

①9 RÉPUBLIQUE FRANÇAISE
INSTITUT NATIONAL
DE LA PROPRIÉTÉ INDUSTRIELLE
PARIS

①1 N° de publication :
(à n'utiliser que pour les
commandes de reproduction)

2 584 880

②1 N° d'enregistrement national :

85 10614

⑤1 Int Cl⁴ : H 02 M 7/537.

①2

DEMANDE DE BREVET D'INVENTION

A1

②2 Date de dépôt : 11 juillet 1985.

③0 Priorité :

④3 Date de la mise à disposition du public de la
demande : BOPI « Brevets » n° 3 du 16 janvier 1987.

⑥0 Références à d'autres documents nationaux appa-
rentés :

⑦1 Demandeur(s) : GABORIAUD PAUL — FR.

⑦2 Inventeur(s) : Paul Gaboriaud.

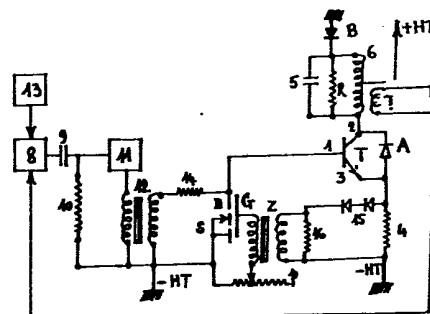
⑦3 Titulaire(s) :

⑦4 Mandataire(s) :

⑤4 Convertisseur auto-pilote en régime de commutation.

⑤7 La présente invention se situe dans le domaine des convertisseurs électroniques de puissance à pilotage automatique de la fréquence, en vue d'améliorer le rendement et la fiabilité. Elle est caractérisée par un montage auto-oscillateur à transistor, à charge accordée, à excitation de base en signaux rectangulaires grâce à l'insertion de circuits de mise en forme dans la boucle de réaction, avec addition d'un petit oscillateur auxiliaire d'impulsions assurant le démarrage des oscillations entretenues.

Applications principales : générateurs d'ultra-sons, chauffage à induction.



FR 2 584 880 - A1

D

Convertisseur auto-piloté en régime de commutation

M. Gaboriaud Paul

La présente invention se situe dans le domaine des convertisseurs électroniques de puissance, tels que générateurs d'ultra-sons et chauffage à induction. Les procédés généralement utilisés sont les onduleurs à thyristors pour les grandes puissances, et les transistors pour les puissances moyennes. On
5 connaît les inconvénients et difficultés des thyristors. Quant aux transistors, les montages à pilote séparé sont souvent difficiles à asservir à un accord automatique; les auto-oscillateurs le donnent naturellement, mais, en cas de charge accordée, n'engendrent pas de signaux rectangulaires d'excitation de base et ne permettent pas de bénéficier du rendement élevé d'un régime
10 de commutation; de plus, les oscillations entretenues ne démarrent pas spontanément. L'objet de la présente invention est un montage auto-oscillateur à transistor, à charge accordée, avec excitation de base en signaux rectangulaires, fonctionnant en régime de commutation, avec démarrage automatique. L'avantage de l'auto-oscillateur (pilotage automatique de la fréquence)
15 est ainsi conservé, mais ses défauts éliminés. Le procédé consiste en la conjonction des opérations suivantes: - prélèvement d'un signal sinusoïdal sur le circuit oscillant de sortie - mise en forme rectangulaire - dérivation en impulsions - mise en forme rectangulaire des impulsions dérivées et application en réaction positive à la base du transistor de puissance - réglage
20 manuel de la largeur de ces signaux de base permettant le dosage de la puissance de sortie - addition d'un petit oscillateur auxiliaire d'impulsions de basse-fréquence injectées dans la boucle de réaction où elles peuvent rester appliquées en permanence, assurant le démarrage des oscillations. L'explication du principe de ces opérations se fera plus clairement à l'aide
25 de la figure I donnant un exemple non limitatif de réalisation d'un générateur de chauffage à induction, où T désigne le transistor de puissance, 1 sa base, 2 son collecteur, 3 son émetteur, 4 sa résistance d'émetteur, 5 le condensateur d'accord et 6 l'inducteur, l'ensemble 5/6 formant le circuit oscillant avec sa résistance de charge R parallèle; 7 l'enroulement de réaction
30 couplé à 6, qui attaque le premier circuit de mise en forme rectangulaire 8 dont les signaux sont dérivés par la liaison 9/10 condensateur/résistance variable donnant la variation de la largeur des impulsions dérivées et, par suite, la variation de la puissance de sortie; ces signaux dérivés passent au deuxième bloc II de mise en forme rectangulaire et sont transmis à la base
35 I par le transformateur de liaison I2. Le bloc I3 désigne l'oscillateur auxiliaire d'impulsions basse-fréquence (par exemple un UJT) injectées sur le bloc 8 pour assurer le démarrage des oscillations entretenues.

A désigne la diode anti-parallèle connectée entre collecteur et émetteur de T. La liaison du circuit oscillant au + HT est faite par une prise sur la self d'accord 6 choisie pour la meilleure adaptation d'impédances; à la limite, la prise peut se trouver à l'extrémité de la self opposée au collecteur. Dans

5 l'exemple de la figure 1, la variation de la résistance 10 de la liaison de dérivation 9/10 contrôle la largeur des impulsions dérivées, qui passent ensuite dans le deuxième bloc-écréteur II de mise en forme rectangulaire; ainsi la variation de puissance est obtenue par le potentiomètre 10. Une variante remplace le bloc-écréteur II par un monostable de rapport cy-

10 clique variable, attaqué par les impulsions dérivées de la liaison 9/10 supposées très brèves et de largeur fixe; en ce cas, le contrôle de puissance est assuré par le potentiomètre de la liaison RC du monostable, qui constitue le deuxième bloc de mise en forme. Ce dessin de la figure 1 représente le schéma de principe; les figures 2 et 4 des compléments en vue de fiabilité

15 maximale; la figure 3 une extension au montage symétrique ou push-pull; la figure 5 une variante dans le mode de couplage à la charge. La figure 2 représente, à titre d'exemple, l'addition d'un circuit limiteur d'intensité du transistor T. La tension aux bornes de la résistance d'émetteur 4 est appliquée, à travers un ensemble 15 de 2 diodes en série présentant un seuil

20 de 1,4 volt environ, à la résistance 16 et au primaire d'un petit transformateur Z élévateur dont le secondaire attaque le gate G d'un transistor Mos-FET polarisé près de son seuil ("cut-off"), monté en modulateur-shunt. On désigne par p le potentiomètre d'ajustage de ce seuil. En cas de sur-

25 intensité, seule la tension de la résistance d'émetteur dépassant le seuil de 1,4 volt sera transmise au gate G et débloquera le Mos-FET dont la résistance Drain D / source S devenant très faible (de l'ordre de 0,1 ohm) assurera, en liaison avec la résistance 14, la limitation du signal d'excitation de I. Au lieu des diodes 15 de seuil, on peut évidemment mettre des diodes Zener, ou bien obtenir une tension de seuil par une polarisation de

30 tension. Sur la figure 2, ainsi que sur les figures suivantes, les mêmes chiffres ou lettres désignent les mêmes éléments d'une figure à l'autre; + HT désigne le pôle positif d'alimentation et -HT le négatif, réuni à la masse M. La figure 3 représente, à titre d'exemple, une extension au montage symétrique ou push-pull. T et T_I désignent les 2 transistors de puissance sy-

35 métriques, dont les collecteurs 2 et 23 sont reliés aux extrémités de la self 26 d'accord, à prise médiane réunie au + HT. Le circuit oscillant est constitué par l'inducteur 26 et le condensateur 27; l'enroulement de réaction 28 à prise médiane attaque, par ses 2 extrémités symétriques, les 2 premiers blocs-écréteurs 8 et 17 des 2 canaux symétriques identiques, l'un donnant

40 l'excitation de T, l'autre celle de T_I. Les impulsions dérivées de la liaison

condensateur 18/résistance 19 sont appliquées au deuxième bloc-écréteur de mise en forme 20, au transfo 21 et excitent la base 22 du transistor T_1 dont 24 désigne l'émetteur et 25 la résistance d'émetteur. 29 et 30 désignent les 2 diodes anti-parallèles de T et T_1 . R désigne la résistance de charge parallèle. La figure 4 représente, à titre d'exemple, un complément aux figures précédentes en vue d'accroître la protection contre les surtensions transitoires entre collecteur et émetteur. Seul l'étage de puissance est représenté. La self 6 du circuit oscillant 5/6 a sa prise médiane m reliée au + HT, une extrémité au collecteur au point x et l'autre extrémité au point y à la cathode d'une diode B dont l'anode est reliée au -HT ou masse. Supposons + HT égal à +300 volts. Cette diode, dont la cathode est polarisée à +300 V deviendra conductrice dès que la tension oscillante \overline{ym} atteindra -300 V, donc dès que la tension oscillante \overline{xm} atteindra +300 V. Ainsi la tension de crête positive entre collecteur et émetteur sera limitée à un maximum de 600 V, qui est précisément la tension de crête normale.

La figure 5 représente une variante de la figure 1, utile dans le cas où l'on veut soustraire la self 6 à la composante continue de courant collecteur. 31 désigne une self d'arrêt, assurant l'alimentation en continu; 32 un condensateur de liaison au circuit oscillant constitué par les 2 condensateurs 33/34 et la self 6. R désigne la résistance de charge en parallèle sur 6. Ce circuit oscillant est une cellule en π adaptateur d'impédances. 35 désigne une petite self additionnelle en série sur le collecteur afin de limiter les surintensités transitoires dues aux décharges des condensateurs de forte capacité. 7 désigne l'enroulement de réaction. Tous ces montages peuvent, naturellement, comporter en addition les dispositifs habituels de protection contre les surtensions et sur-intensités; en particulier, en shunt sur le circuit oscillant, on peut ajouter un ensemble RC (résistance en série avec un condensateur) calculé pour amortir les surtensions transitoires très brèves, sans altérer le régime permanent; ou encore un ensemble RCD (résistance- condensateur-diode) ou toute autre combinaison classique. De même, tout circuit connu de limiteur d'intensité peut être appliqué ici; le circuit limiteur de la figure 2 étant seulement un montage recommandé, mais nullement limitatif ni exclusif. Ces divers circuits de sécurité additionnels n'ont pas été représentés sur les 5 figures, étant déjà connus et leur addition étant évidente. Dans les exemples de montages des 5 figures, on a représenté une liaison directe entre le collecteur du transistor et le circuit oscillant de charge, l'adaptation des impédances étant réalisée soit par prise sur la self, soit par cellule en π à condensateurs. Il est évident que ce couplage peut être réalisé par transformateur, selon des schémas évidents non représentés ici. Sur tous ces montages on peut encore ajouter,

intercalé dans la boucle de réaction, un circuit auxiliaire de déphasage, en vue de compenser les rotations de phase dues aux liaisons successives; ces circuits déphaseurs sont bien connus et ne sont pas représentés sur les figures. Les applications principales de l'invention concernent les générateurs d'ultra-sons et les générateurs de chauffage à induction, l'objectif recherché étant surtout la fiabilité et le faible prix de revient; l'application principale envisagée étant la cuisinière à induction.

La fiabilité étant l'objectif majeur, le schéma préféré selon l'invention est celui de la figure 2, à double protection: limiteur de sur-intensité par le transistor modulateur-shunt sur la base; limiteur de surtension par la diode B selon explications données pour la figure 4.
Dessin pour l'abrégé descriptif: figure 2.

REVENDEICATIONS

1. Convertisseur à transistor auto-oscillateur caractérisé en ce que la boucle de réaction positive comporte: un premier circuit de mise en forme rectangulaire des signaux prélevés sur le circuit oscillant de charge; un deuxième circuit de mise en forme rectangulaire des impulsions dérivées, soit du type écréteur, soit du type mono-stable, avec variation du rapport cyclique donnant le contrôle de la puissance de sortie; un petit oscillateur auxiliaire d'impulsions basse-fréquence injectées dans la boucle de réaction afin d'assurer le démarrage des oscillation entretenues. Figure 1.
2. Convertisseur auto-oscillateur selon revendication 1, comportant l'addition d'un limiteur de courant du transistor, caractérisé en ce que la tension aux bornes de la résistance d'émetteur est appliquée au primaire de transformateur de rapport élévateur à travers un système à seuil ne transmettant que le dépassement de la tension au-delà du seuil assigné; le secondaire transmet cette tension de dépassement à un transistor modulateur-shunt dont la mise en conduction donne l'atténuation du signal d'excitation de base. Figure 2.
3. Convertisseur selon revendication 1, comportant 2 transistors en montage symétrique ou push-pull, avec 2 canaux symétriques d'excitation des bases. Figure 3.
4. Convertisseur selon revendication 1, caractérisé par l'addition d'une diode limitrice de surtensions, dont l'anode est à la masse et la cathode reliée, sur le circuit oscillant à prise médiane de self, à l'extrémité symétrique du collecteur, en vue d'écréter les surtensions transitoires du collecteur. Figures 2 et 4.
5. Convertisseur selon revendication 1, caractérisé en ce que l'alimentation continue du collecteur se fait à travers une self d'arrêt reliée par un condensateur à un circuit oscillant monté en cellule en π adaptateur d'impédances, avec petite self additionnelle de protection contre les surintensités transitoires. Figure 5.
6. Convertisseur selon revendication 1, comportant l'insertion dans la boucle de réaction d'un circuit déphaseur, en vue de compenser les rotations de phase dues aux liaisons successives. Figures 1, 2, 3.
7. Convertisseur selon revendications 1, 2, 3, 4, 5, 6, caractérisée en ce que le couplage de sortie entre le collecteur du transistor et le circuit oscillant de charge est réalisé par un transformateur. Figures 1, 2, 3.

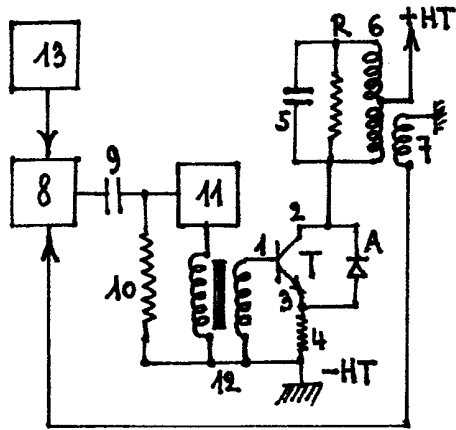


Fig. 1

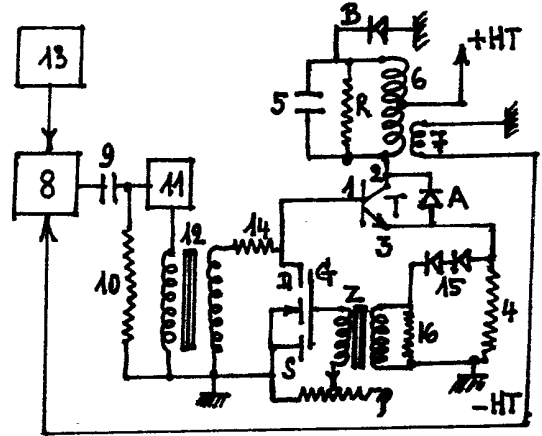


Fig. 2

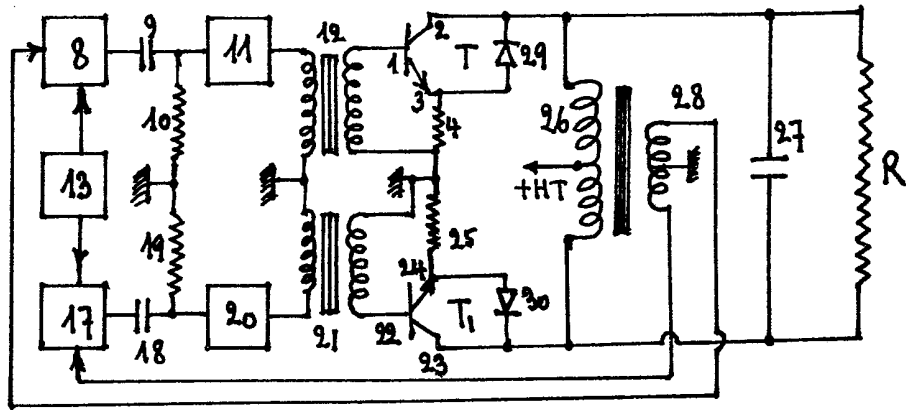


Fig. 3

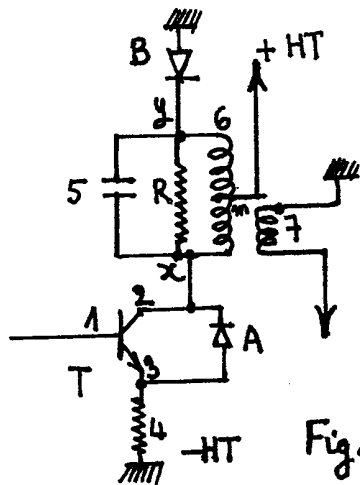


Fig. 4

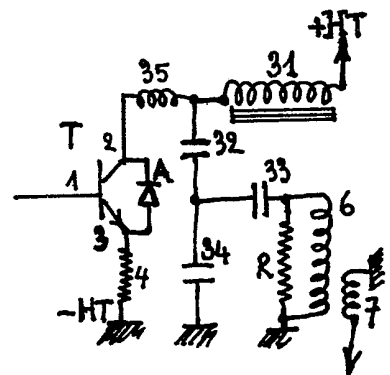


Fig. 5