



CONFÉDÉRATION SUISSE
OFFICE FÉDÉRAL DE LA PROPRIÉTÉ INTELLECTUELLE

⑪ CH 653 495 A5

⑤① Int. Cl.4: H 02 M 1/08
H 02 M 3/04

Brevet d'invention délivré pour la Suisse et le Liechtenstein
Traité sur les brevets, du 22 décembre 1978, entre la Suisse et le Liechtenstein

⑫ FASCICULE DU BREVET A5

②① Numéro de la demande: 3680/83

②② Date de dépôt: 05.07.1983

②④ Brevet délivré le: 31.12.1985

④⑤ Fascicule du brevet
publié le: 31.12.1985

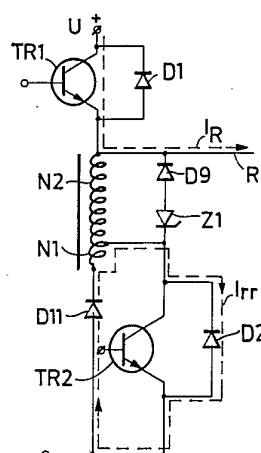
⑦③ Titulaire(s):
Institut Cerac S.A., Ecublens VD

⑦② Inventeur(s):
Ljung, Erik, Stockholm (SE)

⑦④ Mandataire:
Micheli & Cie, ingénieurs-conseils, Genève

⑤④ Circuit de commande d'un convertisseur statique.

⑤⑦ Il s'agit d'un circuit de commande d'un convertisseur statique, comprenant au moins une paire de transistors de commutation agissant l'un sur l'autre (TR1, TR2), dont le premier transistor de commutation (TR1) est commandé par une fréquence plus élevée que la fréquence de commande du second transistor de commutation (TR2). Une diode (D1, D2) est branchée entre l'émetteur et le collecteur des transistors de commutation respectifs. Une source de tension (N1, P) est conçue pour être activée lorsque le premier transistor de commutation (TR1) est excité dans son état conducteur (I_R) et délivre un courant de relaxation inverse (I_{rr}) à travers la diode (D2) du second transistor de commutation dans le sens inverse de cette diode.



REVENDECATIONS

1. Circuit de commande d'un convertisseur statique, comportant au moins une paire de transistors de commutation (TR1, TR2) agissant mutuellement l'un sur l'autre, dont le premier transistor de commutation (TR1) est commandé par une fréquence plus élevée que la fréquence de commande du second transistor de commutation (TR2), une diode (D1, D2) étant connectée entre l'émetteur et le collecteur des transistors de commutation respectifs, caractérisé par le fait qu'une source de tension (N1, P) est rendue active lorsque le premier transistor de commutation (TR1) est conducteur, et délivre un courant de relaxation inverse (I_r) à travers la diode (D2) de ce second transistor de commutation (TR2) dans la direction inverse de cette diode.

2. Circuit selon la revendication 1, caractérisé par le fait que la source de tension comporte un enroulement (N1) d'un transformateur (N1, N2) auquel la tension d'alimentation (U) du premier transistor de commutation est appliquée lorsque le premier transistor de commutation (TR1) est excité à son état conducteur, et par le fait que cet enroulement (N1) est adapté à renverser la polarisation de la diode (D2) du second transistor de commutation (TR2).

3. Circuit selon la revendication 1, caractérisé par le fait que la source de tension (P) est activée en synchronisme avec l'excitation du premier transistor de commutation (TR1) dans son mode conducteur, et renverse la polarisation de la diode (D2) du second transistor de commutation.

4. Circuit selon la revendication 2, caractérisé par le fait que le transformateur (N1, N2) comporte deux enroulements branchés en série l'un avec l'autre, dont le premier enroulement (N2) est branché entre l'émetteur du premier transistor de commutation (TR1) et le collecteur du second transistor de commutation (TR2), et dont le second enroulement (N1) est branché entre le collecteur et l'émetteur du second transistor de commutation (TR2).

Cette invention se rapporte à un dispositif dans un convertisseur statique comprenant au moins une paire de transistors de commutation coagissant mutuellement, dont le premier transistor de commutation est agencé pour être commandé par une fréquence excédant la fréquence de commande de l'autre transistor de commutation, et dans lequel une diode est branchée entre les émetteurs et les collecteurs des transistors respectifs.

Un dispositif de ce type est souvent utilisé pour commuter des sorties de haute puissance lorsqu'elles sont chargées inductivement, et un tel dispositif sera décrit plus clairement ci-après. Le problème qui apparaît, et qui est résolu, ou au moins grandement réduit, à l'aide de l'invention se rapporte aux pertes élevées qui apparaissent du fait que l'un de ces transistors de commutation dans cette paire est modulé en largeur d'impulsion avec une fréquence par exemple de 1 à 8 kHz, tandis que l'autre transistor de cette paire de transistors est commandé par une fréquence beaucoup plus faible, par exemple une fréquence de 50 à 60 Hz. Cela a pour effet que le premier transistor de commutation est commuté de façon répétée pendant que l'autre transistor est dans un état ou mode non conducteur. Le problème des pertes ainsi créées, problème qui sera décrit en détail ci-après, est résolu selon l'invention par l'activation d'une source de tension pendant que le premier transistor de commutation est dans son mode conducteur, et en délivrant un courant inverse de récupération au travers de la diode du second transistor de commutation dans la direction inverse de cette diode.

L'art antérieur connu et la présente invention seront décrits en détail en référence aux dessins annexés, dans lesquels :

la fig. 1 illustre le principe de la construction et du mode d'opération d'un circuit dit de Darlington;

la fig. 2 illustre un circuit équivalent du circuit de Darlington d'une construction monolithique;

la fig. 3 illustre un convertisseur statique simplifié qui comporte trois paires de transistors de commutation pour actionner un moteur triphasé à une fréquence choisie arbitrairement;

la fig. 4 illustre une paire de transistors de commutation dans le circuit illustré à la fig. 3;

la fig. 5 illustre un circuit connu pour éliminer le problème de court-circuitage;

la fig. 6 illustre un autre circuit connu;

la fig. 7 illustre un circuit selon l'invention qui comporte une source de tension pour délivrer un courant inverse de récupération pour la diode du second transistor de commutation;

la fig. 8 illustre le courant de phase lorsque le premier transistor du circuit illustré à la fig. 7 est amené dans un état ou mode non conducteur;

la fig. 9 illustre le passage du courant inverse de récupération au travers de la diode du second transistor lorsque le premier transistor commence à être conducteur pendant une impulsion de commande subséquente;

la fig. 10 illustre l'état du circuit lorsque le courant inverse de récupération cesse;

la fig. 11 illustre l'état du circuit lorsque l'impulsion de commande du premier transistor de commutation a cessé et que la commutation du courant de phase se fait sur le second transistor de commutation;

la fig. 12 illustre l'état du circuit juste avant la coupure du second transistor de commutation, et

la fig. 13 illustre un dispositif simplifié suivant l'invention pour produire un courant inverse de récupération pour la diode du second transistor de commutation.

Bien qu'il soit supposé que chaque paire de transistors et les diodes associées sont incorporés dans un circuit monolithique, il est évident que des éléments discrets peuvent être utilisés.

Le circuit dit de Darlington est bien connu pour la commutation de sorties à haute puissance. Le principe de construction et du mode de fonctionnement d'un tel circuit est illustré à la fig. 1, et est caractérisé par une forte amplification de courant du fait que le facteur d'amplification du courant effectif calculé, de la base du transistor T1 au collecteur du transistor T2, est égal au produit des facteurs d'amplification de courant des deux transistors. Dans sa forme la plus usuelle, un circuit de Darlington comporte un transistor monolithique, c'est-à-dire un transistor dans lequel tous les composants sont formés sur une seule et même plaque de silicone.

Un circuit de transistor équivalent est illustré à la fig. 2 et on voit sur cette figure qu'une diode parasite D1 est formée dans la structure monolithique. Bien que cette diode parasite soit capable de conduire le même courant que le transistor, elle possède un temps de relaxation inverse t_r relativement long, de l'ordre de 1 à 10 μ s, par rapport à la commutation. L'avantage de cette diode parasite est qu'elle peut être utilisée comme diode-volant. La diode-volant est nécessaire lorsque le transistor Darlington est utilisé pour la commutation de courant vers une charge inductive. Pour fonctionner dans ces circonstances sans pertes sérieuses et sans la nécessité d'une maille de limitation de courant, la technique de modulation doit être telle qu'un transistor soit sans tension lorsqu'il est excité dans son mode conducteur, c'est-à-dire qu'un transistor Darlington doit être sans tension lorsqu'il est excité, ce qui limite l'utilité du transistor. Une technique de modulation bien connue est la modulation de la largeur des impulsions (PWM), qui exige que le transistor soit excité dans son mode conducteur avec une tension totale entre collecteur et émetteur, ce qui veut dire, par exemple, que la diode-volant D2 conduit lorsque le transistor Darlington TR1 illustré à la fig. 3 est excité et amené à son mode conducteur. La fig. 3 illustre un pont redresseur à courant alternatif comportant des transistors de Darlington TR1-D1, TR2-D2, TR3-D3, TR4-D4, TR5-D5 et TR6-D6, chacun équivalant au circuit illustré à la fig. 2. Suivant des techniques connues, les électrodes des bases des transistors sont alimentées

avec des signaux de commande qui déterminent la fréquence de la tension alternative. Dans le cas illustré, une tension de commande de haute fréquence est délivrée à l'entrée A du premier transistor TR1, TR3 et TR5 respectivement, tandis qu'une tension de commande de basse fréquence est délivrée au second transistor TR2, TR4 et TR6 respectivement dans chaque paire TR1, TR2 et TR3 respectivement, c'est-à-dire que le premier transistor de chaque paire sera commuté un certain nombre de fois pendant que le second transistor de chaque paire est éteint. Le pont redresseur de courant alternatif alimente un moteur triphasé M par des conducteurs R, S et T. La limitation du transistor Darlington réside dans le fait que la diode-volant, comme mentionné précédemment, a un temps de relaxation inverse relativement long, ce qui provoque un courant excessif dans le premier transistor lorsqu'il est excité. Le problème de surcourant, ou courant excessif, apparaît de la façon suivante. Si l'on considère la fig. 4 qui illustre une partie du circuit du pont redresseur de courant alternatif illustré à la fig. 3, et si l'on suppose que le courant du moteur I_R passe pour le moment au travers de la diode-volant D2, on trouvera que, lorsque le transistor Darlington TR1 commence à conduire, et reprend donc ainsi le courant moteur I_R , D2 ne sera pas bloquée jusqu'à ce que le temps de relaxation inverse t_{rr} soit écoulé, pour la raison précitée. Pendant cette période de temps, la diode D2 conduit du courant dans la direction inverse (courant inverse de relaxation) et en principe un court-circuit apparaît au travers de TR1 et D2 et un courant élevé s'écoulera par ce circuit de court-circuitage. Différentes tentatives ont été faites pour éliminer ce désavantage. La solution d'une telle tentative a été de relier une diode externe série D7 et une diode-volant rapide D8, comme illustré à la fig. 5, pour isoler la diode parasite, par exemple la diode parasite D1.

Une autre solution connue est de limiter l'augmentation de courant dans le circuit à l'aide d'inductances, de sorte que la pointe de courant apparaissant lorsque le circuit est excité ait atteint un niveau contrôlé et acceptable lorsque la diode-volant agissant simultanément est éteinte. Un tel circuit est illustré à la fig. 6. Dans ce circuit, un noyau ferrite bobiné avec des spires N1 ayant une inductance L est branché entre l'émetteur du transistor TR1 et le collecteur du transistor TR2. Branchées aux bornes de l'enroulement N1 se trouvent une diode Zener Z1 et une diode D9. Le circuit D9-Z1 vide l'inductance L de l'énergie emmagasinée pendant la période de conduction. Comme on le verra dans ce qui suit, des pertes relativement élevées sont causées par ce circuit. Une autre méthode connue pour vider l'inductance et pour réduire les pertes est de disposer un enroulement N2 en série avec une diode D10, comme indiqué à la fig. 6. Un circuit D9-Z1 est toutefois toujours nécessaire, du fait des fuites de l'inductance entre les enroulements, avec les pertes qui en résultent.

Lorsque le transistor TR2 conduit du courant, le courant passe au travers de l'inductance. L'inductance est vidée de son énergie après chaque période de conduction, et les pertes dans la maille D9-Z1 sont:

$$P = L \cdot \bar{I}^2 \cdot f/2$$

où:

$\bar{I}$ = courant moyen dans l'inductance

f = fréquence de commande du transistor

avec:

$$\bar{I} = 15 \text{ A}$$

$$L = 60 \mu\text{H}$$

$$f = 3000 \text{ Hz}$$

on obtient $P = 20 \text{ W}$, ce qui nécessite des composants passifs de grande dimension pour réduire l'élévation de température.

Les inconvénients avec les circuits connus pour éliminer ou réduire le courant inverse de relaxation dommageable de la diode-volant parasite peuvent être éliminés selon la présente invention en alimentant la diode-volant avec un courant de relaxation inverse provenant d'une source séparée. Comme on le verra plus loin, une telle source de courant peut être réalisée avec des moyens simples. La charge de courant sur le transistor qui est excité est grandement

réduite et, du fait que la pointe de courant et sa dérivée peuvent être augmentées, on obtient un temps de relaxation inverse de plus faible durée par rapport à la diode-volant de la structure monolithique du transistor de Darlington, permettant l'utilisation de composants magnétiques qui sont plus petits, et donc moins coûteux, que les composants utilisés dans la disposition de la fig. 6. Cela provient du fait qu'il s'agit de vider la diode-volant d'une charge donnée. Il est vrai que la charge augmente avec la dérivée du courant, mais une augmentation de la dérivée du courant de pas plus de 4 à 75 A/ μs provoque une diminution d'au moins la moitié du temps de relaxation inverse t_{rr} . Une forme d'exécution préférée d'un circuit selon l'invention est illustrée à la fig. 7. Ce circuit diffère du circuit connu illustré à la fig. 6 en ce que l'inductance pour limiter l'augmentation de courant est remplacée par un transformateur, qui est branché entre le collecteur et l'émetteur du transistor TR2, à travers une ou éventuellement plusieurs diodes séries D11, permettant de conduire un courant de réaction (courant de relaxation inverse I_{rr}). Le bobinage N1 du transformateur constitue la source de tension séparée précitée.

Le mode de fonctionnement du circuit selon l'invention est décrit en référence aux fig. 8, 9, 10 et 11.

Les fig. 8 et 9 illustrent la commutation de D2 à TR1. On suppose tout d'abord que le courant I_R circule à travers la diode-volant D2 au conducteur R, qui constitue l'une des trois phases du moteur M. Lorsque le transistor TR1 est excité à son mode conducteur, la tension aux bornes de la diode-volant D2 du transistor TR2 n'est que de quelques volts et la totalité de la source de tension U est aux bornes de l'enroulement N2. Du fait que N1 et N2 sont couplés comme un transformateur, la tension $U \cdot N1/N2$ se trouve aux bornes de l'enroulement N1 et sa polarité est telle que la tension sur la diode D2 est inverse et que la majeure partie ($N2/N2 + N1$) du courant inverse de relaxation I_{rr} passe ainsi dans le circuit D11-N1-D2. Cela suppose que le transformateur ne soit pas saturé pendant le temps de relaxation inverse t_{rr} de la diode D2.

A partir de l'équation $U = N \cdot d\Phi/dt$ on obtient la section minimale du noyau de ferrite pour éviter la saturation pendant le temps de relaxation inverse:

$$A \geq U \cdot t_{rr} / (\bar{B} \cdot N2)$$

A = surface de la section du noyau ferrite

t_{rr} = temps de relaxation inverse de la diode

$\bar{B}$ = densité de flux à saturation du noyau ferrite

Avec des valeurs typiques des paramètres, on obtient:

$$A \geq 300 \cdot 1,5 \cdot 10^{-6} / (0,4 \cdot 25) = 45 \times 10^{-6} \text{ m}^2$$

Ce noyau peut, par exemple, être un noyau toroïdal standard ayant un diamètre d'environ 25 mm et un rapport d'enroulement $N2 = 25 N1 = 2$. Avec un transistor du type MJ 10016, on obtient un courant de relaxation $I_{rr} \cong 60 \text{ A}$ dont seulement 5 A passent au travers du transistor TR1. Aucun courant ne passe dans la maille D9-Z1 et, de la sorte, aucune perte n'existe dans cette maille pendant cette phase.

Les fig. 10 et 11 illustrent la commutation de TR1 à D2. On suppose que le courant de phase I_R traverse TR1 vers la phase R du moteur, la partie inférieure du circuit illustré à la fig. 10 étant sans courant. Quand TR1 est coupé, le courant I_R sera commuté à la diode-volant D2 (fig. 11). Du fait de l'inductance de l'enroulement N2 du transformateur, le courant est obligé de passer par le conducteur de phase R au travers du circuit Z1-D9. La tension aux bornes de ce circuit Z1-D9 indique que le transformateur est saturé après une durée de:

$$t_m = A \cdot \bar{B} \cdot n2 / (U_{Z1} + U_{D9})$$

où:

A = surface de la section du noyau ferrite (m^2)

$\bar{B}$ = densité de flux à saturation du noyau ferrite ($\text{V} \cdot \text{s}/\text{m}^2$)

$n2$ = nombre de spires de l'enroulement N2

U_{Z1} = chute de tension aux bornes de D9 (V)

Lorsque le noyau ferrite est saturé, le courant de phase s'écoulera par la bobine ou enroulement N2. Pendant le temps de saturation T_m , on obtient une perte de puissance dans le circuit Z1-D9 qui, avec les valeurs présumées précédentes, est d'environ 7 W. Avec ces valeurs présumées précédemment, le temps de saturation T_m est d'environ 4 μ s. Une faible perte de puissance supplémentaire est obtenue au moment où le transistor TR2 est bloqué et devient non conducteur. Cette perte de puissance est illustrée à la fig. 12. Le courant de phase I_R passe par le bobinage ou enroulement N2 et au travers du transistor TR2 de la phase R. Lorsque l'énergie contenue dans le transformateur est consommée le circuit Z1-D9 est déconnecté, et on obtient une perte de puissance qui, comme le noyau toroïdal précité, et les autres conditions restant inchangées, sera inférieure à 1 W. Ainsi la perte totale de puissance sera d'environ 8 W qui doit

être comparée à une perte de puissance de l'ordre de 20 W pour une disposition telle que celle de la fig. 6.

La fig. 13 illustre une source de tension simplifiée sous la forme d'une batterie, qui est branchée sur D2 par l'intermédiaire d'un interrupteur S qui produit le courant de relaxation inverse I_m , pour décharger rapidement D2, comme décrit ci-dessus. L'interrupteur S, qui est illustré en position fermée, peut comporter, par exemple, un transistor ou tout autre élément interrupteur bien connu, et la commande est effectuée en synchronisation avec la commande du premier transistor TR1, et de préférence on délivre le même signal de commande à l'interrupteur S qu'au transistor TR1, comme indiqué à la fig. 13. Une autre possibilité de produire le courant de relaxation inverse à travers la diode D2 consiste à décharger une capacité au travers de cette diode.

Fig. 1

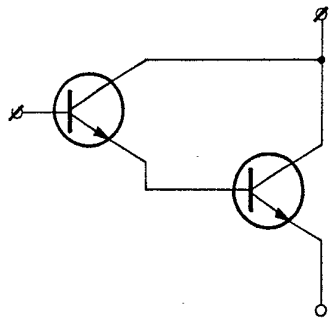


Fig. 2

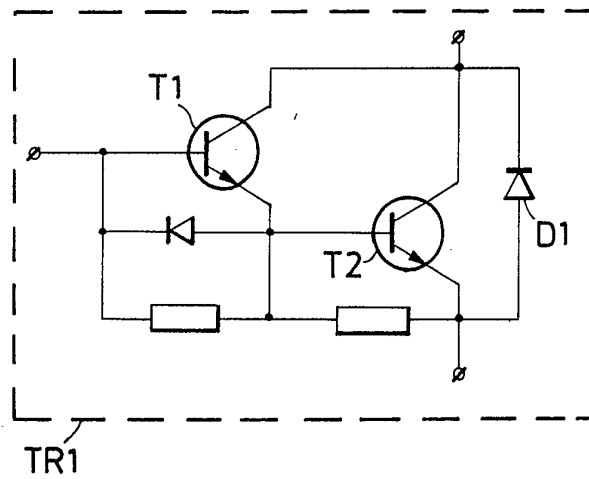


Fig. 3

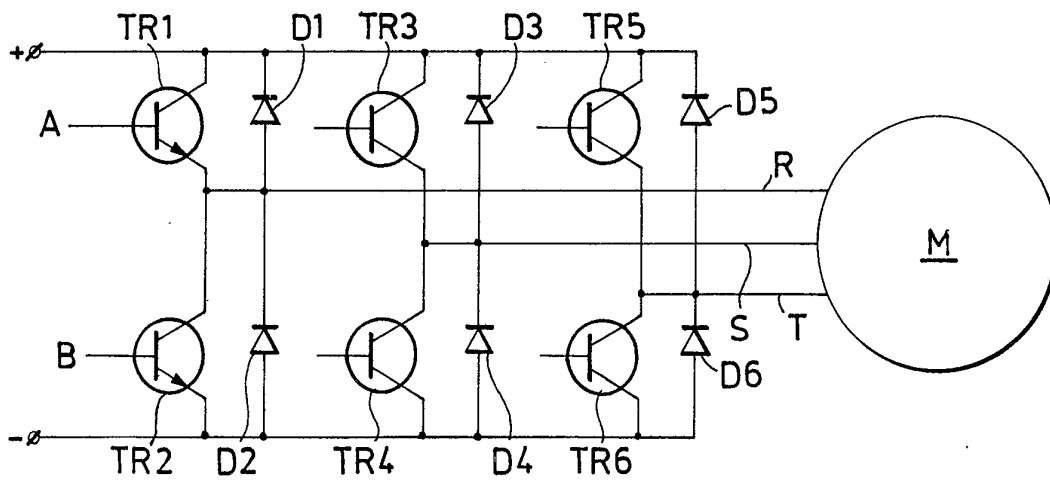


Fig. 4

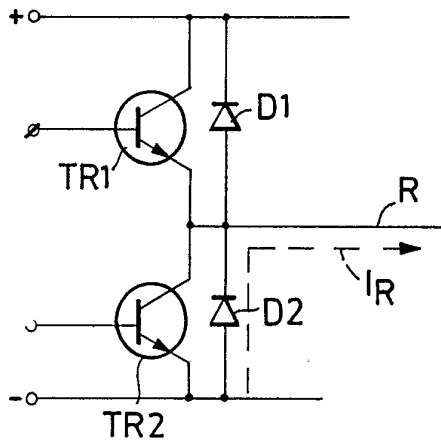


Fig. 5

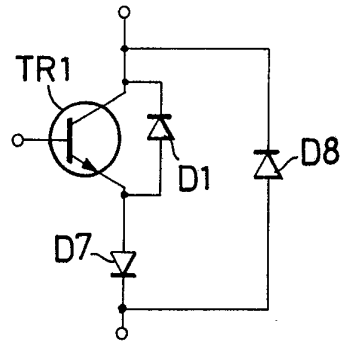


Fig. 6

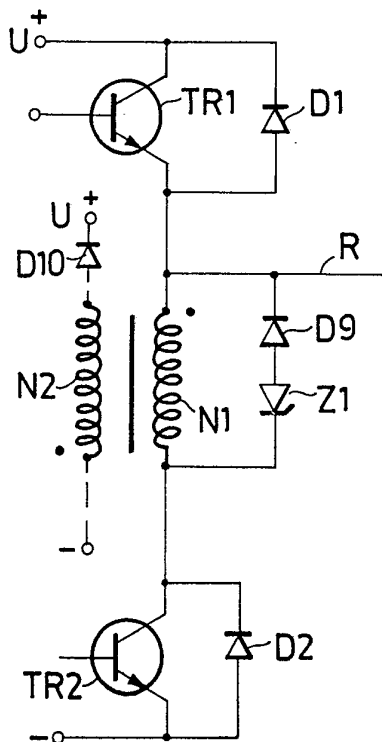


Fig. 7

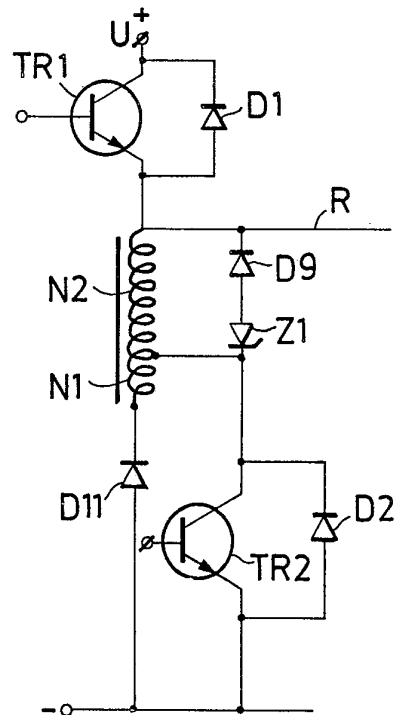


Fig. 8

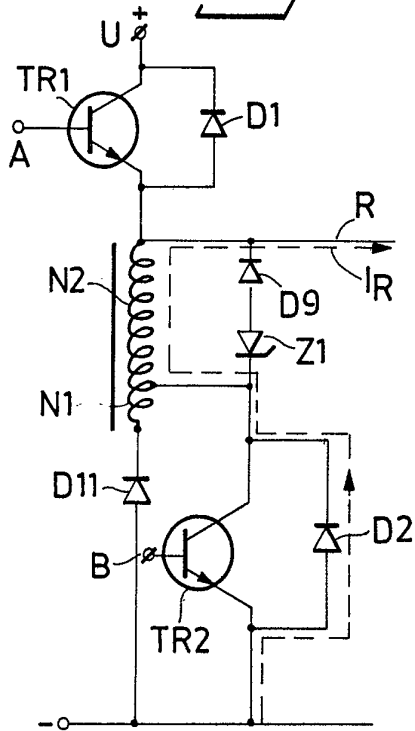


Fig. 9

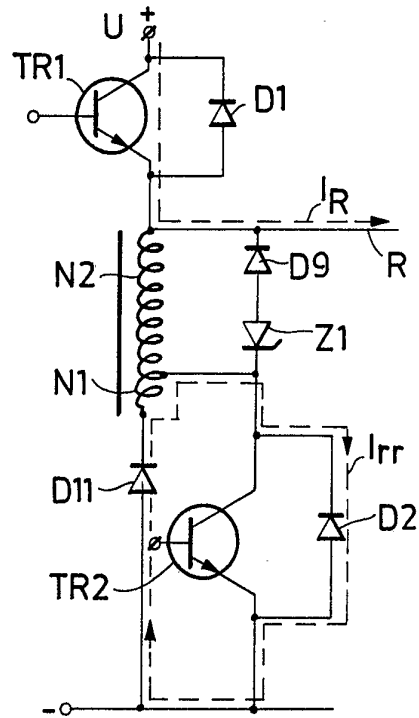


Fig. 10

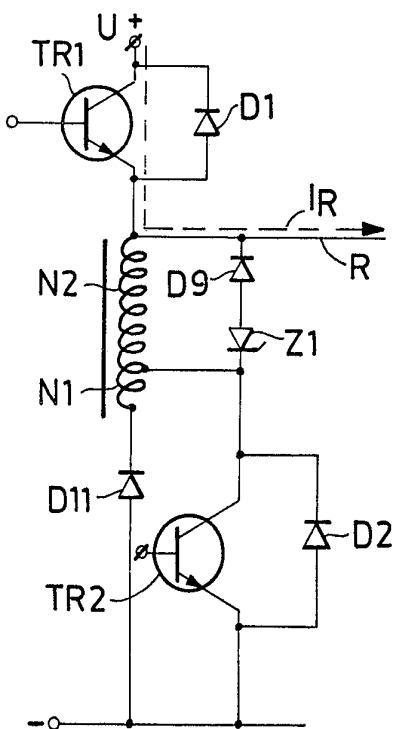


Fig. 11

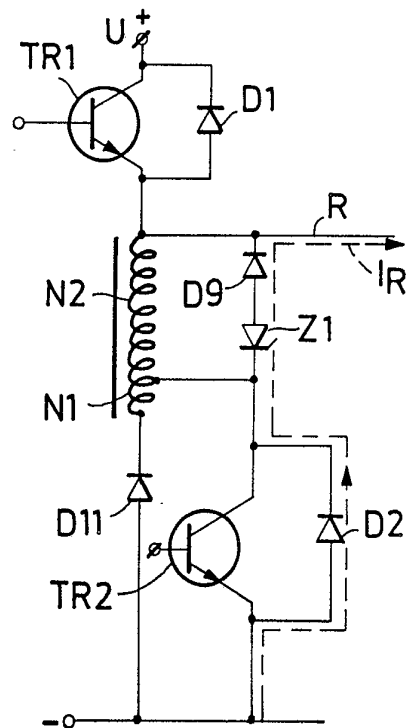


Fig. 12

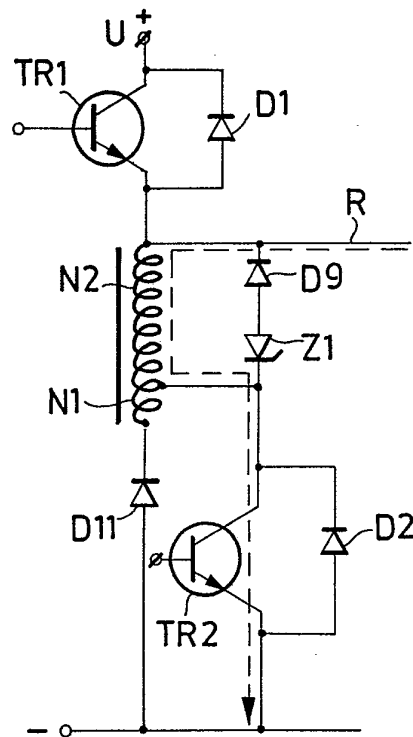


Fig. 13

