

A1

**DEMANDE
DE BREVET D'INVENTION**

(21)

N° 82 07089

(54)

Dispositif de protection de charge à semi-conducteurs avec une simulation électronique de l'échauffement d'un moteur.

(51)

Classification internationale (Int. Cl. ³). H 02 H 6/00, 3/08.

(22)

Date de dépôt 23 avril 1982.

(33) (32) (31)

Priorité revendiquée : *EUA*, 27 avril 1981, n° 258.092.

(41)

Date de la mise à la disposition du
public de la demande B.O.P.I. — « Listes » n° 43 du 29-10-1982.

(71)

Déposant : Société dite : WESTINGHOUSE ELECTRIC CORPORATION, résidant aux *EUA*.

(72)

Invention de : Robert Tracy Elms et Ernest Francis Conroy Jr.

(73)

Titulaire : *Idem* (71)

(74)

Mandataire : Bureau D. A. Casalonga, office Josse et Petit,
8, av. Percier, 75008 Paris.

DISPOSITIF DE PROTECTION DE CHARGE A SEMI-CONDUCTEURS
AVEC UNE SIMULATION ELECTRONIQUE DE L' ECHAUFFEMENT
D'UN MOTEUR

La présente invention se rapporte d'une façon générale aux dispositifs de protection de charge à semi-conducteurs, et concerne plus particulièrement une simulation électronique des caractéristiques d'échauffement d'un moteur permettant à un dispositif de protection de charge de contrôler avec précision l'état thermique d'un moteur ou d'une charge.

Il est connu que certains dispositifs de protection de charge remplissent diverses fonctions de protection, par exemple la détection de surintensité, de rupture de phase et de dérangements à la terre. Ces fonctions introduisent généralement un temps de déclenchement pour un disjoncteur et la charge associée, ce temps de déclenchement étant une fonction inverse du carré de l'intensité du courant qui circule dans la charge à protéger. Autrement dit, une relation de temps inverse est généralement appliquée, l'instant auquel une faute est détectée et l'instant de la disjonction étant en relation inverse de sorte qu'il résulte d'une forte surintensité une courte période pour le déclenchement du dispositif tandis qu'une faute de surintensité relativement réduite conduit à une période relativement longue avant le déclenchement. Des types de dispositifs qui fonctionnent de cette manière sont décrits dans les Brevets des Etats Unis d'Amérique N° 4 021 703, N° 3 996 499, 3 818 275 et N° 3 602 783. Mais les Brevets précités imposent de nombreux composants pour simuler l'état thermique d'une charge, nécessitant des composants séparés pour le déclenchement ainsi que pour la mise au repos. L'utilisation de composants séparés de déclenchement et de mise au repos dans la technique antérieure pour simuler l'état ther-

mique de la charge produit des incertitudes quant à savoir si la charge s'est échauffée au-delà ou s'est refroidie au-dessous de valeurs nominales.

Sous sa forme la plus large, l'invention
5 concerne donc un dispositif de protection de charge destiné à protéger un circuit électrique contre des surintensités, et qui comporte un dispositif de détection du courant qui circule dans un circuit électrique, ce dispositif de détection produisant un signal
10 de sortie qui est fonction du courant qui circule; un dispositif de surcharge en temps inverse connecté au dispositif de détection pour détecter l'état thermique de la charge, et produisant un signal pour un dispositif de déclenchement de commande de circuit,
15 ce dernier signal étant produit à un instant qui est fonction de l'état thermique de la charge; un dispositif à condensateur connecté au dispositif de surcharge en temps inverse comprenant un dispositif pour élever le niveau de tension dans le dispositif
20 à condensateur en fonction de l'état thermique de la charge; et un dispositif de déclenchement de commande de circuit connecté au dispositif de surcharge en temps inverse et au circuit électrique pour contrôler ce dernier quand le dernier signal est produit.

25 Dans un mode de réalisation qui sera décrit ci-après, un dispositif de protection de charge comporte une simulation électronique de l'échauffement d'un moteur. Un capteur de courant est utilisé pour produire un signal de sortie qui est fonction
30 du courant qui circule dans un circuit électrique. Un dispositif de surcharge en temps inverse est connecté au capteur et comporte un dispositif d'emmagasinement pour détecter l'état thermique de la charge, produisant un signal pour un dispositif de déclenchement de commande de circuit à un instant qui est
35 fonction de l'état thermique de la charge. Un disposi-

tif d'emmagasinage est connecté au dispositif de surcharge en temps inverse de manière que le niveau du potentiel électrique dans le dispositif d'emmagasinage soit fonction de l'état thermique de la charge.

5 Un dispositif de commande de contrôle de circuit est connecté au dispositif de surcharge en temps inverse et au circuit électrique pour commander ce dernier lorsque le signal est produit par le dispositif de surcharge en temps inverse.

10 D'autres caractéristiques et avantages de l'invention apparaîtront au cours de la description qui va suivre d'un exemple de réalisation et en se référant aux dessins annexés sur lesquels :

15 La Figure 1 est un schéma d'un dispositif de protection de charge à semi-conducteurs, selon un mode de réalisation de l'invention, comprenant une partie du dispositif ou circuit électrique extérieur,

20 la Figure 1A est un schéma d'un dispositif de détection de dérangements à la terre,

la Figure 2 est une représentation triphasée d'un contacteur comprenant le dispositif de protection de charge à semi-conducteurs,

25 la Figure 2A est une représentation monophasée d'un contacteur comprenant le dispositif de protection de charge à semi-conducteurs,

30 la Figure 3 est un schéma fonctionnel d'un dispositif de protection de charge à semi-conducteurs montrant les circuits de signaux pour différentes conditions de dérangement,

la Figure 4 est une représentation graphique du pourcentage de surintensité en fonction du temps nécessaire pour provoquer la disjonction du dispositif ou circuit électrique, et

35 la Figure 5 est une représentation d'interconnexion physique de l'appareil des Figures 1,

1A, 2 et 2A.

Au cours de toute la description, des composants similaires seront identifiés par les mêmes références numériques. Des composants modifiés, similaires en fonctionnement de base, à ceux déjà décrits, mais différents par leur utilisation, seront identifiés par les références déjà affectées avec l'addition d'un prime (').

Les Figures, et plus particulièrement la Figure 2, représentent un dispositif 12 de protection de circuit. Le dispositif de protection de circuit 12 comporte, dans ce mode de réalisation de l'invention, une ligne triphasée comprenant des conducteurs ou lignes L1, L2 et L3 qui sont connectés sur la droite à une charge triphasée et sur la gauche à une source triphasée de courant électrique. Entre la charge et la source de courant électrique se trouve un capteur de courant 14 et, connecté en série, un disjoncteur ou contacteur de moteur 16. Dans le mode de réalisation de la Figure 2, un seul courant IL est représenté, circulant dans la ligne L1. Il est bien entendu que d'autres courants peuvent circuler, et circulent généralement dans les autres lignes L2 et L3 et ces autres courants peuvent être fonction du courant IL. Le choix du courant IL est simplement fait dans le but de simplifier la représentation.

Le capteur de courant 14 comporte deux bornes de sortie qui sont désignées par 18 et 20. Un module 22 de résistance de charge est représenté, connecté aux bornes 18 et 20. Le module 22 de résistance de charge consiste en un élément résistif qui peut être connecté aux bornes 18 et 20 pour convertir le courant IL en une tension V pouvant être utilisée par un autre dispositif de protection de circuit dans l'appareil de la Fig. 2.

Le module 22 de résistance de charge peut être connecté en parallèle avec un module 24 de dérangement à la terre, un circuit logique 26 de temps inverse, un circuit de détection 28 de rupture de phase et un module
5 accessoire 30 pouvant comprendre des éléments tels qu'un panneau de contrôle, un indicateur d'état de surcharge ou des modules de longue accélération qui sont décrits plus en détail dans le Brevet des Etats Unis d'Amérique N° 3 996 499 précité. Les autres éléments peuvent être
10 connectés par exemple aux bornes 32 et 34. Il est bien entendu que les modules 24 et 30 peuvent être supprimés ou remplacés et que d'autres modules peuvent être ajoutés pourvu que la relation de connexion en parallèle avec le module 22 de résistance de charge soit maintenue.
15 Chacun des circuits 24, 26, 28 et 30 déjà mentionnés par exemple comporte une borne de sortie pouvant être connectée à une ligne 36 qui, à son tour, est connectée à un commutateur de sortie 38 qui contrôle la ligne 40 qui, à son tour, est connectée au disjoncteur ou contacteur de moteur 16 déjà mentionné. Dans le présent mode
20 de réalisation de l'invention, la tension V aux bornes de sortie 18 et 20 est proportionnelle au courant IL. Si l'augmentation anticipée du courant IL devient suffisamment grande, une résistance de charge différente peut
25 être disposée entre les bornes 18 et 20 pour que la tension entre ces bornes soit approximativement la même, même si le courant IL est nettement plus intense. La même compensation par substitution d'une résistance appropriée peut s'appliquer si la plage de courant nominal est nettement inférieure. Cela veut dire que les
30 éléments 24 à 30 n'ont pas à être changés car ils ne sont sensibles qu'à la tension V. Cela veut dire également qu'il n'y a pas lieu de changer le commutateur de sortie 38. Par conséquent, la valeur de la résistance
35 de charge 22 est modifiée pour que la tension V entre les bornes 18 et 20 soit à peu près la même, indépendamment des caractéristiques de courant de la charge quand cette dernière fonctionne à l'intensité nominale

de 100 pour cent. Le circuit logique 26 de temps inverse remplit la fonction I^2T bien connue dans cette technique. En résumé, le circuit logique 26 de temps inverse délivre un signal de sortie à une période qui varie
5 avec la valeur de la tension V apparaissant à son entrée.

La Figure 2A représente un autre dispositif de protection 12' destiné à être utilisé dans le cas d'une charge et d'une source monophasées ou en courant continu. Ce mode de réalisation de l'invention comporte une seule
10 ligne L1' monophasée ou continue qui fournit l'alimentation à une charge monophasée ou continue sur la droite, à partir d'une source monophasée ou continue sur la gauche. Il comporte également un disjoncteur ou contacteur de moteur 16' à un seul contact, comprenant un contact S pour interrompre le courant IL'. Dans le cas d'applications à courant alternatif, le capteur de courant
15 14' peut être le même que celui de la Figure 2. Le module 24' de résistance de charge diffère du module 22 de résistance de charge de la Fig. 2 en ce que le courant
20 total IL' peut être nettement différent de la plage du courant IL de la Fig. 2 et par conséquent, avec probablement une valeur de résistance plus élevée afin que la tension V soit à peu près dans les mêmes valeurs que celles de l'appareil de la Figure 2. Mais le circuit lo-
25 gique 26' de temps inverse et le module accessoire 20' peuvent être semblables aux modules correspondants de la Fig. 2. Cela fait ressortir la souplesse d'utilisation du dispositif de protection de circuit. Il faut remarquer qu'il n'y a aucune détection de rupture de phase dans ce
30 mode de réalisation, car cette fonction est typique d'un appareil à courant électrique alternatif polyphasé. Il faut également noter que les sorties des modules 26' et 30' par exemple sont connectées à la ligne 36' qui, à son tour, est connectée à l'entrée du commutateur de sortie
35 38' qui lui-même contrôle la ligne 40' afin d'actionner le disjoncteur ou démarreur de moteur 16'. D'une manière similaire à celle de la Fig. 2, le commutateur de sortie commande la ligne 40 afin d'actionner le disjoncteur ou le contacteur de moteur 16.

La Figure 5 est un dessin d'interconnexion physique pour l'appareil représenté sur les Figures 1, 1A et 2. Elle représente le boîtier 58 du dispositif de protection qui enferme les circuits électroniques représentés sur la Figure 1, à l'exception du disjoncteur ou de l'appareil contacteur de moteur 16, la charge M et le module de résistance de charge 22. L'alimentation du circuit est appliquée aux bornes A et B en haut du boîtier 58, à côté desquelles se trouvent le bouton de mise au repos et l'indicateur de déclenchement LED2. Les contacts pour le relais RE1 sont également en haut du boîtier 58. Les conducteurs de ligne L1, L2 et L3 passent par des transformateurs d'intensité qui se trouvent dans le boîtier 58, permettant au dispositif de protection de charge d'être intercalé en série dans le circuit électrique. Des modules 60, tels que celui représenté sur la Figure 5, comportant des broches de module 62 sont réalisés de manière à correspondre aux bornes 66 de branchement du dispositif de protection. Les bornes de branchement 66 du dispositif de protection sont disposées de manière à permettre l'introduction du module 60, d'une seule façon possible. Ces bornes de branchement 66 du dispositif de protection sont utilisées par les modules 60 pour remplir des fonctions sur le dispositif de protection de circuit. A l'arrière des modules 60 se trouvent des broches 64 de traversée de module qui permettent que d'autres modules similaires 60 soient "jumelés" permettant ainsi d'utiliser plusieurs modules 60. Les bornes de branchement 66 du dispositif de protection sont disposées d'une manière redondante, à l'exception de la borne GF de dérangement à la terre, permettant ainsi que les modules 60 soient introduits dans la position de gauche ou de droite des bornes de branchement 66 du dispositif de protection. Le boîtier 58 du dispositif de protection peut être monté en utilisant les supports de montage 68, sur n'importe quelle surface appropriée, pouvant ainsi se trouver en toute proximité de l'équipement à protéger.

En ce qui concerne la réalisation du dispositif de protection, la Figure 1 représente un mode de réalisation de l'invention destiné à une ligne triphasée, avec une source triphasée, pour commander un moteur M

5 qui consiste en une charge triphasée. Dans ce mode de réalisation de l'invention, les éléments électriques et électroniques constituant le capteur de courant 14, le module 22 de résistance de charge, le circuit logique 50 de temps inverse, la sortie 52, l'appareil 16 de contacteur de moteur, le circuit logique 28 de rupture de phase, la source d'alimentation 54 et le circuit d'essai 56 sont représentés sous une forme schématique. Dans ce

10 cas, un courant IL qui circule dans la ligne L1 est détecté par un transformateur d'intensité CT1 dans le cap-

15 teur de courant 14. La résistance R2 en série avec le potentiomètre P1 représenté dans le module 22 de résistance de charge constitue ce module 22 déjà décrit, aux bornes duquel apparaît la tension de sortie V. Il faut noter que le potentiomètre P1 peut être une résistance

20 fixe si un étalonnage spécifique de charge est connu. D'une manière similaire, dans les lignes L2 et L3 le courant IL circule par le capteur de courant 14, comprenant des transformateurs d'intensité CT2 et CT3 en produisant une tension aux bornes du module 22 de résistance

25 de charge. Le courant induit dans les transformateurs d'intensité CT1, CT2 et CT3 est redressé dans un circuit en pont triphasé constitué par des diodes D1, D2, D3, D4, D5 et D6. Une varistance V1 est connectée à la sortie du circuit en pont triphasé.

30 Les branches neutres du transformateur d'intensité CT1, CT2, CT3 sont connectées à une extrémité d'une résistance R1 et à une borne GF de dérangement à la terre. L'autre extrémité de la résistance R1 est connectée entre la résistance R2 et le potentiomètre P1. La sortie du

35 capteur de courant 14 produit essentiellement une tension unidirectionnelle telle que la connexion à la résistance R2 est appelée une borne positive 42 tandis que la connexion au potentiomètre P1 est appelée une borne négative

44, correspondant respectivement aux bornes de sortie 18 et 20 du capteur de courant 14. Il faut remarquer que la borne négative 44 et la masse du circuit (appelée la terre) sont au même potentiel. La borne positive 42 est connectée à la cathode de la diode D7, à une extrémité des résistances R4, R9 et R14 et aux anodes des diodes D9 et D10. La borne négative 44 est connectée à une armature des condensateurs C1, C5 et C6 ainsi qu'à l'anode d'une diode Zener ZD6, à une armature du condensateur C8, aux entrées d'alimentation négative de l'amplificateur opérationnel OA1, et au comparateur MC7, ainsi qu'à une extrémité des résistances R32 et R36 et enfin, aux émetteurs des transistors T1 et T2. L'anode de la diode D7 est connectée à l'autre armature du condensateur C1 ainsi qu'à l'autre extrémité de la résistance R4. L'anode de la diode D7 est également connectée à la cathode de la diode Zener ZD1, à une extrémité de la résistance R12 et à la borne de signaux d'entrée négative du comparateur RC4. L'autre extrémité de la résistance R9 est connectée au curseur et à une borne du potentiomètre P2, à une armature du condensateur C2, à l'anode de la diode Zener ZD1, à la borne de signaux d'entrée positive des comparateurs MC4 et MC3 ainsi qu'à l'anode de la diode D8. La cathode D8 est connectée à la borne de signaux d'entrée négative du comparateur MC4, à l'autre extrémité de la résistance R12 et à une extrémité des résistances R25 et R27, à l'anode de la diode D14 et à la cathode de la diode D13. L'autre armature du condensateur C2 est connectée à l'autre borne du potentiomètre P2 et à la masse électrique. La cathode de la diode D9 est connectée à une extrémité de la résistance R17. La cathode de la diode D10 est connectée à la cathode de la diode Zener ZD3 et à une extrémité de la résistance R24. L'autre extrémité de la résistance R17 est connectée à une extrémité de la résistance R15, à une extrémité de la résistance R21 et à la borne de signaux de sortie du comparateur MC4. L'autre extrémité de la résistance R14 est connec-

tée à l'autre extrémité des résistances R15 et R25, à une extrémité de la résistance R16 et du condensateur C9, aux entrées d'alimentation positive de l'amplificateur opérationnel OA1 et du comparateur MC7, à une extrémité d'un contact de repos SW1, à une extrémité de la résistance R30 et au contact de mode automatique du commutateur S1, et enfin aux cathodes des diodes Zener ZD9 et ZD10 qui font partie du circuit en pont d'alimentation 46. L'autre extrémité de la résistance R16 est connectée à la borne de signaux de sortie du comparateur MC3, à l'anode de la diode D11 et à une extrémité de la résistance R20. La cathode de la diode D11 et l'autre extrémité de la résistance R20 sont connectées à la cathode de la diode D12 et à la cathode de la diode Zener ZD4. L'anode de la diode D12 est connectée à une extrémité de la résistance R22 à l'autre extrémité de la résistance R22, à la borne d'entrée négative de l'amplificateur opérationnel OA1 et à l'autre armature du condensateur C6. L'anode de la diode D13 est connectée à l'autre extrémité de la résistance R21 et du condensateur C5 ainsi qu'à la borne de signaux d'entrée négative du comparateur MC8. La borne de signaux d'entrée négative du comparateur MC8 est connectée à la borne de déclenchement (T). La cathode de la diode D14 est connectée à la cathode de la diode Zener ZD6 et à la borne de signaux d'entrée négative du comparateur MC7. L'anode de la diode Zener ZD3 est connectée à l'autre extrémité de la résistance R22.

Une bande de garde entoure les connexions où se rencontrent les résistances R22 et R24, le condensateur C6, la borne de signaux d'entrée négative de l'amplificateur opérationnel OA1 et l'anode de la diode D12. La bande de garde est d'une bande conductrice de l'électricité entourant les connexions précitées sur les deux faces d'une carte de circuits imprimés qui est le mode préféré de réalisation, cette bande de garde étant connectée électriquement à la cathode de la diode D13.

La fonction de la bande de garde est d'entourer les circuits de signaux critiques qui peuvent être affectés par des impédances de carte pouvant intervenir sur le fonctionnement du circuit. Ces impédances sont produites par des choses telles que la construction de la carte, sa propreté, et l'humidité. L'utilisation d'une bande de garde réduit au minimum la possibilité d'impédances de cartes entre la masse ou les tensions d'alimentation, provoquant de faux signaux dans les circuits.

La Figure 1A représente le circuit 24 de dérangements à la terre destiné à être interconnecté avec les circuits de la Figure 1. Les interconnexions se font par les bornes GF, -, +, T et K du circuit 24 de dérangements à la terre avec les bornes GF, -, +, T et K du schéma de la Fig. 1.

La borne GF du circuit 24 de dérangements à la terre est connectée à une extrémité de la résistance R8 dont l'autre extrémité est connectée aux bornes d'entrée de signaux positive et négative des comparateurs MC1 et MC2 respectivement. La borne négative (-) est connectée à une extrémité de la résistance R5, à l'anode de la diode Zener ZD2, à une armature des condensateurs C4 et C7, à l'entrée d'alimentation négative du comparateur MC6, à une extrémité de la résistance R26 et à la cathode d'un redresseur commandé au silicium SC1. La borne positive (+) est connectée à une extrémité des résistances R7 et R19. La borne de déclenchement (T) est connectée à la cathode de la diode D15.

L'autre extrémité de la résistance R5 est connectée à la borne d'entrée de signaux négative du comparateur MC1 et à une borne de la résistance R6. L'autre extrémité de la résistance R6 est connectée à une borne du potentiomètre P3 dont l'autre borne est connectée à son curseur, à l'entrée de signaux positive du comparateur MC2 et à l'autre borne de la résistance R7. La borne de signaux de sortie du comparateur MC1 est connectée à la borne de signaux de sortie du comparateur MC2 et à une extrémité des résistances R10 et R11. L'autre ex-

trémité de la résistance R10 est connectée à la borne d'entrée de signaux négative du comparateur MC5 et à une armature du condensateur C3 dont l'autre armature est à la masse. L'autre borne de la résistance R11 est
5 connectée à une extrémité de la résistance R13, à la borne d'entrée d'alimentation positive de MC6, à une extrémité de la résistance R23, à l'anode de la diode électroluminescente LED1, puis à la borne K. L'autre extrémité de la résistance R13 est connectée à la borne
10 d'entrée de signaux positive du comparateur MC5, à la borne d'entrée de signaux négative du comparateur MC6 et à la cathode de la diode Zener ZD2. L'autre borne de la résistance R19 est connectée à la borne de signaux de sortie du comparateur MC5 et à une extrémité
15 de la résistance R18. L'autre borne de R18 est connectée à la borne d'entrée de signaux positive du comparateur MC6 et à l'autre armature de C4. La borne de signaux de sortie du comparateur MC6 est connectée à l'anode de la diode D15 et à la cathode de la diode Zener ZD5 ainsi qu'à l'autre borne de R23. L'anode de la diode Zener
20 ZD5 est connectée à l'autre borne de C7, R26, puis à la grille du redresseur commandé au silicium SC1. La borne positive de SC1 est connectée à une extrémité de la résistance R28 dont l'autre extrémité est connectée
25 à la cathode de la diode électroluminescente LED1.

Pour en revenir à la Figure 1, l'autre borne du condensateur C8 est connectée à l'entrée de signaux positive de l'amplificateur opérationnel OA1, à l'autre borne de la résistance R27 et à une borne de la résistance R29. La borne de sortie de l'amplificateur opérationnel OA1 est connectée à l'entrée de signaux positive du comparateur MC7. La borne de sortie du comparateur
30 MC7 est connectée à l'autre borne de la résistance R29 et à la cathode de la diode D16. L'entrée de signaux positive du comparateur MC8 est connectée aux anodes des diodes D16 et D17 et de là à une borne de la résistance R31. L'autre borne de la résistance R31 est connectée au contact central du commutateur S1. La borne

de signaux de sortie du comparateur MC8 est connectée à la cathode de la diode 17 et à la cathode de la diode Zener ZD7. L'anode de la diode Zener ZD7 est connectée à l'autre borne de R32 et à la base d'un transistor NPN T2. L'autre borne de la résistance R36 est connectée à la base d'un transistor NPN T1, à une armature du condensateur C11 et à l'anode de la diode Zener ZD11. Le collecteur du transistor T1 est connecté à l'autre armature du condensateur C11, à l'anode de la diode Zener ZD8 et à la cathode de la diode électroluminescente LED2. L'anode de la diode électroluminescente LED2 et la cathode de la diode Zener ZD8 sont connectées à l'autre borne de la résistance R30 et au contact "manuel" du commutateur de connexion S1. La cathode de la diode Zener ZD11 est connectée à l'anode de la diode D20 et à une borne de la résistance R35. L'autre borne de la résistance R35 est connectée à la borne K. La cathode de la diode D20 est connectée au collecteur du transistor T2, à l'anode de la diode D21 et à une borne de la résistance R3. L'autre borne de la résistance R3 est connectée à l'une des bornes d'enroulement du relais RE1. L'autre borne d'enroulement du relais RE1 est connectée à la cathode de la diode D21, à l'autre contact d'un commutateur à retour SW1 et de là à la borne K. L'autre armature du condensateur C9 est connectée à la masse et également à la borne négative du circuit 46 en pont d'alimentation. L'une des bornes d'entrée alternative du circuit 46 en pont d'alimentation est connectée à une borne de la résistance R34 dont l'autre borne est connectée à la borne B. L'autre borne d'entrée alternative du circuit 46 en pont d'alimentation est connectée à une borne de la résistance R33 et du condensateur C10, les autres bornes du condensateur C10 et de la résistance R33 étant connectées ensemble et à la borne A.

Les contacts du relais RE1, (voir Figure 1) sont un jeu de contacts unipolaires de travail dont une borne est connectée à une borne d'enroulement de

l'appareil 16 de contacteur de moteur, l'autre borne d'enroulement étant connectée à une borne d'une source de tension V_S . L'autre borne de la source de tension V_S est connectée à l'autre borne des contacts du relais RE1. Les contacts qui se trouvent dans l'appareil 16 de contacteur de moteur, désignés par 16A, 16B et 16C sont des contacts de travail et sont connectés en série avec les conducteurs L1, L2 et L3 respectivement. Il est bien entendu que l'appareil 16 de contacteur de moteur peut utiliser un appareil de démarrage de moteur standard comportant des boutons de démarrage et d'arrêt pour contrôler la charge.

Dans le mode préféré de réalisation de l'invention, les comparateurs MC3, MC4, MC7 et MC8 font partie d'un boîtier de circuit intégré et par conséquent, bien que chacun des quatre comparateurs ait besoin d'un signal d'entrée, seule une source d'alimentation est nécessaire (voir tableau I).

En raison de la modularité de l'invention, différents points de connexion sont prévus pour permettre d'utiliser différents modules. Par conséquent, pour faciliter le remplacement possible du module 22 de résistance de charge, une borne positive 42 et une borne négative 44 sont prévues, comme déjà décrits, et équivalent aux bornes 18 et 20 de la Fig. 2. De plus, une borne de déclenchement désignée par "T" permet d'injecter un signal de déclenchement pour que le dispositif de protection déconnecte la charge de la source. Egalement une borne GF de dérangement à la terre est prévue à laquelle sont connectées les branches neutres du transformateur d'intensité CT1, CT2, CT3. De même, une borne d'alimentation K délivre l'alimentation à tous les circuits qui peuvent être nécessaires dans un module.

En ce qui concerne maintenant le fonctionnement du dispositif de protection, la Figure 3 illustre les fonctions essentielles de l'invention subdivisées en éléments de réalisation. Ces éléments sont basés sur des circuits au niveau des composants et illustrent

les circuits principaux de circulation de signaux.

En résumé, une source d'alimentation 54 est utilisée pour alimenter la plupart des éléments du dispositif selon l'invention. La source d'alimentation
5 utilise une tension de commande ou d'entrée F5 qui peut être par exemple 115 et 230 Volts à 50 ou à 60 Hz. La tension est réduite ou abaissée à une tension F6 utilisable et redressée en une tension continue F7 qui est alors délivrée aux différentes éléments des fonc-
10 tions d'essai 56, de surintensité et de temporisation 50, de rupture de phase 28 et de détection de dérangements à la terre 24. De plus, des tensions de référence F9 sont produites à partir de la source d'alimentation continue, ainsi qu'un circuit de mise au repos destiné
15 à la fonction de sortie.

Une fonction 14 de détection de courant est utilisée pour détecter l'intensité du courant prélevé par la charge. Le circuit F1 de détection de courant délivre une sortie alternative qui est ensuite redressée
20 en une tension continue F2, et convertie en un signal de tension F3 par une source de courant. Par conséquent, la tension produite par la fonction 14 de détection de courant est proportionnelle à l'intensité du courant prélevé par la charge. La tension est utilisée par la
25 fonction 50 de surintensité et de temporisation, la fonction 24 de détection de dérangements à la terre et la fonction 28 de rupture de phase, car le courant utilisé par la charge donne une indication de surintensité, de rupture de phase et de dérangements à la masse fa-
30 ciles à utiliser.

Le circuit logique 50 de surintensité et de temporisation remplit de nombreuses fonctions. L'intensité du courant utilisé par la charge est détectée sous la forme F10, et produit donc une indication de
35 surintensité. La sortie du circuit de détection de courant varie avec l'intensité du courant prélevé par la charge, de sorte que dans le cas d'une condition de surintensité, elle déclenche un commutateur F12 de tem-

porisation de surintensité. Si l'intensité du courant dans la charge dépasse une valeur prédéterminée pendant une période prédéterminée, un commutateur de déclenchement F14 est excité. De plus, si la charge produit un fort appel de courant, la temporisation de surintensité F13 démarre automatiquement. D'une façon similaire, dans des conditions F11 de démarrage à chaud, lorsque la charge est chaude, soit par son fonctionnement continu, soit par une surchauffe précédente, l'intensité du courant de charge de démarrage est contrôlée, de sorte que la temporisation de surintensité F13 peut provoquer le déclenchement du commutateur de déclenchement F14 si, comme cela a déjà été indiqué, le courant dans la charge dépasse une intensité prédéterminée, mais pendant une plus courte période prédéterminée.

Le circuit d'essais sur place 56 permet au courant continu d'alimentation F7 d'alimenter le commutateur F12 de temporisation de surintensité du circuit de surintensité et de temporisation 50, déclenchant ainsi le commutateur de déclenchement F14 en simulant une condition de dérangement permettant le contrôle F4 du dispositif de protection à semi-conducteurs selon l'invention.

Le circuit 24 de détection de dérangement à la terre utilise la tension F3 produite par le circuit 14 de détection de courant pour déterminer si une condition de dérangement à la terre F19 existe, provoquant ainsi l'initialisation de la temporisation F20 de dérangement à la terre. Après la détection d'un dérangement à la terre dépassant un niveau prédéterminé pendant une période prédéterminée, le déclenchement du module est provoqué, mettant ainsi sous tension un indicateur F22 de dérangement à la terre.

Le circuit 28 de rupture de phase contrôle la tension produite par le circuit 14 de détection de courant. A la détection d'une faute de rupture de phase F15, un commutateur F16 de temporisation de rupture de phase est déclenché, de sorte que le commutateur supplémentaire de déclenchement F18 fonctionne après une période pré-

déterminée F17.

Le circuit de sortie 52 contrôle l'état du commutateur F14 de déclenchement de base faisant partie du circuit logique 50 de surintensité et de temporisation, ainsi que la sortie du commutateur de déclenchement supplémentaire F18 faisant partie du circuit 28 de rupture de phase. A la détection d'un signal de déclenchement, le transistor F25 de commande de relais désexcite un relais de commande F26 qui, à son tour, commande un contacteur F25 qui déconnecte la source d'alimentation de la charge. De plus, le circuit F25 de transistor de commande de relais provoque la production d'une indication F24, ainsi qu'un "verrouillage" F23 en condition de sortie, de sorte que le relais de commande maintient le contact ouvert jusqu'à ce qu'un signal F8 de mise au repos soit reçu.

Une description détaillée des circuits sera maintenant faite. En ce qui concerne la source d'alimentation 54, la Figure 1 montre que ce circuit 54 est destiné à fonctionner continuellement à partir d'une source de tension qui est connectée aux bornes d'alimentation "A" et "B" et qui peut être, comme cela a été indiqué, 115/130 Volts, sous 50/60 Hz en fonction de la valeur des composants choisis. L'abaissement de la tension d'entrée disponible est effectué en utilisant un condensateur C10 comme un composant de chute de tension. La résistance R33 est dimensionnée de manière à présenter un circuit de décharge au condensateur C10 tandis que la résistance R34 est utilisée comme un limiteur de courant. Le circuit 46 de pont d'alimentation utilisant les diodes D18, D19, ZD9 et ZD10 convertit la tension d'entrée alternative des bornes "A" et "B" en une tension continue. Les deux diodes Zener ZD9 et ZD10 limitent la tension continue maximale. L'ondulation alternative est réduite par un condensateur de filtrage C9; La tension d'alimentation V_K alimente directement les comparateurs de système MC1, MC2, MC3, MC4, MC5, MC6,

MC7 et MC8 ainsi que l'amplificateur opérationnel OA-1. Il faut noter que les comparateurs MC1 et MC8 font partie de circuits intégrés (IC) qui, comme l'indique le tableau I, comportent quatre comparateurs
 5 par circuit intégré.

Dans le présent mode de réalisation, les comparateurs MC1 à MC8 sont polarisés de manière que si la tension à la borne de signaux d'entrée positive est supérieure à la tension à la borne de signaux d'entrée
 10 négative, la borne de sortie présente une haute impédance, et se trouve par conséquent essentiellement déconnectée du reste du circuit tandis que si la tension à la borne de signaux d'entrée négative est supérieure à la tension à la borne d'entrée de signaux positive,
 15 la sortie du comparateur est électroniquement connectée à l'entrée d'alimentation négative du circuit intégré associé, se trouvant donc à la masse comme l'indiquent les schémas des Figures 1 et 1A.

Tableau I

20	<u>Circuit Intégré</u>	<u>Désignation</u>	<u>Fonction</u>
	IC-2	MC1	Comparateur de détection de dérangements à la terre
	IC-2	MC2	Comparateur de détection de dérangements à la terre
	IC-1	MC3	Comparateur de commutateur de temporisation de surintensité
	IC-1	MC4	Comparateur de commutateur de temporisation de rupture de phase
25	IC-2	MC5	Comparateur de temporisation de dérangements à la terre
	IC-2	MC6	Comparateur de temporisation de dérangements à la terre
	IC-1	MC7	Comparateur de déclenchement par surintensité
	IC-1	MC8	Comparateur de commutateur de déclenchement supplémentaire
	IC3	OA-1	Tampon

De plus, la tension d'alimentation V_K allume les indicateurs de déclenchement, les diodes électroluminescentes LED1, LED2, le circuit de sortie 52, le circuit d'essai 56 et la branche de tension de référence. Les tensions de référence V_1 , V_2 sont produites à partir de la tension d'alimentation V_K , en utilisant la résistance R25, la diode D14 et la diode Zener ZD6. Par conséquent, deux tensions de référence sont produites, la première tension de référence V_1 apparaissant à l'anode de la diode D14 pour déterminer la temporisation de surintensité et les points de réglage de commutation des comparateurs MC3 et MC4 (voir tableau I). La seconde tension de référence V_2 produite à la cathode de la diode Zener ZD6 fournit le signal de référence au comparateur MC7 de déclenchement par surintensité entre l'amplificateur opérationnel OA-1 et les circuits de sortie 52. Deux tensions de référence sont nécessaires pour assurer le fonctionnement à des tensions d'entrée réduites qui peuvent apparaître aux bornes "A" et "B".

En ce qui concerne le capteur de courant i_4 , les trois lignes L1, L2 et L3 d'une source triphasée sont connectées en série respectivement avec les contacts de travail 16A, 16B et 16C du disjoncteur ou de l'appareil 16 de contacteur de moteur, à une charge triphasée, par exemple un moteur M. Les transformateurs d'intensité CT1, CT2 et CT3 qui se trouvent dans le boîtier de protection 58 de la Fig. 5 sont disposés respectivement sur les lignes L1, L2 et L3 pour échantillonner le courant prélevé par la charge M. Les transformateurs d'intensité CT1, CT2 et CT3 peuvent être connectés en étoile, en produisant un courant alternatif proportionnel au courant primaire IL prélevé par la charge M. Le courant alternatif est ensuite redressé en un courant continu en utilisant les diodes D1, D2, D3, D4, D5 et D6 constituant un pont triphasé. Une varistance V1 assure une protection contre les surtensions transitoires qui peuvent être produites par les entrées des trans-

formateurs d'intensité CT1, CT2 et CT3. La sortie des diodes D1 à D6 est convertie en une tension continue proportionnelle au courant IL prélevé par la charge, au moyen de la résistance de charge 22. Pour une intensité donnée, l'amplitude de cette tension à 100 pour cent de la charge M est constante et déterminée par la valeur de la résistance de charge 22, de sorte que les valeurs de la résistance R2 et du potentiomètre P1 sont réglées de manière à produire la même tension qu'aux bornes "+" 42 et "-" 44 indépendamment de la valeur de la charge M. Par conséquent, la valeur de la résistance de charge 22 est choisie essentiellement pour "correspondre" aux différentes charges M, ayant toujours la même tension aux bornes. Il est bien entendu que la résistance de charge 22 peut être introduite de façon permanente dans le circuit de protection de charge associé, mais dans le présent mode de réalisation, elle constitue un module 22 comme le montre la Figure 2. La sortie continue des redresseurs en pont triphasé D1 à D6 est proportionnelle à la différence maximale entre deux des trois courants triphasés. Par conséquent, quand les courants des phases du moteur sont égaux, la tension continue minimale de la forme d'onde résultante peut être par exemple environ 0, 866 fois la tension continue maximale, et la fréquence d'ondulation est six fois la fréquence en ligne. Quand la charge ou le moteur M subit une rupture de phase, la tension continue produite est un signal de sortie continu qui ressemble à la sortie d'un redresseur en pont monophasé. Par conséquent, dans le présent mode de réalisation de l'invention, le module 22 de résistance de charge doit avoir une résistance de par exemple 60 à 600 Ohms de manière à délivrer une tension de sortie aux bornes positive et négative 42 et 44, par exemple en moyenne de 10 V pour un courant IL dans une charge M à 100%.

Le circuit de surintensité (voir également Fig. 3) produit un déclenchement par surintensité d'un contacteur, sur la base de la relation courant-temps

(I^2T) dérivée fondamentalement de l'échauffement dans une charge M. Par conséquent, pour des courants IL dépassant 115 pour cent du courant à pleine charge M, pouvant produire par exemple 11,5 Volts à la borne positive 42, le circuit de surintensité 50 déclenche une séquence de temporisation. La vitesse de temporisation dépend de l'importance de la surintensité (qui détermine respectivement la valeur de la tension aux bornes positive et négative 42 et 44) et, dans une certaine mesure du courant avant la condition de surintensité.

Plus particulièrement, une branche résistante à deux composants détecte la tension à la borne positive 42, qui est proportionnelle au courant dans la charge M. Le potentiomètre P2 permet l'étalonnage du point de déclenchement tandis que le condensateur C2 filtre l'entrée continue vers le comparateur MC3 de commutateur de temporisation de surintensité. Si la tension à l'entrée positive du comparateur MC3 de commutateur de temporisation de surintensité dépasse la tension de référence V1, la sortie de ce comparateur MC3 passe à l'état "ouvert". La fonction de la diode D8 est de protéger les entrées positives du comparateur MC3 de commutateur de temporisation de surintensité contre les tensions d'entrée excessives.

Les valeurs de la résistance R9 et du potentiomètre P2 sont réglées pour que la tension à la borne d'entrée positive du comparateur MC3 soit supérieure à la tension à la borne négative et par conséquent, la sortie du comparateur MC3 se trouve à l'état de haute impédance (ouvert) quand la charge M est supérieure à 115 pour cent. Par conséquent, avec une charge M inférieure à 115 pour cent, le condensateur de temporisation C6 se charge jusqu'à une tension initiale qui est inférieure à la tension apparaissant à la borne positive 42 et peut par exemple ne pas dépasser 5 Volts, alors que de façon similaire pendant un démarrage à froid, quand la charge M n'est pas alimentée, la tension initiale du condensateur de temporisation C6 est nulle. A l'appar-

rition d'une condition de surintensité, la tension à la borne positive 42 et par conséquent à l'entrée de signaux positive du comparateur MC3 devient supérieure à la tension de référence V_1 et par conséquent, à la borne d'entrée de signaux négative du comparateur MC3. Cela entraîne donc le passage du comparateur MC3 à l'état de haute impédance (ouvert). Le condensateur C6 peut donc se charger par un courant provenant de la diode D10 et de la résistance R24 jusqu'à une tension qui s'approche de la tension à la borne positive 42. Le condensateur C6 produit donc la temporisation, tout en représentant la capacité thermique d'une charge, par exemple la température d'un enroulement du moteur. En outre, la tension d'amorçage de la diode Zener ZD3 est choisie de manière qu'avec une condition de surintensité dépassant 140 pour cent de charge nominale, la diode Zener ZD3 amorce, permettant le passage d'un courant par la branche R22. Cela permet donc une approximation exponentielle en deux parties de la relation de temporisation I^2T et par conséquent, un taux de charge plus rapide du condensateur C6. Les valeurs des composants du circuit de temporisation sont calculées de manière à produire un actionnement de déclenchement d'environ neuf secondes à un courant à pleine charge M de 600 pour cent, d'environ une minute à un courant à pleine charge de 200 pour cent et d'environ 3 minutes à un courant à pleine charge de 125 pour cent. Cela est représenté graphiquement sur la Figure 4. Pour une constante de temps donnée, les valeurs des résistances R22 et R24 sont choisies de manière à être très élevées par rapport à la valeur de la capacité du condensateur C6. En outre, la valeur du condensateur C6 est choisie très petite car la considération principale pour le choix du condensateur de temporisation C6 est un faible rapport entre le courant de fuite et la capacité. Par conséquent, les valeurs de R22 et R24 peuvent être par exemple de 11 Megohms

et 20 Megohms respectivement tandis que la valeur du condensateur C6 peut être par exemple de 6 microfarads seulement. Mais étant donné que de très faibles courants de charge, qui peuvent être de l'ordre de quelques nano-ampères, sont utilisés, des circuits de fuites potentielles doivent être isolés. Cela se fait au moyen d'un certain nombre de composants tels que la résistance R16 qui établit les conditions de valeurs de courant de charge pour la borne de sortie du comparateur MC3 de temporisation de surintensité, et par le choix d'une diode D12 à faible fuite, isolant ainsi cette source de courant du circuit de temporisation 50. En outre, des courants de polarisation d'entrée tels que celui du comparateur MC7 de déclenchement par surintensité peuvent affecter la temporisation et par conséquent, le comparateur MC7 de déclenchement par surintensité est également isolé du reste du circuit de temporisation par l'amplificateur opérationnel OA1.

De plus, des impédances non contrôlées de la carte de circuits imprimés peuvent intervenir dans le fonctionnement du circuit et la temporisation car ces impédances peuvent être par exemple de l'ordre de 100 à 1000 Megohms, et résultent de paramètres incontrôlés tels que la réalisation de la carte, sa propreté et l'humidité. Les effets de ces impédances sont réduits au minimum par la bande de garde 48 qui, comme cela a déjà été indiqué, isole les points critiques du circuit de temporisation des tensions voisines sur la carte de circuits. La bande de garde 48 est connectée électriquement à la branche de référence neutre V_1 de sorte qu'il ne peut apparaître une impédance comparativement faible à la masse ou une impédance comparativement faible à la tension haute.

En présence d'une condition de surintensité, quand la tension du condensateur C6 dépasse la tension de référence qui est disponible à la borne positive de l'amplificateur opérationnel OA1, le comparateur MC7 de déclenchement par surintensité, normalement à l'état

de haute impédance (ouvert), passe à basse impédance mettant ainsi à la masse la borne de sortie de MC7 et permettant au circuit de sortie 52 de désalimenter la charge M. Avec la sortie du comparateur MC7 au niveau
5 bas, les résistances R27 et R29 divisent par deux la tension à la borne d'entrée de signaux positive du comparateur. Cette action maintient le signal, maintenant ainsi la condition de déclenchement pour le circuit de sortie 52, jusqu'à ce que la condition de surintensité
10 soit éliminée avec le condensateur de temporisation C6 déchargé au-dessous de la tension à laquelle il était pour cent pour cent de la charge nominale M et en général, dans le présent mode de réalisation de l'invention, cinq Volts. Par conséquent, la mise au repos est retardée de plusieurs minutes et, dans le présent mode de réalisation, d'environ une minute un quart. La diode D10
15 limite un circuit de décharge possible, assurant le contrôle de l'intervalle de retard pendant que le condensateur C8 assure une insensibilité relative aux transitoires parasites. La diode D11 et la diode Zener ZD4
20 sont dimensionnées de manière à limiter la tension maximale qui apparaît à la borne d'entrée de signaux négative de l'amplificateur opérationnel OA1 et qui pourrait endommager les composants si la tension aux bornes du
25 condensateur C6 dépassait un niveau de sécurité pour l'amplificateur opérationnel OA1.

En ce qui concerne le circuit 28 de rupture de phase, comme cela a déjà été indiqué, dans le cas d'une rupture de phase à la charge M, le signal de tension qui
30 apparaît à la borne positive 42 ressemble à la tension continue d'un redresseur en simple pont. Le comparateur MC4 de temporisation de rupture de phase, en contrôlant les tensions aux bornes des condensateurs C1 et C2, détecte ce changement de forme d'onde et déclenche une
35 temporisation pour le comparateur MC8 de commutateur de déclenchement supplémentaire qui réagit également à des signaux de déclenchement provenant de modules extérieurs.

Dans des conditions triphasées normales, la tension apparaissant à la borne d'entrée de signaux négative du comparateur MC4 de temporisation de rupture de phase est égale à la tension aux bornes du condensateur C1 et approche la tension à la borne positive 42, tandis que la tension apparaissant à la borne d'entrée de signaux positive du comparateur MC4 de temporisation de rupture de phase est égale à la tension aux bornes du condensateur C2. Etant donné que la sortie des transformateurs d'intensité CT1, CT2 et CT3 délivre un courant alternatif, une ondulation se propage par les diodes D1 à D6 de sorte que la tension à la borne positive 42 contient une certaine ondulation et par conséquent un minimum et un maximum. C'est de cette tension maximale de 100 pour cent de la charge nominale M que s'approche la tension à la borne d'entrée de signaux négative du comparateur MC4. La tension minimale n'est pas suffisamment basse pour permettre la décharge du condensateur C1 de détection de crête par la diode D7. Mais dans des conditions de rupture de phase, la tension minimale décroît jusqu'au voisinage du potentiel de la masse, permettant ainsi au condensateur C1 de se décharger par la diode D7 plus rapidement que la tension aux bornes du condensateur C2 ne décroît, et elle est inférieure à la tension détectée par le circuit 50 de surintensité et de temporisation. Par conséquent, la tension apparaissant à la borne d'entrée de signaux positive du comparateur MC4 de commande de temporisation de rupture de phase est supérieure à la tension du signal négatif, égale à la tension à la borne d'entrée du comparateur MC4, de sorte que la sortie de ce dernier passe à l'état de haute impédance par conséquent ouvert. La diode Zener ZD1 protège la borne d'entrée de signaux négative du comparateur MC4 contre toute tension excessive. La résistance R12 polarise le comparateur MC4 dans des conditions de courant nul.

Avec la sortie du comparateur MC4 de temporisation de rupture de phase ouverte, le condensateur de temporisation C5 est chargé par la tension qui apparaît à la borne positive 42. Le temps à partir de la
5 détection de la rupture de phase jusqu'au déclenchement réel du circuit de sortie dépend de l'intensité du courant dans la ou les phases qui subsistent. Le temps de déclenchement est établi par la résistance R15 qui est alimentée à partir de la tension d'alimen-
10 tation V_K . Si le courant en rupture de phase augmentait la temporisation serait accélérée par la branche de charge comprenant la résistance R17 et la diode D9. Pour des courants en rupture de phase de 50 pour cent de la charge nominale M, le temps de déclenchement peut
15 être par exemple de 30 secondes, tandis que le temps de déclenchement avec un courant de 100 pour cent de la charge nominale M en rupture de phase peut être par exemple de 20 secondes. De plus, le condensateur C5 sert de condensateur de déclenchement pour des modules
20 extérieurs qui peuvent être connectés à la borne T, en se chargeant instantanément à une tension dépassant celle qui apparaît à la borne d'entrée de signaux positive du comparateur MC8 de commutateur de déclenchement supplémentaire. Dans le mode normal ou sans déclen-
25 chement, la tension qui apparaît à la borne d'entrée positive du comparateur MC8 de commutateur de déclenchement supplémentaire est égale aux chutes de tension de D17, ZD7 et de la jonction base-émetteur du transistor T2. Par conséquent, si la tension aux bornes du con-
30 densateur C5 et donc la tension qui apparaît à la borne d'entrée de signaux négative du comparateur MC8 de commutateur de déclenchement supplémentaire dépassent la chute de tension due aux diodes D17, ZD7 et aux transis-
tor T7, la sortie du comparateur MC8 se trouvant normale-
35 ment à l'état de haute impédance (ouverte) passe à basse impédance, reliant la borne de sortie à la masse. Cela produit un signal de déclenchement pour l'étage de

sortie 52. A la production du signal de déclenchement, la tension à la borne d'entrée de signaux positive du comparateur MC8 est réduite à la chute de tension de la diode D17, généralement 0,6 Volt. Cette réduction de tension à la borne positive du comparateur MC8 maintient le signal de déclenchement jusqu'à ce que la condition de déclenchement soit éliminée et que le condensateur de temporisation C5 soit déchargé à moins de la chute de tension de la diode D17. Le retard de la chute de tension est également contrôlé par la valeur de la résistance R21, ce retard étant d'autant plus long que la valeur de cette résistance est plus élevée de manière telle que si la résistance R21 est par exemple de 900 kilohms, il en résulte un retard de 1,25 minutes tandis que par exemple si la résistance R21 est choisie avec une valeur plus basse, par exemple 15 kilohms, la mise au repos n'est pas retardée du tout mais en fait instantanée.

En ce qui concerne le circuit 24 de dérangement à la terre, la Fig. 1A est un schéma de ce circuit. Il est bien entendu que le circuit 24 de dérangements à la terre peut être intégré avec les circuits du dispositif de protection de charge, mais dans le présent mode de réalisation de l'invention, il consiste en un module 24 représenté sur la Figure 2 et qui peut être enfiché comme le montre la Figure 5. En l'absence d'un dérangement à la terre, les courants des phases dans les lignes L1, L2 et L3 de la Fig. 1 sont égaux en intensité et déphasés de 120° . La sortie continue du capteur de courant 14 contient une amplitude d'ondulation d'environ 14% à environ six fois la fréquence de la source et, dans le présent mode de réalisation, une source de 60 Hz environ produit une fréquence d'ondulation de 360 Hz. De plus, en l'absence d'un dérangement à la terre dans la charge M, la somme vectorielle des courants des phases dans la charge et par conséquent, la somme vectorielle des courants dans les secondaires de transformateur de la branche neutre GF de la Fig. 1

est égale à zéro. Par conséquent, aucun courant ne circule dans la résistance R1 et les chutes de tension aux bornes de la résistance R2 et du potentiomètre P1 peuvent être égales (voir Figure 1). Lorsqu'un dérangement à la terre se produit, la somme vectorielle des courants dans les trois phases de la charge M n'est plus égale à zéro. Il en résulte qu'un courant résiduel circule dans la résistance R1 de la Fig. 1 vers la branche neutre GF. En même temps qu'un courant dans la résistance R1, il apparaît des courants inégaux dans la résistance R2 et le potentiomètre P1. Il est bien entendu que la résistance R1 peut être par exemple un court-circuit car sa fonction principale est de présenter un circuit dans la branche neutre pendant une condition de dérangement à la terre. Dans cette condition de dérangement à la terre, un courant circule dans la résistance R1 et la tension aux bornes de R2 est différente de celle aux bornes du potentiomètre P1. Par conséquent, la tension potentielle de la borne GF n'est plus environ la moitié de la tension des bornes "+" et "-" 40, 44. Avec ce niveau de tension à la borne GF inférieure à la moitié de la tension aux bornes positive et négative 42 et 44, la tension à la borne d'entrée de signaux négative du comparateur MC1 de capteur de dérangement à la terre est supérieure à la tension à la borne positive de ce comparateur MC1, ce dont il résulte que la borne de signaux de sortie du comparateur MC1 est à la masse. La borne de signaux de sortie à la masse du comparateur MC1 ou MC2 entraîne une décharge à la masse du condensateur C3 qui est normalement chargé essentiellement à la tension V_K . Par conséquent, le comparateur MC5 de temporisation de dérangement à la masse reçoit à sa borne d'entrée de signaux positive une tension essentiellement égale à la tension d'amorçage de la diode Zener ZD2, supérieure à la tension de la borne d'entrée de signaux négative. Par conséquent, la sortie du comparateur MC5 se trouve à l'état de haute impédance ou

ouvert. Cela permet au condensateur C4 de se charger jusqu'à une tension qui dépasse la tension d'amorçage de la diode Zener ZD2 et par conséquent, la tension de la borne d'entrée de signaux positive du comparateur

5 MC6 de temporisation de dérangement à la terre est supérieure à la tension de la borne d'entrée de signaux négative de ce même comparateur. La borne de signaux de sortie de MC6 est donc à l'état de haute impédance (ouvert). Cela permet que la tension V_K à la borne K fasse circuler un courant dans la diode D15 vers la borne de déclenchement T, entraînant ainsi que le comparateur MC8

10 de commutateur de déclenchement supplémentaire de la Fig. 1 démarre une séquence de déclenchement et désalimente la charge M. La valeur de la diode Zener ZD5 est choisie pour assurer le démarrage de la séquence de déclenchement. La diode Zener ZD5 doit avoir une tension d'amorçage supérieure à la tension apparaissant à la borne d'entrée de signaux positive du comparateur MC8 de

15 commutateur de déclenchement supplémentaire. La tension appliquée en plus de la tension d'amorçage de ZD5 entraîne l'amorçage de la grille du redresseur commandé au silicium SC1, permettant le passage d'un courant et à la diode électroluminescente LED1 d'indiquer qu'un déclenchement par dérangement à la terre s'est produit. La mise

20 au repos du dispositif de protection se fait de la manière décrite ci-après, soit automatiquement, soit manuellement.

Dans le mode normal, lorsqu'aucun dérangement à la terre n'est présent, la sortie du comparateur MC6

30 de temporisation de dérangement à la terre est à la masse, court-circuitant à la masse la tension V_K produisant un courant dans la résistance R23, de manière à ne pas permettre qu'un courant circule par la diode D15 ou la diode Zener ZD5, pour supprimer l'alimentation de

35 la grille du redresseur SC1. De plus, dans le mode de mise au repos à l'ouverture du contact momentané du commutateur SW1, la tension est supprimée de la borne K

arrêtant ainsi la circulation d'un courant dans le redresseur commandé au silicium SC1, ce qui éteint la diode électroluminescente LED1. Le potentiomètre P3 détermine le pourcentage de courant de dérangement à la terre qui est permis avant d'autoriser le changement d'état des comparateurs MC1 ou MC2. De plus, la diode Zener ZD2 détermine la tension et par conséquent le pourcentage de charge du moteur IL pour lequel le comparateur MC5 de temporisation de dérangement à la terre est débloquent.

Le circuit d'essai 56 permet de contrôler le circuit 50 de surintensité et de temporisation en l'absence d'une condition de surintensité dans la charge M, ou sans utiliser un dispositif d'essai extérieur. La résistance R14 est dimensionnée de manière que pendant le mode de contrôle du courant de repos normal, lorsque la charge M n'est pas en condition de surintensité, l'effet de l'adjonction de la résistance R4 soit réduit au minimum. Cela est dû à la faible impédance de la résistance de charge 22, dont il a été mentionné précédemment qu'elle était de l'ordre de 60 à 600 Ohms. A l'enlèvement de la prise d'étalonnage 22 ou d'un autre module, tel que celui représenté sur la Figure 2, l'impédance du circuit 14 de détection de courant augmente jusqu'à une valeur qui est d'environ 5,5 fois celle de la résistance R14. Etant donné que la résistance R14 est alimentée par la tension d'alimentation V_K , la tension qui apparaît à la borne positive 42 dépasse celle qui devrait apparaître à la résistance de charge 22 si la charge M recevait un courant nominal de 100%. Cela simule donc une condition de surintensité de sorte que le circuit 50 de surintensité et de temporisation commence à déclencher une séquence de temporisation. Cette séquence se déroule de la même manière que celle déjà mentionnée pour une condition réelle de surintensité. La résistance R14 est prévue de manière à simuler un courant représentant 125 pour cent du

courant à pleine charge du moteur M, de sorte que la charge M est déconnectée de la source en environ 3 minutes, comme l'indique la Figure 4. La remise sous tension de la charge M se fait dans le circuit de sortie 52 et se poursuit de manière à provoquer un déclenchement, désalimentant ainsi la charge M, jusqu'à ce que le module 22 de résistance de charge soit à nouveau enfiché dans le dispositif de protection de charge.

En ce qui concerne le circuit de sortie 52, à la production d'un signal de déclenchement par le circuit 50 de surintensité et de temporisation, le circuit 28 de rupture de phase ou par l'apparition d'un signal de déclenchement à la borne T, provenant par exemple du circuit 24 de dérangement à la terre, le transistor T2 de commande de relais et par conséquent le relais de sortie RE1 sont désexcités, supprimant ainsi l'alimentation de la charge M. Simultanément avec la désexcitation du relais RE1, la diode électroluminescente LED1 et le transistor T1 de circuit de blocage sont excités. Le commutateur de connexion S1 indique si l'unité revient automatiquement au repos ou nécessite une mise au repos manuelle, par le fait que la source de tension à la base du transistor T2 de commande de relais est connectée en série avec le commutateur S1.

Dans l'état normal sous tension, lorsque l'alimentation est appliquée à la charge M, le courant de base du transistor T2 de commande de relais est fourni par la résistance R31 et la diode Zener ZD7. Avec le transistor T2 débloquent, le relais de commande RE1 est excité maintenant fermés ses contacts de travail. Avec le transistor T2 saturé, l'attaque de base du transistor T1 de commande de blocage est dérivée à la masse par la diode D20, maintenant ainsi éteinte la diode électroluminescente LED2. La résistance R36 de base du transistor T1 assure l'état de ce transistor quand le transistor T2 est débloquent.

Si la borne de sortie du comparateur MC7 de déclenchement par surintensité ou du comparateur MC8 de commutateur de déclenchement supplémentaire passe au niveau bas, passant ainsi à la masse, l'attaque de base du transistor T2 de commande de relais est court-circuitée à la masse. L'utilisation de la diode D16 assure que la tension nécessaire pour changer d'état de l'amplificateur opérationnel OA1 et par conséquent l'état du comparateur MC7 de déclenchement par surintensité n'est pas affectée par un changement d'état du circuit de sortie 52. Cette action permet donc que le comparateur MC7 ou MC8 qui a provoqué le déclenchement commande la durée du retard avant la mise au repos. Le commutateur S1 automatique-manuel peut être un commutateur unipolaire à deux positions ou un point de connexion interne dans le schéma de la Figure 1 et, dans le présent mode de réalisation de l'invention, il s'agit d'un point de connexion. Dans la configuration manuelle, le temps qui s'écoule avant la mise au repos après la désexcitation du relais RE1 peut être instantané pour des conditions de déclenchement provoquées par le comparateur MC8 de commutateur de déclenchement supplémentaire, ou plus long, par exemple 1,25 minute pour des déclenchements provoqués par le comparateur MC7 de déclenchement par surintensité. La raison du retard avant la mise au repos lorsqu'un déclenchement par surintensité apparaît, est qu'il faut permettre à la charge M de se refroidir après une condition de surchauffe. Pendant le fonctionnement du relais RE1, la diode D21 évite d'endommager les composants à semi-conducteurs associés. Pendant le temps où le transistor T2 de commande de relais est bloqué, le courant d'attaque de base pour le transistor T1 de commande de blocage est fourni par la résistance R35, permettant le déblocage du transistor T1 ainsi que de l'indicateur à diode électroluminescente LED2. La diode Zener ZD8 fournit un circuit de conduction secondaire si l'indicateur LED2 est défaillant. Dans la configuration manuelle,

cette action est maintenue automatiquement de sorte que le courant d'attaque de base du transistor T2 de commande de relais est fourni par la chute de tension à la jonction entre la résistance R30 de limitation de courant et l'anode de la diode électroluminescente LED2. La diode Zener ZD7 et la résistance R32 de base du transistor T2 assurent que l'état de déclenchement est maintenu jusqu'à ce que l'alimentation du circuit de sortie 52 soit interrompu, en utilisant le commutateur momentané SW1. Si avant l'actionnement du commutateur SW1, le comparateur MC7 de déclenchement par surintensité et le comparateur MC8 de commutateur de déclenchement supplémentaire ne sont pas en condition de déclenchement, au rétablissement de l'alimentation, le courant d'attaque de base du transistor T2 est rétabli, et par conséquent, le relais de sortie RE1 est excité et ferme ses contacts. Si le comparateur MC7 ou le comparateur MC8 est en état de déclenchement quand le commutateur SW1 est manoeuvré, le courant d'attaque de base du transistor T2 est à nouveau dérivé à la masse, maintenant ainsi désexcité le relais de sortie RE1 et maintenant débloquent le transistor T1 et la diode électroluminescente LED2. La diode Zener ZD11 inhibe l'indicateur à diode électroluminescente LED2 et le transistor T1 de commande de blocage lorsque la tension d'alimentation V_K est inférieure à environ 75% de la tension d'amorçage des diodes Zener ZD9 et ZD10. Cela assure que lorsque l'alimentation est appliquée, l'unité ne passe pas à l'état de déclenchement à moins que le retard nécessaire pour la mise au repos ne soit écoulé. Le condensateur C11 réduit la sensibilité de l'unité aux parasites.

Dans le mode automatique du commutateur S1, le courant d'attaque de base du transistor T2 de commande de relais est fourni par la tension d'alimentation V_K . Quand l'état de l'un des comparateurs de déclenchement MC7 ou MC8 revient à la normale, condition de coupure, le courant d'attaque de base est rétabli pour le tran-

sistor T2 sans intervention de l'opérateur, excitant ainsi le relais de commande RE1 qui ferme ses contacts de travail associés, et bloquant le transistor T1 et l'indicateur à diode électroluminescente LED2.

- 5 Il est bien entendu que le dispositif selon l'invention peut contrôler des charges autres que des moteurs comme des transformateurs ou des sources d'alimentation sans sortir du cadre ni de l'esprit de l'invention. En outre, il est bien entendu qu'un disjoncteur
- 10 peut être utilisé à la plaque du contacteur ou que le circuit de sortie peut déclencher un signal audible et/ou une alarme visuelle au lieu ou à la place du contacteur. Il est en outre bien entendu que les comparateurs qui font partie des circuits intégrés peuvent être agen-
- 15 cés dans des combinaisons différentes sur des circuits intégrés, ou être combinés dans des circuits d'intégration poussée ou même consister en des composants discrets. De plus, le niveau ou la durée des conditions de dérangement avant le déclenchement peut être augmenté ou di-
- 20 minué. De plus, d'autres modules qui n'ont pas été mentionnés explicitement peuvent utiliser cette disposition et peuvent comprendre par exemple des modules de longue accélération, des modules de déséquilibre de phase, utilisant la disposition des broches selon l'invention.
- 25 Par conséquent, en plus des avantages mentionnés ci-dessus, l'invention qui a été décrite apporte un dispositif de protection de charge qui est compact, avec des possibilités d'extension modulaire, tout en constituant un dispositif de protection de charge efficace
- 30 L'invention concerne ainsi un dispositif de protection de charge qui coordonne étroitement la protection de charge avec la détection des conditions de dérangement.

IDENTIFICATION DES REFERENCES NUMERIQUES UTILISEES
DANS LES FIGURES

<u>LEGENDE</u>	<u>REF. N°</u>	<u>FIGURE</u>
CAPTEUR DE COURANT	F1	3
ALTERNATIF-CONTINU	F2	3
INTENSITE-TENSION	F3	3
ESSAI SUR PLACE	F4	3
TENSION DE COMMANDE	F5	3
ABAISSMENT DE COMMANDE	F6	3
ALTERNATIF CONTINU	F7	3
MISE AU REPOS	F8	3
TENSIONS DE REFERENCE	F9	3
DETECTION DE NIVEAU	F10	3
DEMARRAGE A CHAUD	F11	3
COMMUTATEUR TEMPORIS. SURINTENSITE	F12	3
TEMPORISATEUR SURINTENSITE	F13	3
CAPTEURS DE COURANT	14	2
CAPTEUR DE COURANT	14'	2A
COMMUTATEUR DE DECLenchement DE BASE	F14	3
CAPTEUR RUPTURE DE PHASE	F15	3
COMMUTATEUR TEMPORISATION RUPTURE DE PHASE	F16	3
TEMPORISATION RUPTURE DE PHASE	F17	3
COMMUTATEUR DECLenchement SUPPLEM.	F18	3
MODULE DERANGEMENT A LA TERRE	F19	3
TEMPORISATION DERANGEMENT A LA TERRE	F20	3
COMMUTATEUR DECLenchement DERANGEMENT A LA TERRE	F21 F	3
RESISTANCE DE CHARGE	22	2
RESISTANCE DE CHARGE	22'	2A
INDICATEUR DECLenchement DERANGEMENT A LA TERRE	F22	3
TRANSISTOR COMMANDE VERROUILLAGE	F23	3
MODULE DERANGEMENT A LA TERRE	24	2
INDICATION ET VERROUILLAGE	F24	3
TRANSISTOR COMMANDE RELAIS	F25	3
CIRCUIT LOGIQUE TEMPS INVERSE	26	2
CIRCUIT LOGIQUE TEMPS INVERSE	26'	2A
RELAIS DE COMMANDE	F26	3

LEGENDE

	<u>N° REF.</u>	<u>FIGURE</u>
CONTACT DE SORTIE	F27	3
DETECTION DE RUPTURE DE PHASE	28	2
MODULE ACCESSOIRE	30	2
MODULE ACCESSOIRE	30'	2
COMMUTATEUR DE SORTIE	38	2
COMMUTATEUR DE SORTIE	38	2A

REVENDICATIONS

1 - Dispositif de protection de charge destiné à protéger un circuit électrique contre des surintensités, caractérisé en ce qu'il comporte un dispositif capteur (14) destiné à détecter un courant qui
5 circule dans un circuit électrique, ce dispositif capteur produisant un signal de sortie qui est fonction dudit courant qui circule, un dispositif (26) de surcharge en temps inverse connecté audit dispositif capteur et destiné à détecter l'état thermique de ladite
10 charge, produisant un signal pour un dispositif de déclenchement de commande de circuit, ce dernier signal étant produit à un instant qui est fonction de l'état thermique de ladite charge, un dispositif à condensateur connecté audit dispositif de surcharge en temps
15 inverse, comprenant un dispositif pour élever le niveau de tension dans ledit dispositif à condensateur en fonction de l'état thermique de ladite charge et un dispositif (38) de déclenchement de commande de circuit, connecté audit dispositif de surcharge en temps inverse
20 et audit circuit électrique pour commander ce circuit électrique quand ledit dernier signal est produit.

2 - Dispositif de protection selon la revendication 1, caractérisé en ce que ledit dispositif (38) de déclenchement de commande de circuit ouvre ou ferme
25 ledit circuit électrique.

3 - Dispositif de protection selon la revendication 1, caractérisé en ce que ledit dispositif (38) de déclenchement de commande de circuit ouvre ou ferme
ledit circuit électrique.

30 4 - Dispositif de protection selon la revendication 2, caractérisé en ce que le niveau de tension dudit dispositif d'emmagasinement permet audit dispositif de surcharge en temps inverse d'ouvrir ou fermer ledit circuit électrique.



2/6

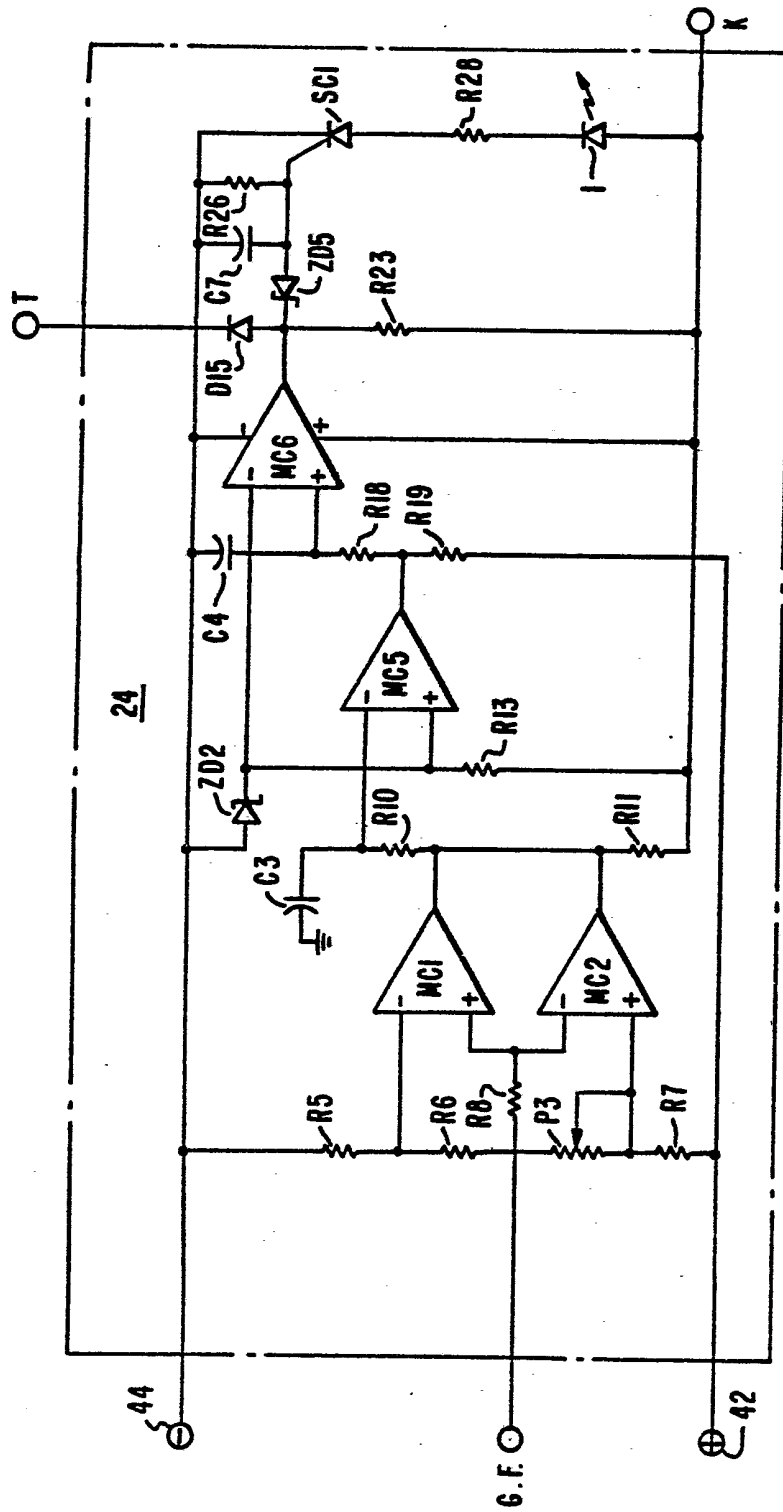
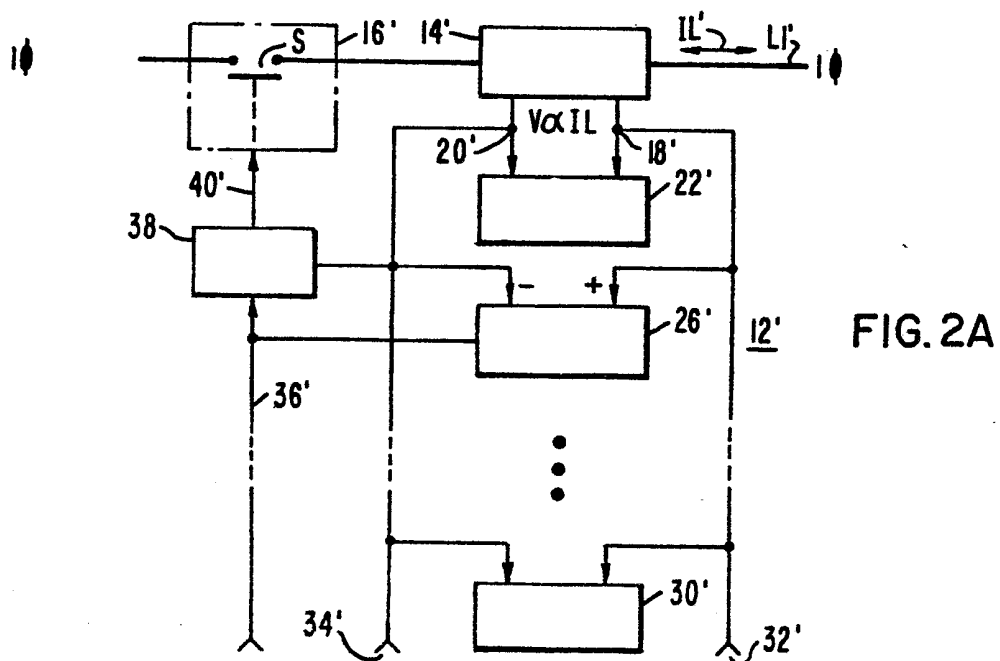
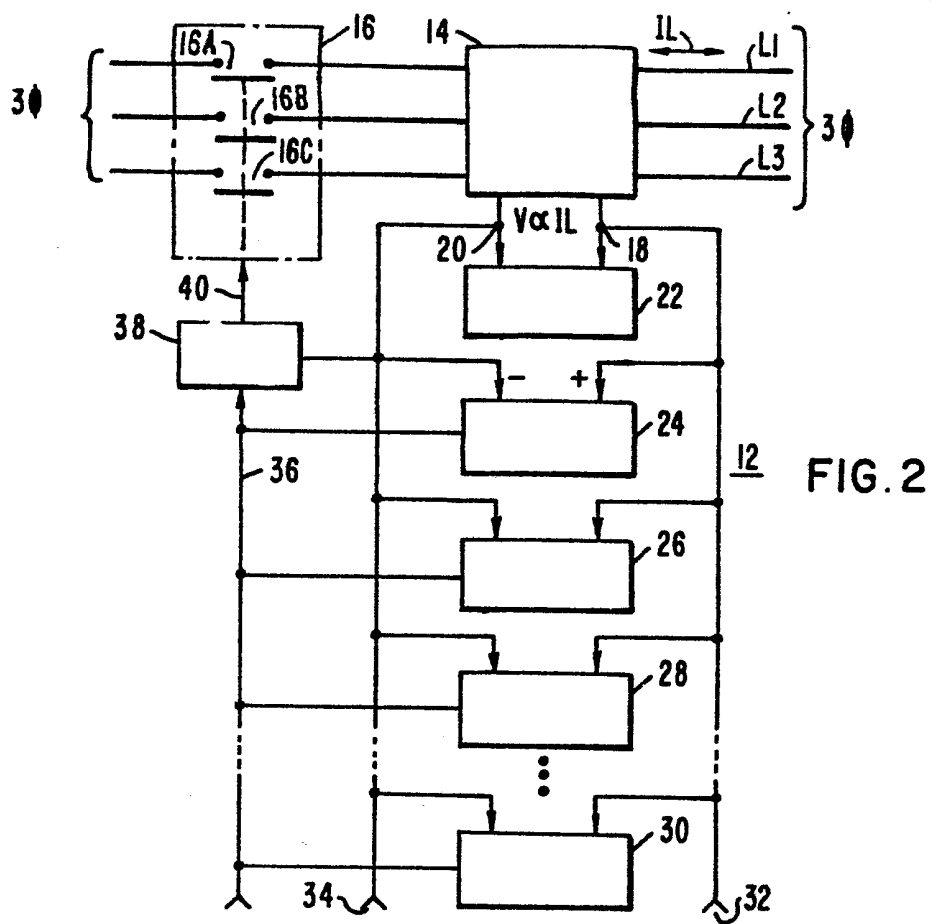
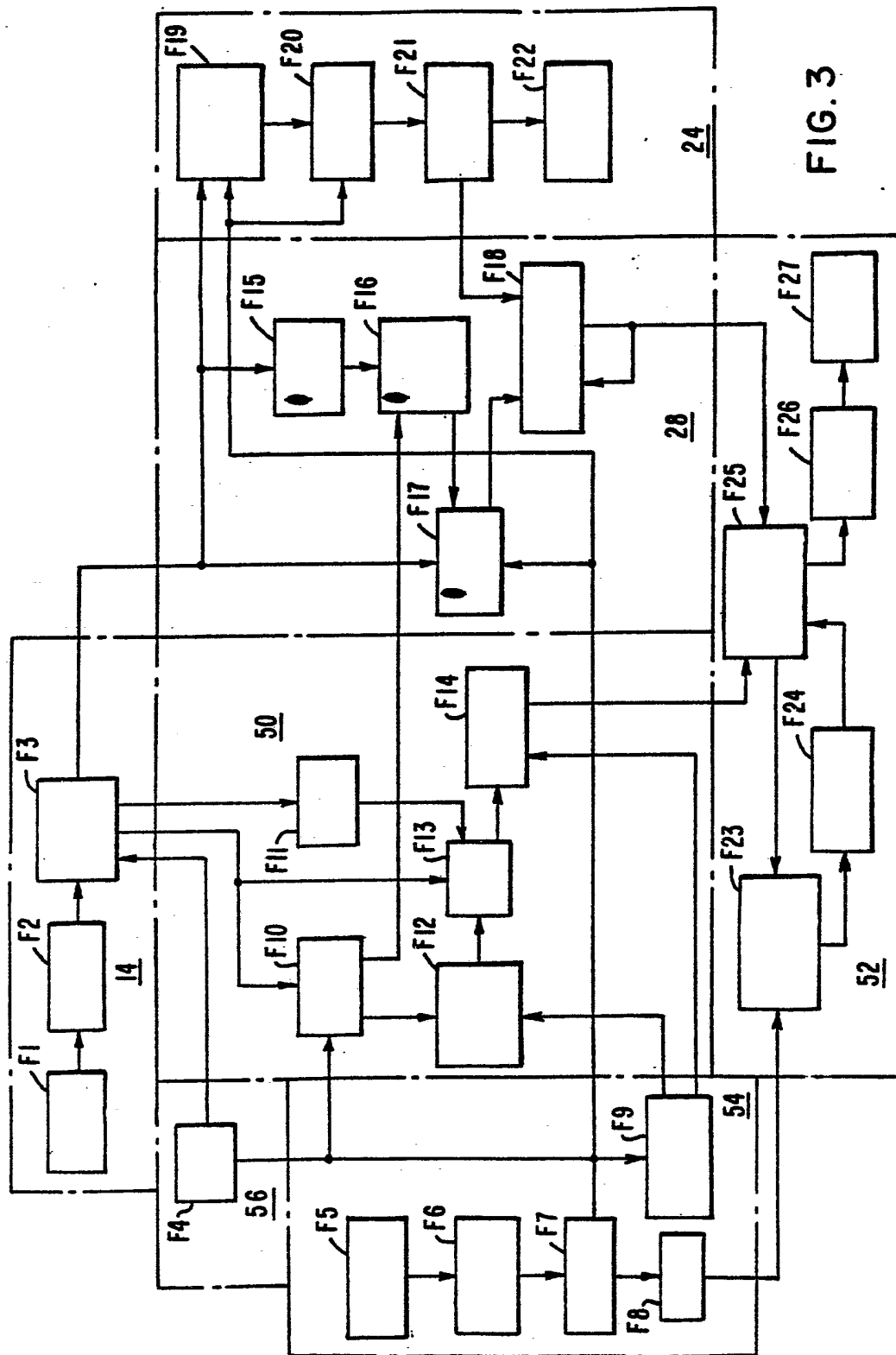


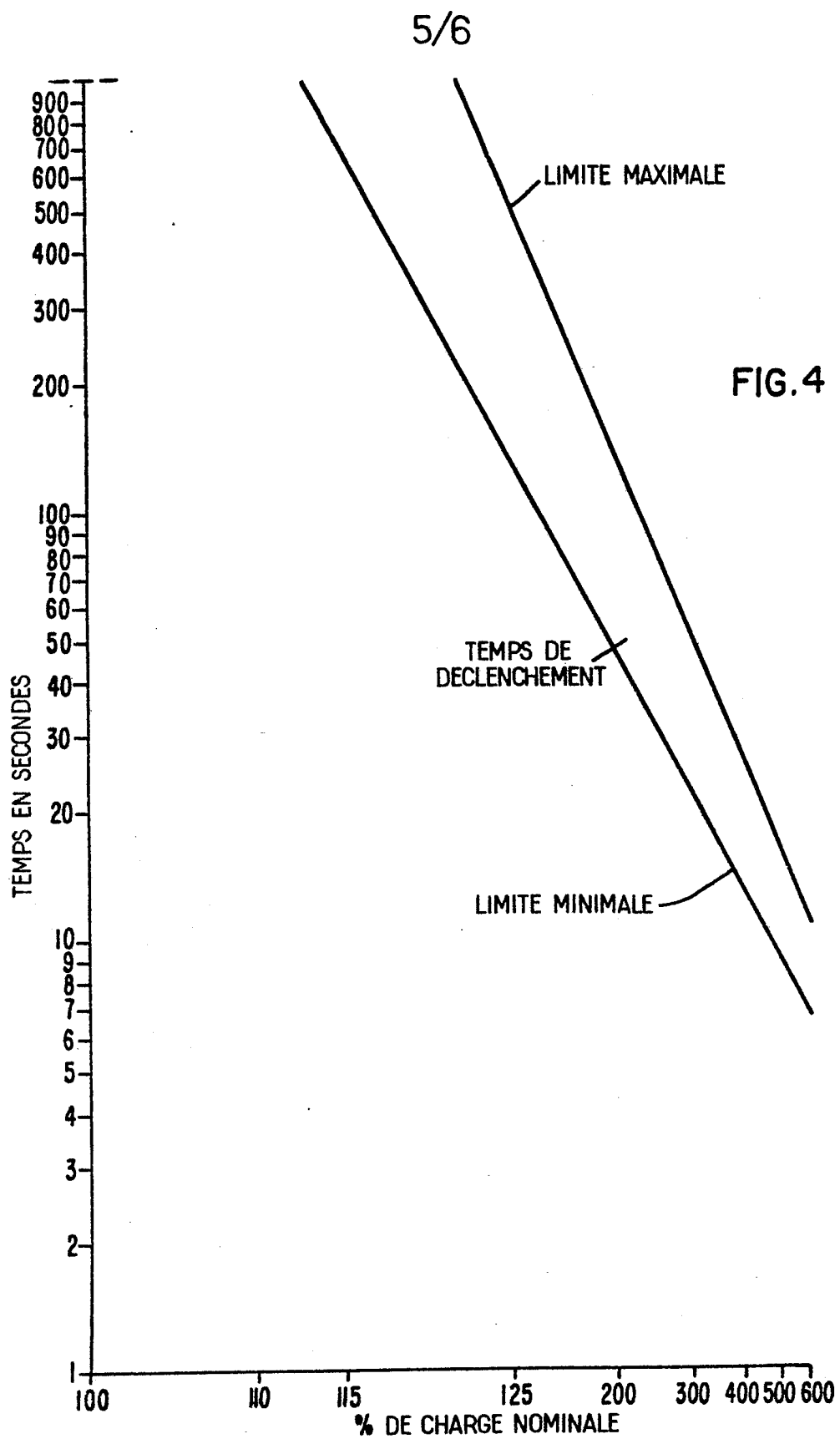
FIG. 1A

3/6



4/6





6/6

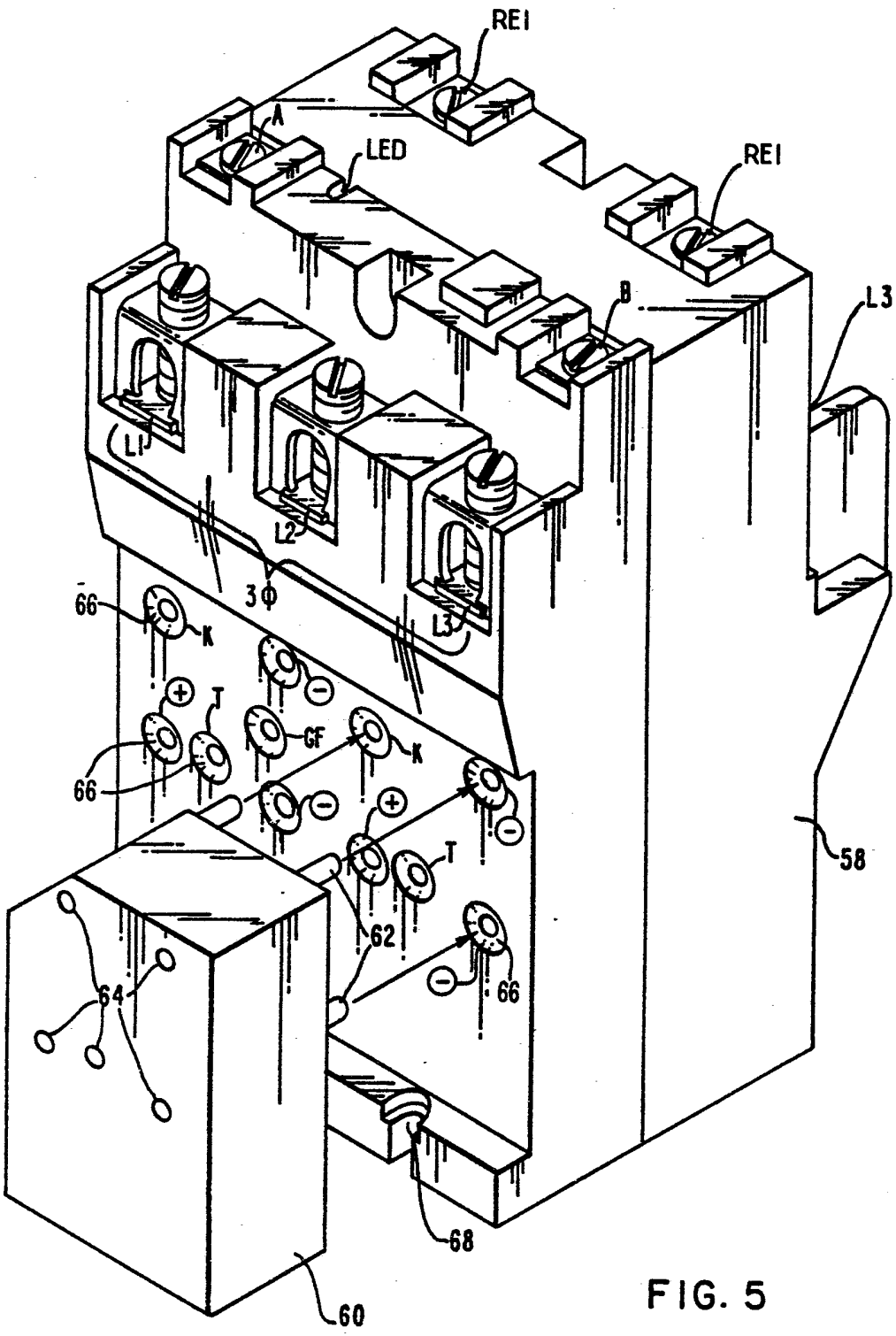


FIG. 5