Office de la Propriété Intellectuelle du Canada
Un organisme d'Industrie Canada

Canadian Intellectual Property Office
An agency of Industry Canada

CA 2452994 A1 2005/06/09

(21) 2 452 994

(12) DEMANDE DE BREVET CANADIEN
CANADIAN PATENT APPLICATION

(13) A1

(22) Date de dépôt/Filing Date: 2003/12/09

(41) Mise à la disp. pub./Open to Public Insp.: 2005/06/09

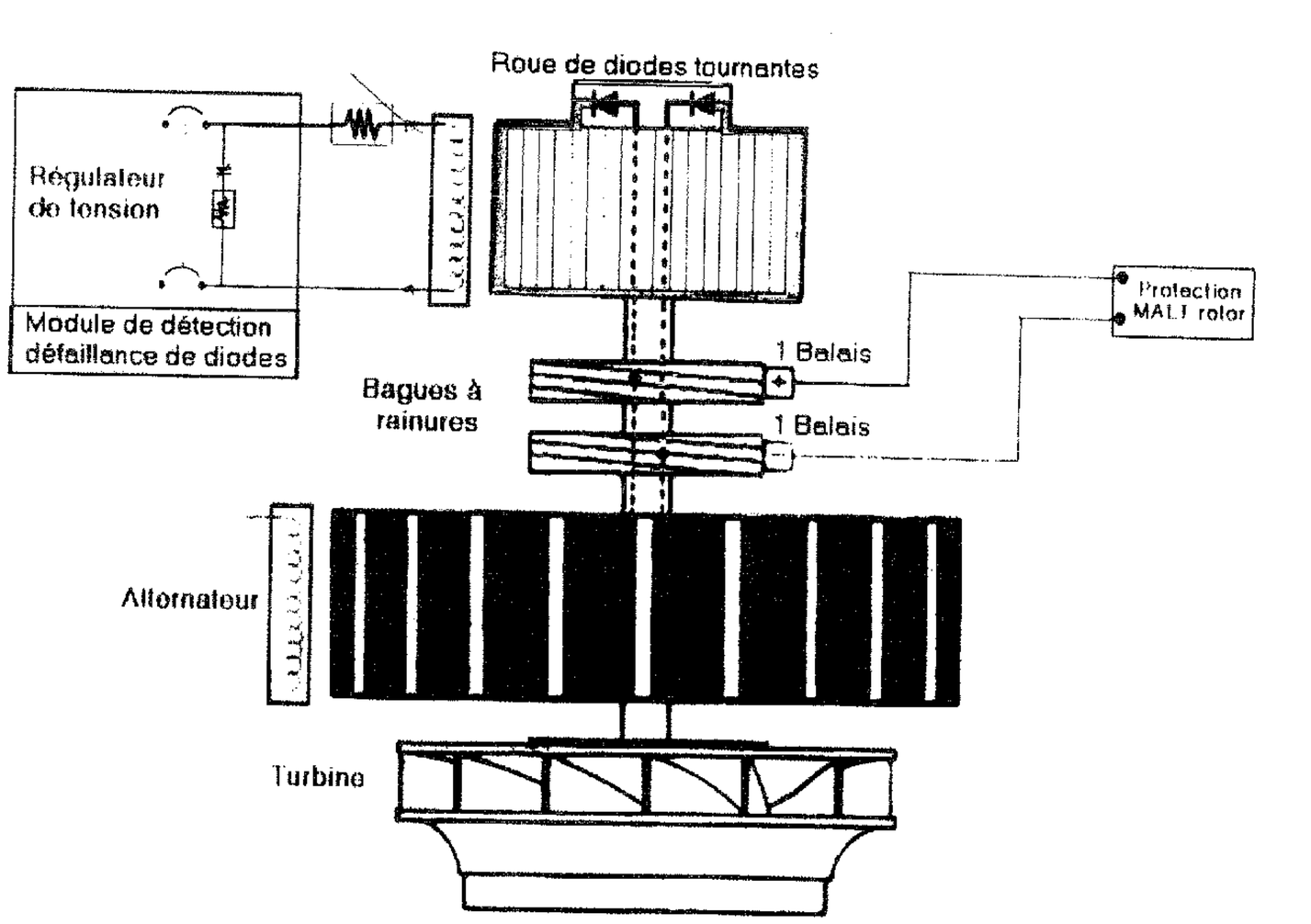
(51) Cl.Int.^{7}/Int.Cl.^{7} H02K 29/00, G06F 17/00, H02K 15/00

(71) Demandeur/Applicant:
HYDRO-QUEBEC, CA

(72) Inventeurs/Inventors:
BRUDNY, JEAN-FRANCOIS, FR;
GODIN, THIERRY, CA

(74) Agent: OGILVY RENAULT

(54) Titre : CONVERSION D`UNE EXCITATRICE A COMMUTATEUR EN EXCITATRICE A DIODES TOURNANTES
(54) Title: CONVERSION OF A SWITCH EXCITER TO A TURNING DIODE EXCITER



(57) Abrégé/Abstract:
Une méthode est décrite pour convertir une machine à courant continu en excitatrice à diodes où le rotor de l'excitatrice et de la culasse du stator sont conservés, ainsi que le régulateur de tension, ce qui implique que les courants d'excitation restent les même. Les constantes de temps de l'excitatrice d'origine, en courant inducteur et en tension rotorique ainsi que les densités de courants raisonnables dans l'enroulement induit de la nouvelle machine sont aussi conservées.

ABRÉGÉ

Une méthode est décrite pour convertir une machine à courant continu en excitatrice à diodes où le rotor de l'excitatrice et de la culasse du stator sont conservés, ainsi que le régulateur de tension, ce qui implique que les courants d'excitation restent les même. Les constantes de temps de l'excitatrice d'origine, en courant inducteur et en tension rotorique ainsi que les densités de courants raisonnables dans l'enroulement induit de la nouvelle machine sont aussi conservées.

4161-523CA

CONVERSION D'UNE EXCITATRICE A COMMUTATEUR EN EXCITATRICE A DIODES TOURNANTES

INTRODUCTION

Les excitatrices tournantes destinées à alimenter en courant continu les rotors des alternateurs synchrones sont encore de nos jours des machines indispensables dans le domaine de la production d'énergie électrique. Cependant, presque toutes ces machines ont été installées entre 1900 et 1960 et la plupart d'entre elles n'ont pas encore été restaurées. Par conséquent, si rien ne change, une augmentation de la fréquence des arrêts intempestifs d'exploitation est à prévoir.

Pour restaurer une excitatrice, la solution la plus connue est de la réisoler complètement avec des matériaux appartenant à la classe F d'isolation (155°C), puis de reconditionner ou de tout simplement remplacer son commutateur, sans oublier le disjoncteur de champ.

SOMMAIRE DE L'INVENTION

Une autre solution intéressante, mais plus coûteuse, est de remplacer l'excitatrice à balais par une excitatrice à diodes tournantes, dont les avantages sont, notamment, la suppression de tous les balais de carbone, source de pollution pour la centrale et de dégradation pour les enroulements; la suppression des commutateurs et des bagues du collecteur de l'alternateur; la suppression du disjoncteur principal rotorique et réduction substantielle des indisponibilités ainsi que de la maintenance, une économie chiffrée à environ 25 k$ par an et par machine.

Cependant, le coût d'une nouvelle excitatrice à diodes est loin d'être négligeable.

D'où l'idée de convertir la machine à courant continu en excitatrice à diodes, mais pas à n'importe quel prix, les contraintes fixées des opérateurs étant la conservation du rotor de l'excitatrice et de la culasse du stator; la conservation du régulateur de tension, ce qui implique que les courants d'excitation doivent rester les mêmes à peu de choses près; la conservation des constantes de temps de l'excitatrice d'origine, en courant inducteur et en tension rotorique, dans la mesure du possible ainsi que des densités de courants raisonnables dans l'enroulement induit de la "nouvelle" machine.

En accord avec un aspect de l'invention, il est décrit une méthode pour convertir une machine excitatrice tournante à collecteur à balais en machine excitatrice à diodes tournantes.

LISTES DES FIGURES

Figure 1 montre un système d'excitation avant la conversion;
Figure 2 montre un système d'excitation après la conversion;
Figure 3 montre un pont de diodes pour un circuit hepto-phasé;
Figure 4 montre une vue d'un dispositif comprenant un rotor et un stator en place;
Figure 5 montre une première génération d'excitatrice et une seconde génération d'excitatrice;
Figure 6 montre le détail mécanique du pont de diodes de la figure 3; et
Figure 7 montre un pont de diodes pour un circuit en étoile triphasé.

DESCRIPTION DE L'INVENTION

Le présent document présente ainsi une façon d'optimiser la recherche de la meilleure solution possible au problème posé, qui peut paraître insoluble au premier abord.

Pour ce faire l'étude d'une excitatrice à diodes est d'abord présentée dans le cas général en supposant fixées les dimensions de la machine ainsi que la vitesse de rotation N de la partie tournante. Il est aussi supposé que la machine est à entrefer lisse et non saturée avec toutes les bobines d'une phase connectées en série, une voie d'enroulement. Les paramètres suivants sont adoptés: le nombre de paires de pôles p, le nombre de phases q, le nombre de tours de cuivre n_{sp} par bobine inductrice, le nombre total de conducteurs actifs de l'enroulement polyphasé n ainsi que la structure du montage redresseur, i.e. pont simple ou double avec enroulements couplés en étoile ou en polygone.

Il est convenue que l'on est en présence d'un alternateur inversé, de noter toujours *stator* l'armature qui porte l'enroulement polyphasé et *rotor* l'armature qui porte les bobines inductrices.

I) PARAMÈTRES DE LA MACHINE

Le nombre n de conducteurs actifs au stator, n = Nenc.Ncond avec: Nenc = nombre d'encoches stator et Ncond = nombre de conducteurs par encoche, définit le nombre de tours d'une phase sous une paire de pôles. $n^s = \frac{n}{2qp}$.

Le bobinage n'étant pas encore connu, il est admit que le coefficient d'enroulement k_e pour le fondamental vaut 1. Dans ces conditions le nombre de tours effectifs $n_e^s = k_e n^s$ s'identifie avec n^s.

Les calculs relatifs au champ tournant fondamental créé par la brushless dans le cas général sont d'abord présentés.

L'axe de la bobine rotorique 1 de la phase 1 est pris comme référence spatiale. Un point quelconque de l'entrefer sera repéré par rapport à cette référence par la variable α^s.

Pour la phase q', avec $i_{q'}^s$ le courant qui parcourt la bobine 1 de cette phase, il vient immédiatement que $\varepsilon_{q'1}^s = \frac{4}{\pi}\frac{n_e^s}{2} i_{q'}^s \cos[p\alpha^s - (q'-1)\frac{2\pi}{q}]$.

Le fondamental de l'onde résultante est donné par $\varepsilon_1^s = \sum_{q'=1}^{q} \varepsilon_{q'1}^s$.

En supposant les différentes phases parcourues par un système q phasé équilibré de courants sinusoïdaux et en adoptant pour référence temporelle un instant t tel qu'à t=0 le courant dans la phase 1 soit maximum, il vient $i_{q'}^s = I_1^s\sqrt{2}\cos[\omega t - (q'-1)\frac{2\pi}{q}]$ de sorte que la relation qui donne ε_1^s s'écrit $\varepsilon_1^s = \frac{q}{\pi} n_e^s I_1^s \sqrt{2}\cos[\omega t - p\alpha^s]$.

I.1) Réactance synchrone X^s

La composante radiale de l'onde d'induction fondamentale d'entrefer b_1^s s'écrit $b_1^s = \frac{q}{\pi}\frac{\mu_0}{ek_c} n_e^s I_1^s \sqrt{2}\cos[\omega t - p\alpha^s]$ où k_c représente le coefficient de Carter, e l'épaisseur constante d'entrefer et μ_0 la perméabilité du vide ($\mu_0 = 4\pi 10^{-7}\,H/m$).

De cela il est déduit l'expression du flux principal embrassé par la phase q', composante liée au flux créé par le stator lui-même. En notant D le diamètre d'alésage de l'armature fixe et L la longueur des armatures, longueur idéale du fer, il vient

$$\psi_{q'sp}^s = pn_e^{s2}(\frac{D}{2} - e)L\frac{q}{\pi}\frac{\mu_0}{ek_c} I_1^s\sqrt{2}\int_{(q'-1)\frac{2\pi}{qp}-\frac{\pi}{2p}}^{(q'-1)\frac{2\pi}{qp}+\frac{\pi}{2p}} \cos[\omega t - p\alpha^s]d\alpha^s .$$

Cette relation conduit à $\psi_{q'sp}^s = 2n_e^{s2}(\frac{D}{2} - e)L\frac{q}{\pi}\frac{\mu_0}{ek_c} I_1^s\sqrt{2}\cos[\omega t - (q'-1)\frac{2\pi}{q}]$.

Compte tenu de l'expression de $i_{q'}^s$, en introduisant le paramètre de construction H invariable,

$$\boxed{H = (\frac{D}{2} - e)L\frac{\mu_0}{ek_c} \qquad [5.1]}$$

L'expression de l'inductance de réaction magnétique qui n'est autre que l'inductance cyclique principale d'une phase est déduite.

$$L_r^s = \frac{2q}{\pi} H n_e^{s2} \qquad [5.2]$$

L'inductance synchrone, qui correspond à l'inductance cyclique propre, s'obtient en ajoutant à la quantité précédente l'inductance de fuites l^s supposée égale à σ fois l'inductance L_r^s. Il sera apprécié que pour σ la valeur de 1/12 est adoptée.

$$L^s = \frac{2q}{\pi} H(1+\sigma) n_c^{s2} \qquad [5.3]$$

Comme $X^s = L^s \omega$, avec $\omega = 2\pi p N$,

$$X^s = 4qpNH(1+\sigma) n_e^{s2} \qquad [5.4]$$

I.2) Coefficient directeur k de la caractéristique à vide dans la partie linéaire

Il sera apprécié que l'onde d'induction fondamentale générée par les enroulements d'excitation définit la valeur efficace E_B de la force électromotrice (f.e.m.) induite dans les enroulements polyphasés. En notant i_{ex} le courant d'excitation, ν le coefficient d'Hopkinson et en confondant le coefficient de bobinage relatif au fondamental de cet enroulement à l'unité,

$$E_B = 8\sqrt{2} L \left(\frac{D}{2} - e\right) N p n_e^s n_{sp} \frac{\mu_0}{e k_c} \frac{i_{ex}}{\nu}$$

Donc en introduisant le paramètre de construction H, k s'exprime par

$$k = 8\sqrt{2} N H p n_e^s n_{sp} \frac{1}{\nu} \qquad [5.5]$$

I.3) Coefficient d'équivalence des At

Le stator crée une force magnéto motrice (f.m.m.) fondamentale d'amplitude $\hat{\varepsilon}_1^s = \frac{q}{\pi} n_e^s I_1^s \sqrt{2}$.

Pour générer un Nord et un Sud au niveau de l'inducteur $2n_{sp}$ spires sont utilisées. Il est déduit que le rotor crée une f.m.m. fondamentale d'amplitude $\hat{\varepsilon}_1^r = \frac{4}{\pi} n_{sp} \frac{i_{ex}}{\nu}$.

Le coefficient d'équivalence α est défini de telle sorte que αI_1^s ampères au rotor créent les même effets magnétiques (concernant la f.m.m.) que le stator. L'égalité suivant doit être vérifiée

$$\frac{q}{\pi} n_e^s I_1^s \sqrt{2} = \frac{4}{\pi} \frac{n_{sp}}{\nu} \alpha I_1^s .$$

Cette dernière égalité conduit à

$$\alpha = \frac{q\sqrt{2}}{4} \frac{n_e^s}{n_{sp}} \nu \qquad [5.6]$$

Il est aisé de vérifier l'égalité $X_r^s = k\alpha$.

II) MONTAGES REDRESSEURS.

En négligeant les chutes de tension dans le montage redresseur, $U_0 = RJ$, avec U_0 = tension d'excitation du rotor principal (V cc), J = courant cc fourni au rotor principal par l'excitatrice et R = résistance ohmique du rotor de l'alternateur principal à 75°C (Par convention. Voir normes).

Il est convenu, dans les différentes relations qui suivent, de repérer par V^s la tension qui apparaît aux bornes d'une phase de la brushless.

II.1) Couplage en polygone des enroulements

La tension redressée est $U_0 = \frac{q}{\pi} V^s \sqrt{2}$, de sorte que $V^s = \frac{\pi RJ}{q\sqrt{2}}$.

La valeur efficace du fondamental du courant dans une phase est $I_1^s = \frac{2}{\pi\sqrt{2}} J$ pour q pair. Pour q impair le calcul est plus compliqué. Néanmoins il semble qu'adopter la même relation que pour q pair ne conduit pas à une erreur importante.

La valeur efficace du courant dans une phase est $I^s = J/2$ pour q pair et $I^s = \frac{J}{2}\frac{\sqrt{q^2-1}}{q}$ pour q impair.
Pour q impair et grand, I^s tend vers J/2. Pour la valeur minimale de q, à savoir 3, il vient $I^s = 0.94\frac{J}{2}$. En adoptant la valeur J/2 la valeur efficace du courant dans une phase est surestimée légèrement, dans le cas le plus défavorable.
Pour simplifier les développements la valeur J/2 est adoptée pour I^s, que q soit pair ou impair.

Les différentes relations qui seront utilisées lorsque les enroulements seront couplés en polygones sont $V^s = \frac{\pi RJ}{q\sqrt{2}}$ [5.7], $I_1^s = \frac{2}{\pi\sqrt{2}} J$ [5.8] et $I^s = J/2$ [5.9].

II.2) Couplage en étoile des enroulements

La tension redressée est égale à $U_0 = \frac{2q}{\pi} V^s \sqrt{2} \sin\frac{\pi}{q}$, de sorte que $V^s = \frac{\pi RJ}{2q\sqrt{2}\sin\frac{\pi}{q}}$.

La valeur efficace du fondamental du courant dans une phase est $I_1^s = \frac{4}{\pi\sqrt{2}} J \sin\frac{\pi}{q}$.

La valeur efficace du courant dans une phase est $I^s = J\sqrt{\frac{2}{q}}$

Les différentes relations qui seront utilisées lorsque les phases sont couplées en étoile sont donc $V^s = \frac{\pi RJ}{2q\sqrt{2}\sin\frac{\pi}{q}}$ [5.10], $I_1^s = \frac{4}{\pi\sqrt{2}} J \sin\frac{\pi}{q}$ [5.11] et $I^s = J\sqrt{\frac{2}{q}}$ [5.12].

III) CONSTANTE DE TEMPS DE L'INDUCTEUR

L^r et R^r dénotent respectivement l'inductance propre et la résistance du circuit inducteur. La constante de temps du circuit inducteur τ^r vaut L^r/R^r. Cette constante de temps est définie avec les autres circuits ouverts, c'est-à-dire les circuits où l'enroulement est q phasé rotorique de même que les amortisseurs.
L'inductance L^r peut s'exprimer analytiquement. Pour cela l'inducteur est supposé seul alimenté et le flux embrassé par une bobine constituée de deux bobines élémentaires de n_{sp} tours chacune, l'ensemble générant une paire Nord Sud est tout d'abord déterminé. Cette bobine comporte donc $2n_{sp}$ tours. Le fondamental de l'onde d'induction générée par l'inducteur est $b^r = \hat{b}^r \cos p\alpha^r$ avec $\hat{b}^r = \frac{4}{\pi}\sin\beta\frac{\pi}{2}\frac{2n_{sp}}{2}\frac{\mu_0}{ek_c} i_{ex} = \frac{4}{\pi}\sin\beta\frac{\pi}{2} n_{sp}\frac{\mu_0}{ek_c} i_{ex}$, β représentant la largeur angulaire des épanouissements polaires.
Le flux embrassé par deux bobines élémentaires constituant une paire de pôles vaut $\psi^r = 2n_{sp}\frac{D}{2}L\hat{b}^r 2\int_0^{\beta\pi/2p} \cos p\alpha^r d\alpha^r$, ce qui conduit à $\psi^r = 2n_{sp}\frac{D}{2}L\hat{b}^r 2\frac{1}{p}\sin\beta\frac{\pi}{2}$.
En remplaçant l'induction crête par son expression et en divisant par i_{ex}, l'inductance des deux bobines élémentaires constituant une paire de pôles est obtenue, $\psi^r = n_{sp}^2 DL\frac{8}{\pi}(\sin\beta\frac{\pi}{2})^2\frac{\mu_0}{ek_c}\frac{l}{p}$.

4161-523CA

Pour tenir compte des fuites il convient de considérer l'expression $\psi^r = n_{sp}^2 DL\frac{8}{\pi}(\sin\beta\frac{\pi}{2})^2\frac{\mu_0}{ek_c}\frac{1}{p}(1+\kappa)$, avec κ voisin de 0.1.

En multipliant l'expression précédente par le nombre de paires de pôles p, le coefficient d'inductance propre cherché L^r est obtenu, $\boxed{L^r = n_{sp}^2 DL\frac{8}{\pi}(\sin\beta\frac{\pi}{2})^2\frac{\mu_0}{ek_c}(1+\kappa)}$ [5.13].

τ_0^r dénote la constante de temps à 75°C de l'inducteur seul relative à n_{sp} spires inductrices et

$\tau_0{}^r = \frac{L^r}{R^r}$ [5.14]

L'expression de L^r fait apparaître deux propriétés. La première propriété est que cette quantité et donc τ^r, à n_{sp} donné, sont indépendants du nombre de paires de pôles p et la second propriété est que L^r et par conséquent τ^r sont proportionnels au carré de n_{sp}.

IV) ASSOCIATION BRUSHLESS, MONTAGE REDRESSEUR

L'inductance de la roue polaire de l'alternateur principal est suffisamment importante pour pouvoir considérer que les ponts de diodes délivrent un courant constant J.
Dans ces conditions, si le phénomène d'empiètement est négligé, les fondamentaux des courants dans les enroulements de la brushless sont en phase avec les tensions qui apparaissent aux bornes de ces derniers. Le diagramme à réactance synchrone conduit par conséquent, si les effets résistifs sont négligés et en notant I_1^s la valeur efficace des fondamentaux des courants, à la relation
$E_B = [V^{s2} + (X^s I_1^s)^2]^{1/2}$, avec $i_{ex} = E_B / k$.

IV.1) Couplage en polygone des enroulements

Tout d'abord, $E_B = \left[\frac{(\pi RJ)^2}{2q^2} + (4qpNH(1+\sigma)n_e^{s2}\frac{2}{\pi\sqrt{2}}J)^2\right]^{1/2}$ [5.15], avec $k = 4\sqrt{2}NH\frac{1}{\nu}n_{sp}\frac{n}{q}$ [5.16].

De cela il est déduit $i_{ex} = \frac{J\nu}{4n_{sp}}\left[\frac{\pi^2R^2}{4N^2H^2n^2} + \frac{1}{\pi^2}(1+\sigma)^2\frac{n^2}{p^2}\right]^{1/2}$ [5.17].

Le courant i_{ex} est inversement proportionnel à n_{sp} et décroît avec p. Il apparaît que n intervient dans cette relation de façon un peu plus complexe.

Le courant, à J, n_{sp} et p donnés, passe par un minimum lorsque la somme entre crochets de [5.17] est minimale. Comme le produit des deux termes est indépendant de n, cette somme est minimale lorsque les deux termes sont égaux.

Soit n_{opt} la valeur de n qui minimise i_{ex}, $n_{opt}^4 = \frac{\pi^4R^2p^2}{4N^2H^2(1+\sigma)^2}$.

Il vient que $\boxed{n_{opt} = \pi\left[\frac{R}{2NH(1+\sigma)}\right]^{1/2}\sqrt{p}}$ [5.18].

La même relation est obtenue en annulant la dérivée. Pour cette valeur de n_{opt}, $V^s = X^s I_1^s$ qui est valable quel que soit le débit puisque le problème est linéaire dans la mesure où la saturation et les non linéarités éventuelles engendrées par les chutes de tension sont négligées.

Compte tenu de [5.7], $E_{Bopt} = V^s\sqrt{2} = \frac{\pi RJ}{q}$ [5.19], $i_{exopt} = \frac{J\nu}{4n_{sp}}\left[\frac{2}{\pi^2}(1+\sigma)^2\frac{n_{opt}^2}{p^2}\right]^{1/2}$.

En remplaçant n_{opt} par sa valeur donnée par [5.18], $\boxed{i_{exopt} = \frac{Jv}{4n_{sp}\sqrt{p}}[R\frac{(1+\sigma)}{NH}]^{1/2}}$ [5.20].

Il sera apprécié que ce courant d'excitation optimal est indépendant de q et est inversement proportionnel à $\sqrt{p}$.

IV.2) Couplage en étoile des enroulements

Il suffit d'effectuer des développements identiques aux précédents en adaptant les relations.

La personne versée dans l'art comprendra qu'il est possible d'avoir une configuration à double étoile. Par exemple, une étoile à 6 phases pourra être remplacée par deux étoiles à 3 phases.

$$E_B = \left[\frac{(\pi RJ)^2}{8q^2\sin^2\frac{\pi}{q}} + (4qpNH(1+\sigma)n_e^{s2}\frac{4}{\pi\sqrt{2}}J\sin\frac{\pi}{q})^2\right]^{1/2} \quad [5.21].$$

Comme l'expression de k est toujours donnée par [5.16],

$$i_{ex} = \frac{Jv}{2n_{sp}}\left[\frac{\pi^2R^2}{64N^2H^2n^2\sin^2\frac{\pi}{q}} + \frac{(1+\sigma)^2}{\pi^2}\frac{n^2}{p^2}\sin^2\frac{\pi}{q}\right]^{1/2} \quad [5.22].$$

En adoptant une démarche identique à la précédente, $n_{opt}^4 = \frac{\pi^4R^2p^2}{64N^2H^2(1+\sigma)^2\sin^4\frac{\pi}{q}}$, soit

$$\boxed{n_{opt} = \frac{\pi}{2\sin\frac{\pi}{q}}\left[\frac{R}{2NH(1+\sigma)}\right]^{1/2}\sqrt{p}} \quad [5.23].$$

Il est alors possible de calculer i_{exopt}, ce qui donne $\boxed{i_{exopt} = \frac{Jv}{4n_{sp}\sqrt{p}}[R\frac{(1+\sigma)}{NH}]^{1/2}}$.

Il sera apprécié, concernant i_{exopt}, qu'exactement la même relation que pour les montages en polygone est obtenue, bien que les valeurs de n_{opt} soient différentes pour les deux configurations.

V) APPLICATIONS PRATIQUES

V.1) Caractéristiques d'un premier prototype

Les principaux paramètres des alternateurs et des excitatrices du premier prototype sont les suivants. Il sera apprécié que les valeurs optimisées précédemment définies ne sont pas prises en compte.

Symbole	Signification	Valeur	Unités
MES	Année de la mise en service du groupe	1943	
MVA	Puissance apparente de l'alternateur principal (cosφ = 0,85)	36	MVA
kV	Tension nominale phase-phase	11	kV
N	Vitesse synchrone de l'alternateur	109,1	TPM
2P	Nombre de pôles alternateur principal	66	-

4161-523CA

R	Résistance du rotor de l'alternateur principal (75°C)	0,173	Ω
XD	Réactance synchrone alternateur	0,8	pu
Jo	Courant d'excitation à vide de l'alternateur principal (11 kV - Disjoncteur alt. ouvert)	458	Acc
Jnom	Courant d'excitation nominal de l'alternateur	897	Acc
KW	Puissance nominale de l'excitatrice à balais (plaque signal.)	325	kW
Uexc	Tension nominale de l'excitatrice à balais	250	Vcc
iexcoDC	Courant inducteur nécessaire pour obtenir 11 kV à vide aux bornes de l'alternateur principal (exc. à balais)	**9** (Mesuré)	Acc
iexcnomDC	Courant inducteur excitatrice à balais à 36 MVA - 11 kV	24 (Mesuré)	Acc
D	Diamètre d'alésage de l'excitatrice	1434	mm
L	Longueur idéale du fer rotor	313	mm
e	Entrefer simple mesuré de l'excitatrice à balais	5,83	mm
2p	Nombre de pôles de l'excitatrice à balais	10	-
f	Fréquence de l'excitatrice à balais	9,09	Hz
e'	Entrefer simple de l'excitatrice brushless	5,83 (Inchangé)	mm
2p'	Nombre de pôles de l'excitatrice brushless	**10** (Inchangé)	
Nenc	Nombre d'encoches rotor de l'excitatrice	196	-
Ncond1	Nombre de conducteurs par encoche rotor exc. à balais	2	-
Ncond2	Nombre de conducteurs par encoche rotor exc. brushless	2	-
COUPL	Type de couplage rotor brushless (Étoile / Polygone)	**Polygone**	-
ENROU	Nombre d'enroulements indépendants excitatrice brushless	**1**	
2a	Nombre de voies enroulement exc. à balais	2	-
Npp	Nombre de parties parallèles de l'enroulement rotor brushless	1	-
q	Nombre de phases rotor brushless	**7**	-
n	Nbe de conducteurs actifs de l'excitatrice brushless (Nenc.Ncond2)	392	-
nsp1	Nombre de spires par pôle stator excitatrice à balais	152	-
Rind1	Résistance série des 10 pôles inducteurs de l'exc. à balais (Mesuré)	3,6 (20°C)	Ω
τ_{DC}	Constante de temps de l'inducteur de l'exc. à balais (Voir formule 5.14 - Mesuré)	**1,1**	sec
nsp2	Nombre de spires par pôle inducteur exc. brushless	**610**	-
Rind2	Résistance série des 10 pôles inducteurs brushless	**Inchangé**	Ω

iexcoB	Courant inducteur nécessaire pour obtenir 11 kV à vide aux bornes de l'alternateur principal brushless	**6,5** (Mesuré)	Acc
iexcnomB	Courant inducteur brushless à 36 MVA - 11 kV	**16** (Mesuré)	Acc
τ_B	Constante de temps de l'inducteur de la brushless	**4** (Mesuré)	sec
μ_0	Perméabilité du vide	$4.\pi.10^{-7}$	H/m
k_C	Coefficient de Carter	1,08	-
ν	Coefficient d'Hopkinson de l'excitatrice {(flux utile + flux de fuite pôles)/flux utile}	**1,2**	-
V^s	Tension induite aux bornes d'une phase du rotor **brushless** $V^s = Ucc.\pi/(q.\sqrt{2})$ ⇒ **si couplage en polygone** $V^s = Ucc.\pi/(q.\sqrt{2})/2.\sin(\pi/q)$ ⇒ **si couplage en étoile**		Vca
E_B	Force électromotrice interne de l'excitatrice brushless		Vca
I_1^s	Valeur efficace **du fondamental** du courant circulant dans une phase du rotor de l'excitatrice brushless $I_1^s \sim 0{,}45x\ J$ ⇒ **si couplage polygone** $I_1^s = 0{,}9x\sin(\pi/q)x\ J$ ⇒ **si couplage étoile**		Aca
I^s	Valeur efficace du courant circulant dans une phase du rotor de l'excitatrice brushless (**Pour calculer pertes Joule**) $I^s \sim 0{,}5x\ J$ ⇒ si couplage polygone $I^s = \sqrt{2/q}\ x\ J$ ⇒ si couplage étoile		Aca

4161-523CA

Vu le grand nombre de spires des pôles inducteurs de la brushless, soit 610, une constante de temps bien supérieure à 4 secondes aurait du être mesurée, de l'ordre de 16 secondes en fait. Ce phénomène est probablement explicable si les inductances mutuelles entre les pôles et notamment la saturation qui doit sûrement apparaître eut égard à l'augmentation importante d'Ampères tours générés par l'inducteur sont considérées. A cette fin, le courant d'excitation à vide de la brushless optimisée est tout d'abord déterminé.

Il sera apprécié que nsp=152 et n=392 sont conservées toujours avec un enroulement en polygone à 7 phases, 196 encoches=2x2x7x7).

Pour Jo=458 Acc, H=44,426.10^{-6} (MKSA) et N=1,818 tr/sec, d'où n opt=98,93.$\sqrt{p}$, avec iexc opt=43,48/$\sqrt{p}$.

Le tableau suivant est alors dressé.

2p	**10**	**12**	**16**	**20**
n opt	221	242	280	313
iexc opt à vide	19,4	17,7	15,4	13,7

Il sera apprécié qu'en multipliant le nombre de pôles inducteurs par 2, le courant d'excitation à vide aurait pu être réduit plus facilement.

Le courant d'excitation à vide est alors recalculé avec n=392 et v=1,2 :

2p	**10**	**20**
n	392	392
iexcoB	25,6	14,4

Afin de réduire encore le courant inducteur, il suffit d'adopter des bobines avec nsp=220, d'où **iexcoB**=152/220x14,4=**10 Acc,** ce qui est très acceptable.

La nouvelle constante de temps est alors calculée.

$\mathbf{L^r}$ (excitatrice à balais)=5,05 Henry,

Rind1=3,6 (20 °C)=4,38 Ω (75 °C), et

τ_{DC}=1,15 sec. (mesuré : 1,1 sec)

Pour la brushless, $\mathbf{L^r}$ (brushless) = $(220/152)^2$ x0,8187/0,8853x5,05 = 9,8 Henry, en optimisant la forme de l'épanouissement polaire des nouveaux pôles,

Rind2=4,38 Ω (75 °C - Inchangé), et

τ_B=2,2 sec.

Il sera apprécié que cette machine n'aurait pas eu de courants harmoniques d'ordre 7, vu que le nombre de tours moyens d'une phase sous une paire de pôle, n^s=196x2/20/7=2,8, est égal au nombre d'intervalles couvrant une période de l'harmonique de rang q=7, n int=Nenc/p/q=2,8.

Il sera souligné de plus qu'étant donné que le plus grand nombre de pôles de la brushless, il aurait fallu ajouter une couronne intermédiaire en acier doux afin de compenser la diminution de la hauteur radiale de ces derniers.

De plus, le nouveau nombre d'encoches par pôle et par phases est favorable Nenc/2p/q=1+2/5.

Enfin, la suite des calculs, i.e. la vérification des inductions dans les différentes parties de la machine, densités de courant, calculs des pertes etc, peut ensuite se poursuivre en utilisant les formules classiques du calcul des machines à courant alternatif. Ainsi le nouveau courant inducteur en charge est égal à 16 Acc. Quant au courant efficace dans les bobines rotor, il reste inchangé : Jnom (t)=897/2a=450 Aca=I^s(t).

V.2) Caractéristiques du second prototype.

Les principaux paramètres des alternateurs et des excitatrices d'un second prototype, prenant en compte les valeurs optimisées, sont les suivants:

Symbole	**Signification**	**Valeur**	**Unités**

4161-523CA

MES	Année de la mise en service du groupe	1947	
MVA	Puissance apparente de l'alternateur principal (cosφ = 0,85)	22,5	MVA
kV	Tension nominale phase-phase	6,6	kV
N	Vitesse synchrone de l'alternateur	90	TPM
2P	Nombre de pôles alternateur principal	80	-
R	Résistance du rotor de l'alternateur principal (75°C)	0,3646	Ω
XD	Réactance synchrone alternateur	1,04	pu
Jo	Courant d'excitation à vide de l'alternateur principal (6,6 kV - Disjoncteur alt. ouvert)	362	Acc
Jnom	Courant d'excitation nominal de l'alternateur	650	Acc
KW	Puissance nominale de l'excitatrice à balais (plaque signal.)	175	kW
Uexc	Tension nominale de l'excitatrice à balais	250	Vcc
iexcoDC	Courant inducteur nécessaire pour obtenir 11 kV à vide aux bornes de l'alternateur principal (exc. à balais – Mesuré.)	**12**	Acc
iexcnomDC	Courant inducteur excitatrice à balais à 22,5 MVA – 6,6 kV (Mesuré)	**28**	Acc
D	Diamètre d'alésage de l'excitatrice	1283,4	mm
L	Longueur idéale du fer rotor	427,6	mm
e	Entrefer simple mesuré de l'excitatrice à balais	6,05	mm
2p	Nombre de pôles de l'excitatrice à balais	10	-
f	Fréquence de l'excitatrice à balais	7,5	Hz
e'	Entrefer simple de l'excitatrice brushless	**6,05** **Inchangé**	mm
2p'	Nombre de pôles excitatrice brushless	**16**	
Nenc	Nombre d'encoches rotor excitatrices brushless ou à balais	**102**	-
Ncond1	Nombre de conducteurs par encoche rotor exc. à balais	4	-
Ncond2	Nombre de conducteurs par encoche rotor exc. brushless	2x2	-
COUPL	Type de couplage excitatrice brushless (Étoile / Polygone)	**Étoile**	-
ENROU	Nombre d'enroulements indépendants excitatrice brushless (Non décalés)	**2**	
2a	Nombre de voies enroulement exc. à balais	2	-
Npp	Nombre de parties parallèles de l'enroulement rotor brushless	2x1	-
q	Nombre de phases de l'excitatrice brushless	**2x3**	-

4161-523CA

n	Nbe de conducteurs actifs de l'excitatrice brushless (Nenc.Ncond2)	102x4/2	-
nsp1	Nombre de spires par pôle inducteur excitatrice à balais	204	-
Rind1	Résistance série des 10 pôles inducteurs de l'exc. à balais	2,707 (75°C)	Ω
τ_{DC}	Constante de temps de l'inducteur de l'exc. à balais (Voir formule 5.14)	**2,3** (Mesuré)	sec
T'doDC	Constante de temps de la tension du rotor principal de l'alternateur avec exc. à balais (Mesuré)	**2,7** (Mesuré)	sec
nsp2	Nombre de spires par pôle inducteur brushless actuelle	**230**	-
Rind2	Résistance série des pôles inducteurs brushless	**Inchangé**	Ω
iexcoB	Courant inducteur nécessaire pour obtenir 6,6 kV à vide aux bornes de l'alternateur principal (brushless)	**13,5** (Mesuré)	Acc
iexcnomB	Courant inducteur brushless à 22,5 MVA – 6,6 kV	**30** (Mesuré)	Acc
τ_B	Constante de temps de l'inducteur de la brushless	**3,7 (Mesuré)**	sec
T'doB	Constante de temps de la tension du rotor principal de l'alternateur avec brushless	**3,1 (Mesuré)**	sec
μ_0	Perméabilité du vide	$4.\pi.10^{-7}$	H/m
k_C	Coefficient de Carter	1,08	-
ν	Coefficient d'Hopkinson de la brushless actuelle {(flux utile + flux de fuite pôles)/flux utile}	**1,5** (Calculé)	-

<u>Calcul de la brushless</u>

nsp=204 est tout d'abord conservé avec un enroulement en étoile. H=52,274.10^{-6} (MKSA), N=1,5 tr/sec, d'où n opt=84,15.$\sqrt{p}$ (3 phases), n opt=145,76.$\sqrt{p}$ (6 phases), avec iexc opt=37,73/$\sqrt{p}$.

Pour q=3 et pour q=6 phases, 102 enc.=**2x3**x17, avec Jo=362 A cc, ν=1,2 (pôle optimisé) et 204 spires par pôle inducteur:

	q=3	**q=3**	q=6	q=6
2p	10	**16**	10	16
n opt	188	**238**	326	412
iexc opt à vide	16,9	**13,3**	16,9	13,3
Npp déduit	2	**2**	1	1

La solution q=3 , 16 pôles est choisie, mais 2 étoiles sont mises en parallèle, ce qui revient à Npp=2. Il sera apprécié que l'avantage de 2 étoiles en parallèle est que les bobines rotor peuvent être « ouvertes » et donc plus faciles à mettre en place. De plus, par étoile, Nenc/2p/q=2 + 1/8, soit pas «d'encoches vides».

Le courant d'excitation à vide avec 102 encoches, 2 étoiles en parallèle, Ncond=4 , n=204 conducteurs actifs est alors calculé.

iexcoB=362x1,2 (pôle optimisé)/2/204x(106,83 + 57,635)^{0,5} =**13,7 A cc**.

Pour 230 spires, **iexcoB=13,7**x204/230 ~ 12 Acc avec τ_B=(230/204)^{2}x32/20(mm2)x10/16x2,3=**2,9 sec.**

Il sera apprécié que les mesures ont donné des résultats quelques peu différents, vu que le manufacturier n'a pas réduit la hauteur de ses pôles ni ajouté de culasse intermédiaire.

Les fuites de pôle à pôle, νHopkin=1,5, de même que la contribution magnétique de la culasse en fonte sont donc tels que le courant d'excitation mesuré est de 13,5 Acc au lieu de 12 prévu, avec une constante de temps un peu plus grande sur le courant inducteur soit 3,7 secondes au lieu de 2,9 secondes prévu.
Il sera de plus noté que les constantes de temps caractérisant l'évolution de la tension du rotor principal des alternateurs, suite à un échelon de tension appliqué aux inducteurs des excitatrices, ne diffèrent que d'une demi seconde environ, 2,7 sec avec une excitatrice à balais et 3,1 sec pour l'alternateur équipé d'une brushless.

Des modifications seront donc apportées par le manufacturier afin de rendre l'excitatrice conforme aux prédictions. Les pôles seront moins hauts et une culasse en acier doux sera boulonnée sur la culasse en fonte existante. Quant aux changements, ils se feront lorsque l'hydraulicité le permettra.

Il sera apprécié que les deux machines décrites ci-avant sont fonctionnelles. Cependant, la prise en compte des valeurs optimales, de même qu'un bon dimensionnement de machine, conduisent à des performances de loin meilleures.

4161-523CA

REVENDICATION

1. Une méthode pour convertir une machine excitatrice tournante à collecteur à balais en machine excitatrice à diodes tournantes.

2. Une méthode selon 1 comprenant:

choisir un nombre de phase pour une roue à pont de diodes selon le nombre d'encoche d'un rotor de l'excitatrice tournante à collecteur à balais;

calculer des paramètres optimaux pour une configuration en polygone et en étoile de ladite roue et;

choisir soit la configuration en polygone soit la configuration en étoile selon le calcul des paramètres optimaux.

Application number / numéro de demande: 2452994

Figures: 4, 5, 6.

Pages:

Unscannable items
received with this application
(Request original documents in File Prep. Section on the 10th floor)

Documents reçu avec cette demande ne pouvant être balayés
(Commander les documents originaux dans la section de préparation des dossiers au 10ème étage)

CA 02452994 2003-12-09

Système d'excitation - Avant conversion

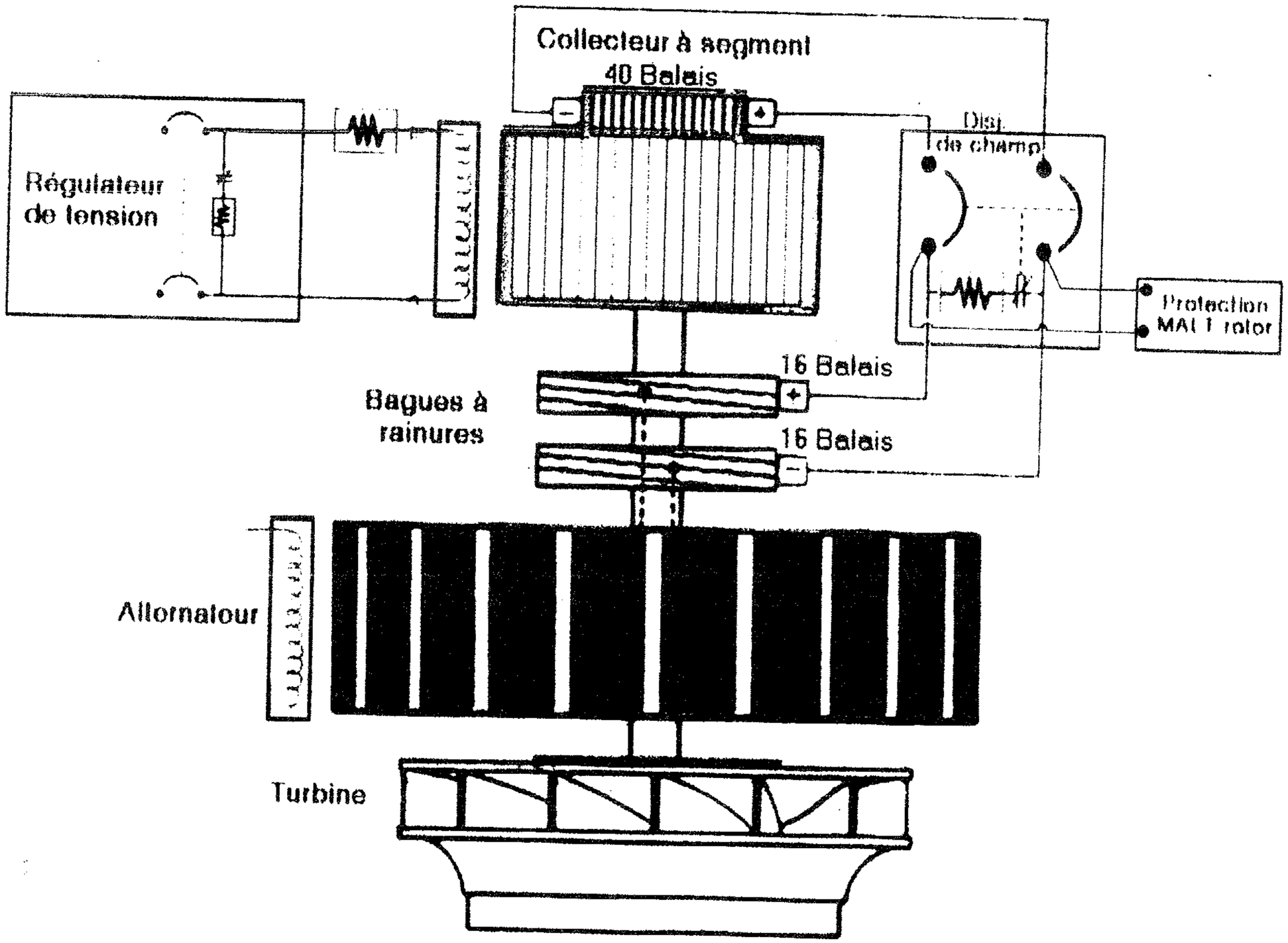


FIGURE 1 (ART ANTERIEUR)

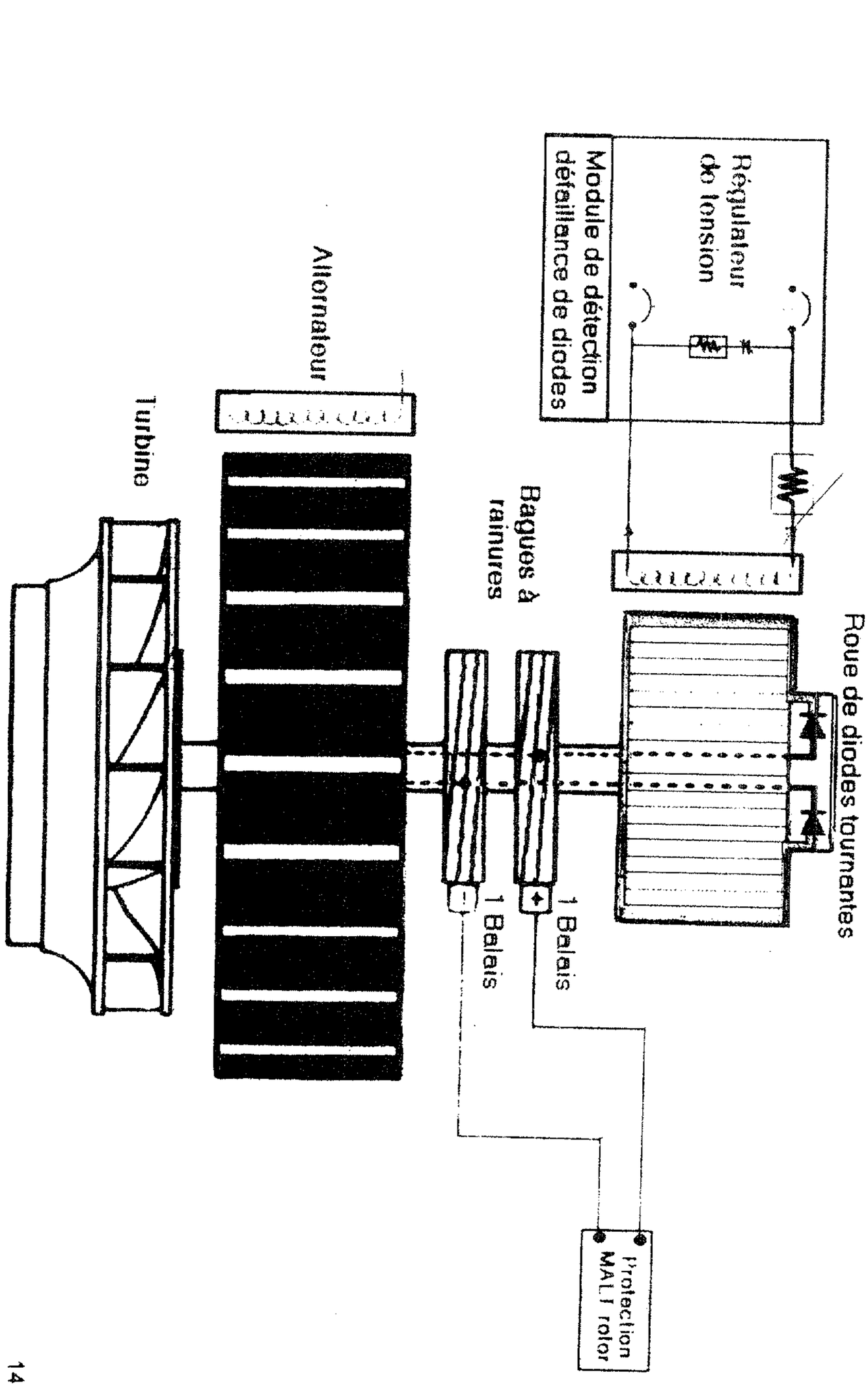

Système d'excitation - Après conversion
Régulateur de tension
Module de détection défaillance de diodes
Bagues à rainures
Roue de diodes tournantes
1 Balais
1 Balais
1 Balais
Protection MALT rotor
Alternateur
Turbine

FIGURE 2

Pont de diodes pour circuit heptophasé

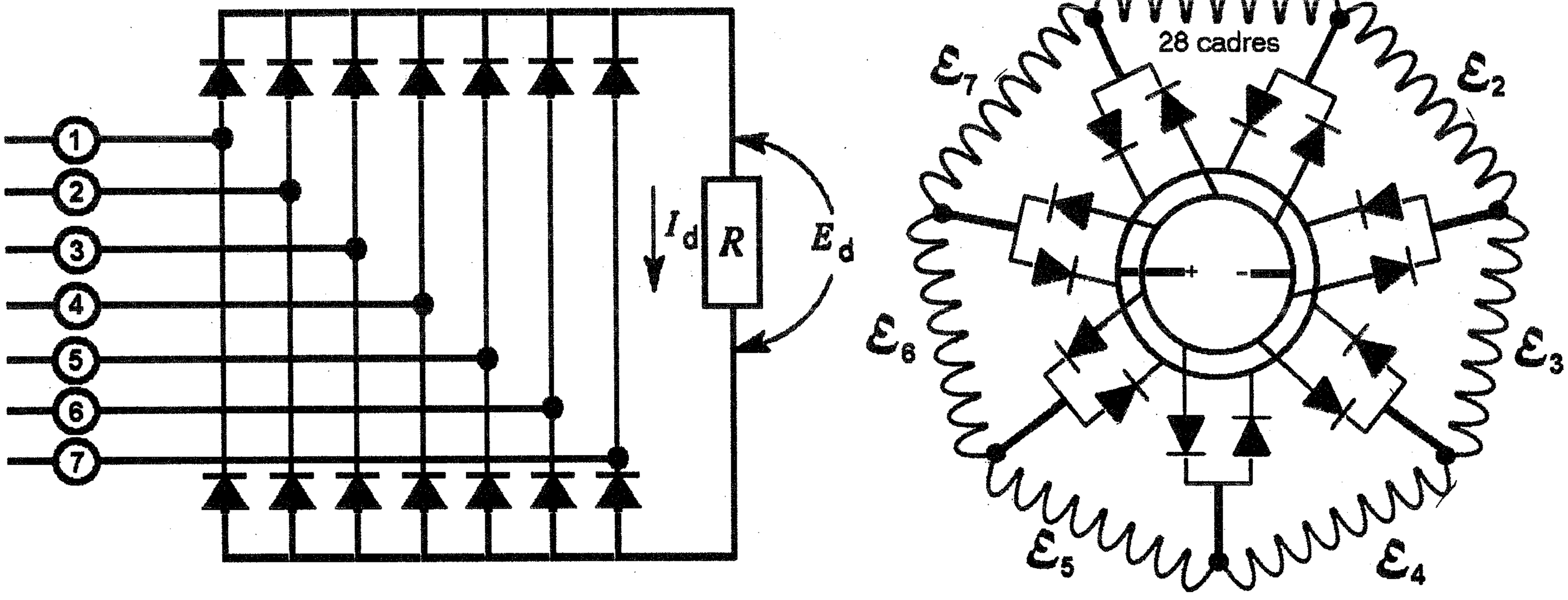
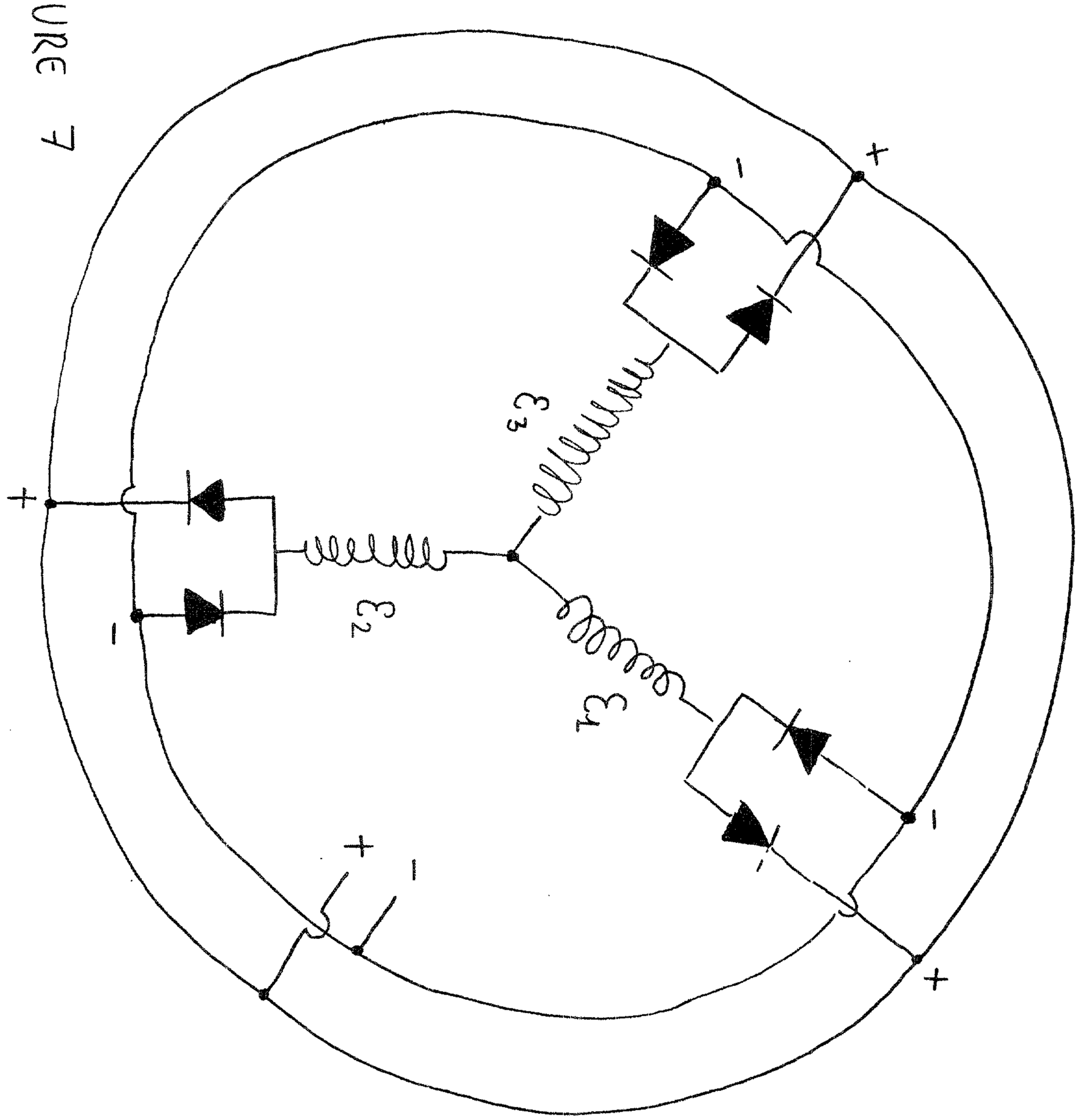


FIGURE 3

CA 02452994 2003-12-09

FIG. 7



système d'excitation - Après conversion

