



CONFÉDÉRATION SUISSE
OFFICE FÉDÉRAL DE LA PROPRIÉTÉ INTELLECTUELLE

Int. Cl.³: H 02 P

7/58

Brevet d'invention délivré pour la Suisse et le Liechtenstein

Traité sur les brevets, du 22 décembre 1978, entre la Suisse et le Liechtenstein



FASCICULE DU BREVET A5

11

627 892

Numéro de la demande: 8904/78

Date de dépôt: 22.08.1978

Priorité(s): 22.08.1977 JP 52-99569

Brevet délivré le: 29.01.1982

Fascicule du brevet
publié le: 29.01.1982

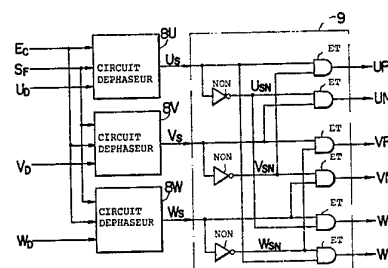
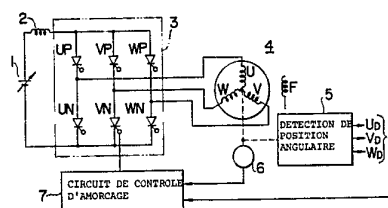
Titulaire(s):
Hitachi, Ltd., Tokyo (JP)

Inventeur(s):
Noboru Azusawa, Hitachi-shi (JP)

Mandataire:
Ammann Patentanwälte AG Bern, Bern

Dispositif de commande de la vitesse d'un moteur synchrone.

Un moteur synchrone (4) avec un enroulement polyphasé (U,V,W) d'armature et un enroulement inducteur (F) est alimenté par un convertisseur de fréquence (3). Un signal de position (U_D, V_D, W_D), associé à la position angulaire du moteur synchrone, est susceptible d'être déphasé au moyen d'un circuit déphaseur (8U, 8V, 8W) d'au maximum 180 degrés en avance ou en retard, par un signal de contrôle de phase (E_C). La combinaison du signal de position déphasé (U_S, V_S, W_S) et du même signal inversé (U_{SN}, V_{SN}, W_{SN}) est effectuée dans un circuit logique (9) produisant les impulsions d'amorçage (UP, UN,...WN) pour le convertisseur de fréquence (3). Les modes de fonctionnement, normal et à réaction, en marche avant et arrière du moteur, sont enclenchés de manière stable en variant l'amplitude et la polarité du signal de contrôle de phase (E_C).



REVENDECATIONS

1. Dispositif de commande de la vitesse d'un moteur synchrone comprenant un enroulement polyphasé d'armature et un enroulement inducteur, ce dispositif comprenant un convertisseur de fréquence délivrant un courant alternatif de fréquence variable à l'enroulement d'armature, un détecteur de vitesse pour détecter la vitesse angulaire du rotor du moteur synchrone et produisant un signal de vitesse de polarité différente selon le sens de rotation du moteur et un détecteur de position délivrant un signal de position selon la position angulaire du rotor du moteur synchrone, caractérisé en ce qu'il comprend un circuit déphaseur (8U, 8V, 8W) susceptible de produire un décalage de phase, en avance ou en retard d'au maximum 180 degrés, d'un signal de position (U_D , V_D , W_D) en réponse à un signal de contrôle de phase (E_C) et un circuit logique (9) produisant une impulsion d'amorçage (UP, UN . . . WN) pour le convertisseur de fréquence (3) qui résulte de la combinaison d'un signal déphasé (U_S , V_S , W_S) fourni par le circuit déphaseur et d'un signal déphasé inverse (U_{SN} , V_{SN} , W_{SN}).

2. Dispositif selon la revendication 1, caractérisé par le fait que le circuit déphaseur (8U, 8V, 8W) contient un circuit intégrateur (13) pour intégrer le signal de vitesse (S_F , S_{FN}) et produisant un signal (U_{IP}) en forme d'onde triangulaire, en synchronisme avec le signal de position (U_D) et susceptible d'être inversé en phase selon le sens de rotation du moteur, ledit signal triangulaire ayant une amplitude fixe, des premiers moyens d'addition (15) produisant la somme et la différence entre le signal intégré (U_{IP}) par le circuit intégrateur (13) et le signal de contrôle de phase (E_C), des moyens de commande d'addition (19, 20) pour sélectionner un de signaux de position (U_D) et inverse de position (U_{DN}) pendant l'une des périodes sélectionnées lorsque les signaux de somme et de différence des premiers moyens d'addition sont respectivement plus grands et plus petits qu'un niveau prédéterminé, des seconds moyens d'addition (21) pour ajouter l'autre des signaux de somme et de différence des premiers moyens d'addition (15) au signal de sortie des moyens de commande d'addition (19, 20) et un détecteur de zéro (22) produisant un signal de sortie pendant la période où le signal de sortie (U_A) des seconds moyens d'addition (21) est plus grand qu'un niveau prédéterminé.

3. Dispositif selon la revendication 2, caractérisé en ce que les premiers moyens d'addition comprennent un premier additionneur (15) pour ajouter le signal intégré (U_{IP}) au signal de contrôle de phase (E_C) et un second additionneur (16) pour ajouter le signal intégré inverse (U_{IN}) au signal de contrôle de phase (E_C).

4. Dispositif selon la revendication 2, caractérisé en ce que les premiers moyens d'addition comprennent un premier additionneur (15) pour ajouter le signal intégré (U_{IP}) au signal de contrôle de phase (E_C) et un second additionneur (24) pour ajouter le signal intégré (U_{IP}) au signal inverse de contrôle de phase (E_{CN}).

5. Dispositif selon la revendication 1, caractérisé par le fait que le détecteur de vitesse (6) est un générateur à courant continu couplé mécaniquement au moteur synchrone (4).

La présente invention concerne un dispositif de commande de la vitesse d'un moteur synchrone comprenant un enroulement polyphasé d'armature et un enroulement inducteur, ce dispositif comprenant un convertisseur de fréquence délivrant un courant alternatif de fréquence variable à l'enroulement d'armature, un détecteur de vitesse pour détecter la vitesse angulaire du rotor du moteur synchrone et produisant un signal de vitesse de polarité différente selon le sens de rotation du moteur et un détecteur de position délivrant un signal de position selon la position angulaire du rotor du moteur synchrone. Il est bien connu qu'un moteur synchrone peut être un moteur à vitesse variable, si il est associé à un convertisseur de fréquence comprenant des thyristors pour le contrôle du moteur, qui n'a ni

collecteur ni balais. Un tel moteur offre les avantages d'avoir une très large plage de vitesse contrôlable et de simplifier le service et l'entretien puisqu'il n'a ni collecteur ni balais.

Dans un tel moteur sans collecteur, le fonctionnement dans les quatre quadrants, comprenant le fonctionnement en marche avant et le fonctionnement à réaction et le fonctionnement en marche arrière et le fonctionnement à réaction, est assuré en changeant l'angle d'amorçage du côté moteur du convertisseur de fréquence. Dans un tel moteur, il est nécessaire de changer l'angle d'amorçage du côté moteur (angle d'avance) selon les conditions de fonctionnement. La raison pour ce changement est que, lors du démarrage du moteur, l'angle d'avance est diminué pour obtenir le couple maximum, alors que, lors du fonctionnement en charge, il est nécessaire d'augmenter l'angle d'avance en même temps que le courant de charge dans le but d'éviter toute erreur de commutation qui pourrait se produire par manque d'une marge suffisante de réserve de l'angle de commutation.

Le brevet US no. 3 778 691, intitulé «Control circuit for an electric machine having an electronic commutator» montre comment le problème précédent peut être résolu. Selon ce document, une impulsion fixe est obtenue par la combinaison de trois signaux de position ayant une largeur de 180 degrés électriques et une différence de phase de 120 degrés, et de signaux inverses de position résultant de l'inversion des signaux de position. En même temps, un signal de vitesse est intégré pendant une période déterminée associée à la combinaison des signaux de position, de sorte qu'une impulsion déphasée est produite en comparant le signal de vitesse intégré avec le signal de contrôle de phase. Les thyristors sont amorçés par l'impulsion qui est produite la première entre l'impulsion fixe ou l'impulsion déphasée. Le circuit du brevet US 3 778 691 permet d'atteindre le couple maximum lors du démarrage du moteur et d'éviter l'erreur de commutation.

La rotation de phase lors du fonctionnement en marche avant est inverse de celle lors du fonctionnement en marche arrière, ce qui rend nécessaire le changement de la combinaison des signaux de position. Cette opération de commutation est habituellement exécutée par la sélection de portes ET en réponse à un signal de commande de fonctionnement en marche avant et à un signal de commande de fonctionnement en marche arrière. Cette opération de commutation est conditionnée au fait que la vitesse du moteur soit nulle. Toutefois, il n'est pas possible de savoir avec exactitude si la vitesse du moteur est nulle, mais seulement si elle est comprise dans une certaine marge autour de zéro. Il en résulte qu'au moment de la commutation, une impulsion aléatoire d'amorçage est produite, ce qui donne lieu à une erreur telle par exemple qu'un court-circuit de l'alimentation. En outre, malgré une tentative de commuter du fonctionnement en marche avant à celui en marche arrière, la rotation en avant est de nouveau accélérée de manière indésirable si l'opération de commutation est effectuée lorsque le moteur se trouve dans le domaine de vitesse du fonctionnement en marche avant. Par conséquent, une commutation stable entre le fonctionnement en marche avant et le fonctionnement en marche arrière n'est pas possible avec le circuit du brevet US 3 778 691.

Le but de la présente invention est de réaliser un dispositif de commande de la vitesse d'un moteur synchrone susceptible de commuter entre des modes de fonctionnement sans changement de la combinaison des signaux de position.

Pour résoudre ce problème, le dispositif faisant l'objet de l'invention est caractérisé en ce qu'il comprend un circuit déphaseur susceptible de produire un décalage de phase, en avance ou en retard d'au maximum 180 degrés, du signal de position en réponse à un signal de contrôle de phase et un circuit logique produisant une impulsion d'amorçage pour le convertisseur de

fréquence qui résulte de la combinaison d'un signal déphasé fourni par le circuit déphaseur et d'un signal déphasé inverse.

L'invention va être décrite ci-dessous à l'aide d'un exemple d'exécution et du dessin, dans lequel:

la figure 1 est un schéma-bloc montrant le circuit principal de commande du moteur sans collecteur,

la figure 2 est un schéma-bloc montrant le circuit d'un exemple d'exécution d'une partie du système de contrôle selon la présente invention,

la figure 3 est un diagramme d'impulsions montrant le fonctionnement du circuit logique utilisé dans l'exécution de la figure 2,

la figure 4 est un schéma-bloc montrant un exemple d'une construction détaillée du circuit déphaseur de la figure 2,

les figures 5-10 sont des diagrammes d'impulsions pour expliquer le fonctionnement du circuit déphaseur,

les figures 11a et 11b montrent les caractéristiques du décalage de phase du système de contrôle selon la présente invention,

la figure 12 est un schéma-bloc montrant une autre configuration détaillée du circuit déphaseur et

la figure 13 est un diagramme d'impulsions pour expliquer le fonctionnement du circuit déphaseur de la figure 12.

La figure 1 montre la configuration du circuit principal du système de contrôle pour un moteur synchrone alimenté à partir d'une source de courant continu.

La figure 1 montre en 1 une source de tension continue, en 2 une self de filtrage et en 3 un circuit convertisseur comprenant des thyristors UP, UN, VP, ... WN connectés en montage Graetz pour convertir une tension continue en une tension alternative ayant une fréquence variable. Le moteur synchrone 4, alimenté par le convertisseur 3, comprend un enroulement polyphasé d'armature U, V, W et un enroulement inducteur F. Le détecteur de position angulaire 5 est couplé à l'arbre tournant du moteur 4 pour détecter la position angulaire du rotor. Le détecteur de position 5 peut être réalisé sous différentes formes, telles qu'un détecteur de proximité détectant la position d'une saillie sur l'arbre du moteur, ou un système dans lequel un obturateur couplé à l'arbre du moteur est placé entre une source et un récepteur de lumière afin de couper la lumière de la source pour qu'elle n'arrive pas au récepteur, ou encore une combinaison d'un élément sensible au champ magnétique et d'un aimant permanent couplé à l'arbre du moteur. Les signaux de position U_D , V_D et W_D à la sortie du détecteur de position 5 ont une largeur de 180 degrés électriques et une différence de phase de 120 degrés entre eux. La figure montre encore un générateur tachymétrique à courant continu 6 et un circuit de commande d'amorçage 7 produisant des impulsions d'amorçage pour les thyristors UP, UN, ... WN à l'aide d'une combinaison des signaux de position U_D , V_D , et W_D et des signaux inverses de position U_{DN} , V_{DN} et W_{DN} .

La configuration du circuit de contrôle d'amorçage 7 est indiquée en figure 2, dans laquelle les circuits déphaseurs 8U, 8V et 8W produisent les signaux déphasés U_S , V_S et W_S par décalage de phase des signaux de position U_D , V_D et W_D , à l'aide d'un signal de contrôle de phase E_C et du signal de vitesse S_F du générateur tachymétrique 6. Le circuit 7 comporte encore un circuit logique 9, réalisé avec des circuits NON et ET.

Le circuit logique 9 produit des impulsions d'amorçage UP, UN ... WN à ses sorties à l'aide des signaux déphasés U_S , V_S et W_S et des signaux inverses U_{SN} , V_{SN} et W_{SN} , et ceci de la manière suivante:

$$\left| \begin{array}{l} UP = U_S \cdot V_{SN} \\ UN = U_{SN} \cdot V_S \end{array} \right| \left| \begin{array}{l} VP = V_S \cdot W_{SN} \\ VN = V_{SN} \cdot W_S \end{array} \right| \left| \begin{array}{l} WP = W_S \cdot U_{SN} \\ WN = W_{SN} \cdot U_S \end{array} \right|$$

Ces signaux sont illustrés en figure 3.

La figure 4 montre le schéma-bloc détaillé d'un des circuits déphaseurs 8U, 8V ou 8W de la figure 2.

Le circuit inverseur 11 inverse la polarité du signal de vitesse S_F et le circuit de commutation 12 permet de choisir entre le signal de vitesse S_F et le signal inverse de vitesse S_{FN} et d'appliquer le signal choisi à un circuit intégrateur 13 en réponse aux états «1» ou «0» du signal de position U_D . Le circuit intégrateur 13, comportant des limiteurs pour les tensions positives et négatives, intègre le signal inverse de vitesse S_{FN} pendant la durée de l'état «1» du signal de position U_D et le signal de vitesse S_F pendant la durée de l'état «0» du même signal U_D . Le circuit inverseur 14 inverse la polarité du signal de sortie de l'intégrateur 13, tandis que ce signal intégré est ajouté au signal de contrôle de phase E_C dans le circuit additionneur 15. Le circuit additionneur 16 ajoute le signal intégré inverse U_{IN} au signal de contrôle de phase E_C , alors que le circuit discriminateur de polarité 17 détermine si le signal U_{AN} de sortie de l'additionneur 16 est positif ou négatif et engendre un signal de sortie U_E , à l'état «1», pendant la durée positive du signal U_{AN} . L'inverseur 18 inverse la polarité du signal de position U_D et le circuit interrupteur 20, rendu passant par l'état «1» du signal de détermination U_E , applique le signal inverse de position U_{DN} au circuit additionneur 21 qui ajoute le signal U_{AP} de sortie de l'additionneur 15 au signal de position U_D ou au signal inverse de position U_{DN} et le circuit détecteur de zéro 22 maintient le signal déphasé U_S à l'état «1» pendant l'état positif du signal U_A de sortie de l'additionneur 21.

Le fonctionnement du circuit de la figure 4 est expliqué ci-dessous, à l'aide des diagrammes des figures 5 à 8. Le fonctionnement en marche avant est d'abord expliqué à l'aide de la figure 5. Le signal de vitesse S_F , détecté par le générateur tachymétrique 6 est appliqué à l'intégrateur 13 à travers le circuit de commutation 12. Le signal inverse de vitesse S_{FN} , à la sortie de l'inverseur 11 est aussi appliqué à l'intégrateur 13 par le commutateur 12 qui, en réponse à l'état «0» ou «1» du signal de position U_D , sélectionne le signal de vitesse S_F ou le signal inverse de vitesse S_{FN} et l'applique à l'intégrateur 13. Le signal inverse de vitesse S_{FN} est sélectionné par l'état «1» du signal U_D et le signal de vitesse S_F par l'état «0» de ce même signal. L'intégrateur 13 intègre le signal S_F pendant l'état «0» du signal U_D , et par conséquent, le signal de sortie U_{IP} de l'intégrateur augmente dans le sens positif pendant l'intervalle de temps de t_1 à t_4 . Durant l'état «1» du signal U_D , le signal inverse S_{FN} est intégré et, par conséquent, le signal de sortie U_{IP} de l'intégrateur augmente dans le sens négatif, et ceci pendant la période t_4 à t_7 . L'intégrateur 13 comporte des limiteurs de tension positive et négative, de sorte que la valeur de crête du signal intégré U_{IP} est toujours maintenue à une valeur limitée constante. La fréquence du signal de position U_D est proportionnelle à l'amplitude du signal de vitesse S_F . Par conséquent, en choisissant la constante de temps d'intégration de l'intégrateur 13 de telle manière que la valeur de crête (valeur absolue) du signal intégré U_{IP} soit une valeur limitée lorsque apparaissent les cycles de la vitesse prescrite, le signal intégré U_{IP} devient maximum au moment du changement entre «0» et «1» du signal de position U_D et le sens d'intégration est inversé, même si la vitesse du moteur synchrone 4 est en train de varier. Il en résulte que le signal intégré U_{IP} est un signal triangulaire avec une valeur de pointe à pointe constante, synchrone avec le signal de position U_D . Ce signal intégré U_{IP} est appliqué au circuit additionneur 15 et, après avoir été inversé en phase par l'inverseur 14, appliqué au circuit additionneur 16 sous la forme du signal U_{IN} . Dans les additionneurs 15 et 16, les signaux intégrés U_{IP} et U_{IN} sont ajoutés au signal de contrôle de phase E_C , ce qui engendre le signal U_{AP} qui traverse l'axe des temps aux instants t_3 et t_5 et le signal U_{AN} qui traverse l'axe des temps aux instants t_2 et t_6 . Le signal U_{AN} de sortie de l'additionneur 16 est appliqué au discriminateur de polarité 17 à la sortie duquel on trouve le signal U_E qui n'est à

l'état «1» que durant la période positive du signal U_{AN} . Le signal U_E détermine le début et la fin de quelques-unes des impulsions d'amorçage UP, UN, ... WN. L'interrupteur 19 est rendu passant pour appliquer le signal de position U_D à l'additionneur 21 lorsque le signal U_E est «0», tandis que l'interrupteur 20 est rendu passant dans le but d'appliquer le signal inverse de position U_{DN} provenant de l'inverseur 18 au circuit additionneur 21, lorsque le signal U_E est «1». Par conséquent, l'additionneur 21 additionne le signal de position U_D au signal U_{AP} pendant la période de temps comprise entre t_4 et t_6 et le signal inverse de position U_{DN} au signal U_{AP} pendant la période allant de t_6 à t_7 . Le signal de sortie U_A de l'additionneur 21 est ainsi le résultat de la division du signal U_D par le signal de contrôle de phase E_C lorsque le signal de position est «1». Ainsi, le signal de sortie U_A de l'additionneur 21 n'est rien d'autre que le signal U_D délivré en fonction du signal E_C lorsque le signal U_D est «1». En outre, la valeur de crête du signal de position U_D est fixée à un niveau plus élevé que l'amplitude du signal triangulaire U_{IP} , en relation avec le signal de contrôle de phase E_C , dans le but de produire une période positive du signal U_A lors de la valeur maximum du signal de contrôle de phase E_C . Dans la figure 5, les portions positive et négative du signal U_A sont agrandies et hachurées. Le circuit détecteur de zéro 22 a pour but de délivrer un signal U_S à l'état «1» pendant les périodes positives du signal U_A . Ce signal U_S a la forme d'une impulsion avec une largeur de 180 degrés électriques et en avance de phase d'un angle θ par rapport au signal de position U_D . L'angle de phase θ est augmenté par l'accroissement de signal de contrôle de phase E_C dans le sens positif. Ainsi, par augmentation du signal de contrôle de phase E_C dans la direction positive, l'angle de phase θ peut passer de 0 degré à 180 degrés d'avance.

L'angle de phase peut être ajusté par le signal de contrôle de phase E_C . Si ce dernier signal est augmenté négativement d'une valeur plus grande que la valeur de crête du signal intégré U_{IP} , les signaux U_{AP} et U_{AN} des additionneurs 15 et 16 sont négatifs durant toute la période de t_1 à t_7 correspondant à un cycle du signal de position U_D , comme indiqué en figure 6. Il en résulte que le signal de sortie U_E du discriminateur de polarité 17 est nul. Dans ce cas, seul le circuit interrupteur 19 est rendu passant, de sorte que le signal U_{AP} est additionné au signal U_D dans l'additionneur 21. Le signal résultant U_A n'est positif que durant la période de t_4 à t_7 , correspondant à la période de l'état «1» du signal de position U_D . Par conséquent, le signal déphasé U_S , produit par le détecteur de zéro 22, est en phase avec le signal de position U_D .

En augmentant le signal de contrôle de phase E_C en direction positive à partir de la valeur de l'amplitude du signal intégré U_{IP} , les signaux U_{AP} et U_{AN} deviennent positifs durant toute la période de U_D , comme indiqué en figure 7. Il en résulte que le signal de sortie U_E du discriminateur de polarité 17 est constamment maintenu à l'état «1», de sorte que l'additionneur 21 additionne le signal U_{AP} au signal inverse de position U_{DN} . Dans ce cas, le signal U_A est positif durant la période de t_1 à t_4 , de sorte que le signal déphasé U_S est en avance de phase de 180 degrés par rapport au signal de position U_D . Lorsque le signal de contrôle de phase E_C est augmenté en direction positive, le signal déphasé U_S avance en phase par rapport au signal de position U_D . Lorsque le signal de contrôle de phase E_C est augmenté en direction négative, la différence de phase peut être réduite d'une valeur telle que le signal U_S soit en phase avec le signal U_D . De cette manière, il est possible de changer l'angle de phase θ de 0 degré à 180 degrés d'avance.

La description précédente concernait le fonctionnement du circuit déphaseur 8U. Les circuits déphaseurs 8V et 8W produisent aussi des signaux déphasés V_S et W_S décalés en phase selon le signal de contrôle de phase E_C .

L'application de ces signaux déphasés U_S , V_S , et W_S au cir-

cuit logique 9 permet à celui-ci de délivrer les impulsions d'amorçage UP, UN, ... WN dans la combinaison indiquée plus haut.

La figure 8 montre la relation entre les tensions de phase eu, ev et ew du moteur synchrone 4 et les impulsions d'amorçage UP, VP, ... WP du fonctionnement en marche avant. Le mode I se rapporte au fonctionnement à faible vitesse avec l'angle de phase θ de 0 degré. Le mode II se rapporte au fonctionnement à grande vitesse avec l'angle de phase θ de 45 degrés, le mode III au fonctionnement à grande vitesse avec l'angle de phase θ de 120 degrés et le mode IV au fonctionnement à faible vitesse, à réaction, avec l'angle de phase θ de 180 degrés. De cette manière, et en marche avant, l'angle d'avance est susceptible d'être contrôlé à volonté en changeant l'amplitude et la polarité du signal de contrôle de phase E_C , ce qui permet le fonctionnement normal et à réaction du moteur.

Le fonctionnement en marche arrière est expliqué maintenant, en relation avec la figure 9.

Dans ce cas, le signal de vitesse S_F du générateur tachymétrique 6, à courant continu, est de polarité négative. Par conséquent, le signal intégré U_{IP} de l'intégrateur 13 a la forme d'une onde triangulaire croissant en direction positive durant les périodes correspondant à l'état «1» du signal de position U_D et en direction négative pendant les périodes d'état «0» de ce signal. Dans ce cas, si le signal de contrôle de phase E_C est fixé à une valeur prédéterminée dans la direction positive, le signal U_{AN} de l'additionneur 16 est positif durant la période de t_1 à t_2 et le signal U_E est aussi à «1» durant cette même période. Durant la période t_1 à t_2 , l'interrupteur 20 est donc rendu passant, de sorte que le signal U_{AP} est additionné au signal inverse de position U_{DN} dans l'additionneur 21. Pendant la période de t_2 à t_4 , lorsque le signal U_E est à «0», le signal U_{AP} est ajouté au signal de position U_D . Ainsi, le signal de sortie U_A de l'additionneur 21 prend la forme indiquée dans la figure 9. Le signal déphasé U_S , obtenu à la sortie du circuit détecteur de zéro est retardé en phase d'un angle θ . Il est donc possible que, durant le fonctionnement en marche arrière, l'angle de phase θ peut aussi être retardé en changeant le signal de contrôle de phase E_C . Pendant la marche arrière, l'angle de phase θ peut être augmenté jusqu'à 180 degrés en augmentant le signal de contrôle de phase E_C dans la direction positive d'une valeur plus grande que l'amplitude du signal intégré U_{IP} . En conséquence, si le signal E_C est augmenté dans la direction négative, l'angle θ est diminué. Lorsque le signal E_C est diminué en direction négative d'une valeur plus grande que l'amplitude du signal intégré U_{IP} , l'angle θ est annulé.

Ce qui précède montre que, même pendant le fonctionnement en marche arrière, le signal U_S , susceptible d'être déphasé de 180 degrés par rapport au signal de position U_D est aussi produit alors que simultanément les signaux déphasés V_S et W_S sont engendrés par les circuits déphaseurs similaires 8V et 8W. Les impulsions d'amorçage UP, UN, ... WN, obtenues par combinaison des signaux déphasés, sont donc aussi susceptibles d'être variées en phase de manière continue dans la plage de 0 à 180 degrés.

La figure 10 montre la relation entre les tensions de phase eu, ev et ew du moteur synchrone 4 et les impulsions d'amorçage UP, UN, ... WN. Le mode I concerne le fonctionnement à faible vitesse, à un angle de phase θ de zéro degré, c'est-à-dire à l'angle d'avance β de zéro degré. Le mode II se rapporte au fonctionnement à grande vitesse, à l'angle d'avance β de 60 degrés ($\theta = 60$ degrés); le mode III concerne le fonctionnement à grande vitesse, à réaction, avec l'angle d'avance β de 120 degrés ($\theta = 120$ degrés) et le mode IV le fonctionnement à faible vitesse, à réaction, avec l'angle d'avance β de 180 degrés ($\theta = 180$ degrés).

De cette manière, en changeant l'amplitude et la polarité du signal de contrôle de phase E_C , il est possible de passer de

manière continue du fonctionnement normal au fonctionnement à réaction, même pendant la marche arrière.

Les fonctionnements en marche avant et en marche arrière sont expliqués ci-dessus. Pendant la marche avant, l'angle de phase θ , c'est-à-dire l'angle d'avance β peut être varié de manière continue de 0 à 180 degrés en changeant le signal de contrôle de phase E_C d'une valeur négative à une valeur positive. Pendant la marche arrière, en changeant le signal E_C d'une valeur positive à une valeur négative, l'angle de phase θ peut varier de manière continue entre un retard de 180 degrés et 0 degré ou, en d'autres termes, l'angle d'avance β peut être déphasé de 0 à 180 degrés.

Les caractéristiques de déphasage sont indiquées dans la figure 11. L'angle d'avance de 180 degrés est en phase avec l'angle de retard de 180 degrés. Par conséquent, en passant du fonctionnement en marche avant, à réaction, au fonctionnement normal en marche arrière, l'angle d'avance β change automatiquement de 180 à 0 degrés si le signal de contrôle de phase E_C est porté à son maximum positif. En passant de la marche arrière, à réaction, à la marche normale en avant, l'angle d'avance β change automatiquement de 180 à 0 degrés si le signal E_C est porté à son maximum négatif. Ainsi, sans changer la combinaison des signaux de position, l'application de manière continue des signaux E_C positifs et négatifs permet une commutation stable entre les modes de fonctionnement.

Une autre forme d'exécution de l'invention est illustrée en

figure 12. Le signal intégré U_{IP} et le signal de contrôle de phase E_C , après inversion dans l'inverseur 23, sont appliqués à l'additionneur 24. Le circuit discriminateur de polarité 17 produit le signal U_E qui est à l'état « 1 » pendant la période négative du signal U_{AN} . La figure 13 montre un diagramme d'impulsions, correspondant à celui de la figure 5 pour la marche avant. On voit que le circuit produit le signal U_S , déphasé de l'angle θ correspondant au signal E_C . Ainsi, comme dans la forme d'exécution de la figure 4, le mode de fonctionnement peut être changé par le signal E_C .

De ce qui précède, il est visible que le mode de fonctionnement est commuté par le changement de polarité et d'amplitude du signal de contrôle de phase E_C , ce qui rend possible une commande stable.

Au lieu de produire le signal de vitesse par un générateur tachymétrique à courant continu, comme indiqué plus haut, on peut aussi utiliser un générateur tachymétrique à courant alternatif, en convertissant son signal alternatif de sortie en un signal continu et en renversant la polarité de ce signal continu. La polarité du signal continu peut être inversée par détection de la rotation de phase.

Les formes d'exécution discutées ci-dessus se rapportent au cas où le convertisseur de fréquence transforme le courant continu en courant alternatif. Au lieu d'un tel système, on peut aussi utiliser un convertisseur transformant un courant alternatif directement en un autre courant alternatif.

Fig. 1

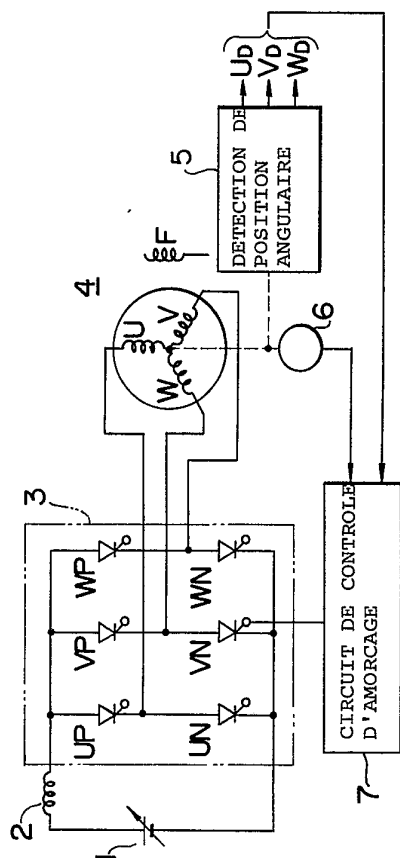


FIG. 2

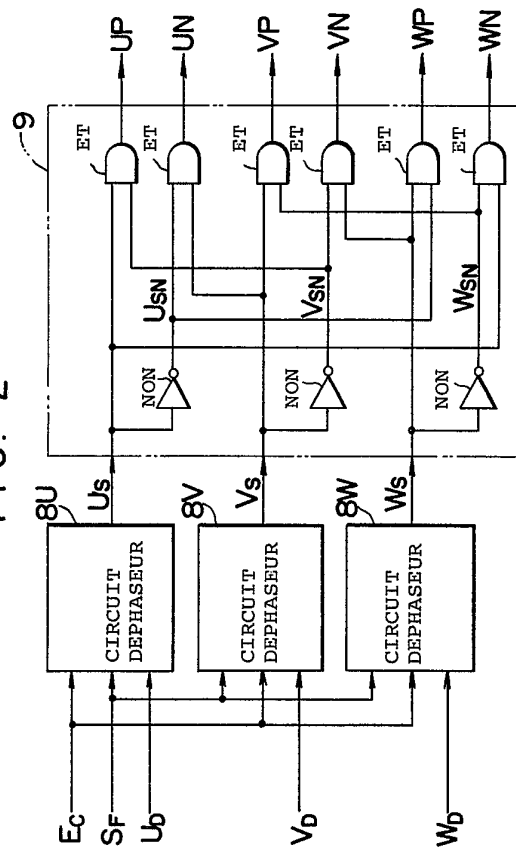


FIG. 3

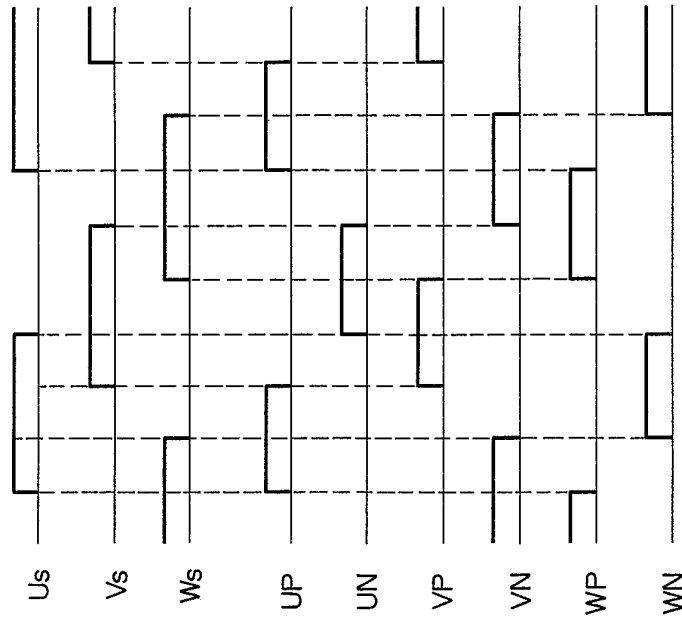


FIG. 4

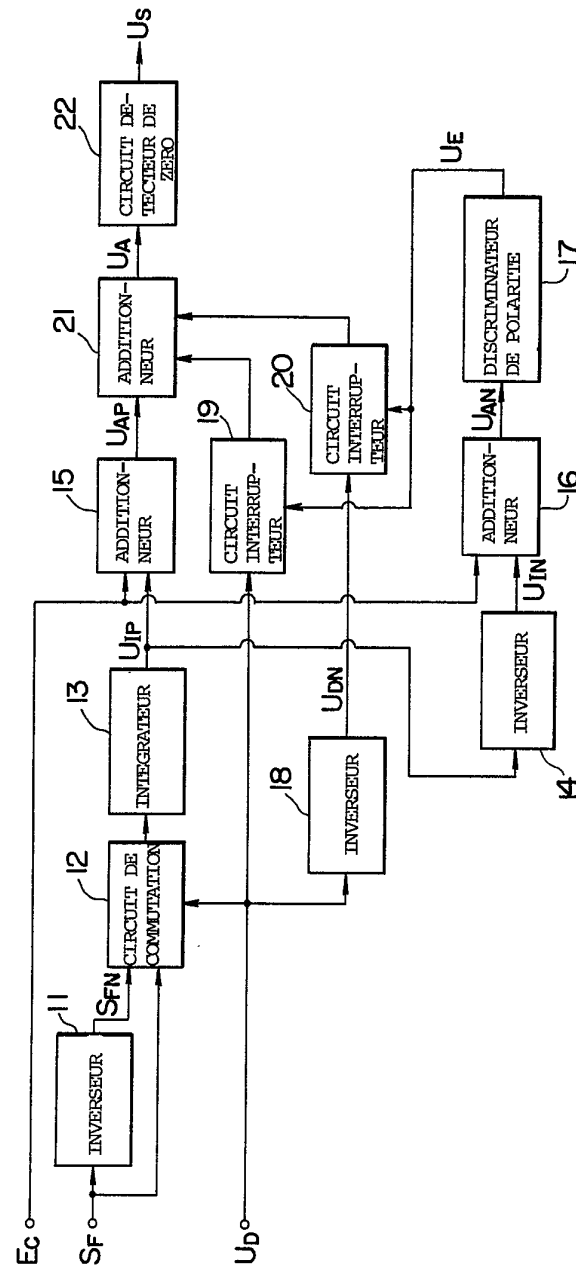


FIG. 6

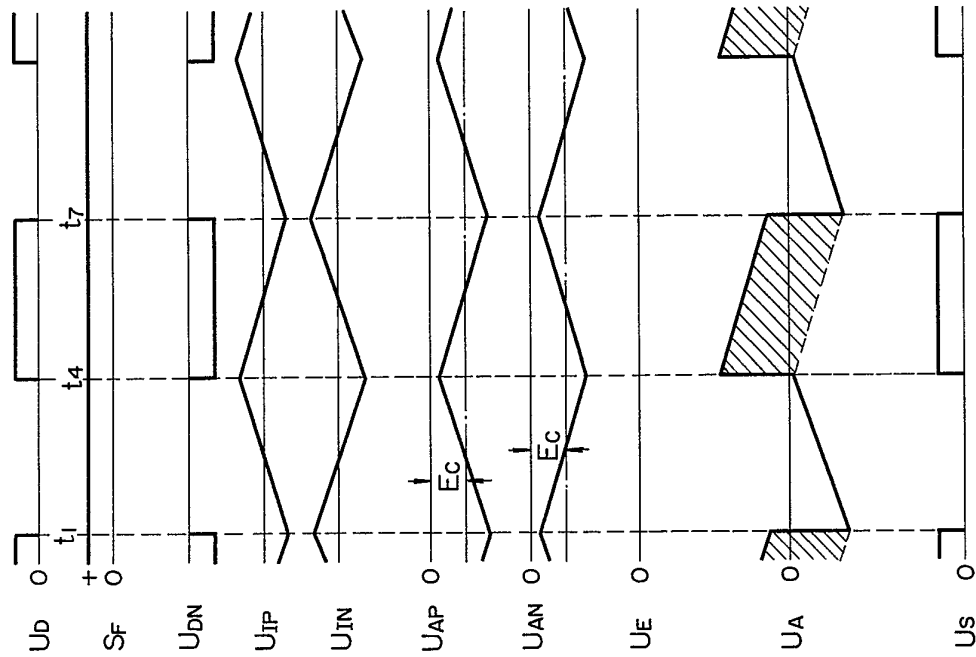


FIG. 5

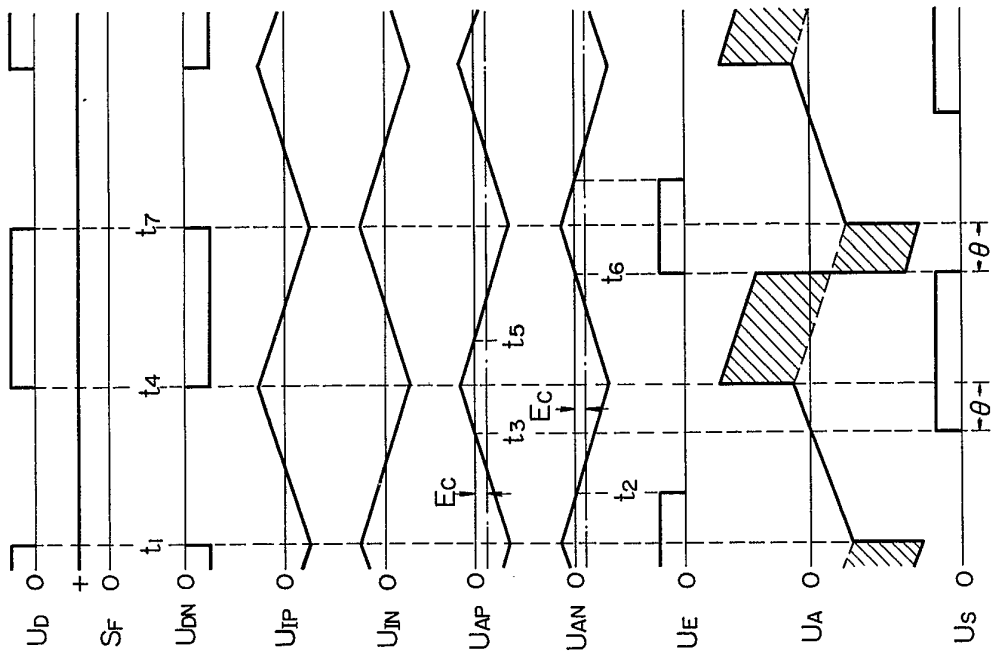


FIG. 7

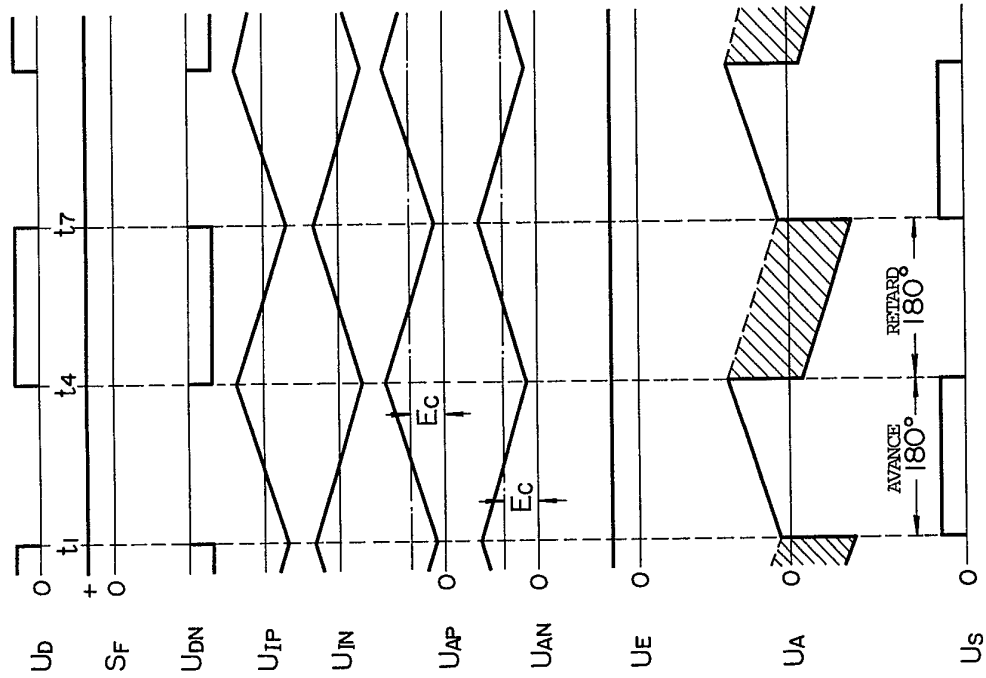


FIG. 8

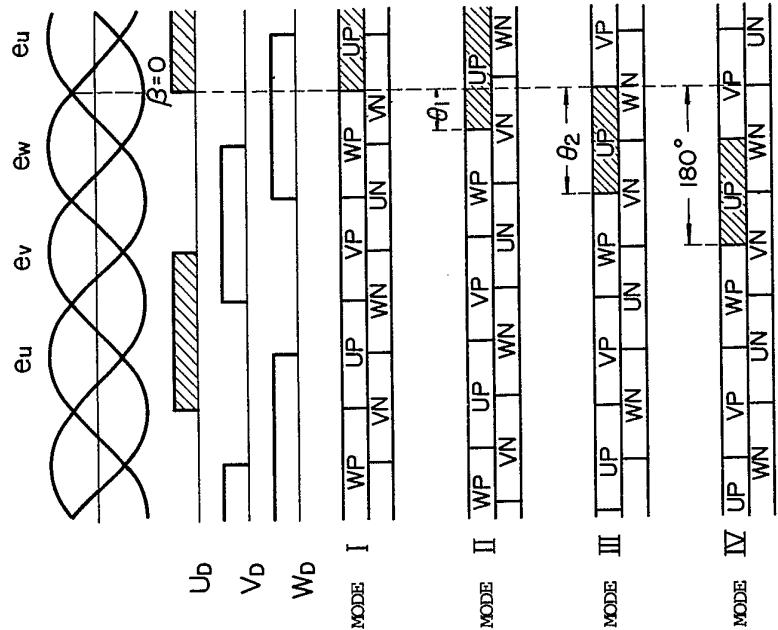


FIG. 9

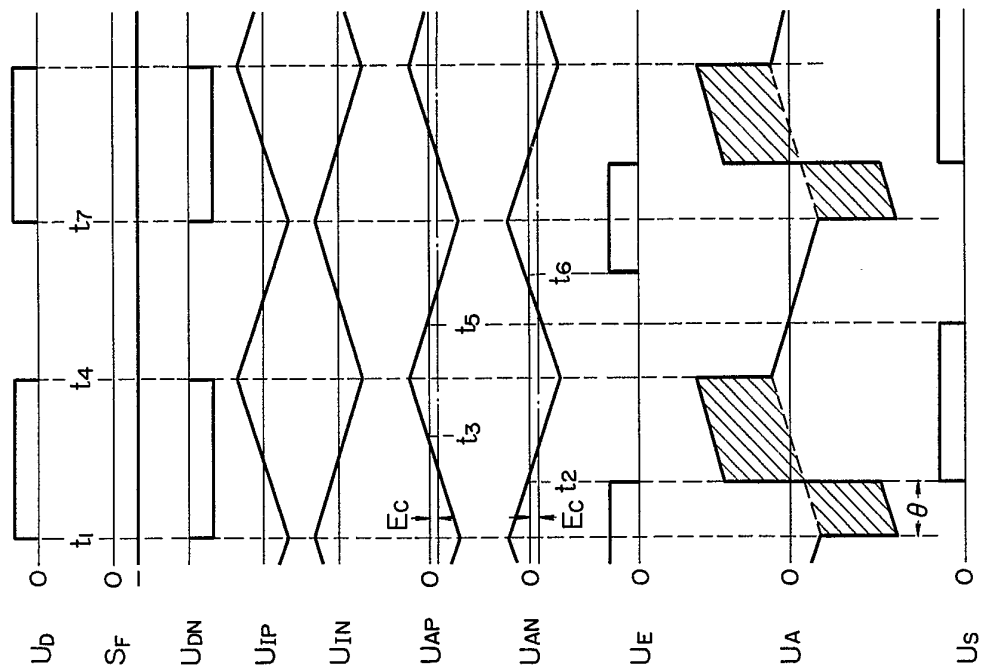


FIG. 10

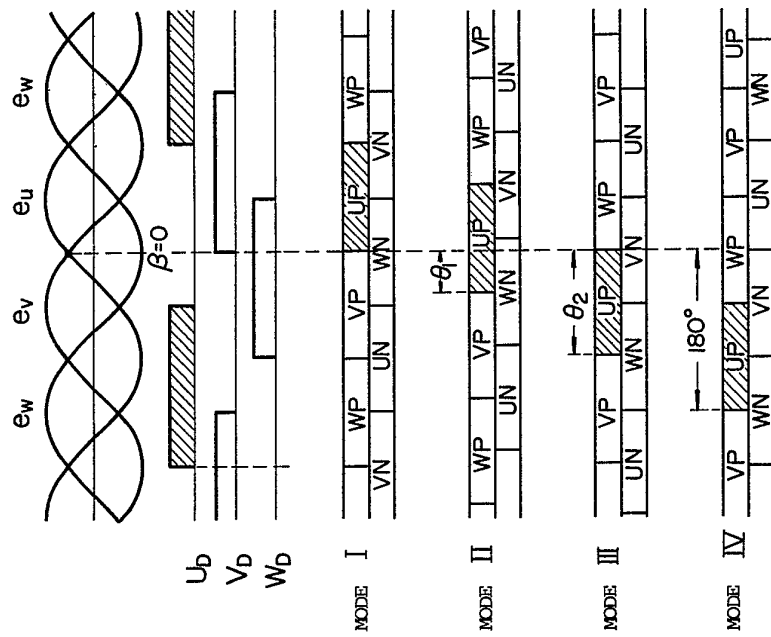


FIG. 12

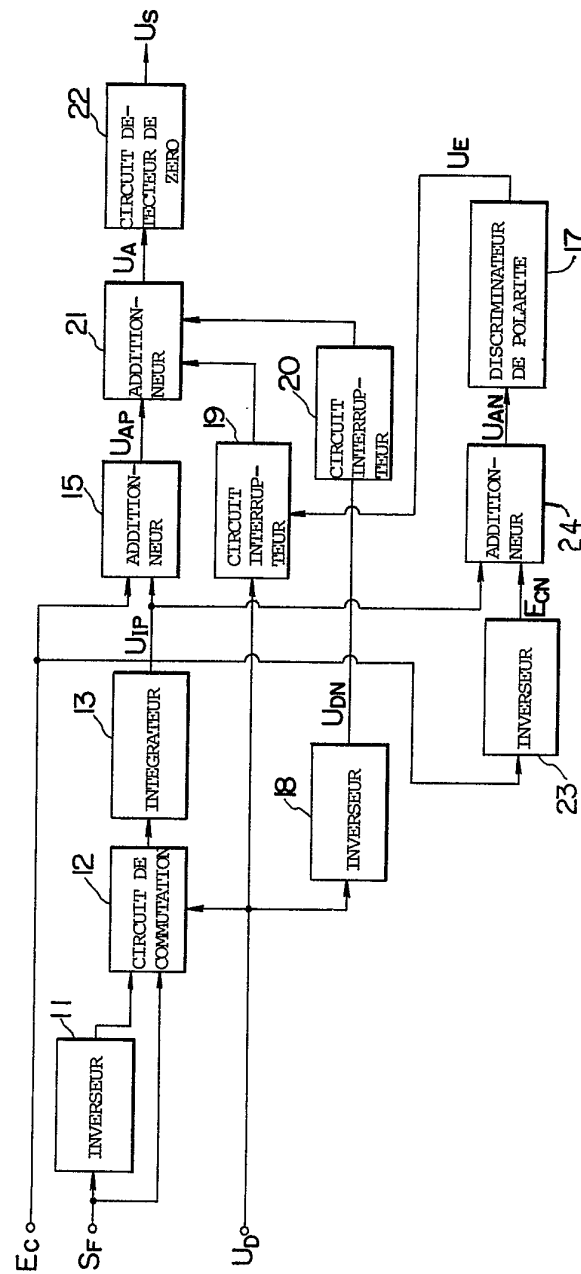


FIG. 13

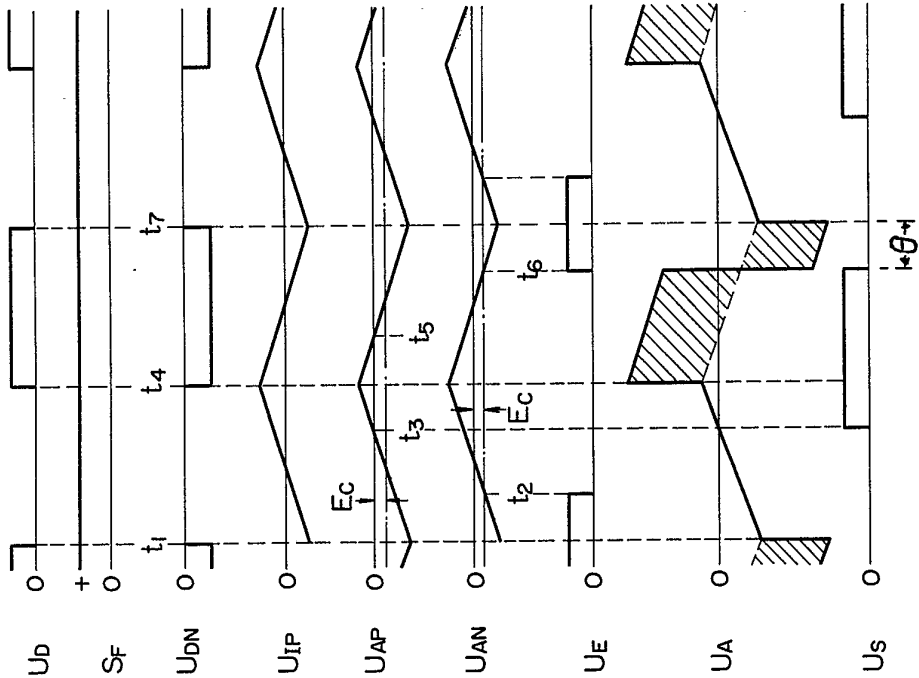


FIG. 11a

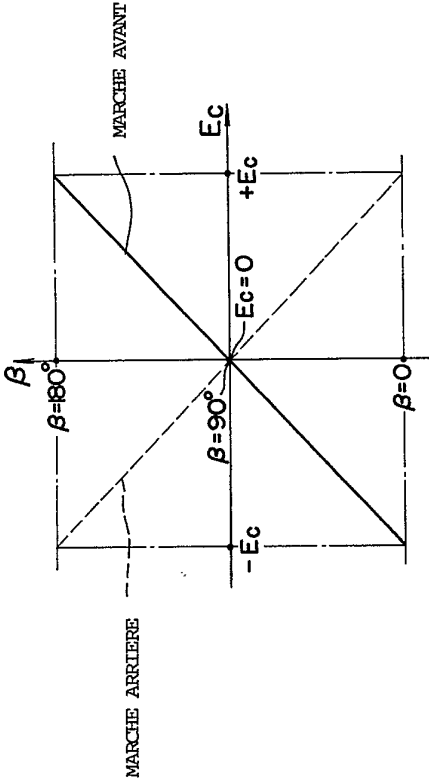


FIG. 11b

