

19 RÉPUBLIQUE FRANÇAISE
INSTITUT NATIONAL
DE LA PROPRIÉTÉ INDUSTRIELLE
PARIS

11 N° de publication : 2 943 860

(à n'utiliser que pour les
commandes de reproduction)

21 N° d'enregistrement national : 09 56172

51 Int Cl⁸ : H 02 K 1/27 (2006.01)

12

DEMANDE DE BREVET D'INVENTION

A1

22 Date de dépôt : 10.09.09.

30 Priorité : 25.03.09 JP JP2009-074397.

43 Date de mise à la disposition du public de la demande : 01.10.10 Bulletin 10/39.

56 Liste des documents cités dans le rapport de recherche préliminaire : *Ce dernier n'a pas été établi à la date de publication de la demande.*

60 Références à d'autres documents nationaux apparentés :

71 Demandeur(s) : MITSUBISHI ELECTRIC CORPORATION — JP.

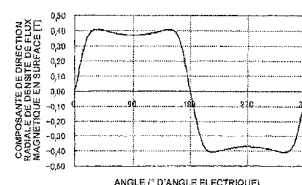
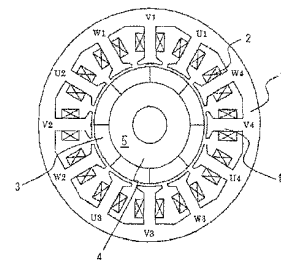
72 Inventeur(s) : AKUTSU SATORU, NISHIKAWA HIDEYA, ASAO YOSHIHITO et NAKANO MASAT-SUGU.

73 Titulaire(s) : MITSUBISHI ELECTRIC CORPORATION.

74 Mandataire(s) : BREVALEX.

54 MACHINE ELECTRIQUE ROTATIVE DE TYPE A AIMANT PERMANENT.

57 Machine électrique rotative de type à aimant permanent comprenant un stator (1) ayant des dents (1a) qui sont agencées dans sa direction périphérique et autour duquel des enroulements d'induit (2) de plusieurs phases sont enroulés, et un rotor (5) ayant plusieurs aimants permanents (3) agencés de sorte que les pôles des aimants permanents sont alternativement différents dans leur direction périphérique, des ondes harmoniques supérieures étant contenues dans une forme d'onde de tension induite à vide. Une onde harmonique supérieure (6p-1) et une onde harmonique supérieure (6p+1) (p représentant un nombre entier positif) lorsqu'un angle électrique de 360° est établi en tant qu'onde fondamentale dans la forme d'onde de tension induite à vide sont rendues sensiblement coïncidentes l'une avec l'autre en termes d'amplitude et de phase.



FR 2 943 860 - A1



MACHINE ELECTRIQUE ROTATIVE DE TYPE A AIMANT
PERMANENT

CONTEXTE DE L'INVENTION

1. Domaine de l'invention

La présente invention concerne une machine électrique rotative de type à aimant permanent, et elle concerne par exemple un moteur utilisé dans un dispositif de servo-direction électrique pour un
5 véhicule.

2. Description de l'art connexe

La figure 20 est un diagramme schématique représentant un dispositif de servo-direction
10 électrique général pour un véhicule. Sur la figure 20, le dispositif de servo-direction électrique est doté d'un arbre de colonne de direction 31 pour transmettre la force de direction à partir d'un volant 30. Un engrenage à vis sans fin 32 est raccordé à l'arbre de
15 colonne de direction 31, et il transmet la sortie (couple, vitesse de rotation) d'un moteur à aimant permanent 34 entraîné par un dispositif de commande 33 tout en modifiant le sens de rotation au sens vertical et ralentit le moteur dans le même temps pour augmenter
20 le couple d'assistance. La référence numérique 35 représente une articulation formant poignée, et elle peut transmettre la force de direction et également modifier le sens de rotation. La référence numérique 36 représente une direction. La direction 36 ralentit la
25 rotation de l'arbre de colonne de direction 31 et

convertit simultanément la rotation concernée en le mouvement linéaire d'une crémaillère 37 pour obtenir un déplacement requis. Le mouvement linéaire de la crémaillère 37 déplace les roues (non représentées),
5 permettant ainsi un virage (changement de direction de déplacement) d'un véhicule, etc.

Dans le dispositif de servo-direction électrique tel que décrit ci-dessus, une pulsation de couple survenant dans le moteur à aimant permanent 34 est
10 transmise au volant 30 par le biais de l'engrenage à vis sans fin 32 et de l'arbre de colonne de direction 31. En conséquence, lorsque le moteur 34 génère une pulsation de couple importante, il est impossible d'obtenir une sensation de conduite sans à-
15 coups.

La pulsation de couple désigne un phénomène selon lequel le couple n'est pas établi à une valeur fixe en raison de l'effet d'harmoniques de force magnétomotrice au niveau d'un côté rotor et le couple varie en
20 fonction de l'angle du rotor dans l'état où un courant est amené à circuler à travers un enroulement d'induit. A titre d'exemple, il s'agit de l'irrégularité du couple survenant même lorsque la forme d'onde du courant circulant à travers l'enroulement d'induit est
25 une onde sinusoïdale.

Afin de réduire une telle pulsation de couple, il a été proposé jusqu'à présent de soumettre le rotor à un désalignement. Par exemple, il a été proposé un procédé permettant d'empêcher une réduction progressive d'une
30 constante d'ondulation de couple qui est provoquée par une augmentation de l'angle de désalignement (par

exemple, voir le document JP-A-8-126279), ou un procédé permettant de spécifier un angle de désalignement pour réduire l'irrégularité de couple dans un état où un courant est amené à circuler à travers un bobinage d'induit (par exemple, voir le document JP-A-11-69679).

Dans la machine électrique rotative de type à aimant permanent classique, l'angle de désalignement n'est pas fixé en tenant compte à la fois de l'amplitude et de la phase des ondes harmoniques supérieures cinq et sept de la tension induite à vide, et ainsi l'effet des harmoniques supérieures de force magnétomotrice au niveau du côté rotor ne peut pas être suffisamment supprimé.

RESUME DE L'INVENTION

Par conséquent, un objet de la présente invention consiste à proposer une structure de machine électrique rotative de type à aimant permanent présentant une petite pulsation de couple, même lorsqu'il existe des harmoniques supérieures de force magnétomotrice et des ondes harmoniques supérieures sont contenues dans la tension induite à vide, comme dans le cas d'une machine électrique rotative de type à aimant permanent utilisant un aimant annulaire anisotrope radial.

Afin d'atteindre l'objet ci-dessus, selon la présente invention, dans une machine électrique rotative de type à aimant permanent comprenant un stator comportant des dents qui sont agencées dans sa direction périphérique et autour desquelles des enroulements d'induit de plusieurs phases sont

enroulés, et un rotor comportant plusieurs aimants permanents agencés de sorte que les pôles des aimants permanents sont alternativement différents dans leur direction périphérique, des ondes harmoniques supérieures étant contenues dans une forme d'onde de tension induite à vide, des ondes harmoniques supérieures cinq et sept lorsqu'un angle électrique de 360° est établi en tant qu'onde fondamentale dans la forme d'onde de tension induite à vide sont rendues coïncidentes l'une avec l'autre en termes d'amplitude et de phase.

Selon la présente invention, même lorsqu'il existe des harmoniques de force magnétomotrice et que des composantes harmoniques supérieures sont contenues dans une tension induite à vide, comme dans le cas d'une machine électrique rotative de type à aimant permanent utilisant un aimant annulaire anisotrope radial, la pulsation de couple peut être considérablement réduite.

L'objet qui précède et d'autres objets, caractéristiques, aspects et avantages de la présente invention deviendront mieux apparents à partir de la description détaillée qui suit de la présente invention, prise conjointement avec les dessins qui l'accompagnent.

25

BREVE DESCRIPTION DES DESSINS

La figure 1 est une vue en coupe longitudinale représentant une machine électrique rotative de type à aimant permanent à mettre en œuvre dans la présente invention ;

30

la figure 2 représente une forme d'onde de densité de flux magnétique sur la surface d'un aimant permanent de la machine électrique rotative de type à aimant permanent représentée sur la figure 1 ;

5 la figure 3 représente l'amplitude des ondes harmoniques supérieures cinq et sept d'une tension induite à vide selon un premier mode de réalisation de la présente invention en comparaison avec un exemple classique ;

10 la figure 4 représente les phases des ondes harmoniques supérieures cinq et sept de la tension induite à vide selon le premier mode de réalisation de la présente invention en comparaison avec l'exemple classique ;

15 la figure 5 est un diagramme représentant la pulsation de couple de la machine électrique rotative de type à aimant permanent selon le premier mode de réalisation de la présente invention en comparaison avec l'exemple classique ;

20 la figure 6 est une vue en perspective représentant un rotor de la machine électrique rotative de type à aimant permanent selon le premier mode de réalisation de la présente invention ;

25 la figure 7 est une vue en perspective représentant un noyau en fer de stator de la machine électrique rotative de type à aimant permanent selon le premier mode de réalisation de la présente invention ;

30 la figure 8 est un diagramme représentant l'amplitude des ondes harmoniques supérieures cinq et sept de la tension induite à vide de la machine

électrique rotative de type à aimant permanent selon le premier mode de réalisation de la présente invention ;

la figure 9 est un diagramme représentant les phases des ondes harmoniques supérieures cinq et sept
5 de la tension induite à vide de la machine électrique rotative de type à aimant permanent selon le premier mode de réalisation de la présente invention ;

la figure 10 est un diagramme représentant la relation entre un angle de désalignement et une
10 pulsation de couple (ondulation de couple) dans le premier mode de réalisation de la présente invention ;

la figure 11 est une vue en coupe représentant une machine électrique rotative de type à aimant permanent ayant un nombre de pôles égal à 6 et un nombre de
15 fentes égal à 9 dans un deuxième mode de réalisation de la présente invention ;

la figure 12 est une vue en coupe représentant une machine électrique rotative de type à aimant permanent ayant un nombre de pôles égal à 10 et un nombre de
20 fentes égal à 12 dans le deuxième mode de réalisation de la présente invention ;

la figure 13 est une vue en coupe représentant une machine électrique rotative de type à aimant permanent ayant un nombre de pôles égal à 14 et un nombre de
25 fentes égal à 12 dans le deuxième mode de réalisation de la présente invention ;

la figure 14 représente un exemple de rotor dans lequel la forme en coupe de l'aimant permanent est fixée à une forme en dos d'âne dans un troisième mode
30 de réalisation de la présente invention ;

la figure 15 représente un autre exemple du rotor dans lequel la forme en coupe de l'aimant permanent est fixée à une forme en dos d'âne dans le troisième mode de réalisation de la présente invention;

5 la figure 16 est un graphique représentant un résultat de mesure de densité de flux magnétique de la surface de l'aimant permanent en dos d'âne 3 dans le troisième mode de réalisation de la présente invention ;

10 la figure 17 est un graphique représentant un résultat d'analyse de fréquence de l'aimant permanent en dos d'âne 3 dans le troisième mode de réalisation de la présente invention ;

15 la figure 18 est un graphique représentant un résultat d'analyse de phase de l'aimant permanent en dos d'âne 3 dans le troisième mode de réalisation de la présente invention ;

20 la figure 19 est un diagramme représentant la relation entre un courant d'axe d et une pulsation de couple d'une machine électrique rotative de type à aimant permanent dans un quatrième mode de réalisation de la présente invention ; et

25 la figure 20 est un diagramme schématique représentant un dispositif de servo-direction électrique pour un véhicule qui utilise la machine électrique rotative de type à aimant permanent selon la présente invention.

DESCRIPTION DETAILLEE DES MODES DE REALISATION
PREFERES

Des modes de réalisation préférés selon la présente
5 invention seront décrits.

Premier mode de réalisation

La figure 1 est une vue en coupe représentant une
machine électrique rotative de type à aimant permanent
10 à mettre en œuvre dans la présente invention. Un noyau
en fer de stator 1 est construit par stratification de
plaques en acier électromagnétique, et des dents 1a en
saillie radiale à partir du noyau en fer annulaire sont
agencées sur le noyau en fer annulaire à intervalles
15 égaux. Sur la figure 1, le nombre de dents est fixé
à 12. En outre, un enroulement d'induit 2 est enroulé
autour de chaque dent 1a.

L'enroulement d'induit 2 comprend des enroulements
triphasés, et lorsque ces enroulements sont définis en
20 tant que phase U, phase V et phase W, l'agencement de
l'enroulement d'induit est fixé comme U1, V1, W1, U2,
V2, W2, U3, V3, W3, U4, V4 et W4, comme indiqué à la
base des dents 1a de la figure 1. Ici, les lettres
représentent les phases respectives et les numéros sont
25 attribués de manière appropriée pour distinguer les
enroulements d'induit dont les agencements sont
différents bien qu'ils aient la même phase. U1, U2, U3,
U4 peuvent être reliés les uns aux autres en parallèle
ou en série, ou en combinaison de connexions parallèle
30 et série. En outre, les enroulements d'induit 2 de
chaque phase sont reliés les uns aux autres par

l'intermédiaire d'une connexion câblée Y ou d'une connexion câblée numérique. Un courant variant comme une onde sinusoïdale selon la position du rotor circule à travers les enroulements d'induit 2.

5 Le rotor 5 comprend l'aimant permanent 3 et le noyau en fer de rotor 4, et l'aimant permanent 3 est magnétisé de sorte que les pôles N et les pôles S sont agencés alternativement dans sa direction périphérique. Sur la figure 1, le nombre de pôles est fixé à 8. En
10 outre, l'aimant permanent 3 est un aimant annulaire, et en outre il s'agit de ce que l'on appelle un aimant annulaire anisotrope radial dans lequel l'orientation est dans la direction radiale. Le noyau en fer de rotor 4 peut être construit par stratification de
15 plaques en acier électromagnétique ou par un noyau en fer agrégé.

La figure 2 est un graphique obtenu en mesurant la distribution de densité de flux magnétique d'une partie de surface dans un état où le rotor de la machine
20 électrique rotative de type à aimant permanent représentée sur la figure 1 est retiré d'un stator et ainsi il n'existe aucun matériau magnétique autour du rotor, à savoir, dans l'état où le rotor est libéré magnétiquement. L'axe des abscisses représente un angle
25 en termes d'angle électrique, et l'axe des ordonnées représente une composante de direction radiale de la densité magnétique. Dans l'aimant annulaire anisotrope radial, le graphique représente une forme d'onde proche d'une forme d'onde rectangulaire plutôt qu'une forme
30 d'onde sinusoïdale comme le montre la figure 2, et ainsi elle contient un grand nombre d'harmoniques

supérieures de force magnétomotrice du rotor. Ces harmoniques supérieures de force magnétomotrice provoquent la pulsation de couple.

Les harmoniques supérieures de force magnétomotrice représentées sur la figure 2 apparaissent comme les composantes harmoniques supérieures de la tension induite à vide. La figure 3 montre la comparaison entre la présente invention et l'exemple classique lorsque les ondes harmoniques supérieures cinq et sept parmi les ondes harmoniques supérieures de la tension induite à vide varient au même niveau. Ici, la tension induite à vide désigne une tension appelée tension interligne qui est mesurée entre la phase U et la phase V, entre la phase V et la phase W ou entre la phase W et la phase U. Dans un exemple classique 1 de la figure 3, l'amplitude de l'onde harmonique supérieure cinq est légèrement plus importante que l'amplitude de l'onde harmonique supérieure sept. Dans un exemple classique 2, l'amplitude de l'onde harmonique supérieure cinq est sensiblement égale à zéro, et l'amplitude de l'onde harmonique supérieure sept est sensiblement égale à celle de l'exemple classique 1. D'autre part, dans la présente invention, les ondes harmoniques supérieures cinq et sept sont fixées pour être sensiblement égales en termes d'amplitude, de manière similaire à l'exemple classique 1.

La figure 4 montre les phases des ondes harmoniques supérieures cinq et sept parmi les ondes harmoniques supérieures de la tension induite à vide. Ici, la définition de la phase sera décrite. Lorsque l'onde fondamentale de la tension induite à vide (tension

interligne) et les ondes harmoniques supérieures cinq et sept sont représentées par l'équation suivante, α_5 et α_7 représentent les phases des ondes harmoniques supérieures cinq et sept, respectivement.

5

[Equation 1]

$$V(\omega t) = V_1 \sin(\omega t) + V_5 \sin(5\omega t + \alpha_5) + V_7 \sin(7\omega t + \alpha_7)$$

Ici, dans l'équation 1, ω représente une fréquence d'angle électrique, t représente le temps, V_1 représente l'amplitude de l'onde fondamentale, V_5 représente l'amplitude de l'onde harmonique supérieure cinq et V_7 représente l'amplitude de l'onde harmonique supérieure sept.

15 Dans l'exemple classique 1 et l'exemple classique 2 de la figure 4, la phase de l'onde harmonique supérieure cinq est sensiblement égale à zéro, toutefois la phase de l'onde harmonique supérieure sept est égale à environ 180° , c'est-à-dire que la phase
20 concernée est sensiblement inversée. D'autre part, dans la présente invention, les phases des ondes harmoniques supérieures cinq et sept sont égales à environ 180° , c'est-à-dire que leurs phases coïncident sensiblement l'une avec l'autre. La figure 5 représente des
25 résultats de mesure de composantes d'ordre six de la pulsation de couple pour ces trois types de machines électriques rotatives de type à aimant permanent. Il apparaît sur la figure 5 que la présente invention peut réduire la pulsation de couple à environ un tiers de
30 celle de l'exemple classique 1 et à environ la moitié de celle de l'exemple classique 2.

En conséquence, il a été confirmé que même dans le cas d'un aimant annulaire anisotrope radial contenant un grand nombre d'harmoniques de force magnétomotrice du rotor, la composante d'ordre six de la pulsation de couple pourrait être considérablement réduite si les ondes harmoniques supérieures cinq et sept parmi les ondes harmoniques supérieures d'une tension induite à vide étaient fixées pour être identiques l'une à l'autre en termes d'amplitude et de phase, même lorsque la tension induite à vide contient des ondes harmoniques supérieures. Ces éléments ne sont pas décrits dans les deux documents JP-A-8-126279 et JP-A-11-69679. Dans le document JP-A-11-69679, il est décrit que la racine carrée de la somme des carrés des ondes harmoniques supérieures cinq et sept est minimisée. Toutefois, cette construction ne peut pas nécessairement faire coïncider les ondes harmoniques supérieures cinq et sept l'une avec l'autre en termes d'amplitude et de phase, de sorte que la pulsation de couple ne peut pas être suffisamment réduite.

On décrira ensuite le principe selon lequel les effets des deux ondes harmoniques supérieures se décalent l'un de l'autre et ainsi la pulsation de couple peut être considérablement réduite en faisant coïncider les deux ondes harmoniques supérieures l'une avec l'autre en termes d'amplitude et de phase, comme mentionné plus haut. Le flux de liaison de l'enroulement de phase U du moteur lorsque l'onde fondamentale et les ondes harmoniques supérieures cinq et sept sont considérées est représenté par l'équation 2 suivante.

[Equation 2]

$$\phi_u(\theta) = \phi_1 \cos\theta + \phi_5 \cos(5\theta + \alpha_5) + \phi_7 \cos(7\theta + \alpha_7)$$

5 Ici, ϕ_u représente le flux de liaison de l'enroulement
de phase U, ϕ_1 représente l'amplitude de l'onde
fondamentale du flux de liaison, ϕ_5 représente
l'amplitude de l'onde harmonique supérieure cinq du
flux de liaison, ϕ_7 représente l'amplitude de l'onde
10 harmonique supérieure sept du flux de liaison, α_5
représente la phase de l'onde harmonique supérieure
cinq du flux de liaison, α_7 représente la phase de
l'onde harmonique supérieure sept du flux de liaison,
et θ représente l'angle de rotation (angle électrique)
15 du moteur.

Lorsque la vitesse de rotation du moteur (vitesse
angulaire de l'angle de machine) est représentée par ω ,
le nombre de paires de pôles est représenté par P et le
temps est représenté par t, l'équation suivante est
20 satisfaite :

[Equation 3]

$$\theta = P\omega t$$

25 La tension induite e_u correspond à une valeur de
déphasage du flux de liaison, et ainsi à partir des
équations 2 et 3, on obtient l'équation suivante.

[Equation 4]

30
$$e_u = -P\omega\phi_1 \sin\theta - 5P\omega\phi_5 \cos(5\theta + \alpha_5) - 7P\omega\phi_7 \cos(7\theta + \alpha_7)$$

Par rapport au courant, lorsqu'un courant i_u, i_v, i_w de phases UVW pour $i_d = 0$ est représenté en utilisant i_q , on obtient les équations suivantes.

5 [Equation 5]

$$i_u = -\sqrt{\frac{2}{3}}i_q \sin(\theta), i_v = -\sqrt{\frac{2}{3}}i_q \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}), i_w = -\sqrt{\frac{2}{3}}i_q \sin(\theta + \frac{2\pi}{3})$$

Il est à noter que le flux de liaison ϕ_v et la tension induite e_v de la phase V sont obtenus en retardant les phases des équations 2, 4 de $2\pi/3$, le flux de liaison ϕ_w et la tension induite e_w de la phase W sont obtenus en avançant les phases des équations 2, 4 de $2\pi/3$, et $\theta - 2\pi/3$ et $\theta + 2\pi/3$ sont substitués en θ pour la phase V et la phase W, respectivement. Lorsque les équations 2, 4, 5 sont substituées en l'équation suivante du couple T du moteur,

[Equation 6]

$$\omega T = e_u^* i_u + e_v^* i_v + e_w^* i_w$$

20

on obtient l'équation suivante concernant la pulsation de couple.

$$T = \sqrt{\frac{3}{2}} P i_q \{-5\phi_5 \cos(6\theta + \alpha_5) + 7\phi_7 \cos(6\theta + \alpha_7)\} + \sqrt{\frac{3}{2}} P \phi_1 i_q$$

25

Le premier terme du côté droit de l'équation 7 représente la pulsation de couple d'ordre six de l'angle électrique, et le second terme du côté droit représente le couple moyen. En conséquence, la

condition selon laquelle la pulsation de couple est égale à zéro correspond à la condition selon laquelle le premier terme du côté droit est égal à zéro, et ainsi l'équation 8 suivante est satisfaite.

5

[Equation 8]

$$-5\phi_5 \cos(6\theta + \alpha_5) + 7\phi_7 \cos(6\theta + \alpha_7) = 0$$

Lorsque l'équation 8 est satisfaite, $5\phi_5 = 7\phi_7$,
 10 $\alpha_5 = \alpha_7$. Par conséquent, à partir de l'équation 4, cette condition correspond au cas où les ondes harmoniques supérieures cinq et sept de la tension induite coïncident l'une avec l'autre en termes
 15 d'amplitude et de phase. Par conséquent, lorsque les deux ondes harmoniques supérieures sont rendues coïncidentes l'une avec l'autre en termes d'amplitude et de phase, les effets des deux ondes harmoniques supérieures se décalent l'un de l'autre, et ainsi la pulsation de couple est considérablement réduite. En
 20 outre, dans ce cas, on découvre que même lorsque les ondes harmoniques supérieures cinq et sept sont contenues dans la tension induite, la composante d'ordre six de la pulsation de couple peut être considérablement réduite.

25 A partir de l'équation 7, pour un rapport T_r entre l'amplitude de la pulsation de couple et un couple moyen, on obtient l'équation suivante.

[Equation 9]

$$30 \quad T_r = \frac{|-5\phi_5 \cos(6\theta + \alpha_5) + 7\phi_7 \cos(6\theta + \alpha_7)|}{\phi_1} \quad (9)$$

Il est préférable que l'ondulation de couple soit égale à 5% ou moins dans le moteur de servo-direction électrique afin d'obtenir une sensation de conduite
 5 excellente, et de manière davantage préférée à 1% ou moins. En conséquence, l'équation suivante est préférable.

[Equation 10]

$$10 \quad \frac{|-5\phi_5 \cos(6\theta + \alpha_5) + 7\phi_7 \cos(6\theta + \alpha_7)|}{\phi_1} \leq 0,05$$

En outre, l'équation suivante est davantage préférable.

[Equation 11]

$$15 \quad \frac{|-5\phi_5 \cos(6\theta + \alpha_5) + 7\phi_7 \cos(6\theta + \alpha_7)|}{\phi_1} \leq 0,01$$

Si les ondes harmoniques supérieures cinq et sept coïncident l'une avec l'autre en termes de phase, l'équation 9 peut être réécrite comme suit en
 20 remplaçant les phases par l'amplitude V_1 , V_5 , V_7 de la tension induite.

[Equation 12]

$$25 \quad T_r = \frac{|V_5 - V_7|}{V_1}$$

En conséquence, l'équation suivante est préférable,
 et

[Equation 13]

$$\frac{|V_5 - V_7|}{V_1} \leq 0,05$$

5 l'équation suivante est davantage préférable.

[Equation 14]

$$\frac{|V_5 - V_7|}{V_1} \leq 0,01$$

10 D'autre part, lorsque les ondes harmoniques supérieures cinq et sept coïncident l'une avec l'autre en termes d'amplitude, afin de décaler les effets des ondes harmoniques supérieures cinq et sept l'un de l'autre, au moins l'équation suivante est satisfaite :

15

[Equation 15]

$$|\cos(6\theta + \alpha_5) - \cos(6\theta + \alpha_7)| \leq 1$$

Etant donné qu'une valeur quelconque est prise
20 comme θ , l'équation suivante doit être satisfaite :

[Equation 16]

$$|\alpha_5 - \alpha_7| \leq \frac{\pi}{3}$$

25

En outre, si l'équation suivante est satisfaite,

[Equation 17]

$$|\alpha_5 - \alpha_7| \leq \frac{\pi}{6}$$

5 [Equation 18]

$$|\cos(6\theta + \alpha_5) - \cos(6\theta + \alpha_7)| \leq 2 - \sqrt{3} \approx 0,268$$

A savoir, il est possible d'obtenir un effet selon lequel les effets d'origine des ondes harmoniques supérieures cinq et sept peuvent être réduits à 26,8%.

A titre d'exemple, on peut envisager d'utiliser un désalignement comme un moyen de modifier l'amplitude et la phase des ondes harmoniques supérieures cinq et sept. La figure 6 montre le noyau en fer de rotor auquel un désalignement de rotor est appliqué. Il peut être mis en œuvre en soumettant l'aimant annulaire anisotrope radial 3 à une magnétisation de désalignement. La figure 7 montre un exemple dans lequel le noyau en fer de stator 1 est conçu pour présenter une structure de désalignement. Afin de rendre la structure facilement compréhensible, seule la moitié des dents la sur la vingtaine de dents est illustrée sur la figure 7. Une telle structure peut être mise en œuvre en stratifiant des plaques d'acier électromagnétique tout en déplaçant progressivement l'angle. Le rotor et le stator peuvent tous deux être soumis à un désalignement.

Lorsque l'aimant annulaire du rotor est soumis à une magnétisation de désalignement, le nombre de pièces est réduit en comparaison avec un cas dans lequel

chaque pôle magnétique est construit par un aimant en segment individuel, de sorte qu'il existe un effet selon lequel la productivité de masse est davantage excellente. Lorsque le noyau en fer de stator est
5 soumis à un désalignement, il n'est pas nécessaire de soumettre le rotor au désalignement et ainsi, lorsqu'un aimant en segment est utilisé, il existe un effet selon lequel il n'est pas nécessaire de concevoir une forme complexe à laquelle un désalignement est appliqué.
10 Lorsque le rotor et le stator sont tous deux soumis à un désalignement, il existe un effet selon lequel le même effet peut être obtenu, même lorsque les angles de désalignement de ceux-ci sont petits.

La figure 8 est un diagramme représentant
15 l'amplitude des ondes harmoniques supérieures de la tension induite à vide par rapport à l'angle de désalignement. Dans le cas de l'onde harmonique supérieure cinq, l'amplitude est minimale entre 70° et 75° . D'autre part, dans le cas de l'onde harmonique supérieure sept, l'amplitude est maximale entre 70°
20 et 80° , néanmoins, elle est sensiblement égale à une valeur fixe indépendamment de l'angle de désalignement en comparaison avec l'onde harmonique supérieure cinq. Les ondes harmoniques supérieures cinq et sept
25 coïncident l'une avec l'autre en termes d'amplitude en deux points, à savoir à un angle de désalignement A et un angle de désalignement B.

La figure 9 montre les phases d'ondes harmoniques supérieures de la tension induite à vide par rapport à
30 l'angle de désalignement. A l'angle de désalignement A, la différence de phase entre les ondes harmoniques

supérieures cinq et sept est égale à environ 180° , toutefois, à l'angle de désalignement B, les phases des ondes harmoniques supérieures cinq et sept coïncident sensiblement l'une avec l'autre.

5 La figure 10 montre la relation entre l'angle de désalignement et la composante d'ordre six de l'angle électrique de la pulsation de couple. On découvre sur la figure 10 que la pulsation de couple est importante à l'angle de désalignement A, toutefois, la pulsation
10 de couple peut être considérablement réduite au voisinage de l'angle de désalignement B. Dans ce cas, la pulsation de couple est minimale au voisinage de 80° en termes d'angle de désalignement. Toutefois, cela ne limite pas les cas réels. Si les ondes harmoniques
15 supérieures cinq et sept de la tension induite à vide sont conçues pour coïncider l'une avec l'autre en termes d'amplitude et de phase, la pulsation de couple peut être considérablement réduite indépendamment de la
20 grandeur des ondes harmoniques supérieures cinq et sept contenues dans les harmoniques supérieures de force magnétomotrice du rotor.

La description ci-dessus ne concerne que les ondes harmoniques supérieures cinq et sept. Toutefois, la présente invention ne se limite pas à ce mode de
25 réalisation. Si la machine est conçue de sorte que les effets des ondes harmoniques supérieures onze et treize se décalent l'un de l'autre, l'onde harmonique supérieure douze de l'angle électrique de la pulsation de couple peut être réduite.

30 En général, si la machine est conçue de sorte que les effets des ondes harmoniques supérieures $(6p-1)$ et

($6p+1$) sont décalés l'un de l'autre, la composante d'onde harmonique supérieure $6p$ de l'angle électrique de la pulsation de couple peut être considérablement réduite. Ici, p représente un entier positif. Par
5 exemple, la machine peut être conçue de sorte que l'onde harmonique supérieure ($6p-1$) et l'onde harmonique supérieure ($6p+1$) de la tension induite à vide coïncident l'une avec l'autre en termes d'amplitude et de phase.

10

Deuxième mode de réalisation

Dans le premier mode de réalisation, la présente invention est appliquée au moteur dans lequel le nombre de pôles est établi à 8 et le nombre de dents, à savoir
15 le nombre de fentes, est établi à 12. Dans le deuxième mode de réalisation, la présente invention est appliquée de la même manière à d'autres exemples. La figure 11 représente un exemple dans lequel la présente invention est appliquée à un moteur comportant six
20 pôles et neuf fentes, la figure 12 représente un exemple dans lequel la présente invention est appliquée à un moteur comportant dix pôles et 12 fentes, et la figure 13 représente un exemple dans lequel la présente invention est appliquée à un moteur comportant 14 pôles
25 et 12 fentes.

La figure 11 montre le moteur comportant six pôles et neuf fentes. Par rapport à une machine électrique rotative de type à aimant permanent dans laquelle la relation entre le nombre de pôles m de l'aimant et le
30 nombre de fentes n du stator satisfait 2:3 comme dans le cas du moteur représenté sur la figure 11, il a

tendance à présenter une harmonique supérieure de force magnétomotrice importante basée sur l'enroulement d'induit et une pulsation de couple importante. Toutefois, la pulsation de couple peut être
5 considérablement réduite, comme décrit ci-dessus, en faisant coïncider les ondes harmoniques supérieures cinq et sept de la tension induite à vide l'une avec l'autre en termes d'amplitude et de phase, comme dans le cas de la présente invention.

10 Dans l'exemple dans lequel la relation entre le nombre de pôles m et le nombre de fentes n du stator est de 10:12 comme dans le cas du moteur comportant dix pôles et 12 fentes représenté sur la figure 12, les enroulements d'induit sont agencés dans l'ordre
15 suivant : U1+, U1-, V1-, V1+, W1+, W1-, U2-, U2+, V2+, V2-, W2-, W2+. Ici, + et - représentent le fait que les directions d'enroulement de ceux-ci sont opposées l'une à l'autre. Avec l'agencement ci-dessus des enroulements, l'effet de l'onde harmonique supérieure
20 de force magnétomotrice est plus petit en comparaison avec l'exemple dans lequel la relation entre le nombre de pôles m et le nombre de fentes n du stator est de 2:3, et ainsi la pulsation de couple est abaissée. Toutefois, selon la construction dans laquelle les
25 ondes harmoniques supérieures cinq et sept coïncident sensiblement l'une avec l'autre en termes d'amplitude et de phase comme dans le cas de la présente invention, la pulsation de couple peut être réduite encore davantage.

30 Dans l'exemple dans lequel la relation entre le nombre de pôles m et le nombre de fentes n du stator

est de 14:12 comme dans le cas du moteur comportant 14 pôles et 12 fentes représenté sur la figure 13, les enroulements d'induit sont agencés dans l'ordre suivant : U1+, U1-, W1+, W1-, V1+, V1-, U2-,
5 U2+, W2-, W2+, V2-, V2+. Ici, + et - représentent les directions d'enroulement comme décrit plus haut. Avec l'agencement ci-dessus des enroulements, l'effet de l'onde harmonique supérieure de force magnétomotrice est plus petit en comparaison avec l'exemple dans
10 lequel la relation entre le nombre de pôles m et le nombre de fentes de stator n est de 2:3, et ainsi la pulsation de couple est abaissée. Toutefois, la pulsation de couple peut être encore réduite en construisant la machine de sorte que les ondes
15 harmoniques supérieures cinq et sept de la tension induite à vide coïncident sensiblement l'une avec l'autre en termes d'amplitude et de phase, comme dans le cas de la présente invention.

Concernant le désalignement, omis des
20 illustrations, une structure de désalignement continuellement variable telle que représentée sur la figure 6 ou une structure de désalignement par palier présentant un angle de désalignement variable par palier peut être adoptée tant que la machine est conçue
25 de sorte que les ondes harmoniques supérieures cinq et sept de la tension induite à vide coïncident sensiblement l'une avec l'autre en termes d'amplitude et de phase.

Troisième mode de réalisation

Dans les premier et deuxième modes de réalisation, l'aimant annulaire est soumis à un désalignement afin de faire varier l'amplitude et la phase des ondes harmoniques supérieures. Toutefois, l'amplitude et la phase des ondes harmoniques supérieures peuvent également varier par une modification de la forme en coupe de l'aimant en segment. A titre d'exemple, « une forme en dos d'âne » dans laquelle l'épaisseur au niveau de la partie de bord dans la direction périphérique est fixée à une valeur inférieure à l'épaisseur au niveau de la partie centrale dans la direction périphérique peut être envisagée. Toutefois, si la forme de l'aimant est modifiée, le couple est réduit de la quantité correspondant à l'épaisseur réduite au niveau de la partie de bord, et ainsi, l'aimant annulaire d'épaisseur constante présente un couple plus élevé.

Les figures 14 et 15 représentent un exemple de rotor selon un troisième mode de réalisation dans lequel la forme en coupe de l'aimant permanent est fixée à une forme en dos d'âne. Les aimants permanents 3, chacun ayant ce que l'on appelle une forme en coupe en dos d'âne dans laquelle l'épaisseur au niveau de la partie de bord dans la direction périphérique est inférieure à l'épaisseur au niveau de la partie centrale dans la direction périphérique, sont agencés sur la surface du noyau en fer de rotor 4. Les aimants permanents des figures 14 et 15 présentent une aire en coupe différente, et la forme en coupe de la figure 14 est définie comme la forme en coupe X, et la

forme en coupe de la figure 15 est définie comme la forme en coupe Y.

Le rotor 4 des figures 14, 15 est détaché du stator (non représenté) de manière à établir un état dans lequel aucun matériau magnétique n'est disposé autour du rotor 4 (libéré magnétiquement), et la densité de flux magnétique de la surface de l'aimant permanent 3 est mesurée dans l'état ci-dessus. La figure 16 montre le résultat de mesure de la densité de flux magnétique. Sur la figure 16, l'axe des abscisses représente la position d'angle dans la direction périphérique en termes d'angle de machine, et l'axe des ordonnées représente la composante de direction radiale de la densité de flux magnétique. Sur les figures 14 et 15, au total huit aimants permanents 3 sont agencés de sorte que les aimants permanents 3 voisins ont des pôles différents. Toutefois, afin de faciliter la compréhension, seuls les aimants permanents correspondant à deux pôles (à savoir la quantité de l'angle électrique de 360°) sont représentés sur la figure 16. On voit que la forme d'aimant X et la forme d'aimant Y sont considérablement différentes en termes de forme d'onde. En outre, la figure 17 est un graphique représentant un résultat d'analyse de fréquence. Dans les ondes harmoniques supérieures cinq et sept, la densité magnétique est différente entre la forme d'aimant X et la forme d'aimant Y, et la densité magnétique de la forme d'aimant Y est plus petite ou égale sensiblement au même niveau dans les ondes harmoniques supérieures cinq et sept.

La figure 18 montre les phases des ondes harmoniques supérieures cinq et sept. Dans la forme d'aimant Y, les phases des ondes harmoniques supérieures cinq et sept coïncident l'une avec l'autre.

5 Comme décrit ci-dessus, la densité de flux magnétique de la surface de l'aimant permanent varie en fonction de la forme d'aimant, et ainsi l'amplitude et la phase de chacune des ondes harmoniques supérieures cinq et sept contenues dans le flux de liaison de l'enroulement

10 d'induit varient. Par suite, les ondes harmoniques supérieures cinq et sept de la tension induite peuvent varier selon la forme d'aimant de sorte à être sensiblement identiques en termes d'amplitude et de phase.

15 En outre, en combinant la structure des aimants en segment telle que décrite ci-dessus et le désalignement décrit dans les premier et deuxième modes de réalisation, les ondes harmoniques supérieures cinq et sept de la tension induite peuvent être rendues

20 coïncidentes plus précisément l'une avec l'autre en termes d'amplitude et de phase, la composante d'ordre six de la pulsation de couple pouvant ainsi être considérablement réduite.

25 Quatrième mode de réalisation

Comme décrit ci-dessus, la machine électrique rotative de type à aimant permanent présentant la construction selon laquelle les ondes harmoniques supérieures cinq et sept de la tension induite à vide

30 coïncident sensiblement l'une avec l'autre en termes d'amplitude et de phase présente un effet selon lequel

la composante d'ordre six de la pulsation de couple peut être réduite. Néanmoins, on sait que la pulsation de couple augmente lorsque le couple est important, c'est-à-dire lorsque le courant d'axe q est grand. Cela est dû au fait que la caractéristique B-H de la plaque en acier électromagnétique constituant le noyau en fer de stator présente une non linéarité, et ainsi la non linéarité est particulièrement remarquable dans une zone présentant une densité de flux magnétique élevée. Par conséquent, lorsque le courant d'axe q augmente, la densité de flux magnétique du noyau en fer de stator augmente et la saturation magnétique provoquant la non linéarité ci-dessus se produit, de sorte que l'harmonique d'espace de la densité magnétique est accrue en raison de la saturation magnétique. Cette augmentation de l'harmonique entraîne l'augmentation de la pulsation de couple.

Il est possible d'envisager une modification du point opérationnel de la caractéristique B-H du noyau en fer de stator afin de réduire la pulsation de couple provoquée par la non linéarité. Par conséquent, on a découvert que la pulsation de couple pouvait être réduite en rendant le courant d'axe q invariable et en fournissant le courant d'axe d . La figure 19 est un diagramme caractéristique montrant un résultat de mesure représentant la façon dont la pulsation de couple varie du fait de ce courant d'axe d . L'axe des abscisses représente le courant d'axe d , et l'axe des ordonnées représente la composante d'ordre six de la pulsation de couple. On voit que la composante d'ordre six de la pulsation de couple diminue à mesure que le

courant d'axe d augmente, et elle se met à augmenter lorsqu'elle passe au-dessus du point minimal. A partir de ce résultat, lorsque le courant d'axe d de 10% à 30% du courant nominal est fourni, la pulsation de couple
5 d'ordre six peut être réduite à sensiblement la moitié de la pulsation de couple lorsqu'il n'existe aucun courant d'axe d. Toutefois, la valeur du courant d'axe d à laquelle la pulsation de couple est minimale varie selon l'intensité du courant d'axe q, et ainsi
10 l'intensité du courant d'axe d peut varier en fonction de l'intensité du courant d'axe q.

Selon ce mode de réalisation, les ondes harmoniques supérieures cinq et sept de la tension induite à vide sont rendues sensiblement coïncidentes l'une avec
15 l'autre en termes d'amplitude et de phase, et le courant d'axe d est fourni, de sorte qu'il est possible d'obtenir un effet selon lequel la pulsation de couple peut être réduite, même lorsque le courant d'axe q augmente.

20 Diverses modifications et altérations de la présente invention apparaîtront à l'homme du métier sans s'écarter de la portée et de l'esprit de la présente invention, et il est entendu que celle-ci ne se limite pas aux modes de réalisation illustratifs
25 évoqués ici.

REVENDEICATIONS

1. Machine électrique rotative de type à aimant permanent comprenant :

- 5 un stator (1) ayant des dents (1a) qui sont agencées dans sa direction périphérique et autour duquel des enroulements d'induit (2) de plusieurs phases sont enroulés ; caractérisée en ce qu'elle comprend
- 10 un rotor (5) ayant plusieurs aimants permanents (3) agencés de sorte que les pôles des aimants permanents sont alternativement différents dans leur direction périphérique, des ondes harmoniques supérieures étant contenues dans une forme d'onde de tension induite à
- 15 vide, dans laquelle une onde harmonique supérieure $(6p-1)$ et une onde harmonique supérieure $(6p+1)$ (p représentant un entier positif) lorsqu'un angle électrique de 360° est établi en tant qu'onde fondamentale dans la forme d'onde de tension induite à
- 20 vide sont rendues sensiblement coïncidentes l'une avec l'autre en termes d'amplitude et de phase.

2. Machine électrique rotative de type à aimant permanent selon la revendication 1, dans laquelle des

25 composantes harmoniques d'espace de la tension induite à vide sont une onde harmonique supérieure cinq et une onde harmonique supérieure sept.

3. Machine électrique rotative de type à aimant

30 permanent selon la revendication 1, dans laquelle les composantes harmoniques d'espace de la tension induite

à vide sont une onde harmonique supérieure onze et une onde harmonique supérieure treize.

4. Machine électrique rotative de type à aimant permanent selon la revendication 1, dans laquelle lorsque la forme d'onde de tension induite à vide $V(\omega t)$ est représentée comme suit par l'onde fondamentale, l'onde harmonique supérieure cinq et l'onde harmonique supérieure sept :

10 $V(\omega t) = V_1 \sin(\omega t) + V_5 \sin(5\omega t + \alpha_5) + V_7 \sin(7\omega t + \alpha_7)$
dans laquelle V_1 , V_5 , V_7 représentent l'amplitude de l'onde fondamentale, l'amplitude de l'onde harmonique supérieure cinq et l'amplitude de l'onde harmonique supérieure sept, respectivement, et sont des nombres réels, α_5 , α_7 représentent les phases des ondes harmoniques supérieures cinq et sept, ω représente la fréquence d'angle électrique, et t représente le temps, V_5 et V_7 et α_5 et α_7 sont respectivement commandés de sorte que V_5 et V_7 sont sensiblement égaux et que α_5 et α_7 sont sensiblement égaux.

5. Machine électrique rotative de type à aimant permanent selon la revendication 1, dans laquelle un angle de désalignement est fixé à au moins l'un du rotor (5) et du stator (1) de sorte que l'onde harmonique supérieure $(6p-1)$ et l'onde harmonique supérieure $(6p+1)$ (p représentant un nombre entier positif) sont rendues sensiblement coïncidentes l'une avec l'autre en termes d'amplitude ou de phase.

6. Machine électrique rotative de type à aimant permanent selon la revendication 1, dans laquelle la forme en coupe d'un aimant en segment est modifiée de sorte que l'onde harmonique supérieure $(6p-1)$ et l'onde harmonique supérieure $(6p+1)$ (p représentant un nombre entier positif) sont rendues sensiblement coïncidentes l'une avec l'autre en termes d'amplitude ou de phase.

7. Machine électrique rotative de type à aimant permanent selon la revendication 6, dans laquelle la forme en coupe de l'aimant (3) en segment est établie à une forme en dos d'âne.

8. Machine électrique rotative de type à aimant permanent selon la revendication 1, dans laquelle le rotor (5) comprend un aimant annulaire anisotrope radial.

9. Machine électrique rotative de type à aimant permanent selon la revendication 8, dans laquelle la relation entre le nombre de pôles (m) de l'aimant et le nombre de fentes (n) du stator est de 2:3.

10. Machine électrique rotative de type à aimant permanent selon la revendication 8, dans laquelle la relation entre le nombre de pôles (m) de l'aimant et le nombre de fentes (n) du stator est de 10:12.

11. Machine électrique rotative de type à aimant permanent selon la revendication 8, dans laquelle la

relation entre le nombre de pôles (m) de l'aimant et le nombre de fentes (n) du stator est de 14:12.

12. Machine électrique rotative de type à aimant
5 permanent selon la revendication 1, dans laquelle le
courant d'induit circulant à travers un enroulement
d'induit contient à la fois un courant d'axe d et un
courant d'axe q, l'intensité du courant d'axe d est
fixée à une valeur dans la plage allant de 10 % à 30 %
10 du courant d'axe q et le courant d'axe d est commandé
pour varier selon l'intensité du courant d'axe q.

1/10

FIG. 1

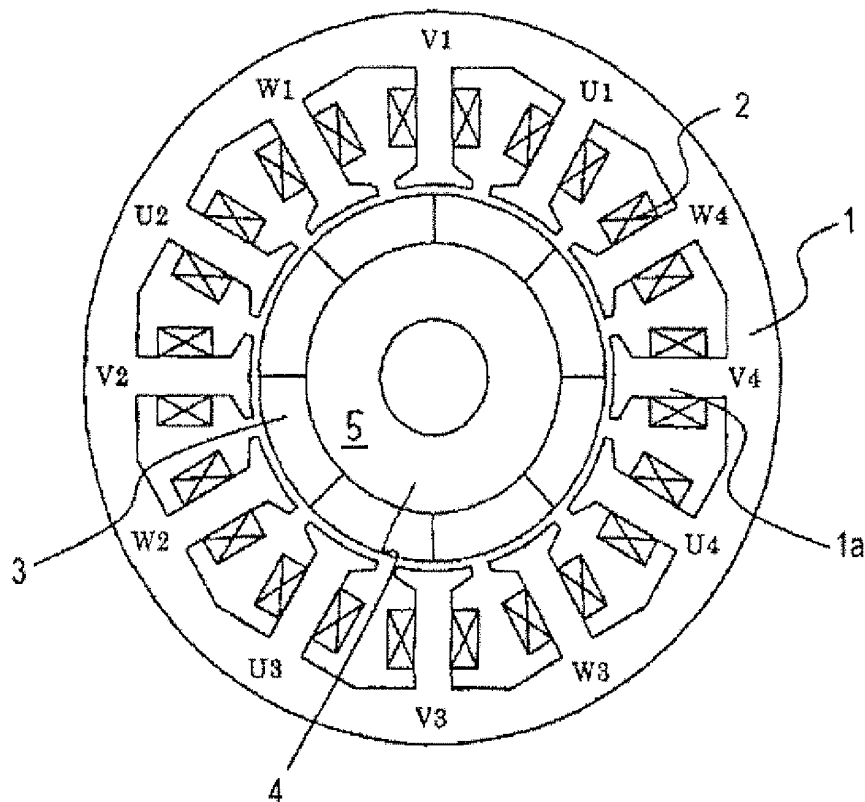
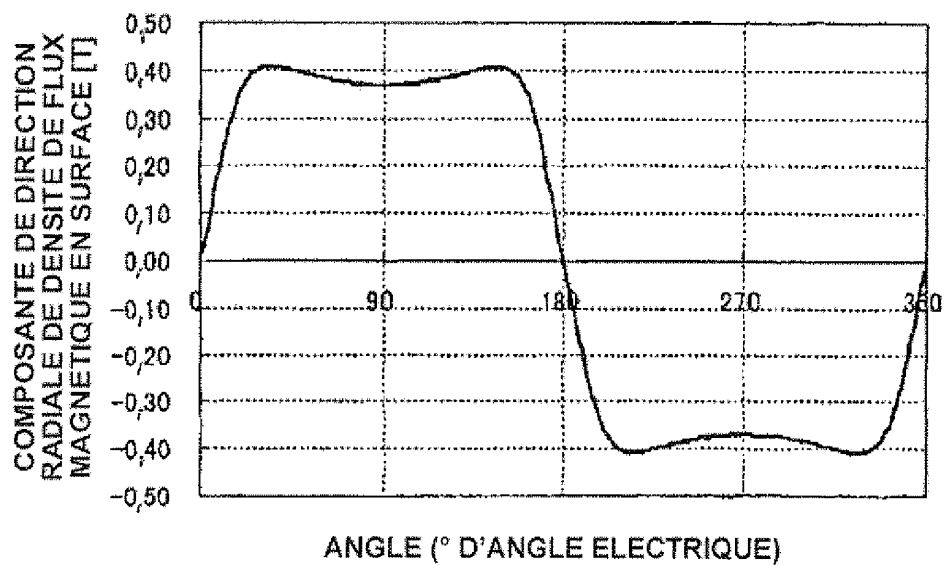


FIG. 2



2/10

FIG. 3

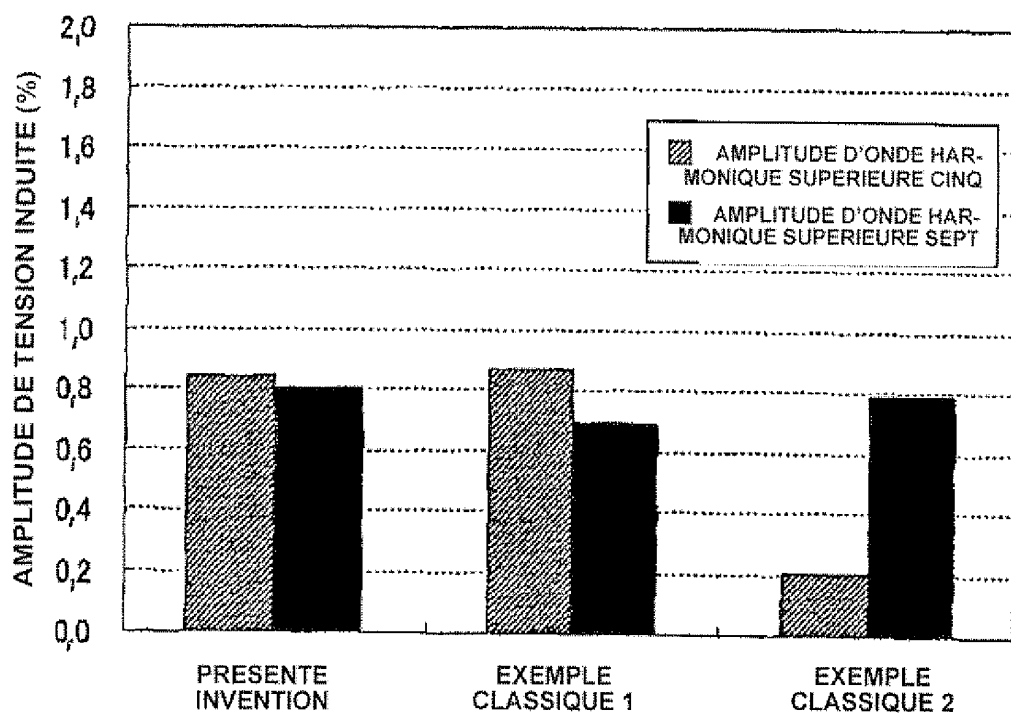
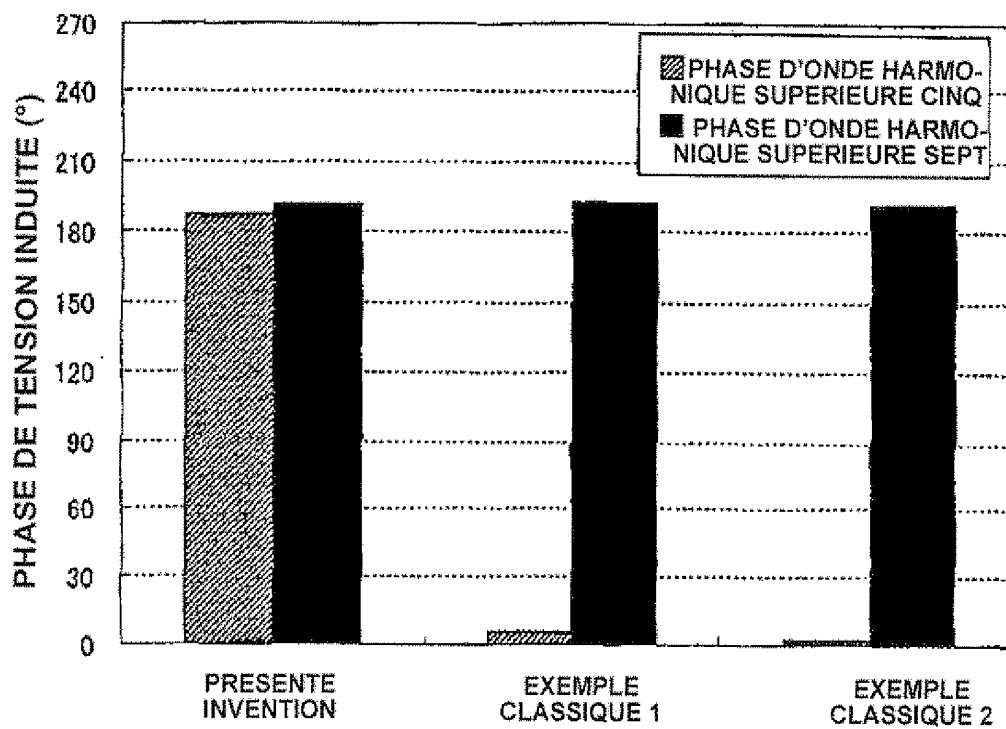


FIG. 4



3/10

FIG. 5

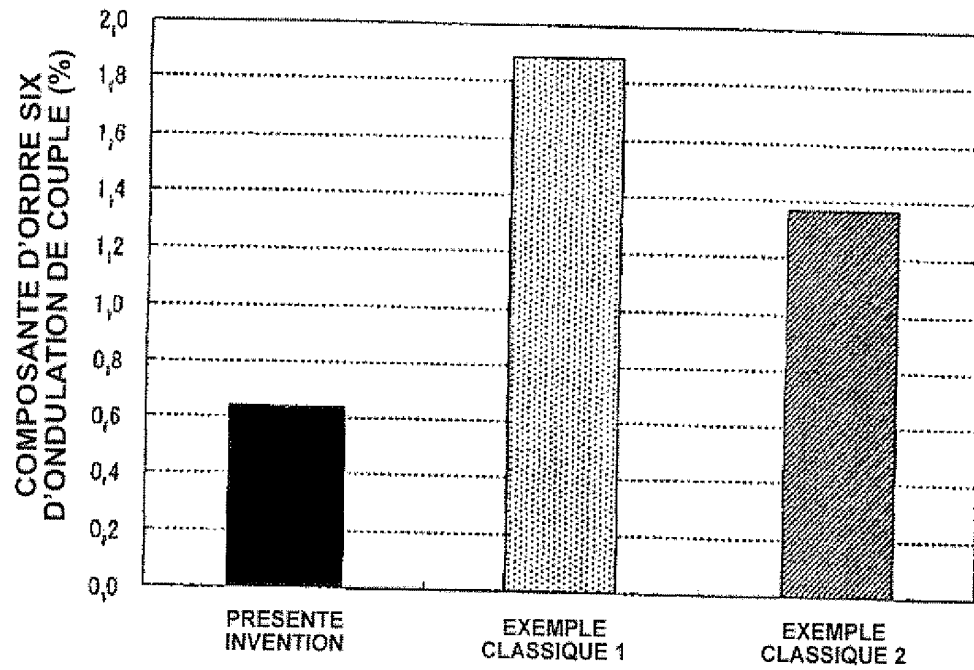
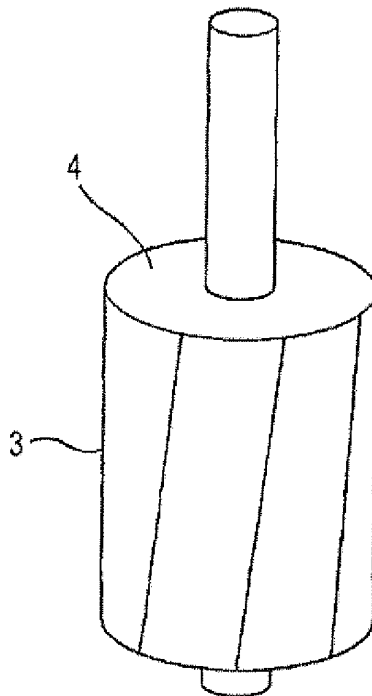


FIG. 6



4/10

FIG. 7

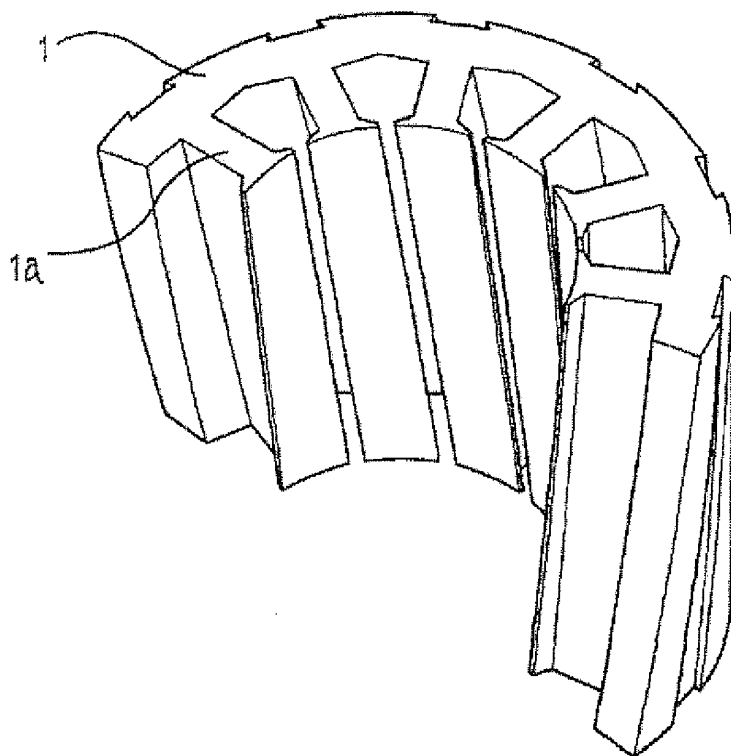
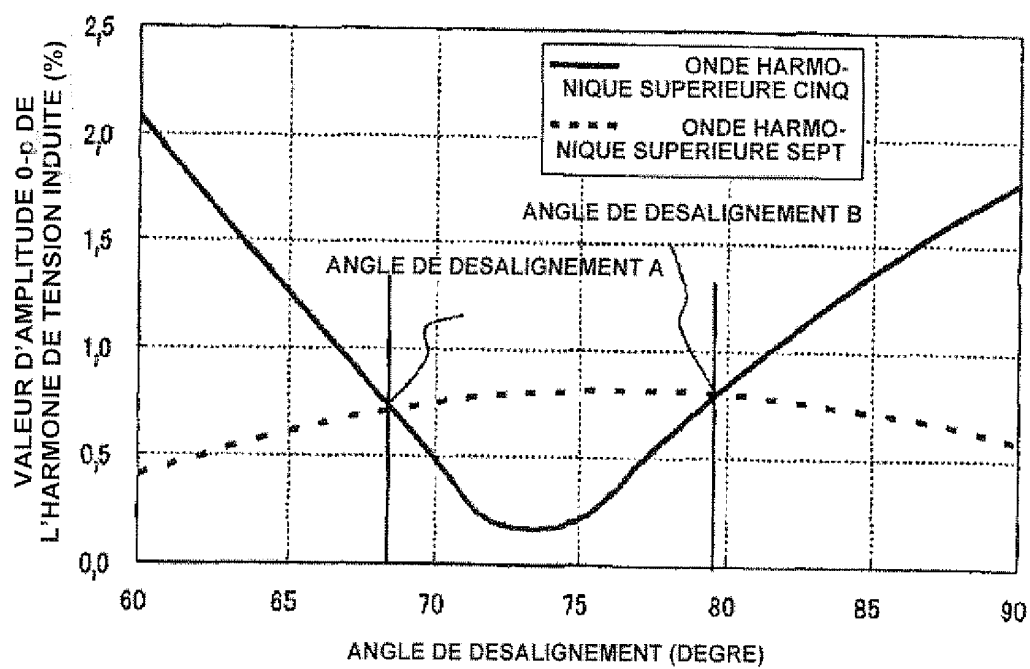


FIG. 8



5/10

FIG. 9

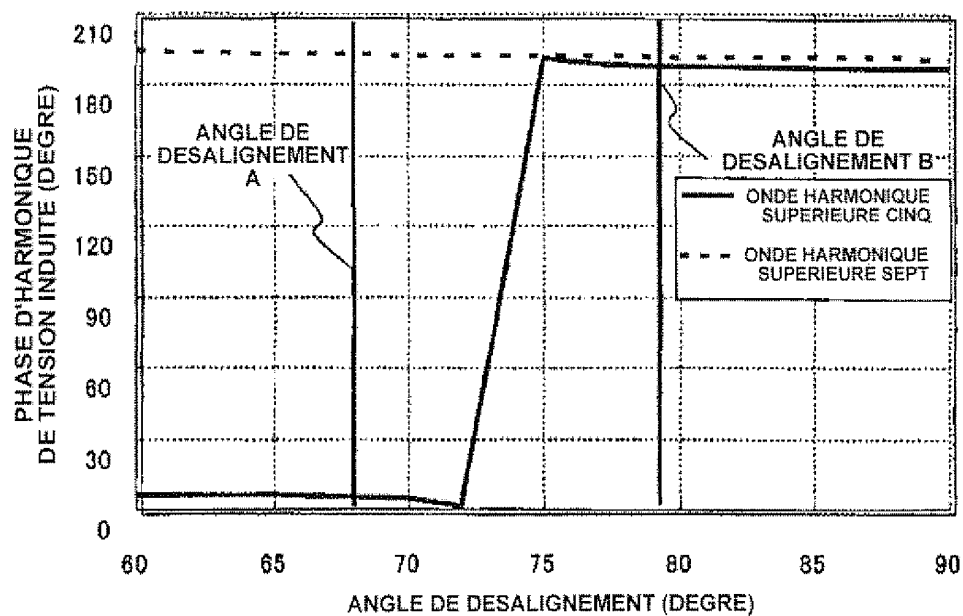
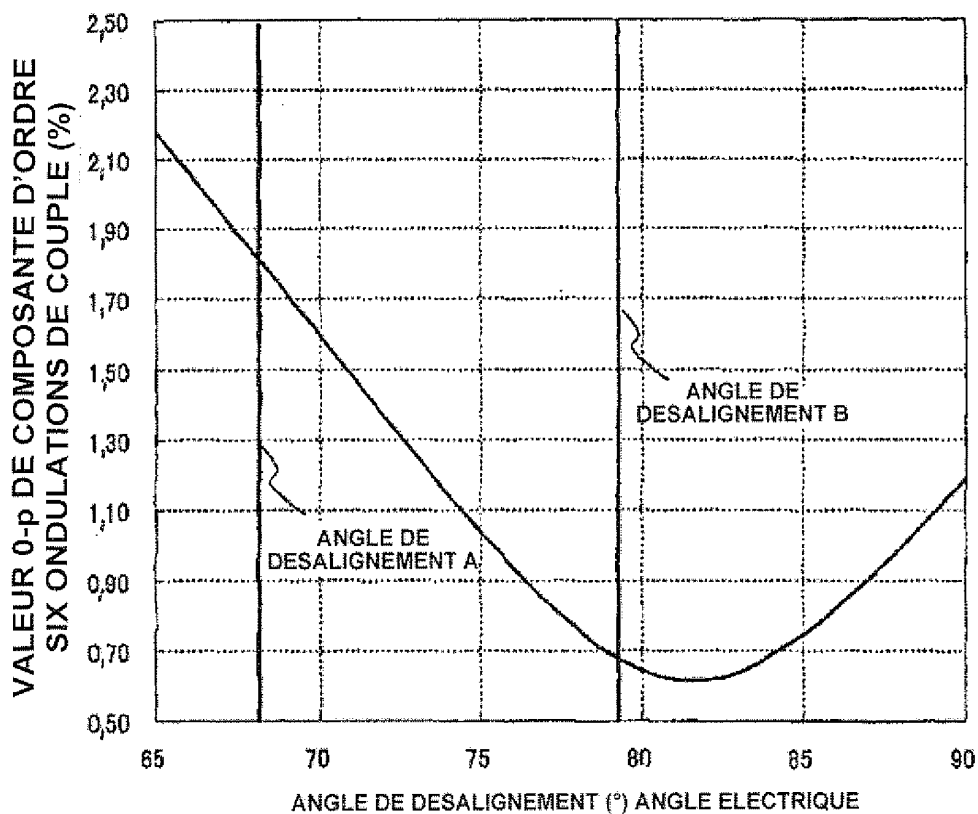


FIG. 10



6/10

FIG. 11

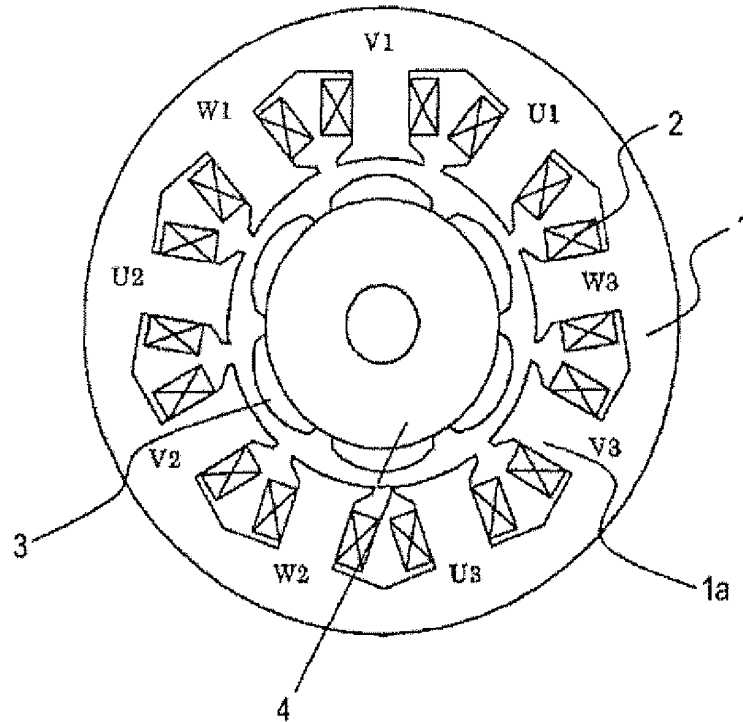
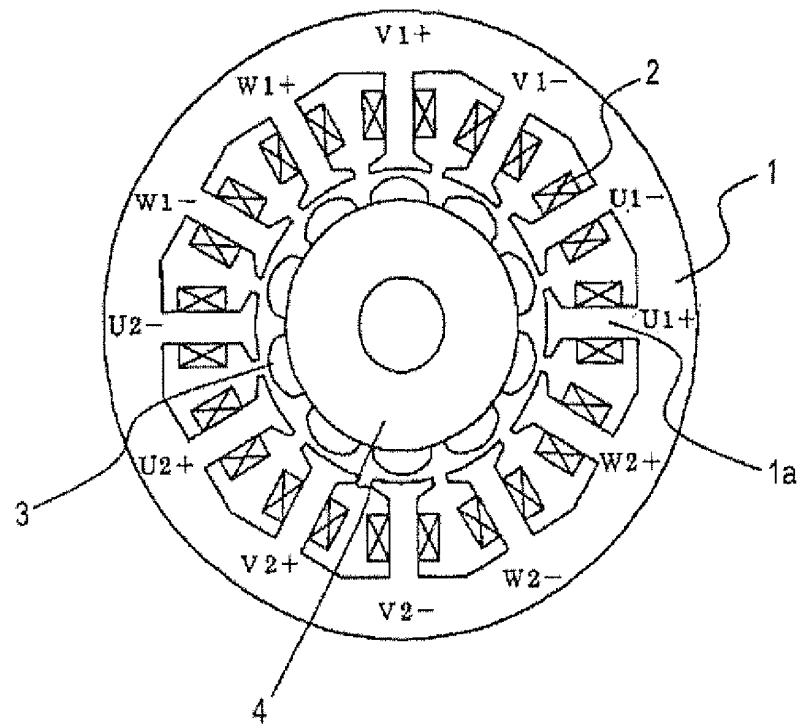


FIG. 12



7/10

FIG. 13

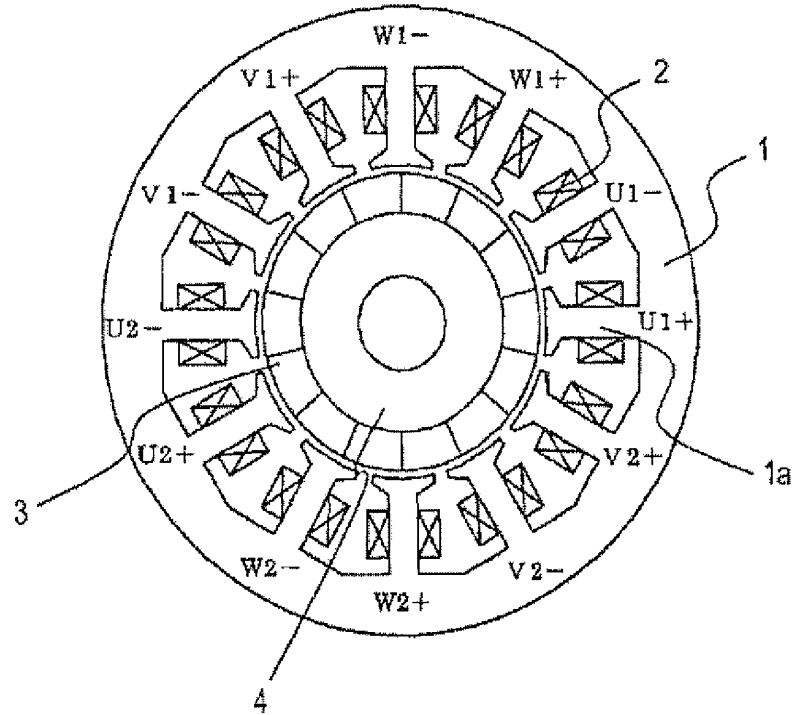
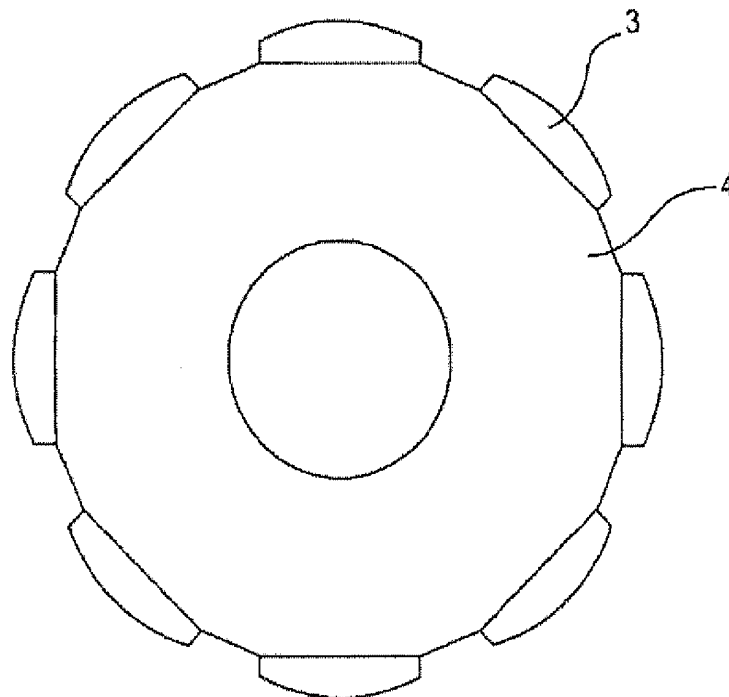


FIG. 14



8/10

FIG. 15

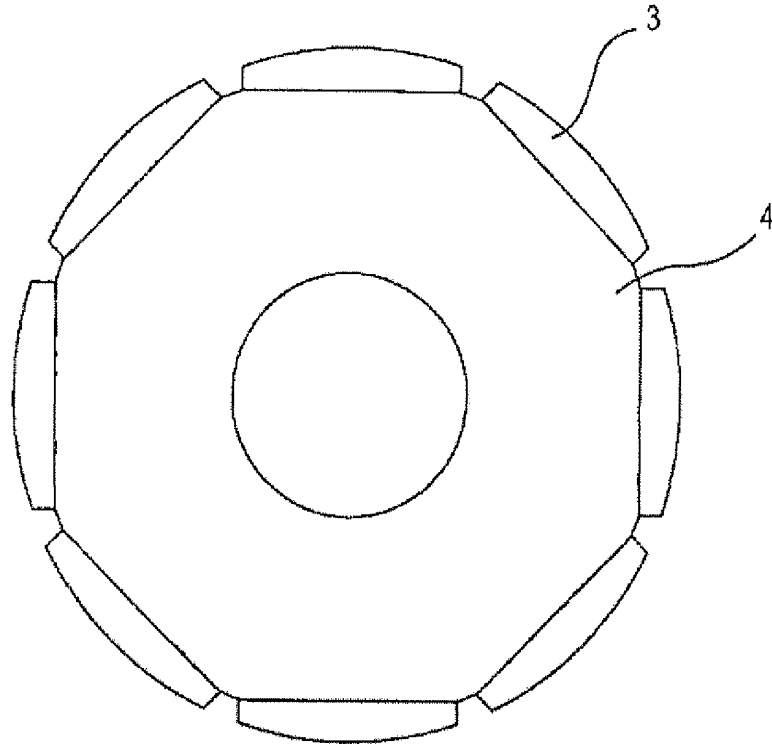
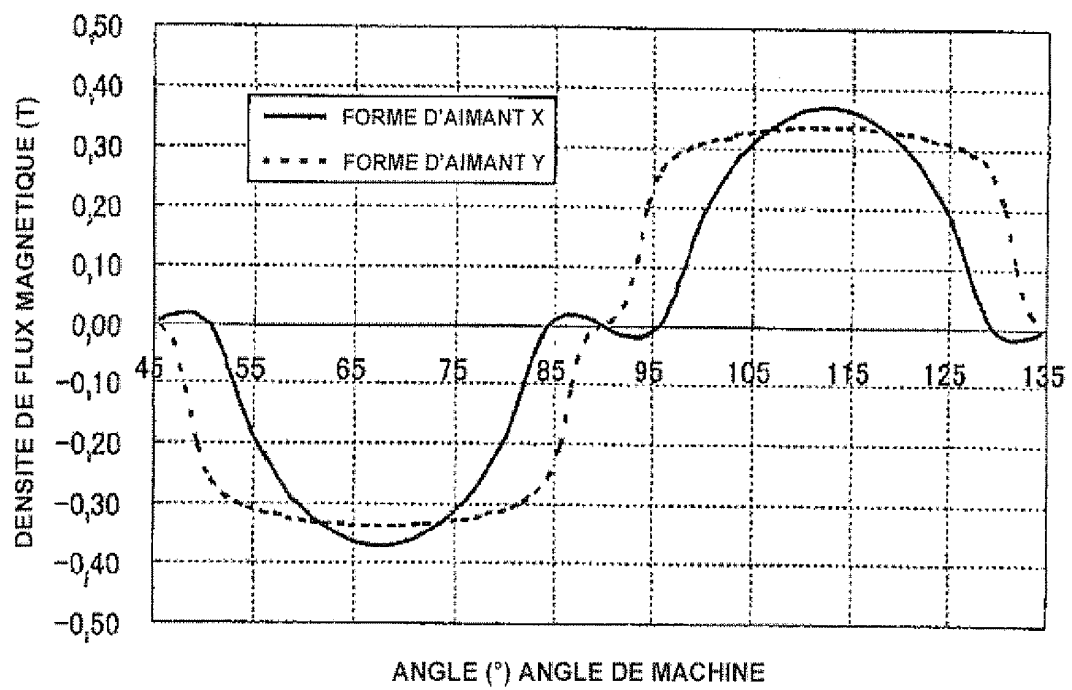


FIG. 16



9/10

FIG. 17

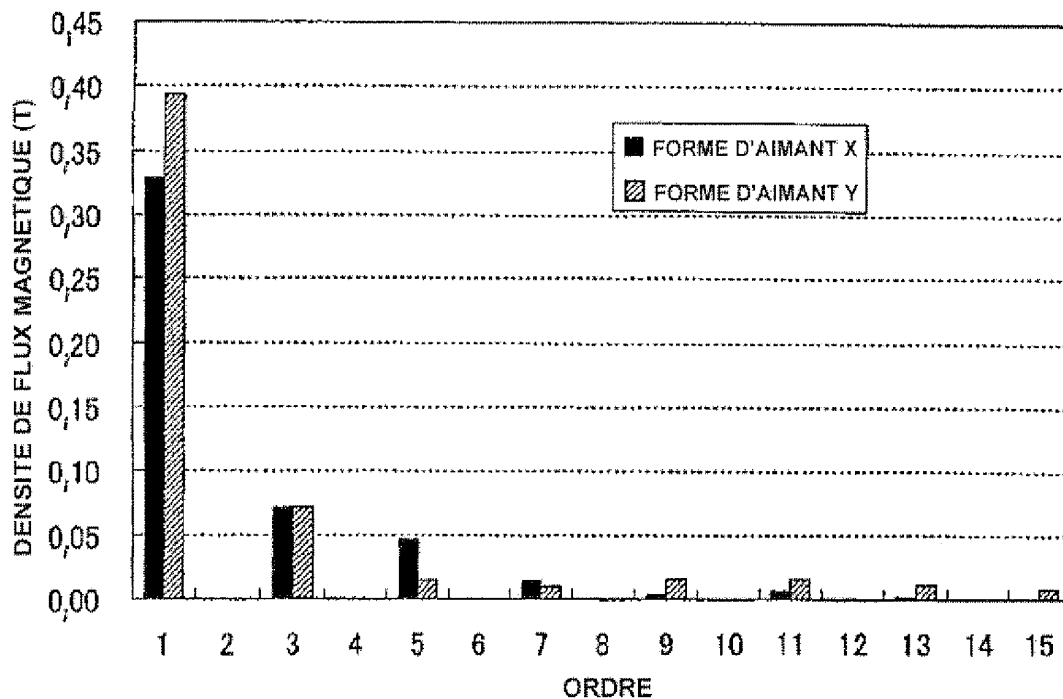
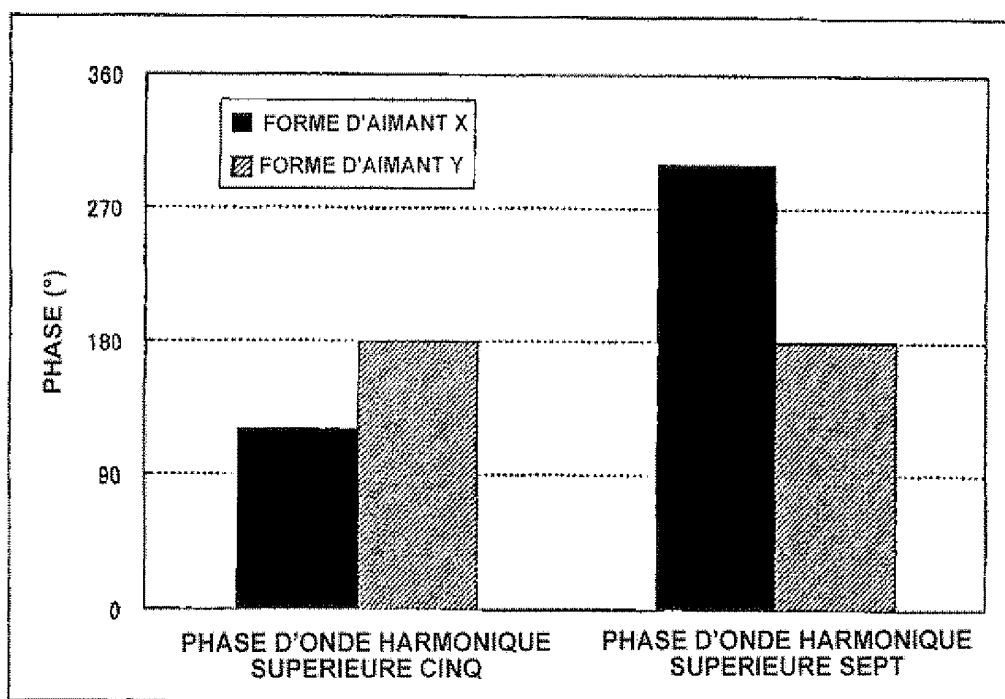


FIG. 18



10/10

FIG. 19

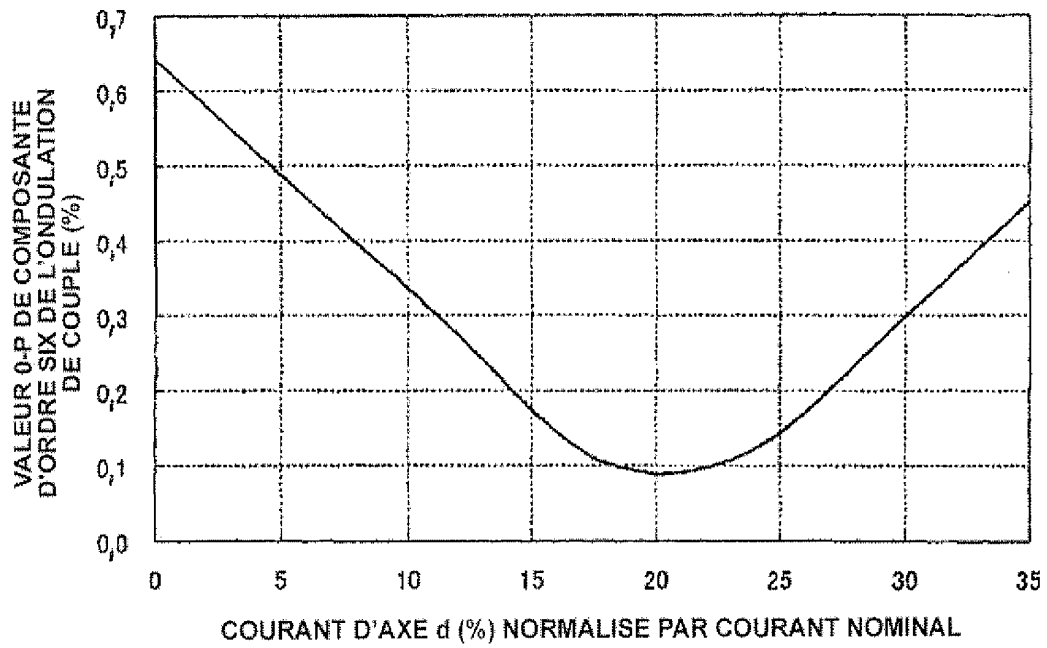


FIG. 20

