

DEMANDE DE BREVET EUROPEEN

Numéro de dépôt: **79400761.7**

Int. Cl.³: **G 05 F 1/58**

Date de dépôt: **17.10.79**

Priorité: **30.11.78 FR 7833803**

Demandeur: **"THOMSON-BRANDT", 173, bld Haussmann, F-75360 Paris Cedex 08 (FR)**

Date de publication de la demande: **25.06.80**
Bulletin 80/13

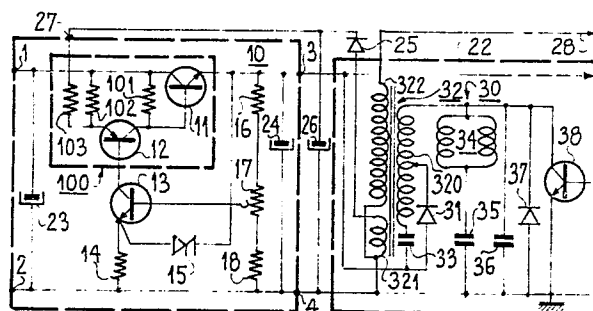
Inventeur: **Geiger, Erich, "THOMSON-CSF" - SCPI 173, bld Haussmann, F-75360 Paris Cedex 08 (FR)**

Etats contractants désignés: **DE GB IT**

Mandataire: **Schmolka, Robert et al, "THOMSON-CSF" - SCPI 173, bld Haussmann, F-75360 Paris Cedex 08 (FR)**

Dispositif régulateur de tension, notamment pour récepteur de télévision portable.

Dispositif régulateur de tension de type série pouvant être alimenté par une batterie ou le secteur, notamment pour alimenter un récepteur de télévision portable et comprenant un élément de régulateur 100 composé d'une paire de transistors complémentaires à couplage direct 11, 12, constituant un étage à émetteur commun suivi d'un étage à collecteur commun, une résistance de démarrage et de protection contre les court-circuits 101 qui réunit le collecteur et la base du transistor 11 monté en collecteur commun, une résistance de limitation du courant émetteur de celui-ci en cas de surcharge 102 réunissant le collecteur du premier 11 à l'émetteur du second 12 transistor et une résistance d'alimentation auxiliaire 103 réunissant cet émetteur à une source de tension auxiliaire supérieure à la tension d'entrée du dispositif 10, qui est engendrée par le circuit de balayage-ligne 30 et obtenue par le redressement des impulsions de retour-ligne fournies par un enroulement secondaire supplémentaire 321 du transformateur-ligne 32.



DISPOSITIF REGULATEUR DE TENSION, NOTAMMENT

POUR RECEPTEUR DE TELEVISION PORTABLE

La présente invention concerne un dispositif régulateur de tension avec protection contre des surcharges et court-circuits pour récepteur de télévision portable, notamment du type alimenté par une basse tension continue
5 provenant soit d'une batterie d'accumulateurs ou de piles, soit d'un montage redresseur précédé d'un transformateur et suivi d'un filtre pour éliminer le ronflement.

Les récepteurs de télévision qui peuvent être alimentés en énergie électrique par des batteries
10 fournissant des basses tensions continues, posent le problème de la protection contre les court-circuits et les surcharges et de l'obtention d'une tension de déchet minimal entre le collecteur et l'émetteur du transistor de régulation série (ballast).

15 Le régulateur de tension série du type dans lequel un transistor ou l'étage de sortie d'un montage comprenant plusieurs transistors directement couplés en cascade, du genre d'un circuit dit de "Darlington" multiple ou d'une paire de transistors complémentaires,
20 est inséré en série dans la ligne d'alimentation continue entre la source primaire (batterie ou redresseur filtré) et la charge, en formant un montage du type à collecteur commun dont l'électrode commande (base) est alimenté par une tension de commande provenant d'une
25 boucle de régulation munie d'un comparateur de tension qui compare une fraction de la tension de sortie aux bornes de la charge à une tension de référence stabilisée (recueillie aux bornes d'une diode Zener). Des circuits de ce type sont bien connus et décrits, par exemple,
30 dans l'ouvrage de MILLMAN et HALKIAS intitulé "ELECTRONIC DEVICES AND CIRCUITS", publié par Mc GRAW-HILL Book CO. en 1967 ou dans l'ouvrage de PASCOE intitulé "FUNDAMENTALS OF SOLID-STATE ELECTRONICS", publié par JOHN WILEY & SONS en 1976.

Un tel circuit doit comprendre un dispositif de protection du transistor de régulation série contre des surcharges et des court-circuits du côté de la charge, qui provoqueraient des courants et des tensions collecteur-émetteur tels que sa dissipation dépasserait les limites permises définies par l'aire de sécurité (appelée "safe operating area" ou "SOAR" dans la littérature anglo-américaine) en entraînant sa destruction. Dans la technique antérieure, telle que mentionnée dans les ouvrages précités, on a utilisé un fusible en série dans la ligne d'alimentation du circuit qui disjonctait (par fusion), lorsque le courant dépassait la valeur calibrée et dont la rapidité pouvait s'avérer insuffisante. On y a également décrit un circuit de limitation de courant dans lequel une résistance série R_S est insérée entre l'émetteur du transistor de régulation et la charge, et la base de ce transistor est réunie à la jonction de cette résistance avec la charge par deux ou plusieurs diodes en série orientées dans le même sens que sa jonction base-émetteur. Lorsque la somme de la tension base-émetteur V_{BE} et de la chute de tension $R_S \cdot I_L$ provoquée aux bornes de la résistance R_S par le courant dans la charge I_L , c'est-à-dire $(V_{BE} + R_S \cdot I_L)$, est suffisant pour polariser les diodes positivement, celles-ci se mettent à conduire de façon à réduire le courant de base I_B du transistor et, par conséquent, également son courant émetteur I_E alimentant la charge. Toutefois, cette résistance série ajoute une chute de tension supplémentaire à la tension de déchet entre le collecteur de l'émetteur à puissance nominale, qui est déjà trop importante pour des appareils alimentés par batterie.

Un régulateur de tension correspondant sensiblement, au préambule de la revendication 1 est déjà connu de l'article de SCIDMORE intitulé "JUNCTION DIODE REGULATES LOW-VOLTAGE SUPPLY", aux pages 55 et 56 dans la revue américaine "ELECTRONICS", N°. 27 du volume 37, daté du 19 octobre 1964, dans lequel un premier transistor de ballast du type NPN est connecté en collecteur commun entre l'entrée et la sortie positives du régulateur, dont le collecteur est réuni à sa base, d'une part, par une première résistance et, d'autre part, par le trajet émetteur-collecteur d'un second transistor du type NPN en série avec une diode. La base du second transistor est reliée, d'une part, par une seconde résistance à l'entrée positive du régulateur et, d'autre part, au collecteur d'un troisième transistor comparateur monté en base commune, dont la base est reliée à la jonction d'une troisième résistance et d'un montage stabilisateur de tension composé de deux diodes en série dont les bornes libres sont respectivement connectées aux bornes de sortie du régulateur et dont l'émetteur est relié au point milieu d'un diviseur de tension résistif branché entre ces mêmes bornes de sortie.

Le circuit de régulation série, objet de la présente invention, permet de fournir une protection contre les surcharges et court-circuits au transistor de régulation, une limitation de son fonctionnement à l'aire de sécurité (SOAR), l'augmentation et le maintien constant du gain du circuit avec boucle de régulation ouverte et de réduire sa tension de déchet collecteur-émetteur V_{CE} .

Suivant l'invention, un dispositif régulateur de tension continue du type comprenant un élément de

régulation qui comporte un premier transistor monté en collecteur commun, inséré en série entre une borne d'entrée et une borne de sortie de même polarité et dont l'impédance est commandée à l'aide d'un amplificateur-comparateur comportant un troisième transistor dont l'émetteur est polarisé à l'aide d'une diode Zener à une tension de référence constante et dont la base reçoit une fraction de la tension de sortie du dispositif, afin de fournir un courant collecteur qui est fonction de la différence entre la tension de référence et cette fraction et qui alimente l'entrée de cet élément de régulation de sorte que la chute de tension entre ces bornes varie de manière à compenser les variations de la tension d'entrée, l'élément de régulation comportant, en outre, un second transistor de type complémentaire au premier, dont l'émetteur est relié au collecteur de celui-ci, dont le collecteur est relié à la base du premier et dont la base est reliée au collecteur du troisième transistor, et une première résistance réunissant le collecteur et la base du premier transistor et permettant d'assurer sa conduction au démarrage et de limiter son courant émetteur maximal en cas de court-circuit, est remarquable notamment par le fait qu'il comporte, en outre, une seconde résistance réunissant le collecteur du premier transistor à l'émetteur du second et permettant de limiter le courant collecteur de celui-ci qui constitue le courant de base du premier transistor, afin que la puissance dissipée par le premier transistor, égale au produit de sa tension collecteur-émetteur de surcharge et de son courant collecteur limité à l'aide de son courant de base, ne dépasse pas une valeur prédéterminée, l'émetteur du troisième transistor

étant réuni à celui du premier par l'intermédiaire de la diode Zener et à l'autre borne de sortie du dispositif à travers une résistance.

L'invention sera mieux comprise et d'autres de ses caractéristiques et avantages apparaîtront de la description ci-après et des dessins annexés s'y rapportant, donnés à titre d'exemple, sur lesquels :

- 5 - la figure 1 montre un schéma de principe d'un circuit de régulation de tension de la technique antérieure, utilisable avec une batterie d'accumulateurs, par exemple ;
- 10 - la figure 2 est un schéma de principe partiel montrant une première modification du circuit de la figure 1 ; et
- 15 - la figure 3 est un schéma de principe du mode de réalisation préféré du circuit de régulation de tension suivant l'invention, utilisé dans un récepteur de télévision portable pouvant être alimenté par batterie ou redresseur.

20 Sur toutes les figures, les mêmes éléments ont été désignés par le même nombre de repère.

Sur la figure 1 on a représenté le schéma de principe d'un dispositif régulateur de tension 10 de l'art antérieur (classique) du type utilisant la régulation série à l'aide d'une paire de transistors complémentaires.

Ce circuit de régulation 10 comporte une première borne d'entrée 1 devant être reliée au pôle positif d'une source de tension continue non stabilisée dont le pôle négatif est relié à une seconde borne d'entrée 2 de ce circuit. Cette source de tension peut être constituée soit par une batterie 5 d'accumulateurs ou de piles, rechargeables ou non, soit par un montage redresseur 6 alimenté par un transformateur abaisseur

de tension 7 dont l'enroulement secondaire alimente une diode 8 connectée en série avec un condensateur de filtrage 9 dont les armatures constituent les pôles de la source. Le redresseur mono-alternance
5 illustré peut évidemment être remplacé par un redresseur à deux alternances à deux diodes ou à quatre diodes en pont et le filtre peut comprendre également un ou plusieurs inducteurs et des condensateurs supplémentaires pour obtenir une meilleure atténuation du
10 ronflement. La commutation des deux sources 5 et 6 est effectuée à l'aide d'un inverseur 21 dont le contact mobile est relié à la borne 1.

Le circuit de régulation 10 comporte également deux bornes de sortie 3 et 4 fournissant une tension
15 continue stabilisée V_{34} , la première borne de sortie 3 étant réunie à la première borne d'entrée 1 par l'intermédiaire d'un élément de régulation 100 à semiconducteurs qui comporte ici un montage de deux transistors complémentaires à couplage direct, généralement appelé "paire complémentaire" (une paire de
20 transistors de même type à couplage direct émetteur-base étant appelée circuit de "Darlington").

Le premier transistor 11 est du type NPN et le second transistor 12 est du type PNP ; ils sont tous
25 les deux des transistors de puissance. Le collecteur du premier transistor 11 et l'émetteur du second transistor 12 sont reliés ensemble à la première borne d'entrée 1 du circuit de régulation 10. Le collecteur du second transistor 12 est relié à la
30 base du premier transistor 11 dont l'émetteur est relié à la première borne de sortie 3. On dispose donc d'un amplificateur de puissance à deux étages en cascade dont celui comprenant le transistor PNP 12 monté en émetteur commun commande celui comprenant le transistor
35 NPN 11 monté en collecteur commun, qui fonctionnent

ensemble comme un transistor NPN unique, monté en collecteur commun et dont le rapport de transfert direct de courant entre la base et le collecteur relié à l'émetteur h_{FE} ou le gain de courant direct β serait
5 égal au produit de ceux de ces deux transistors.

La base du second transistor 12 est reliée au collecteur d'un troisième transistor 13 du type NPN qui constitue un étage comparateur de tension, dont l'émetteur est relié au point commun d'un
10 montage série d'une diode Zener 15 et d'une résistance 14, connecté entre les bornes de sortie 3 et 4 du circuit 10 et dont la base est alimentée par une fraction réglable de la tension de sortie V_{34} recueillie sur le curseur d'un potentiomètre 17
15 formant avec deux résistances 16 et 18, respectivement reliées à ses bornes un montage série connecté entre les bornes de sortie 3 et 4. Dans le circuit 10 de la figure 1, la diode Zener 15 est connecté entre la première borne de sortie 3 et l'émetteur du troisième
20 transistor 13, et la résistance 14 entre celui-ci et la seconde borne de sortie 4 afin de polariser l'émetteur à une tension V_E fixe par rapport à la première borne ($V_E = V_3 - V_Z$, où V_Z est la tension Zener de la diode 15). Dans les circuits de régulation
25 à transistors classiques, notamment ceux des ouvrages précités, la diode Zener 15 est généralement connectée entre l'émetteur du transistor 13 et les secondes bornes d'entrée 2 et de sortie 4 et on peut alors, éventuellement, soit omettre la résistance 14, soit
30 la brancher entre cet émetteur et la première borne d'entrée 1. Sans cette résistance 14, la diode Zener 15 reste bloquée jusqu'à ce que la tension à ses bornes dépasse sa tension Zener V_Z , le transistor comparateur 13 restant bloqué jusqu'alors. Si la

résistance 14 réunit l'émetteur aux secondes bornes 2 et 4, le transistor 13 conduira dès que sa tension base-émetteur a dépassée 0,7 volts en amenant le second transistor 12 à la conduction. Dès l'amorçage de la diode Zener 15, le potentiel de l'émetteur V_E est fixe par rapport à l'une des bornes de sortie 3 ou 4, tandis que celui de la base V_B varie proportionnellement à la variation de la tension de sortie V_{34} . On obtient alors une tension base-émetteur V_{BE13} du troisième transistor 13 égale à la différence entre ces potentiels, c'est-à-dire à $V_{B13} - V_{E13}$, de façon à engendrer dans ce transistor un courant collecteur I_{C13} proportionnel à cette différence.

Le courant collecteur I_{C13} constitue le courant de base I_{B12} du second transistor 12 dont le courant collecteur I_{C12} constitue à son tour le courant de base I_{B11} du premier 11 qui forme alors une impédance variable insérée entre les premières bornes d'entrée 1 et de sortie 3 agissant de façon à compenser, par la chute de tension à ces bornes, les variations de la tension d'entrée V_{12} alimentant le circuit 10.

Une résistance 19 pouvant dissiper une puissance élevée (de l'ordre de 10 watts) est connectée ici entre le collecteur et l'émetteur du premier transistor 11, c'est-à-dire entre les premières bornes d'entrée 1 et de sortie 3, en série avec un fusible de protection (thermique) à fusion rapide 20.

Cette résistance sert à réduire la dissipation du premier transistor 11 en conduisant en dérivation une partie du courant continu alimentant la charge 22 et également au démarrage du circuit de régulation. Cette résistance 19 a toutefois un effet négatif sur la régulation (limitation de la gamme de variations admissible de la tension d'entrée) et transmet direc-

tement la tension de ronflement (ondulation résiduelle du redresseur) à la charge 22 qui nécessite alors un condensateur de filtrage de capacité élevée, pouvant être volumineux et pesant.

5 Le circuit de la figure 1 présente encore d'autres inconvénients, tels que : l'impossibilité de saturer le premier transistor 11 de sorte que la valeur minimale de la tension de déchet entre son émetteur et son collecteur, $V_{CE11 \min} = V_{CE12 \text{ sat}} + V_{BE11}$, ne
10 peut jamais être inférieure à 1 volt ; la réduction du gain de la boucle de régulation pour des tensions de régulation (V_{CE11}) inférieures à 2 volts, du fait que le second transistor 12 s'approche alors de la saturation ; et l'absence de protection efficace
15 contre les court-circuits et surcharges.

Sur la figure 2, on a représenté une modification de l'élément de régulation 100 du circuit de la figure 1 permettant d'éliminer la résistance de démarrage 19 et d'assurer en outre une protection
20 efficace contre les court-circuits et surcharges.

Le remplacement de la résistance de démarrage 19 est obtenu à l'aide d'une résistance 101 polarisant positivement la base du transistor 11 au démarrage du circuit 10.

25 Lors de la mise sous tension du circuit 10, un courant de base de démarrage I_{B11D} s'établit à travers la résistance de base 101 qui est égale à $(V_{CE11} - V_{BE11})/R_{101}$, où V_{CE11} est initialement égale à la tension d'entrée V_{12} fournie par la
30 source 5 ou 6 et V_{BE11} est initialement nulle. Si l'on met $V_{12} = 16 \text{ V}$ et l'on choisit $R_{101} = 4,7 \text{ k}\Omega$, on obtient un courant de base de démarrage I_{B11D} de 3,4 mA. Ce courant de base I_{B11D} provoque un courant émetteur I_{E11D} dans le premier transistor 11 qui

pour un gain de courant $\beta_{11} = 40$ typique donne un courant de démarrage $I_{E11D} = 130$ mA environ. En l'absence de court-circuit dans le circuit émetteur du premier transistor 11 le courant I_{E11D} chargera

5 les condensateurs de filtrage et de découplage du circuit de charge 22 (non représentés sur la figure 1) à une tension légèrement supérieure à 2 volts environ. Dès que le transistor comparateur 13 (figure 1), dont l'émetteur réuni par la résistance 14 aux secon-

10 des bornes 2 et 4 du circuit 10, est à un potentiel nul avant l'amorçage de la diode Zener 15 par une tension de sortie dépassant sa tension Zener V_Z , reçoit une tension base-émetteur V_{BE} supérieure à 0,7 volt environ, il commencera à conduire un

15 courant collecteur I_{C13} en fournissant un courant de base $I_{B12} = I_{C13}$ au second transistor 12. Par conséquent, le second transistor 12 fournit un courant collecteur I_{C12} qui s'ajoutera au courant de base de démarrage $I_{B11D} = I_{101}$ parcourant la

20 résistance de base 101. Ceci aura pour effet d'augmenter le courant de $I_{B11} = I_{C12} + I_{101}$ du premier transistor 11 et, par conséquent, également le courant émetteur I_{E11} de celui-ci de façon à augmenter la tension de sortie V_{34} du circuit 10

25 (figure 1) jusqu'à l'amorçage susmentionné de la diode Zener 15 qui signifie l'établissement de la régulation. Une résistance 102 insérée dans le circuit émetteur du second transistor 12, c'est-à-dire entre la première borne d'entrée 1 et l'émetteur

30 de celui-ci, a pour effet de limiter les courants émetteur I_{E12} et collecteur I_{C12} du second transistor 11 en assurant, d'une part, un démarrage graduel de l'alimentation régulée et, d'autre part, une protection en cas de surcharge (absence de court-circuit

franc) du premier transistor 11 en limitant son courant de base I_{B11} et, de ce fait, son courant émetteur I_{E11} .

Pour illustrer un cas de surcharge du circuit régulateur 10, considérons que le transistor interrupteur du balayage horizontal (voir figure 3, élément 37) dans un récepteur de télévision 22 formant la charge, reste conducteur après l'établissement de la tension d'alimentation V_{34} donc avec le transistor comparateur 13 déjà en fonctionnement. La tension V_{34} se réduira alors à 2 V environ, constituée par la somme de la tension de saturation collecteur-émetteur du transistor 37 ($V_{CE37 \text{ sat}}$) et de la tension directe anode-cathode (V_{F32}) de la diode élévatrice de tension 31 ou de récupération série (appelée "booster" dans la littérature anglo-américaine).

Le courant maximal dans la base I_{B11M} avec le second transistor saturé peut alors être calculé de la façon suivante : $I_{B11M} = I_{101} + I_{C12} =$
 20 $(V_{CE11S} - V_{BE11})/R_{101} + (V_{CE11S} - V_{BE11} - V_{CE12 \text{ sat}})/R_{102}$,
 ce qui donne pour $V_{CE11S} = V_{12} - V_{34} = 14 \text{ V}$,
 $V_{BE11} = 0,7 \text{ V}$, $R_{101} = 4,7 \text{ k}\Omega$, $R_{102} = 1 \text{ k}\Omega$,
 $V_{CE12 \text{ sat}} = 0,1 \text{ V}$, un courant I_{B11M} de 16 milliampères,
 d'où l'on calcule le courant émetteur de surcharge
 25 $I_{E11S} = I_{B11M} \cdot h_{FE11} = 16 \cdot 40 = 640 \text{ mA}$.

Cet exemple représente le cas le plus défavorable de la surcharge du premier transistor 11 de régulation série. La puissance dissipée dans ce cas sera alors

$$P_{MS} = V_{CE11S} (I_{E11S} - I_{B11}) = 14 \text{ V} \cdot 0,6 \text{ A} = 8,4 \text{ W}.$$

30 Ces considérations valent également au démarrage du circuit régulateur 10, car pour un court-circuit non franc à travers des éléments semiconducteurs, le transistor comparateur 13 se met à conduire pour une tension de sortie V_{34} de l'ordre de 2 V.

Lorsqu'il y a un court-circuit franc entre les bornes 3 et 4 ($V_{34} = 0$) le processus décrit ci-dessus ne peut pas avoir lieu du fait que la tension base-émetteur V_{EB13} du transistor comparateur

5 13 reste nulle en le maintenant bloqué. Le premier transistor 11 continue alors à conduire un courant dit de court-circuit I_{E11K} qui est égal au courant émetteur de démarrage I_{E11D} de 130 milliampères. Sa dissipation en cas de court-circuit sera alors égale

10 à $V_{CE11K} \cdot I_{E11K} = V_{12} \cdot I_{E11D} = 16 \text{ V} \cdot 0,13 \text{ A} = 2 \text{ watts}$ environ, qui est nettement inférieure à la dissipation en cas de surcharge P_{MS} .

En choisissant pour le premier transistor 11, un transistor de puissance NPN ayant une tension

15 collecteur-émetteur maximale $V_{CEO \text{ max}}$ supérieure à la tension d'entrée maximale $V_{12 \text{ max}}$, un courant collecteur maximal $I_{C \text{ max}}$ égal au courant maximal consommé par la charge 22 et une dissipation totale admissible P_{tot} supérieure ou égale au produit de

20 ce courant maximal avec la différence entre la tension maximale d'entrée et la tension de sortie nominale, on est sûr de fonctionner, avec un circuit de régulation de ce genre (élément 100 de la figure 2), à l'intérieur de l'aire de sécurité de celui-ci, même

25 en cas de surcharge ou de court-circuit.

Sur la figure 3, on a illustré schématiquement le mode de réalisation préféré d'un dispositif régulateur de tension 10 alimentant un récepteur de

télévision transistorisé qui constitue la charge 22

30 de celui-ci.

Un récepteur de télévision de ce genre comporte généralement un circuit de balayage-ligne dont l'étage de sortie 30 comporte un interrupteur bidirectionnel commandé, formé par un transistor de commutation 38

et une diode de récupération parallèle 37, connectés en parallèle et orientés de façon à conduire en des directions opposées. Cet étage de sortie 30 comporte, en outre, connectés en parallèle avec l'interrupteur 5 37, 38, un montage en série composé des bobines de déviation 34 et d'un condensateur 35, dit "d'aller" ou "d'effet S", qui alimente les bobines de déviation 34 pendant les périodes de l'aller du balayage et un condensateur de retour 36 formant avec les bobines 10 34 un circuit résonnant parallèle pendant les périodes de retour du balayage où l'interrupteur est ouvert et l'on y observe des impulsions de tension demi-sinusoïdales d'amplitude élevée, qui peuvent être utilisées pour engendrer la très haute tension devant alimenter 15 le tube à rayons cathodiques (non représenté) et éventuellement d'autres tensions, après leur redressement. A cette fin, le point commun du collecteur du transistor 38 et de la cathode de la diode 37 est reliée à l'une des bornes de l'enroulement primaire 20 320 d'un transformateur 32, dit de ligne, qui comprend un enroulement secondaire 322 de très-haute tension alimentant un redresseur très-haute tension 28 (non représenté) et également d'autres enroulements secondaires dont l'un 321 est utilisé ici de manière 25 indiquée plus loin.

L'autre borne de l'enroulement primaire 320 est relié, par l'intermédiaire d'un condensateur 33, dit "réservoir" ou "d'alimentation", à la première borne de sortie 3 du circuit régulation 10 qui est, d'autre 30 part, reliée à une dérivation ou prise intermédiaire de cet enroulement primaire 320 à travers une diode élévatrice (ou récupération série) 31 qui permet d'augmenter la tension d'alimentation de l'étage de sortie 30 en chargeant le condensateur réservoir 33 35 pendant le retour du balayage.

L'enroulement secondaire 321, dont l'une des bornes est reliée à la seconde borne de sortie 4 du régulateur 10, alimente par son autre borne un montage redresseur comportant une diode 25 de redressement qui redresse les impulsions de retour transformées et un condensateur de filtrage 26 branché entre la cathode de la diode 25 et la seconde borne de sortie 4 et chargé par cette diode 25. Le nombre de spires de cet enroulement secondaire 321 et leur sens d'enroulement par rapport à celui de l'enroulement primaire 320 est choisie de façon à faire apparaître aux bornes du condensateur 26 une tension continue d'alimentation V_{26} auxiliaire, supérieure à la tension d'entrée V_{12} du régulateur 10. L'enroulement secondaire 321, la diode 25 et le condensateur 26 forment donc ensemble une source de tension d'alimentation auxiliaire. Dans le cas présent, on a choisie une tension auxiliaire V_{26} de 26 volts, lorsque le régulateur fournit sa tension nominale V_{34} de 10,8 volts et lorsque l'oscillateur du circuit de balayage-ligne (non-représenté) est asservi à la fréquence F_H des impulsions de synchronisation-ligne transmises dans le signal vidéo-complexe. D'où il ressort que la tension auxiliaire V_{26} est égale à 2,4 fois la tension nominale régulée V_{34} . L'oscillateur de ligne et le circuit d'attaque (non représentés) de l'étage de sortie 30 sont également alimentés par le circuit de régulation 10.

Si il n'y a pas de surcharge ni de court-circuit entre les bornes de sortie 3 et 4 du circuit régulateur de tension 10, le circuit de balayage-ligne du récepteur se met en route et l'oscillateur de ligne commande l'étage d'attaque qui à son tour commande l'étage de sortie 30 dès que la tension de sortie V_{34} du circuit

10 atteint la valeur de 6 volts environ avec un courant émetteur I_{E11} du premier transistor 11 de l'ordre de 300 milliampères. Les impulsions de retour transformées et redressées fournissent

5 alors une tension d'alimentation auxiliaire V_{26} de 14,4 volts qui est appliquée à une entrée d'alimentation auxiliaire 27 du circuit de régulation 10. Cette entrée auxiliaire 27 est réunie à l'émetteur du second transistor PNP 12 par l'intermédiaire d'une

10 autre résistance émetteur 103 (de quelques centaines d'ohms). La tension d'alimentation auxiliaire V_{26} fournira alors, à travers l'autre résistance émetteur 103, un courant émetteur supplémentaire $I_{103} = I_{E12S}$ du second transistor 12, qui permettra au circuit

15 de régulation 10 de travailler pleinement, car le courant émetteur $I_{E12} = I_{103} + I_{102}$ du second transistor 12 n'est alors limité et commandé que par son courant de base I_{B12} qui est constitué par le courant collecteur I_{C13} du troisième transistor 13

20 comparateur. La tension d'alimentation auxiliaire V_{26} alimentant, à travers l'autre résistance émetteur 103, l'émetteur du second transistor 13 permet, à partir de la mise en route du circuit de balayage-ligne pour une tension de sortie V_{34} de l'ordre de 6 volts,

25 une montée rapide de la tension de sortie V_{34} , tout en conservant, en deçà de ce seuil, c'est-à-dire en cas de surcharge (2 V) ou de court-circuit (0 V), la protection précédemment décrite du premier transistor 11.

30 On peut voir aisément que pour un fonctionnement à la tension de sortie nominale $V_{34} = 10,8$ V avec une tension d'entrée $V_{12} = 16$ V et une tension auxiliaire $V_{26} = 26$ V, le courant I_{101} alimentant la base du

premier transistor 11 à partir de la première borne d'entrée 1 est négligeable par rapport à celui fourni par le collecteur du second transistor 12. Par conséquent, la composante alternative du courant de base, qui est provoquée par la tension de ronflement du redresseur filtrée sera également négligeable.

La tension d'alimentation auxiliaire V_{26} permet, d'autre part, d'amener le premier transistor 11 à la saturation de façon à réduire au minimum la tension de déchet entre son collecteur et son émetteur, car c'est elle qui fournit alors le courant émetteur I_{E12} du second transistor 12 dont le courant collecteur I_{C12} alimente la base du premier 11. L'autre résistance émetteur 103 sera donc calculée de manière à obtenir, avec $I_{B11 \text{ max}} = I_{C12} = 50 \text{ mA}$ une tension $V_{E12 \text{ min}}$ minimale à l'émetteur du second transistor 12 de 15 volts, d'où $R_{103} = (V_{26} - V_{E12})/I_{E12}$ donnera 220 ohms. On obtient alors une tension émetteur-collecteur minimale du second transistor 12 $V_{EC12 \text{ min}} = V_{E12 \text{ min}} - (V_{34} + V_{BE11})$ de l'ordre de 4 volts indiquant que celui-ci ne saturera pas, de sorte que le gain du circuit de régulation à boucle ouverte n'est pas réduit pour des tensions d'entrée V_{12} faibles.

On pourra alors réguler la tension de sortie V_{34} de 10,8 volts jusqu'à une tension d'entrée de 11,3 volts, car la tension de déchet collecteur-émetteur du premier transistor 11 $V_{CE11 \text{ min}}$ sera alors de 0,3 volts environ au lieu de 2 volts avec le circuit classique (figures 1 ou 2).

Le mode de réalisation préféré du circuit de régulation 10 combiné avec le circuit de balayage-ligne d'un récepteur de télévision qui lui fournit une tension d'alimentation auxiliaire V_{26} supérieure

à sa tension d'entrée V_{12} de la manière décrite ci-dessus et illustrée sur la figure 3, permet d'assurer simultanément :

- 5 a) une protection contre les court-circuits,
- b) une protection contre les surcharges,
- c) le maintien du fonctionnement du transistor régulateur dans les limites de son aire de sécurité (SOAR),
- 10 d) une augmentation et le maintien constant du gain à boucle de régulation ouverte, et
- e) l'extension de la limite inférieure de la gamme de régulation du fait de la réduction de la tension de déchet $V_{CE11 \text{ min}}$ en saturation, permettant de maintenir constante la
- 15 largeur de l'image (l'amplitude du courant de balayage horizontal) jusqu'à une tension d'accumulateur de 11,3 volts (la tension nominale étant de 16 volts).

L'invention est par ailleurs applicable à tout

20 circuit de charge 22 comportant une alimentation à découpage (appelé "switch mode power supply") ou un convertisseur continu-alternatif permettant de disposer d'une tension d'alimentation auxiliaire supérieure à la tension d'entrée du dispositif

25 régulateur de tension.

REVENDICATIONS

1. Dispositif régulateur de tension continue du type comprenant un élément de régulation (100) qui comporte un premier transistor (11) monté en collecteur commun, inséré en série entre une première borne d'entrée (1) et une première borne de sortie (3) de même polarité et dont l'impédance est commandée à l'aide d'un amplificateur-comparateur comportant un troisième transistor (13) dont l'émetteur relié par une résistance (14) aux secondes bornes (2, 4) de l'élément (100), est polarisé, au moyen d'une diode Zener (15) qui le réunit à la première borne de sortie (3), à une tension de référence constante et dont la base reçoit une fraction de la tension de sortie (V_{34}) du dispositif (10), afin de fournir un courant collecteur (I_{C13}) qui est fonction de la différence entre la tension de référence et cette fraction et qui alimente l'entrée de cet élément de régulation (100) de sorte que la chute de tension (V_{CE11}) entre les premières bornes (1, 3) varie de manière à compenser les variations de la tension d'entrée (V_{12}), l'élément de régulation (100) comportant, en outre, un second transistor (12) de type complémentaire au premier (11), dont l'émetteur est réuni au collecteur de celui-ci, dont le collecteur est relié à la base du premier (11), et dont la base est reliée au collecteur du troisième transistor (13), une première résistance (101) réunissant le collecteur et la base du premier transistor (11) et permettant d'assurer sa conduction au démarrage et de limiter son courant émetteur maximal en cas de court-circuit, caractérisé par le fait qu'une seconde résistance (102) réunit le collecteur du premier transistor (11) à

l'émetteur du second (12) afin de limiter le courant collecteur (I_{C12}) de celui-ci qui alimente la base (I_{B11}) du premier transistor (11) afin que la puissance dissipée par le premier transistor (11),
5 égale au produit de sa tension collecteur-émetteur de surcharge et de son courant collecteur limité à l'aide de son courant de base, ne dépasse pas une valeur prédéterminée.

2. Dispositif régulateur de tension suivant la
10 revendication 1, combiné à un circuit de balayage-ligne (22) de récepteur de télévision, alimenté par la tension qu'il fournit et dont le fonctionnement autonome démarre à partir d'une tension de sortie (V_{34}) prédéterminée de ce dispositif (10), le circuit
15 de balayage-ligne (22) comportant un transformateur-ligne (32) dont l'enroulement primaire (320) est périodiquement alimenté par la tension de sortie du régulateur (V_{34}) à travers un interrupteur électro-
nique (38, 37) périodiquement ouvert et fermé et
20 dont un enroulement secondaire (321) alimente un montage redresseur (25, 26) fournissant une tension d'alimentation auxiliaire (V_{26}), au moins légèrement supérieure à la tension d'entrée (V_{12}) du dispositif (10), caractérisé par le fait que cette tension
25 auxiliaire (V_{26}) est appliquée à une entrée supplémentaire (27) du dispositif (10) qui est réunie à l'émetteur du second transistor (12) par l'intermédiaire d'une troisième résistance (103) de façon à lui fournir un courant émetteur (I_{E12}) suffisant
30 pour amener le premier transistor (11) à la saturation sans le saturer lui-même, en vue d'augmenter et de maintenir constant le gain de régulation à boucle ouverte et de réduire la tension de déchet entre le collecteur et l'émetteur du premier transistor à une valeur minimale.

3. Récepteur de télévision portable pouvant être alimenté par un accumulateur ou, à travers un redresseur filtré, par le secteur alternatif, caractérisé par le fait qu'il comporte un dispositif

5 de régulation suivant la revendication 2, dont l'entrée supplémentaire (27) est alimentée à travers le montage redresseur (25, 26) par un enroulement secondaire (321) du transformateur-ligne (32) dont l'enroulement primaire (320), relié à l'une des

10 bornes de l'interrupteur bidirectionnel (38, 39), de l'étage de sortie (30) du balayage-ligne, est alimenté par la sortie du dispositif de régulation (10).

FIG. 1

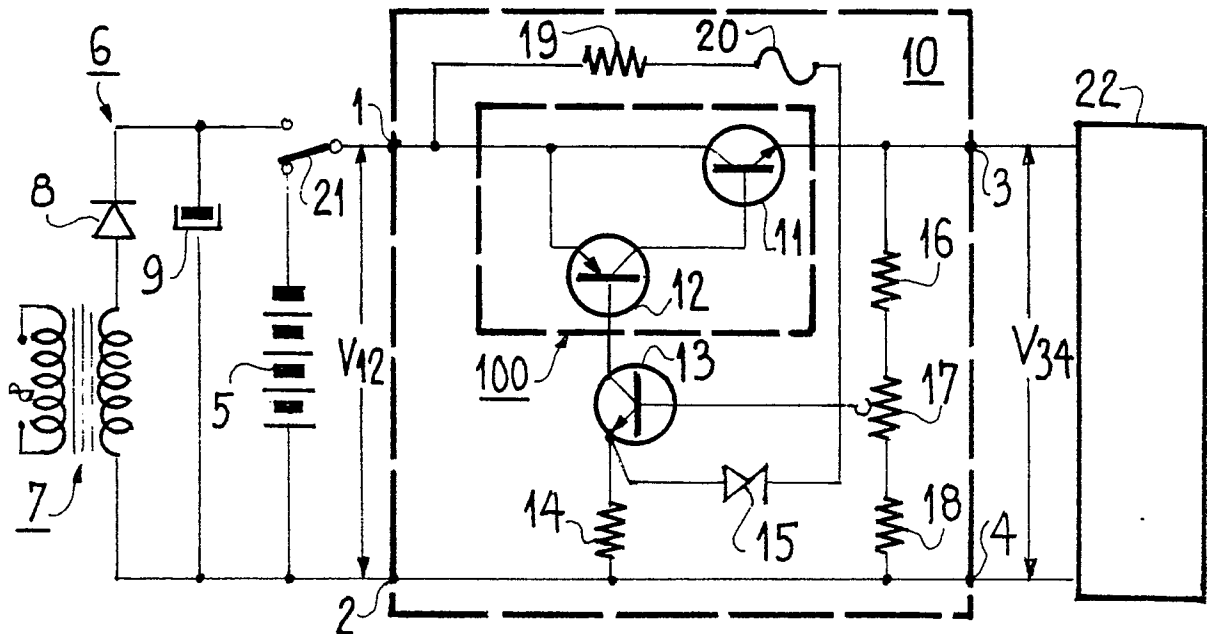


FIG. 2

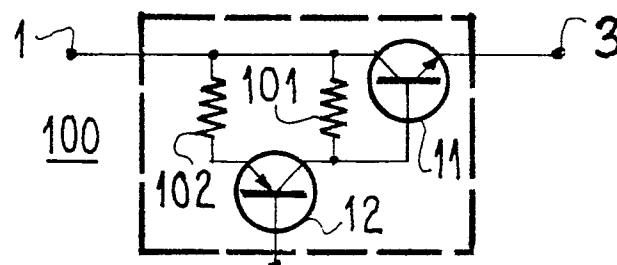
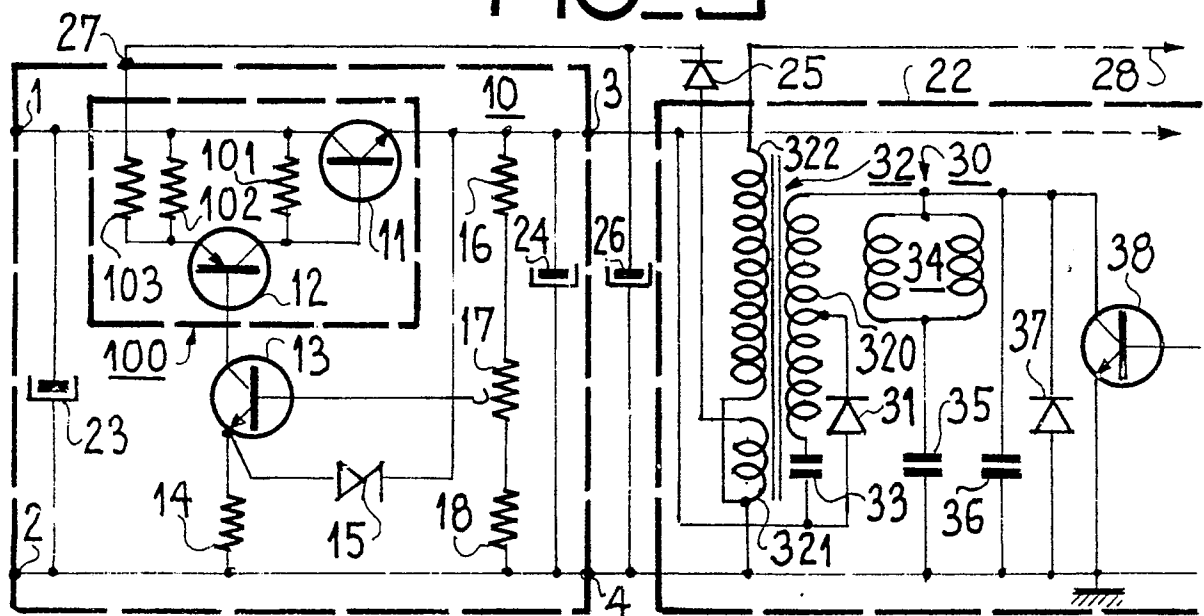


FIG. 3





Office européen
des brevets

RAPPORT DE RECHERCHE EUROPEENNE

0012634
Numéro de la demande
EP 79 40 0761

DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS			CLASSEMENT DE LA DEMANDE (Int. Cl. ³)
Catégorie	Citation du document avec indication, en cas de besoin, des parties pertinentes	Revendication concernée	
AD	ELECTRONICS, vol. 37, 19 octobre 1964, no. 27, pages 55,56. New York (US) R.K. SCIDMORE: "Junction diode regulates low-voltage supply". * L'article en entier *	1	G 05 F 1/58
	--		
A	FR - A - 1 499 151 (M. PIZON) * Pages 1,2 ; figure 1 *	1	

			DOMAINES TECHNIQUES RECHERCHES (Int. Cl. ³)
			G 05 F 1/56 1/58 H 04 N 3/18
			CATEGORIE DES DOCUMENTS CITES
			X: particulièrement pertinent A: arrière-plan technologique O: divulgation non-écrite P: document intercalaire T: théorie ou principe à la base de l'invention E: demande faisant interférence D: document cité dans la demande L: document cité pour d'autres raisons
			&: membre de la même famille, document correspondant
Y Le présent rapport de recherche a été établi pour toutes les revendications			
Lieu de la recherche La Haye		Date d'achèvement de la recherche 21-02-1980	Examineur ZAEGEL