.
- [76] J. Le Besnerais, P. Pellerey, V. Lanfranchi, and M. Hecquet, "Bruit acoustique d' origine magnétique dans les machines synchrones," *Les Tech. l'ingenieur*, vol. 33, no. 0, 2013.

- [77] R. Islam and I. Husain, "Analytical Model for Predicting Noise and Vibration in Permanent-Magnet Synchronous Motors," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 46, no. 6, pp. 2346–2354, Nov. 2010.
- [78] Z. Q. Zhu, Z. P. Xia, L. J. Wu, and G. W. Jewell, "Influence of slot and pole number combination on radial force and vibration modes in fractional slot PM brushless machines having single- and double-layer windings," *2009 IEEE Energy Convers. Congr. Expo.*, pp. 3443–3450, Sep. 2009.
- [79] H. Dogan, "Méthodologie de Conception des Machines Synchrones à Aimants Permanents - Application au Véhicule Electrique avec Chargeur Rapide Embarqué," 2013.
- [80] Q. Zhu, "Instantaneous Magnetic Field Distribution in Permanent Magnet Brushless dc Motors, Part IV: Magnetic Field on Load," vol. 29, no. 1, pp. 152–158, 1993.
- [81] M. Bosing, "Acoustic Modeling of Electrical Drives – Noise and Vibration Synthesis based on Force Response Superposition," 2013.
- [82] J. Pyrhönen, T. Jokinen, V. Hrabovcová, and H. Niemelä, *Design of Rotating Electrical Machines*. 2008.
- [83] M. Bianchi, N. Dai Pré, "Use of the star of slots in designing fractional-slot single-layer synchronous motors," *IEE Proc. B Electr. Power Appl.*, vol. 153, no. N°3, pp. 459–466, 2006.
- [84] N. Bianchi, S. Bolognani, M. D. Pré, and G. Grezzani, "Design Considerations for Fractional-Slot Winding Configurations of Synchronous Machines," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 42, no. 4, pp. 997–1006, 2006.
- [85] J. T. Chen, Z. Q. Zhu, A. S. Thomas, and D. Howe, "Optimal combination of stator and rotor pole numbers in flux-witching {PM} brushless ac machines," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 25, no. 2, pp. 2905–2910, 2008.
- [86] P. La Delfa, M. Fakam, M. Hecquet, and F. Gillon, "Outil de prédiction et d'identification des « ordres et fréquences » de la pression radiale pour des machines synchrones à aimants permanents (MSAP) à bobinage dentaire.," *Symp. Génie Électrique 2014, Jul 2014, Cachan, Fr.* <hal-01065190>, pp. 8–10, 2014.
- [87] P. Mayé, *Moteurs électrique industriels*, Dunod. 2011.
- [88] N. B. L. Alberti, "Koil, a tool to design the winding of rotating electric machinery," Faculty of Science and technology of Bozen Italy, 2012.
- [89] R. Islam and I. Husain, "Analytical Model for Predicting Noise and Vibration in Permanent-Magnet Synchronous Motors," vol. 46, no. 6, pp. 2346–2354, 2010.
- [90] J. Saint-Michel, "Bobinage des machines tournantes à courant alternatif," *Tech. l'Ingénieur*, vol. 33, no. 0, pp. 0–24, 2001.
- [91] F. Scuiller, E. Semail, and J.-F. Charpentier, "General modeling of the windings for multi-phase ac machines," *Eur. Phys. J. Appl. Phys.*, vol. 50, no. 3, p. 31102, 2010.
- [92] J.-F. Brudny, "Modélisation de la denture des machines asynchrones. Phénomène de résonance.," *J. Phys. III*, pp. 1009–1023, 1997.
- [93] Z. Zhu, D. Howe, and C. Chan, "Improved analytical model for predicting the magnetic field distribution in brushless permanent-magnet machines," *Magn. IEEE Trans.*, vol. 38, no. 1, pp. 229–238, 2002.
- [94] F. Meier and J. Soulard, "PMSMs with Non-Overlapping Concentrated Windings : Design Guidelines and Model References," 2009.
- [95] A. Tan-Kim, "Contribution à l'étude du bruit acoustique d'origine magnétique," 2015.
- [96] P. La Delfa, M. Hecquet, and F. Gillon, "Harmonics Analysis Tool of Radial Force for Permanent Magnet Synchronous Machine," *ISEF 2013-XV I Int. Symp. Electromagn. Fields Mechatronics, Electrical Electron. Eng. Sept.*, pp. 2–7, 2013.
- [97] K. H. M. Van der Giet, R. Rothe, M. H. Gracia, "A novel approach to estimate harmonic force excitation for noise diagnosis of electrical machines," *Int. Compumag Soc.*, vol. 16 N°1, 2009.
- [98] H. Mechmeche, "« Méthodologie de simulation et de pré-dimensionnement vibroacoustique des groupes motopropulseurs électriques en rupture »,," 2015.
- [99] S. Huang, M. Aydin, and T. A. Lipo, "Electromagnetic Vibration and Noise Assessment for Surface Mounted PM Machines," vol. 00, no. 59877014, pp. 1417–1426, 2001.
- [100] S. Brisset, "Démarches et Outils pour la Conception Optimale des Machines Electriques," Ecole centrale lille, 2007.
- [101] F. Wurtz, "Une nouvelle approche pour le conception sous contraintes de machines électriques," Institut national polytechnique de Grenoble, 1996.
- [102] B. J. B. J. CHALMERS, "Digital-computer program for design synthesis of large squirrel-cage induction motors," *Proc. IEE*, vol. 114, Nà2, p. pp.261-267.

Annexe A : Les équations de Maxwell.

▪ Les équations de Maxwell

Les équations de James Clerk Maxwell détaillent les grandeurs et propriétés d'un milieu d'un point de vue électrique et magnétique. Elles s'appliquent aux domaines, de *l'électrostatique*, *l'électrocinétique*, *magnétostatique* et enfin *magnétodynamique*. Dans cette étude nous nous situerons dans ce dernier domaine. Nous considérerons le champ électrique E (V/m), le champ magnétique B (T), le déplacement électrique D (C/m^2), l'excitation magnétique H (A/m), la densité de courant J (a/m^2).

$$\text{rot } \mathbf{H} = \mathbf{J} + \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} \quad (\text{A.1})$$

$$\text{rot } \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \quad (\text{A.2})$$

$$\text{div } \mathbf{B} = 0 \quad (\text{A.3})$$

$$\text{div } \mathbf{D} = \delta_v \quad (\text{A.4})$$

Avec : δ_v la densité volumique de charge

En considérant, également les relations qui sont liées aux matériaux, isotropes²² et linéaires.

$$\mathbf{B} = \mu \mathbf{H} \quad (\text{A.5})$$

$$\mathbf{D} = \varepsilon \mathbf{E} \quad (\text{A.6})$$

$$\mathbf{E} = \rho \mathbf{J} \quad (\text{A.7})$$

Avec : ε permittivité du matériau, ρ résistivité du matériau, μ perméabilité.

▪ Le théorème d'Ampère

En appliquant la première relation de Maxwell relative à l'excitation magnétique H , le vecteur de densité de courant J , le déplacement électrique D .

$$\text{rot } \mathbf{H} = \mathbf{J} + \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} \quad (\text{A.8})$$

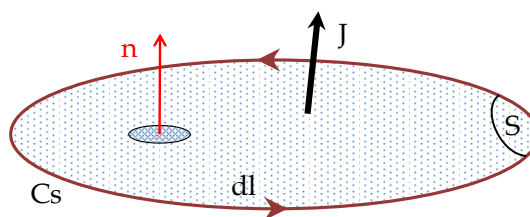
Nous nous sommes placé domaine de la magnétodynamique et celui du régime sinusoïdal temporel, tous les champs considérés sont fonction du temps, aussi on ne tient pas compte des phénomènes de propagation, dès lors, il est possible de négliger le déplacement électrique D .

Pour l'excitation électrique, l'équation de Maxwell devient donc :

$$\text{rot } \mathbf{H} = \mathbf{J} \quad (\text{A.9})$$

²²Un matériau isotrope présente les mêmes caractéristiques dans toutes les directions.

Pour une surface S sur un contour C_s , on peut établir la relation entre l'excitation magnétique et le courant I .



Si l'on intègre par rapport à la surface S , on obtient :

$$\iint_S \text{rot } \mathbf{H} \cdot d\mathbf{S} = \iint_S \mathbf{J} \cdot d\mathbf{S} \quad (\text{A.10})$$

Le théorème de Stokes permet d'écrire alors :

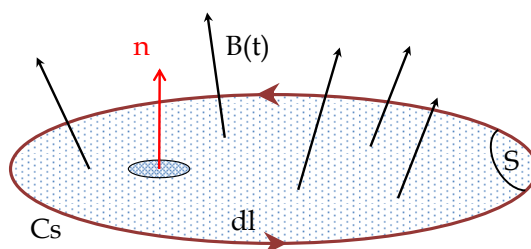
$$\oint_{C_s} \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l} = \iint_S \mathbf{J} \cdot d\mathbf{S} \quad (\text{A.11})$$

Il vient alors :

$$\oint_{C_s} \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l} = I \quad (\text{A.12})$$

▪ La loi de Faraday

L'existence de la force électromotrice découle de la seconde équation de Maxwell, (A.2). Si l'on considère une surface S , de normale \mathbf{n} , définie par un contour C_s et soumise au champ \vec{B} , par intégration le long du contour on obtient, la force électromotrice e avec φ le flux magnétique.



$$e = \oint_{C_s} \mathbf{E} \cdot d\mathbf{l} = -\frac{d\varphi}{dt} \quad (\text{A.13})$$

Annexe B : Etude du champ magnétique d'une machine.

▪ Le champ ou induction magnétique

Les machines électriques triphasées sont constituées d'un bobinage cuivré, alimenté par un système de courant équilibré dans le but de créer un champ tournant triphasé.

$$i_n(t) = \sum_{n=1}^{n+1} I_{\max} \cos\left(\omega t \pm \frac{2\Pi}{3}\right) \quad (\text{B.1})$$

$$\left. \begin{aligned} i_1 &= I_{\max} \cos(\omega t) \\ i_2 &= I_{\max} \cos\left(\omega t - \frac{2\Pi}{3}\right) \\ i_3 &= I_{\max} \cos\left(\omega t + \frac{2\Pi}{3}\right) \end{aligned} \right\} \quad (\text{B.2})$$

Pour un bobinage développé à partir de p bobines, figure B-1, composées de N_{spi} spires distantes de Π/p par rapport à l'axe O,x et parcouru par un courant $i=f(t)$, (2.11), la valeur de l'excitation magnétique H pour le point M , décalé de l'angle α par rapport à l'axe neutre $\{0,x\}$ x , pour le système triphasé exprimé par :

$$\left. \begin{aligned} H_1(\alpha_s) &= H_M \cdot \cos(p \cdot \alpha_s) \\ H_2(\alpha_s) &= H_M \cdot \cos\left(p \cdot \alpha_s - \frac{2\Pi}{3}\right) \\ H_3(\alpha_s) &= H_M \cdot \cos\left(p \cdot \alpha_s + \frac{2\Pi}{3}\right) \end{aligned} \right\} \quad (\text{B.3})$$

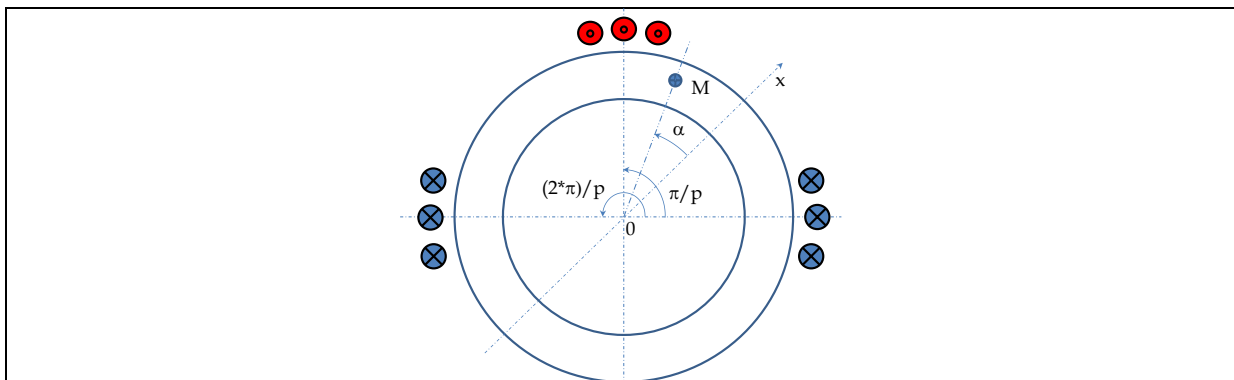


Figure B-1 : Machine élémentaire

En négligeant la réluctance de la partie ferromagnétique du circuit par rapport à celle de l'entrefer, le théorème d'Ampère, (A.8), impose une excitation maximale dans l'entrefer, en l'occurrence dans l'axe de la bobine, proportionnel au courant magnétisant.

$$K \cdot I_M = H_M$$

En tenant compte des relations (2.12), il vient :

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{H}_1(\mathbf{t}, \alpha_s) &= \mathbf{K} \cdot \mathbf{I}_M \cdot [\cos(\mathbf{p}\alpha_s) \cos(\omega\mathbf{t})] \\ \mathbf{H}_2(\mathbf{t}, \alpha_s) &= \mathbf{K} \cdot \mathbf{I}_M \cdot [\cos\left(\mathbf{p} \cdot \alpha_s - \frac{2\Pi}{3}\right) \cos\left(\omega\mathbf{t} - \frac{2\Pi}{3}\right)] \\ \mathbf{H}_3(\mathbf{t}, \alpha_s) &= \mathbf{K} \cdot \mathbf{I}_M \cdot [\cos\left(\mathbf{p} \cdot \alpha_s + \frac{2\Pi}{3}\right) \cos\left(\omega\mathbf{t} + \frac{2\Pi}{3}\right)] \end{aligned} \right\} \quad (\text{B.4})$$

En appliquant les règles des relations trigonométriques, on obtient pour les trois phases considérées :

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{H}_1(\mathbf{t}, \alpha_s) &= \frac{\mathbf{K} \cdot \mathbf{I}_M}{2} \cdot [\cos(\mathbf{p} \cdot \alpha_s - \omega\mathbf{t}) + \cos(\mathbf{p} \cdot \alpha_s + \omega\mathbf{t})] \\ \mathbf{H}_2(\mathbf{t}, \alpha_s) &= \frac{\mathbf{K} \cdot \mathbf{I}_M}{2} \cdot [\cos(\mathbf{p} \cdot \alpha_s - \omega\mathbf{t}) + \cos(\mathbf{p} \cdot \alpha_s + \omega\mathbf{t} - \frac{2\Pi}{3})] \\ \mathbf{H}_3(\mathbf{t}, \alpha_s) &= \frac{\mathbf{K} \cdot \mathbf{I}_M}{2} \cdot [\cos(\mathbf{p} \cdot \alpha_s - \omega\mathbf{t}) + \cos(\mathbf{p} \cdot \alpha_s + \omega\mathbf{t} + \frac{2\Pi}{3})] \end{aligned} \right\} \quad (\text{B.5})$$

On ajoutant l'hypothèse que le circuit magnétique est linéaire, l'excitation résultante dans l'entrefer correspond à la superposition des grandeurs $\mathbf{H}_{1,2,3}$ produites par les différentes phases.

$$\mathbf{H}(\mathbf{t}, \alpha_s) = \mathbf{H}_1(\mathbf{t}, \alpha_s) + \mathbf{H}_2(\mathbf{t}, \alpha_s) + \mathbf{H}_3(\mathbf{t}, \alpha_s) = \frac{3\mathbf{H}_M}{2} \cos(\mathbf{p}\alpha_s - \omega\mathbf{t}) \quad (\text{B.6})$$

L'excitation résultante ou globale \mathbf{H} , donne finalement, en considérant μ la perméabilité et les propriétés du matériau, (A.5), l'induction résultante globale.

$$\mathbf{B}(\mathbf{t}, \alpha_s) = \frac{3\mathbf{B}_M}{2} \cos(\mathbf{p}\alpha_s - \omega\mathbf{t}) \quad (\text{B.7})$$

Les représentations spatio-temporelles de l'induction magnétique $\mathbf{B}(\mathbf{t}, \alpha_s)$, sont illustrées figure B1 a et B1-b en vue de dessus, les amplitudes de l'induction et la fréquence sont volontairement choisies unitaires, pour une période mécanique spatiale T_{α_s} ($^\circ$). Ici le nombre de pôles est au nombre de 10.

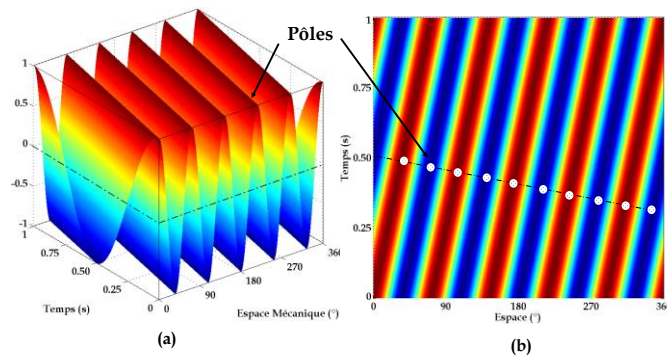


Figure B-2: Représentation spatio-temporelle de l'induction magnétique

Annexe C : La pression magnétique de Maxwell.

▪ La pression magnétique de Maxwell

On propose de donner l'expression des forces caractérisées par le tenseur de Maxwell.

En considérant les équations de Maxwell Annexe A (A.3), (A.5), (A.9) et que le circuit magnétique représente un support homogène linéaire, on peut calculer la densité de force df (C.1) et le rotationnel du champ d'excitation H (C.2). On se placera dans le repère d'espace (O, x, y, z) .

$$df = J \wedge B = \text{Rot } H \wedge \mu H = \overline{\text{divT}} \quad (\text{C.1})$$

$$\text{Rot } H = \begin{pmatrix} \partial_x \\ \partial_y \\ \partial_z \end{pmatrix} \wedge \begin{pmatrix} H_x \\ H_y \\ H_z \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \partial_y H_z - \partial_z H_y \\ \partial_z H_x - \partial_x H_z \\ \partial_x H_y - \partial_y H_x \end{pmatrix} \quad (\text{C.2})$$

La combinaison des équations (C.1) et (C.2) nous permet d'obtenir

$$\begin{aligned} df = \text{Rot } H \wedge \mu H &= \mu \begin{pmatrix} \partial_y H_z - \partial_z H_y \\ \partial_z H_x - \partial_x H_z \\ \partial_x H_y - \partial_y H_x \end{pmatrix} \wedge \begin{pmatrix} H_x \\ H_y \\ H_z \end{pmatrix} \\ &= \mu \begin{pmatrix} H_z(\partial_z H_x - \partial_x H_z) - H_y(\partial_x H_y - \partial_y H_x) \\ H_x(\partial_x H_y - \partial_y H_x) - H_z(\partial_y H_z - \partial_z H_y) \\ H_y(\partial_y H_z - \partial_z H_y) - H_x(\partial_z H_x - \partial_x H_z) \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (\text{C.3})$$

Nous avons donc pour la densité de force

$$df = \begin{pmatrix} f_x \\ f_y \\ f_z \end{pmatrix} = \mu \begin{pmatrix} H_z(\partial_z H_x - \partial_x H_z) - H_y(\partial_x H_y - \partial_y H_x) \\ H_x(\partial_x H_y - \partial_y H_x) - H_z(\partial_y H_z - \partial_z H_y) \\ H_y(\partial_y H_z - \partial_z H_y) - H_x(\partial_z H_x - \partial_x H_z) \end{pmatrix} = \overline{\text{divT}} \quad (\text{C.4})$$

Avec :

$$\overline{\text{divT}} = \begin{pmatrix} \frac{\partial T_{x,x}}{\partial x} + \frac{\partial T_{x,y}}{\partial y} + \frac{\partial T_{x,z}}{\partial z} \\ \frac{\partial T_{y,x}}{\partial x} + \frac{\partial T_{y,y}}{\partial y} + \frac{\partial T_{y,z}}{\partial z} \\ \frac{\partial T_{z,x}}{\partial x} + \frac{\partial T_{z,y}}{\partial y} + \frac{\partial T_{z,z}}{\partial z} \end{pmatrix} \quad (\text{C.5})$$

Soit :

$$d\mathbf{f} = \begin{pmatrix} f_x \\ f_y \\ f_z \end{pmatrix} = \mu \begin{pmatrix} \mathbf{H}_z(\partial_z \mathbf{H}_x - \partial_x \mathbf{H}_z) - \mathbf{H}_y(\partial_x \mathbf{H}_y - \partial_y \mathbf{H}_x) \\ \mathbf{H}_x(\partial_x \mathbf{H}_y - \partial_y \mathbf{H}_x) - \mathbf{H}_z(\partial_y \mathbf{H}_z - \partial_z \mathbf{H}_y) \\ \mathbf{H}_y(\partial_y \mathbf{H}_z - \partial_z \mathbf{H}_y) - \mathbf{H}_x(\partial_z \mathbf{H}_x - \partial_x \mathbf{H}_z) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{\partial \mathbf{T}_{x,x}}{\partial x} + \frac{\partial \mathbf{T}_{x,y}}{\partial y} + \frac{\partial \mathbf{T}_{x,z}}{\partial z} \\ \frac{\partial \mathbf{T}_{y,x}}{\partial x} + \frac{\partial \mathbf{T}_{y,y}}{\partial y} + \frac{\partial \mathbf{T}_{y,z}}{\partial z} \\ \frac{\partial \mathbf{T}_{z,x}}{\partial x} + \frac{\partial \mathbf{T}_{z,y}}{\partial y} + \frac{\partial \mathbf{T}_{z,z}}{\partial z} \end{pmatrix} \quad (\text{C.6})$$

On définit alors pour f_x :

$$\mathbf{T}_{x,y} = \mu \mathbf{H}_x \mathbf{H}_y \Rightarrow \frac{\partial \mathbf{T}_{x,y}}{\partial y} = \mu \left(\mathbf{H}_x \frac{\partial \mathbf{H}_y}{\partial y} + \mathbf{H}_y \frac{\partial \mathbf{H}_x}{\partial y} \right) \quad (\text{C.7})$$

$$\mathbf{T}_{x,z} = \mu \mathbf{H}_x \mathbf{H}_z \Rightarrow \frac{\partial \mathbf{T}_{x,z}}{\partial z} = \mu \left(\mathbf{H}_x \frac{\partial \mathbf{H}_z}{\partial z} + \mathbf{H}_z \frac{\partial \mathbf{H}_x}{\partial z} \right) \quad (\text{C.8})$$

Pour f_y :

$$\mathbf{T}_{y,x} = \mu \mathbf{H}_y \mathbf{H}_x \Rightarrow \frac{\partial \mathbf{T}_{y,x}}{\partial x} = \mu \left(\mathbf{H}_y \frac{\partial \mathbf{H}_x}{\partial x} + \mathbf{H}_x \frac{\partial \mathbf{H}_y}{\partial x} \right) \quad (\text{C.9})$$

$$\mathbf{T}_{y,z} = \mu \mathbf{H}_y \mathbf{H}_z \Rightarrow \frac{\partial \mathbf{T}_{y,z}}{\partial z} = \mu \left(\mathbf{H}_y \frac{\partial \mathbf{H}_z}{\partial z} + \mathbf{H}_z \frac{\partial \mathbf{H}_y}{\partial z} \right) \quad (\text{C.10})$$

Et pour f_z :

$$\mathbf{T}_{z,x} = \mu \mathbf{H}_z \mathbf{H}_x \Rightarrow \frac{\partial \mathbf{T}_{z,x}}{\partial x} = \mu \left(\mathbf{H}_z \frac{\partial \mathbf{H}_x}{\partial x} + \mathbf{H}_x \frac{\partial \mathbf{H}_z}{\partial x} \right) \quad (\text{C.11})$$

$$\mathbf{T}_{z,y} = \mu \mathbf{H}_z \mathbf{H}_y \Rightarrow \frac{\partial \mathbf{T}_{z,y}}{\partial y} = \mu \left(\mathbf{H}_z \frac{\partial \mathbf{H}_y}{\partial y} + \mathbf{H}_y \frac{\partial \mathbf{H}_z}{\partial y} \right) \quad (\text{C.12})$$

On combinant les relations (1.12), (1.13), (1.14), on obtient pour les composantes de la force dans le repère d'espace définit.

$$\begin{aligned} f_x &= \mu \left[\mathbf{H}_z \frac{\partial \mathbf{H}_x}{\partial z} - \mathbf{H}_z \frac{\partial \mathbf{H}_z}{\partial x} - \mathbf{H}_y \frac{\partial \mathbf{H}_y}{\partial x} + \mathbf{H}_y \frac{\partial \mathbf{H}_x}{\partial y} \right] \\ &= \frac{\partial \mathbf{T}_{x,x}}{\partial x} + \mu \left[\mathbf{H}_x \frac{\partial \mathbf{H}_y}{\partial y} + \mathbf{H}_y \frac{\partial \mathbf{H}_x}{\partial y} + \mathbf{H}_x \frac{\partial \mathbf{H}_z}{\partial z} + \mathbf{H}_z \frac{\partial \mathbf{H}_x}{\partial z} \right] \end{aligned} \quad (\text{C.13})$$

$$\begin{aligned} f_y &= \mu \left[\mathbf{H}_x \frac{\partial \mathbf{H}_y}{\partial x} - \mathbf{H}_x \frac{\partial \mathbf{H}_x}{\partial y} - \mathbf{H}_z \frac{\partial \mathbf{H}_z}{\partial y} + \mathbf{H}_z \frac{\partial \mathbf{H}_y}{\partial z} \right] \\ &= \frac{\partial \mathbf{T}_{y,y}}{\partial y} + \mu \left[\mathbf{H}_y \frac{\partial \mathbf{H}_x}{\partial x} + \mathbf{H}_x \frac{\partial \mathbf{H}_y}{\partial x} + \mathbf{H}_y \frac{\partial \mathbf{H}_z}{\partial z} + \mathbf{H}_z \frac{\partial \mathbf{H}_y}{\partial z} \right] \end{aligned} \quad (\text{C.14})$$

$$\begin{aligned}
\mathbf{f}_z &= \mu \left[\mathbf{H}_y \frac{\partial \mathbf{H}_z}{\partial y} - \mathbf{H}_y \frac{\partial \mathbf{H}_y}{\partial z} - \mathbf{H}_x \frac{\partial \mathbf{H}_x}{\partial z} + \mathbf{H}_x \frac{\partial \mathbf{H}_z}{\partial x} \right] \\
&= \frac{\partial \mathbf{T}_{z,z}}{\partial z} + \mu \left[\mathbf{H}_z \frac{\partial \mathbf{H}_x}{\partial x} + \mathbf{H}_x \frac{\partial \mathbf{H}_z}{\partial x} + \mathbf{H}_z \frac{\partial \mathbf{H}_y}{\partial y} + \mathbf{H}_y \frac{\partial \mathbf{H}_z}{\partial y} \right]
\end{aligned} \tag{C.15}$$

En simplifiant membre à membre les relations (1.19) à (1.21), on retrouve pour la matrice du tenseur :

$$\begin{pmatrix} \frac{\partial \mathbf{T}_{x,x}}{\partial x} \\ \frac{\partial \mathbf{T}_{y,y}}{\partial y} \\ \frac{\partial \mathbf{T}_{z,z}}{\partial z} \end{pmatrix} = \mu \begin{pmatrix} -\mathbf{H}_z \frac{\partial \mathbf{H}_z}{\partial x} - \mathbf{H}_y \frac{\partial \mathbf{H}_y}{\partial x} - \mathbf{H}_x \frac{\partial \mathbf{H}_y}{\partial y} - \mathbf{H}_x \frac{\partial \mathbf{H}_z}{\partial z} \\ -\mathbf{H}_x \frac{\partial \mathbf{H}_x}{\partial y} - \mathbf{H}_z \frac{\partial \mathbf{H}_z}{\partial y} - \mathbf{H}_y \frac{\partial \mathbf{H}_x}{\partial x} - \mathbf{H}_y \frac{\partial \mathbf{H}_z}{\partial z} \\ -\mathbf{H}_y \frac{\partial \mathbf{H}_y}{\partial z} - \mathbf{H}_x \frac{\partial \mathbf{H}_x}{\partial z} - \mathbf{H}_z \frac{\partial \mathbf{H}_x}{\partial x} - \mathbf{H}_z \frac{\partial \mathbf{H}_y}{\partial y} \end{pmatrix} \tag{C.16}$$

En considérant les propriétés du champ magnétique B, (A.3), (A.5)

$$\operatorname{div} \mathbf{B} \Rightarrow \mu \left(\frac{\partial \mathbf{H}_x}{\partial x} + \frac{\partial \mathbf{H}_y}{\partial y} + \frac{\partial \mathbf{H}_z}{\partial z} \right) = 0 \tag{C.17}$$

En conséquence on peut alors écrire :

$$\frac{\partial \mathbf{T}_{x,x}}{\partial x} = \mu \left[-\mathbf{H}_z \frac{\partial \mathbf{H}_z}{\partial x} - \mathbf{H}_y \frac{\partial \mathbf{H}_y}{\partial x} - \cancel{\mathbf{H}_x \frac{\partial \mathbf{H}_y}{\partial y}} - \cancel{\mathbf{H}_x \frac{\partial \mathbf{H}_z}{\partial z}} + \mathbf{H}_x \frac{\partial \mathbf{H}_x}{\partial x} + \cancel{\mathbf{H}_x \frac{\partial \mathbf{H}_y}{\partial y}} + \cancel{\mathbf{H}_x \frac{\partial \mathbf{H}_z}{\partial z}} \right] \tag{C.18}$$

$$\frac{\partial \mathbf{T}_{y,y}}{\partial y} = \mu \left[-\mathbf{H}_x \frac{\partial \mathbf{H}_x}{\partial y} - \mathbf{H}_z \frac{\partial \mathbf{H}_z}{\partial y} - \cancel{\mathbf{H}_y \frac{\partial \mathbf{H}_x}{\partial x}} - \cancel{\mathbf{H}_y \frac{\partial \mathbf{H}_z}{\partial z}} + \mathbf{H}_y \frac{\partial \mathbf{H}_y}{\partial y} + \cancel{\mathbf{H}_y \frac{\partial \mathbf{H}_x}{\partial x}} + \cancel{\mathbf{H}_y \frac{\partial \mathbf{H}_z}{\partial z}} \right] \tag{C.19}$$

$$\frac{\partial \mathbf{T}_{z,z}}{\partial z} = \mu \left[-\mathbf{H}_y \frac{\partial \mathbf{H}_y}{\partial z} - \mathbf{H}_x \frac{\partial \mathbf{H}_x}{\partial z} - \cancel{\mathbf{H}_z \frac{\partial \mathbf{H}_x}{\partial x}} - \cancel{\mathbf{H}_z \frac{\partial \mathbf{H}_y}{\partial y}} + \mathbf{H}_z \frac{\partial \mathbf{H}_z}{\partial z} + \cancel{\mathbf{H}_z \frac{\partial \mathbf{H}_x}{\partial x}} + \cancel{\mathbf{H}_z \frac{\partial \mathbf{H}_y}{\partial y}} + \mathbf{H}_z \frac{\partial \mathbf{H}_z}{\partial z} \right] \tag{C.20}$$

$$\begin{pmatrix} \frac{\partial \mathbf{T}_{x,x}}{\partial x} \\ \frac{\partial \mathbf{T}_{y,y}}{\partial y} \\ \frac{\partial \mathbf{T}_{z,z}}{\partial z} \end{pmatrix} = \mu \begin{pmatrix} \mathbf{H}_x \frac{\partial \mathbf{H}_x}{\partial x} - \mathbf{H}_z \frac{\partial \mathbf{H}_z}{\partial x} - \mathbf{H}_y \frac{\partial \mathbf{H}_y}{\partial x} \\ \mathbf{H}_y \frac{\partial \mathbf{H}_y}{\partial y} - \mathbf{H}_x \frac{\partial \mathbf{H}_x}{\partial y} - \mathbf{H}_z \frac{\partial \mathbf{H}_z}{\partial y} \\ \mathbf{H}_z \frac{\partial \mathbf{H}_z}{\partial z} - \mathbf{H}_y \frac{\partial \mathbf{H}_y}{\partial z} - \mathbf{H}_x \frac{\partial \mathbf{H}_x}{\partial z} \end{pmatrix} \tag{C.21}$$

En intégrant la matrice du tenseur obtenue, on a :

$$\begin{pmatrix} T_{x,x} \\ T_{y,y} \\ T_{z,z} \end{pmatrix} = \frac{\mu}{2} \begin{pmatrix} H_x^2 - H_y^2 - H_z^2 \\ H_y^2 - H_x^2 - H_z^2 \\ H_z^2 - H_y^2 - H_x^2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} K_i \\ K_j \\ K_k \end{pmatrix} \quad (C.22)$$

Si l'on considère le champ d'excitation H total d'espace dans le repère d'espace défini.

$$H^2 = H_x^2 + H_y^2 + H_z^2 \quad (C.23)$$

On peut définir pour la composante du tenseur $T_{x,x}$ suivant l'axe x

$$T_{x,x} = \mu \left(H_x^2 - \frac{H^2}{2} \right) \quad (C.24)$$

De la même manière on peut écrire le tenseur T .

$$T = \mu \begin{pmatrix} H_x^2 - \frac{H^2}{2} & H_x H_y & H_x H_z \\ H_y H_x & H_y^2 - \frac{H^2}{2} & H_y H_z \\ H_z H_x & H_z H_y & H_z^2 - \frac{H^2}{2} \end{pmatrix} = \frac{1}{\mu} \begin{pmatrix} B_x^2 - \frac{B^2}{2} & B_x B_y & B_x B_z \\ B_y B_x & B_y^2 - \frac{B^2}{2} & B_y B_z \\ B_z B_x & B_z B_y & B_z^2 - \frac{B^2}{2} \end{pmatrix} \quad (C.25)$$

La Matrice T du tenseur de Maxwell d'ordre 2 peut s'exprimer sous sa forme générale

$$T_{mn} = \mu \left(H_m H_n - \frac{1}{2} \delta_{mn} H^2 \right) \quad (C.26)$$

Avec le coefficient de Kronecker $\delta_{mn} = 1$ et $\delta_{mn} = 0$ si $m \neq n$

Afin d'obtenir la **Force** s'exerçant sur la surface considérée il faut tenir compte de la force volumique sur un volume défini V

$$\mathbf{F} = \iiint_V \mathbf{div} \mathbf{T} \cdot d\mathbf{v} \quad (C.27)$$

Le théorème d'Ostrogradski, nous permet de transformer l'intégrale d'un volume V en une intégrale de surface S aux frontières du volume considéré.

$$\mathbf{F} = \oint_S \mathbf{T} \cdot d\mathbf{S} \quad (C.28)$$

En considérant la direction et le sens d'un vecteur élément de surface dS , identiques à un vecteur unitaire \mathbf{n} normal à la surface, la force peut s'écrire.

$$\mathbf{F} = \oiint_S \mathbf{T} \cdot \mathbf{n} \, dS \quad (\text{C.29})$$

La détermination de la force conduit dans bien des cas à connaître les contraintes qui sont appliquées sur les éléments de surface dans le repère d'espace défini précédemment.

Ces contraintes peuvent être assimilées à des pressions exercées sur chaque élément de surface, c'est pourquoi nous choisirons de nommer ces forces « *pression de Maxwell* ».

Si l'on effectue le produit du tenseur par les éléments de surfaces dans le repère d'espace, à partir de l'expression (1.35) on peut écrire alors.

$$\begin{aligned} \mathbf{T} \cdot \mathbf{n} &= \frac{1}{\mu} \begin{pmatrix} \mathbf{B}_x^2 - \frac{\mathbf{B}^2}{2} & \mathbf{B}_x \mathbf{B}_y & \mathbf{B}_x \mathbf{B}_z \\ \mathbf{B}_y \mathbf{B}_x & \mathbf{B}_y^2 - \frac{\mathbf{B}^2}{2} & \mathbf{B}_y \mathbf{B}_z \\ \mathbf{B}_z \mathbf{B}_x & \mathbf{B}_z \mathbf{B}_y & \mathbf{B}_z^2 - \frac{\mathbf{B}^2}{2} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} n_x \\ n_y \\ n_z \end{pmatrix} = \frac{1}{\mu} \begin{pmatrix} \mathbf{B}_x^2 n_x - \frac{\mathbf{B}^2}{2} n_x + \mathbf{B}_x \mathbf{B}_y n_y + \mathbf{B}_x \mathbf{B}_z n_z \\ \mathbf{B}_y \mathbf{B}_x n_x + \mathbf{B}_y^2 n_y - \frac{\mathbf{B}^2}{2} n_y + \mathbf{B}_y \mathbf{B}_z n_z \\ \mathbf{B}_z \mathbf{B}_x n_x + \mathbf{B}_z \mathbf{B}_y n_y + \mathbf{B}_z^2 n_z - \frac{\mathbf{B}^2}{2} n_z \end{pmatrix} \\ &= \frac{1}{\mu} \begin{pmatrix} (\mathbf{B}_x n_x + \mathbf{B}_y n_y + \mathbf{B}_z n_z) \cdot \mathbf{B}_x - \frac{\mathbf{B}^2}{2} n_x \\ (\mathbf{B}_x n_x + \mathbf{B}_y n_y + \mathbf{B}_z n_z) \cdot \mathbf{B}_y - \frac{\mathbf{B}^2}{2} n_y \\ (\mathbf{B}_x n_x + \mathbf{B}_y n_y + \mathbf{B}_z n_z) \cdot \mathbf{B}_z - \frac{\mathbf{B}^2}{2} n_z \end{pmatrix} \\ &= \frac{1}{\mu} \cdot (\mathbf{B} \cdot \mathbf{n}) \cdot \mathbf{B} - \frac{\mathbf{B}^2}{2} \cdot \mathbf{n} \end{aligned} \quad (\text{C.30})$$

On peut dès lors écrire, en tenant compte pour le champ magnétique \mathbf{B} , les composantes normale et tangentielle.

$$\mathbf{B} = \mathbf{B}_n \cdot \mathbf{n} + \mathbf{B}_t \mathbf{t} \quad (\text{C.31})$$

Dans le cas de d'une machine électrique, la pression de Maxwell prend naissance dans l'entrefer qui sépare le rotor et le stator. La surface considérée embrasse donc des matériaux de perméabilités différentes, notamment celle de l'air.

Dans ces conditions on peut, en combinant les relations (C.29), (C.30), (C.31) et en tenant compte de la perméabilité relative²³, exprimer la Force de Maxwell par :

$$\mathbf{F} = \oiint_S \mathbf{T} \cdot \mathbf{n} \, dS = \oiint_S \left[\frac{1}{\mu_0} (\mathbf{B} \cdot \mathbf{n}) \cdot \mathbf{B} - \frac{\mathbf{B}^2}{2\mu_0} \cdot \mathbf{n} \right] dS \quad (\text{C.32})$$

$$\mathbf{F} = \oiint_S \left[\frac{1}{\mu_0} \mathbf{B}_n (\mathbf{B}_n \cdot \mathbf{n} + \mathbf{B}_t \mathbf{t}) - \frac{1}{2\mu_0} (\mathbf{B}_n^2 + \mathbf{B}_t^2) \mathbf{n} \right] dS \quad (\text{C.33})$$

A partir de de (C.33) nous pouvons déduire l'expression finale de la force de Maxwell dans l'entrefer.

²³ La perméabilité magnétique du matériau μ s'exprime par le produit de la perméabilité du vide μ_0 (constante universelle $4\pi \times 10^{-7}$ H/m) et de la perméabilité relative μ_r du matériau. (Sans dimension).

$$\mathbf{F} = \iint_S \left[\frac{1}{2\mu_0} (\mathbf{B}_n^2 - \mathbf{B}_t^2) \mathbf{n} + \frac{1}{\mu_0} (\mathbf{B}_n \mathbf{B}_t) \mathbf{t} \right] d\mathbf{S} \quad (\text{C. 34})$$

On peut alors dissocier les composantes radiale et tangentielle de la force de Maxwell.

$$\mathbf{F} = \mathbf{F}_n \cdot \mathbf{n} + \mathbf{F}_t \mathbf{t} \quad (\text{C. 35})$$

$$\mathbf{F}_n = \iint_S \left[\frac{1}{2\mu_0} (\mathbf{B}_n^2 - \mathbf{B}_t^2) \right] d\mathbf{S} \quad (\text{C. 36})$$

$$\mathbf{F}_t = \iint_S \left[\frac{1}{\mu_0} (\mathbf{B}_n \mathbf{B}_t) \right] d\mathbf{S} \quad (\text{C. 37})$$

A partir des composantes de la pression radiale et tangentielle, on exprime la pression magnétique, pour les deux composantes par :

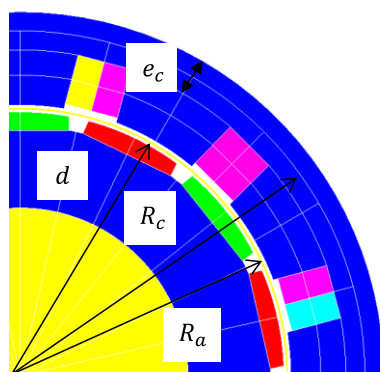
$$\sigma_n = \frac{1}{2\mu_0} (\mathbf{B}_n^2 - \mathbf{B}_t^2) \quad (\text{C. 38})$$

$$\sigma_t = \frac{1}{\mu_0} (\mathbf{B}_n \mathbf{B}_t) \quad (\text{C. 39})$$

Annexe D : Analyse mécanique des structures

Formulation des déformations statiques

L.Alger considère que le stator d'une machine peut être assimilé à une poutre libre maintenue à ses extrémités et soumise à une onde de force. Dans ce cas on se rapproche du modèle de l'anneau mince. H.Jordan et P.L.Timar dans cette hypothèse ont énoncé les formules (D.1),(D.2),(D.3) qui permettent de déterminer l'amplitude des déformations statiques pour les modes $m=\{0,1,2,\dots,n,\dots,(n+1)\}$, figure D-1.



$$Y_{0s} = \frac{R_a R_c}{E e_c} \hat{F} \quad m=0 \quad (D.1)$$

$$Y_{1s} = \frac{4 R_a l^3 L}{3 E d^4} \hat{F} \quad m=1 \quad (D.2)$$

$$Y_{ms} = \frac{12 R_a R_c^3 L}{E e_c^3 (m^2 - 1)^2} \hat{F} \quad m \geq 2 \quad (D.3)$$

Figure D- 1:Caractérisation de dimensionnement

- \hat{F} : amplitude de la force en N,
- Y_{ms} : amplitude de déformation statique relative à une force de m modes,
- R_a : rayon d'alésage, rayon intérieur du stator,
- R_c : rayon moyen de la culasse,
- e_c : épaisseur radiale de la culasse derrière les encoches,
- L : longueur du fer,
- l : distance entre appuis de l'arbre rotorique,
- d : diamètre de l'arbre,
- E : coefficient d'élasticité ou module de Young : $E=2.1 \cdot 10^{11} \text{N/m}^2$ pour le fer.
- ρ : masse volumique de la culasse.
- ρ_m : masse volumique corrigée.
- M_c : masse de la culasse.
- M_d : masse de la denture.
- M_b : masse du bobinage.

Formulation des fréquences de résonances

Le tableau D-1 résume les fréquences f_p de résonances propres à la structure. On y retrouve la fréquence propre du mode 0, encore appelé mode de gonflement et celle du mode 1 souvent qualifié dans la littérature de « mode de flexion » de l'arbre. On notera que pour les modes ≥ 2 , on retrouve les fréquences relatives à la déformation radiale et longitudinale.

Tableau D-1 : Fréquences de résonances propres structurelles

m	f_p	
0	$f_0 = \frac{1}{R_c} \sqrt{\frac{E}{\rho_m}} ; \rho_m = \frac{M_c + M_d + M_b}{M_c}$	(D.4)
1	$f_1 = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{3 E d^4}{8 l^3 10^3 [L(4R_a^2 - d^2) + \frac{1}{2} l d^2]}}$	(D.5)
≥ 2	$f_m = f_0 \frac{e_c}{2\sqrt{3}R_c} \frac{m(m^2 - 1)}{\sqrt{m^2 + 1}}$	(D.6)
	$f_{lm} = f_0 \sqrt{m^2 - 1}$	(D.7)

▪ Déformations statiques par rapport au mode m = 0.

Pour le mode m = 1

$$\frac{Y_{1s}}{Y_{0s}} = \frac{4Ll^3 e_c}{3d^4 R_c} \quad (D.8)$$

L'exploitation de la relation (D.8) permet de mettre en évidence le rapport des amplitudes du mode 1 par rapport au mode 0 en fonction du rapport $(\frac{e_c}{R_c})$. La figure (D-2) montre l'influence de l'épaisseur de culasse et du rayon moyen pour le mode m=1. Elle montre que « l'effet d'excentricité » provoqué par le mode m=1 est très important

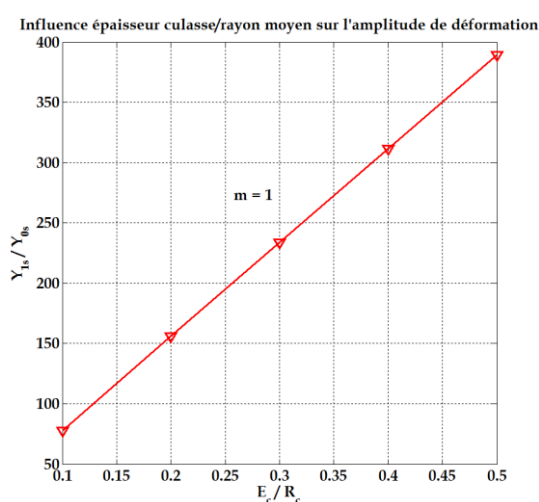


Figure D-1: Influence- e_c/R_c sur l'amplitude de déformation pour le mode m=1

Pour le mode m ≥ 2

$$\frac{Y_{ms}}{Y_{0s}} = \frac{12}{(m^2 - 1)^2} \left(\frac{R_c}{e_c}\right)^2 \quad (D.9)$$

La figure D-3 illustre pour les modes 2 et 3 l'influence, du rapport « rayon moyen-épaisseur » de la culasse. En effet le rapport de la déformation statique du mode m_n par rapport au mode m_0 , s'atténue pour les modes élevés.

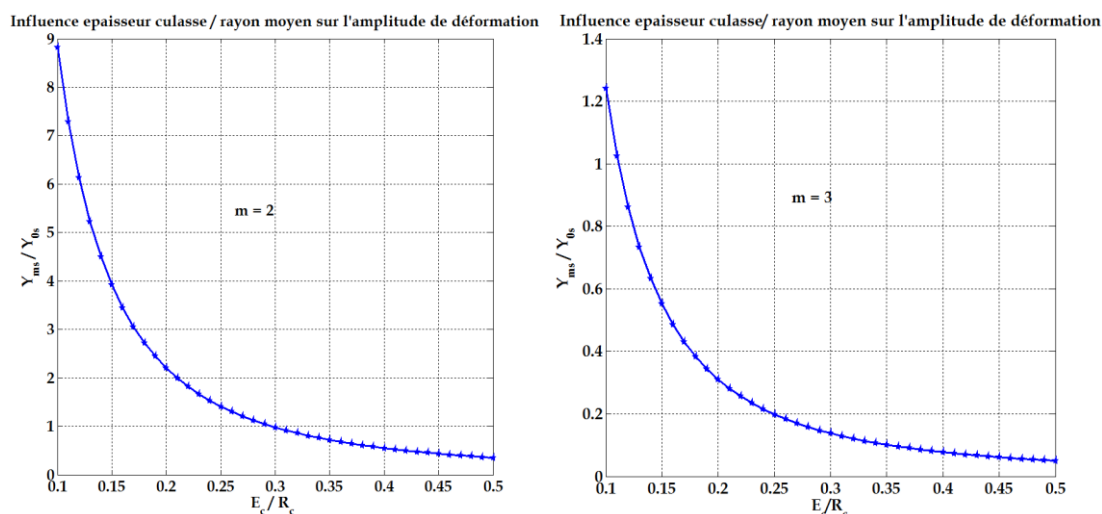


Figure D- 2:Influence- E_c/R_c sur l'amplitude de déformation pour les modes 2 et 3.

Les dimensions, pour les machines asynchrones, sont tributaires d'approximations (D.10) (D.11) entre l'épaisseur de la culasse, le rayon moyen de la culasse, le rayon d'alésage et le nombre de paires de pôles.[65].

$$R_c \approx 1.4 R_a \quad (D.10)$$

$$e_c \approx \frac{2. R_a}{5. p} \quad (D.11)$$

Dans ces conditions on peut montrer l'influence du mode de déformation et du nombre de pôles sur le rapport de déformation statique (D.13).

$$\frac{Y_{m_s}}{Y_{0_s}} = \frac{12}{(m^2 - 1)^2} \left(\frac{R_c}{e_c} \right)^2 = \frac{12. (1.4. R_a)^2}{\left(\frac{2. R_a}{5. p} \right)^2 . (m^2 - 1)^2} = \frac{23,52 . 25p^2}{4. (m^2 - 1)^2} \quad (D.12)$$

$$\frac{Y_{m_s}}{Y_{0_s}} \approx 147. \frac{p^2}{(m^2 - 1)^2} \quad (D.13)$$

Sur la figure D-4, on peut remarquer que pour un nombre de pôles élevé et un mode de déformation faible, le rapport (D.13) en valeur absolue, est important. Cela confirme dans un premier temps que pour les applications mettant en œuvre une machine à faible vitesse de rotation, c'est-à-dire possédant un nombre important de pôles, le risque est élevé, dans un second temps que les modes faibles de déformation statiques issus de la force appliquée à la structure sont préjudiciables.

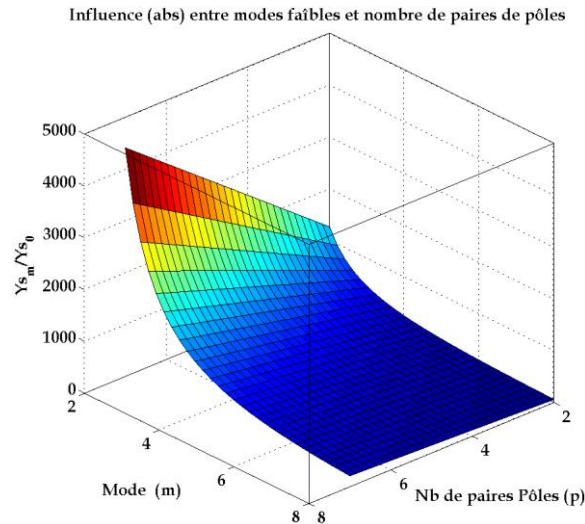


Figure D- 3: Influence nombre de pôles –Mode de déformation faible.

▪ **Amplitude des déformations dynamiques**

Si l'on prend en considération une poutre à un cylindre soumis à des contraintes de forces extérieures respectant le critère de Von miss-Maxwell²⁴, les formulations de H.Jordan donnent l'amplitude des déformations dynamiques Y_{md} (D.14) en multipliant l'amplitude de déformation statique Y_{ms} (D.3) par η_m (D.15), [66].

$$Y_{m,d} = \eta_m \cdot Y_{m,s} \quad (D.14)$$

Avec pour $m=0$ et $m=1$

$$\eta_{m,f} = \frac{1}{\left(\left(1 - \left(\frac{f_f}{f_m} \right)^2 \right)^2 + \left(2\xi_a - \left(\frac{f_f}{f_m} \right) \right)^2 \right)^{\frac{1}{2}}} \quad (D.15)$$

Le coefficient d'amortissement ξ_a , très complexe à déterminer et bornée aux valeurs suivantes $0.01 < \xi_a < 0.04$, dès lors que la fréquence de la force est proche de celle de la résonance de sorte à éviter que η_m n'atteigne une valeur infinie. Auquel cas l'amplitude de vibration serait infinie.

Et pour $m \geq 2$

$$\eta_{m,f} = \frac{m^2 - \left(\frac{f_f}{f_0} \right)^2}{\left(\left(\frac{f_f}{f_0} \right)^2 - \left(\frac{f_m}{f_0} \right)^2 \right) \left(\left(\frac{f_f}{f_0} \right)^2 - \left(\frac{f_{lm}}{f_0} \right)^2 \right)} \quad (D.16)$$

²⁴ Le critère dit de Von Mises fut formulé par Maxwell en 1865. Huber (1904) la développa partiellement dans un article en polonais. Cependant, sa paternité est généralement attribuée à Von Mises (1913). On parle aussi parfois de la théorie de Maxwell-Huber-Hencky-Von Mises, ou de critère de Prandtl-Reuss.

- **Caractérisation des grandeurs mécaniques**

- **Module de Young**

Le module de Young E , encore appelé module d'élasticité est une constante reliant la contrainte de traction et / ou de compression σ_c à la déformation ϵ pour un matériau élastique isotrope.

$$E = \frac{\sigma_c}{\epsilon} \quad (D.17)$$

- **Coefficient de poisson**

Le coefficient de Poisson « ν », est un coefficient permettant de caractériser la contraction de la matière perpendiculairement à la direction de l'effort appliqué.

- **Le module de cisaillement**

Ce module noté G , est une grandeur caractéristique constante de la déformation due aux efforts de cisaillement.

$$G = \frac{1}{2} \cdot \frac{E}{(1 + \nu)} \quad (D.18)$$

- **Le moment quadratique**

Le moment quadratique I , D.19, D.20 est caractérisé par la section droite C-C de l'anneau mince de masse volumique ρ , de surface S , figure C.4, par rapport à la ligne neutre suivant l'axe Z .

$$I = \int_0^L \int_{-\frac{h}{2}}^{\frac{h}{2}} R^2 \cdot dr \cdot dz \quad (D.19)$$

$$I = \frac{L \cdot h^3}{12} \quad (D.20)$$

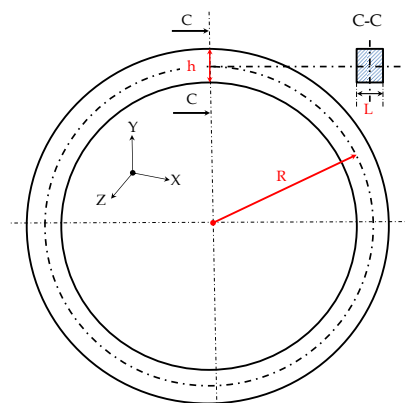


Figure D.4 : Caractérisation de l'anneau mince

Les modèles présentées ci-dessous sont extrait des travaux de thèse [70].

▪ **Modèle d'Euler-Bernoulli appliqué à un anneau.**

Tableau D- 2: Modèle d'Euler-Bernoulli appliqué à un anneau.

Fréquence propres $f_{p,n}$ d'ordre n : Modèle Euler-Bernoulli	
$M_{B,1}$	$e_{s,N}$ et $e_{k,R}$ négligées
$M_{B,1}$ $M_{B,2}$	$f_{p,n} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{EI}{\rho SR^4}} \cdot n \cdot \sqrt{n^2 + 1}$
	$e_{s,N}$ négligée
$M_{B,2}$ $M_{B,3}$	$f_{p,n} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{EI}{\rho R^2}} \cdot \sqrt{\frac{n^2 \cdot (1 + n^2)}{I \cdot (1 + n^2) + SR^2}}$
	$e_{k,R}$ négligée
$M_{B,3}$ $M_{B,4}$	$f_{p,n} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{E}{2\rho SR^4}}$
	$\sqrt{\frac{(1 + n^2) \cdot (In^2 + SR^2) - \sqrt{(n - 1)^2 \cdot (In^2 - SR^2)^2 + 4n^2 \cdot (In^2 + SR^2)^2}}{I \cdot (1 + n^2) + SR^2}}$
	Prise en compte de toutes les énergies
$M_{B,4}$	$f_{p,n} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{E}{2\rho SR^4}}$
	$\sqrt{\frac{I \cdot (1 - n^2 + 2n^4 + SR \cdot (1 + n^2)) - \sqrt{(I + SR^2) \cdot (I \cdot 1 - 3n^2)^2 + SR^2 \cdot (1 + n^2)^2}}{I \cdot (1 + n^2) + SR^2}}$

▪ **Modèle de Timoshenko appliqué à un anneau**

Tableau D- 3: Modèle de Timoshenko appliqué à un anneau

Fréquence propres $f_{p,n}$ d'ordre n : Modèle de Timoshenko	
$M_{T,1}$	$e_{s,N}$ et $e_{k,R}$ négligées k : Constante de section pour une poutre=5/6
	$f_{p,n} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{EIGk}{\rho SR^4} \cdot \frac{n^2 \cdot (1 + n^2)}{E \cdot I \cdot n^2 + GSR^2}}$
$M_{T,2}$	$e_{s,N}$ négligée
	$f_{p,n} = \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{In^2 \cdot (E + Gk) + Gk \cdot (I + r^2S) - \sqrt{4G^2ik^2SR^2 \cdot (1 + n^2) + (EIn^2 - Gk(I \cdot (1 + n^2) - R^2S))^2}}{2I\rho R^2}}$
$M_{T,3}$	$e_{k,R}$ négligée
	$f_{p,n} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{E}{2\rho R^2 \cdot (EIn^2 + GkSR^2)}}$
	$\left((1 + n^2) \cdot (In^2 \cdot (E + Gk) + GkSR^2) - \sqrt{(n^2 - 1)^2 \cdot (In^2 \cdot (E - Gk) + GkSR^2)^2 + 4n^2 \cdot (In^2 \cdot (E + Gk) + GkSR^2)^2} \right)$

▪ Modèles appliqués à un anneau et masselottes

Les modèles ici présentés reprennent les modèles d'Euler-Bernoulli et Timoshenko présentés précédemment. Ils tiennent compte du nombre Z_s des encoches statoriques et des enroulements implantés, figures D.5. La masse M (D.21) des dents M_D et des enroulements M_E sont ramenés le long du périmètre de la ligne neutre de l'anneau mince de masse volumique ρ , d'épaisseur h et de rayon R .

$$M = M_D + \frac{M_E}{Z_s} \quad (D.21)$$

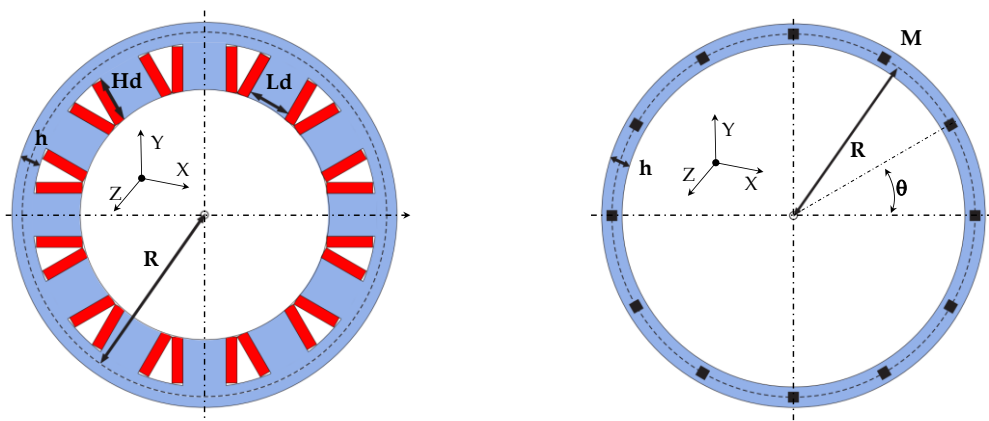


Figure D.5 : MASP 12 encoches.

Le coefficient de Rayleigh tient compte également des énergies de déformation et cinétique, de l'anneau mince et intègre l'énergie cinétique W_c des masselottes (D.22)

$$W_c \approx \frac{M \cdot Z_s}{4} \quad (D.22)$$

Les formulations des tableaux D-4 et D-5 sont construit à partir des modèles $M_{B,4}$ et $M_{T,3}$ respectifs aux tableaux D-2 et D-3.

Tableau D- 4: Fréquence propres $m=0$ -Modèle Euler-Bernoulli



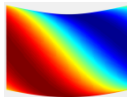
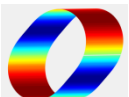
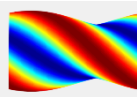
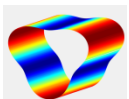
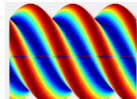
$S_{B,M}$	Fréquence propres $f_{p,n}$ d'ordre 0 : Euler-Bernoulli
	$f_{p,0} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{ES\pi}{R \cdot (\pi\rho SR + W)}}; \quad W = \frac{1}{2} \cdot (\rho Z_s L_d H_d + M_B)$
	Fréquence propres $f_{p,n}$ d'ordre n
	$f_{p,n} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{E\pi}{R^2} \cdot \frac{In^2 \cdot (\alpha_n + n^2) + SR^2 \cdot (1 + \alpha_n n)^2}{\rho\pi \cdot (I \cdot (\alpha_n + n)^2 + SR^2 \cdot (1 + \alpha_n^2)) + 2RW}}$
Paramètre α_n qui minimise le coefficient de Rayleigh	
	$\alpha_n = \frac{1}{2\pi n \rho S R (I \cdot SR^2)} \cdot \left((I + SR^2) \cdot (\pi\rho SR \cdot (n^2 - 1) + 2n^2 W) - \sqrt{(I + SR^2) \cdot (SR^2 \cdot (\pi\rho SR \cdot (1 + n^2) + 2n^2 W)^2 + I \cdot (\pi\rho SR \cdot (3n^2 - 1) + 2n^2 W)^2)} \right)$

Tableau D- 5: Fréquence propres m=0-Modèle Timoshenko

S _{T,M}	Fréquence propres $f_{p,n}$ d'ordre 0 : Timoshenko
	$f_{p,0} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{ES\pi}{R \cdot (\pi\rho SR + W)}}; \quad W = \frac{1}{2} \cdot (\rho Z_s L_d H_d + M_B)$
	Fréquence propres $f_{p,n}$ d'ordre n
	$f_{p,n} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\pi}{R} \cdot \frac{EIn^2\beta_n^2 + ES \cdot (1 + \alpha_n n)^2 + GkS \cdot (\alpha_n + n - R\beta_n)^2}{\pi\rho SR \cdot (1 + \alpha_n^2) + 2W}}$
	Paramètre α_n qui minimise le coefficient de Rayleigh
	$\alpha_n = \frac{\pi\rho SR}{2n\pi R\rho S \cdot (In^2 \cdot (E+Gk) + SR^2 Gk)} \cdot (n^2 - 1) \cdot (In^2 \cdot (E - Gk) + GkSR^2) + 2Wn^2 \cdot (EIn^2 + Gk \cdot (I + SR^2)) - \sqrt{\frac{4\pi R\rho S \cdot (In^3 \cdot (E + Gk) + GknR^2S)^2 \cdot (\pi R\rho S + 2W) + (\pi R\rho S \cdot (n^2 - 1) \cdot (In^2 \cdot (E - Gk) + GkR^2S) + 2Wn^2 \cdot (EIn^2 + Gk(I + SR^2)))^2}{}}$
Paramètre β_n qui minimise le coefficient de Rayleigh	
$\beta_n = \frac{Gk}{2n\pi\rho(EIn^2 + GkSR^2) \cdot (In^2 \cdot (E + Gk) + GkSR^2)} \cdot (\pi R\rho S \cdot (In^2 \cdot (Gk \cdot (1 + n^2) + E \cdot (3n^2 - 1)) + GkSR^2 \cdot (3n^2 - 1)) + 2Wn^2 \cdot (EIn^2 + Gk \cdot (I + SR^2))) - \sqrt{\frac{4\pi R\rho S \cdot (In^3 \cdot (E + Gk) + GknR^2S)^2 \cdot (\pi R\rho S + 2W) + (\pi R\rho S \cdot (n^2 - 1) \cdot (In^2 \cdot (E - Gk) + GkR^2S) + 2Wn^2 \cdot (EIn^2 + Gk(I + SR^2)))^2}{}}$	

▪ **Mode de déformation de la structure :**

Tableau D- 6: Représentation des modes propres de déformation de la structure.

Mode	Radial	Longitudinal
0		
1		
2		
3		

Annexe E : Les coefficients de bobinage.

Pour les machines conventionnelles, le facteur de bobinage k_w est le résultat d'un produit de facteurs différents, k_d , k_r , k_e , k_i , respectivement facteur de distribution, raccourcissement, ouverture d'encoche, d'inclinaison.

$$k_w = k_d \cdot k_r \cdot k_e \cdot k_i \quad (\text{E. 1})$$

▪ Facteur d'inclinaison

Afin de réduire les harmoniques de denture dans le cas de machine à pôles saillants on peut incliner les encoches ou les arrêtes de pièces polaires. Pour les machines asynchrones les barres polaires peuvent être inclinées, afin de réduire le couple de détente et améliorer la forme de la FEM. La figure D.1, illustre l'angle d'inclinaison γ .

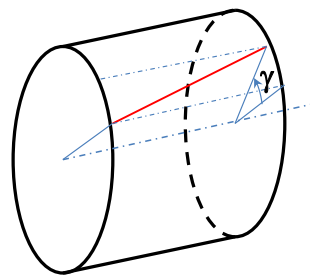


Figure E- 2: Angle d'inclinaison

On retrouve alors l'expression du facteur k_i , pour un harmonique de rang h supérieur à 1.

$$k_i = \frac{\sin \frac{h\pi\gamma}{2}}{\frac{h\pi\gamma}{2}} \quad (\text{E. 2})$$

▪ Facteur d'encoche

Les machines qui possèdent un nombre faible d'encoches, possèdent par voie de conséquence des encoches de largeur non négligeable, aussi les conducteurs qui y sont placés ne peuvent plus être considérés comme localisés en un point et l'angle X doit être pris en compte Figure E.2. Pour l'harmonique de rang supérieur à 1, le facteur d'encoche est donné par la relation (E.3)

$$k_e = \frac{\sin \frac{h\pi X}{2}}{\frac{h\pi X}{2}} \quad (\text{E. 3})$$

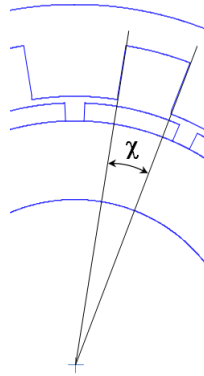


Figure E- 3: Angle d'encoches

▪ **Facteur de raccourcissement :**

Les enroulements qui constituent l'armature de la machine, sont le siège de la FEM. La littérature fait état d'harmonique H_5 , H_7 , pour la FEM qui se révèlent être générateur d'ondulation de couple. Ces harmoniques sont en fait liés au champ magnétique B de l'armature d'une part et des aimants d'autre part. Toutefois l'atténuation de ces harmoniques consiste à réaliser un bobinage à pas raccourcis. Ce type de bobinage a pour particularité de proposer un bobinage à répartition « chevauchante ». Le principe repose en une disposition des enroulements sur deux couches, il est alors possible de les répartir dans le fond de l'encoche ou bien encore près de son ouverture.

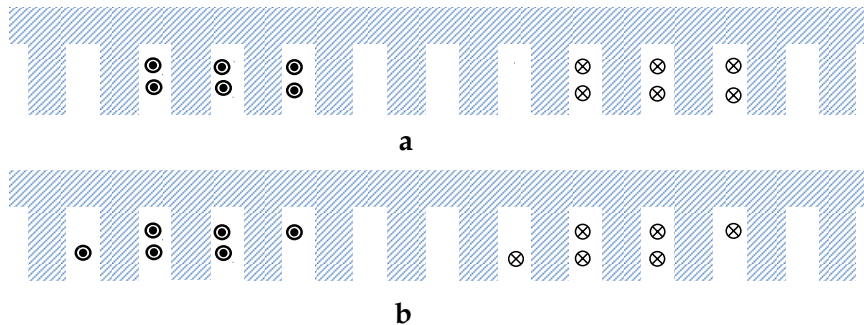


Figure E- 4: Section enroulement à pas raccourci.

La [figure E-4 a](#), montre un nombre $\lambda=3$, entier d'encoches pour chacune des phases, sur la [figure E-4 b](#), deux faisceaux ont été répartis sur $\zeta=1/2$ encoches, il en découle pour le facteur de raccourcissement d'ordre h , (E.4).

$$k_{rh} = \cos \frac{h\zeta\pi}{6\lambda} \quad (\text{E. 4})$$

▪ **Facteur de distribution :**

Le facteur de distribution k_d , peut être défini à partir de la FEM résultante induite à partir de FEMs créées par bobines élémentaires. Les bobines placées dans les encoches adjacentes sont décalées d'un angle α , conformément à la figure E.4.

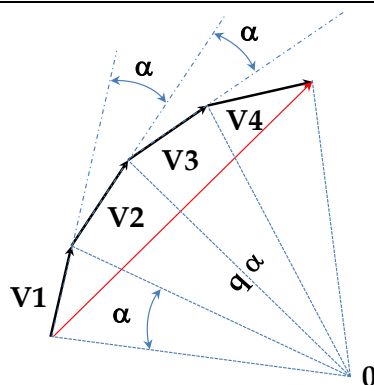


Figure E- 5: Association des fem résultantes

$$k_d = \frac{\text{somme vectorielle des fem élémentaires}}{\text{somme arithmétique}} \leq 1 \quad (\text{E. 5})$$

En considérant q , le nombre d'encoche par pôles et par phase on obtient

$$\alpha = \frac{\Pi}{3q} \quad (\text{E. 6})$$

Le facteur de distribution ne dépend que de q et vaut alors :

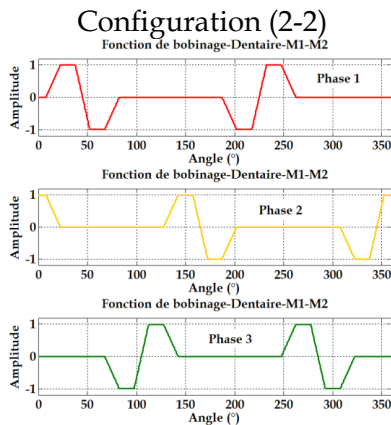
$$k_d = \frac{\sin\left(\frac{q \cdot \alpha}{2}\right)}{q \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right)} = \frac{\sin\left(\frac{\Pi}{6}\right)}{q \sin\left(\frac{\Pi}{6q}\right)} = \frac{1}{2q \sin\left(\frac{\Pi}{6q}\right)} \quad (\text{E. 7})$$

Pour l'harmonique h de rang supérieur à 1, le facteur de distribution s'écrit :

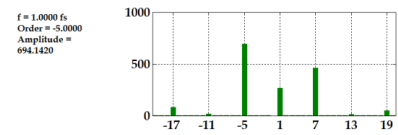
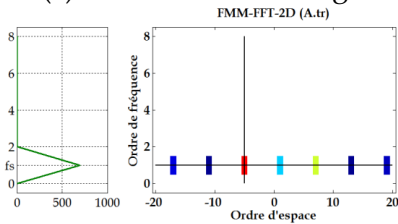
$$k_{dh} = \frac{\sin\left(\frac{h \cdot \Pi}{6}\right)}{q \sin\left(\frac{h \cdot \Pi}{6q}\right)} = \frac{h}{2q \sin\left(\frac{h \cdot \Pi}{6q}\right)} \quad (\text{E. 8})$$

Annexe F : Résultats de simulations-M1

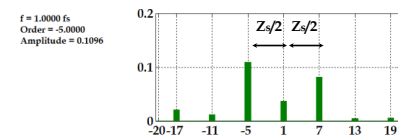
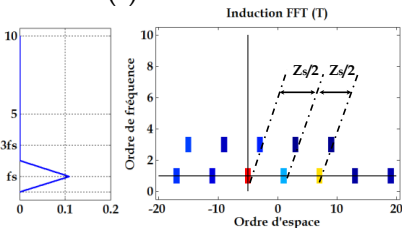
■ Comparaison configuration (2-2)-(3-1) M1



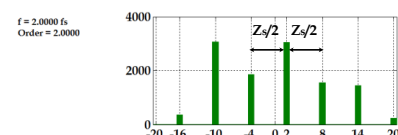
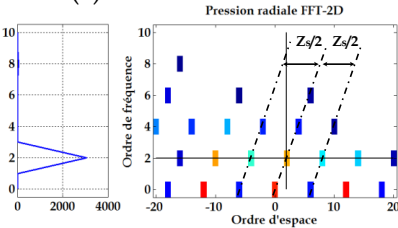
(a) Fonction de bobinage



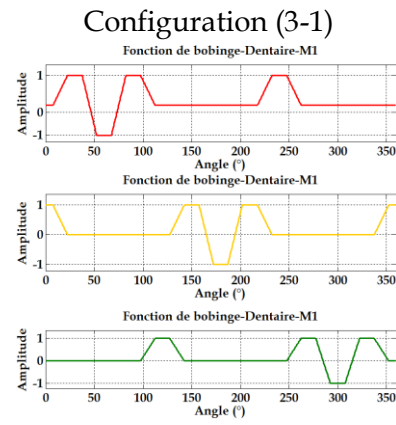
(c) FMM totale



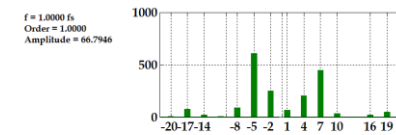
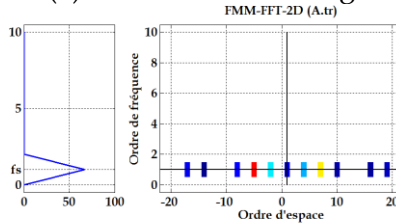
(e) Induction radiale



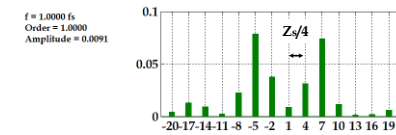
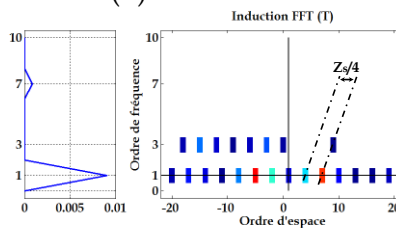
(g) Pression radiale



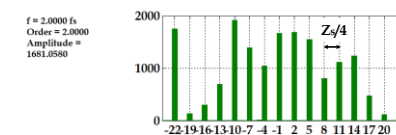
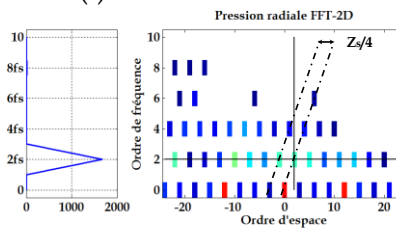
(b) Fonction de bobinage



(d) FMM totale

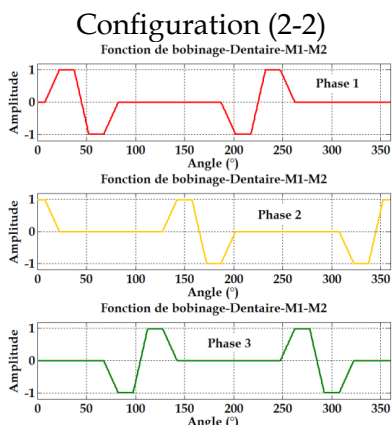


(f) Induction radiale

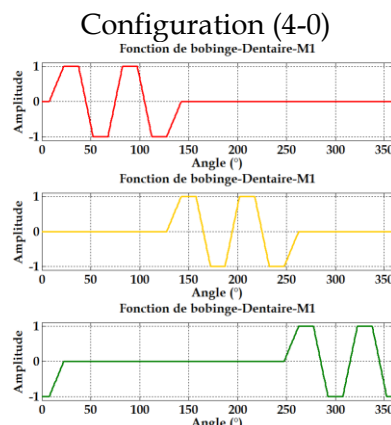


(h) Pression radiale

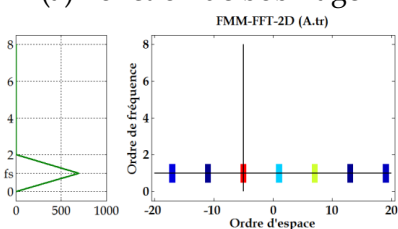
■ Comparaison configuration (2-2)-(4-0). M1



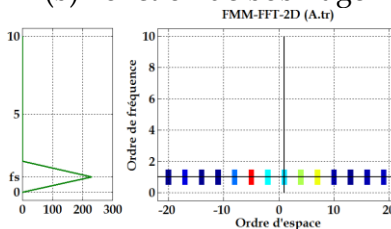
(a) Fonction de bobinage



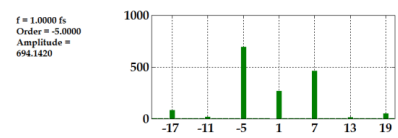
(b) Fonction de bobinage



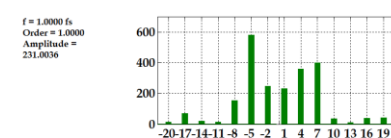
(c) FMM totale



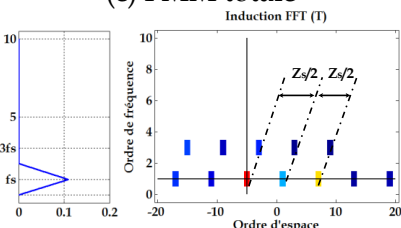
(d) FMM totale



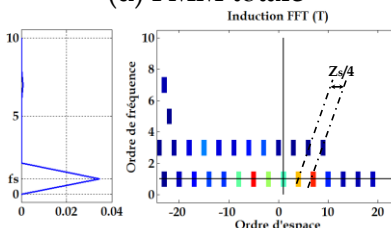
(e) Induction radiale



(f) Induction radiale



(g) Pression radiale



(h) Pression radiale

Annexe G: Couple et FEM

▪ Le couple électromagnétique

Le couple électromagnétique Γ_{em} est donné par le modèle en éléments finis sous Flux 2D. La Figure G 1a, montre que le couple électromagnétique possède de faibles ondulations de couple pour une valeur nominale aux alentours de 18 Nm. La FFT correspondante est représentée, Figure G 1 b

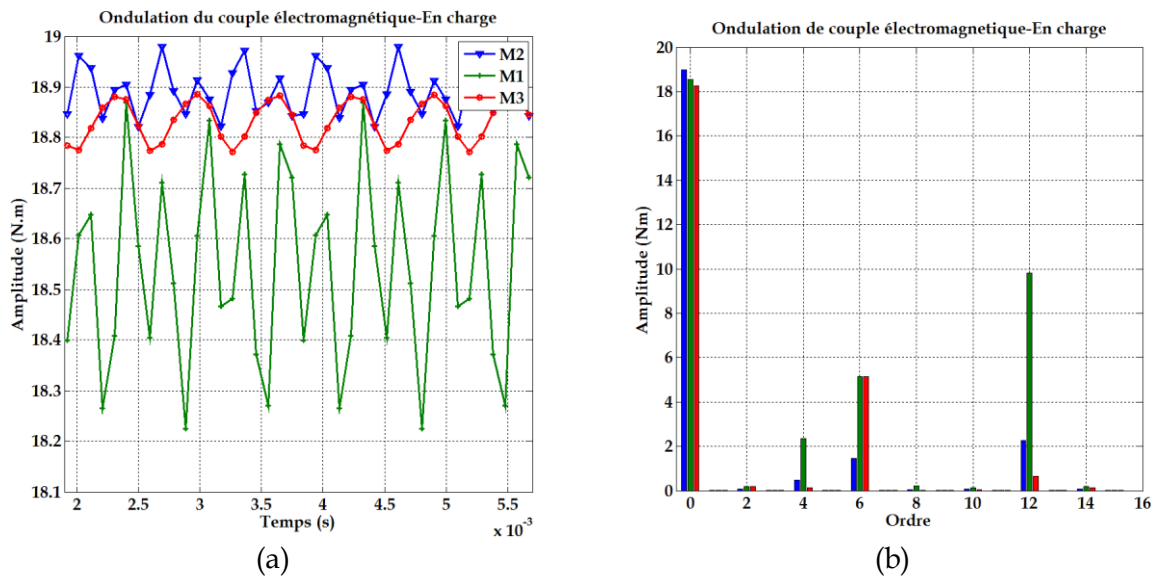


Figure G 1: Ondulation de couple électromagnétique

▪ L'ondulation relative

On peut pour réaliser une comparaison des machines candidates calculer l'ondulation relative. Relation (G.1)

$$\Delta\Gamma_{em\%} = \frac{\Gamma_{em\text{moy}} - (\Gamma_{em\text{max}} - \Gamma_{em\text{mini}})}{\Gamma_{em\text{moy}}} \quad (\text{E. 4})$$

Tableau G 1: Comparatif des ondulations de couple

Machine	$\Delta\Gamma_{em\%}$
M1	0.965
M2	0.992
M3	0.994

▪ Couple de détente

Le couple de détente ou encore couple reluctant est tributaire des aimants lorsque le stator de la machine n'est pas alimenté. Sa valeur dépend donc directement de la saillance entre les aimants et les dents statorique. On peut observer sur les allures relevées par simulation EF, que le couple de détente est très faible pour la machine asymétrique M3 en comparaison aux machines modulaires M1 et M2. L'analyse des courbes compte tenu des

caractéristiques des machines étudiées, on comprend que pour un nombre d'encoche identique au stator, l'augmentation des pôles rotorique revient à diminuer le couple de détente et réciproquement. On remarque également sur le spectre, *Figure G 2b* l'harmonique H=12 en lien avec le nombre d'encoche statorique des machines modulaires.

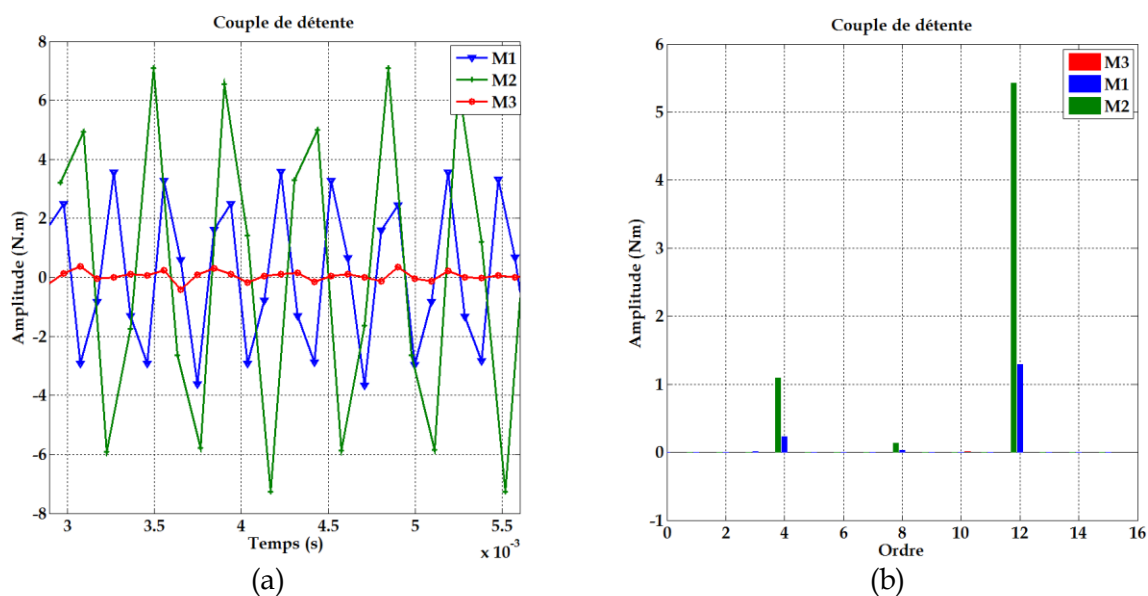


Figure G 2: Couple de détente-M1-M2-M3

Le *Tableau G 2* donne le couple de détente en % par rapport au couple électromagnétique $\Delta\Gamma_{em}$.

Tableau G 2: Couple de détente en % du couple électromagnétique

Machine	Γ_d %
M1	0.54
M2	0.13
M3	$6.63e^{-5}$

▪ Force électromotrice

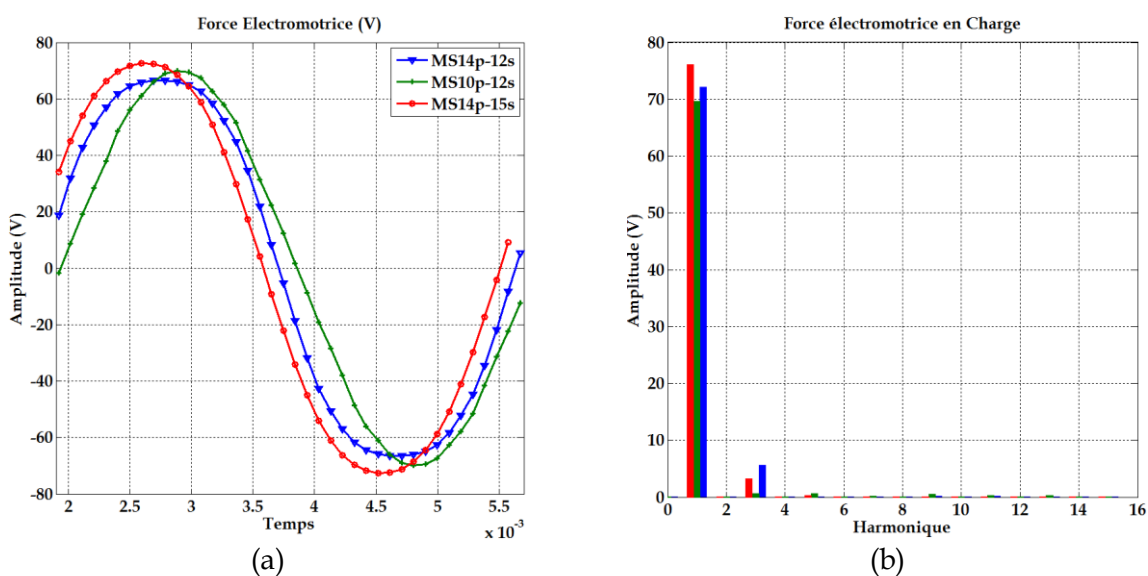


Figure G 3: Force électromotrice et FFT 1D

Index

A:

ACHFO: Analytical Calculation Harmonics Force Order

AMO: Analyse modale opérationnelle

AME : Analyse modale expérimentale

E :

EDP : Equation aux dérivées partielles.

F :

FEME : Force Electromotrice Elémentaire.

FEM : Force électromotrice.

FMM : Force Magnétomotrice.

FMMs : Force magnétomotrice statorique.

FMMr : Force magnétomotrice statorique.

FFT : First Fourier transform, Transformée de Fourier

G :

GES : Gaz à effet de serre.

GIEC: Groupe intergouvernemental sur l'évolution du climat.

GT I, GT II, GT III : Groupe de travail 1,2,3.

I:

IEC: International Electrotechnical Comimittee.

IE : Contraction des termes International Energy-Efficiency Class.

M :

MAS : Machine asynchrone.

MLI : Modulation de largeur d'impulsion.

MSAPE : Machine synchrone à aimants permanents enterrés.

MS: Machine synchrone.

MSAP: Machine synchrone à aimants permanents.

MSAPBD : Machine synchrone à aimants permanents à bobinage dentaire.

MRV : Machine à reluctance variable.

MSAPS : Machine à aimants permanents surfacique.

MSDE : Machine synchrone à double à excitation.

MSAPFA : Machine synchrone à aimants permanents à flux axial.

MSAPFR : Machine synchrone à aimants permanents à flux radial.

MSRB : Machine synchrone à rotor bobiné.

MSCFAP : Machine synchrone à commutation de flux à aimants permanents.

MSR : Machine synchro réluctante.

MSRAP : Machine synchro réluctante à aimants permanents.

U :

UE : Union européenne

R:

RID : Rapport à l'intention des décideurs.

RCP : Profil représentatif de concentration.

RTE : réseau de transport électrique.

V :

VE : Véhicule électrique.

VH : Véhicule hybride.

VAE : Vélo à assistance électrique.

S:

SEM : Source d'excitation mixte.

SER : Source d'excitation rotorique.

SES : Source d'excitation statorique.

SME : Schéma équivalent monophasé.

Nomenclature

A :

α_s : Discrétisation suivant l'espace ($^\circ$), (rd)
 α_n : Paramètre minimisant le Coefficient de Rayleigh
 a : Nombre de voie d'enroulement

B :

B : Induction magnétique. (T)
 B_m : Induction magnétique maximale. (T)
 B_n : Induction magnétique radiale. (T)
 B_t : Induction magnétique tangentielle. (T)
 B_g : Induction dans l'entrefer (T)
 B_{pm} : Induction créée par les aimants (Permanent Magnet)(T)
 B_{aR} : Induction créée par le Bobinage (Armature) (T)
 B_{aG} : Induction radiale dans l'entrefer

C :

c_0 : Célérité de l'onde sonore (m/s)

D :

$D_{(C/m^2)}$: Déplacement électrique (C/m^2).
 Δ_L : Amplitude de vibration en (dB).
 δ_v : Densité volumique de charge.
 θ : Position Angulaire du rotor.
 θ_c : Angle de calage (rd)

E :

e : Force électromotrice FEM (V).
 E_δ : Fem Elémentaire (V).
 E : Champ électrique (V/m).
 E_{pp} : Encoches par pôle et par phase.
 e_s : Energie de déformation.
 e_k : Energie cinétique.
 ϵ : Déformation
 e_g : Epaisseur de l'entrefer

F :

FMM : Force magnétomotrice totale (A.tr)
 FMM_s : Force magnétomotrice du stator (A.tr)
 FMM_r : Force magnétomotrice du rotor (A.tr)
 f_{mm}^s, f^s : force magnétomotrice stator.
 f_{mm}^r, f^r : force magnétomotrice stator
 f_p : Fréquence porteuse des ordres de force de Maxwell. (Hz)
 f_p : Fréquence de passage des pales. (Hz)
 f_{ph} : Fréquence des harmoniques de passage des pales. (Hz)
 f_m : Fréquence propre du mode mécanique m. (Hz)
 f_f : Fréquence de de la pression radiale (Hz)
 f_o : Fréquence de résonance de vibration radiale de mode mécanique 0
 f_{lm} : Fréquence de résonance de vibration longitudinale de de mode mécanique m

f_s : Fréquence de synchronisme.

φ : Flux (Wb).

Φ_{pm} : flux aimants (Wb).

H :

H : Excitation magnétique (A/m).

H_m : Excitation magnétique maximale (A/m).

H_B : Harmonique d'induction (produit de convolution)

I :

I_m : Courant maximum (A).

I_q : Composante du courant dans l'axe q (A).

I_d : Composante du courant dans l'axe d (A).

J :

$J_{(A/m^2)}$: Densité de courant (A/m²).

K :

k_d : Facteur de distribution.

k_r : Facteur de raccourcissement (pas de bobine, « pitch »).

k_e : Facteur d'ouverture d'encoche.

k_i : Facteur d'inclinaison.

k_w : Facteur de bobinage.

k_c : Coefficient de Carter

L :

λ : Longueur d'onde (m)

L_q : Inductance synchrone (H)

L_d : Inductance des aimants (H)

L_f : Longueur du fer (m)

L_{ew} : Permeance de tête de bobine

l_{ew} : Longueur de tête de bobine (m)

l_{enc} : Largeur d'encoche (m)

l_{dent} : Largeur de dent (m)

l_{td} : longueur de tête de dent (m).

l_c : Longueur du conducteur (m)

M :

μ : Perméabilité

μ_0 : Perméabilité de l'air

μ_{r1} : Perméabilité du matériau.

μ : Harmonique liés aux aimants.

m : Modes de déformation mécanique de la structure.

M_d : Matrice de distribution des conducteurs

N :

N : Vitesse angulaire de rotation en (tr/mn).

n_m : vitesse de rotation en (tr/s).

N_p : Nombre de pales (ventilateur).

n_{ph} : Repère ou numéro de la phase.

N_{ph} : Nombre de phase d'alimentation.

N_{spi} : Nombres de spires en série pour une bobine.

N_f : Nombre de faisceaux

N_s : Nombre de spires.

N_{bpp} : Nombre de bobine par pôle et par phase.

N_{cou} : Nombre de couche.

N_c : Nombre de conducteurs.

Y : Harmonique liés à l'armature.

O :

m : Mode mécanique de déformation.

\ddot{O} : Ordre spatial.

P :

p : Nombre de paires de pôles.

Λ_0 : Permeance moyenne d'entrefer (H/m^2).

Λ_s : Permeance denture statorique d'entrefer (H/m^2).

Λ_r : Permeance denture rotorique d'entrefer (H/m^2).

ρ_r : Résistivité du matériau (Ωm).

ρ : Masse volumique du fluide (kg/m^3).

ρ_m : masse volumique modifiée (kg/m^3).

P_{abs} : Pression absolue (hPa).

P_a : Pression atmosphérique (hPa).

p : Pression (Pa).

Q :

S_{pp} : Nombre d'encoches par pôles et par phases.

Q : Charge mécanique.

R :

R_r : Rayon du rotor (m).

r_{moy} : Rayon moyen de tête de bobine (m).

r_b : Résistance de la bobine (Ω).

r : harmonique de la force radiale.

r_c : harmonique de la force radiale par le produit de convolution.

S :

σ : Pression radiale de Maxwell (N/m^2).

σ_{aG} : Pression radiale dans l'entrefer (N/m^2).

σ_{aR} : Pression radiale liée au bobinage (N/m^2).

σ_{pm} : Pression radiale liée aux aimants (N/m^2).

σ_n : Composante radiale de la pression de Maxwell (N/m^2).

σ_t : Composante tangentielle de la pression de Maxwell (N/m^2).

σ_f : Facteur de rayonnement.

σ_c : Contrainte traction/compression.

S : Section (m^2).

S_c : section du conducteur (m^2).

S_{pp} : Nombre d'encoche par pôle et par phase (Number of Slots per pole per phase)

T :

$T\alpha_s$: Période spatiale mécanique statorique ($^\circ$).

Γ_{cogg} : Couple de détente. (Nm)

Z :

Z_s : Nombre d'encoches.

ζ : Ratio de saillance.

Z_{ac} : Impédance acoustique (Pa.s/m)

V :

\vec{v} : Vitesse particulaire (m/s).

W :

ω : Pulsation électrique (rd/s)

ω_m : Pulsation des modes mécanique de déformation (rd/s)

Ω : Vitesse angulaire (rd/s)

Ω_s : Vitesse angulaire de synchronisme (rd/s)

W_c :Energie cinétique (J)

Y :

Y_{md} : Déformation dynamique

Y_s : Déformation statique

CONTRIBUTION A LA CONCEPTION SILENCIEUSE PAR DEMARCHES INVERSES DE MACHINES SYNCHRONES A AIMANTS PERMANENTS ET BOBINAGE DENTAIRE

Résumé

Cette thèse porte sur la conception silencieuse par démarches inverses de machines synchrones à aimants permanents dotées de bobinages dentaires. Notre travail se focalise sur l'analyse des raies de forces radiales à l'origine du bruit magnétique. En premier lieu, un modèle direct électromagnétique, nous a permis de déterminer le spectre spatio-temporel de la pression radiale dans l'entrefer. Ce dernier nous offre la possibilité d'obtenir pas à pas et de manière analytique l'induction radiale dans l'entrefer, résultat du produit de la force magnétomotrice totale et de la perméance d'entrefer globale. Plusieurs machines dotées d'un bobinage dentaire et distribué ont été évaluées, comparées à des simulations par éléments finis et corroborées par une analyse modale opérationnelle sur un prototype existant au laboratoire. Puis la démarche inverse de conception est abordée par le biais de deux outils « analytiques prédictifs » donnant les origines des ordres faibles spatio-temporels de la pression radiale dans l'entrefer. Enfin, la résolution du problème inverse est conduite au moyen d'une boucle itérative d'optimisation donnant parmi un échantillon de solutions, une fonction de bobinage, visant à atténuer ou supprimer une raie potentiellement risquée en termes de nuisances acoustiques.

Mots clefs :

Bruit magnétique, pression radiale, pression magnétique, induction, perméance, bobinage dentaire, bobinage distribué, Méthode directe, problème inverse, force magnétomotrice, ordre, FFT spatiotemporelle.

CONTRIBUTION TO PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MACHINES QUIET DESIGN WITH CONCENTRATED WINDING USING INVERSES APPROACHES.

Abstract:

This thesis deals the quiet design by inverses approaches of synchronous machines with permanent magnets concentrated windings. Our work focuses on the analysis of magnetic noise origin of air gap radial force orders. Firstly a direct electromagnetic model allowed us to determine the spatio-temporal spectrum of air gap radial pressure. The latter offers us the possibility of obtaining step by step and in an analytical way the radial induction in the gap, result of the product of the total magnetomotive force and global air gap permeance. Several machines equipped with a concentrated winding and distributed were evaluated, compared to simulations by finite elements and corroborated by an operational deflection shape on an existing prototype in the laboratory. In the second time two inverse approaches named predictive methodology identified the radial pressure low order origin. Finally, the resolution of the inverse problem is carried out by means of an iterative optimization loop giving among a sample of solutions, a winding function, aimed at attenuating or eliminating a potentially risky line in terms of acoustic nuisances.

Keys Words:

Magnetic noise, force, pressure, flux density, permeance, winding, concentrated, distributed, direct method, inverse problem, magnetomotive force, order, spatiotemporal FFT