

Bobinage des machines tournantes à courant alternatif

par **Jacques SAINT-MICHEL**

Directeur Scientifique Moteurs Leroy Somer

1. Champ magnétique produit par un enroulement	D 3 420 - 2
1.1 Cas d'une spire unique.....	— 2
1.2 Cas d'un enroulement réparti.....	— 3
1.3 Schémas de bobinage.....	— 3
1.4 Bobinages multipolarités.....	— 4
2. Champ produit par un bobinage triphasé.....	— 5
2.1 Généralités.....	— 5
2.2 Théorème du champ tournant.....	— 5
2.3 Influence qualitative des harmoniques d'espace.....	— 7
3. Analyse quantitative des propriétés des bobinages.....	— 8
3.1 Force magnétomotrice produite par les bobinages.....	— 8
3.2 Décomposition harmonique de l'onde de FMM.....	— 9
3.2.1 FMM d'une spire à pas diamétral.....	— 9
3.2.2 FMM pour la phase considérée.....	— 9
3.2.3 Contribution des deux autres phases à la FMM.....	— 12
3.2.4 FMM produite par l'ensemble des trois phases.....	— 12
3.3 Coefficients de bobinage globaux.....	— 13
4. Étude comparative de divers types de bobinages réguliers.....	— 13
4.1 Bobinages à pas diamétral.....	— 13
4.2 Bobinages à pas raccourci.....	— 14
4.3 Bobinages répartis.....	— 15
5. Bobinages non réguliers.....	— 16
5.1 Bobinages à trous.....	— 16
5.2 Bobinages à nombre fractionnaire d'encoches par pôle et phase.....	— 17
6. Compléments sur les bobinages à double polarité.....	— 17
6.1 Couplage Dahlander.....	— 17
6.2 Autres possibilités de polarités multiples.....	— 18
7. Atténuation des harmoniques de denture.....	— 19
7.1 Généralités.....	— 19
7.2 Détermination du vrillage optimal.....	— 20
7.3 Influence de l'inclinaison sur le dimensionnement des machines.....	— 21
8. Réalisation pratique des bobinages.....	— 21
8.1 Isolation du bobinage.....	— 22
8.2 Insertion du bobinage dans la machine.....	— 23

Cet article traite des bobinages polyphasés des machines tournantes à courant alternatif. Dans un but de simplification, on s'est limité au cas des **enroulements triphasés** qui sont de loin les plus répandus. Les développements théoriques, largement détaillés, pourront cependant être facilement généralisés par les lecteurs qui le souhaitent à tout autre nombre de phases.

Les bobinages décrits ici sont ceux que l'on rencontre au **stator des machines synchrones et asynchrones**, ainsi qu'au **rotor des machines asynchrones à bagues**. Ils sont destinés à créer, lorsqu'on les alimente par un système de tensions ou de courants triphasés, un champ magnétique tournant. On pourrait naturellement transposer les mêmes principes à des schémas développés à plat, pour créer un champ magnétique glissant, utilisable dans des moteurs linéaires par exemple.

Les aspects qualitatifs, puis quantitatifs, et enfin pratiques sont successivement abordés. Pour une meilleure compréhension, la plupart des schémas sont représentés développés, de manière à simplifier la représentation des connexions frontales. Quant au schéma en coupe, il se présente de manière générale comme sur la figure **A**.

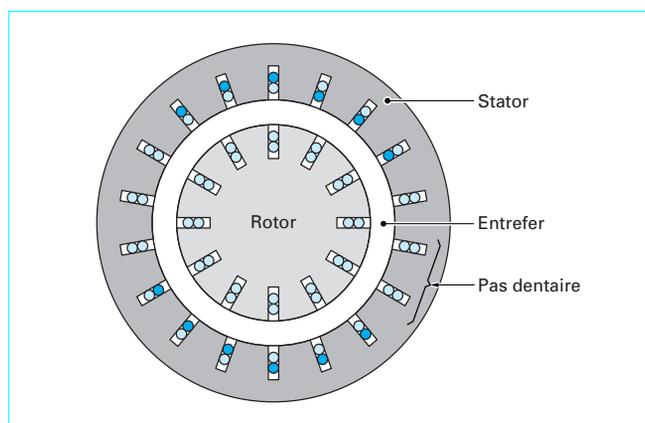


Figure A – Machine tournante à courant alternatif : coupe

1. Champ magnétique produit par un enroulement

Considérons le circuit magnétique d'une **machine bipolaire**, ayant, pour fixer les idées, 18 encoches au stator et un rotor lisse. L'entrefer e est supposé très faible devant le pas polaire :

$$e \ll \pi R$$

R étant le rayon moyen de l'entrefer ; l'ouverture d'encoche, du même ordre de grandeur que l'entrefer, est faible devant le pas dentaire de telle sorte que ces ouvertures ne perturbent pas localement le champ.

1.1 Cas d'une spire unique

■ Examinons tout d'abord le cas d'une seule spire logée dans deux encoches diamétralement opposées, soit dans notre cas les encoches 1 et 10 par exemple. Parcourue par un courant i , elle crée un **champ magnétique** qui se développe :

- en majeure partie, dans le circuit magnétique en traversant l'entrefer, et qui constitue le flux utile ;
- accessoirement, dans les encoches, où se trouvent les conducteurs rectilignes d'aller et de retour du courant, ainsi que dans l'air, de part et d'autre du fer autour des connexions frontales

appelées têtes de bobine ; ces trajets aériens correspondent aux flux de fuite.

Le champ principal qui se développe autour de l'entrefer présente la même répartition spatiale dans n'importe quelle coupe du circuit magnétique par un plan perpendiculaire à l'axe, tout au moins hors des parties proches des extrémités. Les lignes d'induction traversent l'entrefer radialement lorsque le fer n'est pas saturé, ce que nous supposerons dans un premier temps, étant entendu, en outre, que les effets perturbateurs des ouvertures d'encoche ne sont pas pris en compte. La courbe $B(\theta)$ de l'induction correspondante est alors de forme pratiquement rectangulaire (figure **1**) et, en vertu du théorème d'Ampère, d'amplitude :

$$B = \frac{\mu_0 i}{2e} \quad (1)$$

avec μ_0 perméabilité du vide ($= 4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m).

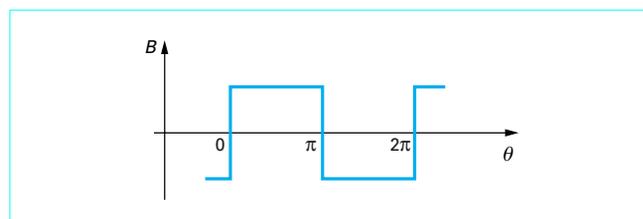


Figure 1 – Induction dans l'entrefer

Par raison de symétrie, B est nul au niveau des encoches contenant la spire unique parcourue par le courant i .

■ Considérons maintenant une spire, de pas diamétral, portée par le rotor et située à sa périphérie, décalée en outre d'un angle arbitraire α par rapport à la spire statorique. Elle encercle un flux, créé par le courant i , qui a pour valeur :

$$\Phi = \int_{\alpha}^{\alpha+\pi} B(\theta) R L d\theta$$

où L est la longueur axiale du fer.

Ce flux est une fonction triangulaire de la position relative α du rotor par rapport au stator. Il en va bien sûr de même pour l'inductance mutuelle M_{sr} entre les deux spires. Cette inductance mutuelle, image du couplage magnétique stator/rotor, n'est donc pas une fonction sinusoïdale de la position angulaire alors que c'est, comme on le verra plus loin, ce que l'on cherche généralement à obtenir. Pour qu'il en soit ainsi, il faudrait que la courbe $B(\theta)$ soit elle-même sinusoïdale.

1.2 Cas d'un enroulement réparti

Pour obtenir une courbe $B(\theta)$ de l'induction d'entrefer plus proche de sa sinusoïde fondamentale que la courbe rectangulaire précédente, on doit remplacer la spire unique par un enroulement réparti formé de plusieurs spires en série logées dans des encoches consécutives.

Supposons, en effet, que cet enroulement réparti soit constitué par exemple de 6 spires de pas diamétral, placées dans 6 encoches consécutives par pas polaire. Pour conserver le même nombre total d'ampères-tours par pôle, chaque spire, en série avec les autres, est parcourue par un courant d'intensité $i/6$. Le schéma du bobinage ainsi réalisé est représenté développé sur la figure 2.

La courbe $B(\theta)$ présente une forme en escalier (figure 3), avec des marches de hauteur $\mu_0 i/6e$ et de largeur γ égale au pas d'encoche, soit ici $\frac{2\pi}{18}$.

Cette courbe $B(\theta)$ en escalier est visiblement plus proche de son terme fondamental que la courbe rectangulaire antérieure (figure 1), mais il paraît également clair que ce terme fondamental est plus faible. Ces points seront analysés en détail et quantifiés dans les paragraphes suivants.

Le **taux d'harmoniques** peut être maîtrisé, dans une certaine mesure, en utilisant plus ou moins d'encoches par pôle, influant ainsi sur le nombre et la hauteur des marches. On peut surtout influencer notablement sur le taux d'harmoniques en faisant varier la largeur des paliers inférieur et supérieur de l'onde, ce que l'on obtient aisément en jouant sur l'étalement spatial du bobinage (nombre d'encoches bobinées par pôle). On montre que le taux global est le plus faible lorsque les encoches actives sont groupées sur un arc voisin de $2/3$ du pas polaire, cas illustré ci-dessus. Cette propriété est souvent utilisée en pratique.

Les marches de la courbe $B(\theta)$ correspondent aux **harmoniques dits de denture**, liés à la quasi-nécessité de répartir les conducteurs dans des encoches pour des raisons électrotechniques, thermiques et mécaniques essentiellement. Pour que leur influence, en général très néfaste, disparaisse des courbes de flux ou d'inductance mutuelle, la meilleure solution consiste à incliner ou, plus exactement, à vriller les encoches par rapport à l'axe de la machine d'un angle proche du pas dentaire. La courbe d'inductance mutuelle stator/rotor prend alors une forme trapézoïdale pure. On peut dès lors, avec une approximation raisonnable, qu'on sera du reste à même de chiffrer, confondre la courbe avec son terme fondamental. On a ainsi constitué ce que nous appellerons pour la suite un **enroulement « convenablement réparti »**. Cette notion est importante car on s'y référera souvent. Il est évidemment possible de

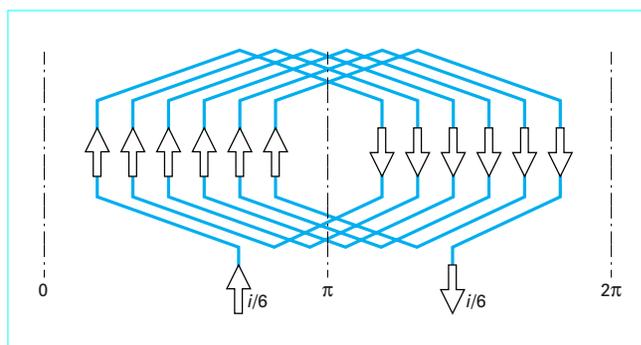


Figure 2 – Enroulement réparti

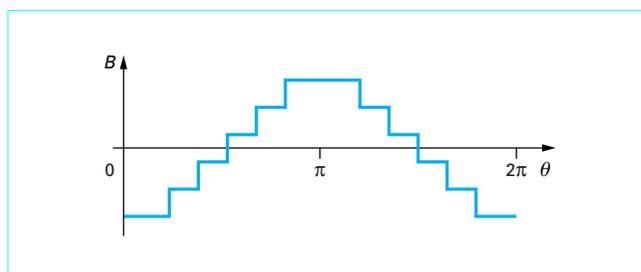


Figure 3 – Induction résultant du bobinage de la figure 2

faire mieux encore que dans l'exemple de la figure 2, en particulier en logeant, dans les différentes encoches, des nombres de conducteurs différents et judicieusement choisis, ou en adoptant des pas de bobinage différents. Ces points seront traités ultérieurement (§ 3).

1.3 Schémas de bobinage

Revenons à la répartition en escalier de l'induction dans l'entrefer. Il est évident qu'elle ne dépend que de la répartition des conducteurs dans les encoches et du nombre d'encoches. En particulier, elle n'est en rien influencée par la manière dont sont réalisées les connexions frontales.

Ainsi, les cinq schémas de bobinage de la figure 4 :

- bobinage imbriqué diamétral à pôles consécutifs (figure 4a),
- bobinage concentrique à pôles consécutifs (figure 4b),
- bobinage concentrique à pôles non consécutifs (figure 4c),
- bobinage imbriqué diamétral à pôles non consécutifs (figure 4d),
- bobinage imbriqué raccourci à pôles non consécutifs (figure 4e),

sont, du point de vue de la création du flux dans la machine, strictement **équivalents**.

Comme on peut le voir, ces schémas ne diffèrent que par la répartition et la longueur des têtes de bobines. Ces dernières n'affectent que :

- la masse du cuivre utilisé, et donc directement le coût ;
- les chutes ohmiques et le flux de fuite des connexions frontales, donc le rendement ;
- le refroidissement de ces connexions, qui est souvent un critère important ;
- enfin, la facilité de mise en œuvre de manière industrielle ainsi que la facilité d'isolation.

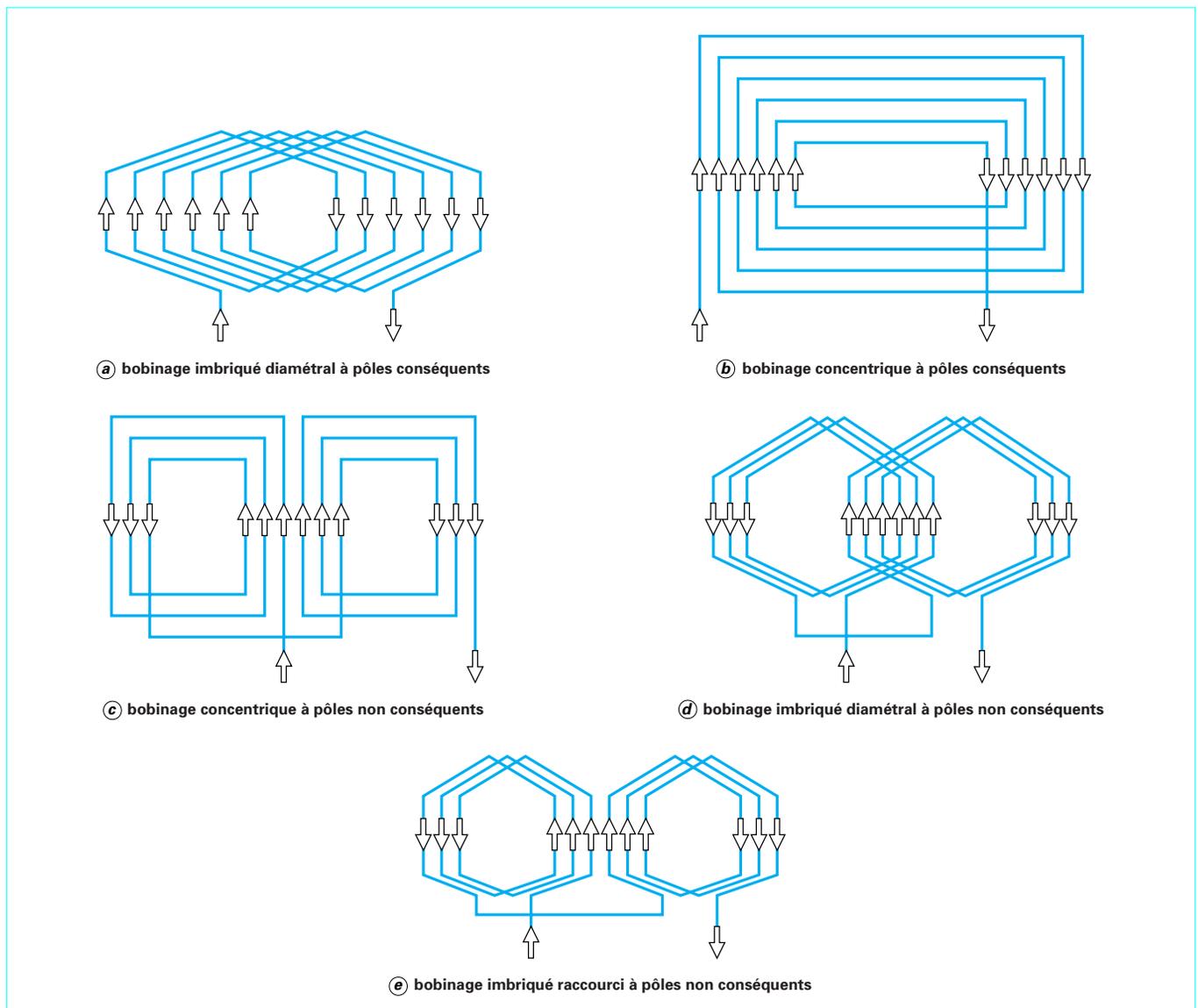


Figure 4 – Schémas de bobinage : exemples

Le **choix du schéma** à utiliser dans une machine peut ainsi être lourd de conséquences et il convient de le déterminer en toute connaissance de cause. Certains d'entre eux n'ont été présentés ici qu'à titre anecdotique et dans un seul souci didactique car ils ne sont jamais utilisés ; c'est en particulier le cas de l'imbriqué diamétral, qu'il soit à pôles consécutifs (figure **4a**) ou non (figure **4d**), car il est difficile à mettre en œuvre, comme tous les bobinages imbriqués, et est fort consommateur de cuivre. Les autres sont couramment utilisés, encore que le concentrique à pôles consécutifs (figure **4b**), fort consommateur de cuivre lui aussi, doit être dans la mesure du possible évité, bien qu'il se prête très facilement à l'insertion mécanisée, au profit du concentrique à pôles non consécutifs (figure **4c**). Quant à l'imbriqué raccourci (figure **4e**), son domaine de prédilection se situe dans les machines à moyenne tension, car il permet de réaliser des bobines toutes identiques avec une répartition parfaitement régulière des têtes de bobines. De plus, il autorise n'importe quel pas de bobi-

nage, ainsi que des répartitions irrégulières (nombre fractionnaire d'encoches par pôle et par phase) comme on le verra dans le paragraphe 5.2.

1.4 Bobinages multipolarités

Il est tout à fait possible, grâce à un couplage adéquat des connexions de mise en série des groupes de bobines, de changer le nombre de pôles magnétiques produit par un enroulement donné.

■ Sur la figure **5b**, les deux groupes de bobines sont électriquement en parallèle. Le **champ** produit est **bipolaire**. On remarquera que les bobines ont, pour ce champ bipolaire, un pas d'enroulement raccourci de moitié par rapport au pas diamétral ; cela conduit donc à un « trou » dans la répartition des conducteurs.

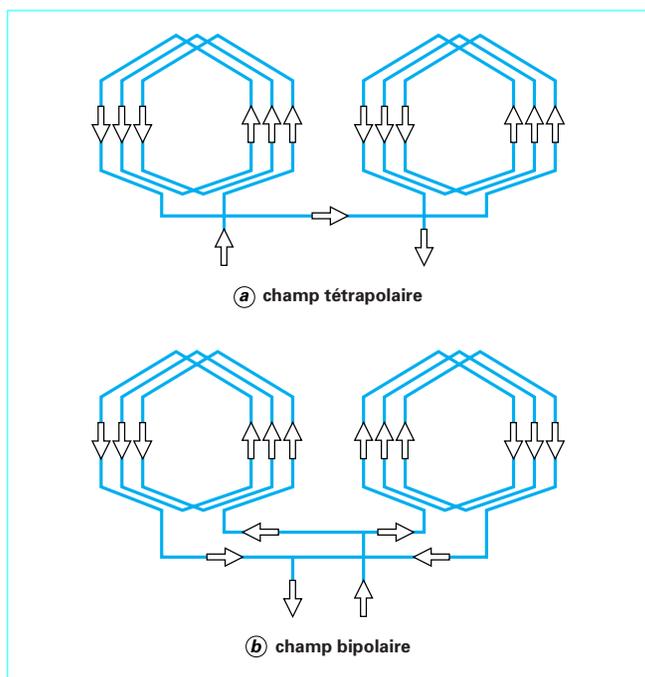


Figure 5 – Bobinages multipolarités

■ Sur la figure 5a, au contraire, les groupes de bobines sont électriquement en série. Le **champ** produit est ainsi **tétrapolaire**, mais cette fois le pas d'enroulement est diamétral pour cette polarité.

Cette propriété intéressante de possibilité de reconnection des bobinages est largement utilisée dans les moteurs dits à deux vitesses, ou ce qui revient au même à double polarité, sous le nom de **couplage Dahlander** (§ 6.1), qui permet de réaliser au choix $2p$ ou $4p$ pôles (p étant le nombre de paires de pôles).

2. Champ produit par un bobinage triphasé

2.1 Généralités

Au cours du paragraphe 1.1 nous nous sommes limités au cas de bobinages monophasés. Nous traiterons ici le cas des bobinages polyphasés et plus particulièrement triphasés.

Un **bobinage triphasé** est en fait constitué de la juxtaposition de trois bobinages monophasés identiques, décalés angulairement les uns par rapport aux autres d'un angle de $\frac{2\pi}{3}$ radians électriques, soit $\frac{2\pi}{3}$ radians géométriques pour un champ bipolaire, $\frac{2\pi}{6}$ pour un champ tétrapolaire, et ainsi de suite, et donc, de manière plus synthétique, $\frac{2}{3}$ du pas polaire.

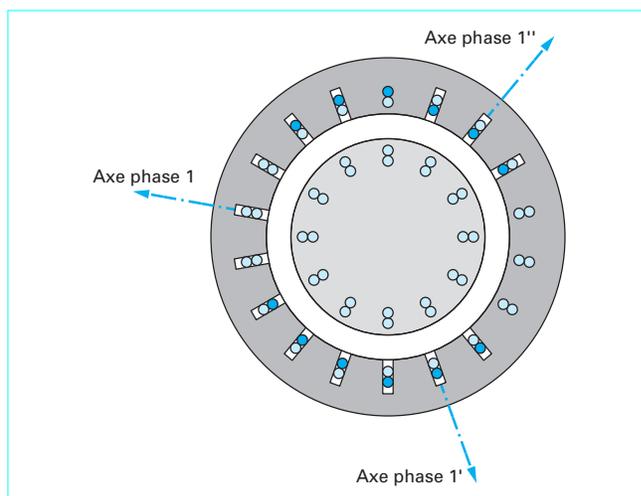


Figure 6 – Moteur asynchrone à rotor bobiné : schéma en coupe

La figure 6 représente très schématiquement un **moteur asynchrone à rotor bobiné**. Dans ce type de moteur, chaque armature, stator et rotor, porte un bobinage triphasé, ici par exemple bipolaire, répartis respectivement dans 18 encoches au stator et 12 au rotor. Ces enroulements sont du même type, à bobines identiques, imbriqués deux étages, répartis sur $\frac{2}{3}$ du pas polaire (pas de bobinage = $\frac{2}{3}$ du pas diamétral). Chaque encoche contient ainsi deux faisceaux superposés appartenant chacun à deux phases différentes.

Dans les **schémas développés** qui suivent on représentera, par convention, en traits pleins les conducteurs situés près de l'entrefer et en tirets ceux situés en fond d'encoches. Dans le **schéma en coupe**, les conducteurs parcourus par le courant de la phase 1 ont été noircis.

Conformément aux schémas de la figure 7, les phases du stator ont pour repère 1, 1' et 1'' et celles du rotor 2, 2' et 2''.

Afin de simplifier les représentations schématiques, on représente symboliquement chaque phase par une spire moyenne de pas diamétral donnant, par son axe magnétique, la direction générale du flux qu'elle produit lorsqu'elle est parcourue par un courant positif. La figure 8 montre cette **représentation simplifiée** des phases et courants positifs, en opposant les phases au stator et au rotor alignées. On pourrait d'ailleurs se contenter de représenter seulement les axes magnétiques.

Lorsque le **circuit magnétique** n'est pas saturé, chacune des phases du stator ou du rotor, convenablement répartie au sens du paragraphe 1.1, produit, dans l'entrefer, un flux à répartition pratiquement sinusoïdale avec une induction maximale, dans l'axe de la phase qui la crée, proportionnelle au courant.

2.2 Théorème du champ tournant

Supposons, dans un premier temps, que le **stator** est seul alimenté par des courants triphasés équilibrés. Ces courants sont par définition tels que :

$$\left. \begin{aligned} i_1 &= I_S \cos(\theta_1) \\ i_1' &= I_S \cos\left(\theta_1 - \frac{2\pi}{3}\right) \\ i_1'' &= I_S \cos\left(\theta_1 - \frac{4\pi}{3}\right) \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

θ_1 étant pour l'instant un paramètre arbitraire.

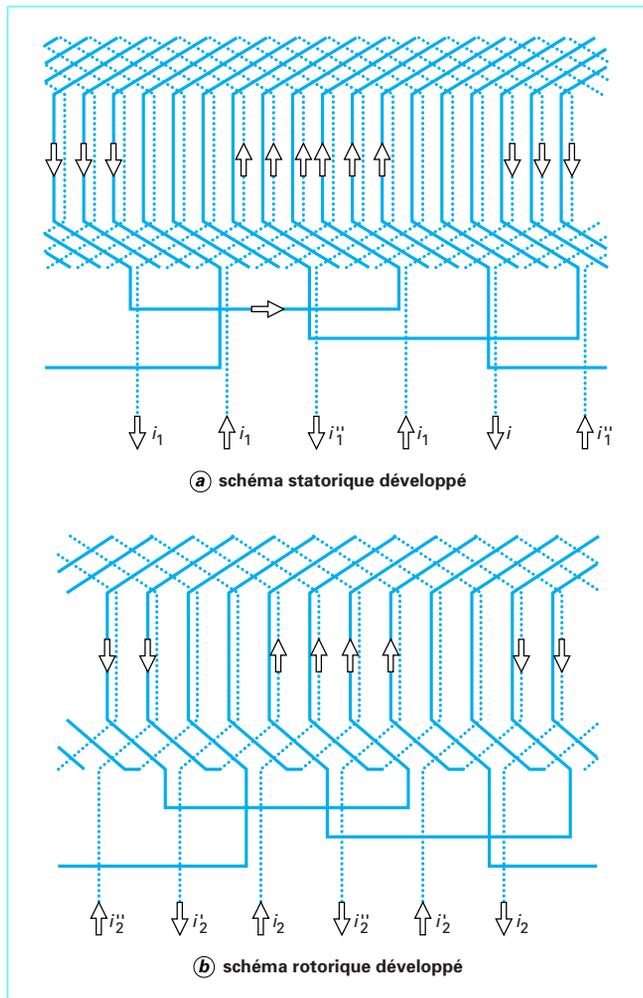


Figure 7 – Moteur asynchrone à rotor bobiné : schémas développés

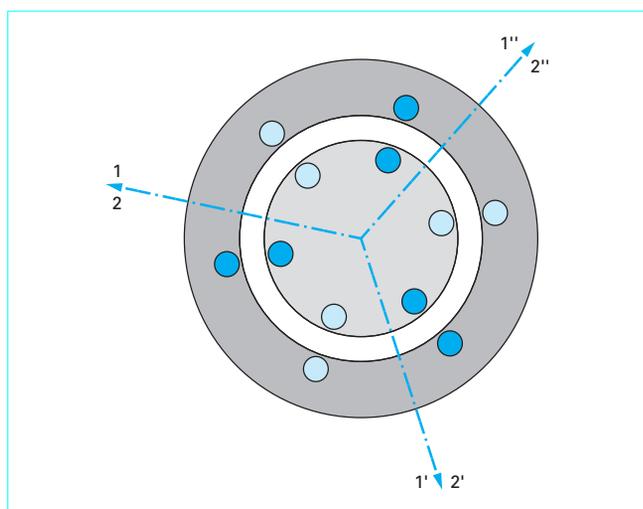


Figure 8 – Moteur asynchrone à rotor bobiné : schéma simplifié

En prenant l'origine des angles, mesurés le long de l'entrefer, sur l'axe de la phase 1, chacune des phases du stator produit un flux qui peut s'écrire :

$$\left. \begin{aligned} B_1 &= B_m \cos(\theta) \\ B'_1 &= B_m \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ B''_1 &= B_m \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

avec $B_m = k_1 I_S$, puisque les phases sont toutes identiques.

En tenant compte des expressions (2) des courants, on a encore :

$$\left. \begin{aligned} B_1 &= k_1 I_S \cos(\theta) \cos(\theta_1) \\ B'_1 &= k_1 I_S \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(\theta_1 - \frac{2\pi}{3}\right) \\ B''_1 &= k_1 I_S \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \cos\left(\theta_1 - \frac{4\pi}{3}\right) \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

En effectuant la transformation des expressions (4) à l'aide des formules trigonométriques classiques, il vient :

$$\left. \begin{aligned} B_1 &= \frac{k_1 I_S}{2} [\cos(\theta - \theta_1) + \cos(\theta + \theta_1)] \\ B'_1 &= \frac{k_1 I_S}{2} \left[\cos(\theta - \theta_1) + \cos\left(\theta + \theta_1 - \frac{4\pi}{3}\right) \right] \\ B''_1 &= \frac{k_1 I_S}{2} \left[\cos(\theta - \theta_1) + \cos\left(\theta + \theta_1 - \frac{2\pi}{3}\right) \right] \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

Le circuit magnétique ayant été supposé linéaire, l'induction résultante dans l'entrefer correspond à la superposition des inductions produites par chaque phase :

$$B = B_1 + B'_1 + B''_1$$

Si on somme par colonne l'expression développée de chaque induction [relations (5)], on constate que :

- la somme de la colonne de droite est identiquement nulle ;
- les termes de la colonne de gauche s'ajoutent directement.

L'induction résultante a finalement pour expression :

$$B = \frac{3}{2} k_1 I_S \cos(\theta - \theta_1) \quad (6)$$

soit encore :

$$B = B_{\max} \cos(\theta - \theta_1)$$

avec :

$$B_{\max} = \frac{3}{2} k_1 I_S$$

Cette relation montre que le flux résultant est réparti dans l'entrefer de manière sinusoïdale avec une valeur crête de l'induction indépendante du paramètre θ_1 et 3/2 fois plus grande que celle qui serait produite par une seule phase.

En posant $\theta_1 = \omega_1 t$, où ω_1 est la pulsation des courants stator et t le temps :

$$B = B_{\max} \cos(\theta - \omega_1 t) \quad (7)$$

On en déduit que le flux, réparti sinusoïdalement, tourne en bloc à la vitesse angulaire :

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega_1 \text{ rad/s}$$

dans le sens positif et que l'induction correspondante est maximale dans l'axe d'une phase lorsque le courant y est maximal.

Si l'on avait supposé $\frac{d\theta}{dt} = -\omega_1$, c'est-à-dire dans le cas de système de courants triphasés équilibrés inverses, on aurait trouvé un champ tournant dans le sens opposé.

Ces propriétés fondamentales des bobinages triphasés convenablement répartis constituent ce que l'on appelle le **théorème du champ tournant**, établi simultanément et sans doute indépendamment par l'italien Galileo Ferraris et le Serbo-Croate Nikola Tesla il y a plus d'un siècle.

Le champ magnétique se déplace d'un double intervalle polaire (2π radians électriques) par période de variation des courants.

Dans le cas d'un **bobinage multipolaire** ($2p$ pôles ou encore p double intervalle polaire), la **vitesse « mécanique »** du champ tournant a évidemment pour valeur :

$$\Omega_1 = \pm \frac{\omega_1}{p} \text{ rad/s}$$

ou :

$$N_1 = \pm \frac{f_1}{p} \text{ tr/s}$$

avec :

$$f_1 = \frac{\omega_1}{2\pi}$$

■ Les propriétés sont bien sûr les mêmes pour l'enroulement situé au **rotor** (pulsation des courants ω_2). Cependant celui-ci peut être animé d'une **vitesse angulaire mécanique** Ω par rapport au stator et donc :

$$\Omega_2 = \Omega \pm \frac{\omega_2}{p}$$

Cette propriété est à l'origine du fonctionnement des machines à induction.

■ Revenons au préalable sur la démonstration que l'on vient de faire et en particulier sur les hypothèses faites :

— répartition sinusoïdale pure de l'induction produite par chaque phase ;

— absence de saturation du circuit magnétique.

Aucune des deux n'est bien entendu vérifiée **en pratique**, car :

— on utilise les circuits magnétiques à des niveaux d'induction parfois élevés, et en tout état de cause supérieurs au niveau de saturation ;

— malgré les précautions prises pour répartir correctement les bobinages, des harmoniques subsistent toujours.

● Ainsi, si le raisonnement suivi est globalement correct, il va se superposer au champ tournant idéal :

— des **champs harmoniques de saturation**, qui ont tendance à aplatiser la crête de la sinusoïde et dont on peut considérer qu'ils tournent en bloc à la vitesse fondamentale ;

— des **champs harmoniques de distribution des bobinages**, liés à l'angle occupé par les conducteurs de chaque phase, appelés harmoniques d'espace et dont on montrera (§ 2.3) qu'ils tournent tous à des vitesses différentes ;

— des **champs harmoniques de répartition ou de denture**, produits par la localisation discrète des conducteurs ;

— enfin, des **champs harmoniques dits de perméance**, engendrés par les perturbations locales du flux engendrées par les ouvertures d'encoches.

● Aux harmoniques « géométriques » ou « spatiaux », il convient d'ajouter des **harmoniques « temporels »**, si les courants ne sont ni parfaitement sinusoïdaux ni parfaitement équilibrés. Ces deux grandes classes d'harmoniques pourront d'ailleurs, dans certains cas, interagir (interaction espace et temps).

● Enfin, on pourra encore trouver des **harmoniques « parasites »** créés par une dissymétrie d'origine mécanique (rotor excentré, alésages non cylindriques, etc.) ou magnétique (matériaux anisotropes, perturbations locales liées au dessin ou à la construction, etc.) ou électrotechnique (bobinages non parfaitement symétriques en particulier dans les têtes de bobines, etc.). Tous ces phénomènes, dont on s'efforce évidemment de limiter les effets, contribuent néanmoins à rendre le tableau particulièrement complexe.

2.3 Influence qualitative des harmoniques d'espace

Comme indiqué au paragraphe 1.1, la courbe d'induction créée par une phase ne se limite pas seulement à son terme fondamental, mais correspond en réalité à une fonction périodique plus complexe dont la décomposition en série de Fourier s'écrit :

$$B(\theta) = B_1 \cos(\theta) + B_3 \cos(3\theta) + \dots + B_{2n+1} \cos[(2n+1)\theta] + \dots$$

où ne figurent, par raison de symétrie, que des termes de rang impair.

Si on applique, comme au paragraphe 2.2, à cette répartition des courants sinusoïdaux triphasés équilibrés, et en supposant encore la linéarité du circuit magnétique, un quelconque harmonique du champ résultant aura pour expression générale :

$$b_{2n+1} = \left\{ \begin{array}{l} B_{2n+1} \cos[(2n+1)\theta] + \cos(\omega t) \\ + B_{2n+1} \cos\left[(2n+1)\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)\right] \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ + B_{2n+1} \cos\left[(2n+1)\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right)\right] \cos\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{array} \right\}$$

ou en développant :

$$b_{2n+1} = \left\{ \begin{array}{l} \frac{B_{2n+1}}{2} [\cos[(2n+1)\theta + \omega t] + \cos[(2n+1)\theta - \omega t]] \\ + \frac{B_{2n+1}}{2} \left[\cos\left[(2n+1)\theta + \omega t - (2n+2)\frac{2\pi}{3}\right] \right. \\ \quad \left. + \cos\left[(2n+1)\theta - \omega t - 2n\frac{2\pi}{3}\right] \right] \\ + \frac{B_{2n+1}}{2} \left[\cos\left[(2n+1)\theta + \omega t - (2n+2)\frac{4\pi}{3}\right] \right. \\ \quad \left. + \cos\left[(2n+1)\theta - \omega t - 2n\frac{4\pi}{3}\right] \right] \end{array} \right\}$$

■ Si $2n+1$ est multiple de 3

On a :

$$2n+1 = 3k$$

et donc :

$$(2n+2)\frac{2\pi}{3} = (3k+1)\frac{2\pi}{3} = \frac{2\pi}{3} \text{ modulo } 2\pi$$

$$(2n+2)\frac{4\pi}{3} = (3k+1)\frac{4\pi}{3} = \frac{4\pi}{3} \text{ modulo } 2\pi$$

$$2n\frac{2\pi}{3} = (3k-1)\frac{2\pi}{3} = \frac{4\pi}{3} \text{ modulo } 2\pi$$

$$2n\frac{4\pi}{3} = (3k-1)\frac{4\pi}{3} = \frac{2\pi}{3} \text{ modulo } 2\pi$$

Cela annule évidemment la somme des termes de la 1^{re} et de la 2^e colonne, avec, pour résultat important, que le champ résultant ne contient pas d'harmonique multiple de 3 même si les composantes individuelles en comportent.

■ Si 2n + 1 n'est pas multiple de 3

C'est le cas des harmoniques 5, 7, 11, 13, etc., qui sont tous de la forme :

$$2n + 1 = 6k \pm 1$$

● Pour 2n + 1 = 6k - 1

$$(2n + 2) \frac{2\pi}{3} = (6k) \frac{2\pi}{3} = 0 \text{ modulo } 2\pi$$

$$(2n + 2) \frac{4\pi}{3} = (6k) \frac{4\pi}{3} = 0 \text{ modulo } 2\pi$$

$$2n \frac{2\pi}{3} = (6k - 2) \frac{2\pi}{3} = \frac{2\pi}{3} \text{ modulo } 2\pi$$

$$2n \frac{4\pi}{3} = (6k - 2) \frac{4\pi}{3} = \frac{4\pi}{3} \text{ modulo } 2\pi$$

La somme des termes de la 2^e colonne s'annule donc, alors que les termes de la 1^{re} colonne s'ajoutent directement pour donner :

$$b_{6k-1} = \frac{3}{2} B_{6k-1} \cos[(6k - 1)\theta + \omega t]$$

Il s'agit manifestement d'un **champ inverse**, à 6k - 1 fois plus de paires de pôles, qui tourne donc en sens inverse du champ principal ou fondamental à une vitesse angulaire 6k - 1 fois plus faible.

● Pour 2n + 1 = 6k + 1

$$(2n + 2) \frac{2\pi}{3} = (6k + 2) \frac{2\pi}{3} = \frac{4\pi}{3} \text{ modulo } 2\pi$$

$$(2n + 2) \frac{4\pi}{3} = (6k + 2) \frac{4\pi}{3} = \frac{2\pi}{3} \text{ modulo } 2\pi$$

$$2n \frac{2\pi}{3} = (6k) \frac{2\pi}{3} = 0 \text{ modulo } 2\pi$$

$$2n \frac{4\pi}{3} = (6k) \frac{4\pi}{3} = 0 \text{ modulo } 2\pi$$

La somme des termes de la 1^{re} colonne s'annule donc, alors que les termes de la 2^e colonne s'ajoutent directement pour donner :

$$b_{6k+1} = \frac{3}{2} B_{6k+1} \cos[(6k + 1)\theta - \omega t]$$

Il s'agit manifestement d'un **champ direct**, à 6k + 1 fois plus de paires de pôles, qui tourne donc dans le sens du champ principal ou fondamental à une vitesse angulaire 6k + 1 fois plus faible.

■ En définitive, on peut résumer la situation par le tableau 1.

Tableau 1 – Influence qualitative des harmoniques d'espace							
Rang	1	3	5	7	9	11	etc.
Amplitude	$\frac{3}{2} B_1$	0	$\frac{3}{2} B_5$	$\frac{3}{2} B_7$	0	$\frac{3}{2} B_{11}$	etc.
Vitesse	$\frac{\omega}{p}$		$-\frac{\omega}{5p}$	$\frac{\omega}{7p}$		$-\frac{\omega}{11p}$	etc.

3. Analyse quantitative des propriétés des bobinages

3.1 Force magnétomotrice produite par les bobinages

La **force magnétomotrice (FMM)** d'un bobinage est définie comme la somme cumulée des ampères-tours rencontrés lorsque l'on se déplace le long de l'entrefer.

À chaque passage au droit d'une encoche, la FMM est donc augmentée algébriquement de la valeur du courant total présent dans ladite encoche. C'est évidemment une fonction périodique. L'intérêt de la notion de FMM est d'être gouvernée par les courants qui sont bien entendu les sources de champ magnétique. Si le circuit n'est pas saturé, l'induction lui sera directement proportionnelle. Dans le cas contraire, qui est le cas général, il faudra la multiplier par la perméance du circuit complet (entrefer et fer) pour obtenir l'induction. En définitive la FMM est le moyen rigoureux d'étude des machines.

Pour fixer les idées, considérons un **bobinage triphasé bipolaire** le plus simple possible, c'est-à-dire comportant une seule encoche par pôle et par phase et représenté sur la figure 9.

En $\theta = 0$, la FMM, pour l'instant indéterminée, a une valeur désignée par F_0 , valeur constante jusqu'à $\theta = 30^\circ$. Les valeurs suivantes s'en déduisent aisément (avec I_1, I_1', I_1'' les courants dans les encoches) :

$0^\circ \leq \theta < 30^\circ$	FMM = F_0
$30^\circ \leq \theta < 90^\circ$	FMM = $F_0 + I_1$
$90^\circ \leq \theta < 150^\circ$	FMM = $F_0 + I_1 - I_1''$
$150^\circ \leq \theta < 210^\circ$	FMM = $F_0 + I_1 - I_1'' + I_1'$
$210^\circ \leq \theta < 270^\circ$	FMM = $F_0 - I_1' + I_1'$
$270^\circ \leq \theta < 330^\circ$	FMM = $F_0 + I_1'$
$330^\circ \leq \theta < 360^\circ$	FMM = F_0

Par raison de symétrie, la FMM est anticyclique sur un intervalle polaire :

$$FMM(\theta + 180^\circ) = -FMM(\theta) \quad \forall \theta$$

et donc par exemple :

$$FMM(180^\circ) = -FMM(0^\circ) = -F_0$$

soit encore :

$$F_0 + I_1 - I_1'' + I_1' = -F_0$$

ce qui détermine entièrement F_0 .

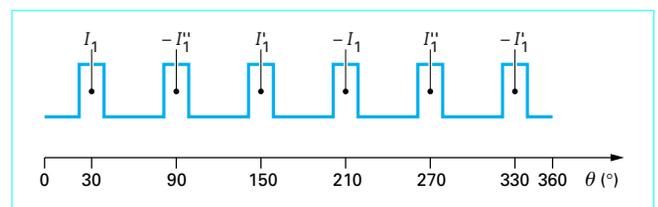


Figure 9 – Bobinage triphasé bipolaire : répartition spatiale des courants

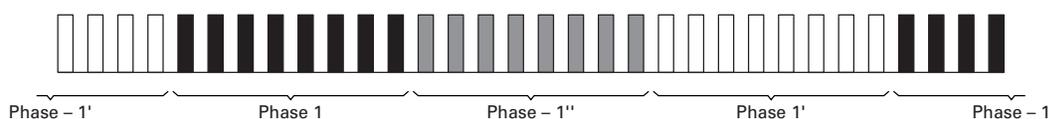


Figure 10 – Bobinage concentrique à un étage : répartition des phases

Le même type de raisonnement peut, bien entendu, être appliqué à n'importe quel type de bobinage. Pour illustrer cela plus précisément, nous traitons ci-après deux cas de bobinages différents pour un stator de 48 encoches et 2 pôles.

■ 1^{er} cas : bobinage concentrique à un étage

L'arrangement des phases dans les encoches se présente suivant le schéma de la figure 10.

On trouvera, sur les courbes de la figure 11, l'évolution de la FMM le long de l'entrefer lorsque la phase des courants triphasés varie de 60° , par pas de 10° , par rapport à la valeur initiale. On notera que l'onde de FMM tourne en se déformant notablement, en raison des harmoniques d'espace (§ 2.3) relativement importants pour ce type de bobinage. L'onde a une périodicité de 60° comme on peut le démontrer aisément.

■ 2^e cas : bobinage à pas 5/6

Ce bobinage est réalisable en concentrique 2 plans ou, plus communément, en imbriqué 2 étages. La répartition des conducteurs dans les encoches est moins simple que dans le cas précédent et, par conséquent, l'opération de bobinage en est plus complexe. Le schéma de répartition est présenté sur la figure 12.

On voit que les phases sont cette fois partiellement imbriquées, certaines encoches contenant des conducteurs appartenant à deux phases différentes. Cela oblige d'ailleurs, et c'est un facteur important en termes de fabrication, de prévoir, dans ces encoches, une isolation entre faisceaux qui réduit la place disponible pour le cuivre et augmente significativement les temps de bobinage. L'examen du schéma montre que tout se passe comme si on était en présence de deux bobinages identiques au précédent, mais décalés entre eux de 4 encoches, soit ici 30° .

Les courbes de la figure 13 montrent le résultat obtenu.

On constate sans ambiguïté que ces ondes sont plus proches d'une sinusoïde que celles obtenues avec le bobinage plein pas, montrant ainsi une diminution notable de l'amplitude des harmoniques d'espace. On montrera dans le paragraphe 4.2 que le pas 5/6 minimise les harmoniques 5 et 7. On remarquera également que l'amplitude maximale de la FMM est plus faible, en raison de l'étalement plus grand des conducteurs. Ainsi, la minimisation des harmoniques se paie par une complexité accrue de fabrication, à laquelle s'ajoute une diminution de l'efficacité du bobinage en ce qui concerne l'onde fondamentale. Le paragraphe 3.2 permet de quantifier tous ces phénomènes qui revêtent une grande importance dans le dimensionnement des machines électriques.

3.2 Décomposition harmonique de l'onde de FMM

On pourrait bien sûr entreprendre au cas par cas la décomposition en série de Fourier de l'onde déterminée comme au paragraphe 2.3, mais toutefois, ce travail laborieux ne permettrait pas d'extraire les paramètres généraux. Il est donc préférable de revenir aux sources, c'est-à-dire de :

— déterminer la décomposition harmonique de la FMM d'une spire quelconque ;

- sommer les contributions individuelles des spires d'une phase ;
- combiner les contributions des autres phases.

Quel que soit le bobinage considéré, on peut toujours, comme nous l'avons souligné au paragraphe 3.1, le faire apparaître comme une combinaison de spires à pas diamétral occupant suivant les cas une ou plusieurs couches. Il est donc inutile de s'intéresser à des spires à pas raccourci, contrairement à ce que pratiquent la plupart des auteurs.

3.2.1 FMM d'une spire à pas diamétral

La spire est parcourue par un courant i pour l'instant arbitraire. Par définition même de la FMM, celle-ci est évidemment rectangulaire et d'amplitude $i/2$ (figure 14).

La décomposition de cette onde en série ne fournit que des termes impairs, d'amplitude :

$$a_n = \frac{2}{\pi} \int_0^\pi \frac{i}{2} \sin(n\theta) d\theta$$

soit :

$$a_{2p+1} = \frac{2}{\pi} \frac{i}{2p+1}$$

et finalement :

$$\text{FMM} = \frac{2i}{\pi} \sum_0^\infty \frac{\sin[(2p+1)\theta]}{2p+1}$$

Appliquons-lui un courant sinusoïdal $i = Y\sqrt{2} \sin(\omega t)$. L'onde se décompose alors en deux ondes tournantes sinusoïdales, l'une directe et l'autre inverse, de même amplitude en vertu de l'identité :

$$\sin a \sin b = \frac{1}{2} [\cos(a-b) - \cos(a+b)]$$

et donc s'il y a S conducteurs par encoche :

$$\text{FMM} = \frac{SY\sqrt{2}}{\pi} \sum \left(\frac{\cos[\omega t - (2p+1)\theta]}{2p+1} - \frac{\cos[\omega t + (2p+1)\theta]}{2p+1} \right) \quad (8)$$

3.2.2 FMM pour la phase considérée

Le bobinage est constitué par la juxtaposition de N encoches qui, dans le cas de bobinages réguliers par exemple, sont régulièrement espacées d'un angle électrique α donné par :

$$\alpha = \frac{2\pi p}{N_{ES}} \quad (9)$$

où p désigne le nombre de paires de pôles et N_{ES} le nombre total d'encoches au stator.

On doit donc sommer les contributions de ces N encoches pour chaque harmonique, en prenant en compte le fait que, pour un harmonique quelconque de rang $2n+1$, le décalage électrique entre deux encoches consécutives est cette fois $(2n+1)\alpha$. Pour

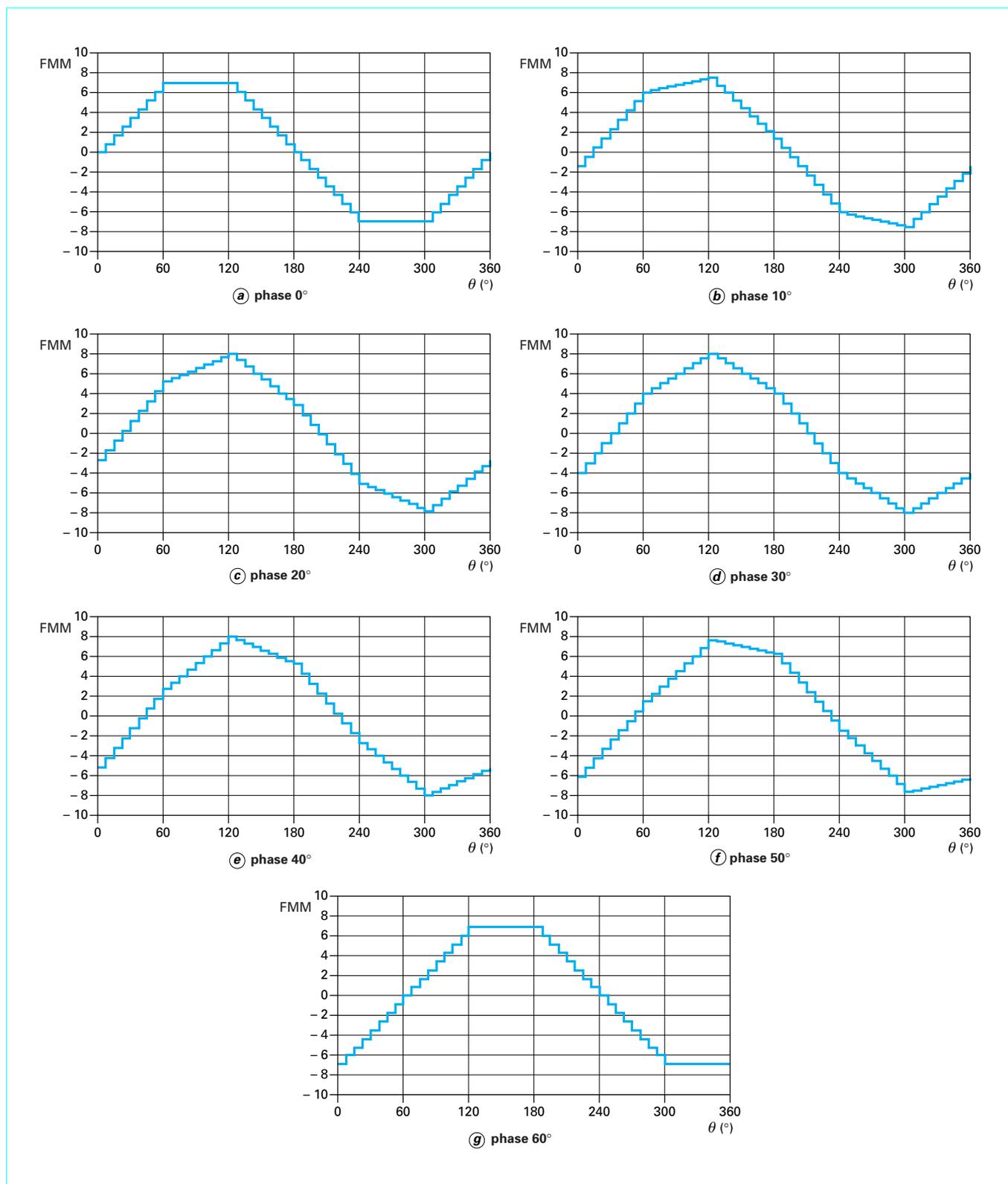


Figure 11 – Bobinage concentrique à un étage : onde de force magnétomotrice

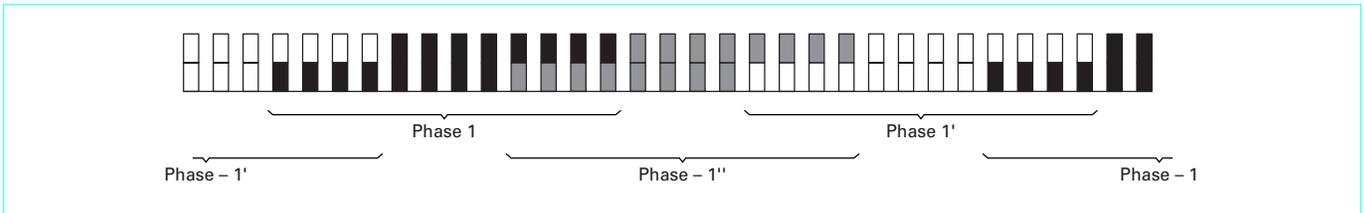


Figure 12 – Bobinage à pas 5/6 : répartition des conducteurs

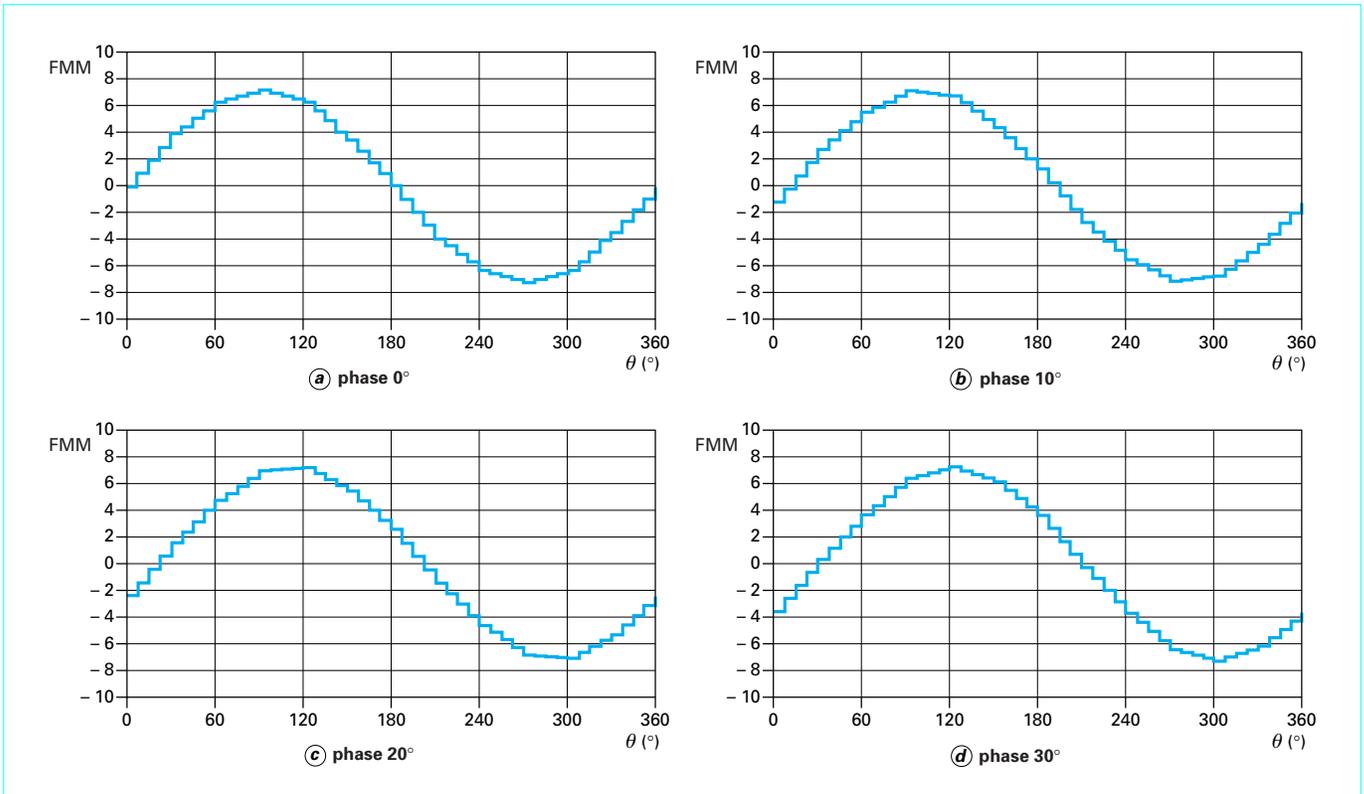


Figure 13 – Bobinage à pas 5/6 : onde de force magnétomotrice

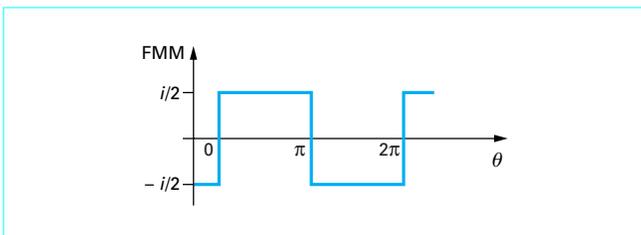


Figure 14 – Onde FMM d'une spire à pas diamétral

effectuer cette sommation, il est pratique de faire appel à une représentation géométrique vectorielle. Soit en effet e_{2n+1} la longueur du vecteur représentant l'harmonique $2n + 1$. Il suffit alors de mettre bout à bout les N vecteurs identiques, décalés entre eux d'un angle $(2n + 1)\alpha$. La somme vectorielle de ces N vecteurs éle-

mentaires n'est autre que la contribution totale de la couche de conducteurs (figure 15).

On voit que :

$$\psi = N (2n + 1)\alpha$$

$$e_{2n+1} = 2 R \sin[(2n + 1)\alpha/2]$$

et la longueur totale :

$$E_{2n+1} = 2 R \sin[N (2n + 1)\alpha/2]$$

Il suffit d'éliminer l'inconnue R pour obtenir finalement :

$$E_{2n+1} = e_{2n+1} \frac{\sin [N (2n + 1)\alpha/2]}{\sin [(2n + 1)\alpha/2]}$$

que l'on écrira sous une forme équivalente :

$$E_{2n+1} = N e_{2n+1} \frac{\sin [N (2n + 1)\alpha/2]}{N \sin [(2n + 1)\alpha/2]}$$

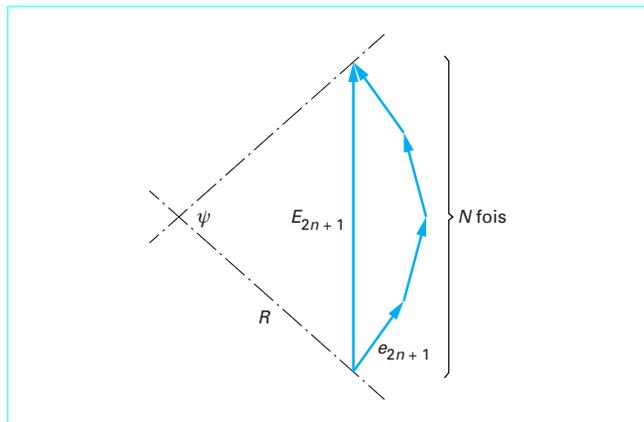


Figure 15 – Représentation vectorielle pour la sommation des N encoches

Le coefficient à droite du terme $N e_{2n+1}$ rend donc compte de la distribution du bobinage dans N encoches voisines, puisqu'à l'évidence on aurait obtenu :

$$E_{2n+1} = N e_{2n+1}$$

si les N encoches étaient confondues. Ce terme, $k_{b d m}$, est appelé **coefficient de distribution de bobinage** pour l'harmonique de rang m (avec $m = 2n + 1$).

- Dans le cas de **bobinages triphasés réguliers**, on a de plus :

$$N = \frac{N_{ES}}{6p}$$

nombre d'encoches par pôle et phase et la relation (9) :

$$\alpha = \frac{2p\pi}{N_{ES}}$$

donc :

$$k_{b d m} = \frac{\sin\left(m \frac{\pi}{6}\right)}{\left(\frac{N_{ES}}{6p}\right) \sin\left(\frac{m p \pi}{N_{ES}}\right)} \quad (10)$$

- Dans le cas d'un **bobinage à pas raccourci**, qui comprend en général deux couches de conducteurs, il faut enfin sommer la contribution de ces deux couches, décalées entre elles d'un angle δ_m pour l'harmonique m . On obtient ainsi la figure 16 avec :

$$F_m = 2 E_m \cos\left(\frac{\delta_m}{2}\right)$$

En introduisant le coefficient de raccourcissement β défini par :

$$\beta = \frac{\text{pas de bobinage}}{\text{pas diamétral}}$$

on peut écrire :

$$\delta_m = (1 - \beta) m \pi$$

et donc :

$$F_m = 2 E_m \sin\left(\frac{\beta m \pi}{2}\right)$$

puisque l'on sait que m est impair. Le terme à droite de $2 E_m$, qui rend compte du décalage entre les deux couches, est le coefficient de raccourcissement $k_{b r m}$, défini par :

$$k_{b r m} = \sin\left(\frac{\beta m \pi}{2}\right) \quad (11)$$

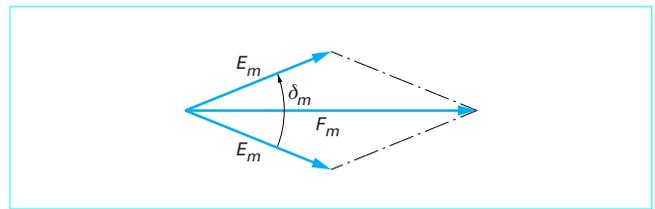


Figure 16 – Représentation vectorielle du raccourcissement

- On est désormais en mesure d'écrire la décomposition de la **FMM d'une phase complète** :

$$FMM_\varphi = \frac{SY\sqrt{2}}{\pi} \frac{N_{ES}}{6p} k_{b d m} k_{b r m} \sum \frac{[\cos(\omega t - m\theta) - \cos(\omega t + m\theta)]}{m} \quad (12)$$

où m est impair.

3.2.3 Contribution des deux autres phases à la FMM

Les phases étant identiques, il suffit de conduire le même calcul en remplaçant simplement :

— pour la phase 1' :

$$\begin{aligned} \cos(\omega t - m\theta) & \text{ par } \cos\left[\omega t - \frac{2\pi}{3} - m\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)\right] \\ \cos(\omega t + m\theta) & \text{ par } \cos\left[\omega t - \frac{2\pi}{3} + m\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)\right] \end{aligned}$$

— pour la phase 1'', par des expressions analogues avec $\frac{4\pi}{3}$ au lieu de $\frac{2\pi}{3}$.

Par une procédure identique à celle suivie au paragraphe 2.3, on constate que :

- les harmoniques de rang multiple de 3 s'éliminent ;
- les harmoniques de rang $6k - 1$ s'ajoutent pour le champ inverse et s'éliminent pour le champ direct ;
- les harmoniques de rang $6k + 1$ s'ajoutent pour le champ direct et s'éliminent pour le champ inverse.

3.2.4 FMM produite par l'ensemble des trois phases

Elle a finalement pour expression :

$$FMM = \frac{3SY\sqrt{2}}{\pi} - \frac{N_{ES}}{6p} \sum k_{b d (6k \pm 1)} k_{b r (6k \pm 1)} \frac{\cos[\omega t \pm (6k \pm 1)\theta]}{6k \pm 1} \quad (13)$$

On peut maintenant revenir aux grandeurs électriques traditionnelles. Si le bobinage comporte c circuits en parallèle :

$$Y = I/c$$

I étant le courant efficace par phase ; on a donc :

$$\frac{3SY\sqrt{2}}{\pi} \frac{N_{ES}}{6p} = \frac{3\sqrt{2}I}{p\pi} \frac{N_{ES}S}{6c}$$

Or le nombre de spires en série par phase N_S a pour expression :

$$N_S = \frac{N_{ES}S}{6c}$$

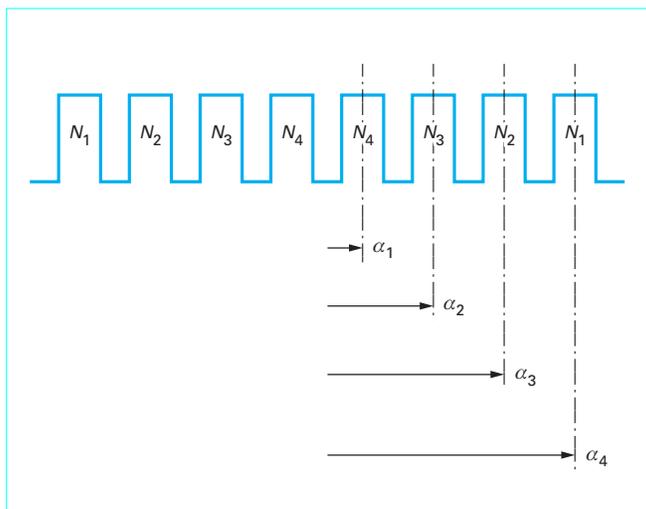


Figure 17 – Répartition symétrique des conducteurs : exemple

ce qui donne pour l'expression finale de l'amplitude d'un harmonique de rang $m = 6k \pm 1$ de la force magnétomotrice :

$$FMM_m = \frac{3\sqrt{2} N_S k_{bdm} k_{brm} I}{m p \pi} \quad (14)$$

3.3 Coefficients de bobinage globaux

On désigne le coefficient de bobinage global pour l'harmonique de rang m , par :

$$k_{bm} = k_{bdm} k_{brm} \quad (15)$$

Nous avons établi au cours du paragraphe 3.2 les formules [relations (10) et (11)] qui permettent son calcul dans le cas de **bobinages réguliers**. Si tel n'est pas le cas (par exemple, lorsque toutes les encoches ne comportent pas le même nombre de conducteurs ou dans le cas de bobinages à trous, etc.), elles ne peuvent pas être appliquées et on devra avoir recours à la construction vectorielle particulière correspondant à la répartition réelle des conducteurs dans les encoches.

Il est souvent possible d'identifier un axe de symétrie pour la répartition des conducteurs d'une phase dans les encoches correspondantes. Or la formulation de k_{bm} d'une phase s'applique sous

la même forme pour l'ensemble du bobinage triphasé et on peut donc se limiter à une seule phase pour le calculer.

Exemple : considérons le cas de la figure 17 où le bobinage de chaque phase est regroupé dans 8 encoches en 4 paires d'encoches comportant respectivement chacune N_1 , N_2 , N_3 et N_4 conducteurs, avec des angles électriques par rapport à l'axe de symétrie α_1 , α_2 , α_3 et α_4 .

Il est quasi évident que l'on peut directement écrire :

$$k_{bm} = \frac{N_1 \cos(m\alpha_1) + N_2 \cos(m\alpha_2) + N_3 \cos(m\alpha_3) + N_4 \cos(m\alpha_4)}{N_1 + N_2 + N_3 + N_4} \quad (16)$$

comme on peut le vérifier aisément en traçant la composition vectorielle.

Cette **formulation**, en définitive **plus générale**, plus didactique et souvent plus commode d'utilisation, impose comme seule contrainte la présence d'un axe de symétrie.

4. Étude comparative de divers types de bobinages réguliers

4.1 Bobinages à pas diamétral

C'est par exemple le cas des bobinages concentriques à une couche. Ils sont très largement utilisés dans l'industrie en raison de leur aptitude à l'insertion mécanisée. Ils se caractérisent par le fait que :

- chaque encoche contient des conducteurs n'appartenant qu'à une seule phase ;
- toutes les encoches utilisées pour une phase sont consécutives par pôle.

Soit N_{EPP} le nombre d'encoches par pôle et phase ($N_{EPP} = 2$ pour le schéma de la figure 18).

■ $N_{EPP} = 1$

Tous les k_{bm} sont égaux à 1, et le taux d'harmoniques est ainsi très élevé.

Ces bobinages sont à éviter ; on ne les utilise guère que pour des applications où la forme d'onde importe peu, comme par exemple des excitatrices d'alternateur dont la tension est aussitôt redressée, etc.

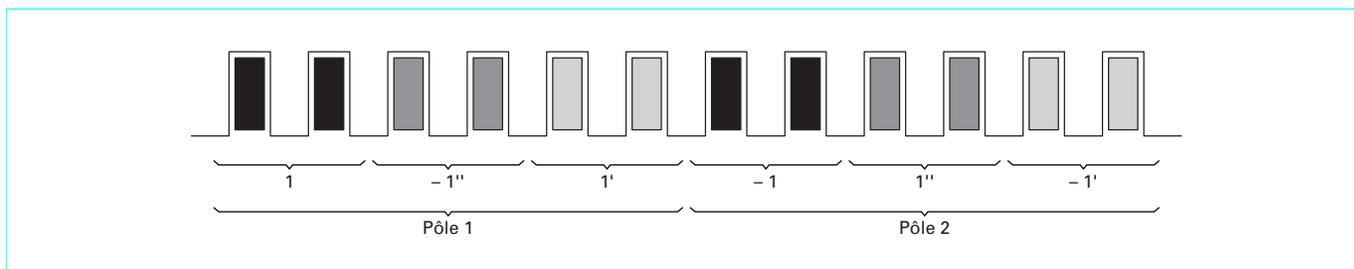


Figure 18 – Bobinage régulier concentrique à une couche : exemple de répartition diamétrale

■ $N_{EPP} = 2$

En utilisant directement la formule des cosinus, on voit que :

$$\begin{aligned}k_{b1} &= \cos(15^\circ) \approx 0,9659 \\k_{b3} &= \cos(45^\circ) \approx 0,7071 \\k_{b5} &= \cos(75^\circ) \approx 0,2588 \\k_{b7} &= \cos(105^\circ) \approx 0,2588 \\k_{b9} &= \cos(135^\circ) \approx 0,7071 \\k_{b11} &= \cos(165^\circ) \approx 0,9659 \\k_{b13} &= \cos(165^\circ) \approx 0,9659\end{aligned}$$

et ainsi de suite, de manière périodique.

On constate, et c'est le cas général, que le coefficient de bobinage des harmoniques de denture, donnés par $kN_{ES}/(p \pm 1)$, est égal à celui du fondamental. Pour un couplage triphasé, les harmoniques multiples de 3 seraient bien sûr nuls, comme déjà démontré dans le paragraphe 3.

■ $N_{EPP} = 3$

On a, dans ce cas :

$$\begin{aligned}k_{b1} &= \frac{[1 + 2 \cos(20^\circ)]}{3} \approx 0,9598 \\k_{b5} &= \frac{[1 + 2 \cos(100^\circ)]}{3} \approx 0,2176 \\k_{b7} &= \frac{[1 + 2 \cos(140^\circ)]}{3} \approx 0,1774\end{aligned}$$

etc.

■ $N_{EPP} = 4$

On obtient :

$$\begin{aligned}k_{b1} &= \frac{[\cos(7,5^\circ) + \cos(22,5^\circ)]}{2} \approx 0,9577 \\k_{b5} &= \frac{[\cos(37,5^\circ) + \cos(112,5^\circ)]}{2} \approx 0,2053 \\k_{b7} &= \frac{[\cos(52,5^\circ) + \cos(157,5^\circ)]}{2} \approx 0,1576\end{aligned}$$

etc.

■ On se rend compte que les coefficients de bobinage, et par suite les taux d'harmoniques, ne sont que peu influencés par le nombre d'encoches par pôle et phase dès lors que celui-ci est supérieur à 1. C'est particulièrement vrai pour le fondamental et, dans une mesure légèrement moindre, pour les harmoniques 5 et 7. D'ailleurs, on démontre que lorsque le nombre d'encoches par pôle et phase tend vers l'infini :

$$\begin{aligned}k_{b1} &\rightarrow 0,9549 \\k_{b5} &\rightarrow 0,1910 \\k_{b7} &\rightarrow 0,1364\end{aligned}$$

En conclusion, on retiendra que les bobinages diamétraux sont relativement défavorables en ce qui concerne les harmoniques, mais qu'en revanche ils sont très avantageux pour le fondamental, dont le coefficient de bobinage est très voisin de 1. Toute tentative de réduction des taux d'harmonique se soldera, comme on l'a déjà vu (§ 3.1), par une certaine pénalisation du fondamental.

4.2 Bobinages à pas raccourci

Les bobinages à pas raccourci, grâce au degré de liberté supplémentaire qu'ils apportent, permettent d'améliorer sensiblement le taux d'harmoniques global, ou de supprimer tel ou tel harmonique

particulier en adoptant le pas adéquat. Revenons en effet aux formules établies au paragraphe 3.2, et en particulier à la relation (11) :

$$k_{brm} = \sin \frac{m\beta\pi}{2}$$

Ce coefficient est nul si :

$$\frac{m\beta\pi}{2} = k\pi$$

avec k entier.

Les valeurs de raccourcissement qui annulent l'harmonique de rang m sont donc :

$$\beta_m = 2k/m \quad (17)$$

Comme on a toujours intérêt à conserver au coefficient du fondamental la valeur la plus élevée possible, k sera choisi de manière à avoir pour β le plus grand nombre possible inférieur à 1 et donc pour éliminer :

— l'harmonique 3 :

$$\beta = 2 \times \frac{1}{3} = \frac{2}{3}$$

— l'harmonique 5 :

$$\beta = 2 \times \frac{2}{5} = \frac{4}{5}$$

— l'harmonique 7 :

$$\beta = 2 \times \frac{3}{7} = \frac{6}{7}$$

etc.

On ne peut donc pas par cette méthode éliminer simultanément deux harmoniques. En revanche, on peut espérer minimiser deux harmoniques impairs consécutifs en se plaçant à des valeurs intermédiaires ; par exemple un pas de 3/4 minimise les harmoniques 3 et 5, un pas de 5/6 minimise les harmoniques 5 et 7, et ainsi de suite. Ce dernier pas, que nous avons déjà visualisé par un exemple précédent (figure 12), est assez souvent utilisé en pratique.

■ Dans le cas par exemple d'une machine à 48 encoches et 4 pôles, un **pas de 5/6** est réalisable, car on a :

— pas diamétral :

$$\frac{48}{4} = 12 \quad (1 \text{ à } 13)$$

— pas raccourci :

$$12 \times \frac{5}{6} = 10 \quad (1 \text{ à } 11)$$

et le bobinage est réparti comme sur la figure 19a.

L'angle électrique entre encoches vaut ici $\alpha = 2 \times \frac{360}{48}$ pour le fondamental, d'où l'on déduit :

$$k_{b1} = \frac{[2 \cos(7,5^\circ) + \cos(22,5^\circ) + \cos(37,5^\circ)]}{4} \approx 0,9250$$

$$k_{b5} = \frac{[2 \cos(5 \times 7,5^\circ) + \cos(5 \times 22,5^\circ) + \cos(5 \times 37,5^\circ)]}{4} \approx 0,0531$$

$$k_{b7} = \frac{[2 \cos(7 \times 7,5^\circ) + \cos(7 \times 22,5^\circ) + \cos(7 \times 37,5^\circ)]}{4} \approx 0,0408$$

Rappelons, que nous avons trouvé (§ 4.1, $N_{EPP} = 4$) respectivement 0,9577, 0,2053 et 0,1576 pour le bobinage diamétral, soit 3,5 % de plus pour le fondamental et 286 % de plus pour les **harmoniques 5 et 7**. L'efficacité de ce pas de 5/6 est donc très grande pour réduire ces deux harmoniques. Il doit être préféré pour les machines de grande puissance et/ou de rendement élevé.

Il est cependant utile de s'intéresser aux **harmoniques d'ordre supérieur**, en particulier les harmoniques 11, 13, 17 et 19. Les

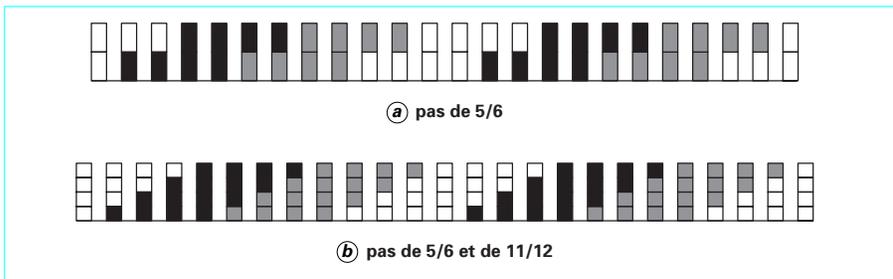


Figure 19 – Bobinage régulier à pas raccourci : exemples de répartition pour une machine à 48 encoches et 4 pôles

harmoniques suivants sont ceux de denture dont on sait que le coefficient de bobinage est égal à celui du fondamental. Toujours dans le même cas de figure, on trouve :

$$k_{b11} = \frac{[2 \cos(11 \times 7,5^\circ) + \cos(11 \times 22,5^\circ) + \cos(11 \times 37,5^\circ)]}{4} \approx 0,1218$$

$$k_{b13} = \frac{[2 \cos(13 \times 7,5^\circ) + \cos(13 \times 22,5^\circ) + \cos(13 \times 37,5^\circ)]}{4} \approx 0,1218$$

$$k_{b17} = \frac{[2 \cos(17 \times 7,5^\circ) + \cos(17 \times 22,5^\circ) + \cos(17 \times 37,5^\circ)]}{4} \approx 0,0408$$

$$k_{b19} = \frac{[2 \cos(19 \times 7,5^\circ) + \cos(19 \times 22,5^\circ) + \cos(19 \times 37,5^\circ)]}{4} \approx 0,0531$$

Les harmoniques 11 et 13 ont donc un coefficient de bobinage très significatif et il peut être intéressant de chercher un moyen de les réduire. On a vu que pour éliminer l'harmonique 11, il faudrait adopter un pas de 10/11 et que pour éliminer le 13 le pas devrait être de 12/13. Il est donc naturel de penser à un pas de 11/12 pour en minimiser les effets, soit, dans notre cas, un raccourcissement d'une encoche.

■ Il est donc possible de procéder de la manière suivante :

- prévoir dans les encoches un premier bobinage au pas 5/6 ;
- ajouter au précédent un deuxième bobinage au pas 5/6, mais décalé d'une encoche par rapport au précédent ;
- connecter les deux en série.

On obtient ainsi, au prix il est vrai d'une sérieuse complication, un bobinage qui allie à la fois les propriétés d'un **pas de 5/6 et de 11/12**. La localisation des phases dans les encoches est schématisée sur la figure 19b.

Par rapport au cas précédent, on notera qu'au lieu d'avoir une répartition dans les encoches suivant la séquence :

$$2-2-4-4-2-2$$

on a désormais :

$$1-2-3-4-3-2-1$$

Les phases sont bien sûr toutes identiques et chaque encoche renferme le même nombre de conducteurs. Les coefficients de bobinage deviennent alors :

$$k_{b1} = \frac{[2 + 3 \cos(15^\circ) + 2 \cos(30^\circ) + \cos(45^\circ)]}{8} \approx 0,9171$$

$$k_{b5} = \frac{[2 + 3 \cos(5 \times 15^\circ) + 2 \cos(5 \times 30^\circ) + \cos(5 \times 45^\circ)]}{8} \approx 0,0422$$

$$k_{b7} = \frac{[2 + 3 \cos(7 \times 15^\circ) + 2 \cos(7 \times 30^\circ) + \cos(7 \times 45^\circ)]}{8} \approx 0,0248$$

$$k_{b11} = \frac{[2 + 3 \cos(11 \times 15^\circ) + 2 \cos(11 \times 30^\circ) + \cos(11 \times 45^\circ)]}{8} \approx 0,015\epsilon$$

$$k_{b13} = \frac{[2 + 3 \cos(13 \times 15^\circ) + 2 \cos(13 \times 30^\circ) + \cos(13 \times 45^\circ)]}{8} \approx 0,015\epsilon$$

$$k_{b17} = \frac{[2 + 3 \cos(17 \times 15^\circ) + 2 \cos(17 \times 30^\circ) + \cos(17 \times 45^\circ)]}{8} \approx 0,024\epsilon$$

$$k_{b19} = \frac{[2 + 3 \cos(19 \times 15^\circ) + 2 \cos(19 \times 30^\circ) + \cos(19 \times 45^\circ)]}{8} \approx 0,0422$$

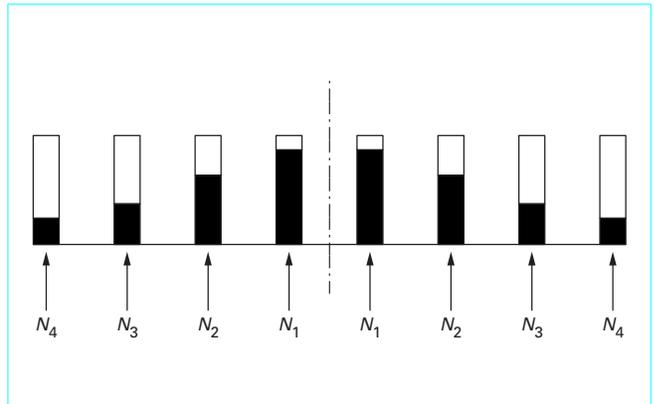


Figure 20 – Bobinage régulier réparti symétrique

On peut constater à l'évidence l'excellente efficacité de ce bobinage décalé qui a de remarquables propriétés.

4.3 Bobinages répartis

Malgré les progrès effectués grâce au bobinage à pas raccourci, et aux bobinages décalés qui en dérivent, les coefficients de bobinage des harmoniques ne sont jamais rigoureusement nuls. Ce fait est rarement gênant en pratique, mais on peut toutefois se demander, à titre anecdotique pour l'instant, si on ne peut pas mieux faire encore en ajoutant un autre degré de liberté, à savoir des nombres de conducteurs dans chaque encoche choisis de telle sorte que certains de ces coefficients soient nuls. Reprenons pour cela une machine à 48 encoches et 4 pôles. On dispose de 4 encoches par pôle et phase et donc, pour éviter que des conducteurs appartenant aux trois phases ne se trouvent dans une même encoche, le bobinage d'un pôle de chaque phase peut s'étaler au plus sur 8 encoches. Nous nous placerons dans ce cas limite et, compte tenu de la symétrie des enroulements, on dispose de quatre possibilités de choix de nombre de conducteurs. Ce choix se limiterait en réalité à seulement deux nombres possibles si chaque encoche devait contenir le même nombre total de conducteurs, mais on fera ici abstraction de cette contrainte et le schéma de la figure 20 sera donc analysé.

Comme on dispose de 4 paramètres, on peut annuler théoriquement 4 coefficients de bobinage et on choisira donc d'annuler k_{b5} , k_{b7} , k_{b11} et k_{b13} .

Il faut alors satisfaire le système linéaire :

$$\left. \begin{aligned} N_1 \cos(5 \times 7,5^\circ) + N_2 \cos(5 \times 22,5^\circ) + N_3 \cos(5 \times 37,5^\circ) \\ + N_4 \cos(5 \times 52,5^\circ) = 0 \\ N_1 \cos(7 \times 7,5^\circ) + N_2 \cos(7 \times 22,5^\circ) + N_3 \cos(7 \times 37,5^\circ) \\ + N_4 \cos(7 \times 52,5^\circ) = 0 \\ N_1 \cos(11 \times 7,5^\circ) + N_2 \cos(11 \times 22,5^\circ) + N_3 \cos(11 \times 37,5^\circ) \\ + N_4 \cos(11 \times 52,5^\circ) = 0 \\ N_1 \cos(13 \times 7,5^\circ) + N_2 \cos(13 \times 22,5^\circ) + N_3 \cos(13 \times 37,5^\circ) \\ + N_4 \cos(13 \times 52,5^\circ) = 0 \end{aligned} \right\} (18)$$

La solution autre que la solution triviale peut être trouvée en fixant l'une des inconnues, par exemple N_1 , à une valeur arbitraire que nous prendrons égale à 1. Dans ces conditions la résolution numérique du système conduit à :

$$\begin{aligned} N_1 &= 1 \\ N_2 &= 0,767\ 33 \\ N_3 &= 0,482\ 36 \\ N_4 &= 0,164\ 53 \end{aligned}$$

ou, évidemment, toute solution proportionnelle.

On obtient grâce à cette répartition théorique :

$$\begin{aligned} k_{b1} &= 0,904\ 3 \\ k_{b5} = k_{b7} = k_{b11} = k_{b13} &= 0 \end{aligned}$$

mais également :

$$k_{b17} = k_{b19} = 0$$

en raison, comme déjà signalé (§ 4.1), de la périodicité des coefficients k_b .

En définitive, seuls les coefficients des harmoniques multiples de 3 subsistent pour les phases seules, mais comme on a démontré qu'ils étaient éliminés par les couplages triphasés (§ 2.3), on a réalisé le **bobinage triphasé idéal** qui ne portera plus que les harmoniques de denture. Naturellement, cela reste un peu théorique, car il sera impossible en pratique de trouver des nombres entiers de conducteurs satisfaisant d'assez près à la répartition mathématique idéale.

L'arithmétique est toutefois assez favorable pour, par exemple, la répartition :

$$18\ 14\ 9\ 3 \text{ (idéalement } 18,24 ; 13,98 ; 8,79 ; 3)$$

et plus encore pour :

$$73\ 56\ 35\ 12 \text{ (idéalement } 72,96 ; 55,92 ; 35,16 ; 12)$$

Dans le premier cas, on aurait :

$$\begin{aligned} k_{b5} &= 0,008\ 9 \\ k_{b7} &= 0,004\ 4 \\ k_{b11} &= 0,002\ 1 \\ k_{b13} &= 0,002\ 1 \end{aligned}$$

et dans le deuxième :

$$\begin{aligned} k_{b5} &= 0,001\ 2 \\ k_{b7} &= 0,000\ 2 \\ k_{b11} &= 0,000\ 7 \\ k_{b13} &= 0,000\ 7 \end{aligned}$$

ce qui est tout à fait excellent.

Notons, enfin, que, dans le premier cas, les encoches paires et impaires comporteront respectivement 21 et 23 conducteurs et, dans le deuxième cas, 85 et 91 conducteurs.

5. Bobinages non réguliers

Nous avons considéré jusqu'ici des bobinages réguliers, c'est-à-dire dont le motif se répète à l'identique pour tous les pôles et toutes les phases. Ce sont les plus fréquemment utilisés. Cependant, pour des raisons de coût ou des impositions de fabrication (machines à très grande polarité par exemple), il peut être avantageux de recourir à des bobinages non réguliers : c'est le cas des bobinages à trous et des bobinages à nombre fractionnaire d'encoches par pôle et phase.

5.1 Bobinages à trous

Dans le but de raccourcir la longueur moyenne des spires, et donc d'économiser du cuivre, on peut réaliser des bobinages en un seul plan et à pas raccourci moyennant des trous dans les phases.

Ce terme de **trou** signifie, en fait, que les conducteurs d'une phase pour un pôle n'occupent pas des encoches toutes consécutives. Les phases sont alors partiellement imbriquées.

Le schéma de la figure 21 en détaille un exemple dans le cas d'une machine à 36 encoches et 4 pôles.

La phase 1, dessinée en noir, peut en effet être bobinée comme suit :

- encoche 2 à 9 (pas = 7)
- encoche 4 à 11 (pas = 7)
- encoche 12 à 19 (pas = 7)
- encoche 20 à 27 (pas = 7)
- etc.

réalisant ainsi un pas de 7/9 en un plan de bobinage.

On constate que les séquences d'encoches se reproduisent à l'identique tous les 2 pôles, ici par exemple le motif 19 à 36 est identique au motif 1 à 18. Cela limite à 2 le nombre maximal de circuits en parallèle.

Ces bobinages sont toutefois à éviter car ils conduisent à des taux d'harmoniques très importants, du fait de la dissymétrie des séquences de conducteurs pour deux pôles consécutifs.

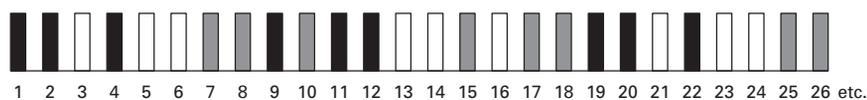


Figure 21 – Bobinage non régulier à trous : exemple de répartition pour une machine à 36 encoches et 4 pôles

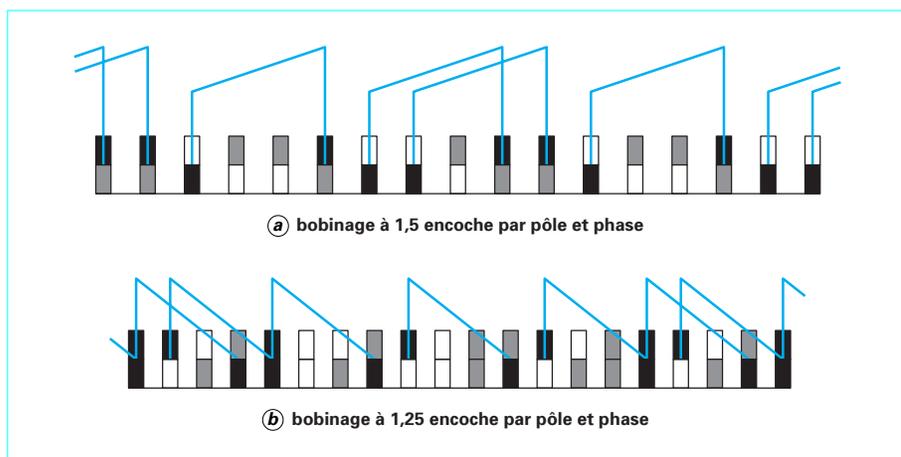


Figure 22 – Bobinage non régulier à nombre fractionnaire d'encoches par pôle et par phase : exemples de répartition pour une machine à 12 pôles

5.2 Bobinages à nombre fractionnaire d'encoches par pôle et phase

Pour les machines à grand nombre de pôles, les nombres entiers considérés jusqu'alors pour les bobinages réguliers conduisent généralement à des nombres d'encoches très élevés qui rendent la machine soit non réalisable, soit trop coûteuse. On doit ainsi faire appel à une autre définition en introduisant des nombres non entiers d'encoches par pôle et phase. Cela a pour conséquence directe que, pour une quelconque des phases, le nombre d'encoches bobinées par pôle est variable et/ou les régions bobinées ne sont pas équidistantes.

La figure 22a est une illustration, à titre d'exemple, pour une machine à 54 encoches et 12 pôles, soit **1,5 encoche par pôle et phase** : la phase 1 est en noir et la phase 1' en gris. Pour une meilleure compréhension, les connexions frontales sont aussi figurées pour la première phase.

Il s'agit d'un bobinage imbriqué à 2 étages avec un pas de 3 (1 à 4) pour un pas diamétral de :

$$\frac{54}{12} = 4,5$$

L'angle électrique entre encoches a pour valeur :

$$\gamma = 6 \times \frac{360}{54} = 40^\circ$$

Les phases sont donc bien décalées de 120° (3 encoches). Le motif se reproduit tous les 2 pôles.

Il sera donc possible de prévoir au plus 6 circuits en parallèle pour ce schéma, alors qu'avec un bobinage régulier on aurait pu aller jusqu'à 12.

Toujours pour une machine à 12 pôles, on peut aussi avoir **1 $\frac{1}{4}$ encoche par pôle et phase**, soit en tout :

$$1,25 \times 3 \times 12 = 45 \text{ encoches}$$

Le schéma est dans ce cas plus complexe, car il devra montrer des alternances de motifs à 1,5 et à 1 encoche bobinée par phase. Il se présente comme sur la figure 22b, la phase 1 étant noircie et la phase 1' grisée. Les têtes de bobines de la phase 1 sont aussi représentées. Le pas de bobinage est de 3 (1 à 4).

Dans cet exemple, le motif ne se retrouve à l'identique que tous les 4 pôles, mais les phases sont toujours décalées de 120° : il y a en effet 5 encoches de décalage pour la phase 1'' ($240 = 5 \times 6 \times 360/45$) et 10 pour la phase 1' qui correspond bien à 120° modulo 360° .

Le nombre maximal de circuits en parallèle sera cette fois limité à 4.

Tous les nombres fractionnaires ne sont pas autorisés : en particulier les nombres tels que la fraction irréductible ait un dénominateur multiple de 3 sont interdits, car les phases ne peuvent alors pas être décalées entre elles d'un angle de 120° . Si le nombre de pôles est multiple de 3^n , le nombre d'encoches devra donc être multiple de 3^{n+1} .

L'onde de FMM des bobinages fractionnaires est relativement distordue, en raison :

- du nombre généralement faible d'encoches par pôle ;
- de la périodicité du motif qui se fait sur plusieurs pôles au lieu d'un seul ;
- de la non équidistance des parties bobinées et de leur disposition différente.

Il en résulte des harmoniques inférieurs de FMM qui tournent donc à une vitesse d'autant plus grande par rapport au fondamental que leur période spatiale est plus grande. Ils créent aussi des harmoniques pairs.

En fait, l'intérêt essentiel de ces bobinages est de minimiser l'influence des harmoniques de denture. En effet, si l'on imagine une dent dans l'axe d'un pôle arbitraire, les pôles adjacents auront au pire, dans le cas d'un nombre demi-entier, une encoche dans l'axe, minimisant ainsi très efficacement les effets de variation de réductance. Les coefficients de bobinage de ces harmoniques deviennent alors beaucoup plus petits que dans le cas des bobinages entiers, pour lesquels on sait qu'ils sont maximaux. Dès lors, il est parfois possible de se passer du vrillage de l'une des deux armatures.

6. Compléments sur les bobinages à double polarité

6.1 Couplage Dahlander

Nous avons déjà évoqué au paragraphe 1.4 la possibilité d'obtenir deux polarités dans un rapport 2 en couplant différemment certains bobinages particuliers. Quelques détails supplémentaires sur ces bobinages font l'objet de ce paragraphe.

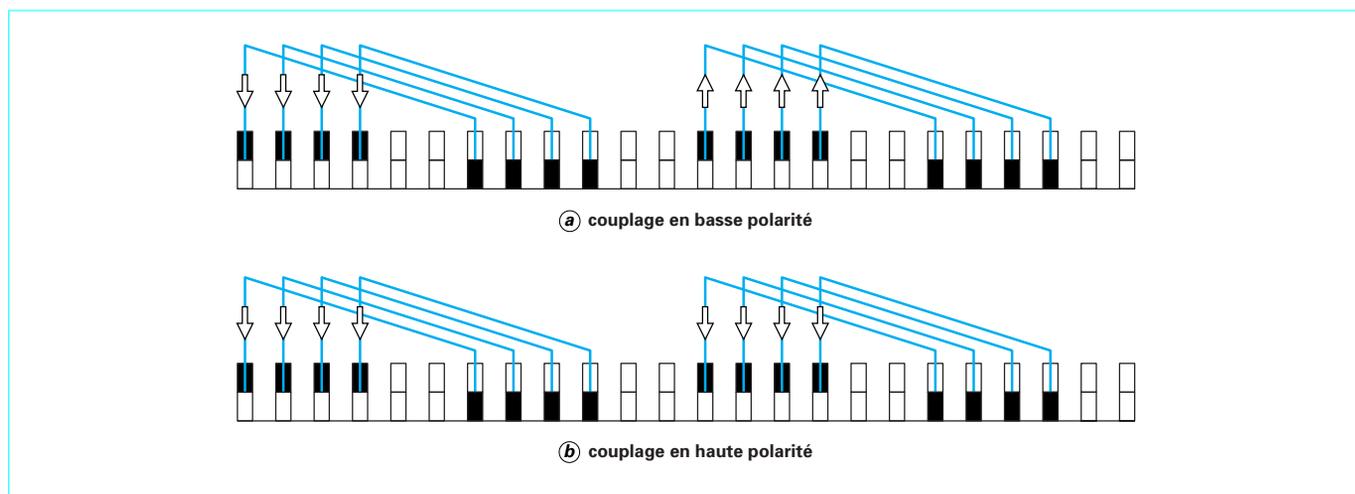


Figure 23 – Couplage Dahlander : exemples de répartition

■ Considérons, par exemple, une machine à 24 encoches, **2 pôles**, bobinée en imbriqué 2 étages avec un pas raccourci de 50 %. Le schéma de bobinage a donc la forme représentée sur la figure **23a**.

On a manifestement un bobinage à 2 pôles, avec 2 circuits par phase. En raison du raccourcissement important du pas d'enroulement, il y a un trou au centre du groupe d'encoches formant une phase.

■ Mais si l'on change le sens de parcours du courant pour l'un des groupes de bobines, matérialisé ici par le sens des flèches, on a de manière évidente un schéma à **4 pôles** (figure **23b**).

On remarque que les bobines occupent 4 encoches par pôle, soit 2/3 du pas polaire, équivalant ainsi à un bobinage à pas 2/3.

■ Nous sommes alors en mesure de calculer les **coefficients de bobinage** pour les deux polarités :

● **2 pôles :**

$$k_{b1} = \frac{[\cos(22,5^\circ) + \cos(37,5^\circ) + \cos(52,5^\circ) + \cos(67,5^\circ)]}{4} \approx 0,677\ 17$$

$$k_{b5} = \frac{[\cos(112,5^\circ) + \cos(187,5^\circ) + \cos(262,5^\circ) + \cos(337,5^\circ)]}{4} \approx 0,145\ 19$$

$$k_{b7} = \frac{[\cos(157,5^\circ) + \cos(262,5^\circ) + \cos(367,5^\circ) + \cos(472,5^\circ)]}{4} \approx 0,111\ 41$$

● **4 pôles :**

$$k_{b1} = \frac{[\cos(15^\circ) + \cos(45^\circ)]}{2} \approx 0,836\ 52$$

$$k_{b5} = \frac{[\cos(75^\circ) + \cos(225^\circ)]}{2} \approx 0,224\ 14$$

$$k_{b7} = \frac{[\cos(105^\circ) + \cos(315^\circ)]}{4} \approx 0,224\ 14$$

Même en faisant abstraction des harmoniques 5 et 7, le résultat n'est pas brillant, surtout pour le fondamental du schéma à 2 pôles qui est particulièrement faible. Il n'est donc pas toujours facile au calculateur de trouver un compromis acceptable pour régler les niveaux de saturation, bien que l'on puisse s'aider pour cela des possibilités de **couplage** triphasé pour avoir plus de latitude. Par exemple, on peut adopter les combinaisons :

— triangle série en petite polarité et étoile parallèle en grande polarité ;

— étoile parallèle en petite polarité et triangle série en grande polarité ;

— étoile parallèle en petite polarité et étoile série en grande polarité.

Ces combinaisons de couplages triphasés permettent de régler le niveau de saturation de la machine pour chacune des polarités, suivant les performances souhaitées préférentiellement dans l'une ou l'autre des deux vitesses.

6.2 Autres possibilités de polarités multiples

Il est évidemment possible de prévoir, dans un nombre d'encoches donné, deux bobinages triphasés totalement indépendants à **deux polarités différentes**.

Exemple : dans une machine à 36 encoches, il est tout à fait acceptable de placer un bobinage à 4 pôles à 3 encoches par pôle et phase, superposé à un bobinage à 6 pôles à 2 encoches par pôle et phase.

Cette opération est cependant coûteuse, car elle impose une double opération de bobinage, mais aussi l'adjonction d'isolation entre les deux bobinages, qui pénalise la surface disponible dans les encoches.

Mais surtout, on n'utilise, pour chaque polarité, qu'une partie du cuivre bobiné, l'autre bobinage étant inutilisé. Ainsi, si l'on se sert d'une tôlerie standard, la puissance disponible pour chaque polarité doit être fortement réduite, entre 50 et 70 % pour donner un ordre de grandeur. Il faut par ailleurs prendre garde à la définition de chacun des bobinages, de manière à s'assurer qu'aucun courant de circulation ne peut être induit dans l'un des bobinages lorsque l'autre est alimenté, ce qui limite les possibilités de nombre de circuits en parallèle, ou de couplage.

■ On peut cependant, afin de pallier certains des inconvénients que l'on vient de citer, concevoir des machines à polarités multiples en **connectant différemment les groupes de bobines** ou même les bobines individuelles.

Ainsi, dans certaines conditions, une machine 36 encoches à 1 seul bobinage peut fonctionner en 2 polarités : 4 et 6 pôles par exemple. La technique de recombinaison est explicitée sur la figure **24** :

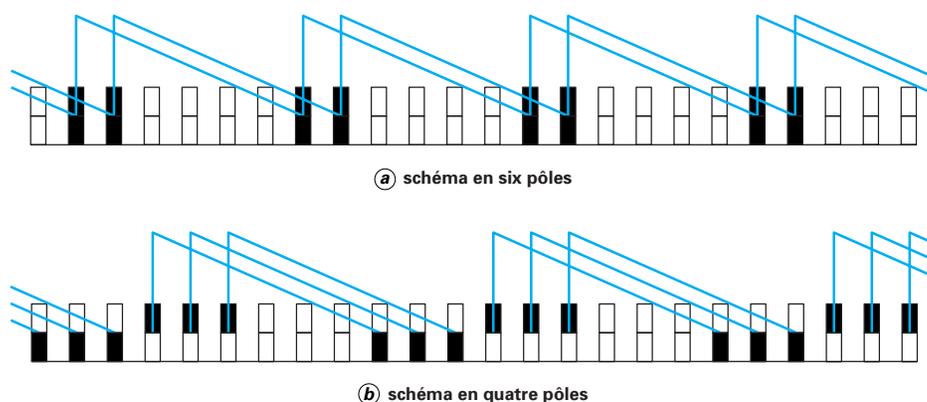


Figure 24 – Couplage à polarités multiples : exemples de répartition d’une machine à 36 encoches et un seul bobinage

— schéma en **6 pôles** (figure 24a) : on peut voir qu’il s’agit d’un imbriqué 2 étages plein pas pour cette polarité.

— schéma en **4 pôles** (figure 24b) : le bobinage est alors à pas 2/3 pour la polarité 4.

Pour passer de l’un à l’autre, il suffit de réaffecter certaines bobines à d’autres phases. Cela peut toutefois demander un nombre relativement important de contacteurs afin de pouvoir réaliser toutes les permutations nécessaires.

■ Il existe enfin d’autres procédés, appelés **PAM** (*pole amplitude modulation*) ou **DPM** (*double phase modulation*) qui conduisent aux mêmes possibilités de polarités avec moins de contacteurs, mais qui perdent l’aspect symétrique et régulier du procédé ci-dessus.

Nous ne les aborderons pas ici en détail, mais signalerons seulement que, comme dans le cas du couplage Dahlander, ces techniques consistent à inverser le sens de circulation du courant dans un certain nombre de bobines et, éventuellement, dans le cas de la double modulation, de laisser sans alimentation quelques bobines pour l’une des deux polarités.

Exemple : considérons une machine à **8 pôles**. La succession normale des pôles est schématisée sur la figure 25a.

Supposons que, pour les quatre derniers pôles, l’on retourne le sens de parcours du courant dans les bobines correspondantes (figure 25b). On obtient manifestement un champ à **6 pôles**, dont tous les pôles n’ont pas la même amplitude, d’où le nom du procédé.

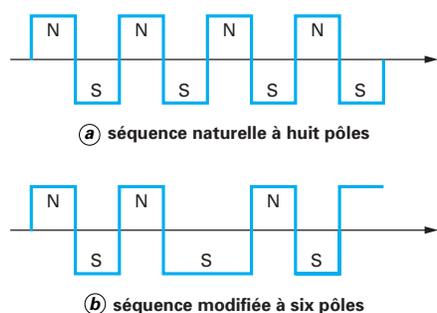


Figure 25 – Couplage à double modulation : exemples de répartition

On peut obtenir de la sorte des bobinages correspondant à des taux d’harmoniques acceptables, et mettant en œuvre peu de contacteurs. Ils permettent d’obtenir des puissances par polarité supérieures à celles autorisées par des bobinages indépendants, mais inférieures à celles atteintes au travers des techniques de recombinaison.

7. Atténuation des harmoniques de denture

7.1 Généralités

Jusqu’alors nous n’avons guère abordé le problème des harmoniques de denture qu’au cours du paragraphe 1.2 ou à l’occasion de la présentation des bobinages à nombre fractionnaire d’encoches par pôle et phase (§ 5.2).

■ On sait cependant qu’il n’est pas possible de les laisser se développer, car ils conduiraient en général à de graves **inconvenients**, tels que par exemple :

- pulsations de couple dues à l’effet de réluctance variable ;
- bruit magnétique ;
- pertes supplémentaires ;
- distorsion harmonique, de la tension pour un alternateur et du courant pour un moteur.

Sous la dénomination d’harmoniques de denture se cachent en réalité deux **phénomènes** :

- le premier est seulement dû à la présence des encoches, sous l’aspect perturbation locale du champ magnétique qu’elles introduisent ;
- le deuxième est lié à la forme en escalier de la courbe de FMM.

Contre ce dernier, on ne peut rien faire à l’échelle locale et on se contentera d’agir globalement par le vrillage d’une armature, comme nous l’avons indiqué au paragraphe 1.2.

■ On a, en revanche, quelques **actions locales** pour **minimiser les perturbations locales du flux**. Il est à peu près évident que plus les ouvertures d’encoches seront de faible largeur, moins la perturbation sera sensible.

● On a donc intrinsèquement intérêt à prévoir des **ouvertures aussi réduites que possible**, au moins pour cet aspect des choses. Malheureusement, cela n'est pas toujours possible.

— Dans les **machines à moyenne ou à haute tension**, les bobines sont préparées séparément et introduites dans les encoches ultérieurement ; l'ouverture doit alors avoir la même largeur que l'encoche, celle-ci étant donc de forme rectangulaire. Dans ce cas, la seule solution d'amélioration consiste à prévoir des cales de fermeture d'encoche réalisées dans un matériau « semi-magnétique », qui est en fait un aggloméré de poudre de fer, de tissu de verre et de résine. Ce matériau, relativement onéreux et de manipulation peu aisée, présente l'inconvénient de se saturer pour des valeurs très basses de l'induction (de l'ordre de 0,3 à 0,4 T), ce qui en limite l'efficacité.

— Pour les **machines à basse tension**, des ouvertures d'encoches de faible largeur se traduisent par une augmentation très sensible de la réactance de fuite, comme on le verra dans le paragraphe 8.2, préjudiciable au facteur de puissance des moteurs ainsi qu'à leurs caractéristiques de démarrage ou, aussi, aux performances dynamiques des alternateurs.

Il y a donc lieu, une fois encore, de rechercher le meilleur compromis technique ou technico-économique.

● Un autre moyen consiste, d'ailleurs souvent conjointement au précédent, à prévoir un **entrefer plus important** car, vues d'une des armatures, les ouvertures d'encoches de l'autre armature se feront d'autant moins sentir que l'entrefer sera plus important.

Là encore, un compromis doit être recherché car le dimensionnement de l'entrefer intervient de manière cruciale pour un grand nombre de caractéristiques majeures de la machine.

■ Ainsi, les moyens d'action locale se montrant limités, voire peu efficaces, l'action globale au niveau du **vrrillage** reste une nécessité dans la plupart des cas.

7.2 Détermination du vrrillage optimal

Tout comme on ne peut supprimer qu'un harmonique de l'onde de FMM en jouant sur la réduction du pas d'enroulement, on ne peut supprimer qu'un seul harmonique de denture par un vrrillage avec un pas d'hélice donné. On pourra cependant minimiser un couple d'harmoniques car, pour un ordre donné, deux harmoniques consécutifs ne diffèrent que de 2 unités. En effet, les rangs de ces harmoniques sont donnés par :

$$k_d = j \frac{N_{ES}}{p} \pm 1 \quad \text{avec } j \text{ entier} \quad (19)$$

soit par exemple les rangs 23, 25, 47, 49, etc. pour une machine à 48 encoches et 4 pôles.

Les harmoniques d'ordre 1, c'est-à-dire ici ceux de rang 23 et 25, sont toujours ceux dont l'amplitude est la plus élevée. Le vrrillage sera donc déterminé préférentiellement pour ce couple.

En l'absence d'information sur les amplitudes respectives de ces deux harmoniques, on devra donc vrriller l'armature de $1/24^\circ$, soit un pas d'encoche puisqu'il s'agit naturellement d'angles électriques. Si, en revanche, les amplitudes sont connues, ce qui peut être obtenu par exemple dans le cas des alternateurs à vide, on pourra décider selon les cas de vrriller plutôt de $1/23^\circ$ ou de $1/25^\circ$ dans le but de minimiser le taux global de distorsion.

Par ailleurs, le vrrillage aura pour effet additionnel de réduire tous les harmoniques, y compris le fondamental, mais bien sûr d'autant moins que son rang sera plus éloigné. Nous allons maintenant chiffrer exactement cette influence.

■ Reprenons pour cela la forme générale de l'**induction** dans l'entrefer d'une machine à $2p$ pôles (cf. § 2.3 pour une machine bipolaire) :

$$B(\theta) = B_1 \cos(p\theta) + B_3 \cos(3p\theta) + \dots + B_{2n+1} \cos[(2n+1)p\theta] + \dots \quad (20)$$

Fixons l'origine des angles dans la section de la machine située au milieu du paquet de fer. Si le vrrillage total du fer correspond à un angle au centre géométrique α , la courbe d'induction dans une section quelconque de la machine est donnée par l'expression :

$$B(x, \theta) = B_1 \cos \left[p \left(\theta + \frac{\alpha x}{L} \right) \right] + B_3 \cos \left[3p \left(\theta + \frac{\alpha x}{L} \right) \right] + \dots + B_{2n+1} \cos \left[(2n+1)p \left(\theta + \frac{\alpha x}{L} \right) \right] + \dots \quad (21)$$

dans laquelle x repère la position de la section par rapport au centre et L est la longueur de fer.

Ainsi, x peut varier de $-L/2$ à $L/2$. On en déduit que le terme générique de la série :

$$b_{2n+1} = B_{2n+1} \cos \left[(2n+1)p \left(\theta + \frac{\alpha x}{L} \right) \right]$$

a pour moyenne :

$$\langle b_{2n+1} \rangle = \frac{1}{L} \int_{-x/2}^{x/2} b_{2n+1} dx \quad (22)$$

soit, après intégration :

$$\langle b_{2n+1} \rangle = \frac{1}{(2n+1)p} \left\{ \sin \left[(2n+1)p \left(\theta + \frac{\alpha}{2} \right) \right] - \sin \left[(2n+1)p \left(\theta - \frac{\alpha}{2} \right) \right] \right\}$$

En transformant cette expression grâce à l'identité :

$$\sin a - \sin b = 2 \sin \left[\frac{(a-b)}{2} \right] \cos \left[\frac{(a+b)}{2} \right]$$

on obtient finalement :

$$\langle b_{2n+1} \rangle = b_{2n+1} \frac{\sin \left[(2n+1) \frac{p\alpha}{2} \right]}{(2n+1) \frac{p\alpha}{2}} \quad (23)$$

■ Le terme à droite de b_{2n+1} dans l'expression (23) est le **coefficient de vrrillage**, appelé plus souvent **coefficient d'inclinaison**, et désigné par k_{inc} .

L'angle au centre α est communément compté en unités de pas dentaires, ou pas d'encoches. Or ce pas est donné par :

$$\tau = \frac{2\pi}{N_{ES}}$$

et on pose :

$$\alpha = \lambda \tau$$

alors :

$$k_{inc} = \frac{\sin \left[(2n+1) \frac{p\lambda\pi}{N_{ES}} \right]}{(2n+1) \frac{p\lambda\pi}{N_{ES}}} \quad (24)$$

On en déduit immédiatement que k_{inc} sera nul chaque fois que :

$$(2n+1) \frac{p\lambda\pi}{N_{ES}} = \pi \quad (\text{modulo } 2\pi)$$

■ L'harmonique de rang $2n+1$ sera donc éliminé pour :

$$\lambda = \frac{N_{ES}}{(2n+1)p}$$

Ainsi, pour éliminer l'harmonique 23 d'une machine à 48 encoches et 4 pôles, il faut vriller l'armature de :

$$\lambda = \frac{48}{(23 \times 2)} \approx 1,043 \text{ pas dentaire}$$

et pour l'harmonique 25 de :

$$\lambda = \frac{48}{(25 \times 2)} \approx 0,960 \text{ pas dentaire}$$

Lorsque l'on choisit, comme il est naturel de le faire, une inclinaison de 1 pas dentaire, les harmoniques 23 et 25 seront donc atténués respectivement d'un facteur 0,043 4 et 0,039 9, la plupart du temps suffisant.

Si l'on examine maintenant le cas des autres harmoniques, y compris le fondamental, on calcule que :

B_1 est multiplié par 0,997 1

B_3 est multiplié par 0,974 5

B_5 est multiplié par 0,930 1

B_7 est multiplié par 0,865 8

B_9 est multiplié par 0,784 2

B_{11} est multiplié par 0,688 6

B_{13} est multiplié par 0,582 6

B_{15} est multiplié par 0,470 5

B_{17} est multiplié par 0,356 5

B_{19} est multiplié par 0,244 8

B_{21} est multiplié par 0,139 2

Ces atténuations ne sont donc pas du tout négligeables, même pour les harmoniques de bas rang. Les harmoniques d'ordre supérieur seront encore plus atténués, cela en raison bien sûr de l'allure de la courbe représentative de la fonction $\sin x/x$.

Plus le nombre d'encoches est faible, plus les atténuations des harmoniques autres que de denture sont fortes. Par exemple, une machine à 4 pôles et à 36 encoches verra son harmonique 5 multiplié par 0,877 8 et une machine à 24 encoches par 0,737 9. Cette dernière aura d'ailleurs son terme fondamental réduit par un facteur 0,988 6 que l'on ne peut pas se permettre de négliger.

7.3 Influence de l'inclinaison sur le dimensionnement des machines

■ Cette influence ne se manifesterait pas nécessairement dans les mêmes termes selon le type de machine envisagé.

● Dans le cas d'un alternateur, ou plus généralement d'une machine excitée, que ce soit par des inducteurs bobinés ou des aimants, le vrillage joue directement sur la relation flux/tension puisque le flux capté par le bobinage de l'une des armatures pour le transformer en tension est directement fonction des coefficients d'inclinaison, comme le calcul effectué au paragraphe 7.2 pour les déterminer le montre. Les coefficients d'inclinaison de chaque harmonique interviendront donc au même titre que les coefficients de bobinage et, par conséquent, le coefficient de bobinage effectif sera le produit, pour chaque harmonique, du coefficient de bobinage classique et du coefficient d'inclinaison.

● À l'inverse, pour les machines non excitées, telles les machines asynchrones, l'inclinaison n'intervient que lorsqu'il y a interaction stator/rotor. En particulier, l'inclinaison n'a pas d'influence notable sur le courant à vide. Dans ce cas, le vrillage interviendra sous la forme d'une réactance de fuite.

■ Outre les conséquences purement électriques dont nous venons de faire état, le vrillage a également des conséquences sur le comportement mécanique de la machine.

● En premier lieu, les dentures des deux armatures n'interfèrent plus en bloc, comme en l'absence de vrillage, mais de manière plus progressive et plus localisée. Cela a la plupart du temps des effets bénéfiques, mais il peut arriver que cette sollicitation différente excite des modes de résonance, en particulier de torsion, dans le cas de dents hautes et élancées. Dans cette éventualité, il pourra être nécessaire de changer la valeur du vrillage, voire d'effectuer un double vrillage en arêtes de poisson.

● Enfin, le vrillage crée, lorsque la machine est en charge, un effort axial qui peut être parfois préjudiciable, tout particulièrement lors de régimes transitoires, où le courant est susceptible de prendre des valeurs très élevées.

À titre d'ordre de grandeur, effectuons le calcul pour une machine dont les grandeurs magnétiques caractéristiques sont :

- induction dans l'entrefer : 0,9 T ;
- charge linéique d'induit : 60 000 A/m de périphérie ;
- diamètre d'induit : 500 mm ;
- longueur de fer : 300 mm ;
- 48 encoches ;
- inclinaison : 1 pas dentaire.

Si la machine était non vrillée, la force de Laplace agissant sur l'induit aurait pour valeur :

$$F = 0,9 (60\,000 \times \pi \times 0,5) 0,3 = 25\,447 \text{ N}$$

soit un couple :

$$C = (25\,447 \times 0,5) / 2 = 6\,362 \text{ N} \cdot \text{m}$$

Cette force de Laplace est purement tangentielle ; elle ne concourt qu'à créer un couple.

Si la machine est maintenant vrillée, la force de Laplace a une composante axiale, puisque le courant ne suit plus une trajectoire parallèle à l'axe. Par rapport à cet axe, les courants sont inclinés d'un angle approximatif β tel que :

$$L \tan \beta = \frac{\pi D}{N_{ES}}$$

où D est le diamètre du rotor, et donc ici :

$$\beta \approx 0,109 \text{ rad}$$

La force axiale générée par l'inclinaison vaut donc environ :

$$F_{AX} = 25\,447 \tan \beta = 2\,780 \text{ N}$$

Si, lors d'un régime transitoire, le courant est 6 fois plus grand que le courant nominal, ce qui peut être facilement le cas, la force axiale sera également 6 fois plus grande pour atteindre une valeur proche de :

$$F_{AX} = 17\,000 \text{ N}$$

qui est, cette fois, tout à fait considérable.

Il est donc important, tout au moins pour les machines de moyenne et grande puissances, ou pour des machines exagérément vrillées, situation vers laquelle on est parfois conduit par des impératifs liés à l'industrialisation, d'y prendre garde lors du dimensionnement des paliers.

8. Réalisation pratique des bobinages

Après avoir examiné en détail les propriétés des bobinages liées à leur constitution, il est indispensable de se poser le problème de leur réalisation industrielle. Le présent paragraphe sera consacré à cette question.

8.1 Isolation du bobinage

Les machines à basse tension sont habituellement bobinées en utilisant du fil cylindrique émaillé non rangé (bobinage en vrac, appelé dans les pays anglo-saxons *random winding* ou *mush winding*). Chaque conducteur, servant à constituer les spires, est le plus souvent formé de plusieurs fils, ou brins, en parallèle. De manière à optimiser le remplissage des encoches, ces fils peuvent d'ailleurs être de diamètres différents.

Les conducteurs ainsi réalisés ne sont pas isolés entre eux. Comme on ne peut pas se fier suffisamment à l'isolation apportée par l'émail, qui peut avoir été altérée par les opérations d'enroulement des spires et d'insertion des bobines dans les encoches, ou présenter intrinsèquement des faiblesses localisées, on doit isoler les bobines par rapport à la masse, c'est-à-dire l'empilage de tôles magnétiques, de même que l'on doit isoler entre elles les bobines appartenant à des phases différentes. En revanche, les tensions entre spires d'une même phase restent faibles, tout au moins dans le cas d'alimentations sinusoïdales, il n'est pas utile d'isoler les spires entre elles, ni d'ailleurs les bobines d'une même phase entre elles.

■ Isolation des bobines par rapport à la masse

Elle est réalisée en plaçant dans les encoches, avant toute opération d'insertion du bobinage, une feuille de matériau isolant en forme de U qui épouse tout le périmètre utile de l'encoche, c'est-à-dire hors l'ouverture.

Ce **matériau isolant** est bien sûr sélectionné en fonction de ses **qualités** :

- **diélectriques**, qui sont rarement limitatives en basse tension ;
- **mécaniques**, car il doit résister au pliage, à l'abrasion, et aux agressions liées à l'empilage des tôles magnétiques, lesquelles peuvent être tranchantes si des bavures subsistent, ou si l'empilage n'est pas parfaitement aligné, ce qui est inévitable ;
- surtout, **thermiques**, conformément à la classe thermique d'utilisation de la machine ; la durée de vie des isolants est en effet très fortement affectée par des températures dépassant leur limite, matérialisée par leur classe d'isolation ; à titre d'ordre de grandeur, la durée de vie est divisée par 2 chaque fois que la température augmente d'environ 10 °C.

Naturellement, ce matériau devra être également compatible avec les résines qui interviendront lors du processus ultérieur d'imprégnation, ainsi qu'avec l'émail des fils.

La mise en place de ce U d'isolation à la masse peut très facilement être mécanisée, les machines construites à cet effet réalisant d'ailleurs automatiquement un pliage aux deux extrémités hors du fer de manière à interdire efficacement tout glissement ultérieur pendant la suite des opérations de bobinage.

■ Isolation entre phases

Elle est, en revanche, plus difficile à réaliser. Deux cas de figure, assez différents, se présentent en pratique, selon que le bobinage est réalisé en pas diamétral ou avec un pas raccourci.

- Si le **pas** est **diamétral** (figure 26a), on sait que chaque encoche ne contient que des conducteurs appartenant à une même phase. Dans ces conditions, l'isolation entre phases n'a lieu d'être que dans la région des têtes de bobines, entre bobines, ou entre bobines et connexions de liaison ou d'entrée/sortie, qu'il ne faut pas oublier. Les isolations entre bobines seront réalisées par l'interposition d'isolant en feuille, semblable à celui qui a servi à isoler les encoches. La forme de ces feuilles devra être optimisée pour assurer une séparation totale, qui de plus ne sera pas affectée par les opérations ultérieures de formage et de ficelage des têtes de bobines. Elles devront cependant être limitées au juste nécessaire, pour ne pas pénaliser le refroidissement de ces parties, lequel est parfois assez critique. Quant à l'isolation des connexions, celle-ci sera commodément réalisée grâce à des gaines isolantes.

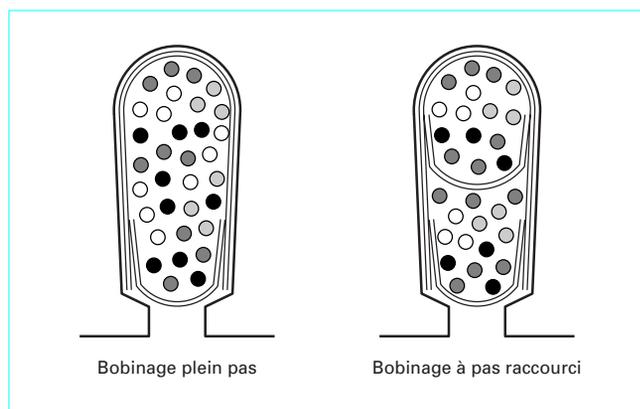


Figure 26 – Schématisation du remplissage d'encoches

- Dans le cas de bobinages à **pas raccourci** (figure 26b), la situation est beaucoup plus délicate car on sait que cette fois un certain nombre d'encoches, voire toutes les encoches si le pas est inférieur ou égal à 2/3, contiennent des conducteurs appartenant à des phases différentes. Il est alors évidemment indispensable d'isoler, dans les encoches elles-mêmes, ces bobines. Cela est en général réalisé par l'interposition, entre les deux plans de bobinage, d'une feuille d'isolant en forme de U, de dimension bien sûr réduite par rapport au U d'encoche, et renversé par rapport à ce dernier. Ses dimensions et sa forme devront être étudiées de manière à garantir que, une fois le bobinage complet réalisé, aucun fil d'un des plans de bobinage ne pourra le franchir pour aller se mélanger à l'autre plan.

L'ajout, indispensable, de cette isolation supplémentaire diminue la place disponible dans l'encoche pour les conducteurs et pénalise donc le taux de remplissage. Mais de plus, et cela est beaucoup plus préjudiciable sur le plan industriel, il interdit l'insertion mécanisée de certains types de bobinages, en particulier les bobinages imbriqués. Il est en effet impossible d'effectuer la mise en place de cette isolation entre plans après l'insertion complète du bobinage. Des artifices devront donc être utilisés pour réaliser l'insertion mécanique de bobinages à pas raccourci. Nous verrons cependant dans le paragraphe 8.2 qu'ils conduisent à des inconvénients électrotechniques qui en limiteront l'emploi.

■ Fermeture d'encoche ou calage d'encoche

C'est la dernière composante de l'isolation des bobinages.

- Son but est d'interdire que les conducteurs ne quittent les encoches, soit pendant le processus, soit aussi lors du fonctionnement de la machine sous l'effet des forces centrifuges s'il s'agit d'un bobinage tournant ou de forces d'origine électromagnétique, en particulier lors de régimes accidentels.

Son rôle est aussi, et on peut presque dire surtout, d'éviter que des fils situés près de l'ouverture ne puissent se glisser entre le U d'isolation d'encoches, qui se termine à proximité, et l'empilage magnétique.

Pour les **machines à basse tension**, les cales sont également en forme de U, parfois complétées par une languette isolante plus rigide pour parfaire le maintien, surtout dans le cas où l'ouverture d'encoche est d'une largeur peu inférieure à celle de l'encoche elle-même.

Si le remplissage des encoches n'est pas exagéré, la mise en place de ces cales de fermeture est relativement aisée, car les U, correctement préformés, sont bien guidés par l'isolation à la masse d'une part et les conducteurs d'autre part. Leur pose est par ailleurs automatique dans le cas de bobinages insérés mécaniquement, où ils montent dans les encoches en même temps que les dernières bobines introduites.

La **configuration typique** en coupe d'une encoche bobinée est schématisée sur la figure 26. Il y a :

- 11 conducteurs de 3 fils dans le premier cas ;
- $2 \times 5 = 10$ conducteurs de 3 fils dans le deuxième.

Les **taux de remplissage** obtenus avec les bobinages en vrac restent faibles, surtout en raison de la difficulté de ranger correctement les fils dans la surface disponible ; on ne peut, en effet, pas éviter des croisements aléatoires de fils lors de leur insertion de sorte qu'une partie non négligeable de l'espace utile est perdue.

Compte tenu des procédés d'insertion généralement employés, le **pourcentage de cuivre** dans l'encoche, ramené à la surface utile nette, c'est-à-dire après décompte des isolations à la masse, le cas échéant entre faisceaux, et de la cale de fermeture, atteint difficilement 50 %, ce qui est somme toute faible ; le volume d'émail d'isolation propre des fils n'est toutefois pas retiré de la surface utile, ce qui est logique. Or ce volume n'est pas sans influencer le taux de cuivre utile, comme le montre l'exemple ci-dessous.

Exemple : considérons le cas suivant :

- surface nette d'encoche : 100 mm^2
- nombre de conducteurs : 10

Le **taux de remplissage** le plus pertinent à prendre en compte pour le processus de bobinage n'est pas le taux de cuivre, qui intéresse le calculateur, mais un taux prenant en compte le diamètre du fil émaillé. Traditionnellement, on calcule ce taux de remplissage comme le rapport de la surface fictive occupée par des fils carrés, dont le côté est égal au diamètre du fil émaillé, ramené à la surface nette calculée comme précédemment. Ces taux ont pour valeur typique 75 à 80 %.

Visons un taux de 77 %. Si le diamètre des fils utilisés est compris, au sens large, entre 0,8 et 0,9 mm, la meilleure combinaison possible conduit, par conducteur, à :

2 fils de diamètre 0,85 mm + 6 fils de 0,9 mm

soit :

49,5 % de cuivre et 76,4 % de remplissage

Si l'on admet des fils de diamètre compris entre 1 et 1,12 mm, on trouve alors :

3 fils de 1 mm + 3 fils de 1,06 mm

soit :

50 % de cuivre et 75,9 % de remplissage

Enfin, pour des fils de diamètre compris entre 1,25 et 1,4 mm, on a :

3 fils de 1,25 mm + 1 fil de 1,32 mm

soit :

50,5 % de cuivre et 75 % de remplissage

On voit que les gros diamètres de fil permettent d'augmenter le taux de cuivre, tout en diminuant le taux de remplissage effectif. Cependant, les fils de gros diamètre sont plus difficiles à enrouler et à insérer, en raison de leur raideur croissante. Il faudra donc trouver le meilleur compromis industriel.

D'autres considérations influencent en outre le choix de diamètres de fils (effet de la fréquence par exemple).

8.2 Insertion du bobinage dans la machine

L'insertion du bobinage dans le circuit magnétique est précédée par la préparation des bobines. Celles-ci sont enroulées sur des formes, grâce à une machine spécifique. Dans de rares cas, l'enroulement est réalisé par la machine d'insertion elle-même, mais le processus est en général plus lent. En revanche, lorsque l'enroulement est effectué séparément, les bobines doivent être transférées, souvent manuellement, sur l'outillage d'insertion. Cette opération doit s'effectuer en plusieurs fois.

■ **L'opération d'insertion** consiste à faire pénétrer, en une seule ou en plusieurs fois, les bobines dans les encoches. L'outillage, grâce à des formes soigneusement étudiées, force les bobines à pénétrer progressivement dans les encoches à travers leur ouverture, tout en tirant l'ensemble des enroulements par leurs têtes de bobines, du côté opposé aux connexions. Lors de cette opération, ces têtes de bobines sont soumises à certaines contraintes, puisqu'elles supportent tout l'effort de traction. De même, les parties droites des bobines glissent en frottant sur le fond d'encoches. Il est évidemment impératif d'éviter toute rayure de l'émail lors de ce processus, sous peine de créer des points de moindre résistance diélectrique.

● Le bobinage complet peut être inséré en une fois s'il s'agit d'un **pas diamétral**. Pour des raisons de commodité, il est toutefois possible, et courant, d'insérer de tels bobinages en plusieurs fois.

● La situation est plus délicate lorsque l'on doit insérer des bobinages à **pas raccourci**, en raison, comme déjà souligné (§ 8.1), de l'isolation entre faisceaux, ou entre plans de bobinage, ce qui revient au même. Celle-ci ne pouvant pas être introduite *a posteriori*, on ne peut qu'insérer en deux fois, en introduisant en premier lieu un premier plan complet, qui ressemblera à un bobinage tel que décrit précédemment, muni de son isolation entre faisceaux. Après une opération de compactage de ce premier plan, qui n'occupe que la moitié de toutes les encoches, on introduit enfin le deuxième plan, identique au précédent, mais décalé par rapport à lui du nombre d'encoches nécessaire pour réaliser le pas de bobinage souhaité.

■ Cela va être éclairé par les schémas et les explications qui suivent. Considérons, pour simplifier les figures, une machine à 4 pôles et 2 encoches par pôle et par phase, bobinée avec un pas 2/3. Il y a ainsi 24 encoches et un pas de bobinage de $\frac{2}{3} \times 6 = 4$ (pas de 1 à 5).

● Le bobinage qui convient idéalement est du type **imbriqué à 2 étages**, comme on l'a vu lors des paragraphes précédents. Les schémas de la figure 27 montrent la disposition des phases dans les encoches, ainsi que la disposition des têtes de bobines. La phase 1 est en noir, 1' en blanc et 1'' en gris.

Il est très clair qu'aussi bien la répartition des phases dans les encoches que celle des têtes de bobines présente une parfaite symétrie. Tous les circuits, de toutes les phases et de tous les pôles, sont par construction naturellement équilibrés.

Malheureusement, les bobinages imbriqués ne peuvent pas être aisément et en toute sécurité insérés, en raison, comme leur nom l'indique, de l'imbrication des bobines. Lorsque l'on veut en effet bobiner à la main un tel bobinage, la première bobine que l'on pose a un de ses côtés qui va se placer en fond d'encoche, qui est sa place définitive, alors que l'autre côté, qui devra se situer dans l'autre plan, n'a pas bien sûr encore de bobine en place au fond. Il devra donc rester en attente ou, plus commodément, être mis en place provisoirement au-dessus d'un gabarit prenant la place libre. Ce sera le cas, comme le montre la figure de notre exemple (figure 27a), des 4 premières bobines, correspondant au pas de bobinage de 4. Pour mettre enfin en place les 4 dernières bobines, on devra ressortir les 4 demi-bobines introduites en premier et les gabarits de calage ; d'où l'expression souvent utilisée de « **relever le pas** » pour terminer un bobinage imbriqué.

● Pour pouvoir insérer mécaniquement un bobinage à **pas raccourci**, il est obligatoire de modifier la disposition des bobines dans les encoches, de manière à se libérer de cette contrainte.

La disposition utilisée pour cela est représentée sur la (figure 28a).

Les têtes de bobines ont dans ce cas une géométrie différente, car il est avantageux d'avoir des bobines concentriques. La figure 28b montre leur disposition.

Très clairement, aussi bien la disposition des conducteurs dans les encoches que celle des têtes de bobines ont perdu leur belle symétrie.

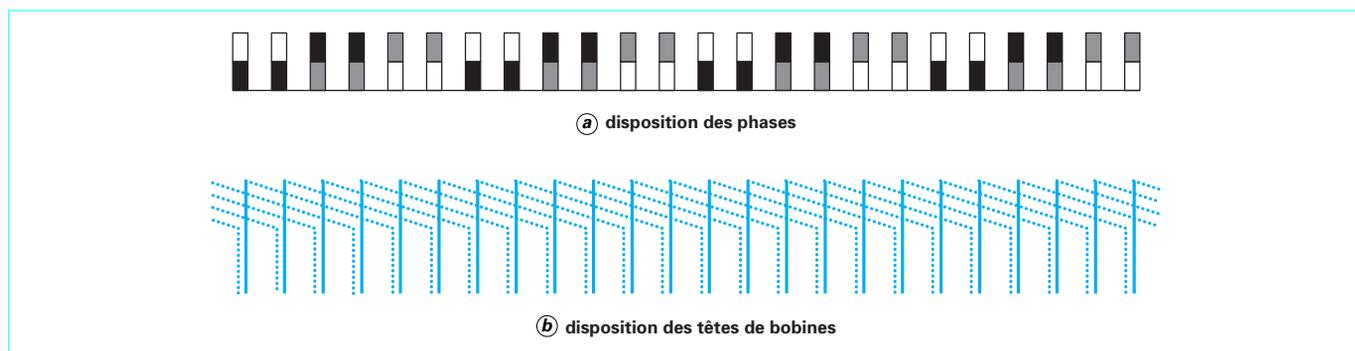


Figure 27 – Répartition idéale des conducteurs

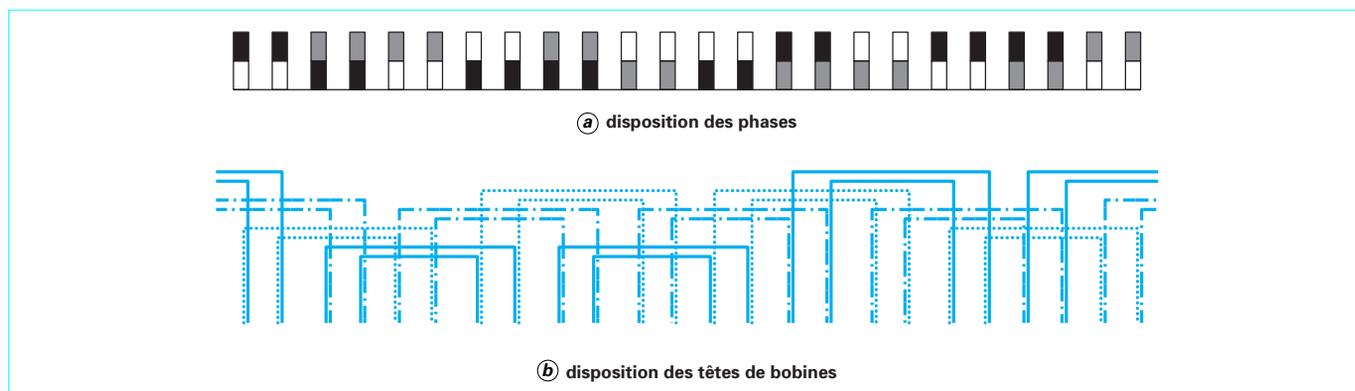


Figure 28 – Bobinage à pas raccourci : disposition

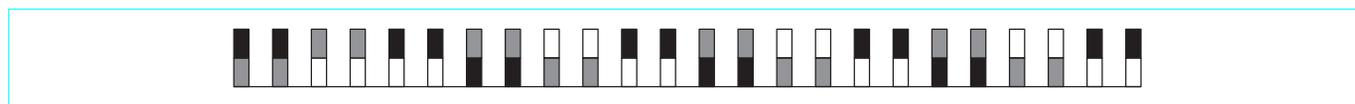


Figure 29 – Bobinage hybride : disposition

En effet, on compte désormais par phase 2 groupes de bobines logés en fond d'encoches et 2 groupes du côté de l'ouverture. Cela signifie que seulement 2 voies en parallèle peuvent être naturellement équilibrées, et encore en prenant la précaution de grouper en série, dans chacune des 2 branches, les bobines occupant deux plans différents.

Il est à noter que cette disposition est impossible à réaliser pour les machines à 2 pôles, comme on pourrait le vérifier aisément en ne considérant que la moitié du schéma développé sur la figure 28a. Elle ne l'est pas non plus en 6 pôles, et plus généralement pour les machines à $2p$ pôles lorsque p est impair.

Lorsqu'elle est réalisable (donc pour p pair), on peut toujours réaliser $2p$ circuits en parallèle à condition d'accepter un déséquilibre entre voies qui peut être important. Pour les machines de faible puissance où les encoches sont peu profondes et où la résistance des bobines n'est pas négligeable devant la réactance de fuite, le déséquilibre est modéré et donc tout à fait acceptable. En revanche, pour les plus grandes machines, cette disposition sera à éviter, sous peine de pertes de circulation prohibitives.

On voit donc que la possibilité d'**insertion** entièrement **mécanisée** des bobinages triphasés est ainsi limitée de par son principe même. En revanche, on peut mettre en œuvre des procédés d'**insertion assistée**, intermédiaires en temps de main-d'œuvre entre l'insertion mécanique et le bobinage purement manuel. Cette

méthode fait appel à des machines « à tirer les fils » qui permettent d'insérer une à une les bobines des groupes de phase. On peut bien sûr les utiliser pour tout type de bobinage, depuis le concentrique à 2 plans, lorsqu'il est envisageable, jusqu'à l'imbriqué à 2 étages à condition de relever le pas.

On peut également les utiliser efficacement pour un autre type de bobinage **hybride**, dit « **partiellement imbriqué** » ou encore « **en suivant** ». Cette méthode consiste à poser les 2 premières bobines à plat en fond d'encoches ; les suivantes peuvent alors être posées en suivant et elles s'imbriquent parfaitement comme dans l'imbriqué à 2 étages, jusqu'aux 2 dernières bobines qui se posent à plat côté ouverture. On obtient ainsi un bobinage presque imbriqué, à 4 bobines près, pour lequel on réalise l'économie considérable de n'avoir pas à relever le pas. Aucune limitation de polarité ne se présente ; par ailleurs, plus la polarité est importante, moins la légère dissymétrie introduite se fait sentir. La figure 29 montre le résultat obtenu.

Pour le réaliser, on a commencé par la phase 1 puis 1'', qui se retrouvent donc chacune avec une bobine à plat en fond, et terminent par les phases 1'' et 1', qui ont chacune une bobine à plat côté ouverture.

Les phases 1 et 1', en noir et en blanc, sont un peu moins pénalisées que la phase 1'', en gris, qui a 2 bobines à plat, les autres n'en ayant bien sûr qu'une seule.