



**TECHNIQUES
DE L'INGÉNIEUR**

Réf. : **D3580 V3**

Date de publication :
10 mars 2021

Bruit audible d'origine magnétique dans les machines asynchrones

Cet article est issu de : **Énergies | Conversion de l'énergie électrique**

par **Jean LE BESNERAIS, Vincent LANFRANCHI,
Michel HECQUET**

Mots-clés

vibration | machines
asynchrones | transport |
énergie | bruit acoustique |
interprétation expérimentale |
règles de conception

Résumé Le bruit audible des machines électriques participe à leur impact environnemental et doit être intégré dès leur stade de conception. Cet article porte sur les vibrations et le bruit acoustique d'origine magnétique, dû aux forces de Maxwell, dans les machines asynchrones. Les différentes sources d'efforts harmoniques sont caractérisées analytiquement. Des outils de prédiction du niveau de bruit rayonné sont présentés, ainsi que différentes règles de conception. Enfin, des méthodes de caractérisation expérimentale et des exemples de diagnostic du comportement vibroacoustique des machines asynchrones sont expliqués.

Keywords

vibration | induction machines |
transport | energy | acoustic
noise | experimental
interpretation | design
guidelines

Abstract The acoustic noise of electrical machines participates to their environmental impact and must be included in early design stage. This article deals with vibrations and acoustic noise due to Maxwell electromagnetic forces in induction machines. The different sources of excitations are characterized analytically. Prediction tools for the level of radiated noise are presented as well as several low-noise design rules. Finally, experimental characterization methods and examples of the vibroacoustic diagnostic of induction machines are explained.

Pour toute question :

Service Relation clientèle
Techniques de l'Ingénieur
Immeuble Pleyad 1
39, boulevard Ornano
93288 Saint-Denis Cedex

Par mail :

infos.clients@teching.com

Par téléphone :

00 33 (0)1 53 35 20 20

Document téléchargé le : **02/04/2025**

Pour le compte : **7200051982 - universite de bordeaux // 147.210.215.16**

© Techniques de l'Ingénieur | Tous droits réservés

Bruit audible d'origine magnétique dans les machines asynchrones

par **Jean LE BESNERAIS**

Ingénieur R&D

EOMYS ENGINEERING, 121 rue de Chanzy 59260 Lille Hellemmes, France

Cet article est la réédition actualisée de l'article [D 3 580] intitulé « Bruit audible d'origine magnétique dans les machines asynchrones » paru en 2013, rédigé par Jean LE BESNERAIS, Vincent LANFRANCHI, Michel HECQUET, Pascal BROCHET

1. Sources de bruit audible d'origine magnétique	D 3 580v3 - 3
1.1 Forces de Maxwell	— 3
1.2 Forces de magnétostriction.....	— 3
2. Caractérisation des forces d'origine magnétique.....	— 3
2.1 Principe de résonance	— 3
2.2 Méthode de caractérisation.....	— 5
2.3 Raies de denture	— 7
2.4 Raies dues au bobinage statorique	— 7
2.5 Raies dues à la saturation	— 7
2.6 Raies dues aux excentricités	— 8
2.7 Raies dues à la modulation de largeur d'impulsion (MLI).....	— 9
2.8 Autres raies.....	— 9
2.9 Conclusion.....	— 10
3. Prédiction du bruit audible d'origine magnétique.....	— 10
3.1 Calcul analytique des fréquences naturelles	— 10
3.2 Outils graphiques.....	— 11
3.3 Simulation numérique.....	— 11
4. Règles de conception silencieuse.....	— 12
4.1 Conception du moteur.....	— 13
4.2 Conception de la commande	— 15
5. Caractérisation expérimentale et diagnostic du bruit d'origine magnétique	— 16
5.1 Analyse modale.....	— 16
5.2 Déformées opérationnelles	— 17
5.3 Spectrogrammes et analyse d'ordre	— 17
5.4 Interprétations des spectrogrammes	— 19
5.5 Récapitulatifs des « essais types »	— 19
6. Conclusion.....	— 20
7. Glossaire	— 20
Pour en savoir plus	Doc. D 3 580v3

Le bruit audible des machines électriques, qui participe à leur impact environnemental au même titre que leur consommation électrique ou leur recyclabilité, est devenu un critère majeur durant leur phase de conception, à la fois dans les applications industrielles, où l'exposition au bruit a un impact direct sur la santé, et dans les transports pour des raisons de confort acoustique.

Le niveau de bruit global d'une machine électrique provient de trois sources principales : le bruit d'origine mécanique (roulements, engrenages, etc.), le bruit d'origine aérodynamique ou hydrodynamique (fluides de refroidissement) et le bruit d'origine magnétique. Dans les machines ouvertes à courant alternatif, le bruit magnétique peut dominer le niveau de bruit total à basse et moyenne vitesse [1]. Il est produit par les courants présents dans la machine asynchrone et se caractérise souvent par une désagréable émergence de raies acoustiques. Cette tonalité est par ailleurs pénalisée par la norme de limite de bruit CEI 60034-9 : la compréhension du phénomène de bruit d'origine magnétique est donc primordiale en vue de concevoir des machines silencieuses, ou de diagnostiquer et résoudre des problèmes vibroacoustiques sur des machines existantes. Les vibrations magnétiques sont également source de fatigue mécanique, qui dégrade la fiabilité de la machine électrique. Leur analyse et leur minimisation permettent donc d'améliorer la durée de vie de la machine.

La prédiction du bruit d'origine magnétique relève de la modélisation multiphysique : elle nécessite à la fois un modèle électromagnétique de l'excitation de la machine et un modèle vibroacoustique de la structure excitée. De plus, le bruit doit être simulé en régime variable afin de prendre en compte les phénomènes de résonance : l'utilisation d'outils éléments finis électro-vibro-acoustiques lors de la phase de conception soulève donc des difficultés, tant du point de vue du temps de calcul que du couplage numérique. Des modèles analytiques électromagnétique, vibratoire et acoustique ont donc été développés [2]. Leur rapidité permet également de les coupler à un algorithme d'optimisation multi-objectif en vue de concevoir des machines à faible niveau de bruit magnétique, à faibles pulsations de couple et à haut rendement [3] [4].

Si les pulsations de couple peuvent en effet provoquer du bruit et des vibrations supplémentaires, que l'on peut limiter en agissant par exemple sur les harmoniques de courant en fonctionnement [5], les moyens de prédiction et de réduction ne seront pas abordés dans le présent article.

Dans un premier temps, nous nous attachons à caractériser l'ensemble des phénomènes susceptibles de produire du bruit audible d'origine magnétique dans les machines asynchrones de faible à forte puissance (quelques centaines de watts à quelques centaines de kilowatts). L'influence de l'alimentation par modulation de largeur d'impulsion (MLI) [E 3 967] [D 3 642] [D 3 643] [6] est également traitée, et certains aspects psycho-acoustiques sont discutés. Dans un second temps, des outils de prédiction du bruit magnétique sont exposés (méthodes analytiques, graphiques et numériques). Des règles de conception permettant de réduire le bruit magnétique sont ensuite présentées. Enfin, nous verrons comment interpréter en pratique l'origine du bruit magnétique à l'aide de spectrogrammes expérimentaux.

Quantité représentée	
f_d (Hz)	Fréquence de découpage
f_m (Hz)	Fréquence naturelle du mode m
f_{\max} (Hz)	Fréquence maximale du courant stator
$f_R = f_s (1 - g)/p$ (Hz)	Fréquence de rotation de l'arbre
f_s (Hz)	Fréquence fondamentale du courant stator
g	Glissement
h_s	Entiers issus de la série de Fourier de la force magnétomotrice stator

Quantité représentée	
k_s, k_r	Entiers issus de la série de Fourier de la fonction de perméance statorique et rotorique
$\ell_{re}(m)$	Ouverture d'encoche rotor
$\ell_{se}(m)$	Ouverture d'encoche stator
p	Nombre de paires de pôles
q_s	Nombre de phases
Z_r	Nombre d'encoches au rotor
Z_s	Nombre d'encoches au stator

1. Sources de bruit audible d'origine magnétique

Le **bruit d'origine magnétique** (encore nommé bruit électrique, l'appellation de bruit électromagnétique étant réservée au domaine de la compatibilité électromagnétique, dont le spectre dépasse largement la gamme audible) peut être défini comme le bruit audible généré par les forces magnétiques présentes dans la machine asynchrone, ces dernières étant elles-mêmes produites par des courants. Il a donc la propriété de cesser lorsque l'alimentation en courant est nulle, ce qui n'est pas le cas dans les machines synchrones à aimants permanents où, même en circuit ouvert, les efforts magnétiques ne sont pas nuls. Plus précisément, les forces d'origine magnétique font vibrer la culasse de la machine à des fréquences audibles (de 20 Hz à 20 kHz), et ces vibrations sont transmises à l'air ambiant par la carcasse, générant du bruit aérien. La surface des flasques est généralement trop faible pour contribuer significativement au rayonnement acoustique de la machine, les flasques n'étant sollicités par les forces magnétiques que dans des cas particuliers comme celui des rotors ou stators à encoches inclinées.

Deux types de force à l'origine du bruit magnétique sont généralement distingués dans le domaine des machines électriques : les forces de Maxwell et les forces de magnétostriction.

1.1 Forces de Maxwell

Les forces de Maxwell, encore appelées force de réluctance magnétique, s'appliquent à l'interface de deux milieux magnétiques de différentes réluctivités. Dans les **machines asynchrones**, elles s'exercent en particulier à l'interface entre entrefer et tôle statorique. Les lignes de flux étant quasiment radiales lorsque le fer est peu saturé, ces forces de Maxwell sont surtout dirigées radialement (elles tirent la denture statorique vers le rotor). Contrairement au cas des machines synchrones [D 3 581], il est donc possible de négliger l'effet vibroacoustique des efforts tangentiels s'exerçant sur le stator [7].

Dans les machines asynchrones, en négligeant la contribution de l'induction d'entrefer tangentielle aux efforts radiaux, les forces radiales de Maxwell F_M par unité de surface peuvent être approximées, d'après [8] [9] :

$$F_M = B_e^2 / (2\mu_0)$$

avec B_e (T) induction radiale d'entrefer,

μ_0 (H/m) perméabilité magnétique de l'air.

Les forces de Laplace, qui s'appliquent sur les conducteurs parcourus par un courant en présence d'un champ magnétique externe, font également partie des forces magnétiques. Au niveau local, il s'agit en fait d'un terme particulier du tenseur de Maxwell dont dérivent les forces dites de Maxwell. Dans les machines tournantes, ces efforts macroscopiques sollicitent fortement les têtes de bobine, à la fois en régime transitoire et en régime permanent [10]. Ils s'exercent également sur le bobinage statorique ; en revanche, au vu de l'intensité des courants et des champs en jeu lorsque le bobinage se situe dans des encoches, ces efforts sont trop faibles pour faire significativement vibrer les tôles du stator et seront donc négligés dans cet article.

1.2 Forces de magnétostriction

La déformation d'un matériau peut dépendre de sa magnétisation, et inversement : c'est la propriété des effets dits magnéto-mécaniques. Parmi ces effets, le plus important est l'**effet magnétostrictif**. Les forces magnétostrictives se définissent alors comme l'ensemble des forces induisant la même contrainte dans

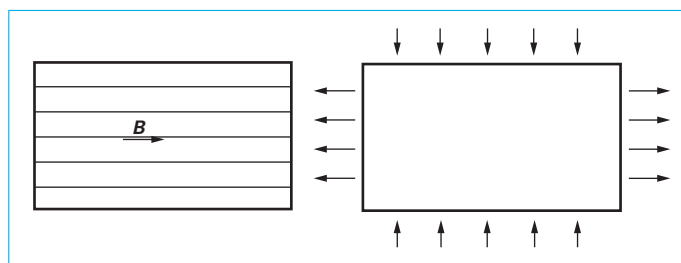


Figure 1 – Représentation simplifiée du champ de forces magnétostrictives (droite) dans un matériau soumis à un champ magnétique (gauche)

le matériau que l'effet magnétostrictif (figure 1) : elles dilatent ou contractent le matériau dans la direction du champ magnétique, en conservant généralement son volume [11].

Les vibrations d'origine magnétostrictive se produisent aux mêmes fréquences que les vibrations dues aux forces de Maxwell, on ne peut donc *a priori* pas les différencier sur un spectre vibratoire ou acoustique. D'autre part, il est difficile de quantifier théoriquement l'importance des forces magnétostrictives par rapport aux forces de Maxwell : suivant la forme des déformations de la tôle statorique, la magnétostriction a tendance à s'opposer ou à renforcer les forces de Maxwell [53].

La figure 2 représente l'allure des champs de forces de réluctance et de magnétostriction sur une machine asynchrone.

Si des calculs par éléments finis peuvent faire la distinction entre forces de magnétostriction et de réluctance [11] [12], il n'existe pour le moment aucun modèle analytique capable de calculer les efforts magnétostrictifs, qui dépendent fortement des propriétés intrinsèques du matériau. Un moyen de quantifier expérimentalement les vibrations d'origine magnétostrictive est de construire une machine sans force de réluctance, c'est-à-dire sans entrefer. L'utilisation de matériaux à grains orientés enrichis en silicium permet également de diminuer l'effet magnétostrictif [13]. Le rôle de la magnétostriction est donc un sujet de recherche active, mais suivant l'expérience des auteurs sur plus d'une centaine de moteurs électriques, les efforts magnétostrictifs ont un rôle vibroacoustique négligeable.

Cet article se limite exclusivement à l'étude du bruit magnétique généré par les forces radiales de Maxwell.

À retenir

- Les efforts magnétiques à l'origine du bruit magnétique sont une fonction quadratique du champ.
- Le bruit et les vibrations d'origine magnétique dans les machines électriques sont principalement dus aux efforts dits de Maxwell.
- Les efforts de Maxwell se concentrent à l'interface entre l'air et la tôle magnétique dans le cas d'une faible saturation.

2. Caractérisation des forces d'origine magnétique

2.1 Principe de résonance

Nous supposons dans un premier temps que les forces de Maxwell ne varient pas suivant l'axe de la machine, et qu'elles ne peuvent donc exciter que des modes de flexion de la structure tôle

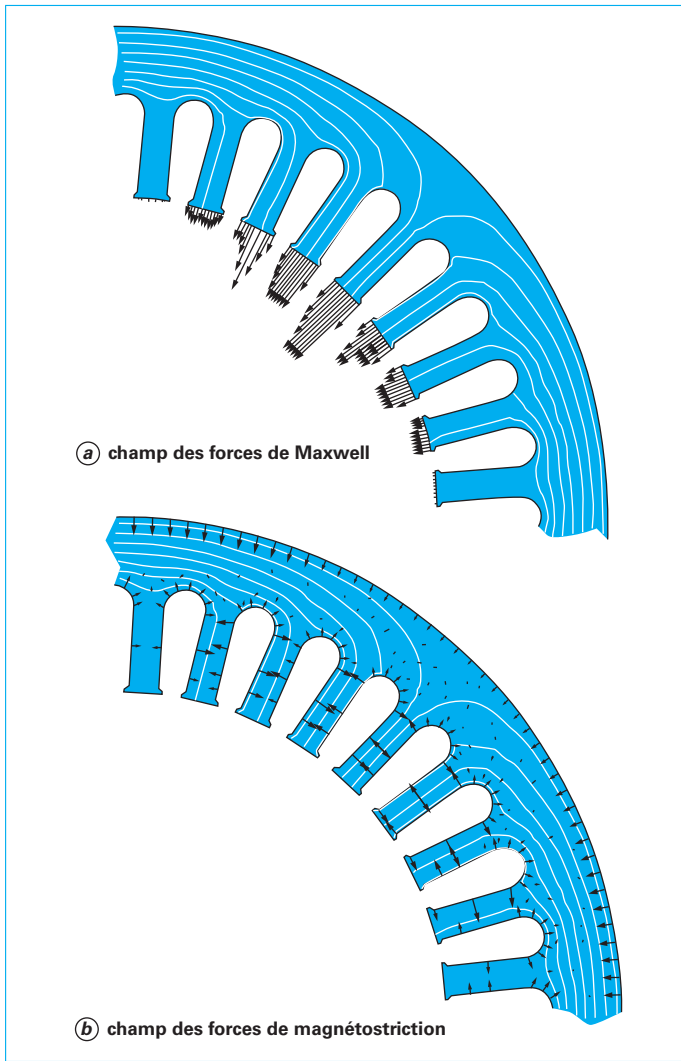


Figure 2 – Représentation des champs des forces de Maxwell et de magnétostriction dans une machine asynchrone (d'après [56])

statorique/carcasse, cette dernière étant assimilable à une coque cylindrique orthotrope [54]. Le laminage et la pression des tôles ont en effet tendance à ne laisser émerger que des modes purement radiaux [14] ; ceux-ci sont également favorisés lorsque la longueur de la machine est faible par rapport à son diamètre.

Les efforts magnétiques s'exerçant radialement sur le rotor et le stator sont alors uniquement fonction de l'angle dans l'entrefer α_s et du temps t . On montre [58] que $B_e(t, \alpha_s)$ peut être décomposée à l'aide de sa transformée de Fourier en :

$$B_e(t, \alpha_s) = \sum_{i=0}^{\infty} B_i \cos(m_i \alpha_s - \omega_i t + \varphi_i) \quad (1)$$

où m_i est un entier représentant l'ordre spatial de l'onde d'induction d'entrefer, ω_i étant la pulsation et φ_i la phase associée.

L'onde d'induction fondamentale s'écrit ainsi :

$$B_0 \cos(p \alpha_s - 2\pi f_s t + j_0)$$

où p est le nombre de paires de pôles de la machine asynchrone, et f_s la fréquence fondamentale du courant statorique. Si la périodicité spatiale du champ d'entrefer peut être réduite à une paire de

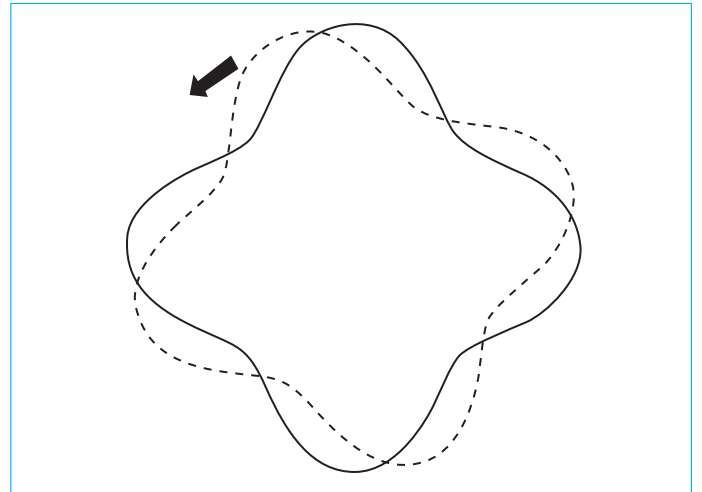


Figure 3 – Exemple d'une onde de force progressive d'ordre $m = 4$ tournant dans l'entrefer dans le sens anti-horaire

pôles statoriques et sa période temporelle à une période de courant statorique, les ordres spatiaux sont multiples de p ($m_i = ip$) et les fréquences des ondes d'induction sont multiples de f_s ($f_i = if_s$). Dans l'équation (1), la fréquence $f_i = \omega_i / 2\pi$ est donc de nature « électrique », et se distingue de sa fréquence de rotation dans l'entrefer, parfois qualifiée de « fréquence mécanique ». L'onde d'induction $B_i \cos(m_i \alpha_s - \omega_i t + \varphi_i)$ met en effet le temps m_i / f_i à parcourir l'ensemble de l'entrefer.

À partir de la décomposition de l'induction radiale d'entrefer en somme de champs tournants, on peut également exprimer la force radiale de Maxwell sous la forme d'ondes de forces tournantes [58] :

$$F_M(t, \alpha_s) = \sum_{k=0}^{\infty} F_k \cos(m_k \alpha_s - 2\pi f_k t + \varphi_k) \quad (2)$$

où les ordres m_k sont des combinaisons des ordres des ondes d'induction du type $m_{i1} \pm m_{i2}$, de même que $f_k = f_{i1} \pm f_{i2}$, $\varphi_k = \varphi_{i1} \pm \varphi_{i2}$.

Le bruit magnétique est particulièrement important lorsqu'il y a résonance, c'est-à-dire coïncidence spatiale et temporelle entre la force excitatrice et la structure excitée. Ainsi, la force tournante $F \cos(4\alpha_s - 2\pi f t)$, représentée en figure 3, de fréquence spatiale ou d'ordre 4 provoque des vibrations de forte amplitude lorsque sa fréquence électrique f est proche de la fréquence naturelle du mode structurel équivalent d'ordre 4 de la tôle statorique (figure 4) [15].

Ce critère peut se retrouver qualitativement en observant à quelle vitesse une onde de force progressive dont les nœuds tournent à la fréquence mécanique f/m , où f est la fréquence électrique, vient « entretenir » une vibration stationnaire de la tôle statorique d'ordre m , dont les nœuds sont fixes. Pour une description plus rigoureuse de ce phénomène de résonance, le lecteur peut se reporter à l'article consacré au bruit électrique des machines synchrones [D 3 581].

Remarque : le critère de résonance rigoureusement déterminé dans [15] ne donne pas une stricte égalité entre fréquence électrique et fréquence naturelle, mais le faible amortissement modal (de quelques pourcents) des machines électriques permet de faire cette approximation.

La majorité du bruit est généralement provoquée par l'excitation des modes radiaux de rangs les plus faibles (0 à 6 pour la traction automobile ou ferroviaire), dont les amplitudes des déformations

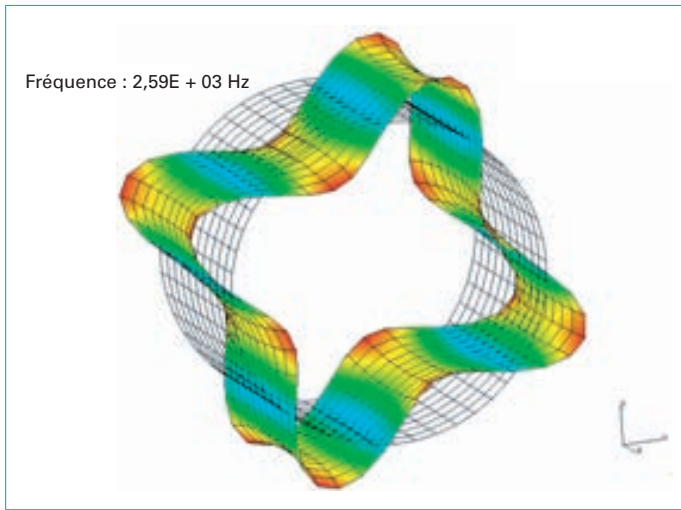


Figure 4 – Mode radial d'ordre 4 d'un cylindre représentant la tôle statorique d'une machine asynchrone

sont plus importantes. En vue de prédire et de diagnostiquer les problèmes de bruit magnétique, il est donc important de caractériser les fréquences et les ordres des ondes de force de Maxwell, et d'identifier celles qui peuvent résonner avec des modes de la structure de faible rang.

2.2 Méthode de caractérisation

Une méthode de calcul analytique de la force d'excitation de Maxwell dans les **machines asynchrones** est ici présentée. Cette force est ensuite décomposée en série de Fourier en vue d'établir l'expression des raies d'excitation magnétique les plus potentiellement bruyantes.

2.2.1 Calcul de l'induction radiale d'entrefer

La distribution de l'induction radiale d'entrefer B_e dans le temps t et suivant l'angle statorique α_s peut s'écrire, à vide dans un premier temps, d'après [16] [17] [18], sous la forme :

$$B_e(t, \alpha_s) = \lambda(t, \alpha_s) f_{mm}^s(t, \alpha_s) = \lambda(t, \alpha_s) \sum_{q=1}^{q_s} i_q^s(t) N_q^s(\alpha_s)$$

avec λ (H/m²) perméance d'entrefer par unité de surface,
 f_{mm}^s (A) force magnétomotrice du stator,
 i_q^s (A) courant de la q -ième phase du stator,
 N_q^s fonction de bobinage de la q -ième phase du stator.

La perméance λ est inversement proportionnelle à la largeur effective de l'entrefer. Un modèle simplifié de perméance de machine asynchrone consiste à considérer qu'elle ne prend que quatre valeurs différentes suivant la position respective des encoches rotorique et statorique ($e, e + p_r^f, e + p_s^f$ ou $e + p_r^f + p_s^f$). Les grandeurs p_r^f et p_s^f représentent la longueur moyenne des lignes de flux pénétrant dans les encoches (profondeurs fictives d'encoche). Dans une première approximation, leurs valeurs sont fixées proportionnellement aux ouvertures d'encoches ($p_r^f = \ell_{re}/5$ et $p_s^f = \ell_{se}/5$) [19] ; pour une description de modèles de perméance plus réaliste, le lecteur peut consulter [D 3 581]. La forme des grandeurs λf_{mm}^s et B_e , ainsi que leur contenu harmonique à $t = 0$, sont représentés aux figures 5, 6 et 7 pour un cas particulier de moteur asynchrone.

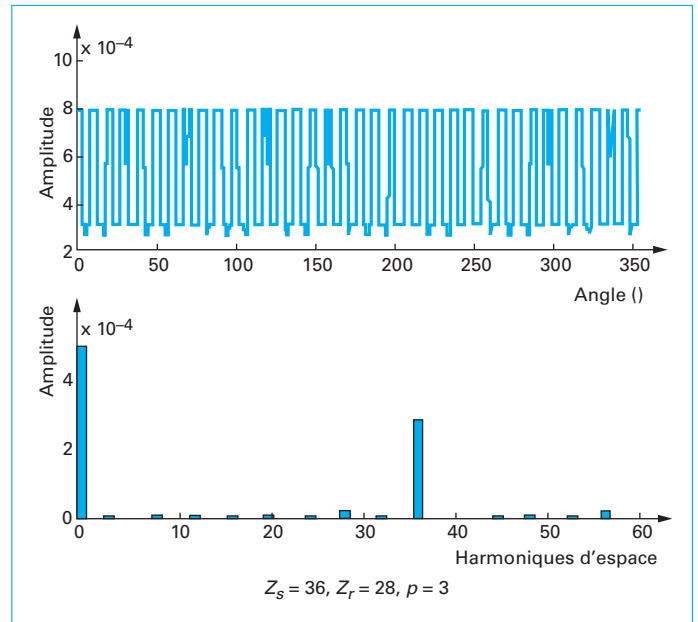


Figure 5 – Perméance d'entrefer en fonction de l'angle statorique à un temps donné et son contenu harmonique

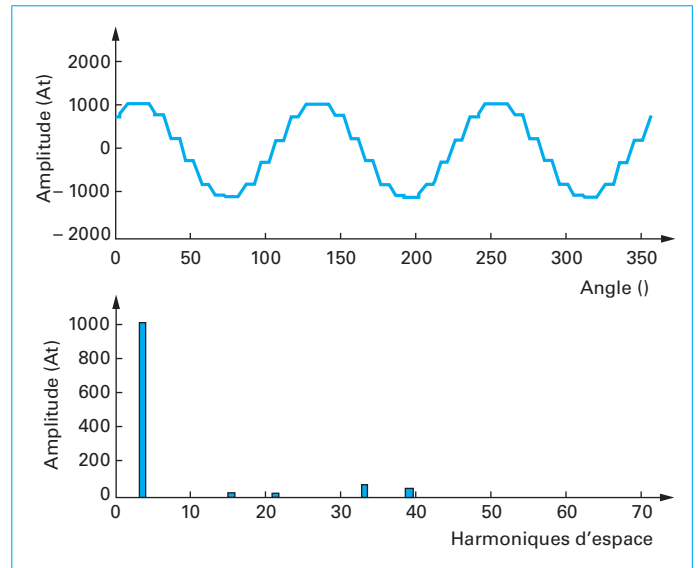


Figure 6 – Force magnétomotrice stator en fonction de l'angle statorique à un temps donné et son contenu harmonique

2.2.2 Décomposition en ordres et en fréquences

En vue de déterminer le spectre de B_e , puis le spectre de la force excitatrice F_M , les fonctions de perméance et de force magnétomotrice sont d'abord développées en série de Fourier. Afin de simplifier les calculs, toutes les grandeurs A dépendant du temps et de l'espace sont en fait représentées par un ensemble d'harmoniques, caractérisés par un ordre spatial (aussi appelé nombre d'onde) et une fréquence issus de leur transformée de Fourier, indépendamment de leur amplitude et de leur phase :

$$A(t, \alpha_s) = \sum_{m,f} A_{mf} \cos(m\alpha_s - 2\pi ft + \psi_{mf}) \Leftrightarrow \sum_{m,f} \{m; f\}$$

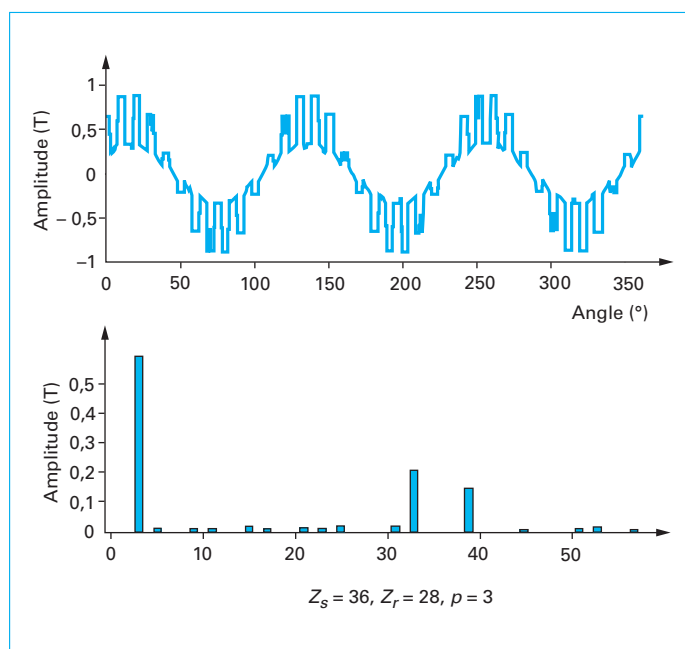


Figure 7 – Induction radiale d'entrefer en fonction de l'angle statorique à un temps donné et son contenu harmonique

Tableau 1 – Expression des harmoniques de perméance

Groupes d'harmoniques	Ordre spatial	Fréquence
P_0	0	0
P_s		0
P_r		$k_r Z_r f_s (1 - g)/p$
P_{sr}	$k_s Z_s \pm k_r Z_r$	$\pm k_r Z_r f_s (1 - g)/p$

Un produit d'harmoniques se calcule alors de la manière suivante :

$$\{m_1; f_1\} \{m_2; f_2\} = \{m_1 \pm m_2; f_1 \pm f_2\}$$

Remarquons qu'avec cette notation, les ondes $\{m; f\}$ et $\{-m; -f\}$ sont identiques ; ainsi, l'onde $\{-m; f\} = \{m; -f\}$ tourne dans le sens opposé à l'onde $\{m; f\}$. D'autre part, on parle ici toujours de fréquence électrique, l'onde progressive $\{m; f\}$ tournant dans l'entrefer à la fréquence f/m .

Les harmoniques associés à la perméance peuvent être classés en trois groupes : les harmoniques liés à l'encoche statorique, ceux qui sont liés à l'encoche rotorique, et enfin ceux qui sont issus de l'interaction entre les encoches rotor et stator [19]. L'ensemble de ces ondes est représenté dans le tableau 1 où les entiers k_s et k_r sont issus du développement en série de Fourier de la fonction de perméance [38].

Les ondes de perméance P_s liées à l'encoche statorique ont des fréquences nulles, tandis que les ondes liées à l'encoche rotorique P_r ont des fréquences multiples de la fréquence de rotation mécanique du rotor. Les amplitudes des harmoniques de perméance P_s (respectivement P_r) décroissent en $1/k_s$ (respectivement $1/k_r$).

Tableau 2 – Expression des harmoniques de force magnétomotrice du stator (cas sinusoïdal, bobinage distribué)

Groupes d'harmoniques	Ordre spatial	Fréquence
F_{mms}	$p(2q_s h_s + 1), h_s$ entier relatif	f_s

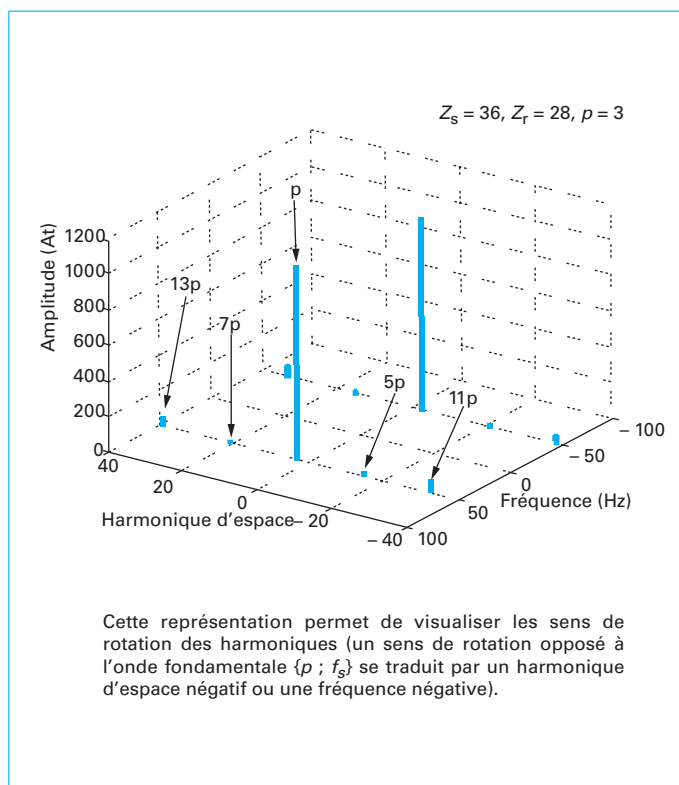
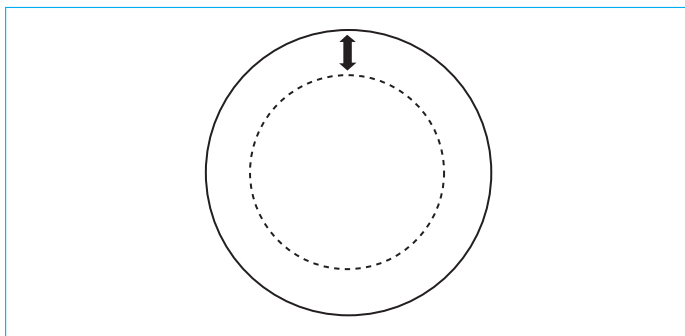


Figure 8 – Transformée de Fourier 2D complexe de la force magnétomotrice stator

Par **exemple**, pour $Z_s = 36, Z_r = 28$ et $p = 3$, la fonction de perméance (figure 5) contient en particulier l'ordre $Z_s = 36$ ($k_s = 1$) associé à la fréquence nulle, les ordres $Z_r = 28$ et $2Z_r = 56$ ($k_r = 1$ et 2) associés aux fréquences $28 f_R$ et $56 f_R$, et l'ordre $Z_s - Z_r = 8$ associé à la fréquence $-28 f_R$.

Le développement en série de Fourier de la force magnétomotrice stator est plus simple, puisque dans le cas d'une alimentation sinusoïdale, toutes les ondes ont la même fréquence au signe près, leur sens de propagation dans l'entrefer pouvant être différent. Le tableau 2 présente son contenu harmonique dans le cas d'un bobinage à nombre d'encoches par pôle et par phase entier, l'expression générique pouvant être consultée dans [D 3 581]. Le sens de rotation des ondes peut être observé sur une transformée de Fourier 2D complexe (figure 8) où figurent les ordres négatifs.

Ce sont des combinaisons entre deux harmoniques de flux, eux-mêmes provenant de l'interaction entre des harmoniques de perméance et de force magnétomotrice, qui vont créer des harmoniques de forces de Maxwell à l'origine de bruit magnétique.

Figure 9 – Illustration d'une onde pulsante d'ordre $m = 0$

2.2.3 Ondes tournantes/ondes pulsantes

Nous avons décomposé la perméance et la force magnétomotrice statorique en somme d'ondes tournantes (ou progressives) $\{m; f\}$ d'ordre m et de fréquence électrique f sans tenir compte de leur amplitude. Ces groupes d'ondes possèdent $2m$ nœuds qui tournent à la vitesse f/m (figure 4). Il existe cependant deux cas particuliers où ces ondes peuvent devenir pulsantes (ou stationnaires), leurs nœuds ayant alors une vitesse nulle (ondes stationnaires) :

– si $m = 0$, auquel cas l'onde s'écrit $A_{0\omega} \cos(-\omega t + \psi_{0\omega})$ (figure 9) ;

– si dans l'ensemble des ondes, deux ondes tournantes ont même amplitude, même ordre spatial non nul m mais des fréquences opposées :

$$A(t, \alpha_s) = A_{m\omega} \cos(m\alpha_s - \omega t + \psi_{m\omega}) + A_{m\omega} \cos(m\alpha_s + \omega t + \varphi_{m\omega}) \\ = 2A_{m\omega} \cos(m\alpha_s + (\psi_{m\omega} + \varphi_{m\omega})/2) \cos(-\omega t + (\psi_{m\omega} - \varphi_{m\omega})/2)$$

Nous verrons que, suivant l'origine du bruit magnétique, la tôle statorique peut se déformer sous l'effet de forces tournantes ou pulsantes.

2.3 Raies de denture

Plaçons-nous dans le cas d'une alimentation et d'une force magnétomotrice stator sinusoïdales. En combinant des harmoniques de flux de type $P_s F_{mms}$ avec des harmoniques de flux de type $P_r F_{mms}$, on obtient les harmoniques de pression magnétique du tableau 3.

Ces forces tournantes sont liées à l'encoche et disparaissent dans le cas d'un stator et d'un rotor lisses. Comme elles proviennent d'un produit d'harmoniques d'encoche, leur amplitude évolue en $1/k_s k_r$. Elles sont liées au fondamental du courant et sont donc toujours présentes dans le cas d'une alimentation MLI. Remarquons que si Z_r et Z_s sont pairs, les ordres des forces de denture le sont aussi.

Tableau 3 – Expression des harmoniques de force de denture	
Ordre spatial	Fréquence
$k_r Z_r - k_s Z_s - 2p$	$f_s (k_r Z_r (1 - g)/p - 2)$
$k_r Z_r - k_s Z_s$	$f_s k_r Z_r (1 - g)/p$
$k_r Z_r - k_s Z_s + 2p$	$f_s (k_r Z_r (1 - g)/p + 2)$

Par **exemple**, pour $Z_s = 36$, $Z_r = 28$ et $p = 3$, les forces de denture les plus importantes (données par $k_s = 1$ et $k_r = 1$) sont d'ordre -14 , -8 et -2 . La raie de force de fréquence $f_s (Z_r (1 - g)/p + 2)$ peut donc exciter le mode d'ovalisation d'ordre 2 de la tôle statorique du moteur durant le démarrage (variation de la fréquence d'alimentation f_s de 0 à f_{\max}) si :

$$f_{\max} (Z_r (1 - g)/p + 2) \geq f_2$$

avec f_{\max} (Hz) fréquence d'alimentation maximale,

f_2 (Hz) fréquence naturelle du mode 2 de la tôle stator.

À partir du tableau 3, il est possible de déterminer le plus petit ordre spatial des efforts magnétiques d'encoche, donné par le plus grand diviseur commun entre nombres d'encoches et de pôles, PGCD ($Z_s, Z_r, 2p$). Comme expliqué dans [D 3 581], cette formule ne doit pas être utilisée comme seul critère de conception vibroacoustique car elle occulte toute information sur l'amplitude de l'harmonique de force considérée.

2.4 Raies dues au bobinage statorique

Dans le cas d'une alimentation sinusoïdale, mais d'une force magnétomotrice non sinusoïdale, les combinaisons de flux précédentes donnent les raies de force présentées dans le tableau 4.

Nota : Lorsque ± 1 et ∓ 1 se trouvent dans les expressions des ordres et des fréquences d'un même groupe d'harmoniques, ils représentent les associations $(+1, -1)$ et $(-1, +1)$. De même, ± 1 lié à ± 1 représente les associations $(+1, +1)$ et $(-1, -1)$.

Les fréquences où apparaissent les raies dues au bobinage sont donc les mêmes que celles des raies de denture. Notons que contrairement aux raies de denture, les raies de bobinage ne dépendent pas seulement des harmoniques de bobinage, mais résultent d'une combinaison entre harmoniques de denture et de bobinage.

Par **exemple**, pour $Z_s = 48$, $Z_r = 38$ et $p = 2$, la première harmonique de la force magnétomotrice statorique d'ordre $5p$ donne en particulier une raie de bobinage de type d'ordre $Z_r - Z_s - p + 5p = -2$ et de fréquence $f_s (Z_r (1 - g)/p - 2)$. Cet harmonique de force magnétomotrice peut donc potentiellement provoquer une résonance avec le mode 2 du moteur.

2.5 Raies dues à la saturation

La **saturation** a pour effet d'aplatir la forme de l'induction radiale dans l'entrefer, ce qui correspond à l'apparition de nouveaux harmoniques d'ordre impair pour la densité de flux, mais à des harmoniques d'ordre pair ($2pk_\alpha, k_\alpha \in \mathbb{N}^*$) pour la perméance (figure 10). Ces harmoniques tournent à la même vitesse que l'induction fondamentale [55].

Tableau 4 – Expression des harmoniques de force de bobinage

Ordre spatial	Fréquence
$k_r Z_r - k_s Z_s - p - p (2 q_s h_s + 1)$	$f_s (k_r Z_r (1 - g)/p \pm 1 - 1)$
$k_r Z_r - k_s Z_s - p + p (2 q_s h_s + 1)$	
$k_r Z_r - k_s Z_s + p - p (2 q_s h_s + 1)$	$f_s (k_r Z_r (1 - g)/p \pm 1 + 1)$
$k_r Z_r - k_s Z_s + p + p (2 q_s h_s + 1)$	

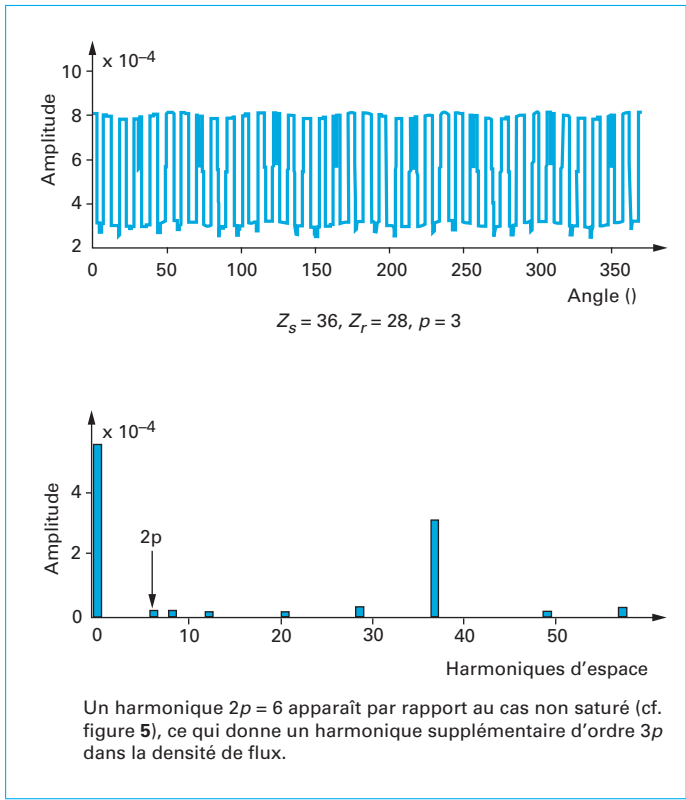


Figure 10 – Perméance d’entrefer en fonction de l’angle statorique en régime saturé

Tableau 5 – Expression des harmoniques de force de saturation	
Ordre spatial	Fréquence
$k_r Z_r - k_s Z_s - 2p - 2 p k_a$	$f_s [k_r Z_r (1 - g)/p - 2 (1 + k_a)]$
$k_r Z_r - k_s Z_s \pm 2 p k_a$	$f_s [k_r Z_r (1 - g)/p \pm 2 k_a]$
$k_r Z_r - k_s Z_s + 2p + 2 p k_a$	$f_s [k_r Z_r (1 - g)/p + 2 (1 + k_a)]$

En combinant une onde de flux harmonique due à la saturation avec une onde de flux liée à l’encoche rotor/stator $P_{sr} F_{mmsr}$, on obtient les harmoniques de force du tableau 5.

Certaines raies dues à la saturation apparaissent donc aux mêmes fréquences que les raies de denture. Comme les raies de bobinage, elles sont liées à des harmoniques d’encoche.

Par **exemple**, pour $Z_s = 48$, $Z_r = 38$ et $p = 2$, la saturation crée un harmonique de force F_{sat}^+ d’ordre $Z_r - Z_s + 4p = -2$ et de fréquence $f_s (Z_r (1 - g)/p + 4)$. Si le coefficient de saturation est important dans la machine, l’amplitude de cette raie de force est significative et elle peut résonner avec le mode 2 de la structure.

On constate que la saturation magnétique génère de nouvelles bandes latérales autour de la fréquence de passage d’encoche rotorique, contrairement au cas des machines synchrones où la saturation ne modifie ni les ordres spatiaux, ni les fréquences des efforts en présence [D 3 581].

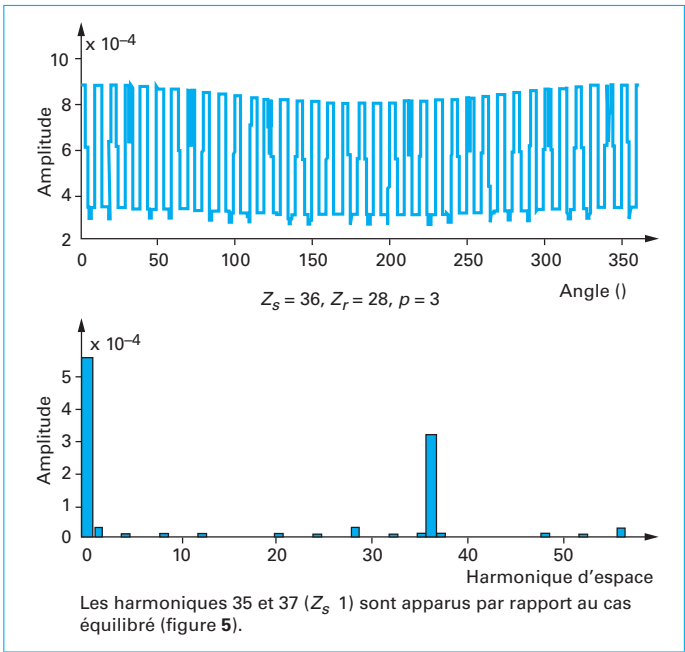


Figure 11 – Perméance d’entrefer en fonction de l’angle statorique dans le cas d’une excentricité statique de 5 %

2.6 Raies dues aux excentricités

Les **excentricités** modifient la fonction de perméance et influencent ainsi le contenu harmonique des forces de Maxwell [8] [21] [22].

2.6.1 Excentricité statique

L’**excentricité statique** ne modifie pas le contenu fréquentiel de la perméance mais l’ordre de ses harmoniques. Elle fait en particulier apparaître les ordres $k_s Z_s \pm 1$ et $k_r Z_r \pm 1$ (figure 11), ce qui crée des nouveaux harmoniques de force du type [8] :

$$F_{es} = \{k_r Z_r - k_s Z_s \pm 1 \pm 0,2p ; f_s (k_r Z_r (1 - g)/p \pm 0,2)\} \quad (3)$$

Nota : dans les expressions (4) et (3), les ± 1 des fréquences et des ordres ne sont pas corrélés.

2.6.2 Excentricité dynamique

L’**excentricité dynamique** introduit à la fois de nouveaux ordres et de nouvelles fréquences dans les forces de Maxwell (figure 12).

Les principaux nouveaux harmoniques sont de la forme [10] :

$$F_{ed} = \{k_r Z_r - k_s Z_s \pm 1 \pm 0,2p ; f_s (k_r Z_r (1 - g)/p \pm 0,2 \pm (1 - g)/p)\} \quad (4)$$

L’excentricité dynamique dédouble donc l’ensemble des raies de denture.

Si Z_r et Z_s sont pairs, l’excentricité dynamique crée donc, en plus des raies de denture d’ordre pair, de nouvelles raies d’ordre impair. Elles peuvent à partir d’efforts harmoniques pulsants d’ordre 0 ou tournants d’ordre 2, engendrer des forces d’ordre 1 (balourd magnétique) qui ont la particularité d’exciter le mode de flexion du rotor (figure 13).

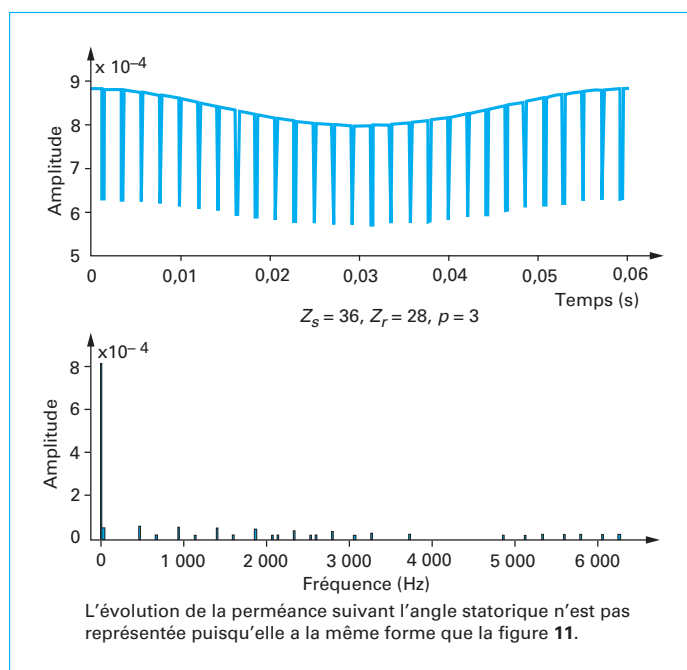


Figure 12 – Perméance d'entrefer en fonction du temps dans le cas d'une excentricité dynamique de 5 % ($Z_s = 36$, $Z_r = 28$, $p = 3$)

2.7 Raies dues à la modulation de largeur d'impulsion (MLI)

Les principaux harmoniques de force magnétique dus à la MLI peuvent se calculer en combinant l'onde de flux fondamentale $\{p; f_s\}$ avec un harmonique de flux dû à la MLI. On obtient alors les harmoniques [23] :

$$F_{MLI} = \{0; f_s - f_s^n\} \text{ et } \{2p; f_s + f_s^n\}$$

Les raies dues à la MLI seule ont donc uniquement des ordres 0 ou $2p$. Pour une MLI classique de type intersection sinus/triangle (porteuse triangulaire), les fréquences des harmoniques de courant sont données par $f_s^n = n_1 f_s \pm n_2 f_d$ où n_1 et n_2 sont deux entiers de parités différentes. Le groupe d'harmoniques de courant d'amplitude la plus élevée se trouve alors aux fréquences $f_s^n = f_s \pm 2f_d$, et les harmoniques de force correspondants sont présentés dans le tableau 6.

Les principales raies MLI sont donc centrées autour du double de la fréquence de découpe. Elles sont composées d'une onde de force pulsante d'ordre 0 (figure 13), et de deux ondes de force d'ordre $2p$ tournant dans des directions opposées à la même vitesse.

Tableau 6 – Expression des principaux harmoniques de force de MLI (intersection sinus/triangle, premier groupe d'harmoniques de courant)

Ordre spatial	Fréquence
$-2p$	$2f_d - 2f_s$
0	$2f_d$
$2p$	$2f_d + 2f_s$

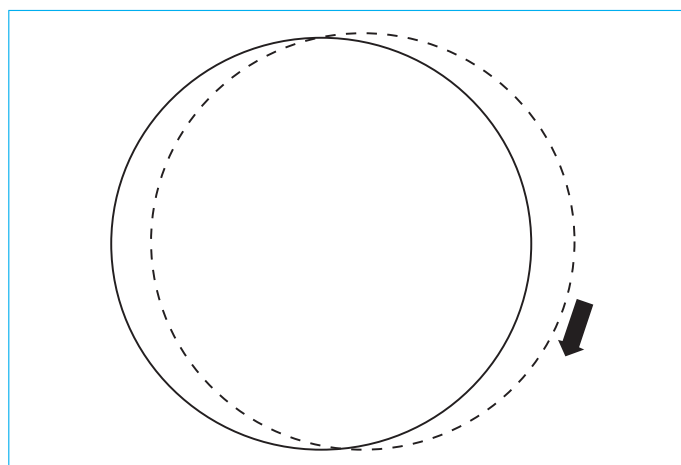


Figure 13 – Illustration d'une force tournante d'ordre 1

2.8 Autres raies

2.8.1 Raies rotoriques en charge

Jusqu'ici, nous avons mis en évidence des harmoniques des forces de Maxwell en ne combinant que des ondes de flux statorique. En charge, l'induction radiale d'entrefer s'écrit :

$$B_g(t, \alpha_s) = \lambda(t, \alpha_s) (f_{mm}^s(t, \alpha_s) + f_{mm}^r(t, \alpha_s))$$

$$= \lambda(t, \alpha_s) \left(\sum_{q=1}^{q_s} i_q^s(t) N_q^s(\alpha_s) + \sum_{b=1}^{Z_r} i_b^r(t) N_b^r(t, \alpha_s) \right)$$

avec f_{mm}^r (A) force magnétomotrice du rotor,

i_b^r (A) courant dans la b -ième barre du rotor,

N_b^r fonction de bobinage associée à la b -ième barre.

La force magnétomotrice rotorique introduit donc de nouveaux harmoniques de bobinage et de nouveaux harmoniques de courant. Cependant, ils sont généralement trop faibles pour influencer significativement le comportement acoustique de la machine, et l'expérience montre qu'en vitesse variable, les résonances les plus gênantes ne sont pas dues à des raies liées à la force magnétomotrice rotorique [24]. Remarquons que la mise en charge de la machine modifie également l'amplitude du courant de phase, les fréquences naturelles du moteur (par la variation de la température du stator), le glissement et l'amplitude des raies de saturation [8] [25] [26], pouvant, suivant les cas, diminuer ou augmenter le niveau de bruit.

2.8.2 Combinaisons de raies

■ Cas général

Nous avons vu l'expression des raies magnétiques les plus courantes et les plus simples, mais d'autres raies plus complexes et d'amplitude plus faible se produisent. On peut schématiquement écrire les forces de Maxwell à vide sous la forme :

$$F_M = (\lambda_0 + \lambda_{s,r,sr} + \lambda_a + \lambda_{es,ed})^2 (i_0^s + i_n^s)^2 (N_0^s + N_n^s)^2 / 2\mu_0$$

avec λ_0 (H/m²) perméance fondamentale,

$\lambda_{s,r,sr}$ (H/m²) harmoniques de perméance dus à la denture,

λ_a (H/m²) harmoniques de perméance dus à la saturation,

$\lambda_{es,ed}$ (H/m²) harmoniques de perméance dus aux excentricités,

i_0^s	(A) fondamental du courant stator,
i_n^s	(A) harmoniques de courant stator,
N_0^s	fonction de bobinage statorique fondamentale,
N_n^s	harmoniques de la fonction de bobinage statorique.

Les raies de denture correspondent à une combinaison $\lambda_{s,r,sr}^{2i_0^s N_0^s}$ tandis que les raies MLI correspondent à la combinaison $\lambda_0^{2i_0^s i_n^s N_0^s}$. De nombreuses autres combinaisons existent donc, comme l'interaction $\lambda_{s,r,sr}^{2i_0^s i_n^s N_0^s}$ entre denture et MLI.

■ Combinaison denture/MLI

Les combinaisons entre raies de denture et raies MLI donnent les groupes de raies exprimés dans le tableau 7. Elles ont les mêmes ordres que les raies de denture. On y retrouve bien les raies de denture du tableau 3 si l'on pose $f_n^s = f_s$ (cas d'une alimentation sinusoïdale).

Tableau 7 – Expression des harmoniques de force issus de la combinaison entre raies de denture et raies MLI

Ordre spatial	Fréquence
$k_r Z_r - k_s Z_s - 2p$	$f_s (k_r Z_r (1-g)/p - 1) - f_n^s$
$k_r Z_r - k_s Z_s$	$f_s (k_r Z_r (1-g)/p \pm 1) \mp f_n^s$
$k_r Z_r - k_s Z_s + 2p$	$f_s (k_r Z_r (1-g)/p + 1) + f_n^s$

Par **exemple**, sur une machine où $Z_s = 27$, $Z_r = 21$ et $p = 2$, avec une MLI asynchrone générant des harmoniques, des raies issues de la combinaison entre MLI et denture d'ordre $Z_r - Z_s + 2p = -2$ apparaissent aux fréquences $2f_d \pm f_s (Z_r (1-g)/p + 2)$. Si f_2 est de l'ordre de 2 500 Hz (cas d'une machine de 700 W, de diamètre 10 cm), si $f_{\max} = 80$ Hz et si $f_d = 1\,000$ Hz, ces raies entrent en résonance avec le mode 2 de la machine durant la phase de démarrage. Par contre, la raie de denture d'ordre 2 et de fréquence $f_s (Z_r (1-g)/p + 2)$ (tableau 3) ne résonne pas avec la structure, la fréquence naturelle de mode 2 étant trop élevée.

2.9 Conclusion

Il existe donc un grand nombre de raies acoustiques liées aux forces de Maxwell. En revanche, sur une machine asynchrone correctement équilibrée, les principales raies audibles proviennent de la denture, de la saturation et de la MLI ; en général, les raies liées au bobinage statorique ne contribuent pas significativement au bruit en charge [24]. À basse vitesse, les fréquences des raies de denture ne rentrent pas dans la plage de sensibilité auditive, et les raies liées à la MLI sont donc dominantes. À vitesse moyenne, raies de denture et MLI cohabitent, la denture pouvant créer de fortes tonalités. À haute vitesse, le bruit d'origine aérodynamique (ventilation de la machine) est dominant sur les machines ouvertes. Sur les machines de traction, les raies de saturation sont les plus importantes lors de la phase de démarrage où le flux est constant et maximal.

Ces considérations générales dépendent du type de moteur (autoventilé ouvert ou fermé, refroidi à eau, etc.) et des stratégies MLI programmées.

À retenir

- L'étude des résonances nécessite de déterminer la fréquence et la forme des efforts magnétiques le long de la tôle (ordre spatial).
- Tout harmonique de force magnétique est le produit de deux harmoniques de champ, eux-mêmes étant le produit d'harmoniques de perméance et de f_{mm} (force magnéto-motrice).
- Les excitations magnétiques dues à l'encoche se concentrent autour des multiples de la fréquence de passage rotorique.
- Le nombre d'encoches rotoriques change à la fois la fréquence et l'ordre spatial des efforts magnétiques.

3. Prédiction du bruit audible d'origine magnétique

À partir des expressions des fréquences des raies magnétiques, il est possible de prédire, à l'aide d'outils graphiques simples, l'apparition de résonances en régime variable. Si l'on souhaite obtenir une estimation du niveau de bruit, la simulation numérique est indispensable. Dans les deux cas, il est nécessaire de calculer les principales fréquences naturelles de la machine, ce qui peut se faire à l'aide d'un logiciel éléments finis ou de manière analytique. Comme précisé en introduction, les méthodes analytiques sont ici privilégiées pour leur rapidité de calcul, qui permet de simuler le bruit en régime variable et de coupler le modèle à des outils d'optimisation.

3.1 Calcul analytique des fréquences naturelles

Les **fréquences naturelles des modes radiaux** de la machine peuvent se calculer analytiquement en l'assimilant à un anneau. On se propose ici de détailler les expressions des fréquences sans tenir compte du couplage entre la tôle et la carcasse, d'autres méthodes plus complexes permettant de l'intégrer [27] [28] [29] [54].

La fréquence naturelle du mode radial d'ordre 0 s'écrit :

$$f_0 = \frac{1}{\pi D_{sm}} \sqrt{\frac{E_s}{\rho_s K_f K_M}}$$

$$\text{où } D_{sm} = D_{se} + h_{ca} - h_{cul} \text{ et } K_M = 1 + \frac{M_{ds} + M_{bob} + M_i}{M_{cul}}$$

- avec D_{sm} (m) diamètre moyen du moteur,
 D_{se} (m) diamètre extérieur de la tôle stator,
 h_{ca} (m) épaisseur de carcasse,
 h_{cul} (m) épaisseur de culasse,
 ρ_s (kg/m³) masse volumique de la tôle,
 K_f coefficient de foisonnement de la tôle stator,
 K_M coefficient de correction de masse tenant compte du bobinage et des dents,
 M_{ds} (kg) masse des dents stator,
 M_{bob} (kg) masse du bobinage stator,
 M_i (kg) masse de l'isolant stator,
 M_{cul} (kg) masse de la culasse statorique.

Les fréquences des modes radiaux $m \geq 2$ s'écrivent :

$$f_m = f_0 \frac{h_{cul}}{\sqrt{3} D_{sm}} \frac{m(m^2 - 1)}{\sqrt{m^2 + 1}}$$

Des expressions analytiques plus précises, ainsi que l'expression de la fréquence du premier mode de flexion du rotor ($m=1$), peuvent être trouvées dans [27]. En effet, si les efforts magnétiques s'exercent à la fois sur le rotor et le stator, seuls les modes de flexion de l'arbre du rotor dans une machine asynchrone « classique » à rotor interne peuvent engendrer des vibrations significatives.

Dans [28] sont également discutées différentes méthodes analytiques de calcul des fréquences naturelles des modes radiaux de la tôle statorique. Remarquons que, dans le cadre de la modélisation du bruit en régime variable, une précision de l'ordre de pourcent sur le calcul des fréquences naturelles n'est pas nécessaire.

3.2 Outils graphiques

3.2.1 Prédiction des résonances de denture

Afin de prédire les principales résonances de denture, on peut construire un graphique sur lequel on porte en ordonnée les fréquences naturelles et les fréquences des raies magnétiques obtenues en faisant varier k_s et k_r , en fonction de la fréquence d'alimentation. Les raies magnétiques sont des droites passant par l'origine dont on peut faire varier l'épaisseur proportionnellement à $1/k_s k_r$ afin de signifier l'amplitude de l'excitation magnétique (figure 14). Les fréquences naturelles sont des horizontales dont les intersections avec les raies magnétiques de même couleur signalent des résonances.

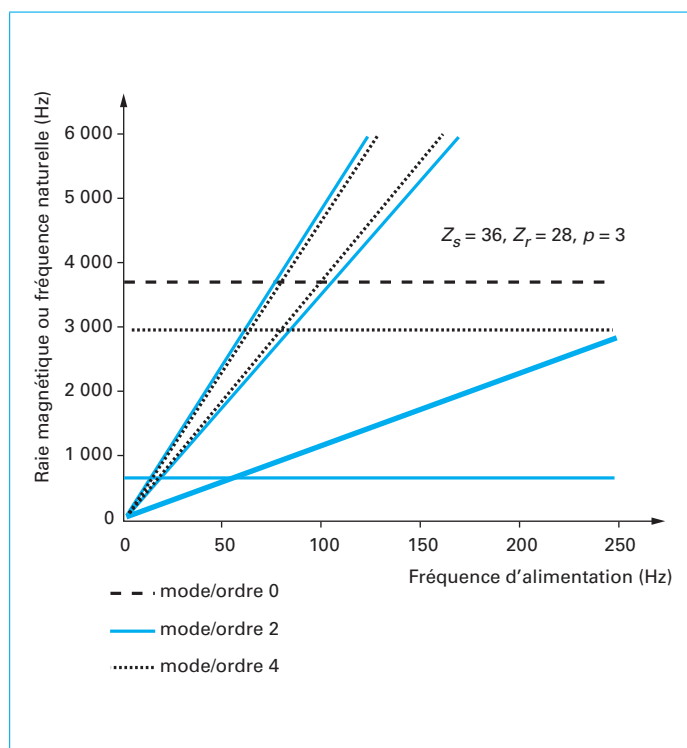


Figure 14 – Graphe de prédiction des résonances de denture

Par **exemple**, pour $Z_s = 36$, $Z_r = 28$ et $p = 3$, en passant en revue l'ensemble des raies de denture pour k_s et k_r allant de 1 à 7, on en trouve cinq de mode inférieur à 4 (tableau 3) : trois raies d'ordre 2 aux fréquences $f_s (Z_r (1 - g)/p + 2)$ ($k_r = 1$, $k_s = 1$), $f_s (4 Z_r (1 - g)/p - 2)$ ($k_r = 4$, $k_s = 3$) et $f_s (5 Z_r (1 - g)/p + 2)$ ($k_r = 5$, $k_s = 4$), ainsi que deux raies d'ordre 4 aux fréquences $f_s (4 Z_r (1 - g)/p)$ et $f_s (5 Z_r (1 - g)/p)$. Le calcul des fréquences naturelles précédemment exposé donne $f_0 = 3680$ Hz, $f_2 = 640$ Hz et $f_4 = 2950$ Hz. Le tracé du graphique montre que lors du démarrage du moteur, deux résonances de « faible » et « moyenne » amplitude auront lieu avec le mode 2 vers $f_s = 10$ Hz, une « forte » résonance de mode 2 aura ensuite lieu près de $f_s = 50$ Hz, une « faible » résonance de mode 4 aura lieu vers 60 Hz, et enfin une résonance de « moyenne » amplitude se produira avec le mode 4 vers 70 Hz.

3.2.2 Prédiction des résonances liées à la MLI

Le même type de graphique peut être tracé en vue d'éviter les résonances dues aux raies liées à la MLI. Dans le cas asynchrone, les fréquences des raies MLI pures varient peu avec la vitesse, et il n'est pas pertinent de tracer un graphe de prédiction de leur résonance avec les modes 0 ou $2p$. En revanche, il peut être intéressant de prédire graphiquement les résonances des raies issues de la combinaison entre harmonique de denture et harmonique MLI. Un tel graphe permet également de fixer la fréquence de découpe en vue d'éviter les résonances identifiées.

3.3 Simulation numérique

Si les outils graphiques permettent de repérer à quelles vitesses se produiront les résonances, ils ne permettent pas de se faire une idée précise de l'importance relative des résonances entre modes différents. De plus, les résonances peuvent se faire à des niveaux de flux différents, ou impliquer un coefficient d'amortissement différent. Le recours à la simulation numérique est alors indispensable. Nous allons donc détailler dans cette partie les bases d'un modèle analytique électromagnétique et vibroacoustique de la machine asynchrone.

3.3.1 Calcul de la force excitatrice

Comme nous l'avons vu précédemment, la force radiale de Maxwell F_M s'obtient à partir de l'induction radiale d'entrefer. Les modèles analytiques basés sur les fonctions de bobinage [16] [17] permettent de calculer avec rapidité et précision l'induction dans l'entrefer. Le calcul des courants s'effectue à l'aide d'un schéma équivalent étendu [56].

La pression magnétique obtenue est représentée à un instant donné à la figure 15.

3.3.2 Calcul des déformées de la tôle statorique

La force excitatrice F_M est décomposée en série de Fourier 2D complexe, puis les déplacements statiques de la tôle sont calculés en fonction des ordres. Le déplacement d'ordre 0 est donné par [8] [9] [31] :

$$Y_{0\omega}^s = F_{0\omega} \frac{R_{sm} R_{sa}}{E_s h_{cul}}$$

avec $F_{0\omega}$ (N/m²) pression magnétique d'ordre 0,

R_{sm} (m) rayon moyen du stator,

R_{sa} (m) rayon d'alésage du stator.

Pour les ordres supérieurs à 2 (le cas particulier $m=1$ étant traité par exemple dans) :

$$Y_{m\omega}^s = F_{m\omega} \frac{12 R_{sm}^3 R_{sa}}{E_s h_{cul}^3 (m^2 - 1)^2}$$

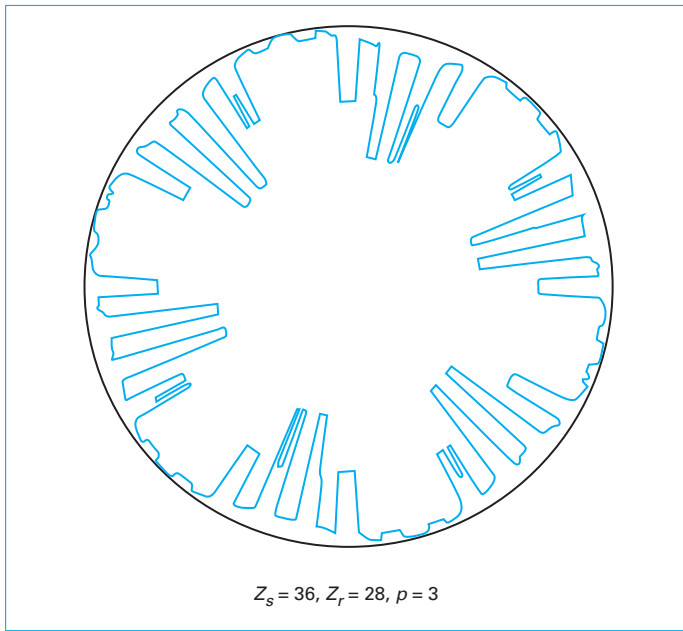


Figure 15 – Illustration des forces de Maxwell s'exerçant sur la tôle statorique à un instant donné

Les vibrations d'ordre m élevé sont donc rapidement amorties par la structure.

Les déplacements dynamiques, tenant compte de la fréquence d'excitation, sont ensuite calculés sur la base d'une fonction de transfert d'ordre 2 :

$$Y_{m\omega}^d = Y_{m\omega}^s [(1 - f^2/f_m^2)^2 + 4\xi_m^2 f^2/f_m^2]^{-1/2}$$

avec ξ_m coefficient d'amortissement du mode m .

Les coefficients d'amortissement doivent être déterminés expérimentalement, car ils dépendent de nombreux paramètres de fabrication. Pour une approche analytique, ils peuvent être fixés en première approximation à 2 % pour tous les modes, mais peuvent en pratique varier entre 0,5 et 4 %. Le coefficient d'amortissement quantifie l'importance de la dissipation des vibrations par frottement (essentiellement dû au bobinage et aux isolants) et peut donc varier suivant le type de machine électrique.

On remarque que :

$$\frac{Y_{m\omega}^d}{Y_{0\omega}^d} \propto \frac{F_{m\omega}}{F_{0\omega}} \frac{1}{(m^2 - 1)^2} \frac{R_{sm}^2}{h_{cul}^2}$$

Le rapport rayon stator sur hauteur de culasse dimensionne donc fortement l'amplitude relative des vibrations dynamiques.

3.3.3 Calcul du bruit rayonné

Les vitesses de vibration associées aux déplacements dynamiques sont ensuite calculées :

$$v_{m\omega} = 2\pi f Y_{m\omega}^d$$

La puissance acoustique totale à une fréquence donnée s'obtient par sommation sur les modes :

$$W_\omega = \frac{1}{2} \rho c S \sum_m \sigma_{m\omega} |v_{m\omega}|^2$$

avec ρ (kg/m³) densité de l'air,

c (m/s) vitesse du son dans l'air,

S (m²) surface de la carcasse (sans les flasques),

$\sigma_{m\omega}$ facteur de radiation.

Le facteur de radiation peut se calculer analytiquement en assimilant le moteur à une sphère ou un cylindre infini suivant ses dimensions [33]. D'autres modèles plus précis existent, permettant de tenir compte des conditions aux limites et de la longueur finie du cylindre, mais requièrent plus de calculs numériques [27] [54].

Le spectre de la puissance acoustique s'obtient alors par :

$$L_w = 10 \log_{10}(W_\omega/W_0)$$

avec $W_0 = 10^{-12}$ W, et le niveau de puissance acoustique s'écrit en dB(A) :

$$L_{wA} = 10 \log_{10} \left(\sum_\omega 10^{0,1(L_w + \Delta L_A(\omega))} \right)$$

avec ΔL_A (dBA) coefficient de pondération A.

En plus de la pondération A qui tient compte de la sensibilité de l'oreille humaine aux fréquences [BR 2 005], la norme CEI 60034-9 définit des coefficients de pénalité pour les bruits à caractère tonal, dont le spectre présente des raies émergentes.

La figure 16 présente un spectre de bruit magnétique calculé sur la base de ces modèles analytiques à l'aide du logiciel [66].

À retenir

- Les nombres d'encoches et de pôles et les dimensions des tôles déterminent les principales résonances entre forces magnétiques et modes.
- Le diagramme de Campbell permet d'établir qualitativement la présence de résonances à certaines vitesses.
- Les efforts d'ordres spatiaux les plus faibles génèrent le plus de vibrations et de bruit.
- La simulation numérique est conseillée dès le début de la conception.

4. Règles de conception silencieuse

En vue de réduire le bruit magnétique rayonné par la machine dès la phase de conception, trois démarches principales sont possibles :

- agir sur l'amplitude de l'excitation seule (faibles raies de denture, faibles raies MLI, ordres spatiaux élevés...);
- agir sur l'amplitude de la réponse seule (faible rayonnement de la structure);
- agir sur l'interaction entre la force excitatrice et la structure excitée (éloignement entre fréquences excitatrices et fréquences naturelles).

Les paramètres de conception les plus influents sur le bruit sont le nombre et la forme des encoches, les dimensions générales du moteur (diamètre extérieur, hauteur de culasse, longueur de fer, entrefer) [2], la fréquence de découpe et le type de stratégie MLI.

Nous n'aborderons pas dans cet article les méthodes de réduction de bruit *a posteriori*, parmi lesquelles figurent les méthodes passives (ajout de matériaux absorbants, d'amortisseurs, etc.) et les méthodes actives (compensation des vibrations par des matériaux piézo-électriques [46] [60], des enroulements supplémentaires, par injection de courant [51] [53], etc.).

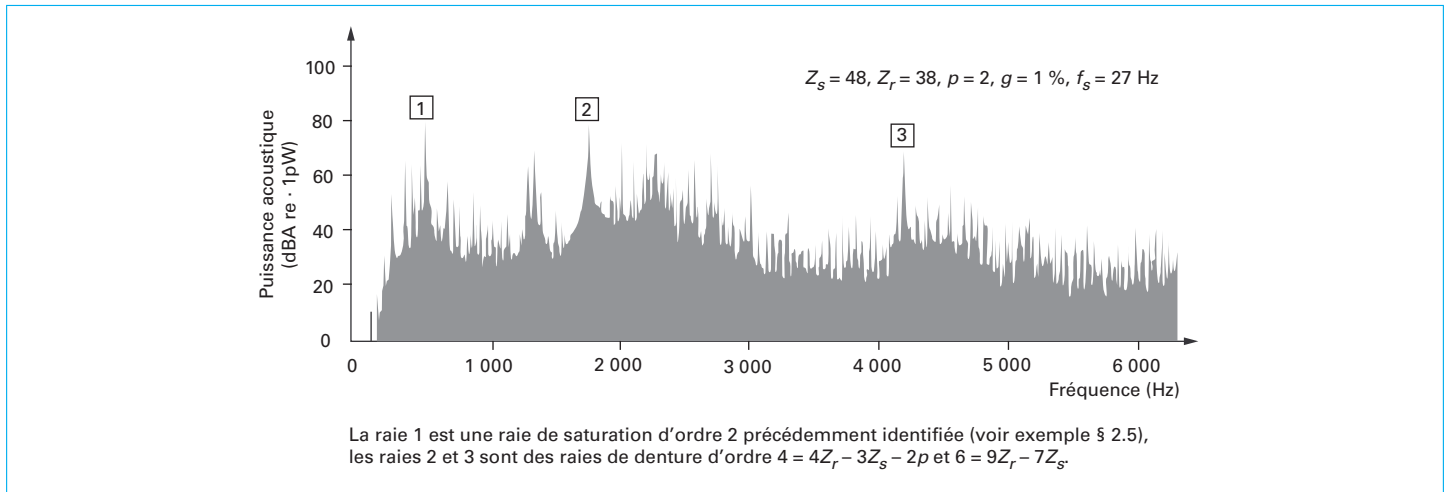


Figure 16 – Spectre de bruit magnétique en pondération A obtenu par simulation

4.1 Conception du moteur

4.1.1 Formes des encoches

La forme des encoches influe sur les fluctuations de perméance, et donc sur les harmoniques de denture. Comme ceux-ci sont nuls dans le cas d'un stator et d'un rotor lisses, il faut donc théoriquement chercher à ce que les lignes de flux pénètrent le moins possible dans les encoches (perméance uniforme). Cela signifie réduire les ouvertures d'encoches et leur profondeur [27]. Cependant, la saturation des têtes de dents tend à élargir l'ouverture effective des encoches, tout particulièrement au rotor, et à allonger les lignes de flux pénétrant au fond des encoches [34]. La fermeture totale des encoches, en plus d'augmenter les flux de fuite, peut poser d'autres problèmes techniques [D 3 420].

Il est possible de choisir précisément l'ouverture d'encoche en vue de réduire un harmonique de denture particulière. En effet, l'amplitude d'une raie de force de denture est proportionnelle [19] à (§ 2.2) :

$$P_s P_r \propto \frac{\sin(\pi k_s r_{ds})}{k_s} \frac{\sin(\pi k_r r_{dr})}{k_r}, \quad r_{ds} = 1 - \frac{Z_s}{\pi D_{si}} \ell_{se},$$

$$r_{dr} = 1 - \frac{Z_r}{\pi D_{re}} \ell_{re}$$

avec ℓ_{re} (m) ouverture d'encoche au rotor,
 ℓ_{se} (m) ouverture d'encoche au stator,
 D_{re} (m) diamètre extérieur du rotor,
 D_{si} (m) diamètre intérieur du stator.

Ainsi, si un harmonique de denture potentiellement bruyant est associé à $k_s = k_s^0$ ou $k_r = k_r^0$, il est possible de l'éliminer en choisissant une ouverture d'encoche au stator parmi les valeurs :

$$\ell_{se} = \frac{\pi D_{si}}{Z_s} \left(1 - \frac{k}{k_s^0} \right) / k \in [1; k_s^0 - 1]$$

ou bien une ouverture d'encoche au rotor parmi les valeurs :

$$\ell_{re} = \frac{\pi D_{re}}{Z_r} \left(1 - \frac{k}{k_r^0} \right) / k \in [1; k_r^0 - 1]$$

Les ouvertures d'encoches étant généralement plus faibles au rotor qu'au stator, la première condition est plus facile à réaliser. On remarque en particulier qu'un rapport égal entre dents et

encoches au stator ($r_{ds} = 1/2$) ou au rotor ($r_{dr} = 1/2$) élimine automatiquement l'ensemble des raies liées à $k_s = 2$ ou $k_r = 2$.

Par **exemple**, pour $Z_s = 48$, $Z_r = 32$ et $p = 2$, on obtient trois raies de denture d'ordre $-4 = 3Z_r - 2Z_s - 2p$, $4 = 3Z_r - 2Z_s + 2p$ et $0 = 3Z_r - 2Z_s$. Si l'on souhaite les éliminer, il faut choisir :

$$\ell_{se} = \frac{\pi D_{si}}{Z_s} \left(1 - \frac{1}{2} \right) = \frac{\pi D_{si}}{2Z_s} \quad \text{et} \quad \ell_{re} = \frac{\pi D_{re}}{Z_r} \left(1 - \frac{1}{3} \right) = \frac{2}{3} \frac{\pi D_{re}}{Z_r}$$

ou $\frac{1}{3} \frac{\pi D_{re}}{Z_r}$

Cette méthode ne permet cependant pas d'éliminer les raies de denture associées à $k_s = 1$ et $k_r = 1$, puisqu'il faudrait $\ell_{se} = 0$ ou $\ell_{re} = 0$. De plus, il faut s'assurer que l'ouverture d'encoche optimale n'est pas trop grande, sinon elle risque d'augmenter l'amplitude d'autres harmoniques de denture. Enfin, la saturation peut élargir l'ouverture d'encoche effective [27] [34], faussant le dimensionnement optimal des encoches. Encore une fois, la simulation numérique est nécessaire pour s'assurer que le choix de ℓ_{re} et ℓ_{se} réduit bien le bruit magnétique de manière globale.

4.1.2 Nombres d'encoches

De nombreuses lois empiriques ont été établies sur le choix du nombre d'encoches en vue de réduire les pulsations de couple [33] [34] [35], mais il n'existe pas de lien direct entre les pulsations de couple et le bruit magnétique explicité à ce jour. Les pulsations de couple peuvent, via l'excitation de la ligne d'arbre rotorique, engendrer des vibrations et bruits supplémentaires, mais les sollicitations tangentielles ne peuvent qu'engendrer de faibles déformations radiales des tôles magnétiques, qui sont par ailleurs les plus efficaces à rayonner du bruit. D'autre part, contrairement aux efforts radiaux dans les **machines asynchrones**, les efforts tangentiels dépendent fortement du champ d'entrefer circconférentiel. La combinaison $Z_s = 36$; $Z_r = 28$ avec $p = 3$ est un exemple d'encochage qui suit parfaitement la majorité des règles censées réduire les pulsations de couple, alors qu'elle engendre une raie de force de denture d'ordre 2 d'amplitude importante ($k_s = k_r = 1$). La seule loi analytique que l'on pourrait énoncer est la suivante :

Si $f_{\max}(k_r Z_r / p + 2\eta) > f_m$ ($\eta = 0, 1, -1$) (existence d'une résonance potentielle de mode m), éviter de prendre des nombres d'encoches tels que $Z_r = (k_s Z_s \pm m + 2\eta p) / k_r$ avec k_s et k_r « petits ».

Dans le cas des moteurs de forte puissance, f_m est relativement faible (typiquement, la fréquence naturelle de mode 2 d'un moteur de 250 kW est de quelques centaines de hertz) et ces résonances de denture ont tendance à être nombreuses. Pour les moteurs de plus faible puissance, f_m est plus élevée et lorsque des résonances de denture existent, elles sont nécessairement associées à des k_r élevés, et donc à des amplitudes plus faibles.

D'autres travaux de recherche ont testé de manière exhaustive des combinaisons d'encoche [26] pour $p = 2$ et $p = 3$, mais leurs conclusions restent liées aux fréquences naturelles du moteur employé, et sont donc inapplicables à d'autres machines.

Malgré l'absence de lois analytiques, il est possible d'orienter le choix des nombres d'encoches à l'aide de considérations simples. Dans un premier temps, il s'agit de chercher l'ensemble des couples (k_s, k_r) engendrant des modes de rang faible (0 à 4). On peut ensuite vérifier, à l'aide du calcul des fréquences naturelles, si ces modes sont effectivement excités sur la plage de vitesse de la machine. Enfin, on peut qualitativement comparer l'importance du bruit engendré par un même ordre m sur deux machines aux nombres d'encoches différents en calculant le coefficient $1/k_s k_r$ qui caractérise l'amplitude des raies de force de denture.

Il est cependant difficile de choisir entre une machine ayant une résonance d'ordre 2 due à des harmoniques de denture d'amplitude faible (k_s et $k_r = 4$ ou 5 par exemple), et une machine ayant une résonance d'ordre 4 due à des harmoniques de denture d'amplitude plus grande (k_s et $k_r = 2$ ou 3). Dans ce cas, seule la simulation numérique permet d'obtenir une estimation du bruit plus fiable. Une fois qu'un programme de simulation est opérationnel et validé, on peut réaliser une base de données en calculant le **bruit rayonné** par toutes les combinaisons Z_r/Z_s possibles sur un moteur donné. Il faut cependant s'assurer que, lors de la simulation, l'amplitude des raies de denture ne change pas lorsque Z_r ou Z_s varie : en particulier, les rapports de denture r_{dr} et r_{ds} et les profondeurs fictives d'encoches doivent rester constants en vue de ne calculer que l'effet acoustique des ordres de denture générés par l'encoche et s'affranchir de l'effet de la forme des encoches sur le bruit.

Un exemple de calcul du bruit moyen et du bruit à la résonance de plusieurs machines avec des nombres différents d'encoches au rotor est présenté à la figure 17.

Le choix de Z_r influe sur les fréquences des raies de denture et sur leur ordre spatial, tandis que Z_s ne joue que sur leur ordre. Lorsqu'un moteur se révèle *a posteriori* bruyant à cause d'une résonance de denture, le changement approprié du nombre d'encoches au rotor est alors une solution efficace et économique, puisque le stator n'est pas à refaire.

Un nombre impair d'encoches au rotor est déconseillé car il engendre un balourd magnétique [36] : les forces de Laplace qui s'exercent sur les barres du rotor ne s'équilibrent pas, et créent des vibrations supplémentaires.

Un nombre impair d'encoches, au rotor comme au stator, a aussi la propriété d'introduire des ordres impairs dans les harmoniques de force de denture. L'énergie vibratoire issue des forces de Maxwell est ainsi étalée sur tous les modes de la structure, diminuant en particulier l'amplitude de la résonance de mode 2 ; en outre, la probabilité d'apparition d'une résonance de denture est accrue. Cet effet négatif peut être évité en identifiant les fréquences naturelles des modes impairs (1, 3...) de la machine.

4.1.3 Inclinaison des encoches

Un choix approprié du pas de vrillage des encoches permet d'atténuer un harmonique particulier de l'induction d'entrefer ([D 3 420] [37] pour la démonstration de l'expression du pas de vrillage optimal) et donc l'amplitude de la raie de denture associée.

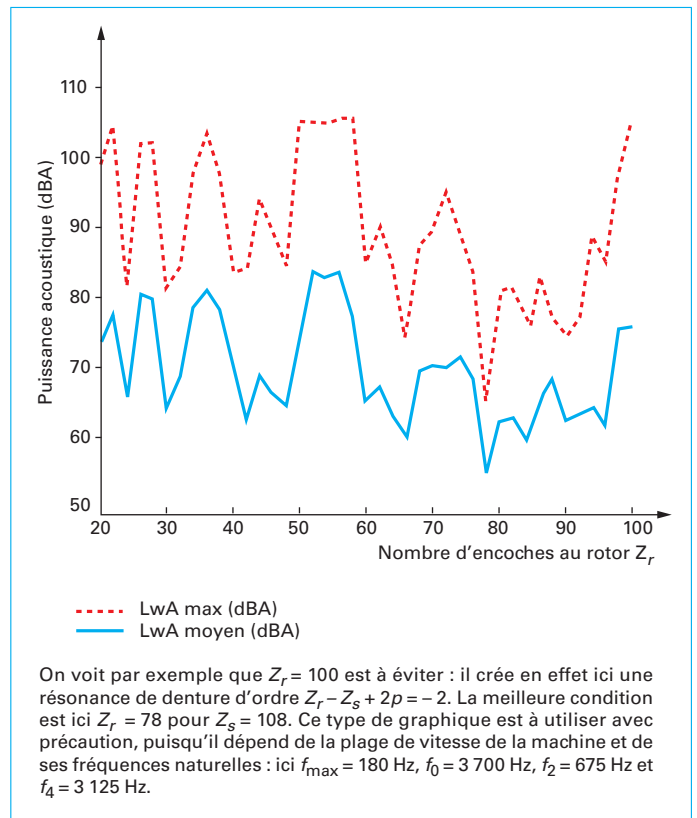


Figure 17 – Exemple de calcul de bruit de denture pour $Z_s = 108$, $p = 3$

Par **exemple**, pour $Z_s = 36$, $Z_r = 28$ et $p = 3$, l'harmonique le plus important du champ d'entrefer est de rang $Z_s - p = 33$ (figure 7). Il contribue en particulier à la raie de denture d'ordre

$$Z_r + p - (Z_s - p) = 31 - 33 = -2$$

Qualitativement, pour atténuer au mieux l'effet de l'harmonique spatiale d'induction d'ordre 33, il faut donc vriller le rotor de $Z_s/33 = 1,0909$ pas dentaire statorique.

Cependant, le vrillage introduit des efforts axiaux supplémentaires qui peuvent être préjudiciables, notamment dans le cas des machines de forte puissance [D 3 420]. Il a également pour effet de produire une variation axiale des efforts, qui peuvent alors s'approprier des modes de flexion de la carcasse. Enfin, il engendre un niveau de saturation plus élevée : le déphasage entre les forces magnétomotrices statorique et rotorique varie suivant l'axe du moteur et produit une densité de flux « non compensée » [34]. Ainsi, une machine possédant une résonance due à un harmonique de saturation peut s'avérer dans certains cas plus bruyante en étant vrillée.

La technique du vrillage, bien connue pour réduire des harmoniques de couple, doit donc être utilisée avec beaucoup de précaution lorsqu'elle vise à réduire le rayonnement acoustique du moteur.

4.1.4 Bobinage du stator

■ Pas raccourci

L'amplitude des raies de bobinage peut être diminuée par un choix approprié du pas raccourci [D 3 420].

Par **exemple**, pour $Z_s = 48$, $Z_r = 38$ et $p = 2$, l'harmonique $5p = 10$ de la force magnétomotrice statorique engendre une raie vibratoire d'ordre 2 (voir exemple § 2.4). Pour diminuer son influence acoustique, on peut prendre un pas raccourci $5/6$ qui atténue les harmoniques $5p$ et $7p$.

4.1.5 Dimensions de la tôle stator/rotor

En vue de limiter les vibrations, nous avons vu que le rapport R_{sm}/h_{cul} doit être le plus faible possible. D'un point de vue acoustique, la forme générale du moteur influe également sur son facteur de rayonnement. Ainsi, pour diminuer sa capacité à rayonner, le rapport L_s/R_{sm} doit être faible [27]. Si la hauteur de culasse et la longueur de la tôle sont fixées, il y a donc un compromis à faire entre la diminution de l'amplitude des vibrations et celle du rayonnement acoustique de la structure.

4.1.6 Autres paramètres influents

■ Matériaux

L'amplitude des vibrations à la résonance est inversement proportionnelle au coefficient d'amortissement. Il faut chercher à le maximiser, notamment par le choix des vernis d'imprégnation des bobinages et des tôles statoriques.

Les vibrations étant également inversement proportionnelles à la raideur de la tôle dans la direction radiale, il faut qu'elle soit la plus raide possible [39].

Enfin, les alliages magnétiques doux enrichis en silicium (type Fe-6,5 %Si) permettent de diminuer les effets magnétostrictifs [13].

■ Couplage stator/carcasse

Un autre moyen d'agir sur les vibrations d'origine magnétique est d'agir sur le couplage entre le stator et la carcasse. Un dispositif de « rupture d'impédance » peut par exemple être inséré entre les deux en vue d'amortir les vibrations radiales [40]. On peut également jouer sur le nombre de contacts entre le stator et la carcasse en vue d'amortir des modes particuliers [41].

4.2 Conception de la commande

4.2.1 Fréquence de découpe

Le paramètre le plus important de l'alimentation MLI est le choix de la fréquence de découpe f_d . Pour éviter les résonances des raies MLI, il faut d'abord éloigner $2f_d$ des fréquences naturelles f_0 et f_{2p} (§ 2.7). Si les pertes de commutation et les contraintes sur les commutateurs restent acceptables, on peut choisir $2f_d \gg f_0$ ou à l'extrême repousser les raies MLI dans le domaine inaudible.

Les résonances dues aux combinaisons entre denture et raies MLI peuvent être évitées en choisissant f_d suivant la méthode graphique évoquée au paragraphe 3.2.2. Dans le cas de la MLI asynchrone intersective (traité en exemple en § 2.8.2), f_d peut être fixée analytiquement de deux manières :

$$2f_d + f_{\max}(Z_r(1-g)/p + 2) < f_2 \text{ ou } 2f_d - f_{\max}(Z_r(1-g)/p + 2) > f_2$$

La seconde solution est conseillée, puisque d'autres groupes d'harmoniques MLI de même ordre spatial existent toujours à plus haute fréquence (harmoniques de courant autour de $4f_d$, $6f_d$, etc.).

4.2.2 Type de stratégie

■ Stratégies MLI « classiques »

Les stratégies MLI suivantes sont fréquemment utilisées (par exemple au démarrage d'une machine de traction) [D 3 642] [D 3 643] :

- MLI sinusoïdale intersective (SPWM) ;

- MLI vectorielle (SVPWM) ;
- MLI discontinue (DPWM) ;
- MLI angles calculés ;
- MLI pleine onde.

La stratégie MLI utilisée au début de la phase de démarrage est particulièrement importante d'un point de vue acoustique, puisque les raies dues à la MLI contrôlent alors le niveau de bruit du moteur [24].

Les stratégies de découpe de type SPWM, SVPWM ou DPWM donnent des amplitudes différentes de courants harmoniques en fonction de l'indice de modulation. Leur choix a donc un impact sur la vibroacoustique et la qualité sonore.

Suivant les applications, la stratégie MLI asynchrone peut être très courte ou au contraire être appliquée tout au long de la phase de démarrage. Elle a la particularité de créer une vibration pulsante à fréquence constante $2f_d$: si cette raie excite une résonance de la machine, elle peut être particulièrement gênante tant pour sa tonalité que pour sa persistance. Deux autres ondes de vibrations tournent à une fréquence proche de $2f_d$, pouvant créer au démarrage un désagréable effet de rugosité acoustique [42].

La MLI synchrone, en revanche, ne crée pas de raies à fréquence fixe : cela augmente la probabilité de résonance des raies MLI avec la structure, mais le bruit peut être plus agréable car il est porteur d'information, il accompagne notamment la sensation d'accélération dans un véhicule.

Les stratégies à angles calculés n'offrent généralement pas de degré de liberté pour améliorer le confort acoustique : elles sont optimisées sur des critères de pulsations de couple et de courants harmoniques. Elles interviennent cependant à des vitesses plus élevées, où le bruit de denture ou de ventilation peut être dominant.

Enfin, la MLI pleine onde a le contenu harmonique le plus riche, elle est utilisée en traction ferroviaire à haute vitesse, où le bruit du moteur est généralement dominé par les sources aérauliques.

■ Stratégies d'étalement

Les stratégies d'étalement consistent à étaler le spectre du courant d'alimentation, à savoir élargir un groupe d'harmoniques tout en en diminuant l'amplitude. Elles ont l'avantage de diminuer l'amplitude des raies acoustiques liées à la MLI, mais ont l'inconvénient d'augmenter la probabilité de résonance avec la structure puisque le spectre de courant est plus large. Il existe donc un compromis à faire entre la diminution de l'amplitude des raies et leur étalement fréquentiel.

Parmi ces stratégies, on distingue les méthodes de type aléatoire des méthodes déterministes. Dans les premières, une nouvelle distribution des harmoniques de courant est obtenue par la variation aléatoire d'un ou de plusieurs paramètres de la MLI (figure 18) [43]. Dans les secondes, ces paramètres sont changés de manière déterministe. Les stratégies aléatoires influent sur trois paramètres principaux :

- la fréquence des pulses (via la fréquence de la porteuse triangulaire) ;
- la position des pulses (via la pente des triangles de la porteuse) ;
- la largeur des pulses (via l'amplitude de la modulante).

Dans les transports, les stratégies aléatoires peuvent avoir un impact négatif sur les systèmes de signalisation et nécessiter l'ajout de filtres. Elles peuvent également donner une impression de mauvais fonctionnement du moteur [6] [44], même à un niveau moindre de dB(A).

La stratégie d'étalement déterministe la plus utilisée consiste à faire varier de manière sinusoïdale la fréquence de découpe [45].

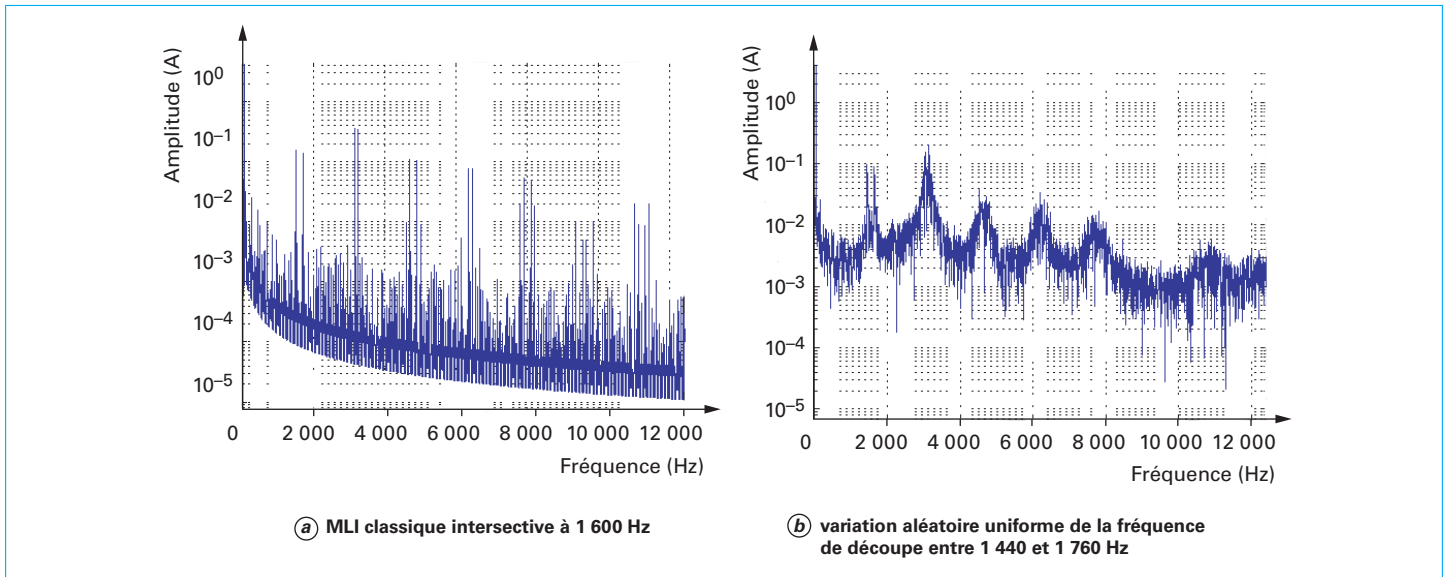


Figure 18 – Illustration de l'effet d'une stratégie d'étalement sur le spectre du courant

À retenir

- Un compromis est toujours nécessaire entre performances électrotechniques et performances vibroacoustiques.
- Le nombre d'encoches rotoriques est un critère très influent sur le bruit d'origine magnétique des machines asynchrones.
- La technique du vrillage complexifie le comportement vibratoire et doit être appliquée avec précaution.

5. Caractérisation expérimentale et diagnostic du bruit d'origine magnétique

Bien que les méthodes présentées en section 3 permettent d'estimer le **comportement vibroacoustique** des machines électriques, des vérifications expérimentales sont toujours nécessaires afin de recalibrer les modèles (notamment les coefficients d'amortissement naturels). Les essais vibroacoustiques permettent de caractériser la nature de l'excitation magnétique (amplitude, fréquence, origine des harmoniques), la nature de la structure excitée (fréquences naturelles, réponse modale) et de vérifier les phénomènes de résonance qui peuvent se produire à vitesse variable : même dans une application à vitesse fixe, la variation de la fréquence d'alimentation permet d'exciter la machine sur une large gamme de fréquence et de déterminer les résonances potentielles.

Cette section ne vise pas à décrire les mesures expérimentales à effectuer pour respecter les normes (telle que l'ISO 1680 – EN 21680), mais aborde les spécificités des essais vibroacoustiques des machines électriques (les principes décrits s'appliquent donc autant aux machines synchrones qu'aux **machines asynchrones**). Elle met en lumière certains essais permettant d'avancer dans la compréhension des phénomènes vibroacoustiques d'origine magnétique.

5.1 Analyse modale

La première étape consiste à caractériser la base modale des structures qui peuvent être excitées : le stator, le rotor et la machine électrique complète. Cette décomposition permet en particulier de comprendre l'influence des conditions aux limites sur les fréquences naturelles de la structure ; des décompositions plus fines (avec ou sans flasque, avec ou sans bobinage, etc.) permettent de comprendre la contribution de chaque élément à l'amortissement et à la fréquence d'un mode global suivant la manière dont il apporte de la masse, de la raideur ou dissipe de l'énergie vibratoire.

L'analyse modale sur la machine électrique complète peut être effectuée de deux manières : à l'aide d'une analyse modale expérimentale (*Experimental Modal Analysis*, ou EMA en anglais) [64], ou à l'aide d'une analyse modale opérationnelle (*Operational Modal Analysis*, ou OMA en anglais). Les deux méthodes nécessitent de mailler la structure à caractériser à l'aide d'accéléromètres dont l'un sert de référence. L'utilisation d'un accéléromètre de référence fixe permet de réaliser l'analyse modale en plusieurs fois, en changeant successivement de place un groupe d'accéléromètres sur le maillage, ce qui permet de réduire le nombre de capteurs à mobiliser.

La discrétisation du maillage doit être effectuée en fonction des modes que l'on souhaite caractériser : par exemple, si un mode radial d'ordre 4 de la tôle statorique doit être capturé, il faut que le nombre de points de mesure le long de la circonférence du stator soit au moins égal à $2 \times 4 = 8$ pour capturer la forme de l'onde de déformation du mode. D'autre part, il faut éviter de placer l'accéléromètre de référence sur un nœud d'un mode dominant (par exemple, sur des barres de renforts latéraux de la tôle statorique, où se placeront naturellement les nœuds des modes radiaux car la raideur locale y est plus importante). Enfin, suivant les modes considérés, il n'est pas forcément nécessaire d'utiliser des accéléromètres triaxiaux : dans le maillage présenté en figure 19, si l'on souhaite mesurer les fréquences des modes purement radiaux, la mesure des accélérations suivant l'axe de la machine sera inutile. On observe enfin, sur le maillage de la figure 19, une ligne de points de mesure dans la direction axiale du stator : celle-ci permet de distinguer les modes de flexion purement radiaux des modes couplés radiaux/longitudinaux.



(a) stator instrumenté

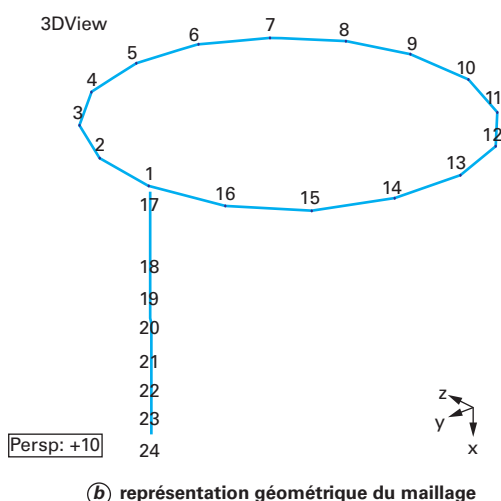


Figure 19 – Exemple d'un maillage pour analyse modale opérationnelle (d'après [59])

L'EMA consiste à exciter la structure à fréquence variable avec une force calibrée (par exemple, un marteau de choc ou un pot vibrant) et permet de déterminer, en plus des paramètres modaux de la machine (modes, fréquences, amortissements), des fonctions de transfert (*Frequency Response Function*) normalisées en $m/(s^2N)$.

L'OMA consiste à utiliser les forces excitatrices harmoniques intrinsèques au fonctionnement de la machine (la turbulence pour une éolienne, les efforts magnétiques pour une machine électrique) pour caractériser les paramètres modaux. En revanche, comme l'amplitude des efforts n'est pas connue *a priori*, les fonctions de transfert sont unitaires.

Outre le fait qu'elle nécessite moins d'instrumentations que l'EMA, l'avantage de l'OMA sur une machine électrique est qu'elle permet de ne caractériser que les modes qui sont effectivement excités par les efforts magnétiques. D'autre part, elle permet de

caractériser ces modes avec les paramètres de fonctionnement réels de la machine (température, couplage magnétique rotor/stator, loi de commande, etc.).

Ces analyses modales nécessitent :

- des accéléromètres (typiquement des accéléromètres piézo-électriques de type TEDS, avec une électronique de puissance intégrée) ;
- un système d'acquisition (par exemple, Pulse Labshop de Bruel & Kjaer, LMS Testlab de Siemens, NVGate d'OROS) ;
- un système d'excitation (marteau de choc, pot vibrant) pour l'EMA ;
- un logiciel de post-traitement pour l'analyse modale (par exemple, MEscope VES).

Lors d'une EMA, l'utilisateur doit réaliser plusieurs acquisitions (plusieurs coups de marteau, ou plusieurs excitations en bruit blanc à l'aide du pot vibrant). L'OMA se fait également en plusieurs acquisitions, lors desquelles on doit faire varier la vitesse de la machine sur la plage la plus grande possible.

Dans ce dernier cas, il est important de ne pas faire varier trop rapidement la vitesse pour que les résonances soient correctement prises en compte lors de l'acquisition. Le taux maximum de variation de la fréquence de rotation df_R/dt (Hz/s) peut être fixé en se basant sur l'ISO 7626-2 2015 :

$$df_R/dt < 3,6f_i^2x_i^2$$

où f_i est le i -ième mode associé à l'amortissement x_i . La fréquence d'excitation est ici supposée être la fréquence de rotation de l'arbre lui-même. Dans le cas d'une machine électrique dont les résonances sont principalement excitées par des multiples de la fréquence de rotation, le critère devient plus contraignant. À titre d'exemple, pour une machine asynchrone dont le mode de vibration le plus bas à prendre en compte est 1 000 Hz, avec un amortissement de 1 %, et dont la fréquence d'excitation magnétique principale est $34f_R$, le taux de variation de la fréquence de rotation du rotor doit être au maximum de 10,6 Hz/s. Ce critère est également plus contraignant, pour les machines de fortes puissances, dont les modes se situent à des fréquences plus basses.

La figure 20 présente un résultat d'analyse modale sur la structure présentée à la figure 19 : on y observe un mode radial d'ordre 3 à 1 000 Hz.

L'analyse modale permet donc de caractériser entièrement (forme du mode, taux d'amortissement, fréquence) les modes des structures impliquées dans la réponse vibroacoustique de la machine.

5.2 Déformées opérationnelles

En complément de l'analyse modale, la déformée opérationnelle (*Operational Deflection Shape*) est un post-traitement supplémentaire permettant de visualiser comment se déforme la structure à chaque point de fonctionnement et à chaque fréquence. Le dispositif expérimental est similaire à celui de l'OMA : il nécessite un jeu d'accéléromètres, une acquisition à vitesse fixe ou variable, puis un post-traitement des mesures.

La visualisation des déformées peut se faire dans le domaine fréquentiel ou temporel. Loin de toute résonance, on y observe les déformées de la structure en régime forcé, ce qui permet de caractériser les harmoniques de force en présence. À la résonance, on y observe la déformée modale de la structure.

5.3 Spectrogrammes et analyse d'ordre

Une manière relativement simple et efficace de diagnostiquer un problème de bruit magnétique repose sur le tracé d'un spectrogramme. Le spectrogramme est la représentation d'une série de spectres acoustiques ou vibratoires acquis en régime variable, où

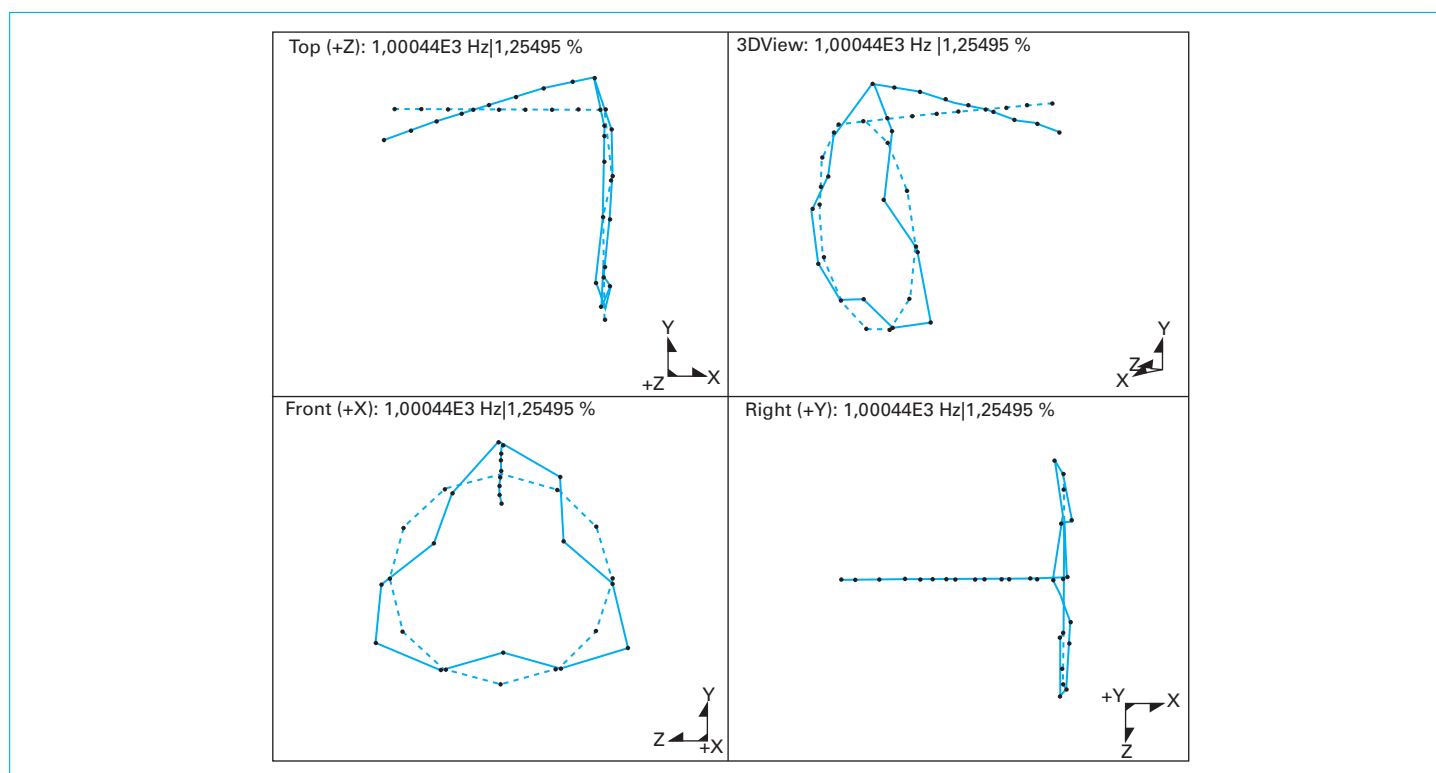


Figure 20 – Exemple de résultat d’une analyse modale sur un stator de machine électrique (d’après [59])

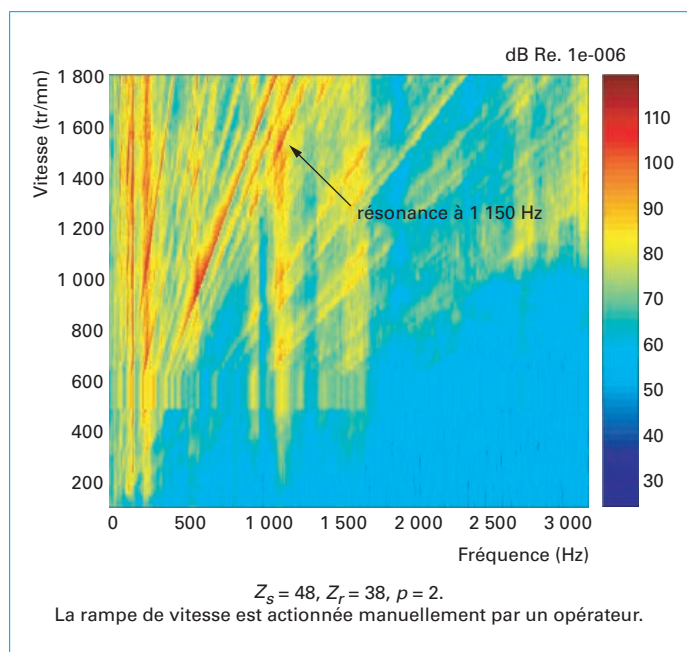


Figure 21 – Spectrogramme d’un accéléromètre en régime sinusoïdal, à vide

l’amplitude des raies est codée sur une échelle de couleur (figure 21). On y trouve en abscisse la fréquence, comme sur les spectres classiques, et en ordonnée le temps, la vitesse ou la fréquence d’alimentation.

L’acquisition des spectrogrammes se fait de préférence en variant linéairement la vitesse du moteur de 0 à f_{\max} , à vide. De cette manière, toutes les raies proportionnelles à la fréquence d’alimentation sont sur le spectrogramme des droites passant par l’origine (en supposant un glissement constant et proche de zéro).

Si les conditions d’essai ne permettent pas de réaliser une variation continue de la vitesse, il est toujours utile de construire un spectrogramme en post-traitement par compilation des spectres successivement enregistrés à des vitesses fixes.

Il est également recommandé, en plus du spectrogramme acoustique, de tracer un spectrogramme du signal vibratoire délivré par un accéléromètre placé sur la tôle statorique et un spectrogramme du courant de phase dans le cas d’une alimentation MLI.

Enfin, la réalisation d’analyses d’ordre simultanément aux spectrogrammes permet d’interpréter plus efficacement les mesures. L’analyse d’ordre consiste à échantillonner le signal proportionnellement à la vitesse (elle requiert donc un capteur de vitesse), de sorte que les raies multiples de la vitesse deviennent des verticales : l’ordre d’une raie est alors défini comme le coefficient de proportionnalité entre sa fréquence et la fréquence de rotation mesurée (à ne pas confondre avec l’ordre spatial d’une vibration). Dans la représentation en ordres, les raies magnétiques deviennent donc des verticales si le glissement ne varie pas avec la vitesse (figure 22). L’analyse d’ordre permet en particulier de visualiser l’évolution du niveau acoustique ou vibratoire d’une raie donnée en fonction de la vitesse du moteur (figure 23).

Le concept de spectrogramme a été récemment étendu sous le nom de spatiogramme [68] à la visualisation d’onde de vibration par ordre spatial. Il est en effet possible, en distribuant plusieurs accéléromètres autour de la machine, de filtrer spatialement les ondes de vibration et de se représenter le spectrogramme d’un ordre spatial donné. Ce post-traitement, disponible à la fois dans

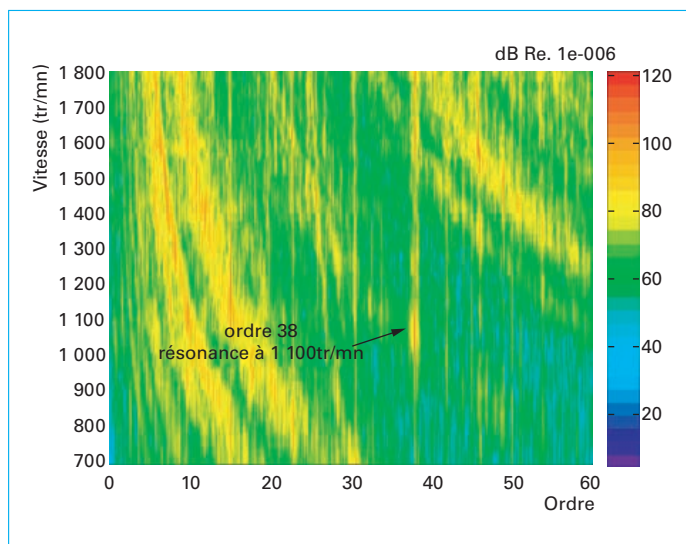


Figure 22 – Analyse d'ordre correspondant au spectrogramme de la figure 21

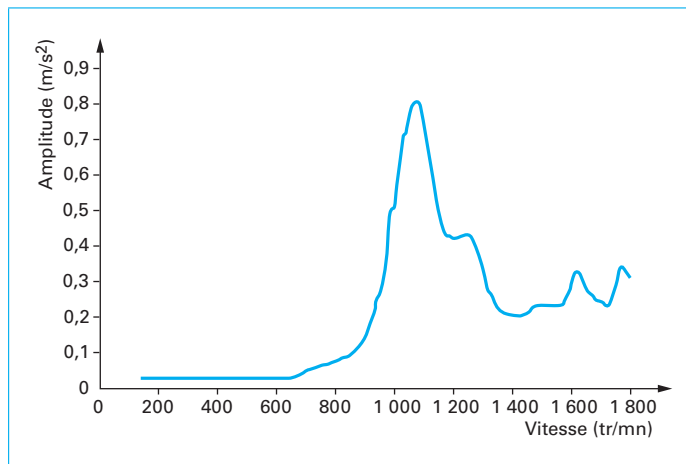


Figure 23 – Suivi de la raie d'ordre 38 (de fréquence $38f_p$) en fonction de la vitesse

les logiciels de simulation [66] et d'acquisition vibroacoustique [67], permet d'identifier en un coup d'œil la nature des vibrations à l'origine d'une résonance.

5.4 Interprétations des spectrogrammes

Les spectrogrammes accélérométriques présentent tous des bandes verticales amplifiées indépendamment de la vitesse (figure 21) : elles indiquent les fréquences naturelles du moteur et sont généralement plus nombreuses aux basses fréquences. Ces fréquences naturelles sont moins visibles sur les spectrogrammes. Elles deviennent des hyperboles dans la représentation en ordres (figure 22).

5.4.1 Alimentation sinusoïdale

En alimentation sinusoïdale et à glissement constant, toutes les raies magnétiques apparaissant sur le spectrogramme doivent être des droites de pente positive. Lorsque l'origine magnétique d'une

raie est confirmée par comparaison aux mesures réalisées à courant nul, on peut identifier son expression, sa nature et la valeur de k_r à partir de sa fréquence à la vitesse maximale f_{\max} .

Par **exemple**, dans la figure 21, une raie magnétique résonne avec une fréquence naturelle proche de 1150 Hz et atteint 1400 Hz à la vitesse maximale $f_{\max} = 60$ Hz. En passant en revue les valeurs possibles de 60 ($k_r 38/2 \pm 0,2, 4$) (ensemble des raies de denture et de saturation), on trouve que cette raie a pour expression $f_s (Z_r (1 - g)/p + 4)$ ($k_r = 1$) : elle est donc due à la saturation. Pour obtenir son ordre et la valeur de k_s , il suffit de chercher l'ordre de plus faible rang : $Z_r - k_s Z_s + 4p = -2$ pour $k_s = 1$, la raie de saturation est donc ici d'ordre 2.

5.4.2 Alimentation MLI

En alimentation sinusoïdale (MLI) apparaissent, en plus des raies de denture de pente positive, les raies liées à la MLI (figure 24). La MLI asynchrone a pour effet d'ajouter des harmoniques en forme de « V » partant en $f_s = 0$ des multiples de la fréquence de découpe (pour une intersection classique, ces multiples sont pairs : $2f_d, 4f_d$, etc.). Les combinaisons entre raies MLI et raies de denture forment également des « V » aux mêmes emplacements, mais de pente moins élevée.

5.5 Récapitulatifs des « essais types »

Les essais suivants peuvent être réalisés pour caractériser le comportement vibroacoustique d'une machine électrique :

- analyse modale du stator et/ou du rotor ;
- mesure des vibrations radiales et tangentielles au rotor et/ou au stator, de l'arrêt à la vitesse maximale, à vide ;
- mesures des vibrations radiales et tangentielles au rotor et/ou au stator, de l'arrêt à la vitesse maximale, en charge ;
- mesures des vibrations radiales et tangentielles au rotor et/ou au stator, le long de la courbe de fonctionnement opérationnel de la machine (paramètres de fonctionnement réel) ;
- mesures du bruit à proximité de la machine ;
- mesure du courant instantané de phase du stator.

Pour les machines asynchrones, l'acquisition à courant nul, qui peut se faire en descente de vitesse à la suite de mesures à courant non nul, permet de distinguer les phénomènes magnétiques des phénomènes mécaniques ou aérodynamiques. En effet, une raie tonale de fréquence $f_s (Z_r/p (1 - g))$ peut être à la fois d'origine magnétique ($k_r = 1$) ou aérodynamique (les barres du rotor brassant l'air à la manière d'un ventilateur à Z_r pales). Les vibrations du réducteur peuvent aussi apparaître à des fréquences hautes proches des raies magnétiques. Enfin, il faut également s'assurer que la machine de charge ne perturbe pas les mesures.

Les post-traitements suivants peuvent ensuite être analysés :

- spectrogrammes (bruit, vibrations, courant) ;
- spectres instantanés vibratoires/acoustiques aux points critiques ;
- déformées opérationnelles dans le domaine temporel ou fréquentiel avant, après et sur les résonances ;
- niveau de bruit global en fonction de la vitesse ;
- amplitude des harmoniques de forces magnétiques identifiés analytiquement en fonction de la vitesse de rotation (analyse d'ordre) ;
- amplitude du courant en fonction de la vitesse.

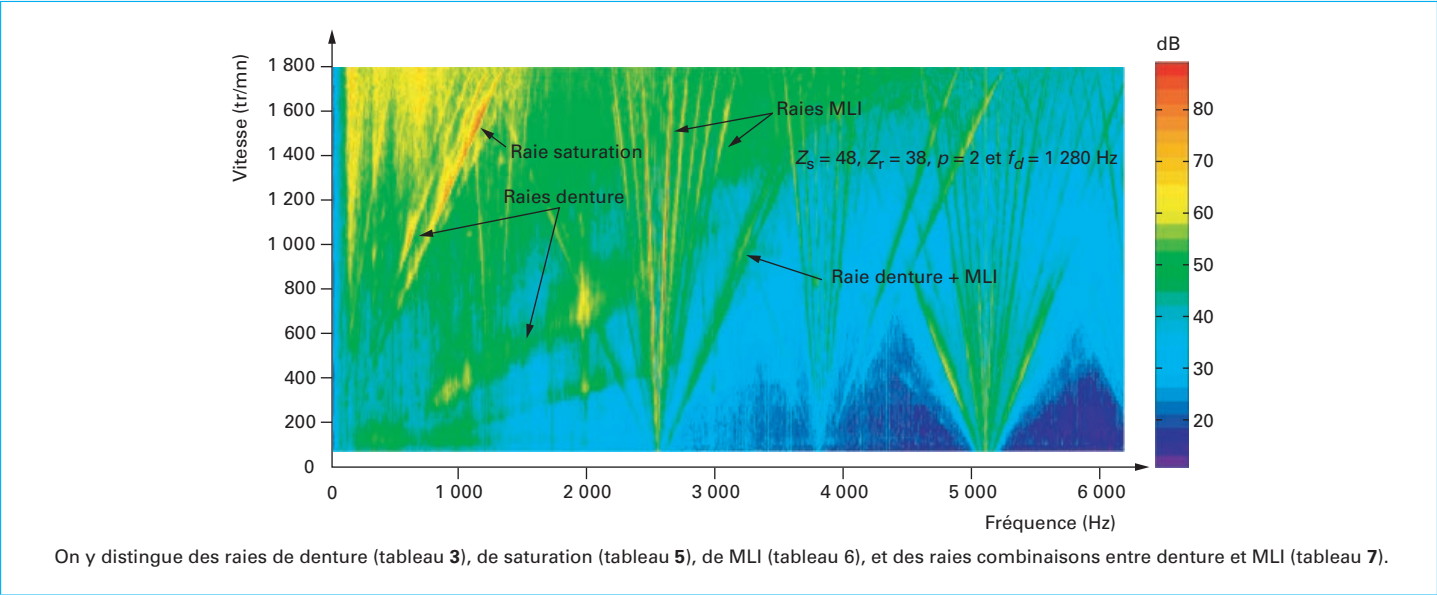


Figure 24 – Spectrogramme d’un moteur en régime MLI asynchrone, à vide

À retenir
<ul style="list-style-type: none">– La construction d’une maquette numérique fiable nécessite un travail de mesure et de recalage.– Une analyse modale expérimentale est recommandée pas à pas pour la connaissance des modes de l’assemblage du moteur électrique.– L’analyse de spectrogrammes à l’aide de la caractérisation théorique des efforts magnétiques permet un diagnostic rapide des problèmes vibroacoustiques.

6. Conclusion

Bien que le bruit d’origine magnétique soit un phénomène connu et étudié depuis les années 1940, il est suffisamment complexe pour que peu de règles générales de conception silencieuse puissent être établies. Dans de nombreux cas, la simulation numérique du **comportement vibroacoustique** du moteur est indispensable [66] afin de s’assurer que les niveaux de bruit restent tolérables.

En outre, la minimisation du bruit d’origine magnétique va souvent à l’encontre d’autres objectifs de conception de type électrique, thermique ou mécanique : par exemple, agrandir l’entrefer réduit le bruit magnétique, mais dégrade notablement le rendement.

Nous avons vu qu’il existait des modèles analytiques suffisamment fiables pour être utilisés de manière systématique lors de la démarche de conception, et suffisamment rapides [2] pour les coupler à des algorithmes d’optimisation multi-objectifs. Ces derniers permettent au concepteur de réaliser les compromis optimaux entre le **bruit rayonné** et les performances du moteur. Si les tendances de ces modèles sont bonnes, la prise en compte de certains phénomènes comme la saturation locale des dents, qui influe directement sur l’ouverture effective des encoches et donc le niveau de bruit magnétique, reste à améliorer. Il est donc conseillé, à la fin de ce processus d’optimisation, de valider ses choix de conception en couplant le modèle analytique vibroacoustique à un modèle électromagnétique de type éléments finis.

Remarquons enfin que les modèles et les méthodes présentées dans cet article peuvent facilement être appliqués à d’autres types de machine (à réluctance variable [46] [48], à aimants permanents [47], etc.).

7. Glossaire

Bruit magnétique ; magnetic noise

Rayonnement acoustique solide ou aérien provoqué par des excitations d’origine électromagnétique, à ne pas confondre avec le bruit électromagnétique dans le domaine de la compatibilité électromagnétique.

Bruit audible d'origine magnétique dans les machines asynchrones

par **Jean LE BESNERAIS**

Ingénieur R&D

EOMYS ENGINEERING, 121 rue de Chanzy 59260 Lille Hellemmes, France

Sources bibliographiques

- [1] BERANEK (L.L.) et VER (I.L.). – *Noise and vibration control engineering (Ingénierie du contrôle des bruits et vibrations)*. Wiley Interscience (1992).
- [2] LE BESNERAIS (J.), FASQUELLE (A.), HECQUET (M.), LANFRANCHI (V.), BROCHET (P.) et RANDRIA (A.). – *A fast noise-predictive multiphysical model of the PWM-controlled induction machine*. Proc. of the International Conference on Electrical Machines (ICEM), sept. 2006.
- [3] LE BESNERAIS (J.), LANFRANCHI (V.), HECQUET (M.) et BROCHET (P.). – *Multi-objective optimization of the induction machine with minimization of audible electromagnetic noise*. European Physics Journal, 39, n° 2, août 2007.
- [4] LE BESNERAIS (J.), LANFRANCHI (V.), HECQUET (M.) et BROCHET (P.). – *Multi-objective optimization of induction machines including mixed variables and noise minimization*. IEEE Trans. on Magn., 44, n° 4, avr. 2008.
- [5] MININGER (X.), GALOPIN (N.), BOUILLAUT (F.) et GABSI (M.). – *Analysis of electromagnetic strains on a structure such as switched reluctance machine*. European Physics Journal, 39, août 2007.
- [6] LANFRANCHI (V.), HUBERT (A.) et FRIEDRICH (G.). – *Comparison of a natural sampling and random PWM control strategy for reducing acoustic annoyances*. Proc. of EPE (2003).
- [7] GARVEY (S.D.) et LE FLEM (G.D.). – *Tangential forces matter*. Proc. Of ICEM (1999).
- [8] TIMAR (P.L.). – *Noise and vibration of electrical machines (Bruit et vibrations des machines électriques)*. Elsevier (1989).
- [9] ALGER (P.L.). – *Induction machines : their behaviour and uses (Machines asynchrones : comportement et utilisations)*. Gordon and Breach Science Publishers (1970).
- [10] MANNA (M.S.), MARWAHA (S.) et MARWAHA (A.). – *Computation and analysis of end region electromagnetic force for electrical rotating machines using FEM*. IEEE Proc. of PEDES, déc. 2006.
- [11] DELAERE (K.), HEYLEN (W.), BELMANS (R.) et HAMEYER (K.). – *Finite element analysis of electrical machine vibrations caused by Lorentz, Maxwell and magnetostriction forces*. IEE Seminar on Current Trends in the Use of Finite Elements in Electromechanical Design and Analysis (1998).
- [12] HILGERT (T.G.D.), VENDELDE (L.) et MELKEBEEK (J.A.A.). – *Numerical analysis of the contribution of magnetic forces and magnetostriction to the vibrations in induction machines*. IET Sci. Meas. Technol., 1, n° 1, p. 21-24 (2007).
- [13] KEDOUS-LEBOUC (A.). – *Matériaux magnétiques en génie électrique*. Hermes Sciences Publications (2006).
- [14] WANG (H.) et WILLIAMS (K.). – *Effects of laminations on the vibrational behaviour of electrical machine stators*. Journal of Sound and Vibration, 202, n° 5, p. 703-715 (1997).
- [15] SOEDEL (W.). – *Vibrations of shells and plates (Vibrations des coques et des plaques)*. Marcel Dekker (1993).
- [16] BOSSIO (G.), DE ANGELO (C.), SOLSONA (J.), GARCIA (G.) et VALLA (M.I.). – *A 2-D model of the induction machine : an extension of the modified winding function approach*. IEEE Trans. on En. Conv., mars 2004.
- [17] GHOGGAL (A.), SAHRAOUI (M.), ABOUBOU (A.), ZOUZOU (S.E.) et RAZIK (H.). – *An improved model of the induction machine dedicated to faults detection – Extension of the modified winding function approach*. Proc. of ICIT (2005).
- [18] POLOUJADOFF (M.). – *General rotating mmf theory of squirrel cage induction machines with non-uniform air gap and several non-sinusoidally distributed windings*. IEEE Trans. on PAS (1982).
- [19] BRUDNY (J.F.). – *Modélisation de la denture des machines asynchrones : phénomènes de résonances*. Journal de Physique III (1997).
- [20] SEGUIER (G.) et NOTELET (F.). – *Électrotechnique industrielle*. Lavoisier Technique et Documentation, 2^e édition (1994).
- [21] DELAERE (K.), HAMEYER (K.) et BELMANS (R.). – *Static eccentricity as a cause for audible noise of induction motors*. Proc. of ICEM (1998).
- [22] DORRELL (D.G.), THOMSON (W.T.) et ROACH (S.). – *Analysis of airgap flux, current and vibration signals as a function of the combination of static and dynamic airgap eccentricity in 3-phase induction motors*. IEEE, Proc. (1995).
- [23] LO (W.C.), CHAN (C.C.), ZHU (Z.Q.), XU (L.), HOWE (D.) et CHAU (K.T.). – *Acoustic noise radiated by PWM-controlled induction machine drives*. IEEE Trans. on Ind. Elec. (2000).
- [24] LE BESNERAIS (J.). – *Note sur le bruit d'origine électromagnétique*. ALSTOM Transport, documentation interne.
- [25] ZHU (Z.Q.) et HOWE (D.). – *Influence of mounting and coupling on the natural frequencies and acoustic noise radiated by a PWM controlled induction machine*. Proc. of ICEM (1999).
- [26] HIROTSUKA (I.), TSUBOI (K.) et ISHIBASHI (F.). – *Effect of slot-combination on electromagnetic vibration of squirrel-cage induction motor under loaded condition*. IEEE Proc. of PCC (1997).
- [27] GIERAS (J.F.), WANG (C.) et CHO LAI (J.). – *Noise of polyphase electric motors (Bruit des moteurs électriques polyphasés)*. CRC Press (2005).
- [28] LECOINTE (J.P.), ROMARY (R.), BRUDNY (J.F.) et CZAPLA (T.). – *Five methods of stator natural frequency determination : case of induction and switched reluctance machines*. Journal of Mechanical and Signal Processing (2004).
- [29] VERMA (S.P.) et GIRGIS (R.S.). – *Method for accurate determination of resonant frequencies and vibration behaviour of stators of electrical machines*. IEE Proc., 128, n° 1 (1981).
- [30] OKUYAMA (Y.) et MORIYASU (S.). – *Electromagnetic noise of induction motors driven by PWM inverters*. Electrical Engineering in Japan (2000).
- [31] JORDAN (H.). – *Electric motor silencer – formation and elimination of the noises in the electric motors (Formation et élimination des bruits des moteurs électriques)*. Éditions GI-RADET-ESSEN (W.) (1950).
- [32] YANG (S.J.). – *Low noise electrical motors (Les moteurs électriques à faible rayonnement acoustique)*. Clarendon Press, Oxford (1981).
- [33] TIMAR (P.L.) et LAI (J.C.S.). – *Acoustic noise of electromagnetic origin in an ideal frequency-converter-driven induction motor*. IEE Proc. on Electrical Power Applications, 141, n° 6 (1994).
- [34] BOLDEA (I.) et NASAR (S.A.). – *The induction machine handbook (Le manuel de la machine asynchrone)*. CRC Press (2002).
- [35] JUFER (M.) et SABONNADIÈRE (J.-C.). – *Conception assistée par ordinateur (CAO) – Moteur asynchrone*. Techniques de l'Ingénieur [D 3 590].
- [36] ARKKIO (A.). – *Unbalanced magnetic pull in cage induction motors with asymmetry in rotor structure*. IEE Proc. of EMD (1997).

- [37] NAU (S.L.). – *The influence of the skewed rotor slots on the magnetic noise of three-phase induction motors*. Proc. of EMD (1997).
- [38] LE BESNERAIS (J.), LANFRANCHI (V.), HECQUET (M.), BROCHET (P.) et FRIEDRICH (G.). – *Acoustic noise of electromagnetic origin in a fractional-slot induction machine*. COMPEL, 27, n° 5, févr. 2008.
- [39] RASMUSSEN (P.O.), ANDREASEN (J.) et PIJANOWSKI (J.M.). – *Structural Stator Spacers – The key to silent electrical machines*. IEEE Trans. on Ind. Appl., 40, n° 2 (2004).
- [40] DURANTAY (L.), LAURENT (F.), MESSIN (Y.) et KROMER (V.). – *Large-band reduction of magnetic vibrations of induction machines with « breaking-of-impedance » interface*. IEEE Trans. on Ind. Appl., 36, n° 4 (2000).
- [41] SCHLENSOK (C.), Van RIESEN (D.), Van der GIET (M.) et HAMEYER (K.). – *Deformation analysis of induction machines by means of analytical and numerical methods*. Proc. of Compumag (2007).
- [42] KLEMENZ (M.). – *A sound synthesis model for sound quality optimisation of starting electric railbound vehicles*. Proc. of INTER-NOISE (2004).
- [43] TRZYNADLOWSKI (A.M.) et BLAABJERG (J.). – *Random pulse width modulation techniques for converter-fed drive systems, a review*. IEEE Trans. on Ind. Appl. (1994).
- [44] LANFRANCHI (V.), FRIEDRICH (G.), LE BESNERAIS (J.) et HECQUET (M.). – *Spread spectrum strategies study for induction motor vibratory and acoustic behavior*. Proc. of IECON (2006).
- [45] STEMMLER (H.) et EILINGER (T.). – *Spectral analysis of the sinusoidal PWM with variable switching frequency for noise reduction in inverter-fed induction motors*. IEEE Proc. of PESC (1994).
- [46] GABSI (M.). – *Conception de machines spéciales et de leurs alimentations. Réduction du bruit d'origine électromagnétique*. Habilitation à Diriger les Recherches (1999).
- [47] CARMELI (M.S.), CASTELLI DEZZA (F.) et MAURI (M.). – *Electromagnetic vibration and noise analysis of an external permanent magnet motor*. IEEE Proc. of SPEEDAM (2006).
- [48] ANWAR (M.N.) et HUSSAIN (I.). – *Radial force calculation and acoustic noise prediction in switched reluctance machines*. IEEE Trans. on Ind. Appl., 36, n° 6 (2000).
- [49] BELKHAYAT (D.), ROGER (D.) et BRUDNY (J.F.). – *Active reduction of magnetic noise in asynchronous machine controlled by stator current harmonics*. Proceedings of EMD97, sept. 1997.
- [50] CASSORET (B.), CORTON (R.), ROGER (D.) et BRUDNY (J.F.). – *Magnetic noise reduction of induction machines*. IEEE Trans. on Power Electronics, 18, n° 2, mars 2003.
- [51] VERMA (S.P.) et BALAN (A.). – *Experimental investigations on the stators of electrical machines in relation to vibration and noise problems*. IEE Proceedings on Electrical Power Applications (1998).
- [52] BELAHCEN (A.). – *Magnetoelasticity, magnetic forces and magnetostriction in electrical machines*. Thèse, Helsinki University of Technology, Finland (2004).
- [53] LAFTMAN (L.). – *The contribution to noise from magnetostriction and PWM inverter in an induction machine*. Thèse, Université de Lund, Suède (1995).
- [54] WANG (C.). – *Vibro-acoustic analysis of inverter driven induction motors*. Thèse, University of South Wales, Australie (1999).
- [55] MALITI (K.C.). – *Modelling and analysis of magnetic noise in squirrel-cage induction motors*. Thèse, Stockholm, Norvège (2000).
- [56] HUBERT (A.). – *Contribution à l'étude des bruits acoustiques générés lors de l'association machines électriques/convertisseurs de puissances – Application à la machine asynchrone*. Thèse, UTC, Compiègne (2000).
- [57] DESBIENS (G.). – *Machines à induction bobinées sur dents*. Thèse, INPG, Grenoble (2003).
- [58] Van der GIET (M.), ROTHE (R.) et HAMEYER (K.). – *Asymptotic Fourier decomposition of tooth forces in terms of convolved air gap field harmonics for noise diagnosis of electrical machines*. COMPEL, vol. 28, n° 4 (2009).
- [59] ROIVAINEN (J.). – *Unit-wave response-based modelling of electromechanical noise and vibration of electrical machines*. Thèse, Université de Technologie d'Helsinki (2009).
- [60] OJEDA (J.M.). – *Dimensionnement et commande d'actionneurs piézoélectriques en vue du contrôle des vibrations des machines à réductance variable rapides*. Thèse, UTBM (2009).
- [61] BERNOT (F.). – *Modulations MLI et MPI*. Techniques de l'Ingénieur [E 3 967].
- [62] LOUIS (J.P.) et BERGMANN (C.). – *Commande numérique des machines*. Techniques de l'Ingénieur [D 3 642] et [D 3 643].
- [63] LAMBERT (J.), VALLET (M.) et VINCENT (B.). – *Bruit des transports : effet sur l'homme, indices et réglementation*. Techniques de l'Ingénieur [BR 2 005].
- [64] SAINT-MICHEL (J.). – *Bobinage des machines tournantes à courant alternatif*. Techniques de l'Ingénieur [D 3 420].
- [65] PIRANDA (J.). – *Analyse modale expérimentale*. Techniques de l'Ingénieur [R 6 180].
- [66] Logiciel MANATEE (Magnetic Acoustic Noise Analysis Tool for Electrical Engineering) (2020) <http://www.manatee-software.com>
- [67] Logiciel NVGate (2020) <https://www.oros.com/solutions/acoustics/ev-hev-nvh-testing-solution/>
- [68] SOURON (Q.), LE BESNERAIS (J.) et HECQUET (M.). – *Analysis of electromagnetically-induced vibrations of electrical machines based on spatiogram technique*. ISEF Proceeding, p. S23-S32, 1^{er} janv. 2016.

À lire également dans nos bases

JUFER (M.) et SABONNADIÈRE (J.-C.). – *Conception assistée par ordinateur (CAO) – Moteur asynchrone*. [D 3 590], Article archivé (2001).

BERNOT (F.). – *Modulations MLI et MPI*. [E 3 967] Électronique, électronique de puissance : conversion et gestion (2003).

LOUIS (J.P.) et BERGMANN (C.). – *Commande numérique des machines – Systèmes triphasés : régime permanent*. [D 3 642], Article archivé (1996).

LOUIS (J.P.) et BERGMANN (C.). – *Commande numérique – Régimes intermédiaires et transitoires*. [D 3 643], Article archivé (1997).

LAMBERT (J.), VALLET (M.) et VINCENT (B.). – *Bruit des transports : effet sur l'homme, indices et réglementation*. [BR 2 005] Environnement, réglementation environnementale par secteur (2018).

SAINT-MICHEL (J.). – *Bobinage des machines tournantes à courant alternatif*. [D 3 420] Énergies, conversion de l'énergie électrique (2001).

Normes et standards

CEI 60349-2	2010	Traction électrique – Machines électriques tournantes des véhicules ferroviaires et routiers – Partie 2 : Moteurs à courant alternatif alimentés par convertisseurs électroniques
CEI 60034-9	2007	Machines électriques tournantes. Partie 9 : Limites de bruits
CEI 60034-14	2007	Machines électriques tournantes. Partie 14 : Vibration mécanique de certains machines de hauteur

ISO 1680

2013

ISO 7626-2

2015

d'axe supérieure ou égale à 56 mm – Mesurage, évaluation et limites de la vibration

Acoustique – Code d'essai par la mesure du bruit aérien émis par les machines électriques tournantes
Vibration et chocs – Détermination expérimentale de la mobilité mécanique – Partie 2 : Mesurages avec utilisation d'une excitation de translation en un seul point au moyen d'un générateur de vibrations solide de ce point

Brevets

Procédé d'oxydation électrolytique du cérium et ensemble d'électrolyse pour sa mise en œuvre CA2582058

Gagnez du temps et sécurisez vos projets en utilisant une source actualisée et fiable !

15 DOMAINES D'EXPERTISE

- ✓ Automatique - Robotique
- ✓ Biomédical - Pharma
- ✓ Construction et travaux publics
- ✓ Électronique - Photonique
- ✓ Énergies
- ✓ Environnement - Sécurité
- ✓ Génie industriel
- ✓ Ingénierie des transports
- ✓ Innovation
- ✓ Matériaux
- ✓ Mécanique
- ✓ Mesures - Analyses
- ✓ Procédés chimie - bio - agro
- ✓ Sciences fondamentales
- ✓ Technologies de l'information



Articles de référence
disponibles en français
et en anglais.

Détails des offres et sommaires
à retrouver sur le site

www.techniques-ingenieur.fr

Les offres Techniques de l'Ingénieur permettent d'accéder à une **base complète et actualisée d'articles** rédigés par les meilleurs experts et validés par des comités scientifiques, avec :

+ de 10 000 articles de référence et 1 000 fiches pratiques opérationnelles.

3 000 quiz dans + de 1 000 articles interactifs.

+ de 550 bases documentaires, + de 30 Parcours Pratiques répartis dans plus de 90 offres.

1 280 auteurs contribuent chaque année à enrichir cette ressource.

Service de Questions aux experts.

Les Archives, technologies anciennes et versions antérieures des articles.

+ de 300 000 utilisateurs de techniques-ingenieur.fr chaque mois !

NOS ÉQUIPES SONT
À VOTRE DISPOSITION

Par téléphone
 33 (0)1 53 35 20 20

Par email
 infos.clients@teching.com