



CONFÉDÉRATION SUISSE

OFFICE FÉDÉRAL DE LA PROPRIÉTÉ INTELLECTUELLE

 (51) Int. Cl.³: H 02 M
H 02 P

 7/48
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



(12) FASCICULE DU BREVET A5

633 393

(21) Numéro de la demande: 5141/79

(22) Date de dépôt: 01.06.1979

(30) Priorité(s): 01.06.1978 AU 4568/78

(24) Brevet délivré le: 30.11.1982

 (45) Fascicule du brevet
publié le: 30.11.1982

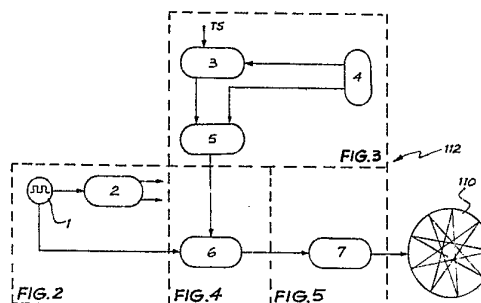
 (73) Titulaire(s):
LNC Industries Limited, Chatswood/New South
Wales (AU)

 (72) Inventeur(s):
Roy Alan Emmerton, Lower Hawkesbury (AU)

 (74) Mandataire:
Bugnion S.A., Genève-Champel

(54) Dispositif d'alimentation réglée en courant polyphasé d'une charge à partir d'une source de courant continu.

(57) Le dispositif d'alimentation comporte un oscillateur (1) qui fournit des trains d'impulsions à une alimentation logique (2) ainsi qu'à un contrôleur de phase (6). L'alimentation logique (2) convertit la tension continue de 12 V disponible sur une batterie en une tension continue de 5 V requise pour divers circuits intégrés. Une horloge (3) délivre un train d'impulsions de séquence de répétition d'impulsions variable à un discriminateur de phases (5), l'horloge (3) et le discriminateur de phases (5) étant contrôlés par le contacteur (4). Les bornes (TS) de l'horloge (3) permettent au moyen d'un circuit de contre-réaction de contrôler l'exacte répétition des signaux émis par l'horloge (3). La sortie du discriminateur de phase (5) passe par un contrôleur de phase (6) qui détermine les temps de couplage exactes au moyen du contacteur (7) qui relie chaque phase élémentaire dans la séquence correcte pour alimenter le moteur (110) sous tension et fréquence variables.



REVENDECATIONS

1. Dispositif d'alimentation réglée en courant polyphasé d'une charge à partir d'une source de courant continu, caractérisé par le fait qu'il comporte une paire de contacteurs pour chaque phase de la charge, l'un des contacteurs de chaque paire étant disposé pour connecter la borne de la phase correspondante de ladite charge à l'une des bornes de la source de courant continu et l'autre contacteur de chaque paire étant disposé pour connecter la borne de la phase correspondante à l'autre borne de la source de courant continu, des moyens de liaison séquentiels connectés auxdits contacteurs pour actionner alternativement les contacteurs de chaque paire, et actionner en même temps les contacteurs correspondants de toutes les paires en séquence, et des moyens de coordination connectés auxdits moyens séquentiels pour régler la succession des opérations desdits moyens séquentiels afin de régler la fréquence appliquée à ladite charge polyphasée.

2. Dispositif selon la revendication 1, caractérisé par le fait que lesdits moyens de coordination comportent une horloge ayant une séquence de répétition d'impulsions ajustable.

3. Dispositif selon la revendication 2, caractérisé par le fait que lesdits moyens séquentiels comportent un circuit logique connecté à ladite horloge pour en recevoir des impulsions et pourvu d'une paire de sortie pour chaque phase de la charge polyphasée, les sorties de chaque paire étant complémentaires, chaque sortie fournissant un train d'impulsions ayant un toux nominal d'espacement d'approximativement 50% et une séquence de répétition d'impulsions directement proportionnelle à la séquence de répétition d'impulsions de l'horloge, et les trains d'impulsions fournis par les sorties de chaque paire étant décalés dans le temps relativement à ceux fournis par les sorties de chaque autre paire par un multiple entier d'un temps minimum qui est fonction de la période dudit train d'impulsions divisée par le nombre desdites phases, chaque sortie de chaque paire des sorties étant connectée au contacteur correspondant de la paire de contacteurs correspondante pour opérer simultanément.

4. Dispositif selon la revendication 3, caractérisé par le fait que l'amplitude des impulsions desdits trains d'impulsions est modulée pour réduire le voltage effectif par phase appliqué à ladite charge.

5. Dispositif selon la revendication 1, caractérisé par le fait que chacune desdites paires de contacteurs comporte deux transistors, l'un étant connecté à une borne de la source de courant continu et l'autre transistor étant connecté à l'autre borne de la source à courant continu, la borne de la phase correspondante étant connectée entre ces deux transistors, et toutes lesdites paires de contacteurs étant connectées en parallèle.

6. Dispositif selon la revendication 1, caractérisé par le fait que les moyens séquentiels sont agencés pour permettre d'inverser la séquence des opérations.

La présente invention concerne un dispositif d'alimentation en courant polyphasé, de tension et fréquence réglées d'une charge à partir d'une source de courant continu.

Un tel dispositif trouve son application dans différentes activités industrielles et commerciales. C'est particulièrement le cas lorsque la charge polyphasée comporte un moteur à induction. Lorsqu'il s'agit d'un moteur à induction un tel moteur à vitesse variable peut être obtenu à peu de frais. D'autre part lorsque le moteur est un moteur polyphasé synchrone un réglage précis de la vitesse dans un très grand domaine de vitesse est possible.

La présente invention propose un tel dispositif d'alimentation réglée.

La présente invention propose un dispositif qui comporte une paire de contacteurs pour chaque phase de la charge, l'un

des contacteurs de chaque paire étant disposé pour connecter la borne de la phase correspondante de ladite charge à l'une des bornes de la source de courant continu, et l'autre contacteur de chaque paire étant disposé pour connecter la borne de la phase correspondante à l'autre borne de la source de courant continu, des moyens séquentiels de liaison connectés auxdits contacteurs pour actionner alternativement les contacteurs de chaque paire et actionner en même temps les contacteurs correspondants de toutes les paires en séquence, et des moyens de coordination connectés auxdits moyens séquentiels pour régler la succession des opérations desdits moyens séquentiels afin de régler la fréquence appliquée à ladite charge polyphasée.

Un exemple d'exécution est décrit à l'aide des dessins annexés:

la figure 1 est un schéma-bloc du dispositif;

la figure 2 est le schéma de l'oscillateur et de la logique d'alimentation sous 5 V;

la figure 3 représente le schéma des moyens de coordination et de contrôle séquentiels;

la figure 4 est le schéma du régulateur de phase;

la figure 5 est un circuit du contacteur principal et la figure 6 est le diagramme des tensions de phases appliquées à un moteur à induction en fonction du temps.

Reprenons les figures 1 à 6 qui représentent le dispositif d'alimentation réglé 112 d'un moteur 110. La figure 1 en est le schéma-bloc et les figures 2 à 5 montrent le détail des circuits.

Un oscillateur 1 fournit des trains d'impulsions à une alimentation logique 2 ainsi qu'à un contrôleur de phase 6. L'alimentation logique 2 convertit la tension continue de 12 V disponible sur une batterie de véhicule automobile en une tension continue de 5 V requise pour une quantité de circuits intégrés qui forment le dispositif 112. Une horloge 3 délivre un train d'impulsions séquence de répétition d'impulsions variable à un discriminateur de phases 5, l'horloge 3 et le discriminateur de phases 5 étant commandés par le contacteur 4. Les bornes TS de l'horloge 3 permettent au moyen d'un circuit de contre-réaction de commander l'exacte répétition des signaux émis par l'horloge 3. La sortie du discriminateur de phase 5 passe par un contrôleur de phase 6 qui détermine les temps de couplage exactes au moyen du contacteur 7 qui relie chaque delta de phase dans la séquence correcte comme il va être décrit plus loin.

La figure 2 représente le détail de l'oscillateur 1 et de la logique d'alimentation 2. L'oscillateur 1 comporte l'ensemble IC13 (National 555) les résistances R114 et R115 ainsi que le condensateur C119. L'ensemble IC13 oscille avec une séquence de répétition d'impulsions dans la gamme de 60 KHz à 160 KHz, cette séquence étant déterminée par les résistances R114, R115 en série avec le condensateur C119, jusqu'à ce que la tension du condensateur C119 atteigne le seuil de tension et alors il se décharge à travers la résistance R114, et le cycle recommence. Le reste du circuit illustré par la figure 2 comprend l'alimentation logique 2 et on voit que le signal de sortie de l'élément IC13 passe par un diviseur flip-flop IC14A qui divise la séquence de répétition d'impulsions de l'oscillateur par deux.

La sortie de l'élément IC14A passe par un convertisseur courant continu qui comprend un circuit push-pull travaillant sur le transformateur T111 dans lequel chacun des enroulements primaires et secondaires comporte une prise médiane. Les sorties de l'élément IC14A passent chacune par une résistance en série avec un condensateur (R116 et C110 respectivement R117 et C111) et sont reliées à deux transistors tampons Q111 et Q112. Les résistances et condensateurs branchés en série préviennent une surcharge des transistors Q111 et Q112 dans l'éventualité d'un défaut dans les éléments IC13 ou IC14A ainsi que dans l'éventualité d'une entrée de bas voltage dans IC14A. Les résistances R118 et R119 dans le circuit collecteur des transistors Q111 et Q112 réduisent respectivement la

charge à la sortie de IC14A et ainsi limitent le courant dans les transistors Q111 et Q112.

On voit que les transistors Q111 et Q112 en même temps que les transistors Q113 et Q114 avec lesquels ils sont connectés permettent au courant de passer dans le bobinage primaire du transformateur T111 en direction alternée à la fréquence commandée par la sortie de l'élément IC13 au travers de IC14A. Les impédances L111 et L112 dans le circuit collecteur des transistors Q113 et Q114 présentent respectivement une haute impédance vis-à-vis de toutes les oscillations parasites pendant que les condensateurs C112 et C113 introduisent une contre-réaction positive aux bases des transistors Q113 et Q114 de façon à réduire leur temps de commutation lors du rétablissement de la charge de la jonction base-émetteur. Les résistances R112 et R113 amortissent cette contre-réaction positive afin de prévenir des oscillations. Les diodes D119 et D110 protègent les transistors Q113 et Q114 de toute tension induite de haute amplitude et de polarité inverse et ainsi permettent au courant de décroître après que les transistors Q113 et Q114 ont été débranchés.

Le transformateur T111 possède un noyau en ferrite. C'est un transformateur abaisseur de tension dont le nombre de spires au primaire est le double de celui du secondaire. En conséquence une tension variable dans le temps approximativement 6 V apparaît à la sortie du bobinage secondaire, et ce voltage est redressé par les diodes D111 et D112 et lissé par le condensateur C114 de façon à donner une tension de 5 V pour alimenter les circuits intégrés utilisés dans le système de commande et de réglage. Le raccordement entre l'alimentation de puissance logique 2 avec le reste des circuits intégrés n'est pas figuré car il est connu de l'homme du métier.

Comme on le voit à la figure 3, le contacteur de commande 4 est un commutateur manuel à trois positions dont les contacts S1 et S2 permettent deux sens de marche avant et arrière la position médiane étant une position de repos.

On remarquera que par la manipulation du commutateur 4 l'un des condensateurs C121 ou C122 est chargé au travers des résistances R121 ou R122 respectivement par la source de courant de 12 V du véhicule B14 tandis que simultanément l'un des condensateurs C121 et C122 est déchargé au travers de la diode D121 ou D122 vers la terre. En conséquence l'entrée d'une seule des deux bascules Schmitt IC9A et IC9B devient positive et fait que la sortie de la porte ET IC8 B,C devient négative. Ce changement de l'état logique passe à travers l'inverseur IC11D pour être divisé par deux par le flip-flop IC14B représenté à la figure 4. Ajoutons que le changement d'état logique passe par la résistance R123 et la diode D123 vers l'entrée positive de l'intégrateur IC1A.

L'intégrateur IC1A est connecté à un potentiomètre R126, R127 l'amplitude étant initialement positive et se réduit avec le temps. Le changement de l'état logique produit par la porte ET IC8B,C assure qu'un maximum de tension positive se trouve présente initialement à la sortie de l'intégrateur IC1A assurant par là que l'horloge IC2 est ralentie à une faible vitesse de démarrage avoisinant les 200 Hz. Si la tension de l'entrée positive de l'intégrateur IC1A tombe, du fait de la charge du condensateur C123, simultanément le voltage à l'entrée négative de l'intégrateur IC1A augmente du fait du courant à travers la résistance R125 et la diode D125 déchargeant le condensateur C124. En conséquence le voltage à l'entrée de l'intégrateur IC1A tombe, causant par là une chute de tension entre les résistances R126 et R127 et produisant un accroissement de la séquence de répétition d'impulsions de l'horloge IC2 jusqu'à une valeur de consigne maximale. Cette valeur maximale de consigne est déterminée par la valeur ajustée sur la résistance R120 ainsi que par le voltage appliqué à la sortie TS d'un palpeur de température traditionnel non représenté.

L'horloge IC2 est un ensemble LM322 fonctionnant dans le mode astable en envoyant une fraction de sa sortie en retour à sa

basculer d'entrée au travers du condensateur C126. La fréquence de fonctionnement de l'horloge IC2 est $1/(R120 + R129)$.

(C125) Hz tandis que la sortie est approximativement une impulsion négative d'une durée approximative de 2 (R128). 5 (C126) secondes.

Le signal de sortie de l'horloge IC2 est transmis directement à la ligne W de la figure 4 et également à deux compteurs en cascade IC3 et IC4 par l'intermédiaire d'un diviseur de tension formé par les résistances R1212 et R1213. Les sorties des 10 compteurs IC3 et IC4 sont connectées aux entrées de trois mémoires IC6, IC7 et IC12. Les compteurs IC3 et IC4 comptent dans le même sens et sont ramenés à zéro par la porte ET-NON IC9A.

On voit ainsi que la sortie de la bascule Schmitt LC9B est 15 connectée à la bascule bistable IC5 qui détermine laquelle des opérations avant ou arrière doit entrer en action. Ceci est obtenu par la sortie de la bascule bistable IC5 comprenant le plus de «bit» significatifs à l'entrée des mémoires IC6, IC7 et IC12 comme illustré au tableau I. La remise à zéro des compteurs IC3 20 et IC4 au travers de la porte ET-NON IC8A est la même pour les deux fonctions en avant et en arrière, cependant la sortie de la bascule bistable IC5 commute les mémoires IC6, IC7 et IC12 à deux zones d'adresses distinctes et différentes où les programmes avant et arrière sont respectivement mis en mémoire.

On remarquera sur le tableau I que les sorties des mémoires IC6 et IC7 et IC12 comporte 9 «bits» et le complément de 25 chacun de ces «bits» est fourni par 9 inverseurs IC10A à IC10F et IC11A à IC11C respectivement. Les «bits» de sortie des mémoires IC6, IC7 et IC12 et leurs compléments sont passés 30 directement au contrôleur de phase 6 illustré par la figure 4.

Ajoutons que la sortie de l'intégrateur IC1A de la figure 3 est envoyée par la résistance R1214 à la bascule Schmitt IC9C, dont la sortie est connectée à la base du transistor Q125. Le collecteur de ce transistor est connecté à la source 12 V tandis 35 que l'émetteur du transistor Q125 est connecté à la ligne Z de la figure 4. La tension apparaissant à la sortie de l'intégrateur IC1A met initialement la bascule Schmitt IC9C en mesure de fermer le transistor Q125 de cette façon initialement la ligne Z de la figure 4 est connectée à la source 12 V, cependant après un 40 délai prédéterminé, le transistor Q125 est ouvert, ce qui déconnecte la ligne Z de la source 12 V comme on le voit à la figure 4. Dans la figure 4 les détails du circuit du contrôleur de phase 6 sont représentés cependant une seule des 9 phases élémentaires du circuit est représentée afin d'éviter les répétitions. Quelques 45 aspects du circuit figure 4 sont semblables à ceux du circuit de la figure 2. Une bascule bistable IC14B diviseur par deux est prévue semblable à la bascule bistable IC14A de la figure 2, la bascule bistable IC14B est également connectée à la sortie de IC13 de la figure 2 qui comprend la sortie de l'oscillateur 1 de la figure 1. En somme la sortie de l'inverseur IC11D de la figure 3 est connectée avec IC14B de façon à produire une commande 50 EN/HORS pour actionner la bascule bistable diviseur par deux IC14B.

D'une façon analogue comme représenté à la figure 2, les 55 signaux de sortie de la bascule bistable IC14B de la figure 4 passent par les condensateurs et résistances branchés en série IC131 et R135, R136 respectivement vers les contacteurs à transistor Q135, Q136 et Q138 respectivement. Ces transistors commutent les lignes X et Y de la figure 4 alternativement à la 60 masse à la moitié du temps déterminé par la séquence de répétition d'impulsions de l'oscillateur 1.

Chaque phase du commutateur de phase 6 comporte deux circuits identiques requis pour produire des sorties complémentaires pour les deux contacteurs par phase du contacteur principal 65 7 illustré en détail à la figure 5. Chacun des circuits identiques du commutateur de phase 6 comporte un circuit bistable IC15 à IC32 respectivement et un des transformateurs T131 à T149 avec les circuits qui y sont associés. Chacun des éléments bista-

bles IC15 à IC32 comporte un National 555 qui est commutable entre un état monostable et un état bistable.

L'entrée bascule de chaque bistable IC15 à IC32 est connectée à la ligne W et ainsi reçoit le signal de sortie de l'horloge IC2. En somme la sortie et l'entrée de l'inverseur pour chaque phase du discriminateur de phase 5 sont connectées à une entrée blocage/ouverture de l'élément bistable correspondant de chaque phase. Ainsi la sortie IC10A de l'inverseur IC10A est connectée à l'entrée blocage/ouverture de l'élément bistable IC15 et l'entrée IC10A est connectée à l'entrée blocage/ouverture de l'élément bistable IC16.

Chacun des éléments bistables IC15 à IC32 est respectivement connecté à la ligne Z au moyen de la résistance correspondante. Par exemple les éléments bistables IC15 et IC16 sont connectés à la ligne Z au moyen des résistances R1324 et R1235 respectivement. La sortie de chaque élément bistable IC15 à IC32 est connectée à la prise médiane du bobinage primaire du transformateur correspondant et ainsi la sortie de l'élément bistable IC15 est connectée à la connexion médiane du bobinage primaire du transformateur T131. Dans le but d'éviter une chute de tension sur les diodes D111 et D112 de la figure 2 les transistors Q131 et Q132 sont connectés au bobinage secondaire du transformateur 131 par l'intermédiaire de résistance R131 et R132 produisant un courant de base pour saturer les transistors Q131 et Q132 lorsqu'ils sont rendus conducteurs. De cette façon le bas voltage de saturation collecteur émetteur des transistors remplace la relativement grande chute de tension sur les diodes et évite une chute substantielle de puissance.

Après le fonctionnement du dispositif de commande du contacteur 4 qui vient d'être décrit en détail grâce à la figure 3, la ligne Z est initialement connectée à la source d'alimentation de 12 V et ainsi chacun des éléments bistables IC15 et IC32 fonctionne comme monostable produisant une impulsion de durée prédéterminée appliquée à l'entrée de la bascule par l'intermédiaire de la ligne W.

Ainsi lorsque l'élément bistable IC15 est rendu actif par la sortie IC10A, pour chaque impulsion produite par l'horloge IC2 une impulsion correspondante de longueur prédéterminée apparaît à la sortie de l'élément bistable IC15 et se trouve appliquée à la prise médiane du bobinage primaire du transformateur T131. Par contre lorsque le bistable IC15 est rendu passif par la sortie IC10A aucune impulsion n'est appliquée au transformateur T131. Ainsi lorsque l'élément bistable IC15 est rendu actif l'élément bistable IC16 est rendu passif et vice versa.

Durant le temps de démarrage les impulsions produites par l'horloge IC2 accroissent leur fréquence de répétition et ainsi la sortie de chaque bistable IC15 à IC32 comporte un train d'impulsions pour lequel il y a une pluralité d'impulsions pour la moitié de la période et aucune impulsion pour le reste de la période, le taux nominal d'espacement d'une pluralité d'impulsions augmentant avec la fréquence de l'horloge IC2.

De cette façon la forme des impulsions représentées à la figure 6 est modifiée de telle sorte que le voltage effectif de chaque demi-période est réduit par modulation. La modulation est telle que le voltage effectif appliqué est réduit de sa valeur maximale possible par l'apport d'un nombre ajustable de courtes impulsions chacune durant le temps alloué à chaque demi-période durant le fonctionnement normal.

Cette modulation permet par exemple de démarrer un moteur très doucement et de l'amener progressivement à sa vitesse maximale par le fait qu'une tension effective initiale de 0,3 V est appliquée pour le démarrage alors que la tension totale atteint 12 V.

De plus la période initiale de démarrage peut être ajustée jusqu'à la vitesse maximale de sorte que le système de commande est capable de commander sur une grande échelle différentes charges sous différentes conditions. L'utilisation de sorties TS de contre-réaction permet d'obtenir cet ajustement

automatiquement par les moyens conventionnels de la technique de la contre-réaction.

Ce fonctionnement initial continue jusqu'à ce que la ligne Z soit déconnectée de l'alimentation 12V après un temps déterminé mettant ainsi en marche les éléments bistables IC15 à IC32 qui fonctionneront en alternances. Ainsi la première impulsion reçue par l'élément bistable IC15, par exemple, provoque une simple impulsion appliquée à la prise médiane de l'enroulement primaire du transformateur T131, la durée de cette impulsion étant déterminée lorsque la sortie IC10A actionne l'élément bistable IC15. Ainsi la sortie de chaque élément bistable IC15 à IC32 comporte une partie d'onde de 50% du toux nominal d'espacement.

Cette séquence temporisée est utilisée pour permettre à un moteur 110 d'être démarré à partir d'une faible vitesse et après une période prédéterminée d'être amené à fonctionner à vitesse élevée.

Il apparaîtra à l'homme du métier que les circuits associés aux transformateurs T131 à T149 sont semblables à celui décrit par la figure 2 sauf qu'ils ne sont pas filtrés à la sortie du bobinage secondaire. Ainsi pour le transformateur T131 le voltage apparaissant entre la prise médiane du bobinage secondaire du transformateur T131 et l'émetteur du transistor Q131 et Q132 est une reproduction amplifiée ou atténuée de la tension de sortie de l'élément bistable IC15. Le degré de cette amplification ou atténuation dépend du rapport de chaque transformateur T131 à T149. En somme le voltage de sortie $\bar{a}$ du transformateur T132 est le complément du voltage a .

Le contacteur principal 7 avec lequel le commutateur de phase 6 de la figure 4 est connecté est illustré en détail à la figure 5. Le contacteur principal pour 9 phases élémentaires A, B, C, D, E, F, G, H et I chacune espacée de 40° dans le temps comprend deux transistors pour chaque phase. Pour la phase A un commutateur à transistor comprend le transistor Q141 ainsi que la résistance R141 et la diode D141 tandis que l'autre contacteur comprend le transistor Q142, la résistance R142 et la diode D142. La borne A de la figure 5 est connectée sur les 9 deltas de phase ou mailles, pour alimenter le moteur à induction 110, étant donné que ce moteur peut être aussi d'un autre type par exemple un moteur synchrone.

Le voltage a est appliqué à la résistance R141, figure 5, ce qui fait que l'émetteur du transistor Q141 est connecté à la prise médiane du bobinage secondaire du transformateur T131 cependant que la base du transistor Q141 est connectée à l'émetteur du transistor Q131 et 132 de la figure 4. De façon analogue le voltage $\bar{a}$ (le complément du voltage a) est connecté sur la résistance R142.

Lorsque le voltage a est positif le transistor Q141 est rendu conducteur et il connecte la borne A de la phase avec la borne de la batterie B14. En même temps si le voltage a cessé d'être positif le voltage $\bar{a}$ devient positif et le transistor Q141 devient non conducteur cependant que le transistor Q142 devient conducteur et réunit la phase A avec la borne négative de la batterie B14. Par ce moyen une forme d'onde de voltage pulsé comme illustré à la figure 6 est produite pour chaque phase.

A cause de l'inductance de chaque bobinage par lequel cette onde est appliquée au couplage interphase, le courant pour chaque phase est approximativement sinusoïdal. Les diodes D141 et D142 sont prévues pour permettre au courant de passer lorsque les transistors Q141 et Q142 sont respectivement rendus non conducteurs. Il est clair que la fréquence avec laquelle les transistors Q141 et Q142 sont commutés est la fréquence déterminée par l'horloge IC2 de la figure 3, et par conséquent cette fréquence détermine la vitesse avec laquelle un moteur 110 peut travailler.

Chaque paire de contacteurs de chaque phase sont actionnés de telle sorte que chaque contacteur est alternativement ouvert et fermé et chaque paire de contacteur travaille avec des sé-

quences de temps identiques et la forme d'onde du voltage pour chaque phase est celle illustrée par la figure 6 à l'exception du temps de démarrage.

Les types préférés des différents transistors équipant les circuits décrits sont les suivants:

IC1(A)	National	3900
IC2	National	LM322
IC3	National	74LS163
IC4	National	74LS163
IC5	National	4027
IC6	Harris	HM7611
IC7	Harris	HM7611
IC8	National	7400
IC9(A-C)	National	74C14
IC10(A-F)	National	7404
IC11(A-D)	National	7404
IC12	Harris	HM7611
IC13	National	555
IC14(A-B)	National	4027
IC15-IC32	National	555

Tableau I

Sequences avant

Valeurs «Bit»														
A5	A4	A3	A2	a1	A0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	1	1	1	1
0	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0	0	1	1	1
0	0	0	0	1	0	1	1	0	0	0	0	1	1	1
0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	0	1	1
0	0	0	1	0	0	1	1	1	0	0	0	0	1	1
0	0	0	1	0	1	1	1	1	0	0	0	0	0	1
0	0	0	1	1	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1
0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0
0	0	1	0	0	0	1	1	1	1	1	0	0	0	0
0	0	1	0	0	1	0	1	1	1	1	0	0	0	0
0	0	1	0	1	0	0	1	1	1	1	1	0	0	0
0	0	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	1	0	0
0	0	1	1	0	1	0	0	0	1	1	1	1	0	0
0	0	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	1	0
0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0
0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1
0	1	0	0	0	1	0	0	0	0	0	1	1	1	1

Sequences arriere

Valeurs «Bit»														
A5	A4	A3	A2	A1	A0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1
1	0	0	0	0	1	0	0	0	0	1	1	1	1	1
1	0	0	0	1	0	0	0	0	0	1	1	1	1	0
1	0	0	0	1	1	0	0	0	1	1	1	1	1	0
1	0	0	1	0	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0
1	0	0	1	0	1	0	0	1	1	1	1	1	0	0
1	0	0	1	1	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0
1	0	0	1	1	1	0	1	1	1	1	1	0	0	0
1	0	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0
1	0	1	0	0	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0
1	0	1	0	1	0	1	1	1	1	0	0	0	0	0
1	0	1	0	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	1
1	0	1	1	0	0	1	1	1	0	0	0	0	0	1

Il est donc apparent à l'homme du métier que les deux compteurs IC3 et IC4 montés en cascade ainsi que les mémoires IC6, IC7 et IC12 peuvent être remplacées par un registre de décalage dans lequel un code comprenant le doublage du nombre de bits est initialement enregistré dans le registre de décalage lorsque la puissance est appliquée au circuit, et ce code est décalé cycliquement selon la fréquence déterminée par l'horloge. Par ce moyen un signal de sortie identique à celui des mémoires IC6, IC7 et IC12 peut être obtenu. Dans cette disposition l'inversion du moteur 110 est obtenue en inversant la direction de décalage dans le registre de transposition. Le même résultat peut être obtenu par des sélecteurs de données.

15

Ajoutons encore que si le moteur 110 est entraîné par la charge celui-ci fonctionnera en générateur, ce qui permettra de recharger la batterie B14 à travers les diodes D141 et D142.

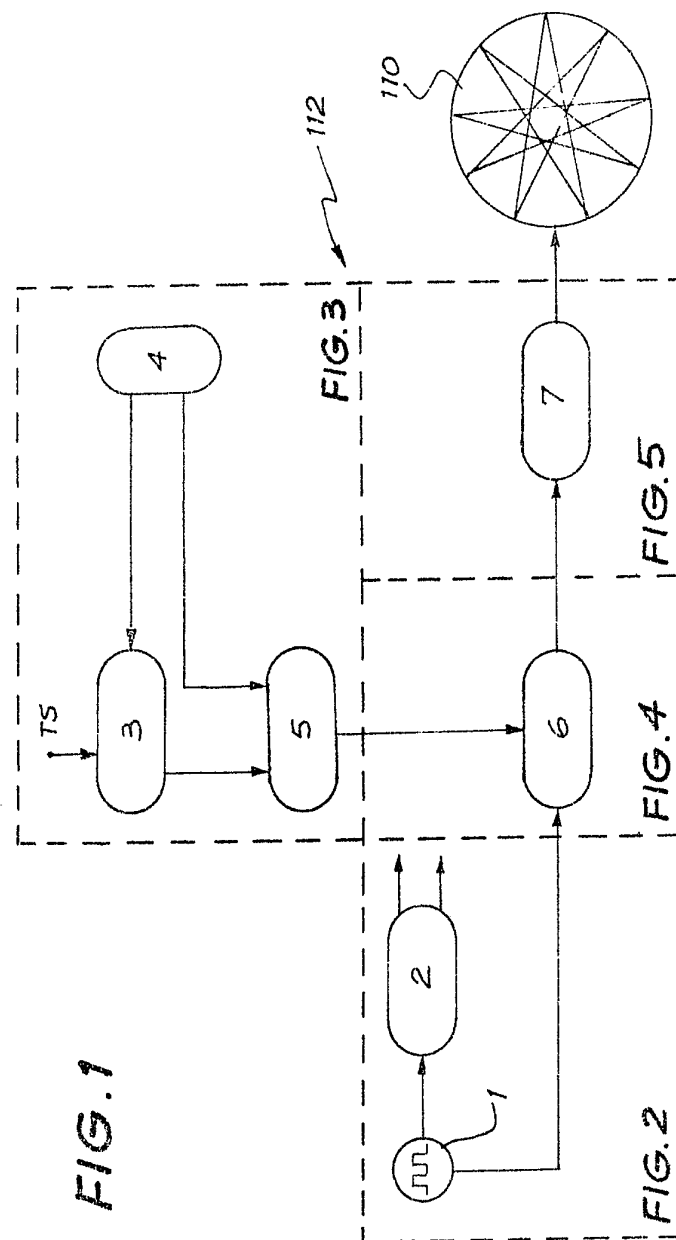
Ceci est impotant lorsque le moteur est le moteur d'un véhicule électrique, ou d'un engin de levage par exemple.

20

633 393

6

A5	A4	A3	A2	A1	A0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
1	0	1	1	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1
1	0	1	1	1	0	1	1	0	0	0	0	0	1	1
1	0	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1
1	1	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	1	1	1
1	1	0	0	0	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1



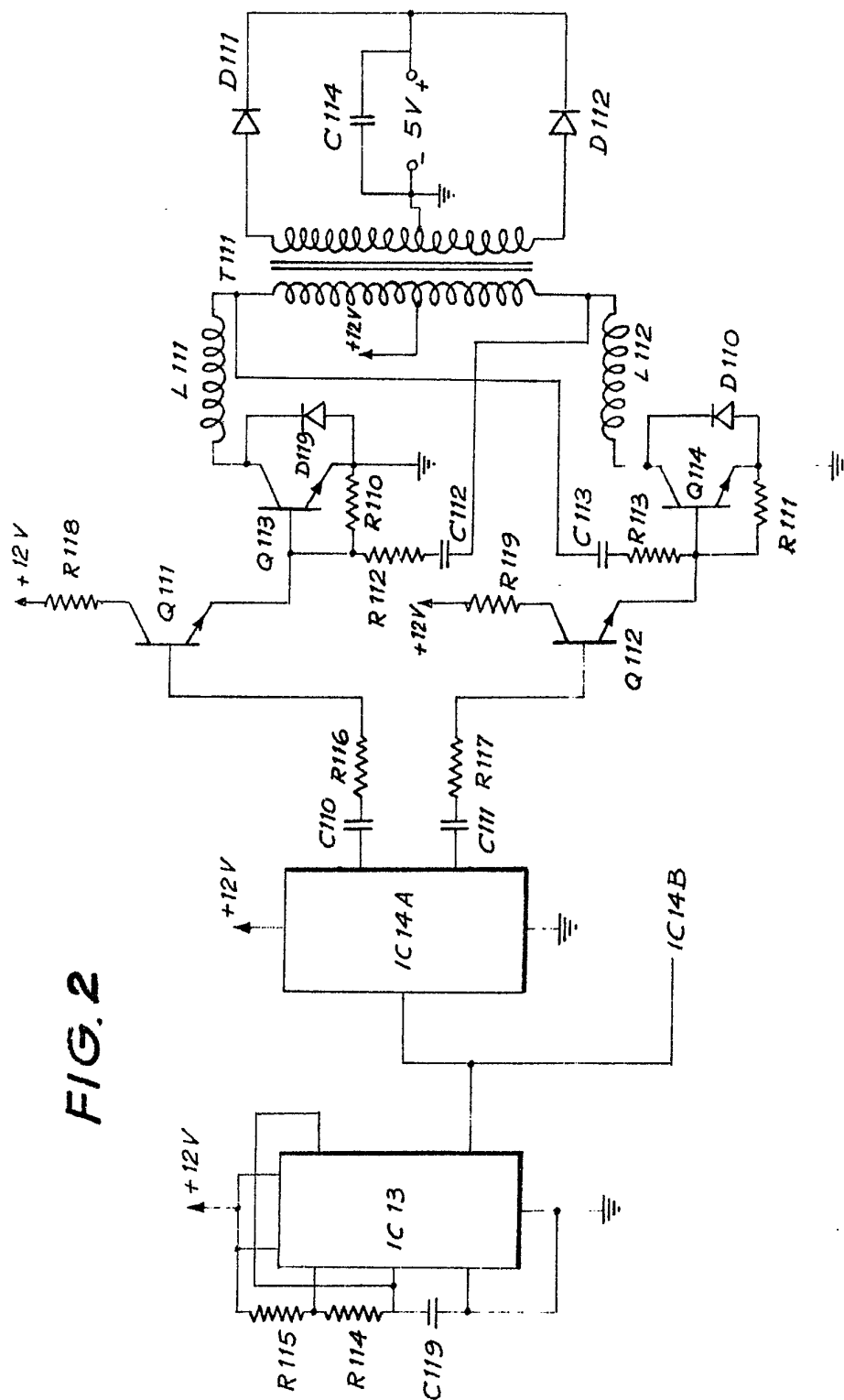


FIG. 2

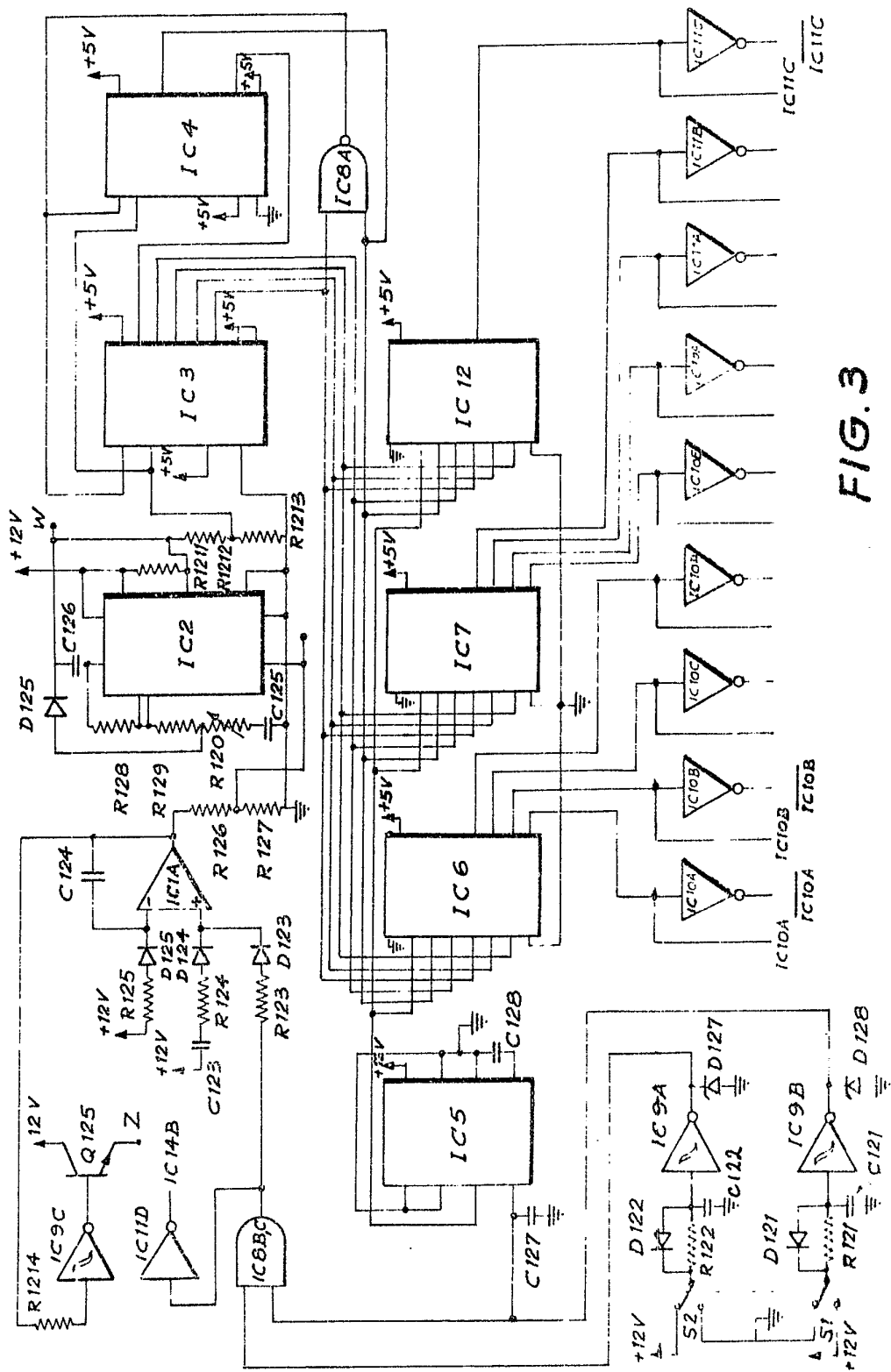


FIG. 3

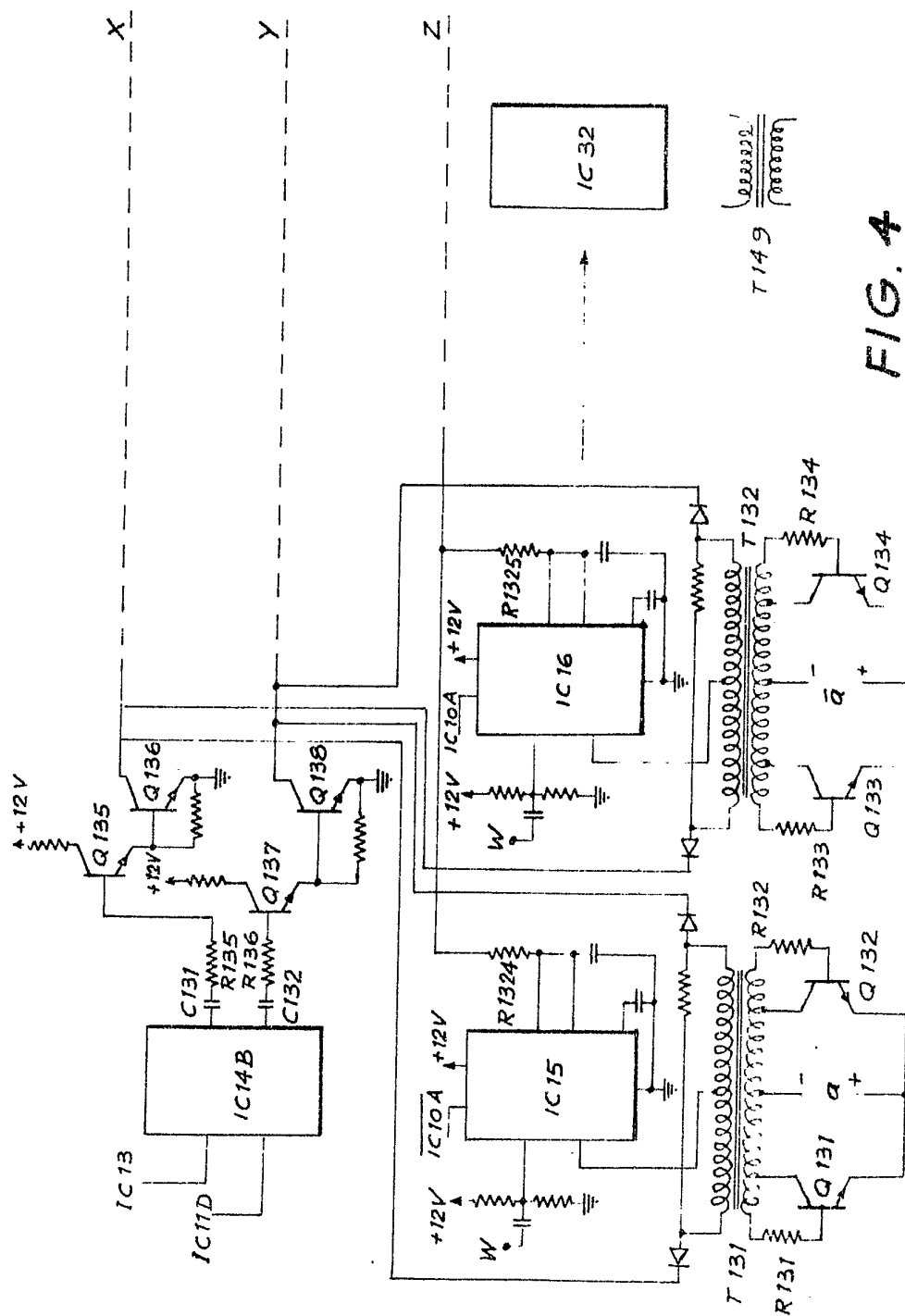


FIG. 4

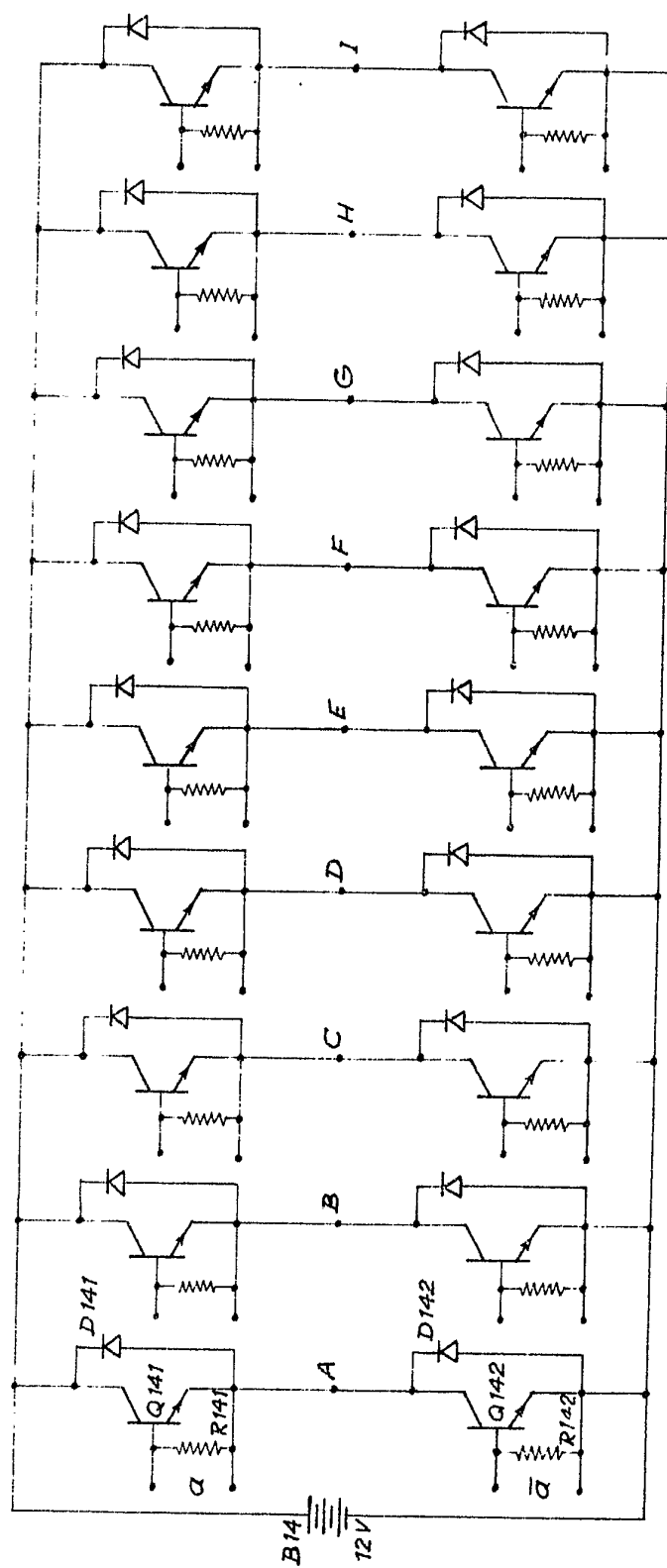


FIG. 5

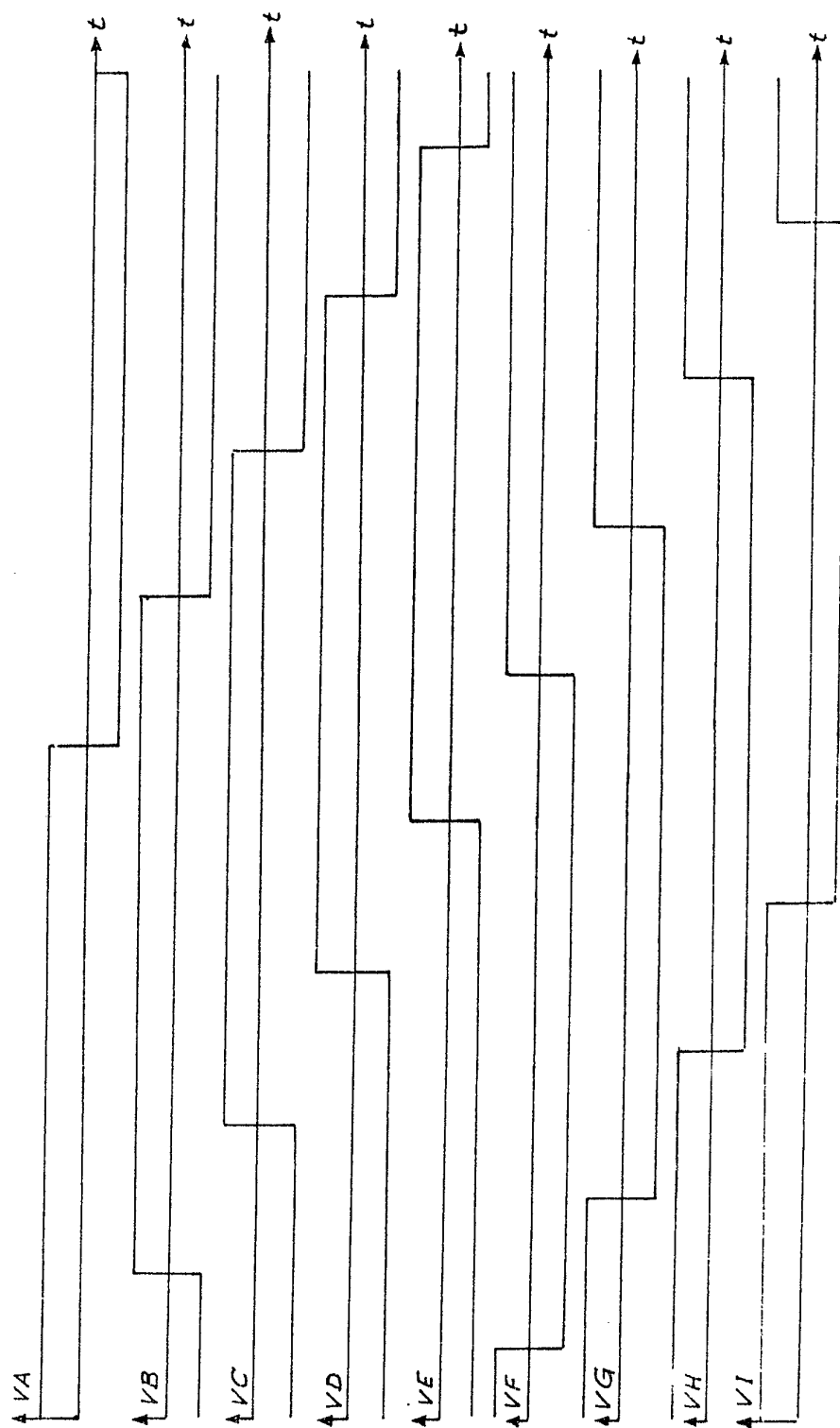


FIG. 6