

12

DEMANDE DE BREVET D'INVENTION

A1

22 Date de dépôt : 15.06.01.

30 Priorité :

43 Date de mise à la disposition du public de la demande : 20.12.02 Bulletin 02/51.

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

60 Références à d'autres documents nationaux apparentés :

71 Demandeur(s) : DAV Société anonyme — FR.

72 Inventeur(s) : BITAULD LIONEL, RABASSE ERIC et RAZUREL GUY.

73 Titulaire(s) :

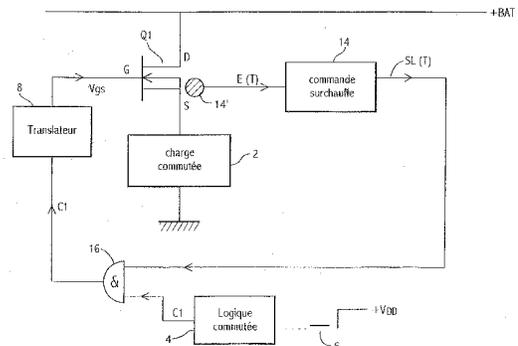
74 Mandataire(s) : CABINET FEDIT LORIOT.

54 DISPOSITIF ET PROCÉDE DE PROTECTION THERMIQUE POUR UN ORGANE DE COMMUTATION.

57 Le dispositif de protection thermique opère sur un organe de commutation (Q1) présentant une entrée de commutation (G) pilotée via un circuit d'attaque (8), ce dernier produisant un signal de commutation (Vgs) évoluant sur une première plage de valeurs à partir d'un signal logique de commande de commutation (C1) évoluant sur une seconde plage de valeurs, inférieure à la première. Des moyens de commande (14', 14) sont prévus pour détecter une condition de surchauffe de l'organe de commutation et forcer l'organe de commutation dans un état permettant son refroidissement lors d'une détection de surchauffe.

Selon l'invention, les moyens de commande (14', 14) produisent un signal logique d'inhibition (SL (T)), actif lors d'une détection de surchauffe, pour forcer le signal logique de commande de commutation (C1) à un état provoquant le refroidissement de l'organe de commutation (Q1).

L'invention peut être mise en oeuvre pour protéger des transistors commutateurs de puissance pilotés à partir de signaux logiques, notamment pour commander des appareils d'un véhicule.



## DISPOSITIF ET PROCEDE DE PROTECTION THERMIQUE POUR UN ORGANE DE COMMUTATION

5 L'invention concerne la protection thermique de composants  
électroniques de puissance, et notamment de transistors de commutation. Les  
transistors de commutation de puissance sont maintenant couramment utilisés à la  
place des relais électromécaniques classiques dans des domaines tels que celui des  
équipements de véhicules. Ils interviennent alors pour commander l'alimentation  
10 en puissance d'une charge commutée, telle qu'une commodité (lève vitre, essuie-  
glaces, motorisation de siège, etc.) à partir d'un signal électrique de commande.

La figure 1 représente un montage élémentaire d'un transistor de  
commutation de puissance Q1, en l'occurrence de type MOSFET à dopage N,  
monté en série entre le rail positif +BAT d'une batterie de véhicule (typiquement à  
15 +12V) et l'entrée d'alimentation positive 2a d'une charge commutée 2. Plus  
particulièrement, la source S et le drain D du transistor Q1 sont reliés  
respectivement à l'entrée 2a de la charge et au rail +BAT, la charge étant elle-  
même reliée à la masse. Le courant consommé par la charge 2 transite donc à  
travers le canal drain-source du transistor Q1 et passe à la masse, qui est connecté  
20 au terminal négatif de la batterie.

Le transistor Q1 est commandé via sa grille G en tout ou rien (mode  
saturation) entre un état bloqué et un état conducteur. La mise à l'état conducteur  
du transistor commutateur Q1 nécessite une tension de grille  $V_{gs}$  voisine de la  
tension de la batterie, de l'ordre de 10 volts. Cependant, la commande de  
25 commutation est normalement élaborée sous forme de signaux logiques basse  
tension C1 (typiquement 0-5 volts) issus d'un boîtier logique de commutation 4.  
Par exemple, dans le cas où la charge commutée 2 est un moteur de lève vitre, le  
boîtier logique 4 produira, en réponse à une impulsion logique fournie en entrée  
par un bouton presseur 6 activé par l'utilisateur, un signal logique de commutation  
30 C1 sous forme de tension de l'ordre de 5 volts. Ce signal est alors maintenu sur  
une période déterminée, par exemple jusqu'à la fermeture complète de la vitre.

On prévoit donc un circuit d'attaque dit "translateur" 8 entre la logique  
de commutation 4 et le transistor Q1, dont le rôle est de fournir la tension de grille  
 $V_{gs}$  conforme à la commande exprimée par le signal basse tension délivré par la  
35 logique de commutation 4. Dans le cas du montage de la figure 1, le translateur 8

présente une entrée pour le signal logique de commutation C1 et une sortie délivrant la tension Vgs, avec la relation suivante :  $C1 = 0 \text{ V} \rightarrow V_{gs} = 0 \text{ V}$ ,  $C1 = 5 \text{ V} \rightarrow V_{gs} = 10 \text{ V}$ . Le translateur 8 assure par ailleurs le respect des caractéristiques requises pour la tension Vgs (flancs, impédance, etc.).

5 Dans la pratique, il peut s'avérer nécessaire de prévoir une protection thermique du transistor Q1, celui-ci étant souvent placé dans un environnement de dissipation insuffisante pour la chaleur engendrée dans des conditions de fortes sollicitations ou de malfonctionnement. L'approche consiste généralement à détecter par divers moyens la température du transistor Q1 de manière à le forcer  
10 à l'état bloqué, ou bien à réduire son courant drain-source, jusqu'au retour à une température normale de fonctionnement.

La figure 2 montre de manière schématique un exemple simplifié de montage de protection thermique classique pour le transistor Q1 de la figure 1. Ce montage comporte un circuit de détection de température 10 dont une partie  
15 sensible 10' – par exemple une diode – est en contact thermique avec le transistor Q1. Le circuit de détection 10 est conçu de manière à identifier une évolution d'un paramètre de la partie sensible 10' signalant une température de surchauffe du transistor Q1, et à commander la fermeture du transistor en pareil cas. A cette fin, il est prévu un commutateur commandé électriquement 12 entre la grille G et la  
20 source S du transistor. Le commutateur dispose d'une entrée de commande reliée au circuit de détection 10, de sorte qu'il reste normalement ouvert, et se ferme sous commande de ce circuit lors d'une surchauffe. Le transistor Q1 est alors forcé à l'état bloqué jusqu'à ce que la température détectée retourne à une valeur déterminée.

25 Des exemples de protection thermique basés sur un tel montage ou analogue peuvent être trouvés dans les documents US-A-5 187 632, US-A-5 497 285, US-A-5 457, 419 et US-A-5 726 481.

On constate que la protection consiste à intervenir directement sur la commande de grille du transistor protégé Q1, et donc à gérer des tensions Vgs  
30 relativement importantes. Ainsi, dans l'exemple de la figure 2, il est nécessaire de prévoir pour le commutateur 12 des transistors fonctionnant à environ 12 volts, alors que le circuit de détection 10 peut être réalisé par des éléments logiques fonctionnant à 3 ou 5 volts. Il en résulte que la mise en œuvre de la protection est compliquée par le fait qu'elle requiert en sortie des composants qui fonctionnent  
35 en dehors des plages de tensions logiques normales.

Par ailleurs, il est nécessaire de prévoir des moyens de découplage pour isoler au niveau de la grille G d'une part la sortie de tension de commutation  $V_{gs}$  (provenant du translateur 8 dans l'exemple) et d'autre part l'environnement électrique auquel est forcé la grille par la protection thermique (potentiel source, impédance d'entrée de la charge).

Au vu de ces problèmes, l'invention propose une protection thermique qui ne nécessite pas prévoir une intervention directement au niveau du composant de puissance protégé, et qui résout donc les problèmes précités liés à une commande sur des tensions relativement élevés et au découplage au niveau de la grille G, pour l'exemple considéré.

Selon un premier aspect, l'invention concerne un dispositif de protection thermique pour un organe de commutation présentant une entrée de commutation pilotée via un circuit d'attaque, par exemple un translateur de tension, ce circuit produisant un signal de commutation évoluant sur une première plage de valeurs à partir d'un signal logique de commande de commutation évoluant sur une seconde plage de valeurs, inférieure à la première, le dispositif comprenant des moyens de commande pour détecter une condition de surchauffe de l'organe de commutation et forcer l'organe de commutation dans un état permettant son refroidissement lors d'une détection de surchauffe,

caractérisé en ce que les moyens de commande produisent un signal logique d'inhibition, actif lors d'une détection de surchauffe, pour forcer le signal logique de commande de commutation à un état provoquant le refroidissement de l'organe de commutation.

Dans les modes de réalisation, l'organe de commutation est commandé en tout-ou-rien, étant par exemple un transistor de puissance à effet de champ du type MOSFET, la première plage de valeurs du signal de commutation comprenant deux valeurs, correspondant respectivement à l'ouverture et à la fermeture de l'organe de commutation, déterminées par des états logiques respectifs du signal de commande de commutation.

De préférence, le dispositif comporte en outre un circuit logique, en amont du circuit d'attaque, présentant une entrée et une sortie de transmission du signal de commande de commutation vers le circuit d'attaque, et une entrée d'inhibition de la sortie de commande de commutation, reliée au signal logique d'inhibition.

Les moyens de commande peuvent comprendre des moyens pour

produire un signal de température représentatif de la température de l'organe de commutation, obtenu à partir d'une détection d'un paramètre lié au fonctionnement de ce dernier, et un comparateur ayant une entrée de comparaison qui reçoit le signal de température et une entrée qui reçoit un signal de référence, le comparateur produisant à sa sortie un signal à deux états à partir duquel est obtenu le signal logique d'inhibition.

Avantageusement, le comparateur est du type analogique à effet d'hystérésis, de manière à adopter un premier état provoquant la mise à l'état actif du signal logique d'inhibition lorsque la température de l'organe de commutation atteint un premier seuil de température, et à adopter second état provoquant la mise à l'état inactif du signal d'inhibition état lorsque la température atteint un deuxième seuil de température, inférieur au premier seuil.

Dans un premier mode de réalisation, le signal de température est obtenu à partir d'une mesure d'un signal prélevé d'un composant en contact thermique avec l'organe de commutation, ce signal prélevé étant transmis, éventuellement via un amplificateur, à l'entrée de comparaison dudit comparateur.

Dans un deuxième mode de réalisation, le signal de température est obtenu à partir d'une mesure de différence de potentiel à travers l'organe de commutation, le dispositif comprenant en outre :

- des moyens pour détecter la différence de potentiel,
- des moyens pour convertir cette différence de potentiel en une valeur de puissance représentative de la puissance dissipée par l'organe de commutation, et
- des moyens pour fournir le signal de température en fonction de cette valeur de puissance, ces moyens pouvant intégrer un modèle mathématique sous forme de circuits analogiques ou numériques.

Au moins une partie des moyens de commande peut être est réalisée sous forme de circuit intégré en réseau prédiffusé (ASIC).

Selon un second aspect, l'invention concerne un procédé de protection thermique pour un organe de commutation présentant une entrée de commutation pilotée via un circuit d'attaque, ce dernier produisant un signal de commutation évoluant sur une première plage de valeurs à partir d'un signal logique de commande de commutation évoluant sur une seconde plage de valeurs, inférieure à la première, le procédé consistant à détecter une condition de surchauffe de l'organe de commutation et à forcer l'organe de commutation dans un état

permettant son refroidissement lorsqu'une surchauffe est détectée,

caractérisé en ce qu'il consiste à produire un signal logique d'inhibition, actif lors d'une détection de surchauffe, pour forcer le signal logique de commande de commutation à un état provoquant le refroidissement de l'organe de commutation.

L'invention et les avantages qui en découlent apparaîtront plus clairement à la lecture de la description qui suit des modes de réalisation préférés, donnée purement à titre d'exemples non-limitatifs par référence aux dessins en annexe, dont :

- la figure 1, déjà décrite, est un schéma synoptique de l'alimentation classique d'un charge commutée au moyen d'un transistor de puissance MOSFET piloté par un signal logique via un translateur,

- la figure 2, déjà décrite, est un schéma synoptique d'un système de protection thermique de transistor de commutation intervenant directement au niveau de sa polarisation, conformément à l'art antérieur,

- la figure 3 est un schéma synoptique montrant le principe de protection thermique selon l'invention, appliqué au contexte du montage de la figure 1,

- la figure 4 est un schéma synoptique d'un premier mode de réalisation de l'invention, et

- la figure 5 est un schéma synoptique d'un second mode de réalisation de l'invention.

Le principe de l'invention sera décrit par référence à la figure 3, où les éléments analogues à ceux présentés en introduction (figures 1 et 2) portent les mêmes références.

Comme dans le cas de la figure 1, on considérera une charge commutée 2, par exemple un moteur de lève-vitre, commandée en marche-arrêt par un transistor MOSFET Q1 de type N en jouant sur la tension de commande  $V_{gs}$  appliquée à sa grille. Cette tension  $V_{gs}$  est livrée par un translateur 8 en fonction de signaux logiques de commutation C1 provenant d'un boîtier de commutation 4, par exemple en réponse à l'activation du bouton presseur 6 de commande de lève-vitre.

Un dispositif de protection thermique 14, 14' est prévu pour détecter une condition de surchauffe du transistor Q1 et agir en conséquence pour le forcer à l'état bloqué (non conducteur). Ce dispositif comprend un moyen 14' pour

détecter un paramètre du transistor Q1 qui est fonction de sa température de canal, et une unité de commande 14. Au niveau fonctionnel, l'unité de commande 14 présente une entrée E(T) reliée au moyen de détection 14' et une sortie SL(T) qui produit un signal logique binaire dont l'état 0 ou 1 dépend de si la température du transistor Q1 est respectivement au-dessus ou en-dessous d'un seuil de surchauffe. Ce seuil est ajustable selon l'application envisagée, une valeur typique étant de l'ordre de 175°C.

La sortie SL(T) est reliée à l'une des deux entrées d'une porte logique ET 16. L'autre entrée de la porte ET est reliée à la sortie de signal de commutation C1 du boîtier logique 4 qui commande la commutation du transistor Q1 via le translateur 8.

De la sorte, l'unité de commande 14 valide, par le biais de la porte ET 16, la transmission du signal de commutation C1 de la logique de commutation 4 vers l'entrée du translateur 8 tant que le transistor Q1 demeure en-dessous du seuil de surchauffe (SL(T) à l'état 1), et inhibe la transmission de ce signal lorsque ce seuil est franchi (SL(T) à l'état 0). La commande de blocage du transistor Q1 en cas de surchauffe est donc réalisée par un signal logique dont les niveaux 0 et 1 sont fixés par des tensions compatibles avec ceux de la logique de commutation 4, qui sont typiquement de 0 et 5 volts ou moins.

A la différence de l'art antérieur, il est donc inutile de prévoir au niveau de l'unité de commande 14 des composants de puissance et de tension de fonctionnement suffisamment élevées (de l'ordre de Vgs) pour intervenir directement sur le transistor Q1.

Par ailleurs, la protection thermique ainsi obtenue ne nécessite aucun moyen de découplage pour isoler la sortie du translateur 8 vis-à-vis de l'entrée de la grille G en cas de surchauffe, contrairement à l'approche décrite par référence à la figure 2.

Ces avantages remarquables résultent notamment du fait que l'on confère au translateur 8 la fonction d'élaborer les tensions de commande de la grille G du transistor Q1 en prenant compte également des signaux logiques SL(T) issus de l'unité de commande 14. Sur le plan matériel, cette double fonction ne nécessite que l'adjonction d'une commande d'inhibition de l'entrée du signal logique de commutation C1 sur le translateur 8, soit une simple porte ET 16 dans l'exemple considéré.

Le fait de pouvoir ainsi réaliser l'unité de commande 14 avec une sortie de commande basse tension SL(T) permet d'envisager plusieurs modes de réalisation selon les applications envisagées.

Selon un premier mode de réalisation, représenté à la figure 4, le moyen  
5 de détection 14' est une diode en contact thermique avec le transistor Q1, étant par exemple intégrée dans le même boîtier. Cette diode est polarisée par une source de courant constant 18, de sorte que la tension de polarisation V(T) varie de manière connue selon une fonction inverse de la température de canal du transistor Q1. A ce titre, on peut exploiter le fait que la loi de variation de tension  
10 avec la température est de même nature pour la diode 14' et le transistor Q1. Cette tension V(T) est détectée par un amplificateur opérationnel en montage suiveur 20, qui produit en sortie un signal de température Tc qui est proportionnel à V(T) et calibré pour représenter un niveau de température de canal identifiable. Le signal Tc est fourni à une entrée de comparaison d'un comparateur analogique à  
15 effet d'hystérésis 22, réalisé dans l'exemple au moyen d'un amplificateur opérationnel monté pour former un "trigger Schmit". De la sorte, la sortie S du comparateur 22 est à deux états correspondant à deux états logiques respectifs 0 et 1. Le comparateur comporte une entrée de signal de consigne Vréf pour établir un seuil de comparaison. Le signal de consigne Vréf est fixé pour provoquer le  
20 basculement du signal SL(T) précité de l'état logique 1 à l'état logique 0 lorsque le signal Tc représente une température de surchauffe nécessitant le blocage du transistor Q1. La sortie S du comparateur 22 est alors liée au signal SL(T) selon une logique inverse, soit  $S = \overline{SL(T)}$ . Cette sortie S est donc fournie à l'entrée d'un inverseur logique 24 qui délivre le signal SL(T) à l'entrée de la porte ET 16.

25 En fonctionnement, tant que la température de canal du transistor Q1 est inférieure au seuil de surchauffe (par exemple 175°C), le signal SL(T) demeure à l'état logique 1, et permet ainsi de valider par la porte ET 16 le passage du signal de commande de commutation C1 vers le translateur 8. La charge commutée 2 est alors activée et désactivée par le transistor commutateur Q1 selon le principe  
30 expliqué par référence à la figure 1.

Si la température de canal atteint le seuil précité, la tension du signal Tc sera alors suffisamment basse pour provoquer le basculement de la sortie du comparateur 22 à l'état 1. L'inverseur 24 délivre alors un état logique  $SL(T) = 0$  sur l'entrée de la porte ET 16, faisant que la sortie de ce dernier est forcée à l'état  
35 logique 0 quelque soit l'état du signal de commande de commutation C1. De la

sorte, le translateur 8 maintient la grille G du transistor Q1 à une tension Vgs de blocage (par exemple 0 volt). Le transistor étant alors maintenu à l'état non conducteur, sa température de canal pourra retourner à un niveau normal.

L'hystérésis que procure le montage en "trigger Schmit" du comparateur 22 fait que le signal SL(T) reste à l'état logique 0 pour continuer à inhiber la transmission du signal de commande de commutation C1 après l'augmentation de la tension Tc due au refroidissement du transistor. Le basculement à l'état logique 1 du signal SL(T), autorisant de nouveau la commande normale du transistor Q1 par le signal C1, ne s'opère alors qu'après que la tension Tc soit remontée au dessus d'un seuil d'hystérésis, qui peut correspondre à une température de canal de l'ordre de 100-125°C, par exemple. On évite ainsi tout phénomène de "chasse" qui tendrait à maintenir le transistor Q1 autour de sa température de surchauffe, et on assure par ailleurs que le retour au fonctionnement normal du transistor Q1 ne s'opère que lorsque sa température est bien en dessous du seuil de surchauffe.

Selon un deuxième mode de réalisation, on remplace l'utilisation d'un composant mis en contact thermique avec le transistor Q1, tel que la diode 20 précitée, par l'analyse de la tension drain-source Vds du transistor. A cette fin, le moyen de détection 14' est matérialisé par des points de connexion respectivement au drain et à la source du transistor Q1, entre lesquels existe la tension Vds. Ces points sont reliés aux entrées respectives (non-inverseuse et inverseuse) d'un amplificateur opérationnel en montage suiveur 26 de gain unitaire, reproduisant ainsi la tension Vds à sa sortie. Ce montage permet une détection à très haute impédance de Vds, et donc sans interférence sur le fonctionnement normal du transistor Q1. La sortie de l'amplificateur 26 est transmise à une unité de conversion 28 ayant pour fonction de transformer la tension Vds en une valeur P représentative de la puissance dissipée par le transistor Q1 lorsque ce dernier est piloté. La conversion est basée sur la relation entre les valeurs Vds et P donnée par :  $P = Vds^2/R_{dson}$ , où R<sub>dson</sub> est la résistance drain-source lorsque le transistor Q1 est conducteur. L'unité de conversion 28 effectue donc une élévation au carré de la tension Vds fournie en entrée et un calibrage du résultat par un facteur 1/R<sub>dson</sub>. Les circuits analogiques permettant de telles opérations sont connus en eux-mêmes, notamment dans le domaine des récepteurs de télévision. Cette valeur P est étroitement liée à la température de canal du transistor, et peut être considérée comme lui étant directement proportionnelle dans une première approximation.

La valeur de P issue de l'unité de conversion 28 est transmise, sous forme de tension ou de courant, à une unité de modélisation 30 dont la fonction est de produire à partir de cette valeur une tension  $T_c$  exprimant la température de canal du transistor Q1. Dans une réalisation simplifiée, l'unité de modélisation effectue juste un calibrage linéaire de la valeur P, éventuellement avec une conversion courant-tension, selon une règle empirique. L'unité 30 peut ainsi être construite à partir d'un ou de plusieurs amplificateurs opérationnels avec des circuits de paramétrage et de correction de gain. L'étalonnage de l'unité de modélisation 30 peut s'effectuer de manière empirique ou semi-empirique, avec établissement d'une table de correspondance entre des points de mesure de la température de canal du transistor Q1, établie au moyen d'une sonde thermométrique, et des valeurs de P rendues par l'unité de conversion 28 à ces températures de mesure. Ces données expérimentales permettent alors de choisir les composants critiques de l'unité de modélisation et de prévoir des facteurs de correction de gain. La variation de la tension de sortie  $T_c$  issue de l'unité de conversion 30 est ainsi identifiable à une variation correspondante de la température de canal du transistor Q1. Elle peut donc être exploitée pour la protection thermique de la même manière que dans le premier mode de réalisation (figure 4).

De la sorte, la sortie  $T_c$  de l'unité de modélisation 30 est présentée à l'entrée de comparaison d'un comparateur analogique 22 dont l'entrée de référence reçoit la tension de référence  $Tréf$  précitée. Le fonctionnement de ce comparateur, ainsi que celui des éléments 24 et 16, est identique, à la remarque près que dans ce cas la sortie  $T_c$  est proportionnelle à la température du canal du transistor Q1, à celui du premier mode de réalisation et ne sera pas décrit à nouveau par souci de concision. On remarque donc que le second mode de réalisation permet aussi d'exploiter les effets avantageux de l'hystérésis grâce au montage en "trigger Schmit" du comparateur 22.

En variante, il est envisageable de réaliser l'unité de conversion 28 et/ou l'unité de modélisation 30 selon des techniques de traitement numérique. Dans ce cas, on effectue une conversion analogique-numérique du signal  $V_{ds}$  en amont de l'unité de conversion 28, l'obtention de la valeur de P résultant alors d'opérations arithmétiques simples. On peut de même produire la valeur  $T_c$  à partir de P par calcul numérique, avec référence à des tables ou cartographies stockées en mémoire à partir des données expérimentales précitées.

Un traitement numérique peut aussi être envisagé dans le cadre du premier mode de réalisation, avec une conversion numérique de la tension  $V(T)$  et calcul de la valeur  $T_c$  correspondante par des logiques arithmétiques et des points de référence cartographiés.

5 Dans les deux modes de réalisation, les moyens de traitement numérique peuvent être intégrés à la logique de commutation 4 ou à une autre source d'intelligence disposant de moyens de calcul.

De préférence, l'unité de commande 14 est réalisée au moins en partie en circuit intégré sous forme de réseau prédiffusé configurable, généralement  
10 connu sous le terme anglo-saxon de ASIC (application specific integrated circuit). On peut notamment utiliser des réseaux prédiffusés disposant sur une même puce d'éléments analogiques (amplificateurs opérationnels, résistances, capacités, etc.) et d'éléments logiques (portes, registres, bascules, etc.).

Il est clair que l'invention se prête à de nombreuses variantes  
15 envisageables par l'homme du métier en fonction des applications et contraintes à considérer.

Dans les exemples, la protection thermique procède par inhibition de la propagation du signal logique de commutation C1 vers le translateur, et ce au moyen de la porte ET 16. D'autres configurations logiques peuvent bien entendu  
20 être considérées avec un effet technique équivalent, par exemple en agissant directement sur des points de commande de la logique de commutation 4, ou sur une éventuelle entrée logique d'inhibition située au niveau du translateur 8.

Enfin, bien que l'invention ait été décrite dans le cadre de la surveillance d'un transistor MOSFET, il est apparent que son enseignement  
25 couvre d'autres dispositifs susceptibles de surchauffe et dont la commande s'effectue par le biais d'un translateur ou autre circuit d'attaque. L'invention concerne donc également tout type de commutateur de puissance (FET, bipolaire, relais, ...) ou autre charge dissipative. Ainsi, dans le cas général, le translateur 8 peut être remplacé par tout autre circuit d'attaque permettant une commande de  
30 commutateur à partir de signaux logiques basse tension.

Par ailleurs, l'élément 14' de détection de paramètre liée à la température peut être agencé pour agir ailleurs que sur le commutateur Q1, par exemple en étant mis en contact thermique avec la charge commutée 2 ou agencé pour échantillonner un signal fonction de la température de cette charge.

**REVENDICATIONS**

5

1. Dispositif de protection thermique pour un organe de commutation (Q1) présentant une entrée de commutation (G) pilotée via un circuit d'attaque (8), ce dernier produisant un signal de commutation (Vgs) évoluant sur une première plage de valeurs à partir d'un signal logique de commande de commutation (C1) évoluant sur une seconde plage de valeurs, inférieure à la première, le dispositif  
10 comprenant des moyens de commande (14', 14) pour détecter une condition de surchauffe de l'organe de commutation et forcer l'organe de commutation dans un état permettant son refroidissement lors d'une détection de surchauffe,

caractérisé en ce que les moyens de commande (14', 14) produisent un  
15 signal logique d'inhibition (SL(T)), actif lors d'une détection de surchauffe, pour forcer le signal logique de commande de commutation (C1) à un état provoquant le refroidissement de l'organe de commutation (Q1).

2. Dispositif selon la revendication 1, caractérisé en ce que l'organe de  
20 commutation (Q1) est commandé en tout-ou-rien, ladite première plage de valeurs du signal de commutation (Vgs) comprenant deux valeurs, correspondant respectivement à l'ouverture et à la fermeture de l'organe de commutation, déterminées par des états logiques respectifs du signal de commande de commutation (C1).

25

3. Dispositif selon la revendication 1 ou 2, caractérisé en ce que le circuit d'attaque est un translateur de tension (8).

4. Dispositif selon l'une quelconque des revendications 1 à 3,  
30 caractérisé en ce que l'organe de commutation (Q1) est un transistor de puissance à effet de champ, du type MOSFET.

5. Dispositif selon l'une quelconque des revendications 1 à 4,  
35 caractérisé en ce qu'il comporte en outre un circuit logique (16), en amont du circuit d'attaque (8), présentant une entrée et une sortie de transmission du signal

de commande de commutation (C1) vers le circuit d'attaque, et une entrée d'inhibition de la sortie de commande de commutation, reliée au signal logique d'inhibition (SL(T)).

5           6. Dispositif selon l'une quelconque des revendications 1 à 5, caractérisé en ce que les moyens de commande (14', 14) comprennent des moyens (14', 18, 20; 14', 26, 28, 30) pour produire un signal de température (Tc, Tj) représentatif de la température de l'organe de commutation (Q1), obtenu à partir d'une détection d'un paramètre lié au fonctionnement de ce dernier, et un  
10   comparateur (22) ayant une entrée de comparaison qui reçoit le signal de température et une entrée qui reçoit un signal de référence (Vref), le comparateur produisant à sa sortie (S) un signal à deux états (SL(T) barre) à partir duquel est obtenu le signal logique d'inhibition (SL(T)).

15           7. Dispositif selon la revendication 6, caractérisé en ce que le comparateur (22) est du type analogique à effet d'hystérésis, de manière à adopter un premier état provoquant la mise à l'état actif du signal logique d'inhibition (SL(T)) lorsque la température de l'organe de commutation (Q1) atteint un premier seuil de température, et à adopter second état provoquant la mise à l'état  
20   inactif du signal d'inhibition état lorsque la température atteint un deuxième seuil de température, inférieur au premier seuil.

          8. Dispositif selon l'une quelconque des revendications 6 ou 7, caractérisé en ce que ledit signal de température (Tc) est obtenu à partir d'une  
25   mesure d'un signal (V(T)) prélevé d'un composant (14') en contact thermique avec l'organe de commutation (Q1), ce signal prélevé étant transmis, éventuellement via un amplificateur (20), à l'entrée de comparaison dudit comparateur (22).

          9. Dispositif selon l'une quelconque des revendications 6 ou 7, caractérisé en ce que ledit signal de température (Tj) est obtenu à partir d'une  
30   mesure de différence de potentiel (Vds) à travers l'organe de commutation (Q1), le dispositif comprenant en outre :

- des moyens (20) pour détecter ladite différence de potentiel,
- des moyens (28) pour convertir cette différence de potentiel en une  
35   valeur de puissance (P) représentative de la puissance dissipée par l'organe de

commutation, et

- des moyens (30) pour fournir ledit signal de température en fonction de cette valeur de puissance.

5           10. Dispositif selon la revendication 9, caractérisé en ce que les moyens (30) pour fournir ledit signal de température ( $T_j$ ) intègrent un modèle mathématique sous forme circuits analogiques ou numériques.

10           11. Dispositif selon l'une quelconque des revendications 1 à 10, caractérisé en ce que au moins une partie des moyens de commande (14', 14) est réalisée sous forme de circuit intégré en réseau prédiffusé (ASIC).

15           12. Procédé de protection thermique pour un organe de commutation (Q1) présentant une entrée de commutation (G) pilotée via un circuit d'attaque (8), ce dernier produisant un signal de commutation ( $V_{gs}$ ) évoluant sur une première plage de valeurs à partir d'un signal logique de commande de commutation (C1) évoluant sur une seconde plage de valeurs, inférieure à la première, le procédé consistant à détecter une condition de surchauffe de l'organe de commutation et à forcer l'organe de commutation dans un état permettant son refroidissement  
20 lorsqu'une surchauffe est détectée,

            caractérisé en ce qu'il consiste à produire un signal logique d'inhibition ( $SL(T)$ ), actif lors d'une détection de surchauffe, pour forcer le signal logique de commande de commutation (C1) à un état provoquant le refroidissement de l'organe de commutation (Q1).

25

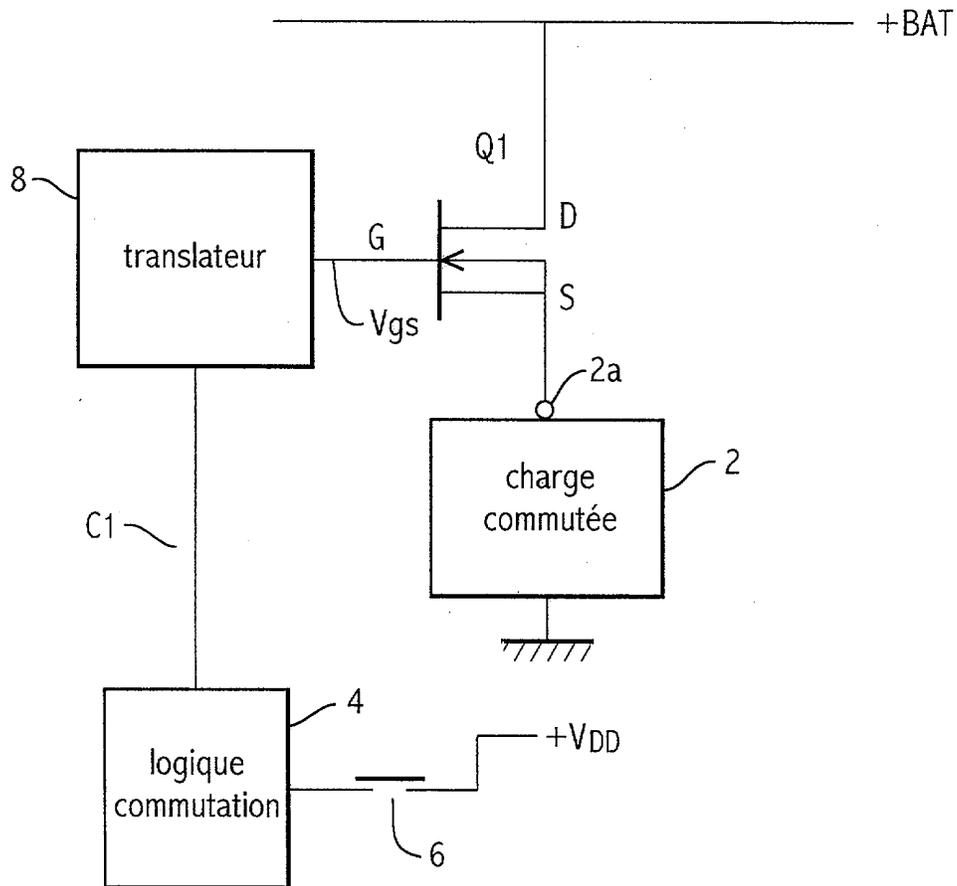


FIG. 1

ART ANTERIEUR

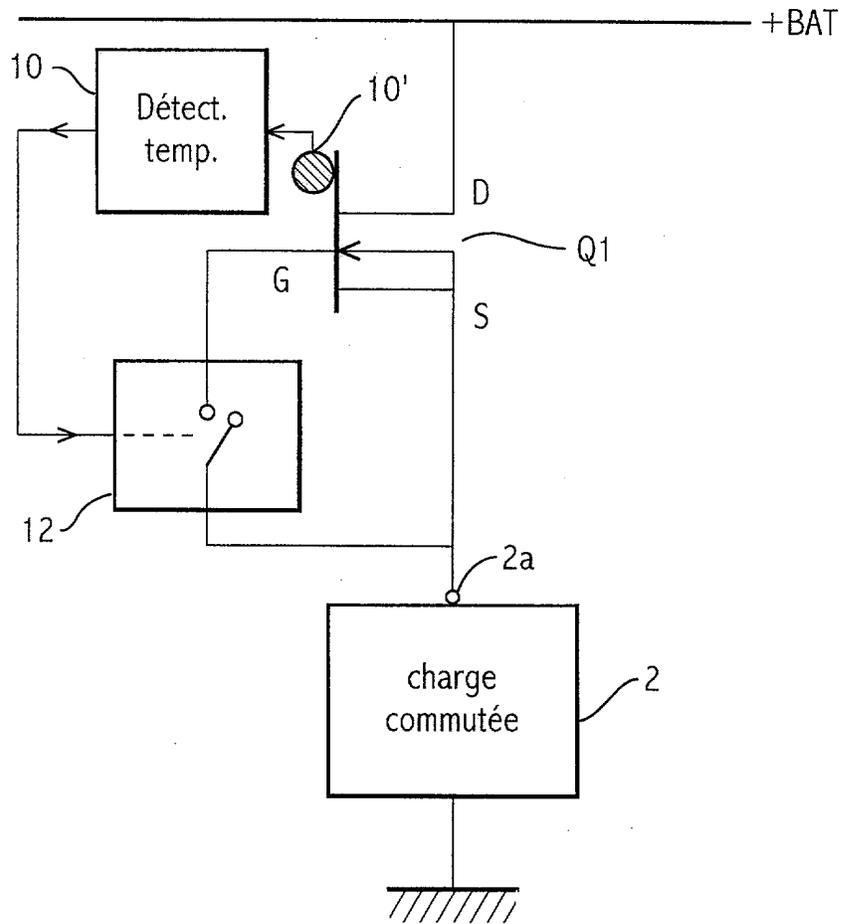


FIG.2

ART ANTERIEUR

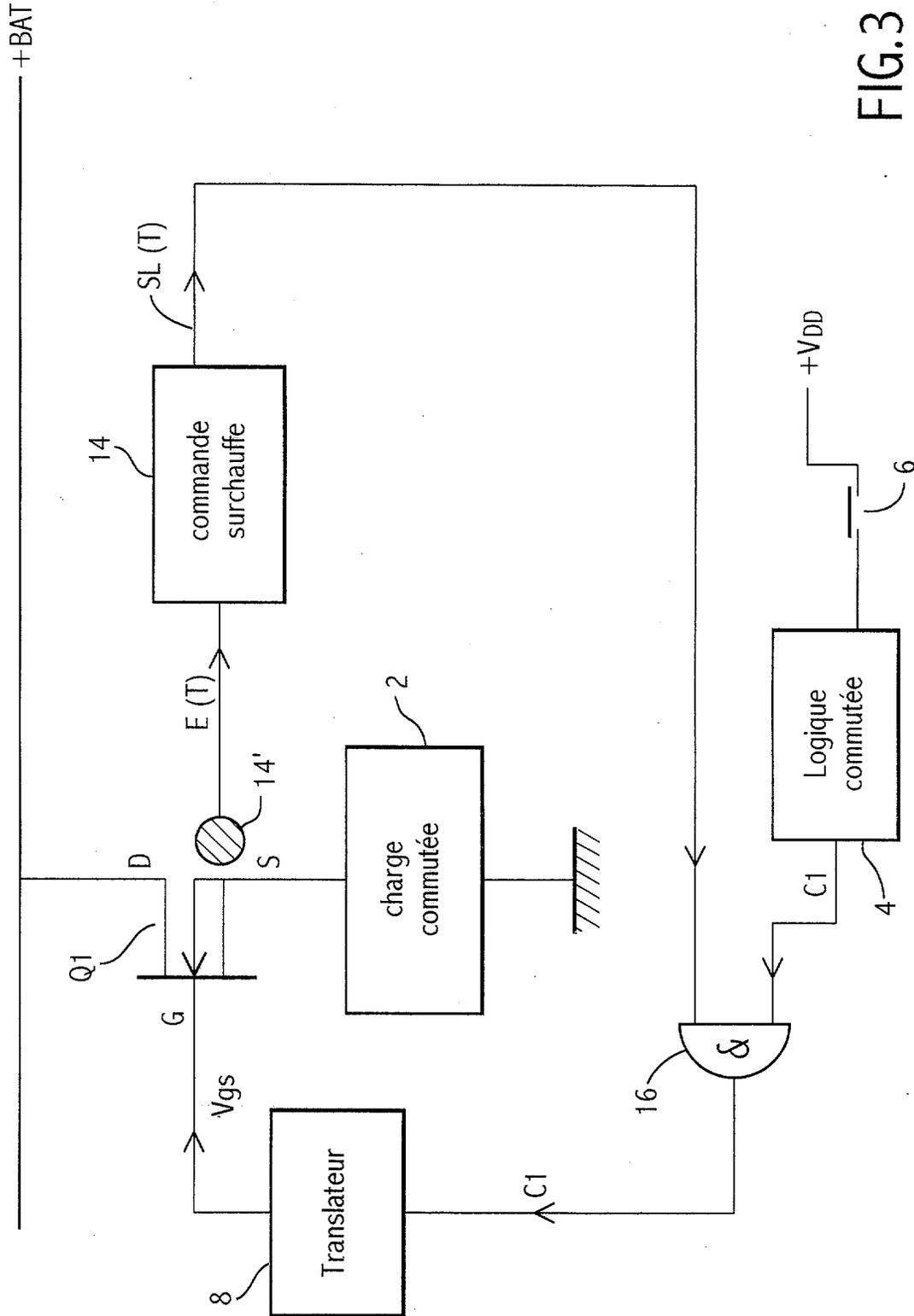


FIG.3

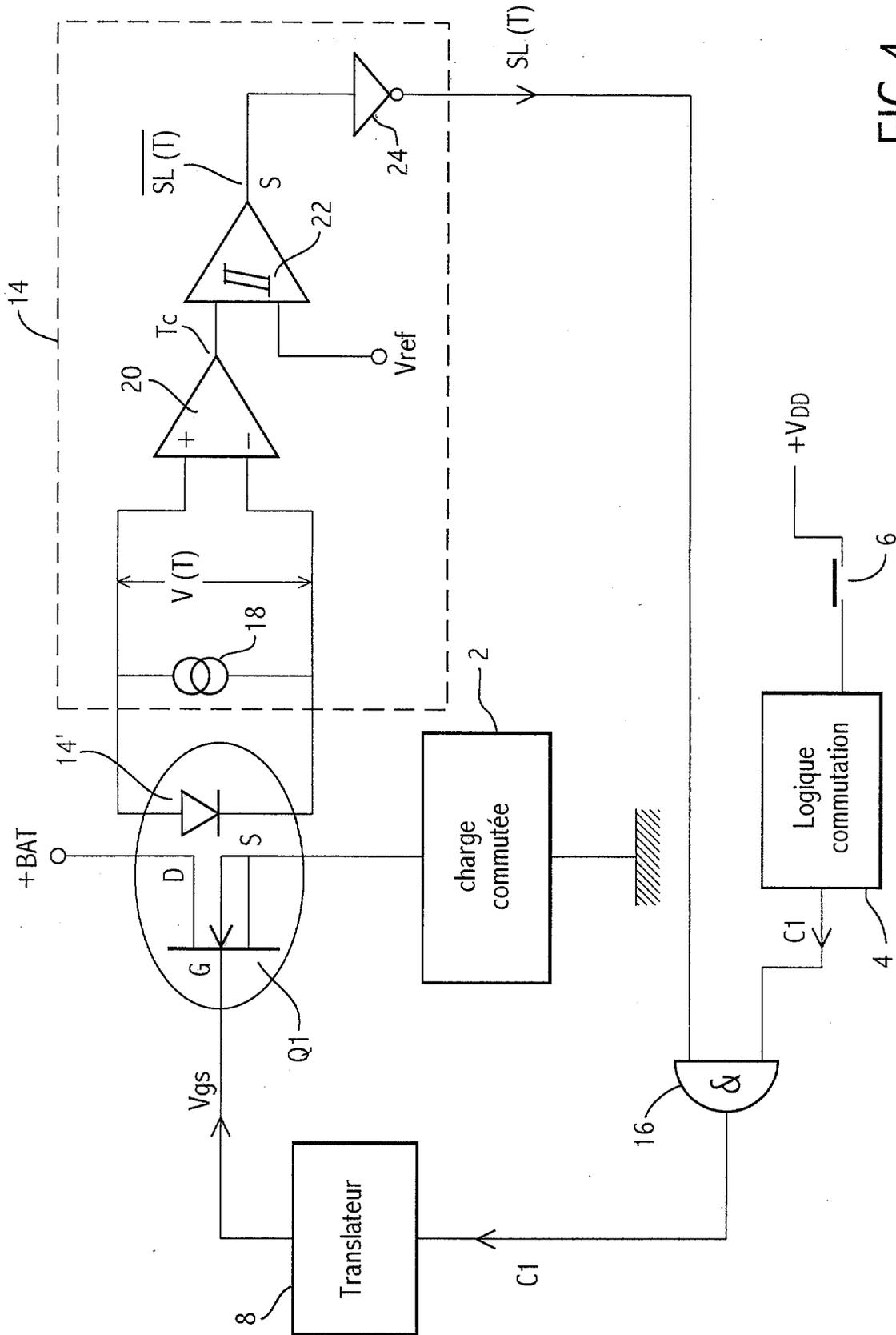


FIG.4

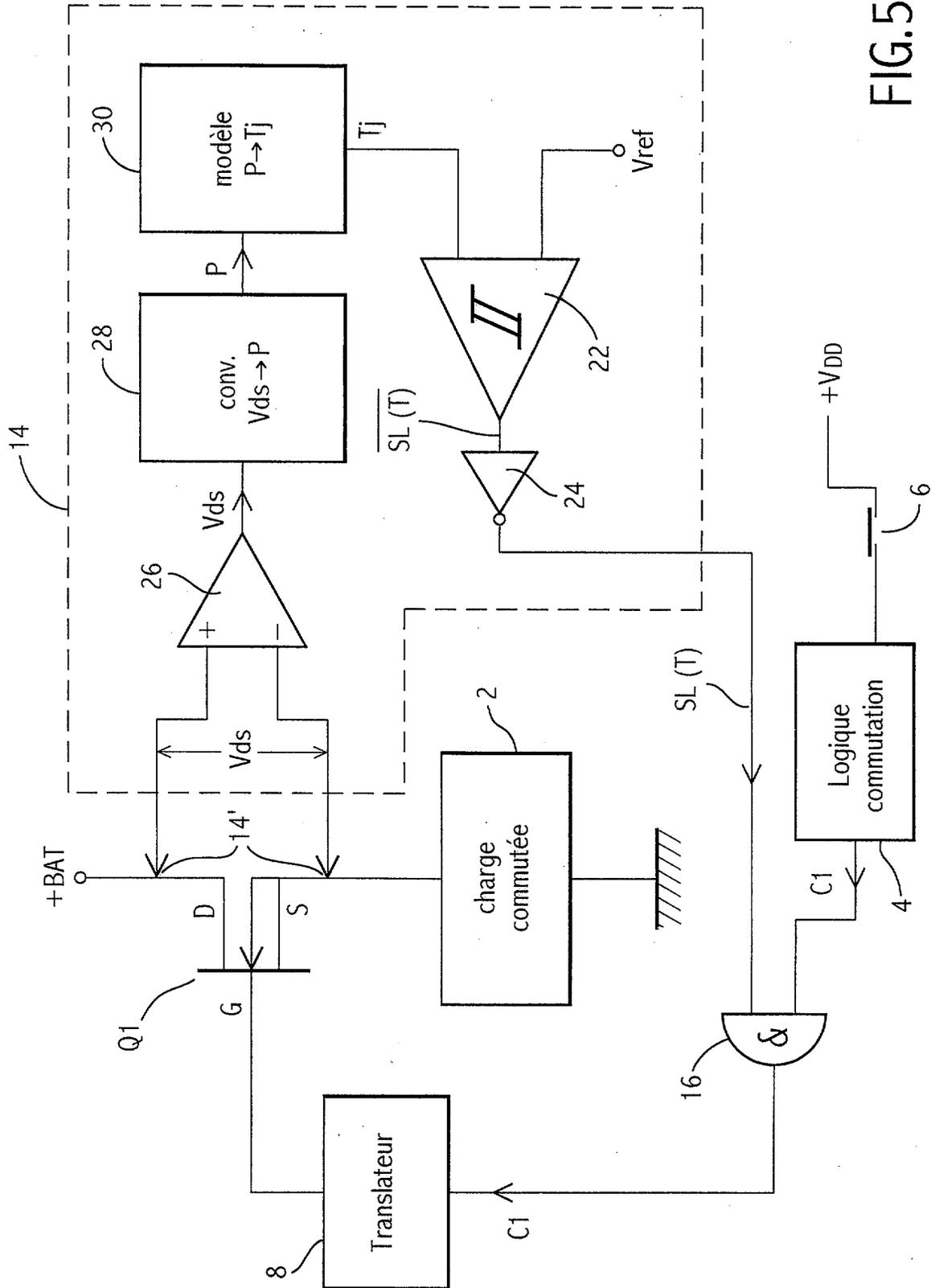


FIG.5

**RAPPORT DE RECHERCHE**  
**PRÉLIMINAIRE**

établi sur la base des dernières revendications  
déposées avant le commencement de la recherche

FA 606230  
FR 0107831

DOCUMENTS CONSIDÉRÉS COMME PERTINENTS		Revendication(s) concernée(s)	Classement attribué à l'invention par l'INPI
Catégorie	Citation du document avec indication, en cas de besoin, des parties pertinentes		
X	DE 197 04 861 A (DAIMLER BENZ AG) 27 août 1998 (1998-08-27) * page 6, ligne 48 - page 7, ligne 21; figure 11 *	1-6,8,12	H02H5/04 H03K17/081 H03K17/14
X	US 4 896 245 A (QUALICH JOHN) 23 janvier 1990 (1990-01-23) * colonne 3, ligne 22 - colonne 6, ligne 33; figures 1,2 *	1-6,9, 10,12	
X	DE 198 32 558 A (SIEMENS AG) 27 janvier 2000 (2000-01-27) * colonne 3, ligne 63 - colonne 5, ligne 52; figures 1,2 *	1-4,6-8, 12	
			<b>DOMAINES TECHNIQUES RECHERCHÉS (Int.CL.7)</b>
			H03K
Date d'achèvement de la recherche		Examineur	
7 mars 2002		Cantarelli, R	
<b>CATÉGORIE DES DOCUMENTS CITÉS</b> X : particulièrement pertinent à lui seul Y : particulièrement pertinent en combinaison avec un autre document de la même catégorie A : arrière-plan technologique O : divulgation non-écrite P : document intercalaire		T : théorie ou principe à la base de l'invention E : document de brevet bénéficiant d'une date antérieure à la date de dépôt et qui n'a été publié qu'à cette date de dépôt ou qu'à une date postérieure. D : cité dans la demande L : cité pour d'autres raisons ..... & : membre de la même famille, document correspondant	

1

**ANNEXE AU RAPPORT DE RECHERCHE PRÉLIMINAIRE  
RELATIF A LA DEMANDE DE BREVET FRANÇAIS NO. FR 0107831 FA 606230**

La présente annexe indique les membres de la famille de brevets relatifs aux documents brevets cités dans le rapport de recherche préliminaire visé ci-dessus.  
Les dits membres sont contenus au fichier informatique de l'Office européen des brevets à la date du 07-03-2002  
Les renseignements fournis sont donnés à titre indicatif et n'engagent pas la responsabilité de l'Office européen des brevets, ni de l'Administration française

Document brevet cité au rapport de recherche		Date de publication	Membre(s) de la famille de brevet(s)	Date de publication
DE 19704861	A	27-08-1998	DE 19745040 A1	20-08-1998
			DE 19704861 A1	27-08-1998
			WO 9835441 A1	13-08-1998
			WO 9835440 A1	13-08-1998
			EP 0958656 A1	24-11-1999
			JP 2000513816 T	17-10-2000
US 4896245	A	23-01-1990	AUCUN	
DE 19832558	A	27-01-2000	DE 19832558 A1	27-01-2000

EPO FORM P0465