

12

DEMANDE DE BREVET D'INVENTION

A1

22 Date de dépôt : 09.04.98.

30 Priorité :

43 Date de mise à la disposition du public de la demande : 15.10.99 Bulletin 99/41.

56 Liste des documents cités dans le rapport de recherche préliminaire : *Se reporter à la fin du présent fascicule*

60 Références à d'autres documents nationaux apparentés :

71 Demandeur(s) : CENTRE NATIONAL DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE CNRS Etablissement public à caractère scientifique et technologique — FR.

72 Inventeur(s) : MEYNARD THIERRY, ROBOAM XAVIER et DE ALMEIDA MARTINS CARLOS.

73 Titulaire(s) :

74 Mandataire(s) : BARRE LAFORGUE ET ASSOCIES.

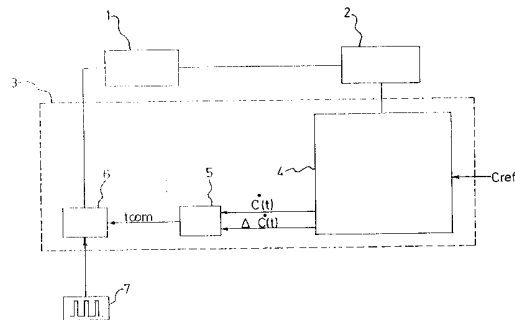
54 PROCÉDE ET DISPOSITIF DE COMMANDE D'UN CONVERTISSEUR STATIQUE ALIMENTANT UNE SOURCE DE COURANT.

57 L'invention concerne un procédé de commande d'un convertisseur statique (1) associé à une source de courant polyphasée (2) selon lequel on génère des instants de synchronisation  $t(i)$  définis par une horloge de période  $T$ , on mesure au moins une grandeur représentative de l'état de la source de courant, on calcule à partir des grandeurs mesurées au moins une grandeur de contrôle  $c(t)$  et sa dérivée

$\dot{c}(t)$ ,

et la valeur  $c_p(t(i) + T)$  que prendrait chaque grandeur de contrôle à l'instant de synchronisation suivant  $t(i) + T$ , pour la configuration  $C_c$  du convertisseur statique à l'instant  $t(i)$ , on compare chaque grandeur de contrôle  $c_p(t(i) + T)$  à une grandeur de consigne, on détermine la configuration dudit convertisseur statique apte à permettre de minimiser l'écart entre chaque grandeur de contrôle et la grandeur de consigne correspondante à l'instant de synchronisation suivant  $t(i) + T$ , on calcule la dérivée à l'instant  $t(i) + T$  d'une grandeur de contrôle privilégiée, correspon-

dant à la configuration  $C_c(t(i) + T)$  à l'instant  $t(i) + T$ , on détermine l'instant de commutation  $t(i) + t_{com}$  entre ces instants  $t(i)$  et  $t(i) + T$  apte à permettre de minimiser l'écart à l'instant  $t(i) + T$  entre la grandeur de contrôle privilégiée et la grandeur de consigne correspondante, et on commande la commutation du convertisseur statique à l'instant  $t(i) + t_{com}$ .



## PROCEDE ET DISPOSITIF DE COMMANDE D'UN CONVERTISSEUR STATIQUE ALIMENTANT UNE SOURCE DE COURANT

L'invention vise un procédé et un dispositif de commande  
5 d'un convertisseur statique destiné à permettre d'ajuster une grandeur de contrôle  
électrique et/ou magnétique et/ou mécanique d'une source de courant alimentée  
par ce convertisseur statique.

Depuis toujours, une des principales applications des  
convertisseurs statiques d'énergie électrique est l'alimentation de machines  
10 électriques à fréquence variable, permettant ainsi l'obtention de bonnes  
performances sur des systèmes de régulation de vitesse et de position.

L'onduleur de tension triphasé est un convertisseur statique  
particulièrement dédié pour l'alimentation de machines à courant alternatif pour  
des systèmes qui demandent une bonne qualité d'entraînement (précision,  
15 linéarité, réponse transitoire, stabilité) dans une large zone de variation de vitesse  
et de régime de charge.

Traditionnellement, la structure d'onduleur de tension  
utilisée est composée par une seule cellule de commutation par phase, délivrant  
une tension de sortie avec un taux de distorsion harmonique dont on connaît les  
20 limites. Cet onduleur, appelé onduleur deux niveaux, se heurte toutefois à des  
limites technologiques liées à son principe de fonctionnement.

Une nouvelle structure d'onduleur de tension a été  
développée permettant une modulation de l'amplitude des impulsions. Cette  
structure multicellulaire, à cellules imbriquées, présente un caractère modulaire,  
25 permettant une amélioration remarquable de la qualité de la tension délivrée, qui  
augmente avec le nombre de cellules.

On peut considérer ces onduleurs multiniveaux série  
comme des convertisseurs numérique/analogique de forte puissance.

D'autre part, les processeurs numériques de signal actuels  
30 sont suffisamment rapides et précis pour qu'un contrôle direct du couple (DTC)  
de la machine à courant alternatif puisse être mis en œuvre. Cette stratégie de

contrôle consiste à agir directement sur l'état de l'onduleur, à partir d'informations sur les valeurs instantanées du couple et du flux de la machine.

Rapidement, cette stratégie de commande est apparue comme une innovation majeure permettant d'améliorer très sensiblement le temps de réponse de la commande du couple des machines à courant alternatif. De plus, le principe de base reste très simple puisqu'il consiste à choisir "directement" la configuration onduleur en fonction du signe de l'erreur de couple et du signe de l'erreur de flux, ce qui ne nécessite pas, en particulier, la présence d'un capteur de vitesse ou de position.

Cependant, les performances, exceptionnelles par certains côtés de cette stratégie, n'ont pas suffi à faire oublier les défauts liés au fonctionnement à fréquence variable qu'elle impose :

- augmentation des pertes par commutation ou par hystérésis et mise en danger des semi-conducteurs lors des fonctionnements à fréquence élevée,
- perturbations acoustiques lors des fonctionnements à fréquence basse,
- excitation des résonances mécaniques et/ou électriques à cause du balayage de la fréquence.

La présente invention vise à pallier ces inconvénients et a pour principal objectif de fournir un procédé et un dispositif de commande d'un convertisseur statique conservant la dynamique des procédés de commande directe tels que ci-dessus décrits, tout en conduisant à choisir la fréquence de commutation comme un paramètre indépendant.

A cet effet, l'invention vise en premier lieu un procédé de commande d'un convertisseur statique associé à une source de courant polyphasée et à une source de tension continue, ledit procédé étant destiné à permettre d'ajuster une grandeur électrique et/ou magnétique et/ou mécanique de la source de courant, dite grandeur de contrôle, et se caractérisant en ce que :

- on génère des instants de synchronisation  $t(i)$  définis par une horloge de période  $T$ ,

- on mesure au moins une grandeur électrique, magnétique ou mécanique, représentative de l'état de la source de courant,

- on calcule à partir des grandeurs mesurées au moins une grandeur de contrôle  $c(t)$  et sa dérivée  $\dot{c}(t)$ , et la valeur  $c_p(t(i)+T)$  que prendrait chaque grandeur de contrôle à l'instant de synchronisation suivant  $t(i)+T$ , pour la configuration  $C_c$  du convertisseur statique à l'instant  $t(i)$ ,

- on compare chaque grandeur de contrôle  $c_p(t(i)+T)$  à une grandeur de référence présélectionnée dite grandeur de consigne, et en fonction des résultats de la comparaison et de la configuration du convertisseur statique à chaque instant de synchronisation  $t(i)$ , on détermine la configuration dudit convertisseur statique apte à permettre de minimiser l'écart entre chaque grandeur de contrôle et la grandeur de consigne correspondante à l'instant de synchronisation suivant  $t(i)+T$ ,

- on calcule la dérivée à l'instant  $t(i)+T$  d'une grandeur de contrôle, dite privilégiée, correspondant à la configuration  $C_c(t(i)+T)$  à l'instant  $t(i)+T$ ,

- on détermine l'instant de commutation  $t(i)+t_{com}$  entre ces instants  $t(i)$  et  $t(i)+T$  apte à permettre de minimiser l'écart à l'instant  $t(i)+T$  entre la grandeur de contrôle privilégiée et la grandeur de consigne correspondante,

- et on commande la commutation du convertisseur statique à l'instant  $t(i)+t_{com}$ .

Selon l'invention, le principe de commande se divise en trois étapes :

- choix de la configuration du convertisseur statique à un instant  $t(i)+T$  en fonction de la configuration de ce convertisseur à un instant  $t(i)$  et de grandeurs mesurées représentatives de l'état de la source de courant,

- calcul de l'instant de commutation  $t(i)+t_{com}$  entre les configurations présente et future, pour une grandeur de contrôle privilégiée dont on veut maîtriser la fréquence de commutation,

- commande de la commutation du convertisseur statique à l'instant  $t(i)+t_{com}$ .

Ce procédé de commande conduit ainsi :

- à commander une seule commutation du convertisseur statique entre deux instants d'échantillonnage  $t(i)$ ,  $t(i)+T$ ,

- à caler, entre ces deux instants et par le biais de calculs de dérivées, l'instant de commutation de façon à minimiser l'écart entre la grandeur de contrôle privilégiée et une grandeur de consigne présélectionnée correspondante.

Un tel procédé de commande permet donc d'imposer la (ou les) grandeur(s) de contrôle délivrée(s) par la source de courant avec une grande dynamique, tout en choisissant la fréquence de commutation du convertisseur statique comme un paramètre indépendant et non plus en la subissant comme une conséquence des conditions de fonctionnement.

En fonction de l'application, on pourra alors choisir d'imposer une fréquence fixe (par exemple pour permettre un filtrage électrique ou mécanique à l'aide d'un circuit coupe-bande très sélectif) ou de faire varier la fréquence de découpage en fonction des conditions de charge (par exemple pour maintenir la température des semi-conducteurs constante et réduire le cyclage thermique).

Selon une première application destinée à la commande d'un onduleur N niveaux, avec  $N \geq 2$ , associé à une machine asynchrone triphasée, on sélectionne préférentiellement, comme grandeur de contrôle le flux statorique  $\phi_s$  et le couple électromagnétique  $C_{em}$  de ladite machine, et comme grandeur de contrôle privilégiée le couple électromagnétique  $C_{em}$ .

De plus, et de façon avantageuse, en vue du calcul des grandeurs de contrôle  $\phi_s$  et  $C_{em}$ , on mesure les courants de lignes I1, I2, I3 et les tensions statoriques, estimées ou mesurées, V1, V2, V3 en sortie de l'onduleur.

Selon cette application, en outre, on calcule préférentiellement, les dérivées  $\dot{\phi}_s$  et  $\dot{C}_{em}$  des grandeurs de contrôle  $\phi_s$  et  $C_{em}$ , à partir des formules suivantes :

$$\dot{\phi}_s = \frac{d\phi_s}{dt} = \frac{2}{3\phi_s} (\phi_{s\alpha} V_{s\alpha} + \phi_{s\beta} V_{s\beta} - R_s(\phi_{s\alpha} I_{s\alpha} + \phi_{s\beta} I_{s\beta}))$$

$$\text{et } \dot{C}_{em} = \frac{dC_{em}}{dt} = P(V_{s\alpha}K_{s\beta} - V_{s\beta}K_{s\alpha} - k1)$$

avec :

$$K_{s\alpha} = I_{s\alpha} - \frac{\phi_{s\alpha}}{\sigma L_s}; K_{s\beta} = I_{s\beta} - \frac{\phi_{s\beta}}{\sigma L_s}$$

$$k1 = \frac{R_s'}{\sigma L_s P} C_{em} + \frac{3\omega}{2\sigma L_s} \phi_s^2 - \omega(\phi_{s\alpha} I_{s\alpha} + \phi_{s\beta} I_{s\beta})$$

$$R_s' = R_s + \frac{L_s}{L_r} R_r$$

Dans l'ensemble des formules ci-dessus :

$R_s$  = résistance statorique

$R_r$  = résistance rotorique

$P$  = nombre de paires de pôles

10  $\sigma$  = coefficient de dispersion

$L_s$  et  $L_r$  = inductances cycliques statorique et rotorique

$\omega$  = Vitesse électrique de rotation de la machine 2.

De plus, et de façon avantageuse, on calcule :

15 - la variation de la dérivée du couple  $\Delta \dot{C}_{em}$  entre les configurations de l'onduleur 1 aux instant  $t(i)$  et  $t(i)+T$  selon l'équation suivante :

$$\Delta \dot{C}_{em} = \frac{P}{\sigma L_s} ((\sigma L_s I_{s\beta} - \phi_{s\beta}) \Delta V_{s\alpha} - (\sigma L_s I_{s\alpha} - \phi_{s\alpha}) \Delta V_{s\beta})$$

où  $\Delta V_{s\alpha}$  et  $\Delta V_{s\beta}$  correspondent aux variations des tensions statoriques entre les instants  $t(i)$  et  $t(i)+T$ .

20 - l'instant de commutation  $t_{com}$ , entre  $t(i)$  et  $t(i)+T$ , de l'onduleur selon la formule :

$$t_{com} = - \frac{(C_{em})_{ref} - C_{em}}{\Delta \dot{C}_{em}} + T \frac{\dot{C}_{em} + \Delta \dot{C}_{em}}{\Delta \dot{C}_{em}}$$

Par ailleurs, selon un mode de mise en œuvre préférentiel visant cette première application :

25 - on calcule, à partir de la configuration de l'onduleur 1 à un instant  $t(i)$  correspondant à une localisation  $Q_i$  de la tension de sortie dans un

plan de phase  $\alpha\beta$  découpé en six secteurs angulaires  $\theta_1 \dots \theta_6$ , les pentes des valeurs de contrôle à partir des dérivées  $\dot{\phi}_s$  et  $\dot{C}_{em}$ ,

- on déduit de la valeur de ces pentes s'il convient d'augmenter ou de réduire ces dernières de façon à minimiser l'écart entre chaque grandeur de contrôle et la grandeur de référence correspondant à l'instant  $t(i)+T$ ,
- et on détermine le point  $PK = Q_i + 1$  correspondant à la configuration de l'onduleur à l'instant  $t(i)+T$  au moyen de la table de vérité suivante :

Signe ( $\Delta \dot{C}_{em}$ )	+	-	+	-
Signe ( $\Delta \dot{\phi}_s$ )	+	+	-	-
$\theta(1)$	P2	P6	P3	P5
$\theta(2)$	P3	P1	P4	P6
$\theta(3)$	P4	P2	P5	P1
$\theta(4)$	P5	P3	P6	P2
$\theta(5)$	P6	P4	P1	P3
$\theta(6)$	P1	P5	P2	P4

10 Selon une deuxième application à la commande d'un interrupteur ( $k$ ), tel que notamment un transistor, associé à une charge RL tel que notamment un hacheur à deux niveaux, et à chaque instant d'échantillonnage  $t(i)$  :

- on calcule les dérivées de la grandeur  $I$  à commander aux instants  $t(i)$  et  $t(i)+T$  fonction de l'état de l'interrupteur ( $k$ ) à l'instant  $t(i)$  selon les formules suivantes :

. si l'interrupteur ( $k$ ) est passant à l'instant  $t(i)$  :

$$\dot{I}(t(i)) = \frac{E - V}{L} \text{ et } \dot{I}(t(i)+T) = -\frac{V}{L}$$

. si l'interrupteur ( $k$ ) est bloqué à l'instant  $t(i)$  :

$$\dot{I}(t(i)) = \frac{-V}{L} \text{ et } \dot{I}(t(i)+T) = \frac{E-V}{L}$$

- et on détermine l'instant  $t(i)+t_{com}$  de commutation entre  $t(i)$  et  $t(i)+T$  de changement d'état de l'interrupteur (k) selon les formules :

. si l'interrupteur (k) est passant à l'instant  $t(i)$  :

$$5 \quad t_{com} = \frac{I_{ref} - I(t(i))}{E/L} + T \frac{V}{E}$$

. si l'interrupteur (k) est bloqué à l'instant  $t(i)$  :

$$t_{com} = - \frac{I_{ref} - I(t(i))}{E/L} + T \frac{E-V}{E}$$

L'invention s'étend à un dispositif de commande comprenant :

- 10 - une horloge de période T apte à générer des temps de synchronisation  $t(i)$ ,
- un module de calcul apte à calculer à chaque instant  $t(i)$  :

15 . à partir d'au moins une grandeur mesurée représentative de l'état de la source de courant au moins une grandeur de contrôle  $c(t)$  et sa dérivée  $\dot{c}(t)$ ,

20 . à partir de chaque grandeur de contrôle  $c(t)$  et de sa dérivée  $\dot{c}(t)$ , et par comparaison avec une grandeur de référence présélectionnée, de déterminer la configuration du convertisseur statique apte à conduire à une minimisation de l'écart à l'instant  $t(i)+T$  entre chaque grandeur de contrôle et la grandeur de référence correspondante,

25 . la variation de la dérivée d'une des grandeurs de contrôle, dite privilégiée, entre les configurations du convertisseur statique respectivement aux instants  $t(i)$  et  $t(i)+T$ ,

- une unité de calcul de l'instant de commutation  $t(i)+t_{com}$  entre  $t(i)$  et  $t(i)+T$  apte à permettre de minimiser l'écart à l'instant  $t(i)+T$  entre la valeur de contrôle privilégiée et la valeur de référence associée,

- et une unité de commande de la commutation du convertisseur statique à l'instant  $t(i)+t_{com}$ .

D'autres caractéristiques, buts et avantages de l'invention ressortiront de la description détaillée qui suit en référence aux dessins annexés qui représentent à titre d'exemple non limitatif un dispositif conforme à l'invention d'application générale, et deux types d'applications préférentielles du processus selon l'invention. Sur ces dessins qui font partie intégrante de la présente invention :

- la figure 1 est un schéma synoptique général d'un dispositif conforme à l'invention appliqué à la commande d'une source de courant,
- 10 - les figures 2a à 2e sont des graphiques illustrant le principe de contrôle utilisé selon le procédé de l'invention,
- la figure 3 est un schéma électrique représentant un hacheur à deux niveaux, débitant sur charge (R,L),
- la figure 4 est un graphique représentant la réponse du courant obtenu en sortie du hacheur selon le procédé de commande conforme à l'invention,
- 15 - la figure 5 est un schéma synoptique d'un dispositif conforme à l'invention appliqué à la commande d'une machine asynchrone triphasée,
- 20 - la figure 6 est une représentation des secteurs angulaires de repérage de la position du flux de cette machine asynchrone,
- les figures 7a et 7b sont des représentations des vecteurs de tension atteignables respectivement par un onduleur triphasé à deux niveaux et un onduleur triphasé à trois niveaux,
- 25 - la figure 8 est un tableau de sélection pour la génération des signaux de commande,
- la figure 9 est un schéma illustrant la stratégie de choix nécessaire à l'utilisation du tableau de sélection de la figure 8,
- et la figure 10 est un graphique représentant un exemple de trajectoire du vecteur de tension au cours d'un régime transitoire.
- 30

Le dispositif selon l'invention dont le synoptique est représenté de façon générale à la figure 1 est conçu pour permettre d'ajuster une

grandeur de contrôle d'une source de courant 2 alimentée par un convertisseur statique 1, le tout avec une grande dynamique et en imposant la fréquence de commutation dudit convertisseur statique.

A cet effet, ce dispositif comprend une unité de commande  
5 3 comportant, en premier lieu, un module de calcul 4 programmé pour :

- calculer à partir d'au moins une grandeur mesurée représentative de l'état de la source de courant 2 :

. une valeur de contrôle  $c(t)$  et sa dérivée  $\dot{c}(t)$  à l'instant d'échantillonnage  $t(i)$ ,

10 . la pente  $\dot{c}(t(i)+T)$  de cette valeur de contrôle  $c(t)$  à l'instant  $t(i)+T$  permettant de minimiser l'écart entre cette dernière et une valeur de référence  $c_{ref}$  prédéterminée,

- délivrer deux signaux représentatifs chacun des valeurs de  $\dot{c}(t(i))$  et  $\Delta \dot{c}(t(i)) = \dot{c}(t(i)+T) - \dot{c}(t(i))$ .

15 Cette unité de commande 3 comporte, en outre, une unité de calcul 5 de l'instant  $t(i)+t_{com}$  entre  $t(i)$  et  $t(i)+T$  apte à permettre d'obtenir ou d'approcher la valeur de référence  $c_{ref}$  à l'instant  $t(i)+T$ .

Cette unité de commande 3 comprend enfin un bloc de commande 6 adapté pour imposer la nouvelle configuration suivante du  
20 convertisseur statique 1 à l'instant  $t(i)+t_{com}$ , asservi à un générateur d'impulsions 7 déterminant la fréquence de fonctionnement.

Le principe de fonctionnement de ce dispositif est illustré aux figures 2a à 2e, et consiste donc à diviser le temps en périodes de découpage égales de durée  $T$ , et à procéder à au plus une commutation du convertisseur  
25 statique 1 pendant chaque période.

Un tel dispositif peut, à titre d'exemple et en premier lieu, être appliqué à la commande du courant de sortie d'un hacheur standard tel que représenté à la figure 3.

A cet effet, selon le principe tel que décrit ci-dessus, on  
30 impose un courant de sortie égal à un courant de référence à chaque instant

d'échantillonnage, avec en outre une seule commutation du hacheur entre deux instants d'échantillonnage.

A chaque instant d'échantillonnage  $t(i)$ , on calcule donc l'instant  $t(i)+t_{com}$  où aura lieu la commutation suivante afin d'obtenir à l'instant  $t(i)+T$ , un courant égal au courant de référence. Ceci conduit à écrire :

$$I(t(i)) + \dot{I}(t(i)) \cdot t_{com} + \dot{I}(t(i)+T) \cdot (T-t_{com}) = I_{ref}$$

ce qui donne :

$$t_{com} = \frac{I_{ref} - I(t(i))}{\dot{I}(t(i)) - \dot{I}(t(i)+T)} - T \frac{\dot{I}(t(i)+T)}{\dot{I}(t(i)) - \dot{I}(t(i)+T)}$$

Ce mode de commande impose donc de calculer les dérivées de la grandeur à commander, et de distinguer deux cas :

1°) si le transistor K est passant à l'instant d'échantillonnage :

$$\dot{I}(t(i)) = \frac{E-V}{L} \quad \text{et} \quad \dot{I}(t(i)+T) = -\frac{V}{L}$$

et par conséquent, on le bloquera à :

$$t_{com} = \frac{I_{ref} - I(t(i))}{E/L} + T \frac{V}{E}$$

2°) si le transistor est bloqué à l'instant d'échantillonnage :

$$\dot{I}(t(i)) = -\frac{V}{L} \quad \text{et} \quad \dot{I}(t(i)+T) = \frac{E-V}{L}$$

et par conséquent, on l'amorcera à :

$$t_{com} = -\frac{I_{ref} - I(t(i))}{E/L} + T \frac{E-V}{E}$$

Le résultat de cette commande est illustré à la figure 4 représentant le courant de sortie du hacheur qui pour une valeur  $I_{ref}$  donnée oscille autour de cette valeur et en régime permanent devient égale à cette dernière à chaque instant d'échantillonnage.

Le dispositif selon l'invention représenté à la figure 5 est quant à lui adapté pour commander directement le couple d'une machine asynchrone 2 alimentée par un convertisseur statique 1. Ce dispositif permet d'imposer le couple délivré par la machine 2 avec une grande dynamique, tout en imposant la fréquence de commutation du convertisseur statique 1.

Selon cette application, le module de calcul 4 de l'unité de commande 3 comporte principalement :

- un module 4a d'estimation des grandeurs à contrôler, couple et flux, et de leurs dérivées,
- 5 - un bloc de calcul 4b associé à une table représentée à la figure 8 permettant de choisir la configuration suivante du convertisseur 1,
- un module 4c de prédiction de la variation de la dérivée du couple  $\Delta \dot{C}_{em}$  entre les configurations actuelle et suivante.

Cette unité de commande 3 comprend en outre :

- 10 - le bloc 5 de calcul de l'instant  $t(i)+t_{com}$  de passage d'une configuration onduleur  $C_c(t(i))$  à la configuration suivante  $C_c(t(i)+T)$ ,
- et le bloc 6 conçu pour imposer la configuration onduleur  $C_c(t(i)+T)$  à l'instant  $t(i)+t_{com}$  suivant le top d'horloge courant délivré par le générateur d'impulsion 7.

15 Selon ce dispositif de commande, le principe de contrôle se divise en trois étapes principales :

- détermination par le bloc de calcul 4a de la configuration onduleur  $C_c(t(i)+T)$  future à partir de la configuration actuelle  $C_c(t(i))$  et des mesures prélevées,
- 20 - calcul par le bloc 5 de l'instant de commutation  $t(i)+t_{com}$  entre les configurations actuelle et future pour une grandeur de contrôle privilégiée dont on veut maîtriser la fréquence de commutation, en l'occurrence le couple  $C_{em}$  de la machine 2,
- imposition par le bloc 6 de la nouvelle configuration
- 25  $C_c(t(i)+T)$  à l'instant voulu.

Chacune de ces étapes est décrite ci-dessous de façon détaillée par analyse des fonctions de chaque module et bloc 4a-4c, 5, 6.

Le premier module 4a est conçu, à partir des mesures des courants de lignes I1, I2, I3 et des tensions statoriques, estimées ou mesurées V1, V2, V3 en sortie de l'onduleur 1, pour reconstituer par le modèle de la machine

30

asynchrone 2, les grandeurs de contrôle, c'est-à-dire le couple électromagnétique  $C_{em}$  et le flux statorique  $\phi_s$ , ainsi que leurs dérivées.

Ces valeurs du flux et du couple sont obtenues de façon classique en se plaçant dans un repère fixe  $\alpha \beta$  lié au stator de la machine 2, et en calculant  $I_{s\alpha}$ ,  $I_{s\beta}$ ,  $V_{s\alpha}$  et  $V_{s\beta}$  en faisant des transformations triphasé/diphasé à puissance constante sur les axes  $\alpha\beta$ .

Le calcul du flux statorique peut par exemple être ainsi obtenu en utilisant les équations statoriques de la machine 2 au moyen des équations suivantes :

$$\phi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) dt$$

$$\phi_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) dt$$

Le couple électromagnétique de la machine 2 est quant à lui calculé à partir de valeurs  $\phi_{s\alpha}$  et  $\phi_{s\beta}$  et des mesures des courants en ligne, en utilisant l'équation suivante :

$$C_{em} = P(\phi_{s\alpha} I_{s\beta} - \phi_{s\beta} I_{s\alpha})$$

A partir de ces équations, les valeurs des dérivées du flux et du couple sont obtenues par les formules suivantes :

$$\dot{\phi}_s = \frac{d\phi_s}{dt} = \frac{2}{3\phi_s} (\phi_{s\alpha} V_{s\alpha} + \phi_{s\beta} V_{s\beta} - R_s(\phi_{s\alpha} I_{s\alpha} + \phi_{s\beta} I_{s\beta}))$$

$$\text{et } \dot{C}_{em} = \frac{dC_{em}}{dt} = P(V_{s\alpha} K_{s\beta} - V_{s\beta} K_{s\alpha} - k1)$$

avec :

$$K_{s\alpha} = I_{s\alpha} - \frac{\phi_{s\alpha}}{\sigma L_s}; K_{s\beta} = I_{s\beta} - \frac{\phi_{s\beta}}{\sigma L_s}$$

$$k1 = \frac{R_s'}{\sigma L_s P} C_{em} + \frac{3\omega}{2\sigma L_s} \phi_s^2 - \omega(\phi_{s\alpha} I_{s\alpha} + \phi_{s\beta} I_{s\beta})$$

$$R_s' = R_s + \frac{L_s}{L_r} R_r$$

Dans l'ensemble des formules ci-dessus :

$R_s$  = résistance statorique

$R_r$  = résistance rotorique

$P$  = nombre de paires de pôles

$\sigma$  = coefficient de dispersion

$L_s$  et  $L_r$  = inductances cycliques statorique et rotorique

5  $\omega$  = Vitesse électrique de rotation de la machine 2.

Le contrôle de ces grandeurs est réalisé par la technique classique du Contrôle Direct du couple ("DTC") qui dépend directement de la position du flux statorique dans le plan de phase  $\alpha\beta$ . Tel qu'illustré à la figure 6, ce plan  $\alpha\beta$  est découpé en six secteurs angulaires  $\theta_1 \dots \theta_6$ . Selon cette découpe, les grandeurs de contrôle ont un sens d'évolution constant à l'intérieur d'un secteur angulaire donné, pour une configuration onduleur choisie, et les vecteurs de tension atteignables par des onduleurs à deux et à trois niveaux sont représentés à titre d'exemples aux figures 7a et 7b.

Toutefois, la configuration de l'onduleur 1 correspond aux ordres logiques imposés à chaque interrupteur, et ledit onduleur peut avoir un nombre quelconque de cellules de commutation en série ( $p = N - 1$ ). Les vecteurs tension de sortie peuvent donc ainsi atteindre un ensemble de points inscrits à l'intérieur d'un hexagone représenté dans le plan de phase, tel qu'illustré à la figure 10, qui représente la trajectoire du vecteur tension au cours d'un régime transitoire.

Le bloc de calcul 4b est quant à lui adapté pour calculer, à partir des valeurs des grandeurs de contrôle à un instant  $(t(i))$ , les valeurs de ces grandeurs de contrôle à l'instant d'échantillonnage  $(t(i)+T)$ .

A cet effet, et en premier lieu, ce bloc de calcul 4b est adapté, à partir de la configuration de l'onduleur 1 à un instant  $t(i)$  correspondant à une localisation  $Q_i$  de la tension de sortie dans le plan de phase, pour calculer les pentes des valeurs de contrôle à partir de valeurs  $\dot{\phi}_s$  et  $\dot{C}_{em}$  délivrées par le module 4a.

La valeur de ces pentes permet de prédire si la configuration à l'instant  $t(i)$  mène les grandeurs de contrôle en dessous ou en dessus des valeurs de référence. Sachant que l'objectif est d'obtenir une erreur

nulle entre grandeurs de contrôle et grandeurs de référence à l'instant  $t(i)+T$ , le bloc de calcul 4b est alors adapté pour définir s'il convient d'augmenter (+) ou de diminuer (-) ces pentes.

5 Cette sélection consistant à choisir d'augmenter ou de diminuer la pente du couple est illustrée sur la figure 9 sur laquelle sont représentées les valeurs du couple de référence  $(Cem)_{ref}$  et de diverses pentes  $\dot{C}em$  à l'instant  $t(i)$ .

A partir de cette détermination et de la connaissance du secteur angulaire  $\theta(k)$  où se trouve le flux, délivré par le module 4a, le bloc de calcul 4b est conçu au moyen d'une table de vérité représentée à la figure 8 pour 10 déterminer le point  $Q_{i+1} = PK$  correspondant à la configuration de l'onduleur à l'instant  $t(i)+T$ . Tel que représenté à la figure 10, ce point  $Q_{i+1}$  est un des six points de l'hexagone périphérique à  $Q_i$ .

Le module 4c est quant à lui adapté pour calculer la 15 variation de la dérivée du couple  $\Delta \dot{C}em$  entre les configurations de l'onduleur 1 aux instant  $t(i)$  et  $t(i)+T$ . Ce calcul est effectué au moyen de l'équation suivante :

$$\Delta \dot{C}em = \frac{P}{\sigma L_s} ((\sigma L_s I_{s\beta} - \phi_{s\beta}) \Delta V_{s\alpha} - (\sigma L_s I_{s\alpha} - \phi_{s\alpha}) \Delta V_{s\beta})$$

$\Delta V_{s\alpha}$  et  $\Delta V_{s\beta}$  correspondent aux variations des tensions statoriques d'une configuration de l'onduleur à l'instant  $t(i)$  à celle à l'instant 20  $t(i)+T$ .

Enfin, le calcul de l'instant de commutation  $t(i)+t_{com}$  de l'onduleur, réalisé au niveau du bloc 5 est basé sur l'équation suivante :

$$t_{com} = - \frac{(Cem)_{ref} - Cem}{\Delta \dot{C}em} + T \frac{\dot{C}em + \Delta \dot{C}em}{\Delta \dot{C}em}$$

La stratégie de commande décrite ci-dessus a donc pour 25 objectif principal d'imposer la fréquence de commutation en la choisissant comme un paramètre indépendant et non plus en la subissant comme une conséquence des conditions de fonctionnement.

A cet effet, on divise le temps en périodes de découpage égales et de durée  $T$ , et tel que représenté à la figure 10, on s'assure que pendant

chaque période  $T$ , il y ait un seul déplacement d'un point atteignable par l'onduleur 1 à un autre point voisin.

Pour cela, en considérant à un instant de découpage que le vecteur correspondant au point  $Q_i$  a été choisi à la période précédente, deux questions sont à résoudre :

1°) choisir le point  $PK$  parmi les six points autour de  $Q_i$  ( $P_1$  à  $P_6$ ) pour lequel il faut commuter et qui constituera à la période de découpage suivante le point coïncidant avec le point central ( $Q_{i+1}$ ),

2°) déterminer l'instant  $t(i)+t_{com}$  dans l'intervalle  $[t(i), t(i)+T]$  auquel doit se faire la transition de  $Q_i$  vers  $Q_{i+1} = PK$ .

Pour résoudre la première question, on utilise le tableau de la figure 8, qui nous donne pour chaque secteur  $\theta$ , le point  $PK$  capable de fournir les signes de :

$$\Delta \dot{C}_{em} = \dot{C}_{em}(t(i)+T) - \dot{C}_{em}(t(i)) \text{ et de } \Delta \dot{\phi}_s = \dot{\phi}_s(t(i)+T) - \dot{\phi}_s(t(i)).$$

Rappelons que la stratégie de choix du signe ( $\Delta \dot{C}_{em}$ ) et de même pour le signe ( $\Delta \dot{\phi}_s$ ) nécessaire à l'utilisation du tableau de la figure 8 est représentée à la figure 9.

Pour résoudre la deuxième question, on calcule l'instant de commutation  $t(i)+t_{com}$  permettant d'obtenir une erreur nulle du couple par rapport à une valeur de couple de référence  $C_{emref}$  à chaque instant de découpage.

Ainsi, l'algorithme correspondant à cette loi de commande à fréquence fixe peut se présenter sous la forme suivante. A chaque instant  $t(i)$ , faire :

- 1) calcul de  $\dot{C}_{em} = \frac{dC_{em}}{dt}$ ,
- 2) choix du point  $PK$  par utilisation du tableau de la figure 8,
- 3) calcul de  $\Delta \dot{C}_{em}$  correspondant au passage  $Q_i$  vers  $PK$ ,
- 4) calcul de l'instant de commutation  $t(i)+t_{com}$ .

## REVENDEICATIONS

- 1/ - Procédé de commande d'un convertisseur statique (1) associé à une source de courant polyphasée (2) et à une source de tension continue, ledit procédé étant destiné à permettre d'ajuster une grandeur électrique et/ou magnétique et/ou mécanique de la source de courant (2), dite grandeur de contrôle, et se caractérisant en ce que :
- on génère des instants de synchronisation  $t(i)$  définis par une horloge de période  $T$ ,
  - on mesure au moins une grandeur électrique, magnétique ou mécanique, représentative de l'état de la source de courant,
  - on calcule à partir des grandeurs mesurées au moins une grandeur de contrôle  $c(t)$  et sa dérivée  $\dot{c}(t)$ , et la valeur  $c_p(t(i)+T)$  que prendrait chaque grandeur de contrôle à l'instant de synchronisation suivant  $t(i)+T$ , pour la configuration  $C_c$  du convertisseur statique à l'instant  $t(i)$ ,
  - on compare chaque grandeur de contrôle  $c_p(t(i)+T)$  à une grandeur de référence présélectionnée dite grandeur de consigne, et en fonction des résultats de la comparaison et de la configuration du convertisseur statique à chaque instant de synchronisation  $t(i)$ , on détermine la configuration dudit convertisseur statique apte à permettre de minimiser l'écart entre chaque grandeur de contrôle et la grandeur de consigne correspondante à l'instant de synchronisation suivant  $t(i)+T$ ,
  - on calcule la dérivée à l'instant  $t(i)+T$  d'une grandeur de contrôle, dite privilégiée, correspondant à la configuration  $C_c(t(i)+T)$  à l'instant  $t(i)+T$ ,
  - on détermine l'instant de commutation  $t(i)+t_{com}$  entre ces instants  $t(i)$  et  $t(i)+T$  apte à permettre de minimiser l'écart à l'instant  $t(i)+T$  entre la grandeur de contrôle privilégiée et la grandeur de consigne correspondante.
  - et on commande la commutation du convertisseur statique à l'instant  $t(i)+t_{com}$ .
- 2/ - Procédé selon la revendication 1 de commande d'un onduleur (1)  $N$  niveaux, avec  $N \geq 2$ , associé à une machine asynchrone triphasée

(2), caractérisé en ce que l'on sélectionne comme grandeur de contrôle, le flux statorique  $\phi_s$  et le couple électromagnétique  $C_{em}$  de ladite machine, et comme grandeur de contrôle privilégiée le couple électromagnétique  $C_{em}$ .

3/ - Procédé selon la revendication 2, caractérisé en ce qu'en vue du calcul des grandeurs de contrôle  $\phi_s$  et  $C_{em}$ , on mesure les courants de ligne I1, I2, I3 et les tensions statoriques, estimées ou mesurées, V1, V2, V3 en sortie de l'onduleur (1).

4/ - Procédé selon l'une des revendications 2 ou 3, caractérisé en ce que l'on calcule les dérivées  $\dot{\phi}_s$  et  $\dot{C}_{em}$  des grandeurs de contrôle  $\phi_s$  et  $C_{em}$  à partir des formules suivantes :

$$\dot{\phi}_s = \frac{d\phi_s}{dt} = \frac{2}{3\phi_s} (\phi_{s\alpha} V_{s\alpha} + \phi_{s\beta} V_{s\beta} - R_s(\phi_{s\alpha} I_{s\alpha} + \phi_{s\beta} I_{s\beta}))$$

$$\text{et } \dot{C}_{em} = \frac{dC_{em}}{dt} = P(V_{s\alpha} K_{s\beta} - V_{s\beta} K_{s\alpha} - k1)$$

avec :

$$K_{s\alpha} = I_{s\alpha} - \frac{\phi_{s\alpha}}{\sigma L_s}; K_{s\beta} = I_{s\beta} - \frac{\phi_{s\beta}}{\sigma L_s}$$

$$k1 = \frac{R_s'}{\sigma L_s P} C_{em} + \frac{3\omega}{2\sigma L_s} \phi_s^2 - \omega(\phi_{s\alpha} I_{s\alpha} + \phi_{s\beta} I_{s\beta})$$

$$R_s' = R_s + \frac{L_s}{L_r} R_r$$

Dans l'ensemble des formules ci-dessus :

$R_s$  = résistance statorique

$R_r$  = résistance rotorique

$P$  = nombre de paires de pôles

$\sigma$  = coefficient de dispersion

$L_s$  et  $L_r$  = inductances cycliques statorique et rotorique

$\omega$  = Vitesse électrique de rotation de la machine 2.

5/ - Procédé selon la revendication 4, caractérisé en ce que l'on calcule :

- la variation de la dérivée du couple  $\Delta \dot{C}_{em}$  entre les configurations de l'onduleur (1) aux instants  $t(i)$  et  $t(i)+T$  selon l'équation suivante :

$$\Delta \dot{C}_{em} = \frac{P}{\sigma L_s} ((\sigma L_s I_{s\beta} - \phi_{s\beta}) \Delta V_{s\alpha} - (\sigma L_s I_{s\alpha} - \phi_{s\alpha}) \Delta V_{s\beta})$$

5 où  $\Delta V_{s\alpha}$  et  $\Delta V_{s\beta}$  correspondent aux variations des tensions statoriques entre les instants  $t(i)$  et  $t(i)+T$ ,

- l'instant de commutation  $t(i)+t_{com}$ , entre  $t(i)$  et  $t(i)+T$ , de l'onduleur (1) selon la formule :

$$t_{com} = - \frac{(C_{em})_{ref} - C_{em}}{\Delta \dot{C}_{em}} + T \frac{\dot{C}_{em} + \Delta \dot{C}_{em}}{\Delta \dot{C}_{em}}$$

10 6/ - Procédé selon l'une des revendications 4 ou 5, caractérisé en ce que :

- on calcule, à partir de la configuration de l'onduleur (1) à un instant  $t(i)$  correspondant à une localisation  $Q_i$  de la tension de sortie dans un plan de phase  $\alpha\beta$  découpé en six secteurs angulaires  $\theta_1 \dots \theta_6$ , les pentes des  
15 valeurs de contrôle à partir des dérivées  $\dot{\phi}_s$  et  $\dot{C}_{em}$ ,

- on déduit de la valeur de ces pentes s'il convient d'augmenter ou de réduire ces dernières de façon à minimiser l'écart entre chaque grandeur de contrôle et la grandeur de référence correspondant à l'instant  $t(i)+T$ ,

- et on détermine le point  $PK = Q_i + 1$  correspondant à la  
20 configuration de l'onduleur (1) à l'instant  $t(i)+T$  au moyen de la table de vérité suivante :

Signe ( $\Delta \dot{C}_{em}$ )	+	-	+	-
Signe ( $\Delta \dot{\phi}_s$ )	+	+	-	-
$\theta(1)$	P2	P6	P3	P5
$\theta(2)$	P3	P1	P4	P6
$\theta(3)$	P4	P2	P5	P1
$\theta(4)$	P5	P3	P6	P2
$\theta(5)$	P6	P4	P1	P3
$\theta(6)$	P1	P5	P2	P4

7/ - Procédé selon la revendication 1 de commande d'un interrupteur (k) tel que notamment un transistor, associé à une charge RL tel que notamment un hacheur à deux niveaux, caractérisé en ce qu'à chaque instant d'échantillonnage  $t(i)$  :

- on calcule les dérivées de la grandeur I à commander aux instants  $t(i)$  et  $t(i)+T$  fonction de l'état de l'interrupteur (k) à l'instant  $t(i)$  selon les formules suivantes :

10 . si l'interrupteur (k) est passant à l'instant  $t(i)$  :

$$\dot{I}(t(i)) = \frac{E-V}{L} \quad \text{et} \quad \dot{I}(t(i)+T) = -\frac{V}{L}$$

. si l'interrupteur (k) est bloqué à l'instant  $t(i)$  :

$$\dot{I}(t(i)) = -\frac{V}{L} \quad \text{et} \quad \dot{I}(t(i)+T) = \frac{E-V}{L}$$

15 - et on détermine l'instant  $t(i)+t_{com}$  de commutation entre  $t(i)$  et  $t(i)+T$  de changement d'état de l'interrupteur (k) selon les formules :

. si l'interrupteur (k) est passant à l'instant  $t(i)$  :

$$t_{com} = \frac{I_{ref} - I(t(i))}{E/L} + T \frac{V}{E}$$

. si l'interrupteur (k) est bloqué à l'instant  $t(i)$

$$t_{com} = -\frac{I_{ref} - I(t(i))}{E/L} + T \frac{E-V}{E}$$

20 8/ - Dispositif de commande d'un convertisseur statique (1) associé à une source de courant polyphasée (2) et à une source de tension

continue, ledit dispositif étant destiné à permettre d'ajuster une grandeur électrique et/ou magnétique et/ou mécanique de la source de courant (2), dite grandeur de contrôle, et se caractérisant en ce qu'il comprend :

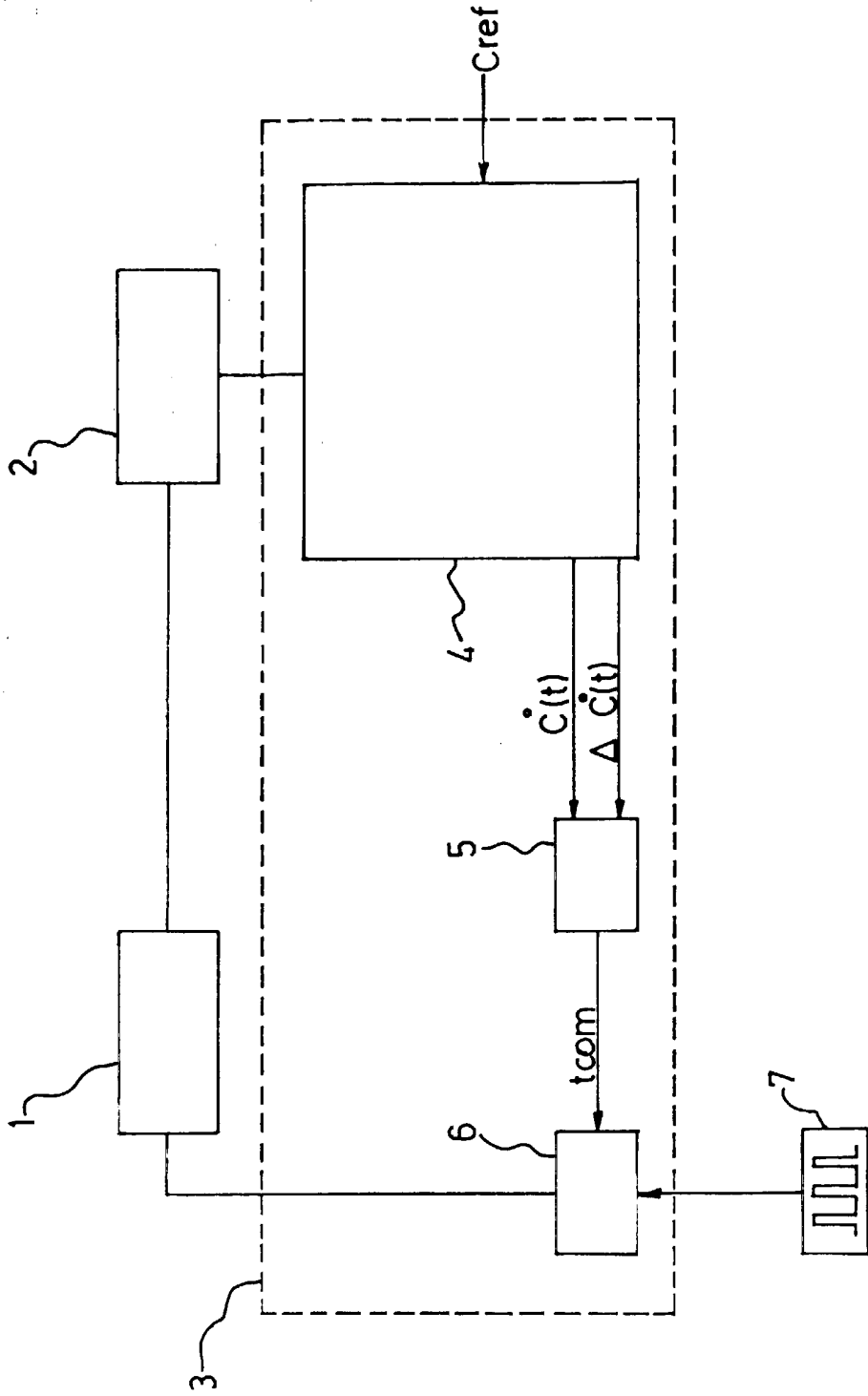
- une horloge (7) de période T apte à générer des temps de synchronisation  $t(i)$ ,
  - un module de calcul (4) apte à calculer à chaque instant  $t(i)$  :
    - . à partir d'au moins une grandeur mesurée représentative de l'état de la source de courant (2) au moins une grandeur de contrôle  $c(t)$  et sa dérivée  $\dot{c}(t)$ ,
    - . à partir de chaque grandeur de contrôle  $c(t)$  et de sa dérivée  $\dot{c}(t)$ , et par comparaison avec une grandeur de référence présélectionnée, de déterminer la configuration du convertisseur statique (1) apte à conduire à une minimisation de l'écart entre chaque grandeur de contrôle et la grandeur de référence correspondante à l'instant  $t(i)+T$ ,
    - . la variation de la dérivée d'une des grandeurs de contrôle, dite privilégiée, entre les configurations du convertisseur statique respectivement aux instants  $t(i)$  et  $t(i)+T$ ,
  - une unité de calcul (5) de l'instant de commutation  $t(i)+t_{com}$  entre  $t(i)$  et  $t(i)+T$  apte à permettre de minimiser l'écart à l'instant  $t(i)+T$  entre la valeur de contrôle privilégiée et la valeur de référence associée,
  - et une unité (6) de commande de la commutation du convertisseur statique à l'instant  $t_{com}$ .
- 9/ - Dispositif selon la revendication 8 de commande d'un onduleur (1) N niveaux, avec  $N \geq 2$ , associé à une machine asynchrone triphasée (2), caractérisé en ce que le module de calcul (4) comporte :
- un module (4a) d'estimation de grandeurs à contrôler, couple  $C_{em}$  et flux  $\phi_s$ , et de leurs dérivées  $\dot{C}_{em}$  et  $\dot{\phi}_s$ ,
  - un bloc de calcul (4b) de détermination de la configuration de l'onduleur (1) à un instant  $t(i)+T$  en fonction de sa configuration à l'instant  $t(i)$ , associé à une table de vérité,

- et un module (4c) de prédiction de la variation de la dérivée du couple  $\Delta \dot{C}_{em}$  entre les configurations aux instants  $t(i)$  et  $t(i)+T$ .

10/ - Dispositif selon la revendication 9, caractérisé en ce que la table de vérité associée au bloc de calcul (4b) est la suivante :

Signe ( $\Delta \dot{C}_{em}$ )	+	-	+	-
Signe ( $\Delta \dot{\phi}_s$ )	+	+	-	-
$\theta(1)$	P2	P6	P3	P5
$\theta(2)$	P3	P1	P4	P6
$\theta(3)$	P4	P2	P5	P1
$\theta(4)$	P5	P3	P6	P2
$\theta(5)$	P6	P4	P1	P3
$\theta(6)$	P1	P5	P2	P4

Fig 1



217

Fig 2a

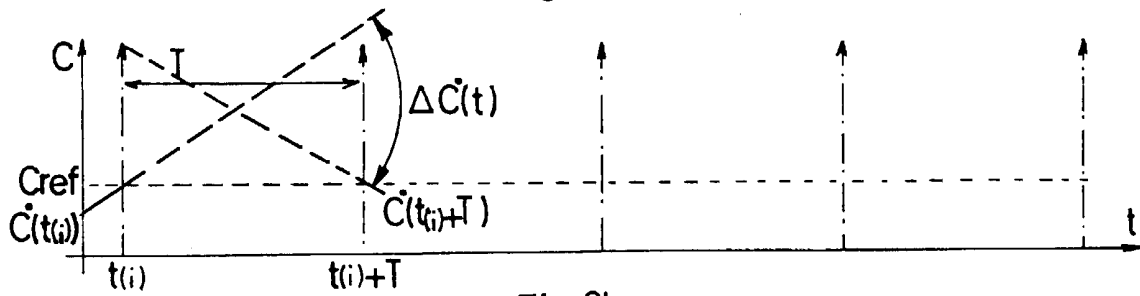


Fig 2b

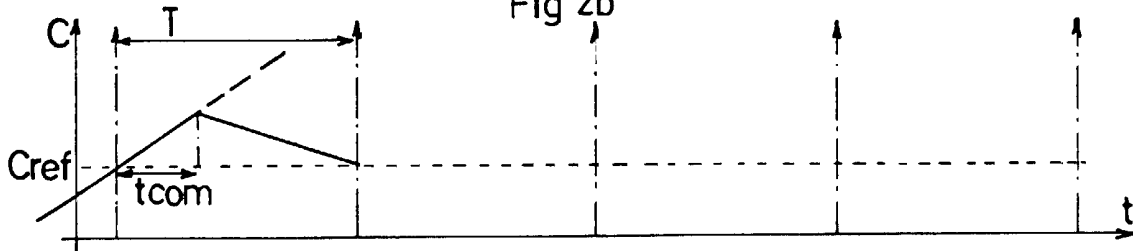


Fig 2c

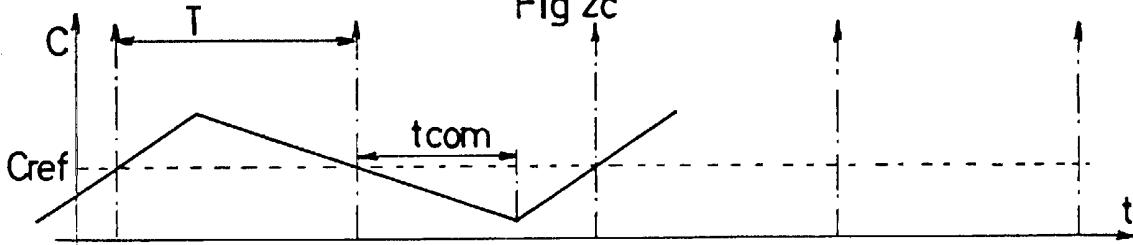


Fig 2d

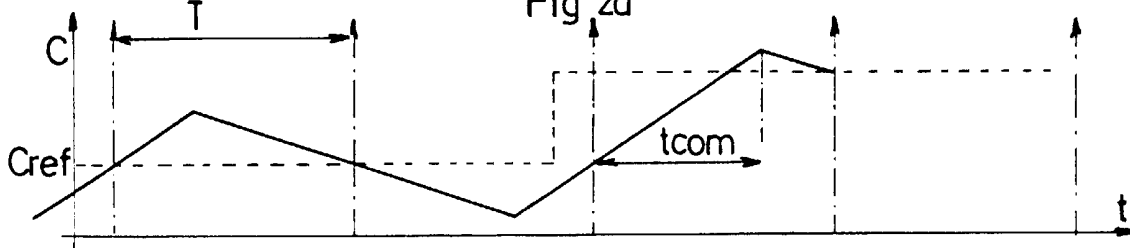
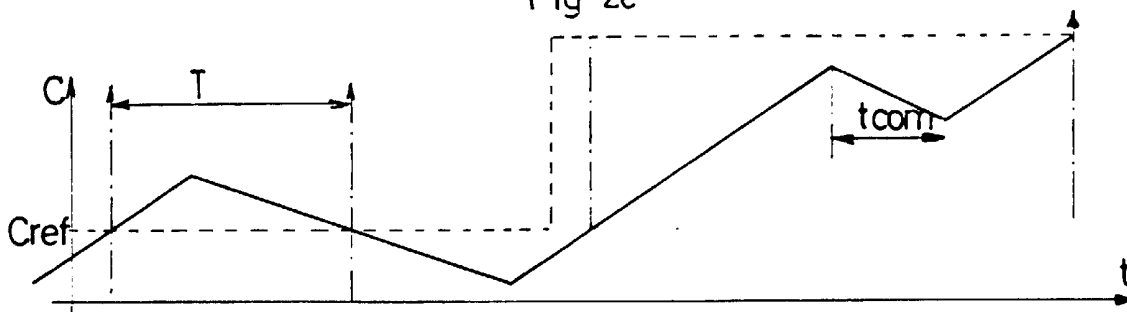


Fig 2e



3/7

Fig 3

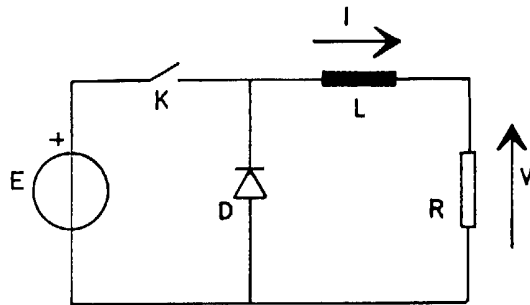
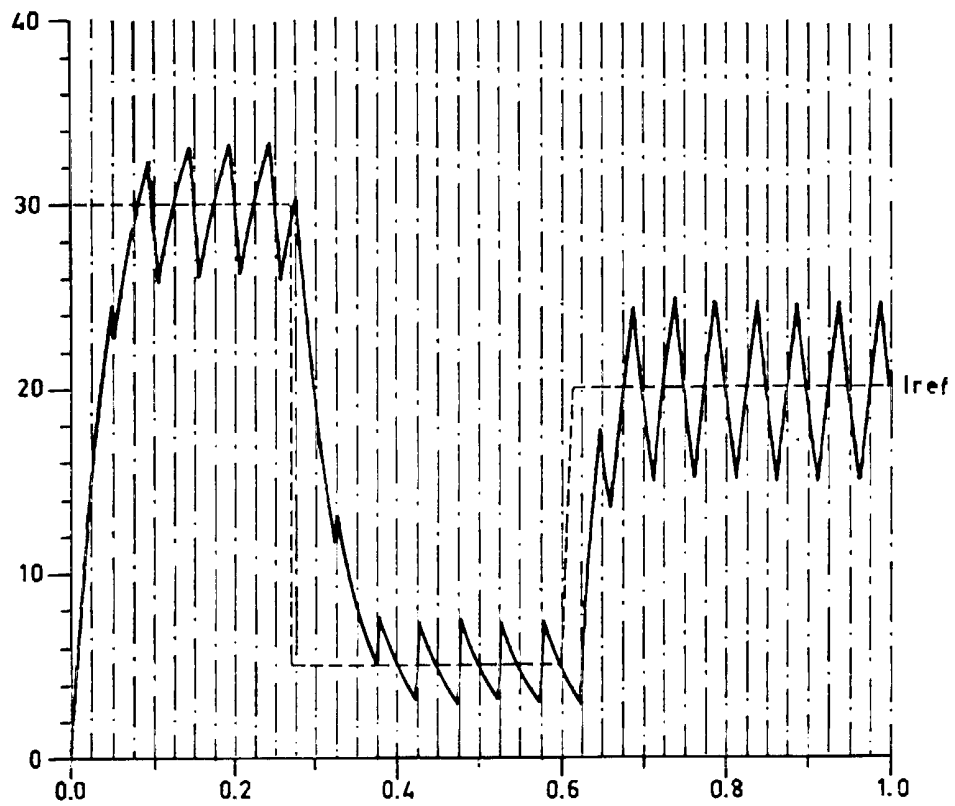
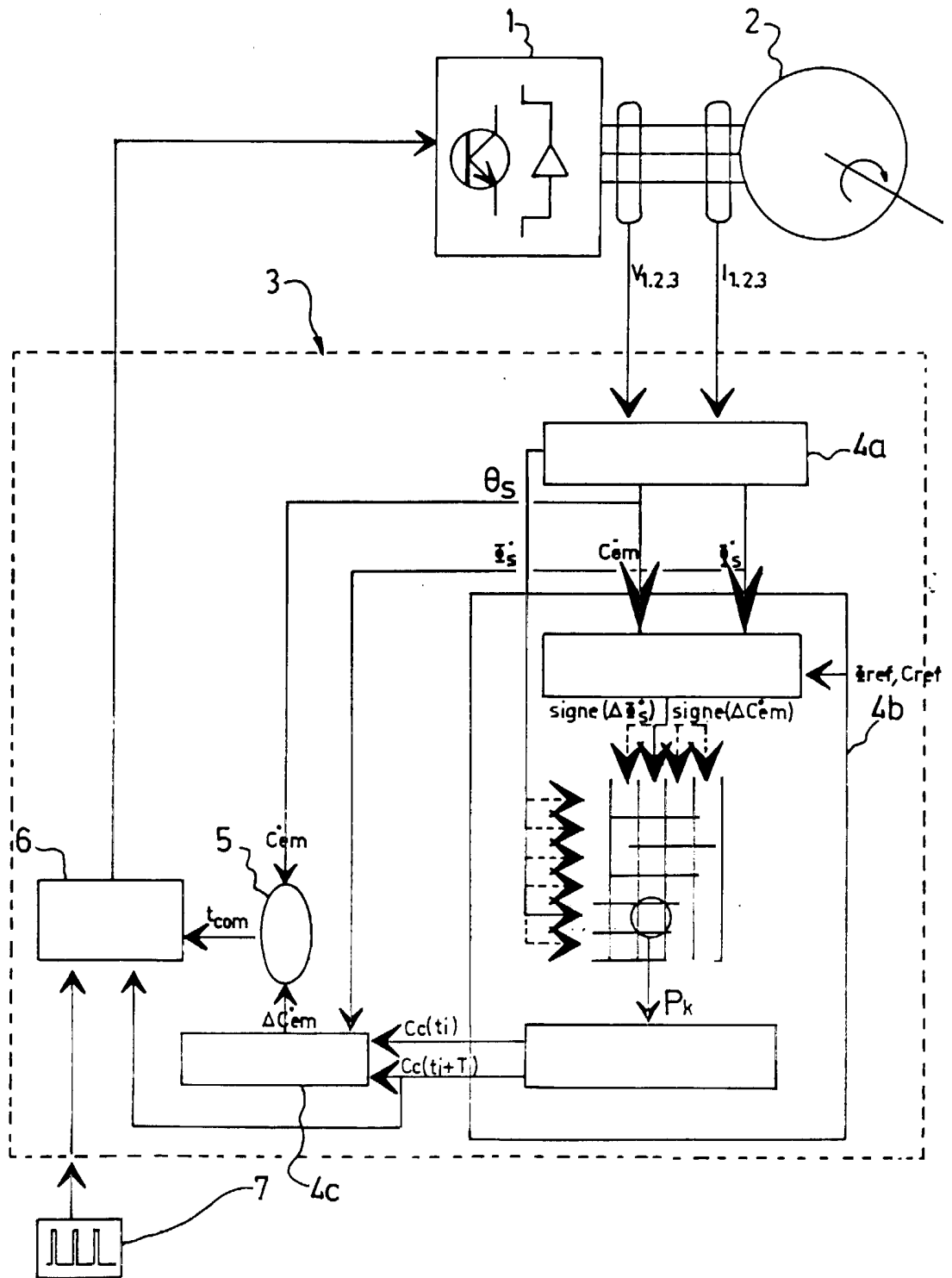


Fig 4



4/7

Fig 5



5/7

Fig 6

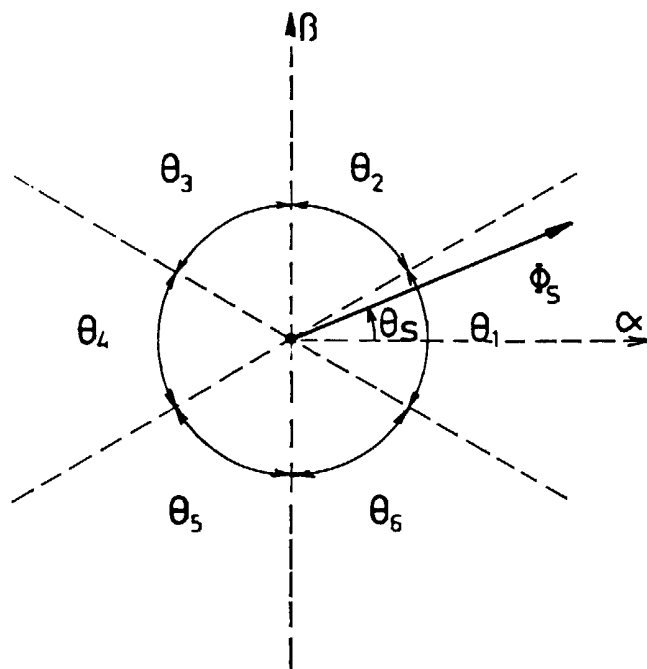
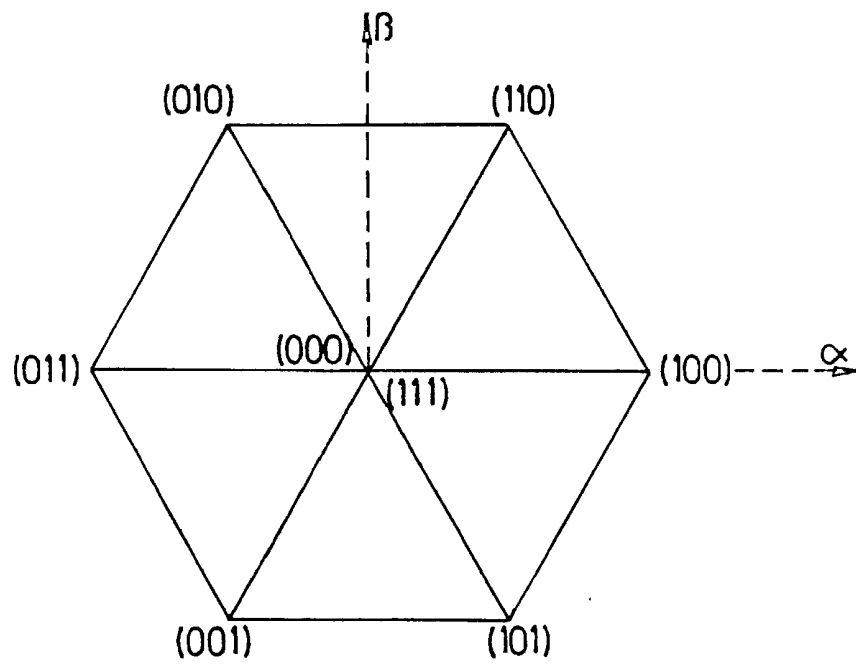


Fig 7a



6/7

Fig 7b

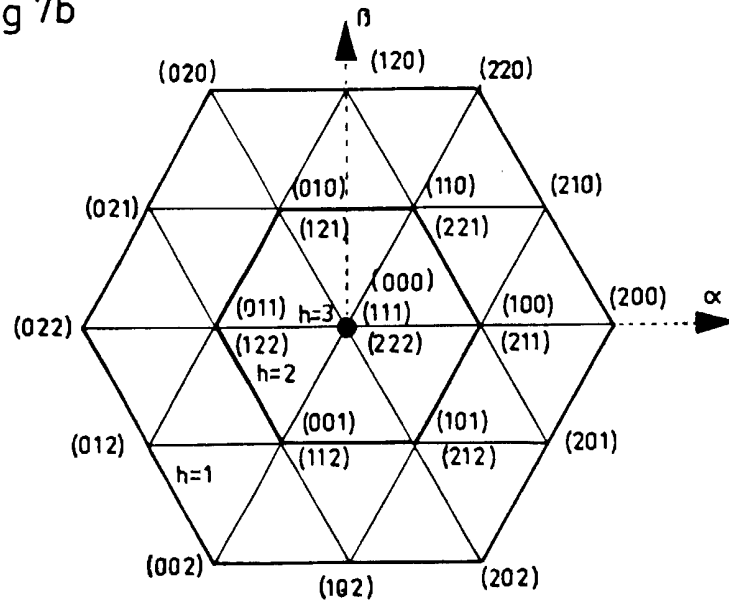


Fig 8

Signe ( $\Delta C_{em}$ )	+	-	+	-
Signe ( $\Delta \phi'_s$ )	+	+	-	-
$\theta(1)$	P2	P6	P3	P5
$\theta(2)$	P3	P1	P4	P6
$\theta(3)$	P4	P2	P5	P1
$\theta(4)$	P5	P3	P6	P2
$\theta(5)$	P6	P4	P1	P3
$\theta(6)$	P1	P5	P2	P4

717

Fig 9

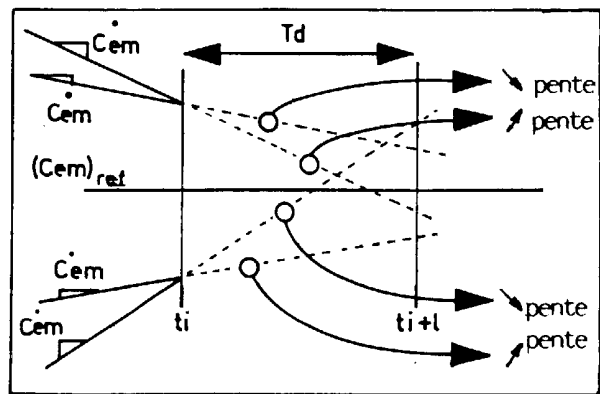
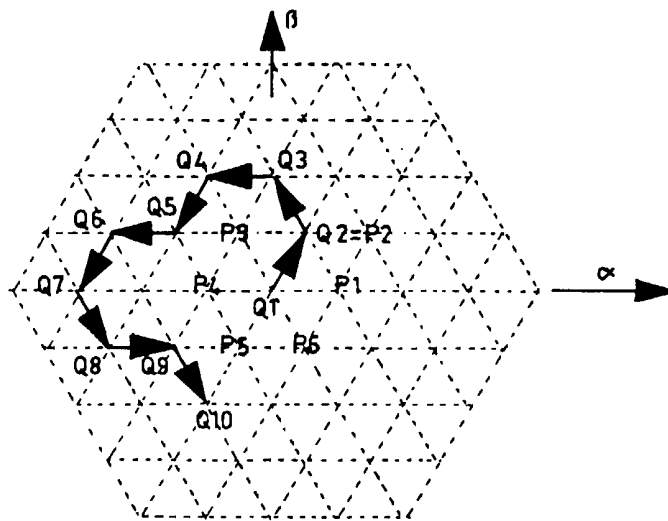


Fig 10



DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS		Revendications concernées de la demande examinée
Catégorie	Citation du document avec indication, en cas de besoin, des parties pertinentes	
A	NASH J N: "DIRECT TORQUE CONTROL, INDUCTION MOTOR VECTOR CONTROL WITHOUT AN ENCODER" IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, vol. 33, no. 2, mars 1997, pages 333-341, XP000724904 * le document en entier *	1,8
A	CHAPUIS Y A ET AL: "COMMANDE DIRECTE DU COUPLE D'UNE MACHINE ASYNCHRONE PAR LE CONTROLEDIRECT DE SON FLUX STATORIQUE DIRECT TORQUE CONTROL" JOURNAL DE PHYSIQUE III, vol. 5, no. 6, 1 juin 1995, pages 863-880, XP000533453 * le document en entier *	1,8
A	FR 2 744 302 A (AMIN BARHAM) 1 août 1997 * le document en entier *	1,8
		DOMAINES TECHNIQUES RECHERCHES (Int.CL.6)
		H02P
Date d'achèvement de la recherche		Examineur
30 décembre 1998		Beyer, F
CATEGORIE DES DOCUMENTS CITES		
X : particulièrement pertinent à lui seul Y : particulièrement pertinent en combinaison avec un autre document de la même catégorie A : pertinent à l'encontre d'au moins une revendication ou arrière-plan technologique général O : divulgation non-écrite P : document intercalaire T : théorie ou principe à la base de l'invention E : document de brevet bénéficiant d'une date antérieure à la date de dépôt et qui n'a été publié qu'à cette date de dépôt ou qu'à une date postérieure. D : cité dans la demande L : cité pour d'autres raisons & : membre de la même famille, document correspondant		