

19



Europäisches Patentamt  
European Patent Office  
Office européen des brevets



11 Numéro de publication: **0 307 325 B1**

12

## FASCICULE DE BREVET EUROPEEN

45 Date de publication de fascicule du brevet: **10.03.93** 51 Int. Cl.<sup>5</sup>: **F02P 3/05**

21 Numéro de dépôt: **88420284.7**

22 Date de dépôt: **23.08.88**

54 **Circuit de commande d'allumage.**

30 Priorité: **27.08.87 FR 8712103**

43 Date de publication de la demande:  
**15.03.89 Bulletin 89/11**

45 Mention de la délivrance du brevet:  
**10.03.93 Bulletin 93/10**

84 Etats contractants désignés:  
**DE ES FR GB IT NL SE**

56 Documents cités:  
**FR-A- 2 427 713**  
**GB-A- 2 024 941**  
**US-A- 3 838 672**

73 Titulaire: **SGS-THOMSON MICROELECTRO-  
NICS S.A.**  
**7, Avenue Galliéni**  
**F-94250 Gentilly(FR)**

72 Inventeur: **Moreau, Jean-Michel**  
**4, rue Louis Lachenal**  
**F-38100 Grenoble(FR)**

74 Mandataire: **de Beaumont, Michel et al**  
**1bis, rue Champollion**  
**F-38000 Grenoble (FR)**

**EP 0 307 325 B1**

Il est rappelé que: Dans un délai de neuf mois à compter de la date de publication de la mention de la délivrance du brevet européen, toute personne peut faire opposition au brevet européen délivré, auprès de l'Office européen des brevets. L'opposition doit être formée par écrit et motivée. Elle n'est réputée formée qu'après paiement de la taxe d'opposition (art. 99(1) Convention sur le brevet européen).

## Description

La présente invention concerne un circuit de commande d'allumage et particulièrement un circuit de commande dit électronique pour automobile dans lequel l'étincelle d'une bougie est obtenue au secondaire d'une bobine élévatrice de tension au moment où l'on interrompt brutalement le courant passant dans le primaire de cette bobine.

Depuis quelques années, il est devenu possible d'utiliser comme interrupteur un commutateur électronique. La figure 1 représente un exemple d'un tel système d'allumage électronique classique, décrit par exemple dans US-A-3 838 672, comprenant une batterie de stockage d'énergie 1 (la batterie de l'automobile) et une bobine élévatrice 2 dont le secondaire est relié à un éclateur (bougie) 3 et dont le primaire est en série avec un commutateur électronique 4, tel qu'un montage de transistors Darlington, permettant de laisser passer ou d'interrompre le courant dans la bobine. Un organe de commande 5 permet de commander, en fonction d'informations reçues du moteur 6, la fermeture puis l'ouverture de l'interrupteur 4, cet organe de commande agissant sur la base du commutateur principal qui, dans l'exemple représenté, est de type bipolaire. Ainsi, quand l'interrupteur 4 est fermé, du courant commence à circuler dans le primaire de la bobine et à croître progressivement. Quand l'interrupteur 4 s'ouvre, une étincelle se produit dans les bougies 3.

Pour un bon fonctionnement de ce dispositif, il faut qu'au moment de l'ouverture du commutateur de puissance 4, le courant atteint dans le primaire de la bobine 2 soit suffisant pour provoquer l'étincelle au secondaire. De façon idéale, on devrait prévoir la durée de fermeture de commutateur de puissance 4 pour que cette valeur du courant soit exactement atteinte. En fait, les moteurs fonctionnant à vitesse variable, il est difficile de prévoir très exactement cette durée et l'on est généralement amené à fermer le commutateur de puissance 4 pendant une durée plus longue que nécessaire. Si aucune mesure n'était prise, il en résulterait le passage d'un courant trop important dans le primaire de la bobine 2 et le commutateur de puissance 4.

Pour éviter ces courants excessifs, on a été classiquement amené à prévoir des moyens de limitation de courant dont un exemple apparaît en figure 1.

Ainsi, on dispose un circuit de détection 7 en série avec le commutateur de puissance 4. Ce circuit de détection comprend une résistance R1 de faible valeur en parallèle avec un circuit diviseur comprenant des résistances R2 et R3, la tension détectée au point commun entre les résistances R2 et R3 étant proportionnelle au courant traversant la

résistance R1. Cette tension détectée  $V_D$  est comparée à une tension de référence 8 dans un amplificateur-comparateur commandé 9 dont la sortie fournit un courant de base au commutateur de puissance 4. Ainsi, à la fermeture du commutateur de puissance 4, quand le courant est faible dans la résistance R1, le courant de base est maximum, et quand la tension détectée se rapproche de la tension de référence 8, réglée pour correspondre au courant limite, le courant de base est réduit. Dans cette phase où le courant de base du commutateur de puissance 4 est réduit, celui-ci ne se comporte plus comme un simple commutateur mais en fait comme un amplificateur linéaire de courant.

Dans ce système, l'ensemble des éléments 4, 7, 8 et 9 constitue une boucle d'asservissement. Dans la pratique, cette boucle risque de ne pas être stable. L'amplificateur 9, réalisé dans un circuit intégré, est un amplificateur à gain élevé, par exemple à trois étages. Les technologies actuelles font que ce gain peut varier pour chaque étage d'un facteur 3, par exemple entre 100 et 300. De même, le gain du commutateur de puissance 4, qui est par exemple un montage Darlington à plusieurs étages, peut varier considérablement, par exemple d'un facteur 30. Dans ces conditions, il est très difficile en pratique d'assurer une valeur prédéterminée au gain de boucle de l'asservissement et en conséquence d'assurer la stabilité de l'asservissement en courant.

Ainsi, dans les systèmes pratiques, on est obligé de soumettre les Darlington à des tris sévères, ce qui limite la possibilité de choix de fournisseurs et ajoute aux coûts, et on a également été amené à utiliser dans la boucle d'asservissement un condensateur extérieur de stabilisation ce qui augmente le nombre de bornes du circuit intégré à prévoir et constitue également un facteur d'augmentation de coût.

Un objet de la présente invention est de prévoir un circuit de commande d'allumage dont l'asservissement dans la phase de limitation de courant soit stable grâce à un gain de boucle prévisible.

Un autre objet de la présente invention est de prévoir que ce circuit de commande qui est constitué en pratique par un circuit intégré spécialisé puisse être utilisé en relation avec des transistors ou Darlington bipolaires différents.

Plus particulièrement, un objet de l'invention est de rendre reproductible la contribution au gain de boucle de l'amplificateur contenue dans l'organe de commande quand ce dernier est réalisé sous forme de circuit intégré.

Un autre objet de la présente invention est de rendre cette contribution réglable extérieurement pour pouvoir compenser les différences de gain

apportées par les différents types d'organes de puissance.

Pour atteindre ces objets ainsi que d'autres, la présente invention prévoit un circuit de commande comprenant un commutateur de puissance bipolaire en série avec le primaire d'une bobine d'allumage et une résistance de détection ; un diviseur de tension en parallèle sur la résistance de détection fournissant une tension détectée proportionnelle au courant dans la résistance ; un amplificateur-comparateur commandé dont la première entrée reçoit la tension détectée et la seconde entrée reçoit une tension de référence, dont la sortie est reliée à la base du commutateur de puissance et dont une entrée de commande peut recevoir un signal d'ordre d'inhibition, cet amplificateur-comparateur agissant pour limiter le courant de base quand la tension détectée s'approche de la tension de référence ; une résistance série entre la sortie de l'amplificateur-comparateur et la base du commutateur de puissance ; et un amplificateur différentiel dont les entrées sont reliées aux bornes de la résistance série et dont la sortie est reliée à la première entrée de l'amplificateur-comparateur.

De préférence, ce circuit comprend en outre des moyens pour inhiber l'action de l'amplificateur différentiel quand la tension détectée est inférieure à un seuil choisi au plus égal à la tension de référence.

De préférence, l'amplificateur différentiel comprend des transistors multi-collecteurs dont les émetteurs sont reliés aux bornes de la résistance série, dont des premiers collecteurs sont interconnectés et dont des seconds collecteurs sont connectés à des charges actives constituées de transistors reliés en miroir de courant.

De préférence, les résistances du diviseur de tension sont réglables de sorte que leur rapport est ajusté pour obtenir une limitation du courant dans le commutateur de puissance à une valeur prédéterminée et que la valeur absolue de la résistance en série avec l'entrée de l'amplificateur-comparateur est choisie pour déterminer le gain du circuit d'asservissement.

Ces objets, caractéristiques et avantages ainsi que d'autres de la présente invention seront exposés plus en détail dans la description suivante de modes de réalisation particuliers faite en relation avec les figures jointes parmi lesquelles :

la figure 1 est un schéma partiellement sous forme de blocs illustrant un circuit de commande d'allumage selon l'art antérieur ;

la figure 2 est un schéma partiellement sous forme de blocs illustrant la présente invention ; et

la figure 3 représente de façon détaillée des parties du circuit selon la présente invention.

Dans la vue schématique de la figure 2, on retrouve de mêmes éléments qu'en figure 1 désignés par les mêmes références, à savoir le transistor de puissance 4, le détecteur 7, la source de tension de référence 8 et l'amplificateur-comparateur commandé 9. Cet amplificateur-comparateur 9 à gain élevé reçoit, comme dans le cas de la figure 1, sur sa deuxième entrée une référence de tension 8 et sur sa première entrée une tension  $V_D$  proportionnelle au courant dans la résistance R1, le coefficient de proportionnalité étant fixé par le rapport des valeurs des résistances R2 et R3.

La sortie de cet amplificateur 9 agit sur la borne de commande du commutateur de puissance 4 par l'intermédiaire d'une résistance R10 en série. Cette résistance R10 constitue un moyen de mesure du courant d'entrée dans la borne de commande, couramment la base, du commutateur de puissance bipolaire 4.

En outre, un amplificateur différentiel 11 de transconductance  $y_D$  (rapport entre la variation de courant de sortie et la variation de tension d'entrée) a ses entrées connectées aux bornes de la résistance R10. La sortie de cet amplificateur différentiel 11 est reliée à la première entrée de l'amplificateur-comparateur 9 dans un sens tel que la boucle constituée par cet amplificateur-comparateur, la résistance R10 et l'amplificateur différentiel 11 effectue une contre-réaction.

En l'absence de la boucle de réaction provoquée par l'amplificateur différentiel 11, la tension sur la résistance R1 est d'abord divisée dans le rapport des résistances  $R3/R2 + R3$  puis amplifiée par l'amplificateur-comparateur 9 avec un gain en tension global égal à :

$$[R3/(R2 + R3)] \cdot G(9),$$

où  $G(9)$  est le gain de l'amplificateur-comparateur 9 (un gain élevé peu reproductible). Par contre, quand l'amplificateur différentiel 11 introduit une contre-réaction, et si  $G(9)$  est élevé, le gain global est tel que le signal d'erreur entre les entrées de l'amplificateur-comparateur A soit toujours faible ; ceci implique que toute variation du courant provenant du point de raccordement entre les résistances R2 et R3 est absorbée par l'amplificateur 11. On en déduit la pente ou transconductance entre le sommet de la résistance R1 et la borne de commande du commutateur de puissance 4 :

$$dI/dV = 1/R2 \cdot R10 \cdot y_D.$$

Ainsi, cette structure apporte les avantages suivants :

- Malgré toutes les variations qui peuvent affecter le gain de l'amplificateur-comparateur à fort gain 9, la transconductance entre la

résistance de détection R1 et la borne de commande peut être maintenue bien définie à condition que R2, R10 et  $y_D$  soient définis. En fait, il est connu que, alors que le gain en tension d'un amplificateur réalisé sous forme de circuit intégré est sujet à de fortes variations, ce qui était le cas de l'amplificateur 9 dans l'utilisation qui en était faite, la transconductance d'un amplificateur différentiel est une donnée reproductible. Ainsi, seul le gain en courant du commutateur de puissance 4 est une cause de dispersion dans le gain global de la boucle d'asservissement de courant et la stabilité est plus facile à maîtriser.

- De plus, comme le gain de cette boucle dépend de la valeur de la résistance R2, on pourra en choisissant une résistance réglable modifier cette valeur pour adapter un même circuit intégré de commande à des organes de puissance de types et de caractéristiques diverses. En fabrication, il sera donc possible d'utiliser un lot d'organes de puissance dont le gain serait particulièrement élevé en le compensant par un accroissement de la résistance R2 qui sera réalisée sous forme d'une résistance discrète externe au circuit intégré de commande.
- Les oscillations qui apparaissaient dans des systèmes classiques sont éliminées. En effet, la bobine avec ses capacités parasites constitue un circuit oscillant qui est excité par exemple quand le commutateur de puissance 4 passe du régime interrupteur fermé (quand un courant de base maximal est fourni) au régime régulateur de courant (quand on commence à réduire, assez brutalement, le courant de base du commutateur de puissance), c'est-à-dire quand la tension aux bornes de la bobine passe brutalement de  $L di/dt$  à une valeur nulle ( $I$  constant). La forte variation de tension à cet instant enclenche des oscillations amorties qui peuvent perturber d'autres organes reliés au circuit, par exemple, dans des applications automobiles, le compteur. Pour amortir le mieux possible ces oscillations, il est important que l'impédance au collecteur du commutateur de puissance reste faible. Pour cela, le gain de la boucle d'asservissement qui tend à le transformer en source d'impédance élevée ne doit pas être excessif. Selon l'invention, ce gain peut être contrôlé en réglant la valeur de la résistance R2.

Ainsi le réglage du potentiomètre R2, R3 a une double fonction :

- en réglant R2, on fixe le gain de la boucle d'asservissement,
- en réglant le rapport R2/R3, on fixe le niveau

désiré de limitation du courant dans le commutateur de puissance.

Un inconvénient du circuit selon la présente invention tel que décrit précédemment pourrait être que, dès la phase initiale de fermeture du commutateur de puissance 4, l'amplificateur différentiel 11 commence à agir pour réduire le courant de base dans ce commutateur de puissance et donc pour ralentir la vitesse d'augmentation du courant dans le primaire de la bobine. Pour pallier cette inconvénient, il est prévu selon la présente invention de commander le fonctionnement de l'amplificateur différentiel 11 par un circuit comprenant un comparateur 12 recevant sur sa première entrée le signal détecté  $V_D$  au point de raccordement des résistances R2 et R3 (comme sur la première entrée de l'amplificateur-comparateur 9) et sur sa deuxième entrée une deuxième source de tension de référence 13 de valeur au plus égale et de préférence légèrement inférieure à celle de la source de référence 8. Ainsi, la sortie du comparateur 12 inhibe le fonctionnement de l'amplificateur différentiel 11 tant que la tension détectée, c'est-à-dire le courant dans la résistance R1, n'a pas atteint un certain seuil. C'est seulement à partir de ce seuil que la contre-réaction commence à agir.

La figure 3 représente un mode de réalisation détaillé de certains éléments du circuit représenté très schématiquement en figure 2.

L'amplificateur-comparateur 9 comprend une chaîne d'amplification constituée de transistors PNP T57 et NPN T59 et T62. A son entrée, on trouve deux transistors NPN T51 et T55 montés en comparateur, l'émetteur du transistor T51 étant relié à une borne d'entrée E9 qui reçoit le signal  $V_D$  en provenance du point de connexion des résistances R2 et R3 mentionnées précédemment. L'émetteur du transistor T55 est connecté à une résistance R8 qui définit, en relation avec une source de courant I8, la tension de référence figurée par la source de tension 8 en figures 1 et 2.

Plus précisément, le comparateur d'entrée comprend les connexions suivantes. Le transistor T51 est relié par son collecteur à une source de courant I51 dont l'autre borne est reliée à la tension d'alimentation VCC. L'émetteur du transistor T51 est relié à la borne E9 comme indiqué précédemment, la base du transistor T51 est reliée à son collecteur et à la base du transistor T55. Le collecteur du transistor T55 est relié à la tension d'alimentation VCC par une source de courant I8 et son émetteur est connecté à la masse par l'intermédiaire d'une résistance R8.

Le signal à la borne de sortie 23 du comparateur est reliée au transistor d'entrée T57 du circuit amplificateur comprenant les transistors T57, T59 et T62.

Plus précisément, la partie d'amplification comprend les connexions suivantes. Le transistor PNP T57 dont la base est connectée à la borne de sortie 23 du comparateur a son émetteur relié à une source de courant I57 elle-même reliée à la tension d'alimentation VCC. Le collecteur du transistor T57 est relié à la masse par un transistor T45 maintenu à l'état passant. En outre, l'émetteur et le collecteur du transistor T57 sont reliés à la masse par l'intermédiaire de transistors NPN T56 et T60 dont le rôle sera explicité ci-après. L'émetteur du transistor T57 est également relié à la base du second transistor T59 de type NPN dont le collecteur est relié à la borne VCC par une résistance de limitation de courant R59 et dont l'émetteur est relié à la masse par l'intermédiaire d'un transistor T61 dont le rôle sera explicité ci-après. L'émetteur du transistor T59 est également relié à la base du transistor T62 dont le collecteur est relié à la borne VCC par une résistance de limitation de courant R62 et dont l'émetteur est relié à la masse par l'intermédiaire d'une résistance R61 et à la borne de sortie S9 du circuit 9.

Les trois transistors T56, T60 et T61 contenus dans un bloc 30 constituent le circuit de commande d'inhibition de l'amplificateur 9. Ce circuit reçoit un signal à partir d'une borne d'entrée de commande EC9 connectée à un circuit de traitement de signal recevant des informations à partir du moteur 6. On verra que le circuit 30 sert également à invalider l'amplificateur différentiel 11.

Le fonctionnement de l'amplificateur-comparateur 9 en association avec le circuit 30 est le suivant :

1 - quand un signal d'inhibition est envoyé sur la borne EC9, les transistors T56, T60 et T61 sont conducteurs et donc aucun signal n'est appliqué sur les bases des transistors amplificateurs T59 et T62. La tension de sortie de l'amplificateur-comparateur 9 sur la borne S9 est donc à bas niveau et aucun courant n'est fourni à la résistance R10 reliée à cette borne S9.

2 - Dans le cas où un signal de validation est appliqué à la borne EC9, les transistors T56, T60, T61 sont bloqués et l'étage amplificateur peut fonctionner.

2.1 - Initialement, la tension sur la borne d'entrée E9 croît progressivement en partant de zéro. La tension sur les bases des transistors T51 et T55 croît également en restant supérieure à la tension d'entrée d'une tension base/émetteur de transistor. En première approximation, le potentiel d'émetteur du transistor T55 reste égal à celui du transistor T51 (E9) ; on en déduit le courant de collecteur du transistor T55, égal à  $V_{E9}/R8$  ; tant que ce courant reste inférieur à celui de la source de courant I8, le transistor PNP T52 reste blo-

qué. Le courant de la source de courant I57 est donc totalement injecté dans la base du transistor T59 qui injecte lui-même un courant important dans la base du transistor T62 et une tension maximale apparaît sur la borne de sortie S9.

2.2 - Dès que le courant  $V_{E9}/R8$  devient égal à I8, la tension sur l'émetteur du transistor T55 est égale à  $I8.R8$  et le reste. Alors, le transistor T57 commence à conduire et dérive une partie du courant de base du transistor T59 en provenance de la source de courant I57. Le courant des transistors T59 et T62 est donc limité pour réduire le potentiel à la borne de sortie S9.

L'amplificateur différentiel 11 a ses bornes d'entrée reliées aux bornes de la résistance R10 et sa borne de sortie A reliée à la borne A indiquée dans le bloc 9 au niveau de l'émetteur du transistor T51, c'est-à-dire au niveau de la borne E9 où est appliquée la tension détectée  $V_D$ . Cet amplificateur différentiel 11 comprend deux résistances d'entrée R11 et R12 reliées aux émetteurs de transistors PNP à deux collecteurs T63 et T70 montés en différentiel, c'est-à-dire connectés par leurs bases, et a un gain constant grâce à une interconnexion des deuxièmes collecteurs. Les premiers collecteurs sont reliés à la masse par une charge constituée de deux transistors NPN T76 et T77 connectés en miroir de courant. Les collecteurs des transistors T76 et T77 sont respectivement reliés aux collecteurs des transistors T63 et T70, leurs émetteurs étant à la masse, leurs bases étant interconnectées et le collecteur et la base du transistor T77 étant reliés. Le signal sur le collecteur du transistor T76, qui est l'image amplifiée du courant dans la résistance R10, est fourni à la borne de sortie A, par l'intermédiaire d'un transistor T78 monté en diode, pour assurer une contre-réaction.

Comme cela a été exposé en relation avec la figure 2, on souhaite pouvoir inhiber le fonctionnement de l'amplificateur différentiel 11 dans la première phase de fermeture du commutateur principal, c'est-à-dire quand la tension  $V_D$  est inférieure à un certain seuil lui-même inférieur au seuil défini par la tension de référence 8. L'action d'inhibition est assurée par le transistor T79 dont le collecteur est connecté aux bases des transistors T63 et T70 par l'intermédiaire d'une résistance R79, dont l'émetteur est relié à la masse, et dont la base est reliée à une borne B mettant ce conducteur en conduction quand on veut inhiber l'amplificateur différentiel.

La commande du transistor T79 est assurée par un circuit comprenant, entre la tension VCC et la masse, une résistance R16, un transistor T43 et une résistance R20. La base du transistor T43 est reliée au collecteur du transistor T45 et l'émetteur

du transistor T43 est relié à la base du transistor T79. Ainsi, quand le courant dans le transistor T57 et dans le transistor T45 dépasse un certain seuil, le transistor T43 devient conducteur ce qui met en conduction le transistor T79. Par ce moyen l'amplificateur 11 se met à fonctionner très peu avant le moment où l'on souhaite limiter le courant dans le commutateur de puissance 4.

Le courant de sortie de l'amplificateur différentiel 11 est disponible sur les collecteurs des transistors T63 et T76. Le transistor T78, connecté en diode, a pour rôle de permettre au transistor T76 de fonctionner avec une tension collecteur suffisante ; en effet la borne E9 reste toujours à un potentiel voisin de celui de la masse.

Les avantages de cette réalisation sont les suivantes :

- pente de l'amplificateur 11 facilement calculable et peu dispersée (ne dépend que du courant de polarisation envoyé par la résistance R79) ;
- faible rotation de phase, car il n'y a qu'un étage d'amplification (le transistor T55, les transistors suivants étant des suiveurs qui multiplient le courant) ;
- le système n'a pas d'autre source d'alimentation que la tension présente sur la borne de commande du commutateur 4 ;
- l'amplificateur 11 est mis en service ou hors service très simplement :
  - . si le transistor T79 est conducteur, la résistance R79 fournit un courant de base aux transistors T63 et T70 et l'amplificateur 11 fonctionne ;
  - . si le transistor T79 est bloqué, l'amplificateur 11 ne fonctionne pas et n'a pas d'influence.

Le circuit est agencé de façon que le transistor T79 devienne conducteur très peu avant que le courant dans la bobine atteigne la valeur de consigne. Ainsi :

- le gain de l'asservissement reste très élevé (amplificateur 11 hors fonction) pendant la presque totalité du temps de montée du courant dans la bobine (période où il est important que le commutateur 4 reçoive le maximum de courant de base) ;
- le gain de l'asservissement tombe à une valeur faible (amplificateur 11 en fonction) peu de temps avant que la valeur de consigne soit atteinte, procurant ainsi les avantages qui ont été décrits.

Bien entendu, l'invention n'est nullement limitée au mode de réalisation ci-dessus qui n'a été décrit qu'à titre d'exemple, et de nombreuses variantes et additions pourront être effectuées par l'homme de l'art sans sortir du cadre de l'invention tel que défini par les revendications. Par exemple,

comme le représente la figure 3, on pourra prévoir de faire passer en permanence dans le transistor T51 un courant sensiblement égal à I8. Ceci est réalisé par le transistor T50 associé au transistor T46 et à la source de courant I46. De même, on pourrait prévoir une stabilisation supplémentaire de l'amplificateur-comparateur 9 en ramenant sur les transistors T55 et T51 une partie de la tension de sortie de cet amplificateur par l'intermédiaire d'une constante de temps.

## Revendications

1. Circuit de commande d'allumage comprenant :
  - un commutateur de puissance bipolaire (4) en série avec le primaire d'une bobine d'allumage (2) et une résistance de détection (R1),
  - un diviseur de tension (R2, R3) en parallèle sur la résistance de détection fournissant une tension détectée proportionnelle au courant dans cette résistance (R1),
  - un amplificateur-comparateur commandé (9) dont la première entrée (E9) reçoit la tension détectée ( $V_D$ ) et la seconde entrée reçoit une tension de référence (8), dont la sortie est reliée à la base du commutateur de puissance (4) et dont une entrée de commande (EC9) peut recevoir un signal d'ordre d'inhibition, cet amplificateur-comparateur agissant pour limiter le courant de base quand la tension détectée s'approche de la tension de référence, caractérisé en ce qu'il comprend en outre :
    - une résistance série (R10) entre la sortie de l'amplificateur-comparateur (9) et la base du commutateur de puissance (4), et
    - un amplificateur différentiel (11) dont les entrées sont connectées aux bornes de la résistance série et dont la sortie (A) est reliée à la première entrée (E9) de l'amplificateur-comparateur (9).
2. Circuit de commande d'allumage selon la revendication 1, caractérisé en ce qu'il comprend en outre des moyens (12 ; B, T79) pour inhiber l'action de l'amplificateur différentiel (11) quand la tension détectée est inférieure à un seuil choisi au plus égal à la tension de référence.
3. Circuit de commande d'allumage selon l'une des revendications 1 ou 2, caractérisé en ce que l'amplificateur différentiel (11) comprend des transistors à deux collecteurs (T63, T70)

dont les émetteurs sont reliés aux bornes de la résistance série (R10), dont des premiers collecteurs sont interconnectés et dont des seconds collecteurs sont connectés à des charges actives (T77, T78) constituées de transistors (T77, T78) reliés en miroir de courant.

4. Circuit de commande d'allumage selon l'une quelconque des revendications 1 à 3, caractérisé en ce que le diviseur de tension est un diviseur résistif dont les résistances (R2, R3) sont réglables de sorte que leur rapport est ajusté pour régler la valeur de la limite de courant du commutateur de puissance (4) et que la valeur absolue de la résistance (R2) de ce diviseur connectée entre la seconde entrée de l'amplificateur-comparateur (9) et le commutateur de puissance bipolaire (4) est choisie pour déterminer le gain de la boucle comprenant cet amplificateur-comparateur.
5. Circuit de commande d'allumage selon la revendication 1, caractérisé en ce qu'il comprend en outre des moyens (30) pour mettre en route ou interrompre brutalement l'action de l'amplificateur-comparateur (9).

#### Claims

1. An ignition control circuit comprising :
- a bipolar power switch (4) in series with the primary of an ignition coil (2) and a detection resistor (R1) ;
  - a voltage divider (R2, R3) in parallel on the detection resistor supplying a measured voltage proportional to the current in said detection resistor (R1) ;
  - a controlled amplifier-comparator (9), a first input of which (E9) receives the measured voltage ( $V_D$ ), and a second input receives a reference voltage (8), the output of which is connected with the base of the power switch (4), and a control input of which (EC9) can receive an inhibition order signal, this amplifier-comparator acting for limiting the base current when the measured voltage approaches the reference voltage, characterized in this that it further comprises :
    - a series resistor (R10) between the output of amplifier-comparator (9) and the base of the power switch (4) ; and
    - a differential amplifier (11), the inputs of which are connected with the terminals of said series resistor, and the output (A) of which is connected with the first input (E9) of the amplifier-comparator (9).

2. An ignition control circuit according to claim 1, characterized in this that it further comprises means (12 ; B, T79) for inhibiting the action of the differential amplifier (11) when the measured voltage is lower than a given threshold chosen, at the utmost, equal to the reference voltage.

3. An ignition control circuit according to claim 1 or 2, characterized in this that said differential amplifier (11) comprises transistors with two collectors (T63, T70), the emitters of which are connected with the terminals of the series resistor (R10), the first collectors of which are interconnected and the second collectors of which are connected with active charges (T77, T78) comprising mirror-connected transistors (T77, T78).

4. An ignition control circuit according to any of claims 1 to 3 characterized in this that the voltage divider is a resistive divider, resistors (R2, R3) of which are adjustable so as to set their ratio for adjusting the current limit value of the power switch (4) and that the absolute value of the resistor (R2) of said divider connected between the second input of the amplifier-comparator (9) and the bipolar power switch (4) is chosen for determining the gain of the loop comprising said amplifier-comparator.

5. An ignition control circuit according to claim 1, characterized in this that it further comprises means (30) for switching on or abruptly interrupting the action of the amplifier-comparator (9).

#### Patentansprüche

1. Steuerschaltung für eine Zündung, mit:
- einem bipolaren Leistungsschalter (40), der in Reihe mit der Primärseite einer Zündspule (2) und einem Detektor-Widerstand (R1) geschaltet ist,
  - einem Spannungsteiler (R2, R3), der zum Detektor-Widerstand parallel liegt und eine erfaßte, zum Strom in diesem Detektor-Widerstand (R1) proportionale Spannung liefert,
  - einem gesteuerten Verstärker-Vergleicher (9), dessen erster Eingang (E9) die erfaßte Spannung ( $V_D$ ) empfängt und dessen zweiter Eingang eine Bezugsspannung (8) empfängt, dessen Ausgang mit der Basis des Leistungsschalters (4) verbunden ist und dessen Steuereingang (EC9) ein Sperr-Befehlssignal empfangen kann, wobei der Verstärker-Vergleicher

den Basisstrom begrenzt, wenn die erfaßte Spannung sich der Bezugsspannung annähert,

**gekennzeichnet** durch:

- einen Reihenwiderstand (R10) zwischen dem Ausgang des Verstärker-Vergleichers (9) und der Basis des Leistungsschalters (4) und 5
  - einen Differentialverstärker (11), dessen Eingänge mit den Anschlüssen des Reihenwiderstandes verbunden sind und dessen Ausgang (A) mit dem ersten Eingang (E9) des Verstärker-Vergleichers (9) verbunden ist. 10  
15
2. Steuerschaltung für eine Zündung nach Anspruch 1, **gekennzeichnet** durch eine Vorrichtung (12; B, T79) zum Sperren der Tätigkeit des Differentialverstärkers (11), wenn die erfaßte Spannung niedriger als ein gegebener Schwellwert ist, der maximal gleich der Bezugsspannung gewählt ist. 20
3. Steuerschaltung für eine Zündung nach Anspruch 1 oder 2, dadurch **gekennzeichnet**, daß der Differentialverstärker (11) Transistoren mit zwei Kollektoren (T63, T70) aufweist, deren Emitter mit den Anschlüssen des Reihenwiderstandes (R10) verbunden sind, wobei die ersten Kollektoren miteinander verbunden sind und die zweiten Kollektoren mit aktiven Lasten (T77, T78) verbunden sind, welche von in Strom-Spiegelschaltung verbundenen Transistoren (T77, T78) gebildet sind. 25  
30  
35
4. Steuerschaltung für eine Zündung nach einem der Ansprüche 1 bis 3, dadurch **gekennzeichnet**, daß der Spannungsteiler ein ohmscher Spannungsteiler ist, bei dem die Widerstände (R2, R3) einstellbar sind, so daß ihr Verhältnis zum Steuern des Strom-Grenzwertes des Leistungsschalters (4) einstellbar ist, und daß der Absolutwert des Widerstandes (R2) dieses Teilers, der zwischen dem zweiten Eingang des Verstärker-Vergleichers (9) und dem bipolaren Leistungsschalter (4) angeschlossen ist, zum Festlegen der Verstärkung der diesen Verstärker-Vergleicher umfassenden Schleife gewählt wird. 40  
45  
50
5. Steuerschaltung für eine Zündung nach Anspruch 1, **gekennzeichnet** durch eine Vorrichtung (30) zum plötzlichen Einschalten oder Unterbrechen der Tätigkeit des Verstärker-Vergleichers (9). 55

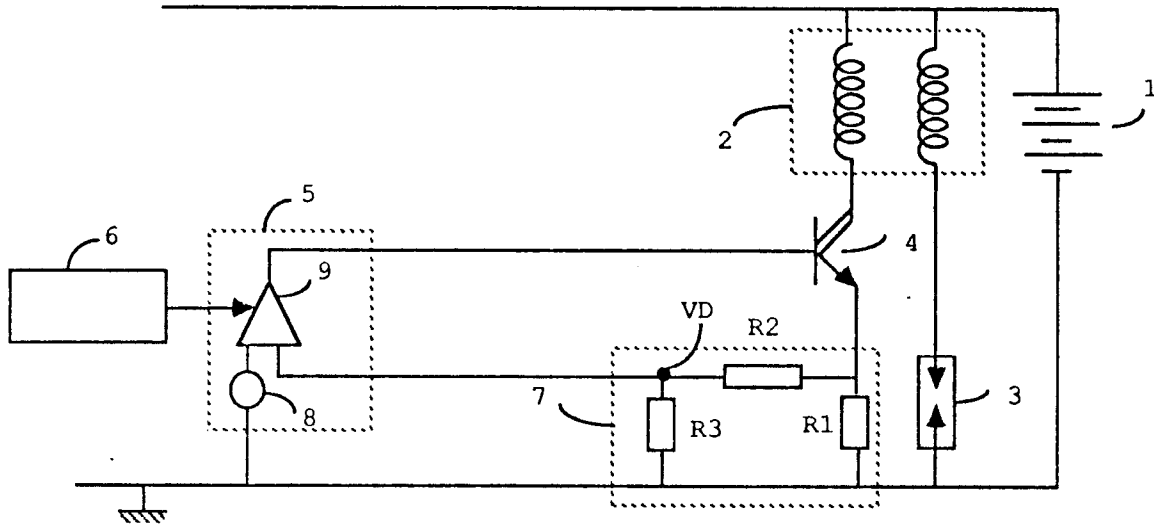


Figure 1

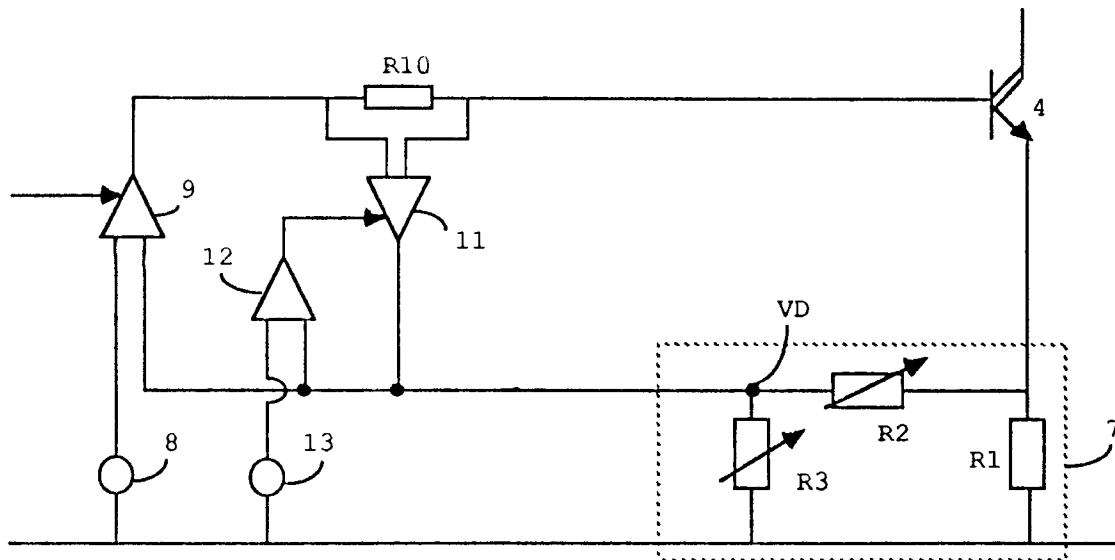


Figure 2

