

⑫

DEMANDE DE BREVET D'INVENTION

A1

⑭ Date de dépôt : 22.03.94.

⑮ Priorité :

⑯ Date de la mise à disposition du public de la demande : 29.09.95 Bulletin 95/39.

⑰ Liste des documents cités dans le rapport de recherche préliminaire : *Se reporter à la fin du présent fascicule.*

⑱ Références à d'autres documents nationaux apparentés :

⑴ Demandeur(s) : GOLDSTAR CO., LTD. — KR.

⑵ Inventeur(s) : Lim Jun Young.

⑶ Titulaire(s) :

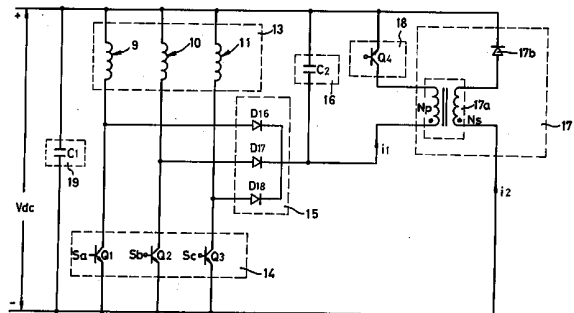
⑷ Mandataire : Cabinet Hirsch.

⑸ Circuit de commande pour un moteur à commutation de phases.

⑹ Le circuit de commande pour un moteur à commutation de phases comporte des premiers moyens de commutation, des moyens de génération de flux magnétique, une rangée de diodes, et des premiers moyens de stockage d'énergie.

Il comporte en outre des moyens de conversion d'énergie 17 aptes à recevoir l'énergie électrique des premiers moyens de stockage d'énergie 16 et à la convertir en énergie magnétique, des seconds moyens de commutation 18 pour commander le fonctionnement des moyens de conversion 17, et des seconds moyens de stockage d'énergie 19 destinés à stocker l'énergie de sortie des moyens de conversion d'énergie 17 qui comportent un circuit à couplage inductif 17a et une diode 17b.

Applications à des moyens de commutation de phases plus compacts, présentant un meilleur rendement énergétique, et plus rapides.



## CIRCUIT DE COMMANDE POUR UN MOTEUR A COMMUTATION DE PHASES

La présente invention se rapporte aux moteurs à commutation de phases, notamment aux moteurs à réluctance à commutation de phases, qui seront dénommés dans la suite de la description "moteurs SRM" à partir des initiales de la définition en langue anglaise ("Switched Reluctance Motors"), et elle se rapporte plus particulièrement à un circuit de commande pour un moteur à commutation de phases ou un moteur SRM.

La figure 1 représente schématiquement la structure générale du stator et du rotor d'un moteur SRM, pour lequel des bobinages 4, 5, 6 sont bobinés sur des pôles 1, 2, 3 du stator, un flux magnétique étant engendré en appliquant aux bobinages 4, 5, 6 des signaux d'excitation de phase qui provoquent la rotation du rotor 7.

Les figures 2A à 2E représentent divers circuits de commande classiques pour des moteurs SRM triphasés. Ces figures représentent respectivement un circuit à décharge résistante à la figure 2A, un circuit  $q+1$  à la figure 2B, un circuit à décharge par condensateur à la figure 2C, un circuit à pont non symétrique à la figure 2D, et un circuit à bobinage bifilaire à la figure 2E. Dans les circuits de commande classiques des moteurs SRM triphasés, si le signal d'excitation de phase est appliqué aux bobinages 4, 5, 6, avec une différence de phase prédéterminée, le moteur SRM est entraîné en rotation et l'énergie magnétique des bobinages 4, 5, 6 est récupérée à la source d'alimentation principale.

On va décrire ci-après le fonctionnement d'un circuit de commande de moteur SRM classique, en se référant principalement au circuit à décharge résistante représenté à la

figure 2A. Le circuit à décharge résistante classique comporte des bobinages 4, 5, 6, branchés en parallèle, des parties de commutation  $T_1$ ,  $T_2$ ,  $T_3$  pour commuter le courant d'excitation traversant les bobinages 4, 5, 6 par commande du signal d'excitation de phase, des diodes  $D_1$ ,  $D_2$ ,  $D_3$ , respectivement reliées aux bobinages 4, 5, 6, des résistances  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  respectivement montées en série sur les diodes  $D_1$ ,  $D_2$ ,  $D_3$ , et un condensateur  $C_1$  permettant de stocker le courant traversant les résistances  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$ . Dans un tel moteur, si le flux magnétique est engendré sous la commande du signal d'excitation de phase, le rotor du moteur SRM est entraîné en rotation, et on va décrire ci-après son fonctionnement de façon plus détaillée.

Tout d'abord, si l'on applique la tension continue du réseau principal, un signal d'excitation de première phase. Sa est appliqué au transistor de la partie de commutation  $T_1$ , ce qui rend le transistor passant, et un courant traverse alors le bobinage 4 et y engendre un flux magnétique.

Après le processus ci-dessus, si la section de commutation  $T_1$  est bloquée par suite de l'arrêt du signal d'excitation de première phase Sa et si la partie de commutation  $T_2$  est rendue passante en appliquant un signal d'excitation de seconde phase Sb à la partie de commutation  $T_2$ , le courant d'excitation qui était stocké dans le bobinage 4 sous la forme d'énergie magnétique, s'écoule via la diode  $D_1$  et la résistance  $R_1$  traversant le condensateur  $C_1$  pour y être stocké sous la forme d'énergie électrique et un courant traverse le bobinage 5 pour engendrer un flux magnétique.

Ensuite, si la partie de commutation  $T_2$  est bloquée en cessant de fournir le signal d'excitation de seconde phase Sb et si la partie de commutation  $T_3$  est rendue passante en appliquant un signal d'excitation de troisième phase Sc à la partie de commutation  $T_3$ , le courant d'excitation stocké dans la bobine 5 sous la forme d'énergie magnétique s'écoule, via la diode  $D_2$  et la résistance  $R_2$ , vers le condensateur  $C_1$  pour y être stocké sous forme d'énergie et un courant traverse le bobinage 6, pour engendrer un flux magnétique. Comme ceci est connu de la description ci-dessous, dans un circuit de

commande de moteur SRM classique, l'énergie magnétique stockée dans les bobinages 4, 5, 6 est ensuite stockée dans le condensateur  $C_1$  sous forme d'énergie électrique en réalisant les opérations décrites ci-dessus de façon continue et répétitive.

Dans le circuit  $q+1$  représenté à la figure 2B, les résistances  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  du circuit de décharge à résistance sont supprimées et une partie de commutation T4, formant hacheur, est branchée entre la source de puissance principale Vdc et les bobinages 4, 5, 6. Dans le circuit à décharge de condensateur représenté à la figure 2C, le courant d'excitation de phase du circuit à décharge par résistance à la figure 2A est tout d'abord stocké dans un condensateur Cd sous forme d'énergie électrique et cette énergie électrique peut ensuite être stockée dans le condensateur  $C_1$  par l'intermédiaire d'un bobinage de self Ld par commutation de la partie de commutation T5. Dans le circuit à pont non symétrique représenté à la figure 2D, des parties de commutation T4, T5, T6 sont respectivement branchées entre la source de puissance principale Vdc et les bobinages 4, 5, 6 et le courant d'excitation de phase est stocké dans le condensateur  $C_1$  sous forme d'énergie électrique via les diodes  $D_1$ ,  $D_2$ ,  $D_3$ . Dans le circuit à bobinage bifilaire représenté à la figure 2E, les bobinages 4, 5, 6 induisent le courant d'excitation de phase par des circuits à couplage inductif  $L_1$ ,  $L_2$ ,  $L_3$  et le courant d'excitation de phase induit est ramené par le condensateur  $C_1$  via les diodes  $D_4$ ,  $D_5$ ,  $D_6$  qui constituent le trajet de décharge du courant d'excitation de phase.

Il s'avère cependant que la perte d'énergie est trop importante dans le circuit à décharge par résistance, que l'encombrement spatial de la partie de commutation T4 est important, que la vitesse de commutation est limitée du fait de l'inductance mutuelle dans le circuit  $Q+1$ , et qu'il n'est pas avantageux de faire fonctionner à vitesse de commutation élevée le circuit à décharge à condensateur .

En outre, les coûts de fabrication du circuit à pont dissymétrique sont très élevés, et le volume du moteur à

bobinage bifilaire est trop important, et sa fabrication est difficile.

D'une manière générale, dans le cas où il n'existe pas de différence de phase dans un moteur SRM, en d'autres termes lorsque les pôles 1, 2 et 3 du stator coïncident avec les parties en saillie du rotor 7, les inductances des bobinages 4, 5, 6 sont maximales, tandis que dans le cas où la différence de phase entre les pôles 1, 2, 3 du stator et les parties en saillies du rotor 7 est de  $45^\circ$ , l'inductance des bobinages est minimale.

Dans un moteur SRM, l'excitation est en général déclenchée lorsque la différence de phase est de  $45^\circ$ , c'est-à-dire lorsque l'inductance du bobinage commence à augmenter. Si l'excitation est déclenchée lorsque l'inductance des bobinages diminue, on freine le moteur.

On a représenté sur les figures 2F et 2G deux circuits de commande classiques de moteur SRM à quatre phases ou tétraphasé. Dans les circuit de commande de moteur SRM à quatre phases, représenté à la figure 2F, des paires de transistors N-MOS (M1, M2), (M3, M4), (M5, M6), (M7, M8) sont respectivement branchées en série, les bobinages 4, 5, 6, 8 sont respectivement branchés entre les électrodes de source des premiers transistors N-MOS M1, M3, M5, M7 et les drains ou électrodes collectrices des seconds transistors N-MOS, M2, M4, M6, M8, les cathodes des premières diodes  $D_8, D_{10}, D_{12}, D_{14}$  sont reliées aux sources ou électrodes de source des premiers transistors N-MOS, M1, M3, M5, M7, les anodes des secondes diodes  $D_9, D_{11}, D_{13}, D_{15}$  sont reliées aux drains des seconds transistors N-MOS, M2, M4, M6, M8, et les cathodes des secondes diodes sont reliées à la source de puissance Vdc, et les drains des premiers transistors N-MOS, M1, M3, M5, M7 sont également reliés à la source de puissance Vdc.

Si on applique un signal de modulation de largeur d'impulsion (qui sera dénommé par la suite signal PWM, pour les initiales du terme anglais "Pulse Width Modulation") de niveau élevé aux électrodes de grille d'une paire de transistors N-MOS M1, M2, les transistors N-MOS M1, M2 sont rendus passants, et un courant s'écoule à travers le bobinage 4.

Si un signal de modulation de largeur d'impulsion de niveau bas est appliqué aux électrodes de grille des transistors N-MOS, M1, M2, après l'expiration d'un certain délai, les transistors N-MOS M1, M2 sont bloqués et il se forme un trajet de décharge de courant constitué de la première diode  $D_8$ , du bobinage 4 et de la seconde diode  $D_9$ .

Le courant stocké sous forme d'énergie magnétique dans le bobinage 4 commence ensuite à s'écouler via le trajet de décharge de courant, de sorte qu'il diminue progressivement. L'énergie magnétique est ainsi stockée sous la forme d'énergie électrique, via le trajet de décharge de courant dans le condensateur  $C_1$ , qui est branché entre la borne positive et la borne négative de la source d'énergie Vdc.

Ensuite, lorsque le freinage par inversion de phase est réalisé, une quantité de courant supérieure à la quantité de courant appliquée est retournée du bobinage 4 via la première et la seconde diodes  $D_8$ ,  $D_9$  au condensateur  $C_1$ , ce qui augmente la tension de ce dernier. Ainsi, afin de limiter la surtension, la résistance R4 montée en série avec le transistor N-MOS M9 est branchée entre la borne positive et la borne négative de l'alimentation électrique Vdc, en parallèle au condensateur  $C_1$ .

Si une surtension importante est appliquée au condensateur  $C_1$ , un signal de niveau haut est appliqué à l'électrode de grille du transistor N-MOS M9, de telle façon que la tension soit appliquée à la résistance R4.

La figure 2H représente des formes d'ondes en plusieurs emplacements des circuits de la figure 2F, et parmi ces formes d'ondes: (a) représente l'évolution de l'inductance du bobinage 4 en fonction de la phase  $Q$ , (b) représente l'évolution du courant de phase s'écoulant dans le bobinage 4, (c) représente la forme d'onde du signal d'excitation de phase appliqué à une paire de transistors N-MOS, M1, M2 et (d) représente le forme d'onde du couple appliqué au rotor.

Sur la figure, 2G représente un autre circuit de commande classique de moteur SRM, dans lequel on a supprimé les premières diodes  $D_8$ ,  $D_{10}$ ,  $D_{12}$ ,  $D_{14}$ , et les premiers transistors N-MOS M1, M3, M5, M7 du circuit de la figure 2F.

La figure 2I représente des forme d'ondes en plusieurs emplacements du circuit de la figure 2G, et parmi ces formes d'onde: (a) représente l'évolution de l'inductance du bobinage 4 en fonction de la phase  $\theta$ , (b) représente  
5 l'évolution du courant de phase traversant le bobinage 4, (c) représente la forme d'onde du signal d'excitation de phase appliqué au transistor N-MOS M2, et (d) représente la forme d'onde du couple appliqué au rotor.

Sur les figures 2G et 2I, si un courant d'excitation de phase de niveau haut, tel que représenté à la figure 2I (a),  
10 est appliqué à l'électrode de grille du transistor N-MOS M2, ce transistor est rendu passant, et en conséquence, le courant commence à s'écouler à travers le bobinage 4 et son intensité augmente progressivement lorsque le signal d'excitation de phase atteint le niveau haut.  
15

Si un signal d'excitation de phase de niveau bas est appliqué à l'électrode de grille du transistor N-MOS M2, pendant que le courant augmente, ce transistor M2 est bloqué et le courant accumulé dans le bobinage 4 sous forme d'énergie magnétique circule en boucle fermée via la diode  $D_g$ .  
20 Ainsi, le courant s'écoulant dans le bobinage 4 est modifié comme représenté à la figure 2I(b), en correspondance avec l'état de commutation du transistor N-MOS M2.

Cependant, lorsque le transistor N-MOS M2 est à l'état bloqué, du fait que le courant stocké sous forme d'énergie magnétique dans le bobinage 4 circule, le courant ne diminue pas rapidement dans la boucle fermée comprenant le bobinage 4 et la diode  $D_g$ . Ainsi, du fait qu'une intensité de courant relativement importante continue à circuler dans la boucle,  
25 même lorsque l'inductance diminue, le moteur SRM est freiné et est sollicité par un couple tel que celui représenté à la figure 2I (d).  
30

Ceci signifie que le circuit de la figure 2F présente une bonne efficacité de commande, mais qu'il nécessite un circuit de protection contre les surtensions du fait que la  
35 tension du condensateur est augmentée lorsque le moteur est freiné, tandis que le circuit de la figure 2G n'augmente pas la tension du condensateur lorsque le moteur est freiné, mais

que son efficacité de commande et sa vitesse de réaction sont faibles.

L'un des buts de la présente invention consiste à proposer un circuit de commande pour un moteur à commutation de phases, notamment un moteur du type SRM qui soit à même d'utiliser l'énergie de façon efficace en transférant l'énergie magnétique stockée dans le bobinage à un condensateur, qui est branché entre la borne positive et la borne négative de la source de tension d'alimentation, en utilisant divers processus de conversion d'énergie.

Un autre objet de la présente invention consiste à proposer un circuit de commande de moteur SRM qui soit à même d'empêcher qu'une surtension soit appliquée au condensateur qui est branché entre la borne positive et la borne négative de la source de puissance électrique, lorsque le moteur est soumis à un freinage.

Un autre objet encore de la présente invention consiste à proposer un circuit de commande de moteur SRM qui soit à même de réaliser l'effet de freinage par inversion de phase.

Un autre objet encore de la présente invention consiste à proposer un circuit de commande de moteur SRM dans lequel les variations de couple dues au courant puissent être rendues minimales.

A cet effet, selon l'invention, le circuit de commande pour un moteur à commutation de phases, notamment un moteur à réluctance comporte:

- des premiers moyens de commutation pour réaliser la commutation après avoir reçu un signal électrique prédéterminé;
- des moyens de génération de flux magnétique aptes à engendrer un flux magnétique en fonction du fonctionnement des premiers moyens de commutation;
- une série de diodes aptes à laisser passer dans une seule direction le courant d'excitation qui s'écoule à travers le moyens de génération de flux magnétique ;
- des premiers moyens de stockage d'énergie destinés à stocker sous forme d'énergie électrique le courant d'excitation qui a traversé la rangée de diodes ;



- des moyens de conversion d'énergie pour recevoir l'énergie électrique stockée dans les premiers moyens de stockage d'énergie et la convertir en énergie magnétique;
- 5 - des seconds moyens de commutation pour commander le fonctionnement des moyens de conversion d'énergie; et
- des seconds moyens de stockage d'énergie pour stocker l'énergie à la sortie des moyens de conversion d'énergie sous forme d'énergie électrique.

10 Selon un autre mode de réalisation de l'invention, les premiers moyens de commutation comportent une pluralité d'éléments de commutation qui sont de préférence des transistors ou des transistors MOS.

15 Selon un autre mode de réalisation de l'invention, les moyens de génération de flux magnétique comportent une pluralité de bobinages. La série de diodes peut comporter une pluralité de diodes. Le nombre d'éléments de commutation est de préférence de trois ou de quatre. Les premiers moyens de stockage d'énergie comportent un condensateur.

20 Les moyens de conversion d'énergie peuvent comporter un circuit à couplage inductif et une diode. Les seconds moyens de commutation comportent un élément de commutation. Cet élément de commutation peut être un transistor ou un transistor MOS.

25 Selon encore un autre mode de réalisation de l'invention, une partie de l'énergie du condensateur des premiers moyens de stockage d'énergie est induite des premiers bobinages aux seconds bobinages lorsque ledit élément de commutation est rendu passant. Les seconds moyens de stockage  
30 d'énergie peuvent comporter un condensateur.

Selon encore un autre mode de réalisation, le circuit de commande pour un moteur à commutation de phases peut comporter en outre des moyens de modulation de fréquence aptes à commander la commutation des seconds moyens de commutation.  
35 Les moyens de modulation de fréquence reçoivent un signal de commande et un signal de freinage pour réaliser une sommation logique de ces signaux.

Selon encore un autre mode de réalisation de l'invention, les moyens de modulation de fréquence comportent:

- un comparateur pour détecter le courant de sortie des seconds moyens de commutation, afin de le comparer avec un signal de référence;
- des moyens pour recevoir le signal de sortie dudit comparateur et un signal de freinage pour en réaliser le produit logique;
- des moyens pour recevoir le signal de sortie desdits moyens destinés à réaliser le produit logique et un signal de commande pour réaliser la sommation logique de ces signaux.

Selon encore un autre mode de réalisation de l'invention, le freinage par inversion de phase est rendu possible en amenant le signal de freinage au niveau haut au point de freinage. La fréquence du signal de commande est diminuée progressivement au point de freinage au cours du freinage par inversion de phase. Le taux de présence du signal de commande est augmenté au point de freinage au cours du freinage par inversion de phase.

Selon encore un autre mode de réalisation de l'invention, le circuit de commande pour un moteur à commutation de phases comprend en outre:

- des moyens de commande destinés à recevoir un signal électrique prédéterminé, afin d'émettre un signal de commutation;
- de troisièmes moyens de commutation destinés à commuter en fonction du signal de commutation émis par lesdits moyens de commande;
- des moyens destinés à empêcher l'inversion de sens d'écoulement du courant, afin d'empêcher l'énergie des premiers moyens de stockage d'énergie de s'écouler dans le sens inverse lorsque les troisièmes moyens de commutation sont actionnés.

Selon encore un autre mode de réalisation du circuit de commande pour un moteur à commutation de phases, lesdits derniers moyens de commande comportant:

- des moyens de détection de phase descendante de signal destinés à recevoir les paires correspondantes de signaux électriques afin de détecter la phase descendante;
- 5 - des moyens destinés à recevoir le signal de sortie desdits moyens de détection de phase descendante afin d'en réaliser la somme logique;
- des moyens de décalage de niveau pour relever le niveau du signal de sortie des moyens de sommation logique;
- 10 - des moyens de génération de signal de modulation de largeur d'impulsion, pour émettre un signal de modulation de largeur d'impulsion; et
- des moyens destinés à recevoir le signal de sortie desdits moyens de décalage de niveau et le signal de sortie desdits moyens de génération de signal de modulation de largeur d'impulsion, afin d'en réaliser le produit logique.
- 15

Les moyens de détection de phase décroissante émettent un signal présentant une largeur prédéterminée sur le bord descendant des paires correspondantes des signaux électriques. La largeur prédéterminée est nettement supérieure à la largeur dudit signal de modulation de largeur d'impulsion. Lesdits moyens de décalage de niveau sont constitués par un photocoupleur ou bien un transformateur d'impulsions ou bien un commutateur de niveau. La forme du courant s'écoulant vers les moyens de génération de flux magnétique est susceptible d'être modifiée par commande de la variation du taux de présence dudit signal de modulation de largeur d'impulsion. La forme du courant est similaire ou assimilable à celle d'un rectangle lorsque ledit taux de présence est d'environ 50%.

Les moyens destinés empêcher l'écoulement du courant en sens inverse comportent une diode. Les troisièmes moyens de commutation peuvent comporter un élément de commutation qui peut être constitué par un transistor ou un transistor MOS.

35 D'autres buts, caractéristiques et avantages apparaîtront à la lecture de la description de divers modes de réalisation de l'invention, faite à titre non limitatif et en regard du dessin annexé, dans lequel:

- La figure 1 représente schématiquement la structure générale du stator et du rotor d'un moteur électrique à réluctance dénommé également moteur SRM, comme indiqué ci-dessus;
- 5 - les figures 2A à 2G représentent des circuits classiques de commande de moteur SRM;
- les figures 2H et 2I représentent respectivement les formes d'ondes des circuits représentés sur les figures 2F et 2G;
- 10 - la figure 3 représente un mode de réalisation d'un circuit de commande de moteur SRM, selon la présente invention;
- la figure 4 représente un autre mode de réalisation d'un circuit de commande de moteur SRM, selon la présente invention;
- 15 - les figures 5A et 5B représentent les formes d'ondes du courant dans les bobinages à couplage inductif des circuits des figures 3 et 4;
- la figure 6 représente un autre mode de réalisation d'un circuit de commande d'un moteur SRM, selon la présente invention;
- 20 - les figures 7A et 7B représentent des vues de détail d'une partie du circuit de la figure 6;
- les figures 8A à 8F sont des diagrammes destinés à expliquer le fonctionnement du circuit de la figure 6;
- 25 - la figure 9 représente un autre mode de réalisation d'un circuit de commande de moteur SRM, selon la présente invention;
- 30 - la figure 10 est une vue de détail d'une partie du circuit de la figure 9;
- les figures 11A à 11J sont des diagrammes temporels destinés à expliquer le fonctionnement du circuit de la figure 10;
- 35 - les figures 12A à 12C représentent l'évolution du courant sur une phase et du couple appliqué au rotor, en fonction du taux de présence du signal de modulation de largeur d'impulsion.

La figure 3 représente schématiquement un mode de réalisation du circuit de commande de moteur SRM selon la présente invention. Le circuit de commande de moteur SRM représenté à la figure 3 comporte une partie de génération de flux magnétique 13 destiné à engendrer un flux magnétique en fonction de l'action d'une première partie de commutation 14, apte à commuter à réception d'un signal d'excitation de phase, une série de diodes 15 destinées à laisser passer dans une direction le courant d'excitation qui s'écoule à travers la partie de génération de flux magnétique 13, une première partie de stockage d'énergie 16 destinée à stocker le courant d'excitation qui traverse la série de diodes 15, sous forme d'énergie électrique, une partie de conversion d'énergie 17, destinée à recevoir l'énergie électrique qui est stockée dans la première partie de stockage d'énergie 16 afin de la convertir en énergie magnétique, une seconde partie de commutation 18 destinée à commander le fonctionnement de la partie d'énergie 17, et une seconde partie de stockage d'énergie 19 destinée à stocker l'énergie à la sortie de la partie de conversion d'énergie 17 sous forme d'énergie électrique.

La partie de génération de flux magnétique 13, qui comporte une pluralité de bobinages branchée en parallèle, induit le flux magnétique qui fait tourner le rotor du moteur SRM.

La partie de génération de flux magnétique 13 du moteur SRM triphasé comporte 3 bobinages 9, 10, 11 et celle d'un moteur SRM à quatre phases comporte 4 bobines.

La première partie de commutation 14 comporte des transistors Q1, Q2, Q3 destiné à commuter le courant d'excitation de phase, qui traverse les bobinages 9, 10, 11, en commandant le signal d'excitation de phase et la série de diodes 15 comporte des diodes  $D_{16}$ ,  $D_{17}$ ,  $D_{18}$ , dont les bornes d'extrémité sont respectivement reliées aux bobinages 9, 10, 11.

La première partie de stockage d'énergie comporte en outre un condensateur  $C_2$ , et la partie de conversion

d'énergie 17 comporte un circuit à couplage inductif 17a et une diode 17b.

La seconde partie de commutation 18 comporte un transistor Q4. En se référant à la figure 3, si la source de  
5 puissance électrique Vdc est branchée et si un premier signal d'excitation de phase Sa est appliqué au transistor Q1 de telle façon que ce transistor Q1 soit rendu passant, que le courant s'écoule à travers le bobinage 9 et qu'on engendre ainsi un flux magnétique.

10 Si le transistor Q1 est bloqué du fait de l'arrêt de la fourniture du premier signal d'excitation de phase Sa, et si le transistor Q2 est rendu passant en appliquant un second signal d'excitation de phase Sb à la base du transistor Q2, le courant d'excitation, qui était stocké dans le bobinage 9  
15 sous forme d'énergie magnétique, s'écoule via la diode D<sub>16</sub> vers le condensateur C<sub>2</sub> de la seconde partie de stockage d'énergie 16 pour être stocké dans le condensateur C<sub>2</sub> sous forme d'énergie électrique, et un flux magnétique est engendré par le courant qui travers le bobinage 10.

20 Si on applique un signal de fréquence prédéterminé à la base du transistor Q4, au cours du processus ci-dessus, le transistor Q4 est commuté de façon répétitive à une fréquence prédéterminée.

Par suite de cette commutation alternée, une partie de  
25 l'énergie qui est stockée dans le condensateur C<sub>2</sub> de la première partie de stockage d'énergie 16 est transférée au premier bobinage Np du circuit à couplage inductif 17a d'où elle est transférée par couplage inductif au deuxième bobinage Ns pour être stockée sous forme d'énergie électrique  
30 dans le condensateur C<sub>1</sub> de la seconde partie de stockage d'énergie 19, via la diode 17b.

Ensuite, si le transistor Q2 est bloqué du fait de l'arrêt de la fourniture du second signal d'excitation de phase Sb au transistor Q2, le transistor Q3 est rendu passant  
35 en appliquant un troisième signal d'excitation de phase Sc à la base du transistor Q3, le courant d'excitation qui était stocké dans le bobinage 10 sous forme d'énergie magnétique est stocké dans le condensateur C<sub>2</sub> sous forme d'énergie

électrique via la diode  $D_{17}$ , et on engendre un flux magnétique dû à l'écoulement du courant à travers le bobinage 11.

De la même façon que l'énergie qui est stockée dans le condensateur  $C_2$  sous forme d'énergie électrique, après la  
5 cessation de l'alimentation du second signal d'excitation de phase Sb, est ramenée au condensateur  $C_1$ , le courant d'excitation de phase s'écoulant à travers les bobinages 10, 11 est stocké dans le condensateur  $C_1$ . Dans ce cas, la tension aux bornes du condensateur  $C_2$  chargé, est fonction du courant  
10 s'écoulant à travers les bobinages 9, 10, 11 et de la vitesse de rotation du moteur SRM.

La figure 4 représente un autre mode de réalisation du circuit de moteur SRM selon la présente invention. Par rapport au circuit de la figure 3, le circuit de la figure 4  
15 comporte en plus: un bobinage 12 dans la partie de génération de flux magnétiques 13, un transistor Q5 dans la première partie de commutation 14, et une diode  $D_{19}$  dans la série de diodes 15, ceci étant dû au fait que la figure 3 représente un circuit à moteur triphasé, tandis que la figure 4 représente un circuit pour un moteur SRM tétraphasé.  
20

Le fonctionnement du circuit de la figure 4 est similaire à celui de la figure 3.

La figure 5A représente l'évolution du courant  $i_1$  s'écoulant à travers le premier bobinage  $N_p$  et le courant  $i_2$   
25 s'écoulant à travers le second bobinage  $N_s$  du circuit à couplage inductif 17a en fonction de la commutation du transistor Q4 de la seconde partie de commutation 18, tandis que la figure 5B représente l'évolution du courant  $i_1$  s'écoulant à travers le premier bobinage  $N_p$  et le courant  $i_2$  s'écoulant  
30 à travers le second bobinage  $N_s$  du circuit à couplage inductif 17a en fonction de la tension du condensateur  $C_2$  de la première partie de stockage d'énergie 16.

En se référant à la figure 5A, on voit que le courant  $i_1$  qui s'écoule à travers le premier bobinage  $N_p$  du circuit à  
35 couplage inductif 17a lorsque le transistor Q4 est rendu passant, augmente selon une pente constante, et que lorsque le transistor Q4 est bloqué, le courant  $i_2$  du second bobinage

Ns qui est induit par l'énergie magnétique du courant dans le premier bobinage  $N_p$  lorsque le transistor Q4 est rendu passant, s'écoule à travers la diode 17b vers le condensateur  $C_1$  de la première partie de stockage d'énergie 19.

5 La figure 5B montre en outre que plus la tension du condensateur  $C_2$  est élevée, plus les courants  $i_1$ ,  $i_2$  parcourant les bobinages sont importants, car les courbes respectives haute et basse correspondent à des tensions de  $C_2$  haute et basse.

10 La figure 6 représente un autre mode de réalisation du circuit de commande de moteur SRM selon la présente invention, qui comporte dans le principe, comme pour le circuit de la figure 4 et sans que les numéros de référence ne soient indiqués sur la figure 6: une première partie de commutation  
15 14 pour commuter à réception d'un signal d'excitation de phase, une partie d'émission de flux magnétique 13 pour émettre un flux magnétique en fonction de l'action de la première partie de commutation 14, une série de diodes 15 pour laisser passer, dans une direction, le courant d'excitation, qui s'écoule à travers la partie de génération de  
20 flux magnétique 13, une première partie de stockage d'énergie 16 pour stocker, sous forme d'énergie électrique, le courant d'excitation qui traverse la série de diodes 15, une partie de conversion d'énergie 17 destinée à recevoir l'énergie électrique qui a été stockée dans la première partie de  
25 stockage d'énergie 16, afin de la convertir en énergie magnétique, une seconde partie de commutation 18 pour commander le fonctionnement de la partie de conversion d'énergie 17, une seconde partie de stockage d'énergie 19 pour stocker  
30 l'énergie à la sortie de la partie de conversion d'énergie 17 sous forme d'énergie électrique et, en plus, une partie de modulation de fréquence 20 (représentée elle) pour commander la commutation de la seconde partie de commutation.

35 La première partie de commutation 14 comporte 4 transistors N-MOS M9, M10, M11, M12, la partie de génération de



flux magnétique 13 comporte 4 bobinages 9, 10, 11, 12, et la série de diodes 15 comporte quatre diodes  $D_{16}$ ,  $D_{17}$ ,  $D_{18}$ ,  $D_{19}$ .

La première partie de stockage d'énergie 16 comporte en outre un condensateur  $C_2$  et la partie de conversion d'énergie 5 17 comporte un circuit à couplage inductif 17a et une diode 17b. La seconde partie de commutation 18 comporte un transistor N-MOS M13.

La figure 7 représente de façon plus détaillée la partie de modulation de fréquence 20 indiquée à la figure 6. 10 Comme représenté à la figure 7A, la partie de modulation de fréquence 20 comporte une porte OU 21 qui reçoit un signal de commande à l'une de ses entrées et un signal de freinage à l'autre entrée, et qui réalise ensuite la sommation logique de ces signaux pour produire une valeur résultante.

La figure 7B représente un autre mode de réalisation de la partie de modulation de fréquence 20, qui comporte un comparateur 22 destiné à recevoir le courant s'écoulant par l'électrode de la source ou le drain du transistor N-MOS M13, pour la comparer avec le signal standard, une porte ET 23 20 destinée à recevoir le signal de sortie du comparateur 22 à l'une de ses entrées et un signal de freinage à l'autre entrée afin d'en réaliser le produit logique, et une porte OU 24, destinée à recevoir le signal de sortie de la porte ET 23 à une entrée et un signal de commande à l'autre entrée, afin 25 d'en réaliser la sommation logique.

En se référant à la figure 6, si le transistor N-MOS M13 de la seconde partie de commutation 18 commute en fonction de la sortie de la partie de modulation de fréquence 20, une partie de l'énergie qui était stockée dans le condensateur  $C_2$  de la première partie de stockage d'énergie 16 est 30 transférée dans le condensateur  $C_1$  de la seconde partie de stockage d'énergie 19, via la partie de conversion 17.

Ceci signifie que lorsque le signal de freinage, à l'entrée de la porte OU à la figure 7A, est au niveau bas, le signal à la sortie de la porte OU 21 dépend du signal de 35 commande qui est introduit à l'autre entrée de la porte OU 21. Si le signal de commande est au niveau haut, le signal de

la sortie de la porte OU 21 est également au niveau haut, ce qui a pour conséquence de rendre le transistor N-MOS passant. Si le transistor N-MOS est rendu passant, une partie de l'énergie du condensateur  $C_2$  est transférée au premier bobinage Nb du circuit à couplage inductif 17a. Si le signal de commande est au niveau bas, le signal de sortie de la porte OU 21 est également au niveau bas, ce qui a pour effet de bloquer le transistor N-MOS. Lorsque le transistor N-MOS est bloqué, l'énergie magnétique induite du premier bobinage Np au second bobinage Ns est stockée dans le condensateur  $C_1$  sous forme d'énergie électrique, via la diode 17b.

Dans ce cas, si le signal de commande à l'entrée de la porte OU 21 est commuté du niveau bas au niveau haut, le signal à la sortie de la porte OU 21 passe également au niveau haut sans relation avec le signal de commande à l'autre entrée de la porte OU 21. Ainsi, le transistor N-MOS M13 est continuellement à l'état passant.

L'énergie, qui était stockée dans le condensateur  $C_2$ , est déchargée dans une boucle fermée qui comporte le premier bobinage Np du circuit à couplage inductif 17a, le transistor N-MOS, et les paires correspondantes de bobinages 9, 10, 11, 12, et cette énergie déchargée est stockée dans les paires correspondantes des bobinages 9, 10, 11, 12, sous forme d'énergie magnétique.

Il s'ensuit que des courants relativement importants s'écoulent via les paires correspondantes des bobinages 9, 10, 11, 12, même lorsque l'inductance diminue et que le moteur est ainsi freiné. En d'autres termes, si un signal de freinage de niveau haut est appliqué au point de freinage, on réalise effectivement un freinage (voir la figure 8F).

La partie de modulation de fréquence à la figure 7B peut détecter l'écoulement d'un courant de défaut via le transistor N-MOS M13, pour commander le transistor N-MOS M13, de façon à empêcher la destruction, par le courant de défaut dépassant le courant normal, les éléments du circuit, par un effet de surtension.

Les figures 8A à 8F sont destinées à illustrer le fonctionnement du circuit représenté à la figure 6. La figure 8A représente l'évolution du courant  $i_1$  s'écoulant à travers le premier bobinage  $N_p$  du circuit à couplage inductif 17a, la figure 8B représente l'évolution du courant  $i_2$  s'écoulant à travers le second bobinage  $N_s$ , la figure 8C représente l'évolution de la tension appliquée au condensateur  $C_2$ , la figure 8D représente la forme d'onde du signal de commande, la figure 8E représente la forme d'onde du signal de freinage, et la figure 8S représente la forme d'onde du signal de sortie de la porte OU 21.

Lorsque le signal de freinage est au niveau bas et que le signal de commande est au niveau haut, le courant  $i_1$  s'écoulant à travers le premier bobinage  $N_p$  du circuit à couplage inductif 17a augmente continuellement. Ensuite, si le signal de commande est commuté au niveau bas, le courant s'écoulant à travers le second bobinage diminue car l'énergie magnétique du premier bobinage  $N_p$  est induite vers le second bobinage  $N_s$ , pour être déchargée via la diode 17b.

Dans ce cas, si on applique un signal de freinage de niveau haut, le courant  $i_1$  s'écoulant à travers le premier bobinage  $N_p$  se maintient en permanence à un niveau constant après avoir augmenté continuellement, et aucun courant ne s'écoule à travers le second bobinage, car il n'y a pas d'induction.

Dans le cas où l'on applique un signal de freinage de niveau haut au point de freinage, afin de freiner le moteur SRM, l'intensité du courant s'écoulant à travers le premier bobinage  $N_p$  du circuit à couplage inductif 17a peut être relativement importante. En conséquence, pour faire face à ce problème, on peut utiliser différents procédés qui peuvent être considérés comme d'autres modes de réalisation de la présente invention. On peut diminuer la fréquence du signal de commande au point de freinage de façon progressive, on peut augmenter le taux de présence du signal, ou bien on peut commander le transistor N-MOS M13, en utilisant le courant du transistor N-MOS M13 comme représenté à la figure 7B.

La figure 9 représente un autre mode de réalisation du circuit de commande de moteur SRM selon la présente invention. Ce circuit comporte dans ce principe, comme pour le circuit de la figure 4, mais sans que les numéros de référence ne soient indiqués sur la figure, à la manière de la figure 6: une première partie de commutation 14 destinée à commuter à la réception d'un signal d'excitation de phase, une partie de génération de flux magnétique 13 pour générer un flux magnétique en fonction de la commande de la première partie de commutation 14, une série de diodes 15 destinées à laisser passer dans une seule direction le courant d'excitation qui s'écoule à travers la partie de génération de flux magnétique 13, une première partie de stockage d'énergie 16 destinée à stocker sous forme d'énergie électrique le courant de l'excitation qui a traversé la série de diodes 15, une partie de conversion d'énergie 17 destinée à recevoir l'énergie électrique qui était stockée dans la première partie de stockage d'énergie 16, afin de la convertir en énergie magnétique, une seconde partie de commutation 18 destinée à contrôler le fonctionnement de la partie de conversion d'énergie 17, une seconde partie de stockage d'énergie 19 destinée à stocker l'énergie à la sortie de la partie de conversion d'énergie 17 sous forme d'énergie électrique, et, en plus, représentées sur la figure, une partie de commande 25 destinée à recevoir le signal d'excitation de phase pour émettre un signal de commutation, une troisième partie de commutation 26 destinée à commuter en fonction du signal de commutation émis par la partie de commande 25, et une partie destinée à empêcher l'écoulement en sens inverse 27 pour empêcher l'énergie de la première partie de stockage d'énergie 16 de s'écouler en sens inverse lorsque la troisième partie de commutation 26 fonctionne

La première partie de commutation comporte des transistors N-MOS M9, M10, M11, M12, la partie de génération de flux magnétique 13 comporte les bobinages 9, 10, 11, 12; la série de diodes 15 comporte des diodes  $D_{16}$ ,  $D_{17}$ ,  $D_{18}$ ,  $D_{19}$ . La

première partie de stockage d'énergie 16 comporte un condensateur  $C_2$ , et la partie de conversion d'énergie 17 comporte un circuit à couplage inductif 17a et une diode 17b. La seconde partie de commutation 18 comporte un transistor NMOS M13, la seconde partie de stockage d'énergie 19 comporte un condensateur  $C_1$ ; la troisième partie de commutation 26 comporte un transistor N-MOS M14, et la partie destinée à empêcher l'écoulement en sens inverse 27 comporte une diode  $D_2$ .

La figure 10 représente de façon plus détaillée la partie de commande 25 de la figure 9. Cette partie comporte: une partie 28 de détection de phase (ou de flanc ou de pente) descendante destinée à recevoir le signal d'excitation de phase correspondante pour détecter le bord descendant de la pente de cette phase (dénommé par la suite phase descendante) et pour émettre un signal présentant une largeur prédéterminée  $t_w$  au début de la phase descendante; une porte OU 29 destinée à recevoir le signal de sortie de détection de phase descendante 28 pour réaliser une sommation logique; une partie de décalage de niveau 30 destinée à relever le niveau de la sortie de la porte OU 29; une partie de génération de signal PWM de modulation de largeur d'impulsion 31 pour émettre un signal PWM; et une porte ET 32 destinée à recevoir le signal de sortie de la partie de décalage de niveau 30 et le signal de sortie de la partie de génération de signal PWM 31 pour en réaliser le produit logique.

Les figures 11A à 11J sont destinées à décrire le fonctionnement du circuit de la figure 10. La figure 11A représente un premier signal d'excitation de première phase, la figure 11B représente un signal d'excitation de seconde phase, la figure 11C représente un signal d'excitation de troisième phase, et la figure 11D représente un signal d'excitation de quatrième phase.

En se référant à la figure 10 et aux figures 11A à 11J, si le signal d'excitation de première phase est appliqué à la partie de détection de phase descendante 28 de la partie de commande 25, la partie de détection 28 émet un signal tel que représenté à la figure 11E, et si le signal d'excitation de

seconde phase est appliqué à la partie de détection 28, celle-ci émet un signal tel que représenté à la figure 11F.

Si les signaux d'excitation de troisième et de quatrième phases sont respectivement appliqués à la partie de détection 28 de la même façon, cette dernière partie émet dans l'ordre les signaux représentés sur les figures 11G et 11H.

Les signaux représentés sur les figures 11E à 11H présentent tous une largeur prédéterminée. En conséquence, la porte OU 29 qui reçoit le signal de sortie de la partie de détection 28, émet un signal de sortie représenté à la figure 11I. Le signal de sortie de la porte OU 29 est relevé par la partie de décalage de niveau 30 pour être adressé à entrée de la porte ET 32. La partie de décalage de niveau 30 peut être constituée par un photocoupleur, un transformateur d'impulsions ou un commutateur de niveau.

La partie de génération de signal PWM (modulation de largeur d'impulsion) 31 émet un signal PWM dont la largeur est plus étroite que celle du signal de sortie de la porte OU 29, afin de l'adresser à une autre entrée de la porte ET 32.

La porte ET 32 reçoit le signal de sortie de la partie de décalage de niveau 30 et le signal de sortie de la partie de génération de signal PWM 31 afin d'en réaliser le produit logique, et d'émettre un signal tel que représenté à la figure 11J. La sortie de la porte ET 32 est adressée à l'entrée de la troisième partie de commutation 26.

On va maintenant décrire le fonctionnement du circuit représenté à la figure 9. Si le signal d'excitation de première phase de niveau haut, tel que représenté à la figure 11A est appliquée au transistor N-MOS M9, ce transistor est rendu passant et le courant s'écoule à travers le bobinage 9.

Si le signal d'excitation de première phase est commuté du niveau haut au niveau bas, le signal d'excitation de seconde phase de niveau haut, tel que représenté à la figure 11B est appliqué au transistor N-MOS M10 et ce transistor est alors rendu passant. Dans ce cas, le signal de sortie Hg de

la partie de commande 25 par le signal d'excitation de première phase est appliqué à l'électrode de grille du transistor N-MOS M14 de la troisième partie de commutation 26.

Lorsque le signal d'excitation de première phase est au  
5 niveau haut, le courant d'excitation qui a été stocké sous forme d'énergie magnétique dans le bobinage 9, est stocké sous forme d'énergie électrique dans le condensateur  $C_2$  de la seconde partie de stockage d'énergie 16 via la diode  $D_{16}$ , et le courant commence à s'écouler à travers le bobinage 10.

10 Dans cet état, si le signal de commutation appliqué au transistor N-MOS M14 est commuté du niveau haut au niveau bas ou vice versa, le transistor N-MOS M14 est commuté en fonction du signal de commutation.

Lorsque le transistor N-MOS M14 est rendu passant, le  
15 courant s'écoulant à travers le bobinage 9 circule en boucle fermée à travers la diode  $D_{16}$ , de telle sorte que le courant dans le bobinage 9 diminue très lentement. Pendant ce temps, alors que le transistor N-MOS M14 est bloqué, le courant s'écoulant à travers le bobinage 9 diminue rapidement car il  
20 est stocké dans le condensateur  $C_2$  via la diode  $D_{20}$ .

Si le taux de présence du signal PWM est important, la durée pendant laquelle le transistor N-MOS est passant est prolongée, de telle manière que le courant diminue lentement, tandis que si le taux de présence du signal PWM est faible,  
25 la durée pendant laquelle le transistor N-MOS est bloqué est prolongée, de sorte que le courant diminue rapidement. Ainsi, plus le taux de présence est important, plus la durée du courant dans le bobinage 9 augmente. Ceci est dû au fait que le courant dans le bobinage 9 diminue très lentement. Ainsi,  
30 lorsque le signal d'excitation de seconde phase est commuté du niveau haut au niveau bas, et lorsque le signal d'excitation de troisième phase de niveau haut est appliqué à l'électrode de grille du transistor N-MOS M11, le processus décrit ci-dessus se répète.

35 En outre, si le signal d'excitation de phase correspondant est appliqué de la même façon, le processus ci-dessus se répète.

Les figures 12A à 12C représentent, à gauche, l'évolution des courants sur les phases correspondantes, et, à droite, les variations du couple en fonction du taux de présence ou taux de charge du signal PWM, la figure 12A les  
5 représentant lorsque le taux de présence est de 0%, la figure 12B les représentant lorsque le taux de présence est de 50% et la figure 12C les représentant lorsque le taux de présence est de 100%.

Lorsque le taux de présence est approximativement de  
10 0%, on obtient la même forme d'onde de courant que lorsque la troisième partie de commutation n'est pas incluse. Lorsque le taux de présence est de 50%, la forme d'onde est assimilable à un rectangle, et lorsque le taux de présence est d'environ 100%, du fait que le courant a diminué initialement trop  
15 rapidement, on obtient une surtension. Ainsi, lorsque le taux de présence est d'environ 0%, on obtient des variations de couple assez nettes, l'amplitude des variations de couple assez faible est indiquée entre deux flèches, également lorsque le taux de présence est d'environ 50%. Lorsque le taux de  
20 présence est approximativement de 100%, on voit que l'amplitude de l'onde de couple (entre les flèches) augmente à nouveau et que sa fréquence est doublée.

Comme ceci ressort de la description ci-dessus, un élément de commutation inclus dans le circuit de commande  
25 selon la présente invention peut réaliser la même fonction que les deux éléments de commutation présents dans le circuit de commande classique de moteur SRM classique. Ainsi, on peut réduire les coûts de fabrication et les coûts d'obtention du circuit. En outre, la surtension au condensateur branché  
30 entre les deux bornes opposées de la source d'alimentation de puissance est limitée et on peut empêcher également la destruction des éléments de commutation.

En outre, lorsqu'on veut réaliser un arrêt rapide du moteur, on peut obtenir un freinage par inversion de phase.  
35 Le bruit et les vibrations du moteur peuvent également être réduits en contrôlant le taux de présence du signal PWM afin d'obtenir une forme d'onde correcte pour le courant parcourant le système. Le circuit de commande selon



l'invention, qui a été décrit en corespondance à un moteur  
électrique à reluctance, capable de fonctionner en moteur pas  
à pas, peut bien entendu s'appliquer à d'autres moteurs à  
induction présentant, par exemple, des phases commutables au  
5 stator.

Bien entendu, la présente invention n'est pas limitée  
aux modes de réalisation décrits et représentés mais elle est  
susceptible de nombreuses variantes accessibles à l'homme de  
l'art sans que l'on ne s'écarte de l'esprit de l'invention.

10

15

20

25

30

35

REVENDEICATIONS

1.- Circuit de commande pour un moteur à commutation de phases, notamment un moteur à réluctance caractérisé en ce qu'il comporte:

- 5       - des premiers moyens de commutation (14) pour réaliser une opération de commutation à réception d'un signal électrique prédéterminé (Sa, b, c);
- des moyens de génération de flux magnétique (13) aptes à générer un flux magnétique en fonction du fonction-
- 10       nement des premiers moyens de commutation (14);
- une série de diodes (15) aptes à laisser passer dans une seule direction le courant d'excitation qui s'écoule à travers les moyens de génération de flux magnétique (13)
- 15       - des premiers moyens de stockage d'énergie (16) destinés à stocker le courant d'excitation qui a traversé la série de diodes sous forme d'énergie électrique;
- des moyens de conversion d'énergie (17) destinés à recevoir l'énergie électrique stockée dans les premiers
- 20       moyens de stockage d'énergie (16) et à la convertir en énergie magnétique;
- des seconds moyens de commutation (18) destinés à commander le fonctionnement des moyens de conversion d'énergie (17); et
- 25       - des seconds moyens de stockage d'énergie (19) destinés à stocker l'énergie à la sortie des moyens de conversion d'énergie (17).

2.- Circuit de commande pour un moteur à commutation de phases selon la revendication 1, caractérisé en ce que

30 lesdits premiers moyens de commutation (14) comportent une pluralité d'éléments de commutation (Q1, Q2, Q3).

3.- Circuit de commande pour un moteur à commutation de phases, selon la revendication 1 ou 2, caractérisé en ce que lesdits éléments de commutation (Q1, Q2, Q3) sont des

35 transistors ou des transistors MOS.

4.- Circuit de commande pour un moteur à commutation de phases selon l'une quelconque des revendications 1 à 3, caractérisé en ce que lesdits moyens de génération de flux

magnétique (13) comportent une pluralité de bobinage (9, 10, 11, 12).

5.- Circuit de commande pour un moteur à commutation de phase selon l'une quelconque des revendications 1 à 4, caractérisé en ce que ladite série de diodes (15) comporte une pluralité de diodes ( $D_{16}$ ,  $D_{17}$ ,  $D_{18}$ ).

6.- Circuit de commande pour un moteur à commutation de phases selon l'une quelconque des revendications 2 à 5, caractérisé en ce que le nombre desdits éléments de commutation ( $Q_1$ ,  $Q_2$ ,  $Q_3$ );  $M_9$ ,  $M_{10}$ ,  $M_{11}$ ,  $M_{12}$  est de 3 ou de 4.

7.- Circuit de commande pour un moteur à commutation de phases selon l'une quelconque des revendications 1 à 6, caractérisé en ce que lesdits premiers moyens de stockage d'énergie (16) comportent un condensateur ( $C_2$ ).

8.- Circuit de commande pour un moteur à commutation de phases selon l'une quelconque des revendications 1 à 7, caractérisé en ce que lesdits moyens de conversion d'énergie (17) comportent un circuit à couplage inductif (17a) et une diode (17b).

9.- Circuit de commande pour un moteur à commutation de phases, selon l'une quelconque des revendications 1 à 8, caractérisé en ce que lesdits seconds moyens de commutation (18) comportent un élément de commutation ( $Q_4$ ).

10.- Circuit de commande pour un moteur de commande pour un moteur à commutation de phases, selon la revendication 9, caractérisé en ce que ledit élément de commutation est un transistor ou un transistor ( $Q_4$ ) MOS ( $M_{13}$ ).

11.- Circuit de commande pour un moteur à commutation de phases selon l'une quelconque des revendications 1 à 10, caractérisé en ce qu'une partie de l'énergie du condensateur ( $C_2$ ) des premiers moyens de stockage d'énergie (16) est induite des premiers bobinages aux seconds bobinages lorsque ledit élément de commutation est rendu passant.

12.- Circuit de commande pour un moteur à commutation de phases selon l'une quelconque des revendications 1 à 11, caractérisé en ce que lesdits seconds moyens de stockage d'énergie (19) comportent un condensateur ( $C_1$ ).

13.- Circuit de commutation pour un moteur à commuta-

tion de phases, selon l'une quelconque des revendications 1 à 12, caractérisé en ce qu'il comporte en outre des moyens de modulation de fréquence (20) pour commander la commutation des seconds moyens de commutation.

5           14.- Circuit de commande pour un moteur à commutation de phases, selon la revendication 13, caractérisé en ce que lesdits moyens de modulation de fréquence (20) reçoivent un signal de commande et un signal de freinage pour en réaliser la sommation logique.

10           15.- Circuit de commande pour un moteur à commutation de phases, selon la revendication 13 ou 14, caractérisé en ce que lesdits moyens de modulation de fréquence (20) comportent:

- 15           - un comparateur (22) pour détecter le courant de sortie des seconds moyens de commutation ( $M_{13}$ ) afin de le comparer avec un signal de référence;
- des moyens (23) destinés à recevoir le signal de sortie dudit comparateur (22) et un signal de freinage pour en réaliser le produit logique;
- 20           - des moyens (24) destinés à recevoir le signal de sortie desdits moyens (23) destinés à réaliser le produit logique et un signal de commande afin d'en réaliser la sommation logique.

25           16.- Circuit de commande pour un moteur à commutation de phases selon la revendication 15, caractérisé en ce que le freinage par inversion de phase est rendu possible en amenant le signal de freinage au niveau haut au point de freinage.

30           17.- Circuit de commande pour un moteur à commutation de phases selon la revendication 15 ou 16, caractérisé en ce que la fréquence du signal de commande est diminué progressivement au point de freinage, au cours du freinage par inversion de phase.

35           18.- Circuit de commande pour un moteur à commutation de phases selon l'une quelconque des revendications 15 à 17, caractérisé en ce que le taux de présence du signal de commande est augmenté au point de freinage au cours du freinage par inversion de phase.

19.- Circuit de commande pour un moteur à commutation de phases, selon l'une quelconque des revendications 1 à 18, caractérisé en ce qu'il comporte en outre:

- 5 - des moyens de commande (25) destinés à recevoir un signal électrique prédéterminé pour émettre un signal de commutation;
- des troisièmes moyens de commutation (26) destinés à commuter en fonction d'un signal de commutation émis par lesdits moyens de commande (25);
- 10 - des moyens destinés à empêcher l'inversion d'écoulement (27) pour empêcher l'énergie des premiers moyens de stockage d'énergie ( $C_2$ ) de s'écouler dans le sens inversé lorsque les troisièmes moyens de commutation (26) sont actionnés.

15 20.- Circuit de commande pour un moteur à commutation de phases, selon la revendication 19, dans lequel lesdits moyens de commande (25) comportent:

- 20 - des moyens de détection de phase descendante de signal (28) destinés à recevoir les paires correspondantes de signaux électriques pour détecter la phase descendante;
- des moyens (29) destinés à recevoir le signal de sortie desdits moyens de détection de phase descendante, afin d'en réaliser la sommation logique (29);
- 25 - des moyens de décalage de niveau (30) destinés à relever le niveau du signal de sortie des moyens de sommation logique;
- des moyens de génération de signal de modulation de largeur d'impulsion (31) destinés à émettre un signal de modulation de largeur d'impulsion; et
- 30 - des moyens (32) destinés à recevoir le signal de sortie desdits moyens de décalage de niveau, ainsi que le signal de sortie desdits moyens (31) de génération de signal de modulation de largeur d'impulsion, afin d'en réaliser le produit logique.

35 21.- Circuit de commande pour un moteur à commutation de phases, selon la revendication 20, caractérisé en ce que lesdits moyens de détection de phase descendante (28) émettent un signal (tw) présentant une largeur prédéterminée sur

le bord descendant des paires correspondantes de signaux électriques.

22.- Circuit de commande pour un moteur à commutation de phases, selon la revendication 21, caractérisé en ce que ladite largeur prédéterminée est nettement supérieure à la  
5 largeur dudit signal de modulation de largeur d'impulsion.

23.- Circuit de commande pour un moteur à commutation de phases, selon l'une quelconque des revendications 20 à 22, caractérisé en ce que lesdits moyens de décalage de niveau  
10 (30) sont constitués par un photocoupleur, un transformateur d'impulsions, ou un commutateur de niveau.

24.- Circuit de commande pour un moteur à commutation de phases, selon l'une quelconque des revendications 20 à 23, caractérisé en ce que la forme du courant s'écoulant à tra-  
15 vers les moyens de génération de flux magnétique est susceptible d'être modifiée par le taux de présence dudit signal de modulation de largeur d'impulsion.

25.- Circuit de commande pour un moteur à commutation de phases, selon la revendication 24, caractérisé en ce que  
20 la forme du courant est similaire à celle d'un rectangle lorsque ledit taux de présence est d'environ 50%.

26.- Circuit de commande pour un moteur à commutation de phases, selon l'une quelconque des revendications 19 à 25, caractérisé en ce que lesdits moyens destinés à empêcher  
25 l'inversion d'écoulement (27) comportent une diode (D 20).

27.- Circuit de commande pour un moteur à commutation de phases, selon l'une quelconque des revendications 19 à 26, caractérisé en ce que lesdits troisièmes moyens de commuta-  
tion (26) comportent un élément de commutation (M14).

30 28.- Circuit de commande pour un moteur à commutation de phases, selon la revendication 27, caractérisé en ce que ledit élément de commutation (26) desdits troisièmes moyens de commutation est un transistor ou un transistor MOS (M 14).

FIG. 1

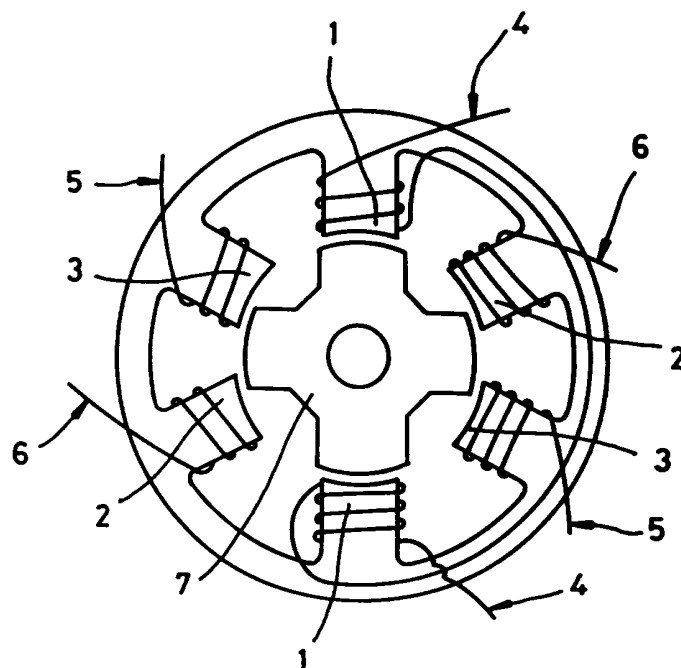


FIG. 2A

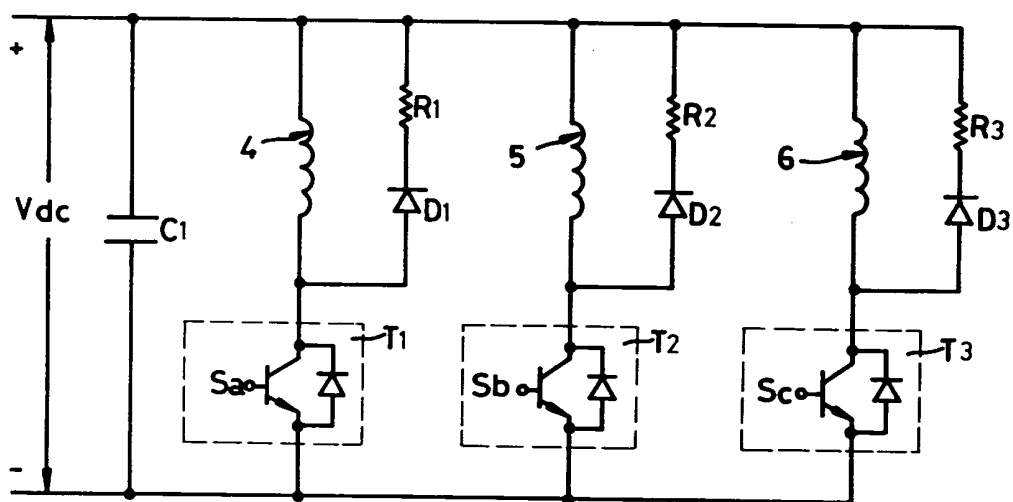


FIG. 2B

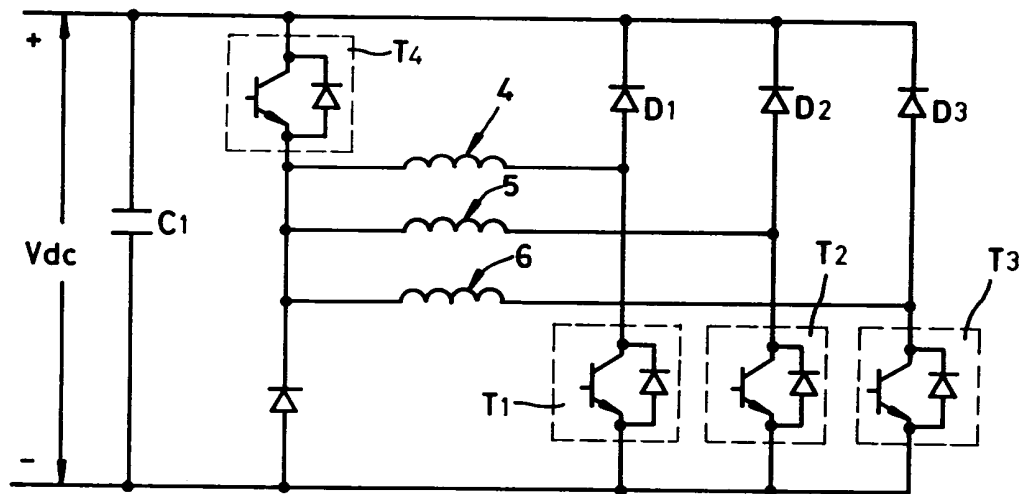


FIG. 2C

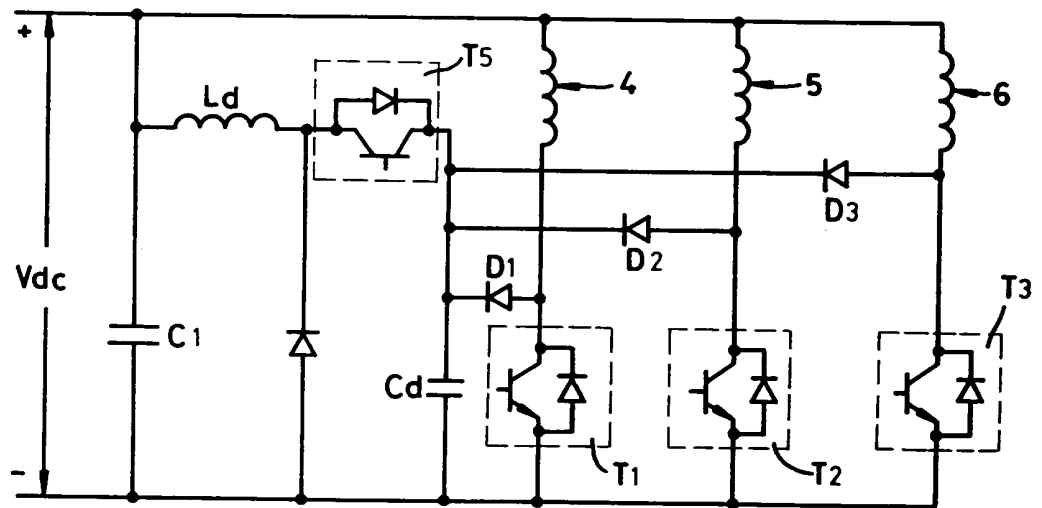




FIG. 2D

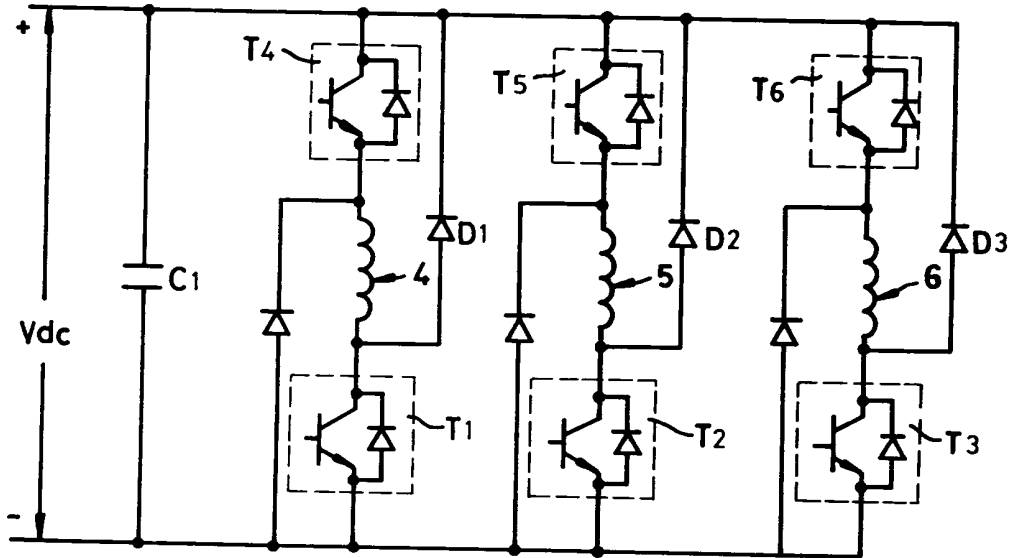


FIG. 2E

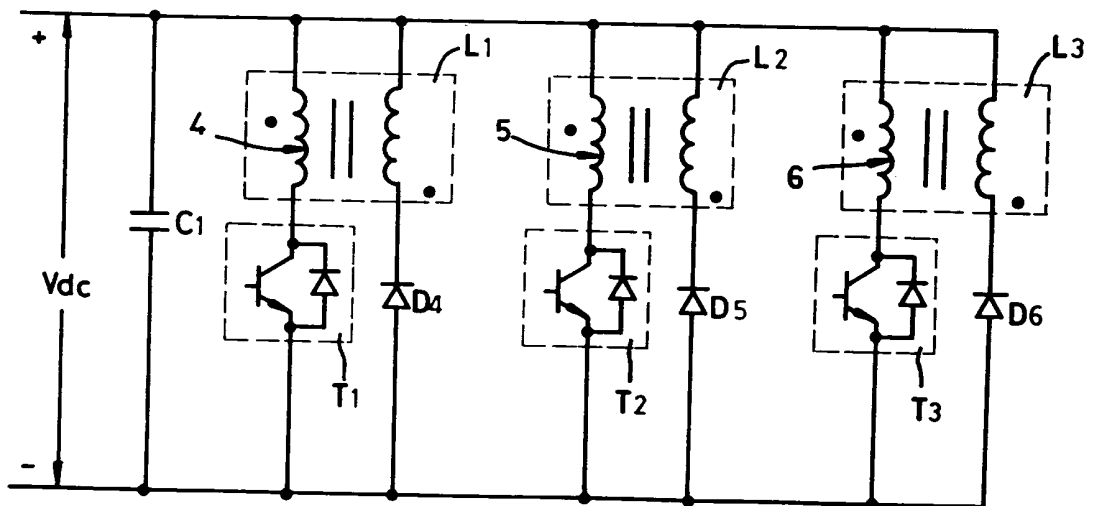


FIG. 2F

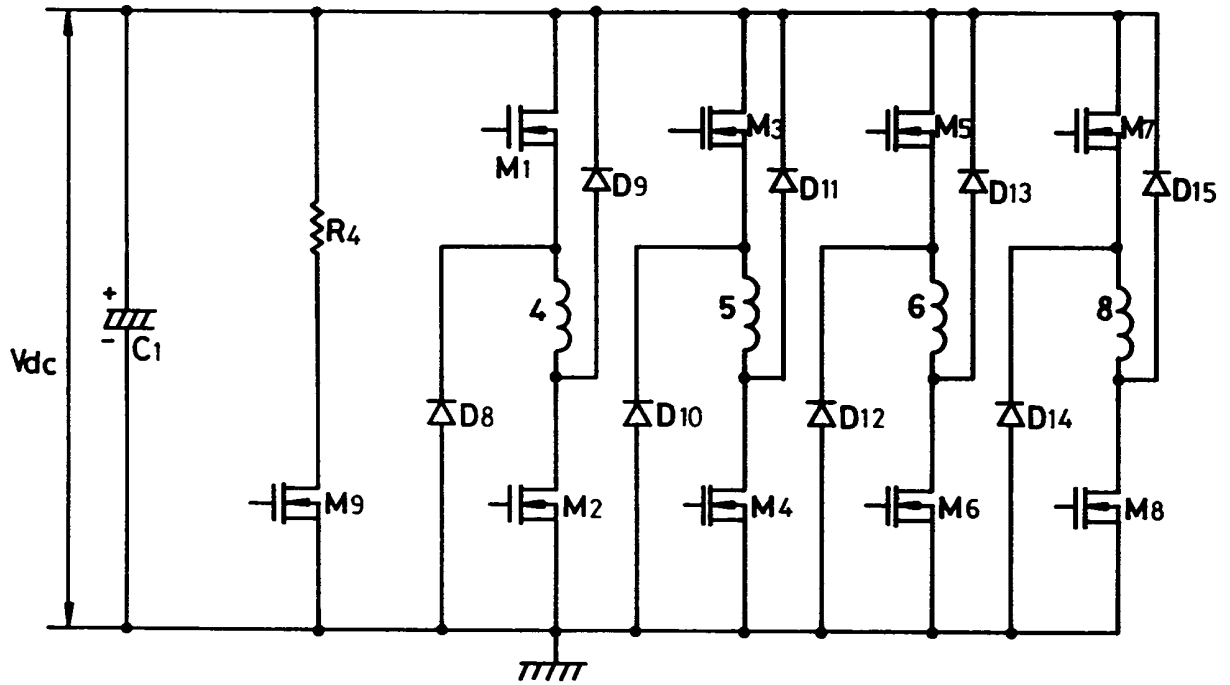


FIG. 2G

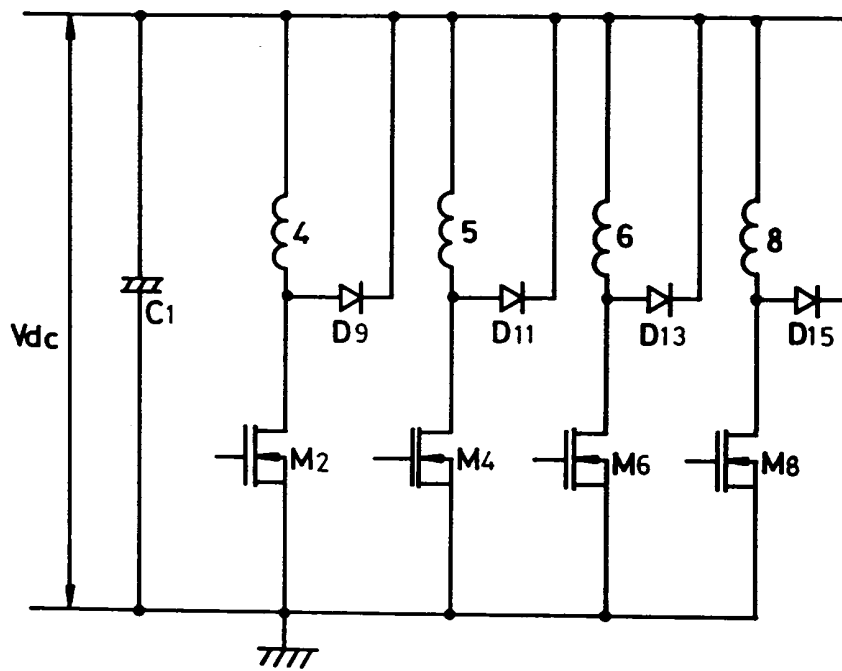


FIG. 2H

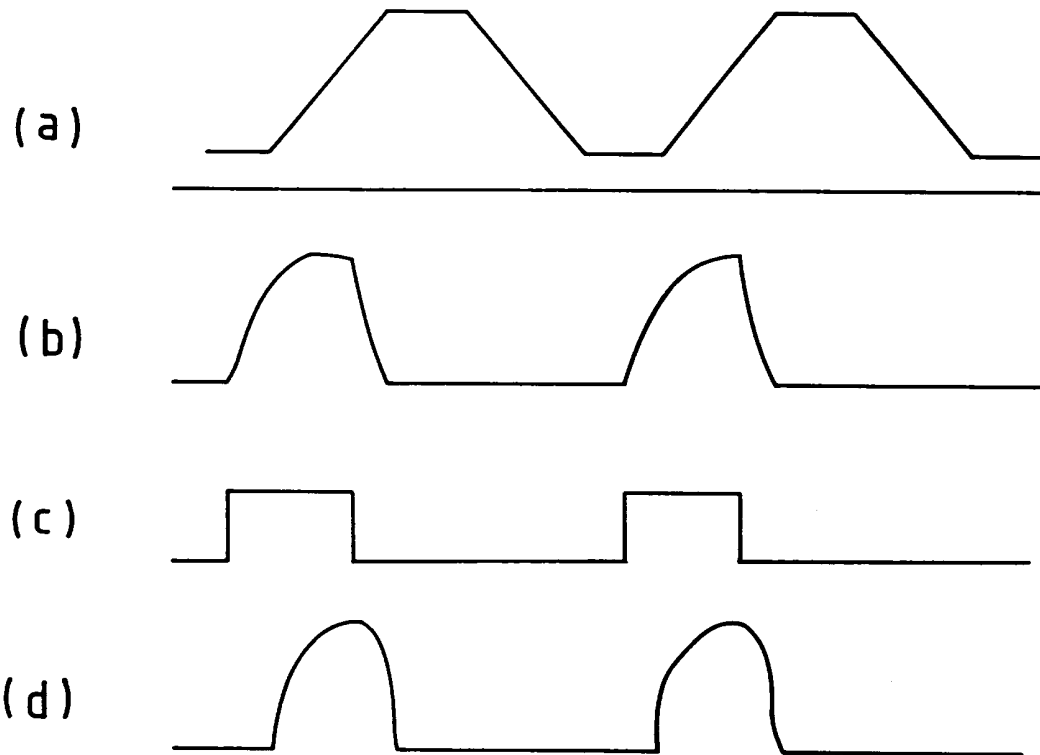


FIG. 21

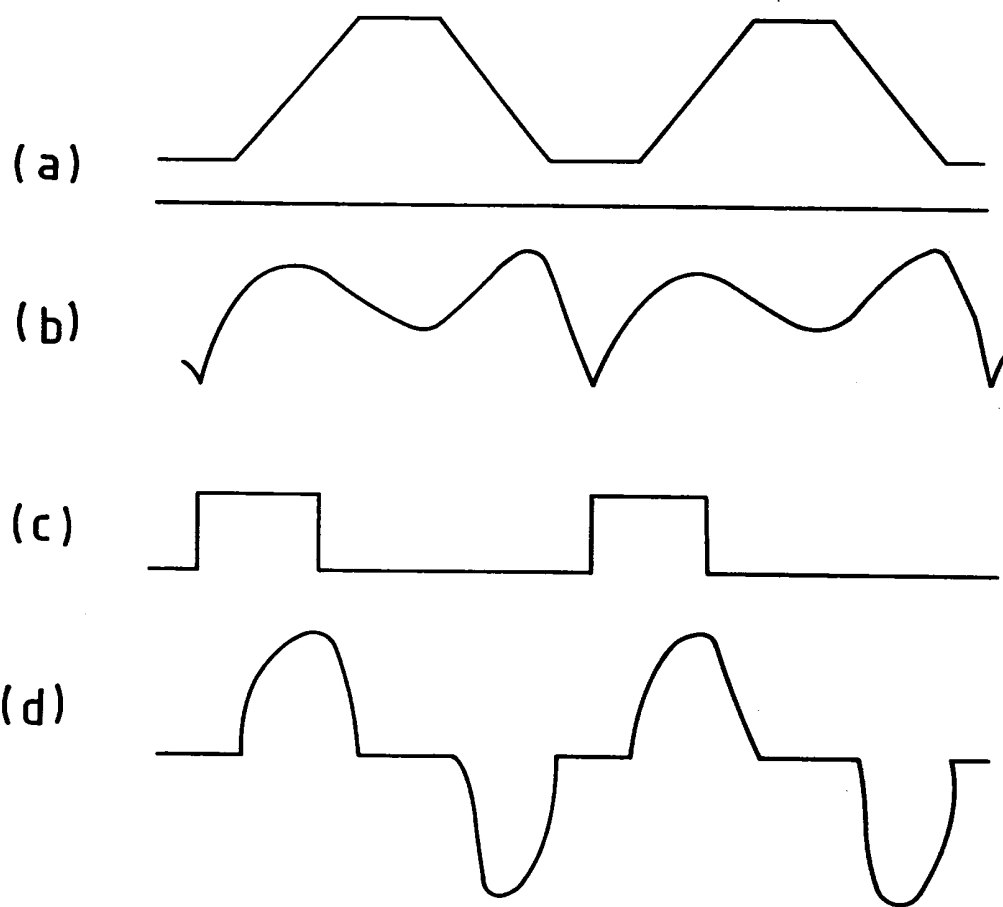


FIG. 3

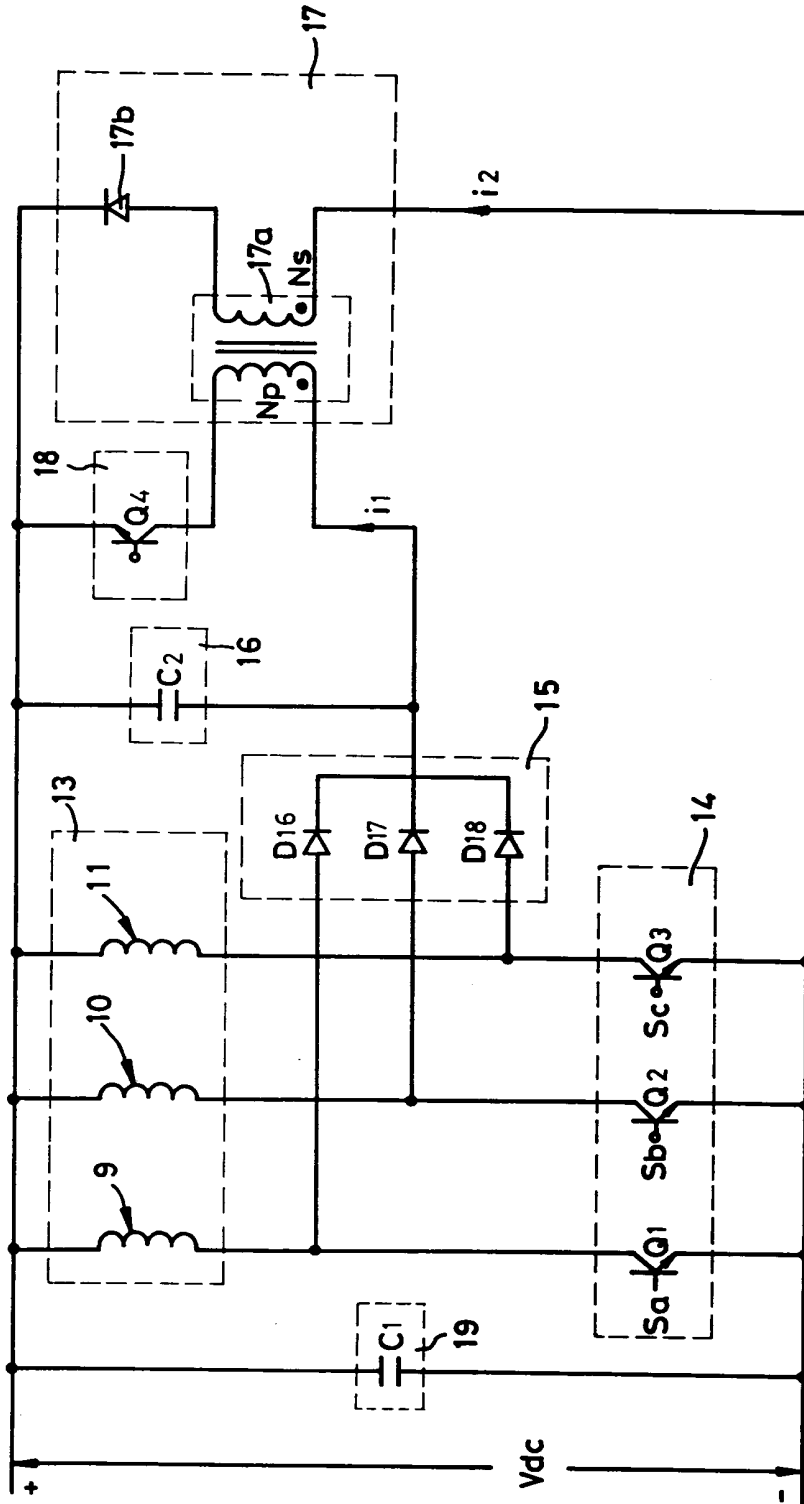


FIG. 4

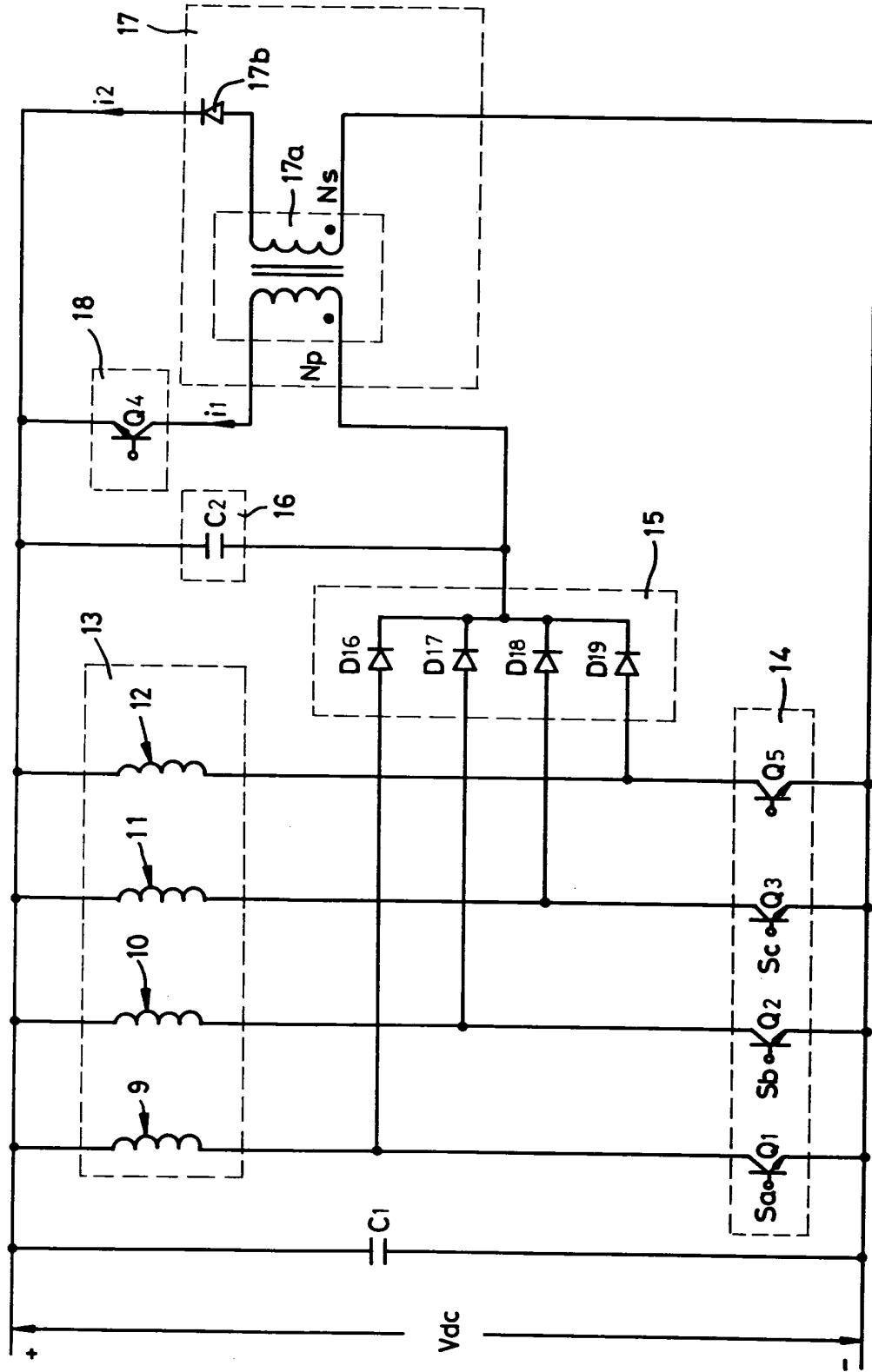


FIG. 5A

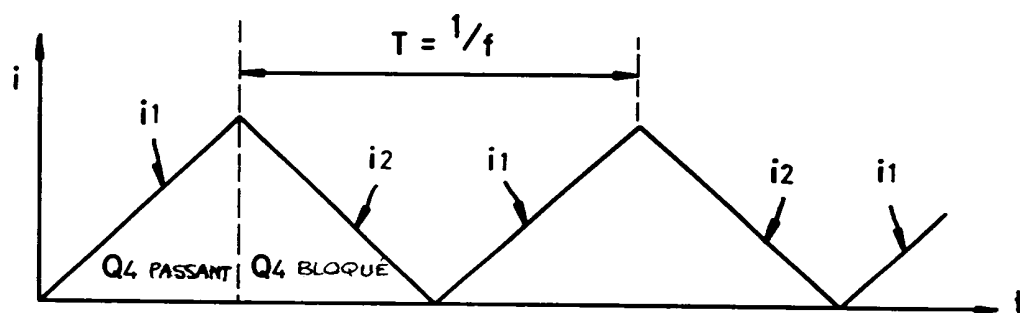


FIG. 5B

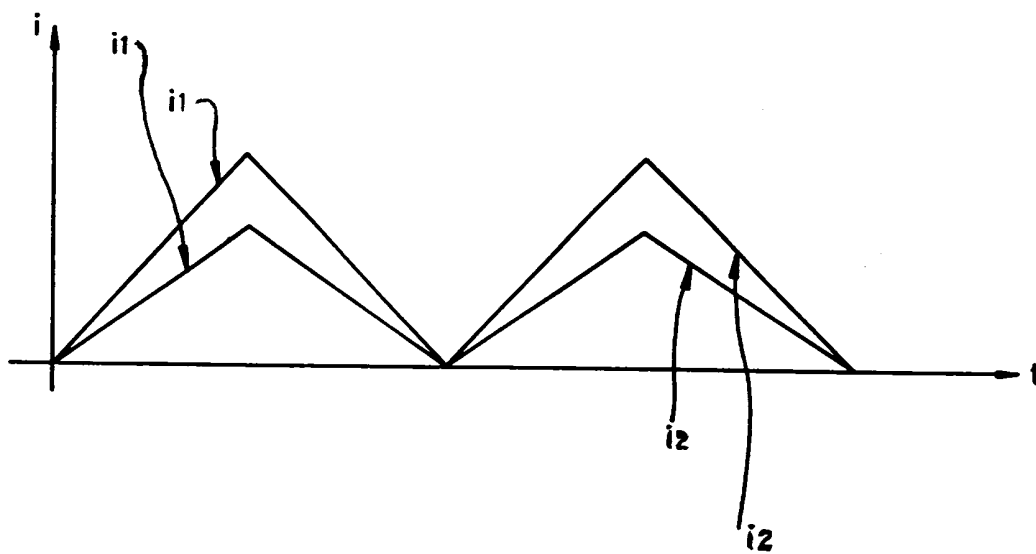


FIG. 6

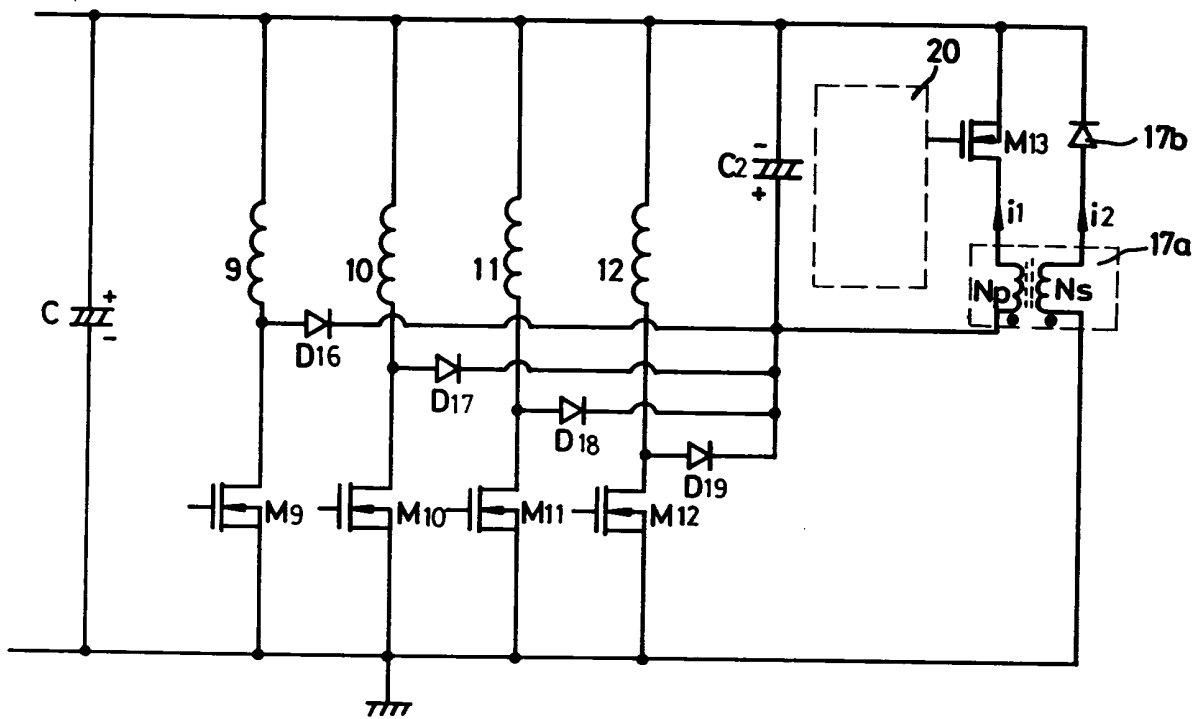


FIG. 7A

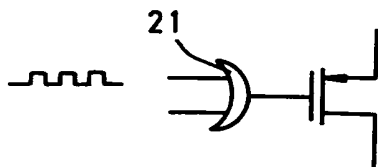


FIG. 7B

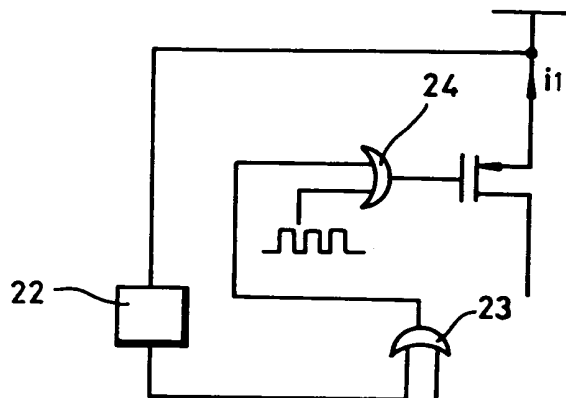




FIG. 8A



FIG. 8B



FIG. 8C



FIG. 8D



FIG. 8E

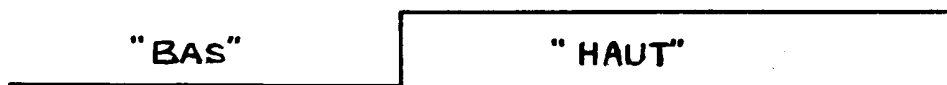


FIG. 8F

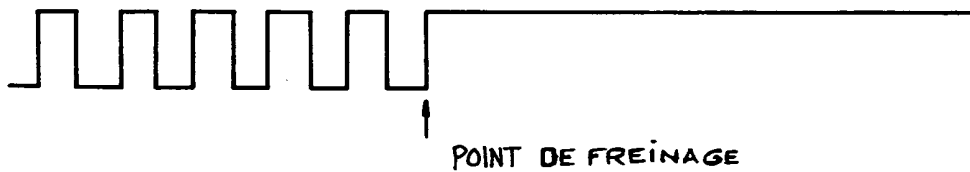


FIG. 9

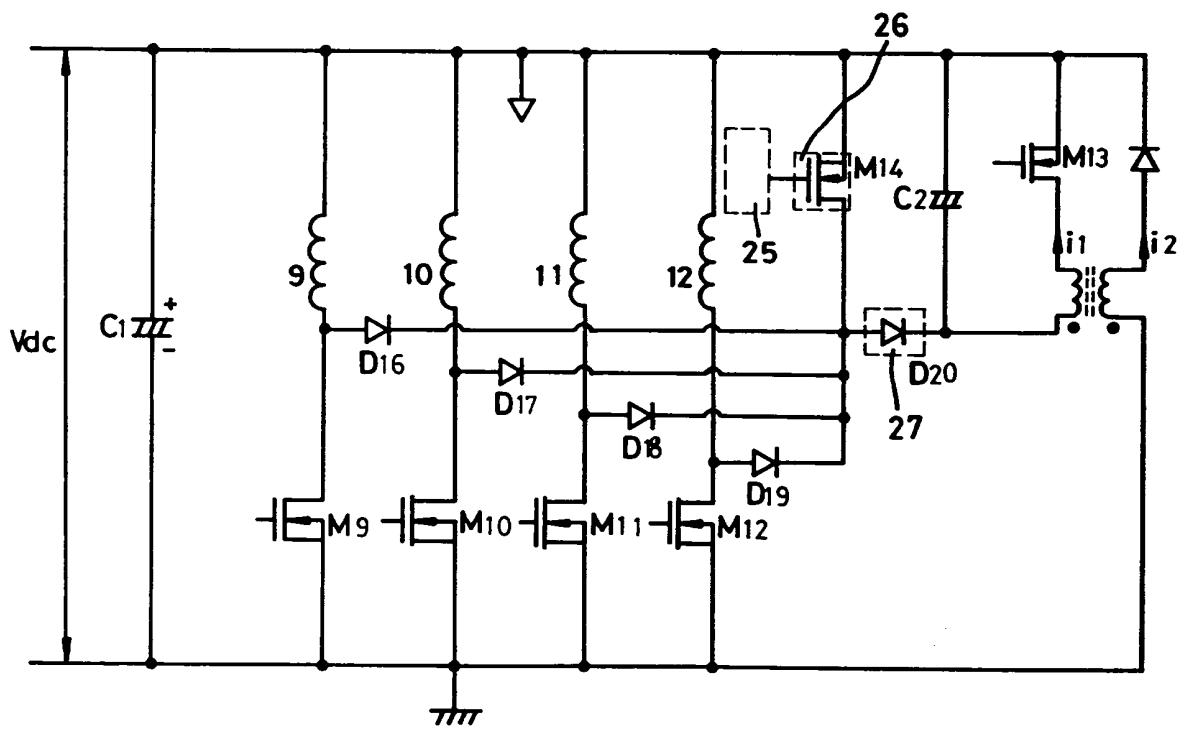
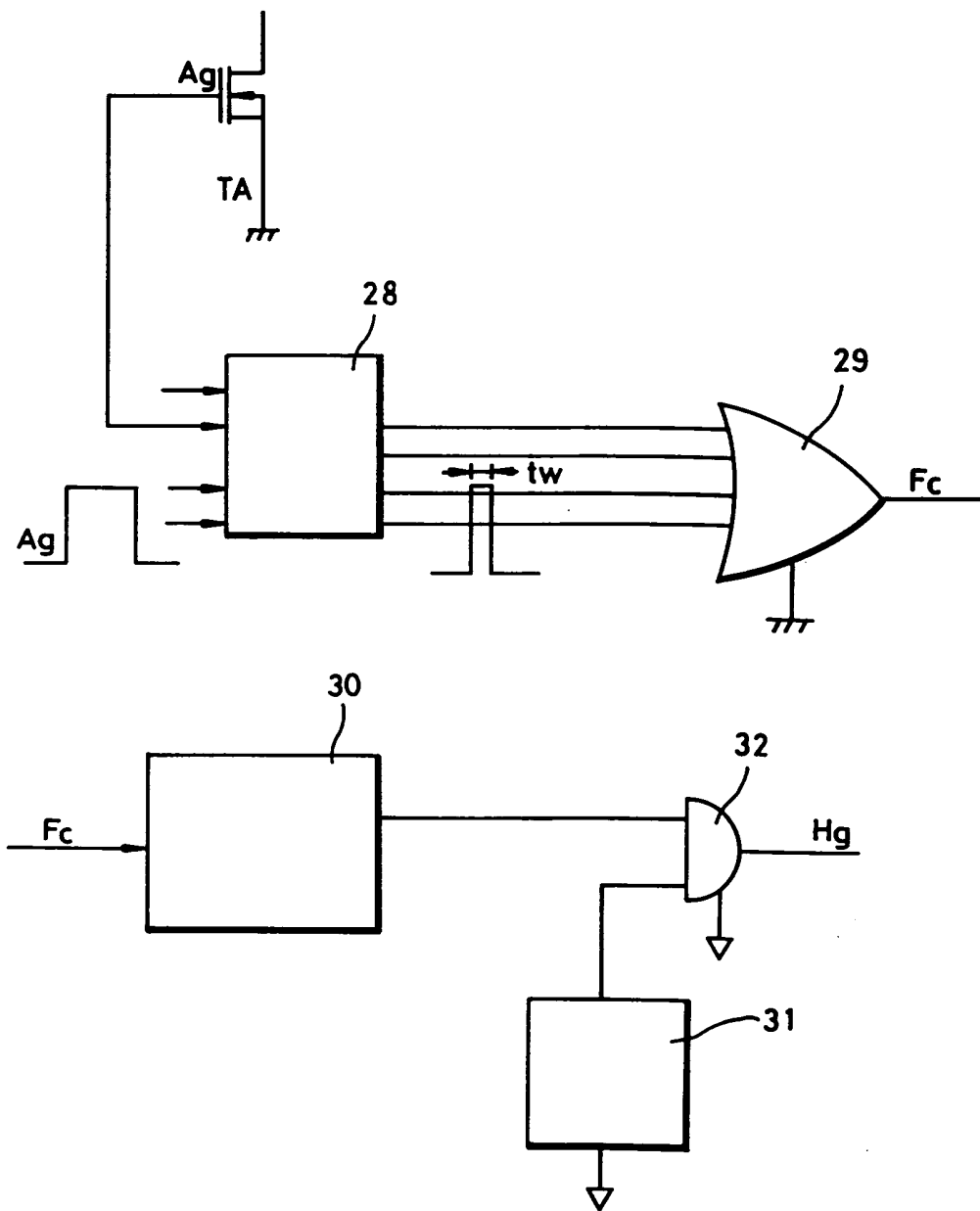
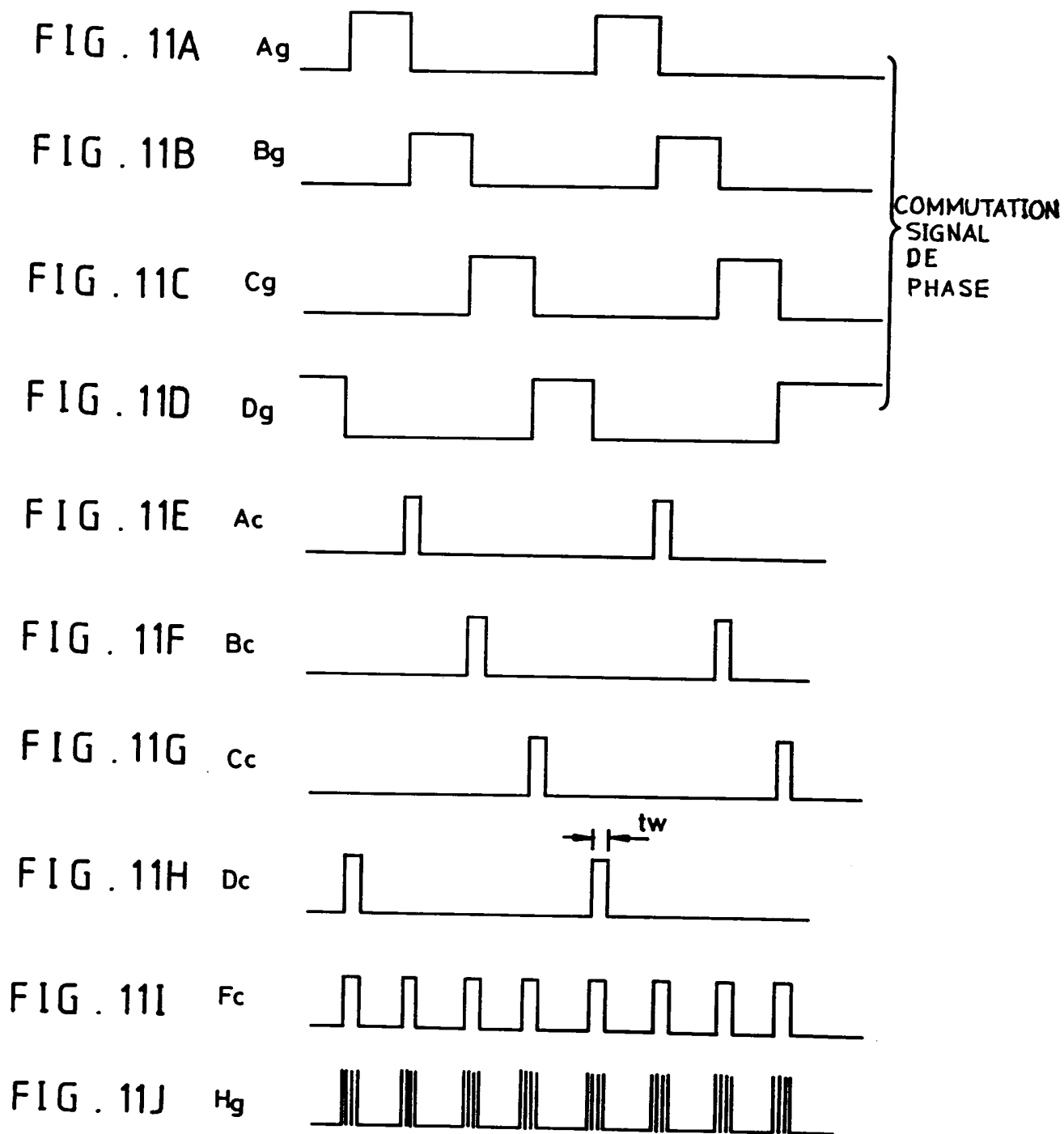
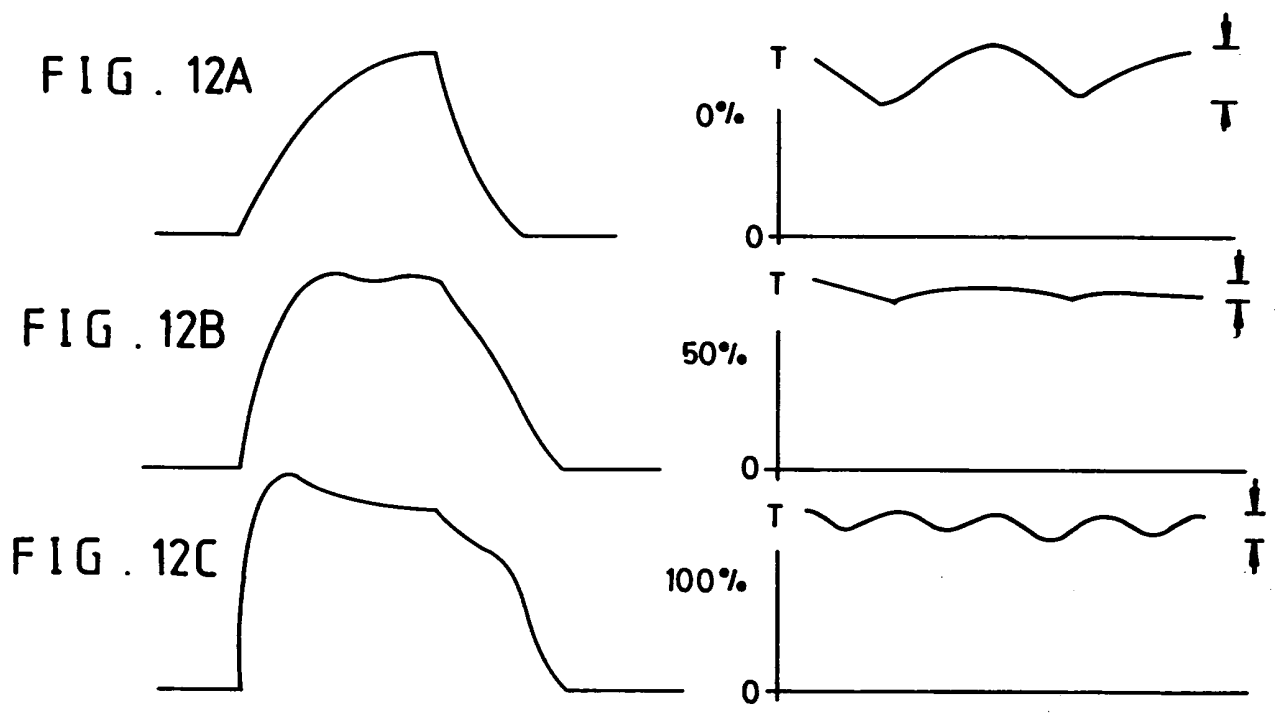


FIG. 10







| DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS   |  | Revendications<br>concernées<br>de la demande<br>examinée |
|---|--|---|
| Catégorie   | Citation du document avec indication, en cas de besoin,<br>des parties pertinentes   |   |
| Y   | GB-A-2 159 672 (GENERAL ELECTRIC COMP)<br>* figure 7 *   | 1-5,7,9,<br>12,13   |
| Y   | GB-A-1 597 486 (CHLORIDE GROUP LTD)<br>* figure 6 *  | 1-5,7,9,<br>12,13   |
| E   | DE-A-44 06 546 (GOLDSTAR CO LTD)<br>* le document en entier *<br>& GB-A-2 275 836  | 1-28  |
| A   | IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY<br>APPLICATIONS,<br>vol.28, no.5, Octobre 1992, NEW YORK US<br>pages 1017 - 1022, XP3114<br>A.M. HAVA ET AL 'A Modified C-Dump<br>Converter for Variable-Reluctance<br>Machines'<br>* figure 3 * | 1   |
|   |  | DOMAINES TECHNIQUES<br>RECHERCHES (Int.Cl.5)              |
|   |  | H02P  |
| Date d'achèvement de la recherche   |  | Examineur   |
| 9 Novembre 1994   |  | Beyer, F  |
| <p>CATEGORIE DES DOCUMENTS CITES</p> <p>X : particulièrement pertinent à lui seul<br/>                     Y : particulièrement pertinent en combinaison avec un autre document de la même catégorie<br/>                     A : pertinent à l'encontre d'au moins une revendication ou arrière-plan technologique général<br/>                     O : divulgation non-écrite<br/>                     P : document intercalaire</p> <p>T : théorie ou principe à la base de l'invention<br/>                     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.<br/>                     D : cité dans la demande<br/>                     L : cité pour d'autres raisons<br/>                     &amp; : membre de la même famille, document correspondant</p> |  |   |

1