

⑫ DEMANDE DE BREVET D'INVENTION

A1

②② Date de dépôt : 01.02.93.

③③ Priorité : 18.02.92 US 837765.

④③ Date de la mise à disposition du public de la demande : 20.08.93 Bulletin 93/33.

⑤⑥ Liste des documents cités dans le rapport de recherche : *Le rapport de recherche n'a pas été établi à la date de publication de la demande.*

⑥⑥ Références à d'autres documents nationaux apparentés :

⑦① Demandeur(s) : Société dite: INTERNATIONAL RECTIFIER CORPORATION — US.

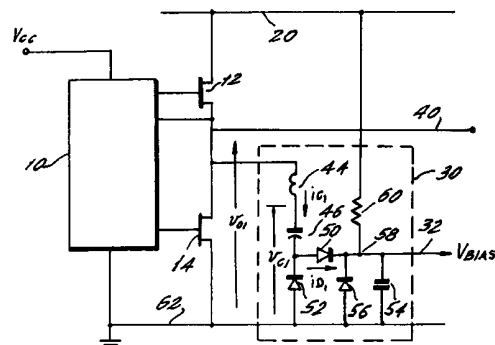
⑦② Inventeur(s) : Pelly Brian R.

⑦③ Titulaire(s) :

⑦④ Mandataire : S.A. Fedit-Loriot & Autres Conseils en Propriété Industrielle.

⑤④ Alimentation résonnante à auto-génération et procédé de production d'énergie pour un circuit de commutation à transistors.

⑤⑦ Dispositif d'alimentation à résonance utilisable avec des circuits de commutation à transistors de puissance. Un circuit résonnant inductif-capacitif connecté en série (44, 46) est couplé à la sortie pulsée à haute tension des transistors de puissance (12, 14) et il prélève de l'énergie de la sortie pulsée et la fournit à un condensateur de sortie à basse tension (54) qui alimente une sortie à basse tension (32). Celle-ci est régulée par une diode Zener (56) connectée en parallèle avec le condensateur. Une résistance de démarrage (60) de valeur relativement élevée, de l'ordre du mégohm, fournit une charge initiale au condensateur de sortie pour permettre au premier événement de commutation d'avoir lieu, afin que le dispositif d'alimentation à résonance puisse commencer à fournir de l'énergie. La fréquence de résonance du circuit LC est sensiblement plus élevée que la fréquence de commutation maximale des transistors de puissance, ce qui permet aux formes d'onde à haute fréquence de résonance du circuit LC de fournir des giclées de charge répétées au condensateur de sortie.



FR 2 687 513 - A1



ALIMENTATION RESONNANTE A AUTO-GENERATION ET PROCEDE
DE PRODUCTION D'ENERGIE POUR UN CIRCUIT DE COMMUTATION
A TRANSISTORS

5 La présente invention concerne des circuits de commutation pour transistors de puissance et, plus particulièrement, une alimentation résonnante auxiliaire pour fournir l'alimentation des transistors et des autres éléments du circuit de commutation.

10 La figure 1 représente un circuit usuel dans lequel un circuit de commutation 10 comprenant par exemple un circuit de commande à pont monolithique IR 2110 (fourni par International Rectifier Corporation, qui est la présente demanderesse) pilote un premier et
 15 un deuxième transistors de puissance connectés en série 12 et 14, par exemple des transistors à effet de champ MOSFET. Pour son propre fonctionnement, le circuit de commutation 10 comprenant un élément de commande à pont monolithique nécessite deux alimentations
 20 à basse tension V_{DD} et V_{CC} , comme représenté. Un circuit logique à faible consommation de courant prévu dans le circuit de commande à pont monolithique 10 est alimenté à partir de V_{DD} et ne consomme pas beaucoup de courant. Le circuit connecté à V_{CC} prélève le courant
 25 nécessaire pour fournir la charge de grille des transistors MOSFET ou des transistors à porte isolée IGBT représentés par les transistors de puissance commandés 12 et 14. Ce courant peut être important. Par exemple, pour activer des transistors HEXFET IRF450 (transistors
 30 fournis par International Rectifier Corporation) à une fréquence de 500 kHz, il faut un courant I_{CC} :

$$\begin{aligned} I_{CC} &= 2Q_G f \\ &= 2.120.10^{-9} \cdot 500.10^3 \cdot 10^3 \text{mA} \\ &= 120 \text{ Ma} \end{aligned}$$

35 Il existe un besoin pour un dispositif d'ali-

mentation simple, efficace et économique capable de fournir ce courant, dans une plage de tension typique de 12 à 18 volts.

Les méthodes de l'art antérieur pour réaliser le dispositif d'alimentation auxiliaire requis sont illustrées sur les figures 2(a) à 2(d). Le circuit de la figure 2(a) utilise une résistance "chutrice" 18 pour faire chuter la tension relativement élevée de la barre principale de courant continu 20 à une tension inférieure qui est régulée par la diode Zener 22 et fournie par le condensateur de stockage 24. Cela peut être approprié lorsque le courant requis n'est pas trop élevé, puisque la dissipation dans la résistance 18 ne sera pas excessive. Par exemple, deux des transistors HEXFET IRF450 précités fonctionnant à 3 kHz consomment un courant moyen de 0,75 mA environ à partir de V_{CC} . Si on admet un fonctionnement dans une plage de tension de la barre de courant continu entre 200 et 400 volts, la dissipation maximale correspondante dans la résistance chutrice 18 sera de 600 mW environ, ce qui est tout à fait admissible. Toutefois, à 500 kHz, la dissipation maximale correspondante dans la résistance 18 serait de 100 watts environ, ce qui est inacceptable.

Le circuit de l'art antérieur représenté sur la figure 2(b) utilise un dispositif à convertisseur "élévateur". Le convertisseur "élévateur" est efficace et procure une alimentation bien régulée. Comparativement au circuit de la présente invention décrit plus loin, le convertisseur élévateur est d'une manière générale moins économique mais il procure de meilleures performances, par exemple au démarrage.

Les circuits à pont des figures 2(c) et 2(d) produisent leur énergie auxiliaire à partir de la ligne de courant alternatif. Ces deux circuits sont réalisables seulement lorsque l'alimentation en courant alter-

natif est disponible mais, même dans ce cas, ils nécessitent des composants très grands et coûteux.

Au lieu d'un convertisseur élévateur, la présente invention est basée sur le principe de l'emploi
5 d'un circuit résonnant inductif-capacitif LC beaucoup plus simple, pour charger un condensateur de stockage à basse tension de sortie.

Plusieurs brevets relatifs au domaine de l'alimentation de circuits de commutation décrivent des
10 circuits LC en série. Par exemple, le brevet US N°4 184 197 décrit un convertisseur de courant continu en courant continu qui utilise deux inductances, dont l'une est en série avec la source d'entrée et l'autre est en série avec la charge de sortie. On utilise
15 un condensateur avec un commutateur (par exemple un transistor) entre les inductances. Le fonctionnement du circuit décrit à la colonne 5, lignes 20-37, du brevet est sensiblement différent de celui de la présente invention.

20 Le brevet US N°4 654 769 décrit un convertisseur de courant continu en courant continu comportant un circuit LC en série qui fonctionne en association avec des transistors de commutation Q_1 et Q_2 (voir en particulier la figure 2). Toutefois, le fonctionnement et la configuration du circuit (décrits de
25 la colonne 3 ligne 57 à la colonne 4, ligne 14) sont basés sur le brevet déjà cité et diffèrent sensiblement de la présente invention.

Le brevet US n°4 736 284 décrit un circuit
30 d'alimentation de commutation ayant une sortie fournie par une configuration de diode/condensateur. On ne décrit pas de circuit résonnant LC en série connecté de manière à fournir un courant de charge à un condensateur de sortie.

35 En conséquence, un objet principal de la

présente invention est de procurer une source d'alimentation auxiliaire, en particulier pour le circuit d'activation de transistors de commutation principaux.

Un autre objet est de procurer un circuit
5 d'alimentation pour produire un courant continu à basse tension à partir d'une entrée pulsée à haute tension.

Encore un autre objet est de procurer une telle alimentation qui peut être utilisée à la fois dans des applications de "côté bas" et de "côté haut"
10 dans un circuit de commutation à transistors.

Un objet de la présente invention est également de procurer un circuit d'alimentation en énergie pour une application de "côté bas" comportant un circuit en série qui est connecté en série entre la sortie de
15 tension utilisable pulsée d'un transistor de puissance, à une de ses extrémités, et un condensateur de stockage de charge à partir duquel la basse tension est fournie, à l'autre extrémité.

Un autre objet est de procurer un tel circuit
20 de fourniture d'énergie pour une application de "côté haut" incluant un circuit LC en série qui est connecté en série entre une tension de source de courant continu, à une de ses extrémités, et un condensateur de stockage de charge à partir duquel la basse tension est
25 fournie, à l'autre extrémité, l'autre borne du condensateur de stockage de charge étant connectée à la sortie de tension utilisable pulsée d'un transistor de puissance.

Un autre objet de la présente invention est
30 de procurer un circuit du type précité dans lequel on peut utiliser un condensateur de sortie ayant une capacité et une tension relativement basses.

Un autre objet de la présente invention est de procurer un circuit d'alimentation auxiliaire qui
35 est simple et peu coûteux à réaliser.

Les objectifs ci-dessus de la présente invention, ainsi que d'autres, sont atteints par un circuit de fourniture d'énergie, ou d'alimentation, pour produire une sortie de courant continu à partir d'une entrée pulsée, comprenant un circuit LC en série ayant une première borne reliée à l'entrée pulsée et une deuxième borne ; un condensateur de sortie électriquement chargé à partir du circuit LC en série et fournissant la sortie de courant continu ; et un circuit de couplage pour coupler la charge fournie par le circuit LC en série au condensateur de sortie.

De préférence, un régulateur de tension est couplé au condensateur de sortie pour réguler et maintenir la sortie de courant continu du condensateur de sortie à une valeur prédéterminée sensiblement constante.

Les objectifs ci-dessus de l'invention ainsi que d'autres sont donc atteints, dans un mode de réalisation d'un système dans lequel un ou plusieurs circuits d'activation commandant des transistors de sortie de puissance fournissent une sortie pulsée, par un circuit LC en série qui est connecté entre la sortie pulsée et un condensateur de sortie à basse tension qui fournit une alimentation à basse tension au circuit d'activation des transistors de puissance.

Conformément à une caractéristique importante de la présente invention, le circuit LC est utilisé pour "voler" de l'énergie à la sortie du circuit principal à transistors de commutation de puissance chaque fois qu'un évènement de commutation a lieu, et pour stocker cette énergie en vue de l'évènement de commutation suivant.

On emploie un circuit de démarrage pour fournir l'énergie d'activation pour le premier évènement de commutation. Par vol de la quantité correcte d'énergie à chaque évènement de commutation, le circuit four-

nit automatiquement l'énergie d'excitation correcte, indépendamment de la fréquence.

Un circuit LC fonctionnant avec le condensateur de sortie à basse tension constitue le coeur d'une source d'alimentation auxiliaire à partir de laquelle l'énergie est fournie pour le fonctionnement du circuit d'activation qui commande le ou les transistors principaux de commutation de puissance. Comme indiqué, la source d'alimentation auxiliaire est alimentée à partir d'une sortie du transistor principal de commutation de puissance, cette sortie fournissant une tension pulsée. A partir de cette tension pulsée, la source d'alimentation auxiliaire engendre les basses tensions nécessaires pour alimenter le circuit d'activation.

Plus particulièrement, dans sa configuration de base, la présente invention concerne un système qui comprend une barre principale de courant continu, fournissant une tension dans la gamme de 20 à 2000 volts et plus, et habituellement de 200 à 400 volts, une paire de transistors pour fournir une sortie de tension pulsée de grande amplitude qui est produite à partir de la barre principale de courant continu, et un circuit de pilotage ou d'activation pour faire passer les deux transistors en conduction et en non conduction, typiquement de façon mutuellement exclusive l'un de l'autre et à une haute fréquence. La sortie de haute tension pulsée est prise à une borne du circuit à laquelle les deux transistors sont reliés l'un à l'autre.

Le circuit LC connecté en série comporte un noeud relié à la borne de circuit précitée et un autre noeud relié à l'anode d'une diode dont la cathode fournit un courant au condensateur de sortie, qui fournit lui-même une sortie à basse tension V_{CC} .

Une deuxième diode est connectée en circuit fermé avec la connection en série de la diode mention-

née en premier et du condensateur de sortie et elle sert comme diode de contournement pour court-circuiter le demi-cycle négatif "non désiré" du courant fourni par le condensateur de sortie. Une diode Zener est connectée en

5 parallèle aux bornes du condensateur de sortie pour réguler la sortie de basse tension. Une résistance de forte impédance, ayant par exemple une valeur de résistance de l'ordre du mégohm, constituant le circuit de démarrage, est connectée directement entre la barre prin-

10 - cipale de courant continu et le condensateur de sortie, pour permettre le démarrage du circuit d'alimentation auxiliaire. La sortie V_{CC} représente et correspond à la source d'alimentation de tension V_{CC} mentionnée plus haut à propos de la description de l'art antérieur.

15 Un aspect essentiel de la présente invention est qu'elle fournit une source d'alimentation de rendement élevé et de construction simple et économique. La raison du rendement élevé réside dans l'inductance qui constitue un circuit résonnant avec le condensateur du

20 circuit LC. Sans l'inductance, le condensateur ne serait pas plus efficace que la résistance chutrice représentée sur la figure 2(a). En fait, sans l'inductance en résonance, le condensateur prend seulement une "bouchée" de courant à chaque évènement de commutation. La charge

25 associée à cette "bouchée" doit être au moins égale aux charges de grille combinées des deux transistors de sortie. Cette charge est prélevée à partir de la "haute" tension de la barre de courant continu et elle est four-

30 nie à une tension de sortie beaucoup plus faible, ce qui engendre un rendement inacceptablement faible qui est calculé comme étant le rapport de la tension de sortie de l'alimentation auxiliaire à la haute tension de la barre de courant continu.

Au contraire, avec le circuit résonnant LC, le

35 condensateur de sortie reçoit de multiples charges de

courant à chaque impulsion de la puissance de sortie, ce qui permet d'utiliser un condensateur beaucoup plus petit dans le circuit LC et d'obtenir un rendement beaucoup plus élevé, de l'ordre de 89% ou plus, comme décrit plus loin.

D'autres caractéristiques et avantages de la présente invention apparaîtront à la lecture de la description ci-après de l'invention.

On décrit maintenant l'invention de façon plus détaillée, avec référence aux dessins annexés dans lesquels :

la figure 1 est un schéma de principe illustrant les besoins d'alimentation en énergie d'un circuit de pilotage qui commande deux transistors de puissance principaux ;

les figures 2(a) à 2(b) illustrent des dispositifs d'alimentation de l'art antérieur pour la fourniture d'énergie au circuit de pilotage de la figure 1 ;

la figure 3 est un schéma de circuit de base d'une alimentation résonnante construite conformément à la présente invention ;

la figure 4 illustre les formes d'onde de tension et de courant pour le circuit représenté sur la figure 3 ;

la figure 5 est un schéma du circuit de la figure 3, comprenant en outre un circuit de fourniture de polarisation négative ;

la figure 6 est un schéma de circuit d'un autre mode de réalisation de l'invention ;

la figure 7(a) est un schéma de circuit d'en-... core un autre mode de réalisation de la présente invention appliqué au commutateur "côté haut" d'un agencement de commutation à transistors , pour produire des tensions de polarisation positive et négative ;

la figure 7(b) est un schéma de circuit d'en-

core un autre mode de réalisation de la présente invention, également appliqué au commutateur "côté haut" pour fournir une tension de polarisation négative, un circuit d'amorçage étant également prévu pour fournir une tension de polarisation positive ;

la figure 8 est un schéma d'une alimentation auxiliaire qui sert à fournir une tension de polarisation augmentée et diminuée par rapport à une barre de courant continu ;

la figure 9 est un schéma de principe/circuit d'un module IGBT autonome ;

la figure 10 est un graphique de comparaison pour comparer l'alimentation résonnante de la présente invention à une alimentation auxiliaire à convertisseur élévateur de l'art antérieur ; et

la figure 11 est un schéma de circuit d'encore un autre mode de réalisation de la présente invention.

On se reporte maintenant aux dessins et on conserve à l'esprit que la présente invention concerne spécifiquement une source d'alimentation auxiliaire 30 (figure 3) qui fournit une sortie 32 à basse tension, remplaçant la source d'alimentation 34 de tension V_{CC} représentée sur la figure 1 relative à l'art antérieur.

L'alimentation auxiliaire 30 conforme à la présente invention possède une grande variété d'applications mais elle est spécifiquement destinée à une utilisation en association avec un système, tel que celui qui est illustré sur la figure 1 de l'art antérieur, dans lequel un circuit de commutation/activation 10 est employé pour fournir un courant de grille/base à une ou plusieurs paires de transistors de puissance 12 et 14. On peut utiliser l'invention pour un circuit à pont monophasé ou triphasé, dans lequel toute l'énergie V_{CC} est prise sur une seule phase.

De façon typique, le circuit de commutation/activation répond à des signaux de commande, appliqués à ses bornes d'entrée 36 et 38, de façon à engendrer, à une sortie 40, une sortie pulsée 42 représentée sur la figure 4 et utilisée pour commander un récepteur électrique (non représenté). La tension de sortie pulsée 42 est produite par le circuit de pilotage 10 qui, alternativement et de façon mutuellement exclusive, fait passer le transistor de puissance 12 en conduction afin de fournir une tension positive à partir de la barre principale de courant continu 20, et le transistor 14 afin de connecter le récepteur à la terre, sur une base mutuellement exclusive. La sortie 40 peut être appliquée au circuit de pilotage 10 pour réguler la tension de sortie.

Comme représenté sur la figure 3, la tension d'alimentation pulsée de sortie à la borne 40 est engendrée à la borne commune des transistors de puissance 12 et 14 et elle est prélevée par le circuit d'alimentation auxiliaire 30 pour produire la sortie de basse tension V_{CC} . Plus particulièrement, l'inductance 44 d'un circuit LC connecté en série, qui comprend également un condensateur 46, est connectée à la borne commune, l'autre noeud 48 du circuit LC étant connecté à la cathode d'une diode de charge 50 et à l'anode d'une diode de contournement 52. Un condensateur de sortie à basse tension 54 est chargé à partir de l'anode de la diode 50, et une diode Zener 56 de régulation de tension est connectée en parallèle au condensateur 54. La borne commune 58 du condensateur 54, de la diode Zener 56 et de la diode 50 est connectée à la barre principale de courant continu 20 par l'intermédiaire d'une résistance 60 de valeur élevée. Les bornes du condensateur 54, de la diode Zener 56, de la diode de contournement 52 et du transistor de puissance prin-

cipal 14 sont reliées à une terre 62.

Comme noté au début, la sortie de basse tension V_{CC} 32 fournit l'alimentation au circuit de pilotage 10, ainsi que pour d'autres fonctions de servitude.

5 L'alimentation à auto-génération conforme à l'invention, une fois démarrée, peut constituer cette source d'énergie, de sorte que la source d'énergie V_{CC} habituellement utilisée peut ne plus être nécessaire ou peut être complétée par l'alimentation résonnante conforme à l'in-

10 vention.

Fonctionnellement, l'essentiel de la présente invention réside dans un circuit inductif-capacitif LC simple et peu coûteux comprenant l'inductance 44 et le condensateur 46 qui "volent" de l'énergie à la sortie

15 de tension d'utilisation pulsée 40, chaque fois qu'un évènement de commutation a lieu, et qui stocke cette énergie pour l'évènement de commutation suivant dans le condensateur de sortie à basse tension 54. La résistance

20 60 constitue un circuit de montée qui charge le condensateur 54 à partir de la barre 20 afin de fournir l'énergie d'activation pour le premier évènement de commutation. Par vol de la quantité correcte d'énergie à chaque évènement de commutation, pour l'évènement suivant, le circuit fournit automatiquement l'énergie d'ac-

25 tivation correcte, indépendamment de la fréquence de la sortie pulsée 40. La résistance 60 est de valeur relativement élevée (typiquement 2 mégohms) et la dissipation d'énergie est faible (typiquement de 100 mW environ).

Dès que les transistors de sortie 12 et 14

30 commencent à être commutés, une "giclée" fixe d'énergie est transférée à la sortie, ce qui charge le condensateur 54 par l'intermédiaire du circuit connecté en série comprenant l'inductance 44 et le condensateur 46 qui est choisi de manière à entrer en résonance en ré-

35 ponde à chaque impulsion positive de la sortie 40, avec

une fréquence de résonance qui est sensiblement plus élevée que la fréquence de commutation maximale des transistors 12 et 14. Ainsi, chaque giclée d'énergie de résonance est terminée avant l'évènement de commutation des transistors de sortie suivant, ce qui évite l'accumulation d'une énergie de résonance. Une fréquence de résonance LC de plusieurs MHz est généralement appropriée.

La figure 4 représente des formes d'onde idéalisées de l'alimentation auxiliaire 30. Les demi-cycles positifs de courant à travers le condensateur 46 introduisent une charge dans le condensateur de sortie 54 par l'intermédiaire de la diode 50, tandis que les demi-cycles négatifs sont court-circuités par l'intermédiaire de la diode de dérivation 52. Chaque fois que le transistor 12 est commuté en conduction, une "giclée" nette d'énergie égale à la capacité C_1 du condensateur 46 multipliée par le carré de la tension V_{DC} de la barre principale 20 est fournie au circuit résonnant. A la fin de chaque giclée, la moitié de cette énergie est stockée dans le condensateur 46 et l'autre moitié est répartie entre l'énergie fournie au condensateur de sortie 54 et à son récepteur et l'énergie perdue dans le circuit lui-même. Si on choisit les valeurs des composants pour voler juste la quantité nécessaire d'énergie de sortie, le rendement sera relativement élevé (typiquement de 80% environ).

Selon le mode de commande des transistors 12 et 14 par le circuit de pilotage 10, le condensateur 46 peut ou non être chargé à la tension de la barre 20 lorsque le deuxième transistor de puissance 14 est commuté en conduction. S'il est chargé, une deuxième giclée d'énergie, égale à $0,5 C_1 \cdot V_{DC}^2$ sera fournie par le condensateur 46 au circuit de sortie, à ce moment.

La tension Zener de la diode Zener 56 est

choisie égale à la valeur désirée de V_{CC} , c'est-à-dire la sortie de basse tension 32. Si $0,5 C_1 \cdot V_{DC}^2$ (moins une estimation pour les pertes des composants) est prévu égal à l'énergie $V_{CC} \cdot Q_G$ nécessaire pour commuter en
 5 conduction chacun des transistors, alors la diode Zener n'absorbera pas une énergie significative.

D'une manière générale, la tension V_{CC} doit être régulée dans une plage de tensions de fonctionnement de la barre principale de courant continu 20 et
 10 l'énergie fournie doit être obtenue à une tension de travail minimale de la barre de courant continu répondant à la relation :

$$1/2 C_1 V_{DC}^2 \min = 2 Q_G \cdot V_{CC}$$

15 Pour une plus grande tension de la barre de courant continu, l'énergie en excès fournie au circuit résonnant 44,46 est dissipée dans la diode Zener 56. A la tension maximale $V_{DC} \max$ de la barre de courant continu, l'énergie perdue dans la diode Zener 56 est :

$$\begin{aligned} E_{ZD} &= 2 \cdot 1/2 C_1 (V_{DC}^2 \max - V_{DC}^2 \min) \\ &= 2 \cdot 1/2 C_1 V_{DC}^2 \min (k^2 - 1) \\ &= 2 Q_G V_{CC} (k^2 - 1) \end{aligned}$$

25 où $k = V_{DC} \max / V_{DC} \min$

On notera que le facteur de 2 est prévu dans l'équation de départ ci-dessus, puisque des quantités égales d'énergie sont consommées lorsque le condensateur 46 se charge et lorsqu'il se décharge.

30 La perte d'énergie P_{ZD} dans la diode Zener 56 est :

$$\begin{aligned} P_{ZD} &= 2 Q_G V_{CC} (k^2 - 1) f \\ &= 2 P_{CC} (k^2 - 1) \end{aligned}$$

35 où $P_{CC} = 2 Q_G V_{CC} f$

f = fréquence de fonctionnement des transistors 12 et 14.

Dans une situation où le circuit de pilotage est un circuit à pont monolithique IR 2110 et les transistors 12 et 14 sont des HEXFET IRF450 (ces composants sont fournis par International Rectifier Corporation, qui est la présente demanderesse), les transistors 12 et 14 fonctionnant à 400 kHz, la valeur V_{CC} étant de 15 volts et la plage de fonctionnement de la tension de la barre de courant continu allant de 200 volts à 400 volts, les pertes dans la diode Zener 56 à la tension de distribution maximale sont de 5,4 watts, calculées au moyen de l'équation ci-dessus pour P_{ZD} .

Ce calcul suppose que toutes les pertes d'énergie sont concentrées dans la diode Zener. En fait une partie de l'énergie perdue est dissipée dans l'inductance 44, le condensateur 46 et les diodes 50 et 52, ainsi que dans les transistors 12 et 14. La dissipation effective dans la diode Zener 56 est donc inférieure à la valeur calculée ci-dessus. On a mesuré que les pertes réelles sont environ la moitié des valeurs calculées.

Par conséquent, la présente invention se compare très avantageusement au dispositif à résistance chutrice 18 de l'art antérieur, représenté sur la figure 2A, qui dissiperait 100 watts environ dans les mêmes conditions de fonctionnement.

L'élément essentiel engendrant le rendement élevé du circuit résonnant 44,46 est l'inductance 44. Avec le condensateur 46 seul, le circuit ne serait pas plus efficace que la résistance chutrice 18 de la figure 2A. En outre, comme décrit plus loin, l'inductance 44 permet de donner au condensateur 46 une capacité d'un ordre de grandeur plus petit.

L'explication est que le condensateur 46,

sans l'inductance 44, prend juste une "bouchée" de courant à chaque évènement de commutation. La charge associée à cette "bouchée" doit être au moins égale aux charges de grille combinées des deux transistors de puissance 12 et 14. Cette charge est prélevée à partir de la haute tension continue V_{DC} sur la barre 20 et elle est fournie à une tension beaucoup plus faible V_{CC} à la sortie 32, pour un rendement (à V_{DC} min) de V_{CC}/V_{DC} min. Le rendement à V_{DC} max est encore réduit d'un facteur de $1/k^2$, où $k = V_{DC}$ max/ V_{DC} min. Le condensateur 46, fonctionnant seul avec les transistors IRF 450 précités 12 et 14 à 500 kHz, entraînerait des pertes de 100 watts environ pour une tension continue comprise entre 200 volts et 400 volts sur la barre 20.

En outre, la valeur du condensateur 46, fonctionnant sans l'inductance 44, doit être égale à $2.Q_G/V_{DC}$ min, ce qui serait généralement d'un ordre de grandeur plus grand que la beaucoup plus petite valeur de capacité nécessaire pour un circuit résonnant 44,46 avec lequel la valeur C_1 du condensateur 46 serait seulement égale à $2Q_G/V_{DC}$ min. V_{CC}/V_{DC} min.

L'explication physique du rendement élevé du circuit résonnant 44,46 par rapport au mauvais rendement d'un circuit non résonnant est que, avec le circuit résonnant, la charge totale fournie au circuit de sortie lorsque le transistor 12 devient conducteur est beaucoup plus élevée que la charge prélevée par le condensateur 46. Cela résulte de ce que le condensateur de sortie 54 reçoit des demi-cycles positifs multiples de courant pendant chaque giclée de résonance, et chacun de ces demi-cycles contribue à la charge de sortie totale. D'autre part, la charge prise par le condensateur 46 est l'intégrale nette de tous les demi-cycles positifs et négatifs opposés de courant, et cette valeur est beaucoup plus petite. Le circuit réson-

nant agit en fait comme un multiplicateur de charge.

Les légendes pour les formes d'onde de la figure 4 correspondent aux légendes de la figure 3, et la figure 4 suppose que l'énergie stockée dans le condensateur 46 est déchargée sous la forme d'une giclée de résonance vers le condensateur 54 par l'intermédiaire du transistor inférieur 14 lorsque ce dernier passe en conduction. Un tel mode de commande est appelé mode de "descente active". Si le transistor 14 n'est pas activement commuté en conduction aussitôt après la commutation en non conduction du transistor 12, il se produit seulement une "descente passive". Dans ce cas, le circuit consommateur externe détermine la rapidité de descente du condensateur 46, et une partie ou la totalité de l'énergie stockée dans le condensateur 46 peut ne pas être fournie au condensateur de sortie 54 mais se dissiper ailleurs. Plus la descente est lente et moins on transfère d'énergie au condensateur de sortie 54.

A la limite, un transfert d'énergie nul se produit pendant la descente passive. Dans ce cas, le condensateur 46 doit fournir la quantité d'énergie double au condensateur 54 lorsque le transistor 12 passe en conduction, et il doit avoir une valeur double de celle qui a été calculée précédemment. Toutefois, on notera que l'énergie perdue par le condensateur 46 dans le circuit externe pendant la descente passive n'augmente pas la dissipation dans la diode Zener 56, puisque cette énergie est perdue ailleurs.

Avec référence à la figure 5, il est facile d'ajouter une alimentation négative pour procurer une sortie de tension négative ($-V_{CC}$) 64. Il suffit d'un condensateur de sortie 66 et d'une diode Zener 68 supplémentaires. Une sortie de polarisation négative est utile, par exemple, lorsqu'on utilise un transistor à détection de courant et qu'une alimentation négative

est nécessaire pour la détection de courant.

Avec référence à la figure 6, on peut obtenir une alimentation négative autonome avec les éléments de la figure 3, par connexion de la borne commune 58 à la terre 62. Cela serait utile lorsqu'une source à basse tension positive est déjà disponible mais qu'on a besoin d'une source négative séparée, par exemple pour une détection de courant.

Dans le circuit représenté sur la figure 3, on suppose qu'une alimentation flottante pour le transistor supérieur 12 est obtenue à partir de la sortie à basse tension V_{CC} usuelle 32 au moyen d'un circuit d'amorçage à diode-condensateur (non représenté).

Dans certaines applications, la chute de tension à travers le transistor 14, du fait du courant utilisé par le récepteur, peut fortement abaisser la tension à laquelle le condensateur d'amorçage se charge pendant la période de conduction du transistor 14. Dans ce cas, on peut utiliser le circuit résonnant décrit 44,46 pour fournir une alimentation flottante pour le transistor supérieur 12, quelle que soit la chute de tension du transistor inférieur 14.

La figure 7a illustre les alimentations flottantes à polarisation positive ou négative pour le transistor supérieur 12. On note que la résistance de démarrage 60 précharge à la fois les alimentations positive et négative. On note également que le circuit résonnant 44,46 est connecté à la tension d'alimentation de la barre de courant continu 20.

La figure 7b représente une alimentation négative flottante pour le transistor supérieur 12, qui peut être ajoutée en complément d'un circuit d'amorçage, représenté par la diode 80 et le condensateur 82. Ce circuit est à comparer au circuit représenté sur la figure 6.

La figure 8 illustre une disposition de circuit pour produire des tensions d'alimentation "augmentée" et "diminuée", les termes "augmenté" et "diminué" désignant des tensions qui sont respectivement plus élevée et plus faible que la tension à la barre de courant continu 20. On note que le circuit d'alimentation diminuée comprenant le condensateur 66 et la diode Zener 68 est préchargé par la résistance de démarrage 60, mais que l'alimentation de tension augmentée comprenant le condensateur 54 et la diode Zener 56 est établie seulement une fois que le transistor de sortie 12 est actif. La case 70 représente un récepteur ou consommateur électrique.

Des modules contenant des circuits complets d'alimentation de transistor sont utilisés très couramment pour des applications telles que des réglages de vitesse de moteur et des systèmes d'alimentation ininterrompue. Les générations suivantes de ces modules contiendront des circuits de pilotage et des opto-isolateurs.

Un avantage de la présente invention est qu'elle permet d'inclure le dispositif d'alimentation des circuits de pilotage à l'intérieur des modules précités. L'utilisateur dispose ainsi d'un module entièrement autonome qui vient directement en interface avec une logique CMOS ou TTL sans composants d'interface additionnels.

Le rendement et la petite dimension de l'alimentation résonnante décrite, ajoutés à sa propriété de fourniture automatique de la quantité correcte d'énergie d'activation quelle que soit la fréquence de fonctionnement, la rendent idéale pour une inclusion dans des modules à MOSFET ou IGBT de puissance. La figure 9 représente un agencement typique pour un module IGBT.

Dans le circuit de la figure 9, des signaux de commande d'entrée sont fournis à des opto-isolateurs 90 et 92 qui excitent des circuits de pilotage respectifs 94 et 96. Les circuits de pilotage 94 et 96 commandent des IGBT respectifs 98 et 100. L'alimentation à auto-génération conforme à la présente invention est représentée couplée à l'IGBT 100 de la même manière qui a été représentée sur la figure 3 pour le MOSFET. Un circuit d'amorçage usuel comprenant une diode 102 et un condensateur 104 relié à la barre de courant continu par l'intermédiaire d'une résistance 106 est prévu pour l'IGBT supérieur 98.

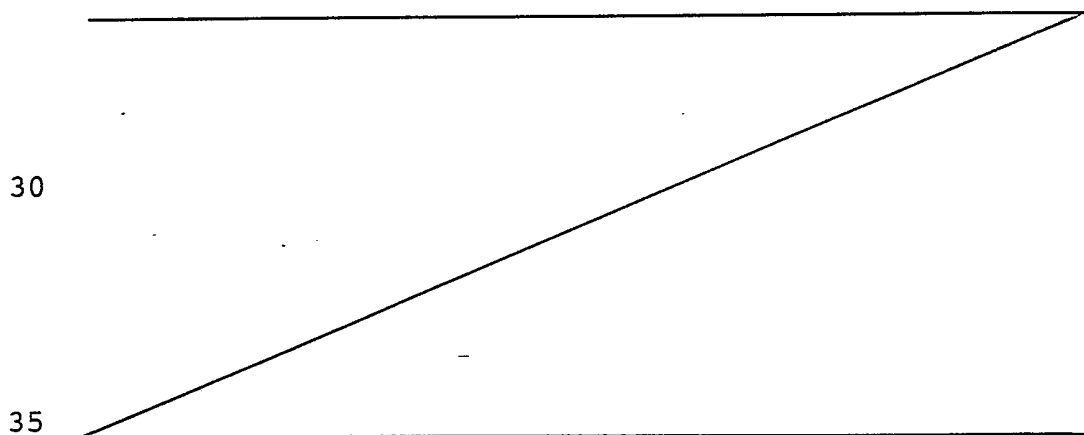
Avec référence à la figure 10, une comparaison du dispositif d'alimentation à résonance conforme à la présente invention (côté gauche de la figure) avec un circuit à convertisseur élévateur usuel montre les composants qui sont sensiblement équivalents en coût et en dimension, comme indiqué par les flèches croisées 72. On note que les diodes 50 et 52 sont soumises seulement à la tension de sortie de l'alimentation auxiliaire 30 et ont seulement besoin de caractéristiques de basse tension, des diodes Schottky de 30 volts étant normalement suffisantes. Par contre, la diode 74 du convertisseur élévateur doit être un dispositif à haute tension (500-600 V) à reprise rapide.

La figure 10 montre en outre que la plupart des composants nécessaires pour le dispositif d'alimentation à résonance de la présente invention sont équivalents aux composants périphériques nécessaires pour le convertisseur élévateur, et la comparaison réelle entre les deux circuits se réduit à la résistance 60 et à la diode Zener 56 qui peuvent typiquement être de 1 à 3 watts pour la présente invention, à comparer au convertisseur élévateur 76 lui-même. Sur cette base, le convertisseur élévateur 76 ne se compare pas avanta-

geusement .

Néanmoins, un convertisseur élévateur donne la possibilité de fournir une alimentation de polarisation ample avant le démarrage, et une tension de sortie plus étroitement régulée. Par conséquent, la présente invention prévoit que, pour des systèmes de puissance très élevée qui nécessitent une puissance importante avant le démarrage du circuit principal de commutation de sortie, et lorsque la puissance de fonctionnement requise est au-delà des possibilités du convertisseur élévateur lui-même, on peut utiliser le convertisseur élévateur comme circuit de démarrage pour un circuit résonnant de plus forte puissance. Ce principe est illustré sur la figure 11. L'inductance 78 de la figure 11 correspond à l'inductance désignée par le même repère sur la figure 10. Ainsi, la source V_{CC} est constituée par le convertisseur élévateur assurant le démarrage, tandis que l'alimentation à résonance suivant la présente invention assure l'alimentation après le démarrage, pendant le fonctionnement normal.

Dans un mode de réalisation du dispositif d'alimentation auxiliaire 30 conforme à la présente invention qui a été réalisé en pratique, les valeurs et les types spécifiques des composants sont comme indiqué dans le tableau ci-après.



	Dispositif	Valeur/Type
	Circuit de pilotage 10	IR 2110
5	Transistors 12,14	IRFP450
	Inductance 44	10 μ H
	Condensateur 46	150pF, 100pF, 68pF
	Diodes 50,52	11DQ03
	Zener 56	1N5352A
10	Condensateur 54	1 μ F, 20V
	Résistance 60	2 M Ω , 1/4W
	Récepteur 76	1 k Ω

Le dispositif d'alimentation auxiliaire con-
 15 forme à la présente invention, qui a été réalisé en
 pratique, a été essayé avec plusieurs valeurs du conden-
 sateur 46, à savoir 68 pF, 100 pF et 150 pF, avec et
 sans descente active, et à une tension de barre prin-
 cipale de courant continu de 200 V et 400 V.

20 Un essai avec un condensateur 46 de 68 pF
 et une fréquence de commutation de 400-500 kHz donne
 un fonctionnement satisfaisant avec une tension de bar-
 re de courant continu comprise entre 250 et 400 V.
 Avec une descente active, à 400 V et 500 kHz, la con-
 25 sommation d'énergie dans la diode Zener est de 1,4 watt
 environ pour un condensateur 46 de 68 pF, contre 2,8
 watts dans les mêmes conditions de fonctionnement et
 avec un condensateur 46 d'une valeur de 150 pF.

REVENDICATIONS

1.- Circuit d'alimentation en énergie (30)
pour produire une sortie de courant continu (32) à par-
5 tir d'une entrée pulsée, caractérisé en ce qu'il com-
prend :

un circuit inductif-capacitif en série LC
(44,46) ayant une première borne, reliée à l'entrée
pulsée, et une deuxième borne ;

10 un condensateur de sortie (54) électriquement
chargé à partir du circuit LC en série et fournissant
la sortie du courant continu (32) ; et

un circuit de couplage (50) pour appliquer
la charge du circuit LC en série au condensateur de
15 sortie.

2.- Circuit suivant la revendication 1,
caractérisé en ce qu'il comprend en outre :

un régulateur de tension (56) couplé au con-
20 densateur de sortie (54) pour réguler et maintenir la
sortie de courant continu (32) du condensateur de sor-
tie à une valeur prédéterminée sensiblement constante.

3.- Circuit suivant la revendication 1,
25 caractérisé en ce que la sortie de courant continu
est une sortie de courant continu à basse tension et
ladite entrée pulsée est une entrée pulsée à haute
tension ayant une amplitude plus grande que ladite sor-
tie de courant continu.

30

4.- Circuit suivant la revendication 1,
caractérisé en ce que la fréquence de fonctionnement
associée à l'entrée pulsée est sensiblement plus fai-
ble qu'une fréquence de résonance associée au circuit
35 LC.

5.- Circuit suivant la revendication 2, caractérisé en ce que le régulateur de tension est une diode Zener (56).

5 6.- Circuit suivant la revendication 1, caractérisé en ce que le circuit de couplage comprend en outre une diode (50) connectée en série entre le circuit LC (44,46) et le condensateur de sortie (54).

10 7.- Circuit suivant la revendication 5, caractérisé en ce que le circuit LC (44,46) est connecté à l'anode de la diode (50) et la cathode de la diode est connectée au condensateur de sortie (54).

15 8.- Circuit suivant la revendication 1, caractérisé en ce qu'il comprend en outre un circuit de démarrage (60) pour charger le condensateur de sortie (54) avant la présence d'une impulsion sur ladite entrée pulsée.

20 9.- Circuit suivant la revendication 8, caractérisé en ce que le circuit de démarrage comprend une résistance (60).

25 10.- Circuit suivant la revendication 8, caractérisé en ce que le circuit de démarrage comprend un convertisseur élévateur (76).

30 11.- Circuit suivant la revendication 1, caractérisé en ce que l'entrée pulsée a une amplitude de tension comprise entre 20 V et 2000 V.

35 12.- Circuit suivant la revendication 11, caractérisé en ce que l'entrée pulsée a une amplitude de tension comprise entre 200 V et 400 V.

13.- Circuit suivant la revendication 3, caractérisé en ce que la sortie de courant continu à basse tension a une valeur de tension inférieure d'un ordre de grandeur à la tension de l'entrée pulsée.

5

14.- Circuit suivant la revendication 1, caractérisé en ce qu'il comprend en outre une diode de contournement (52) connectée en série entre un noeud du condensateur de sortie (54) et le circuit LC (44, 10 46).

15 15.- Circuit suivant la revendication 1, caractérisé en ce qu'il comprend en outre un premier (12) et un deuxième (14) transistors de puissance connectés en série, un circuit de pilotage (10) pour mettre les premier et deuxième transistors de puissance en conduction et en non conduction, une barre principale de courant continu (20) pour fournir une sortie de courant continu à haute tension à l'un des transistors, les 20 premier et deuxième transistors produisant l'entrée pulsée.

16.- Circuit suivant la revendication 1, caractérisé en ce que la première borne du circuit LC 25 (44,46) est reliée à une sortie d'un transistor de puissance fournissant l'entrée pulsée.

17.- Circuit suivant la revendication 1, caractérisé en ce que le circuit LC comprend une induc- 30 tance résonnante (44) et un condensateur résonnant associé (46) et le condensateur résonnant a une valeur de capacité de l'ordre de 100 pF.

18.- Circuit suivant la revendication 2, 35 caractérisé en ce qu'il comprend en outre un deuxième

condensateur de sortie (66) et un deuxième régulateur de tension (68) pour produire une deuxième sortie de courant continu (64) ayant une polarité opposée à une polarité associée à la première sortie de courant continu (32).

19.- Circuit suivant la revendication 1, caractérisé en ce que la sortie de tension continue est référencée à une tension de terre.

10

20.- Circuit suivant la revendication 1, caractérisé en ce que la sortie de courant continu est référencée à une haute tension continue.

21.- Circuit suivant la revendication 15, caractérisé en ce que le circuit LC (44,46) est connecté à la barre principale de courant continu (20) et le condensateur de sortie (54) est couplé à l'entrée pulsée.

20

22.- Circuit suivant la revendication 15, caractérisé en ce qu'il comprend en outre un circuit d'amorçage couplé à au moins un desdits transistors de puissance (12,14).

25

23.- Circuit suivant la revendication 22, caractérisé en ce que le circuit d'amorçage comprend une diode (80) chargeant un condensateur (82).

24.- Circuit suivant la revendication 1, caractérisé en ce que la première borne du circuit LC est reliée à l'entrée pulsée par l'intermédiaire du condensateur de stockage et une autre borne du circuit LC est reliée à une tension de barre de courant continu.

35

25.- Méthode pour produire une sortie de courant continu à basse tension à partir d'une entrée pulsée à haute tension, caractérisée en ce qu'elle comprend:

- la fourniture d'énergie électrique pulsée de
5 l'entrée pulsée à un circuit LC en série ; et
la charge électrique d'un condensateur de sortie à partir du circuit LC en série.

26.- Méthode suivant la revendication 25,
10 caractérisée en ce qu'elle comprend en outre :

la régulation de la tension aux bornes du condensateur de sortie sensiblement à la valeur de sortie de courant continu à basse tension.

27.- Méthode suivant la revendication 25,
15 caractérisée en ce qu'elle comprend en outre :

l'impulsion de ladite entrée pulsée à une fréquence sensiblement inférieure à une fréquence de résonance associée au circuit LC.

20

28.- Méthode suivant la revendication 25, caractérisée en ce qu'elle comprend en outre la fourniture d'énergie de démarrage pour charger le condensateur de sortie avant la présence de ladite énergie
25 électrique pulsée.

29.- Méthode suivant la revendication 25, caractérisée en ce que ladite étape de fourniture d'énergie pulsée comprend la fourniture d'une énergie pul-
30 sée ayant une valeur de tension comprise entre 20V et 2000V.

30.- Méthode suivant la revendication 29, caractérisé en ce que ladite étape de fourniture d'énergie pulsée comprend la fourniture d'une énergie pul-
35

sée ayant une valeur de tension comprise entre 200V et 400V.

31.- Méthode suivant la revendication 25,
5 caractérisée en ce que la sortie de courant continu à basse tension a une plage de tension inférieure d'un ordre de grandeur à l'entrée pulsée à haute tension.

32.- Méthode suivant la revendication 25,
10 caractérisée en outre en ce qu'elle comprend la fourniture de la sortie de courant continu à basse tension à une entrée à basse tension d'un circuit de commutation à transistors de puissance.

15 33.- Méthode suivant la revendication 25, caractérisée en ce que l'énergie électrique pulsée est fournie au circuit LC en série par l'intermédiaire du condensateur de sortie.

20 34.- Méthode suivant la revendication 25, caractérisée en ce que l'énergie électrique pulsée est fournie directement au circuit LC en série.

FIG. 1.

ART ANTERIEUR

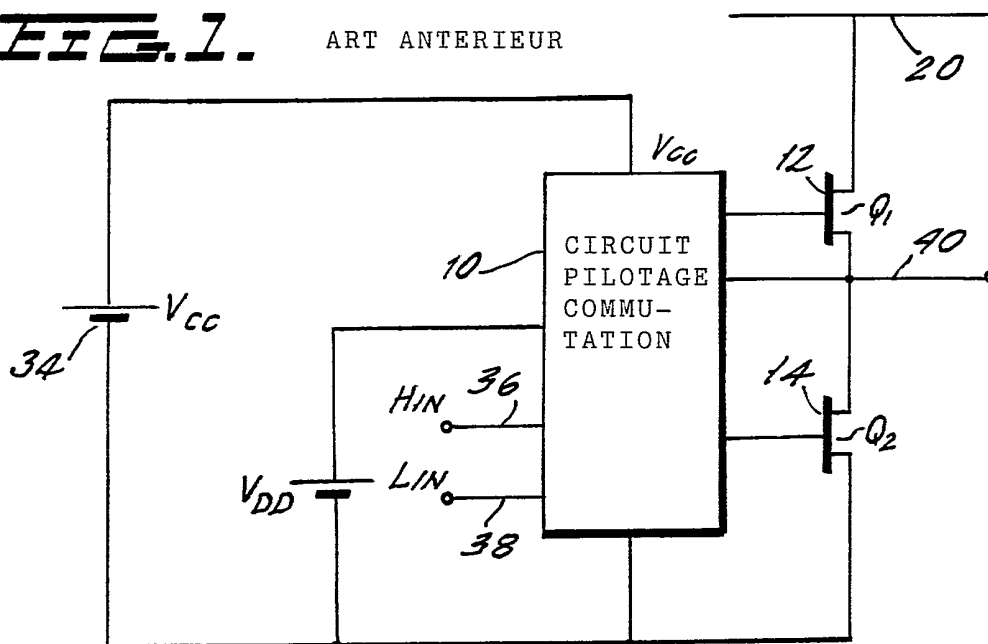
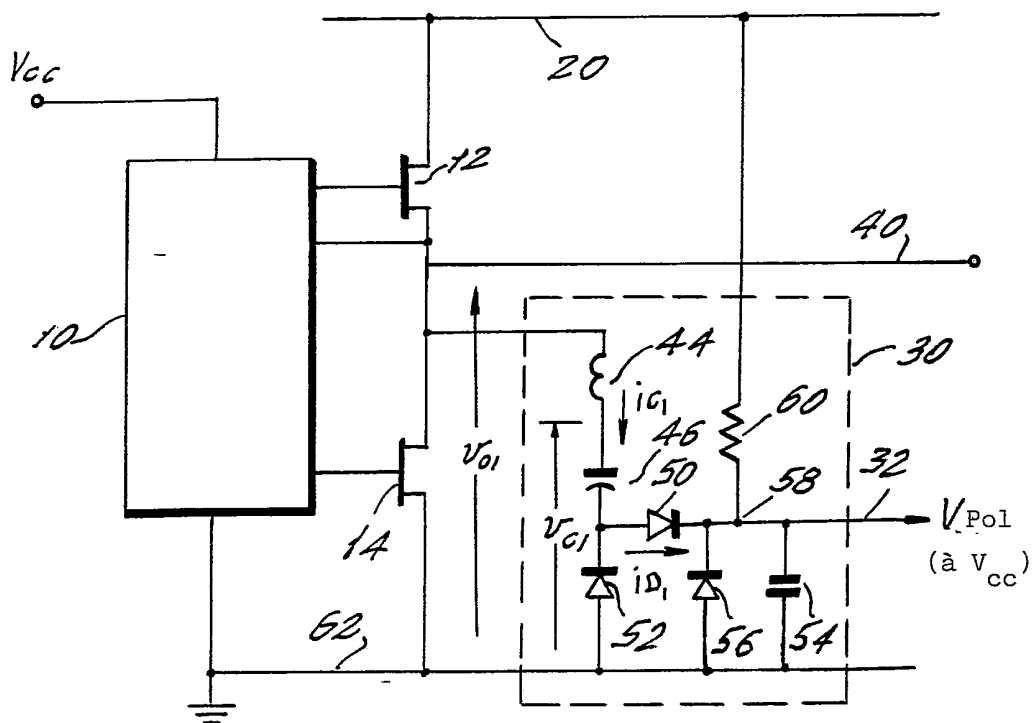
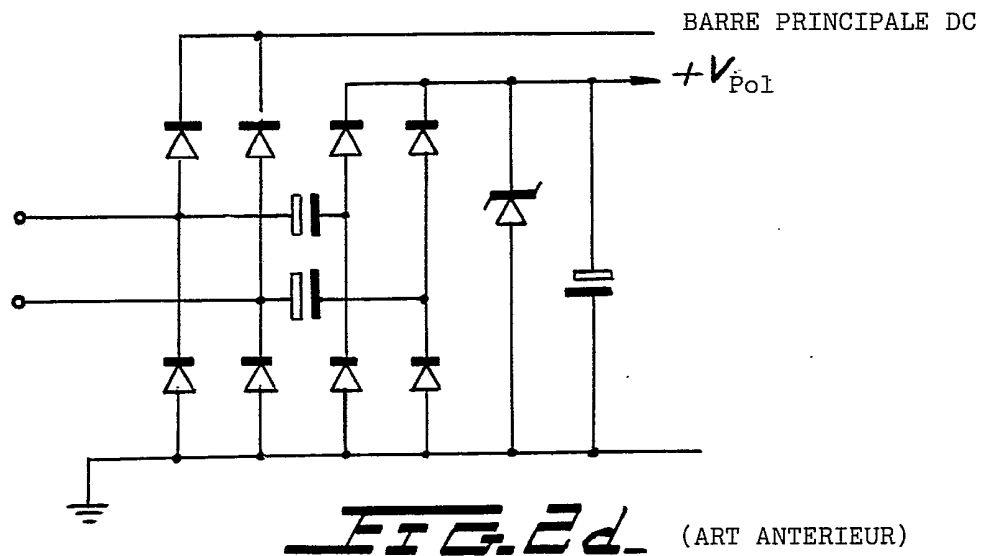
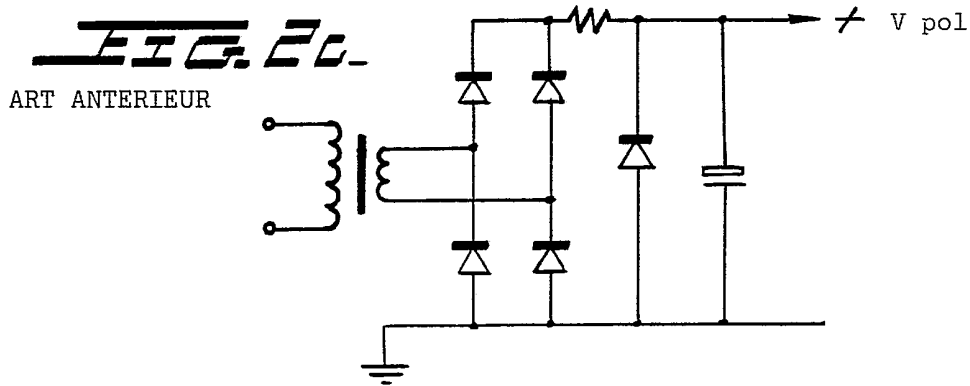
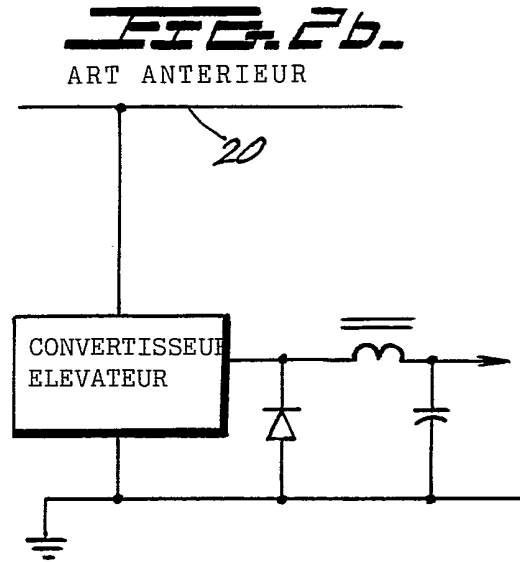
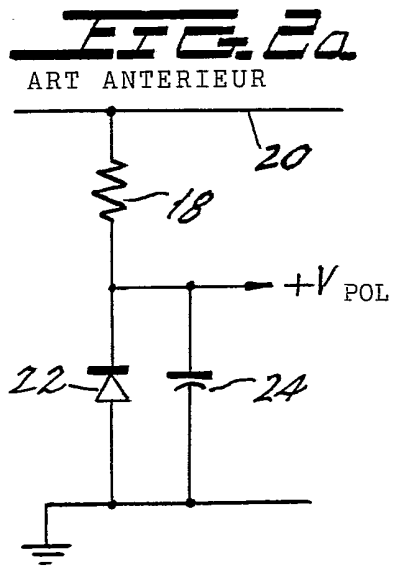


FIG. 3.





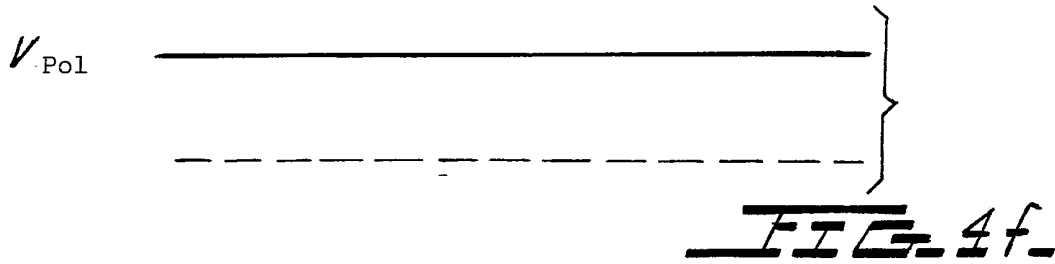
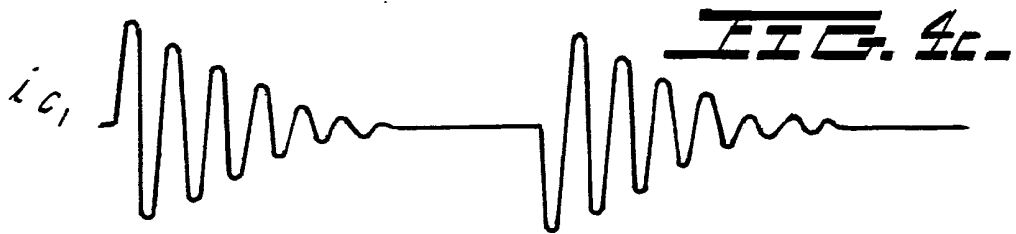
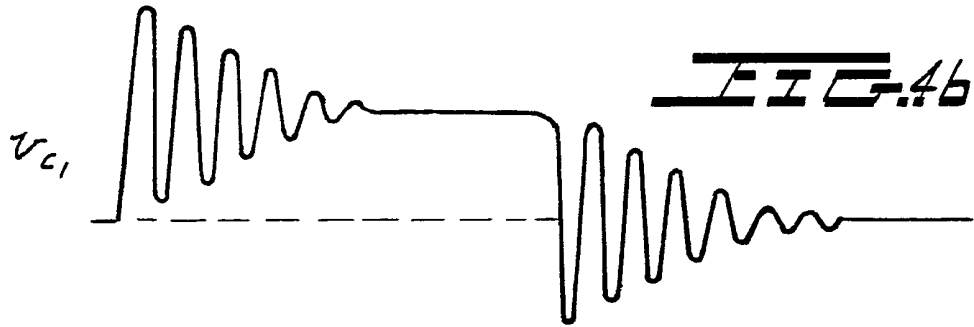
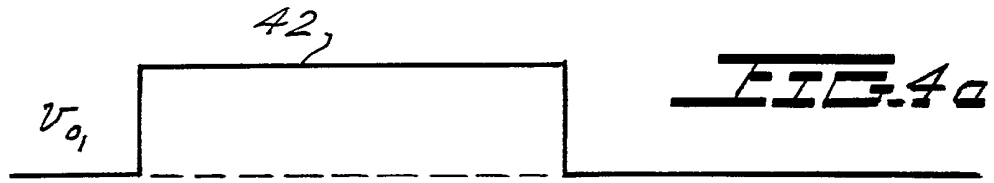


FIG. 5.

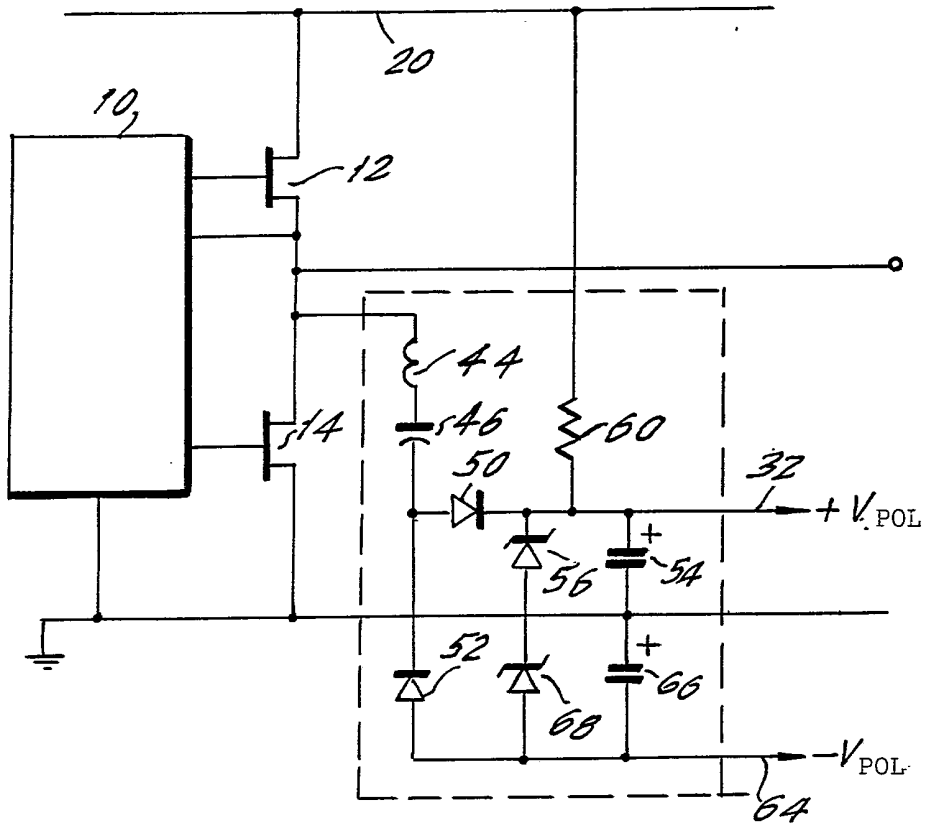


FIG. 6.

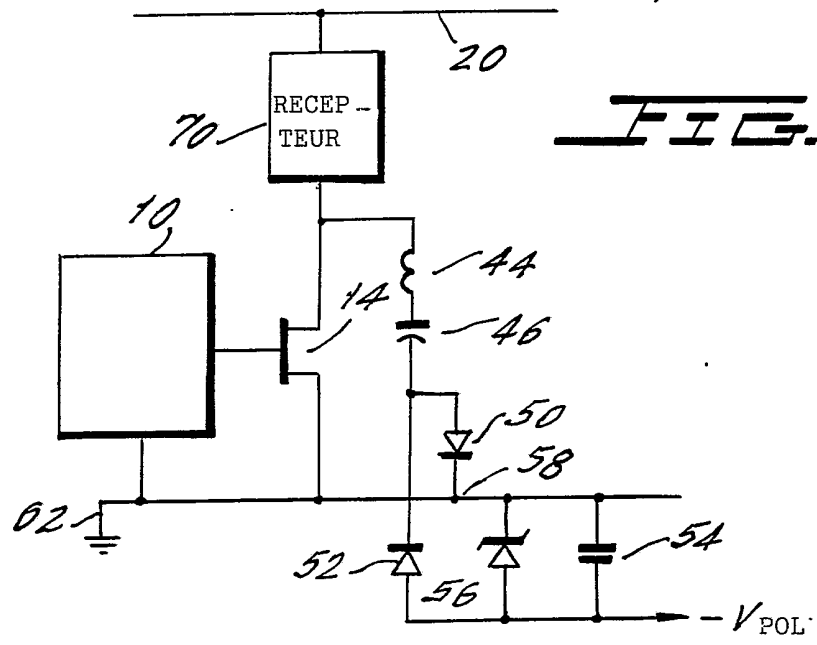


FIG. 7a

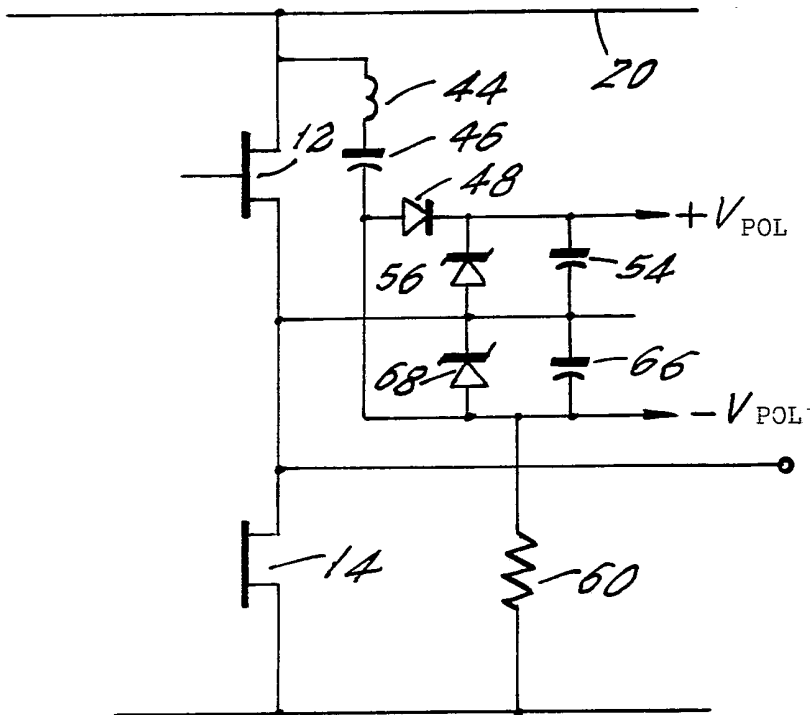
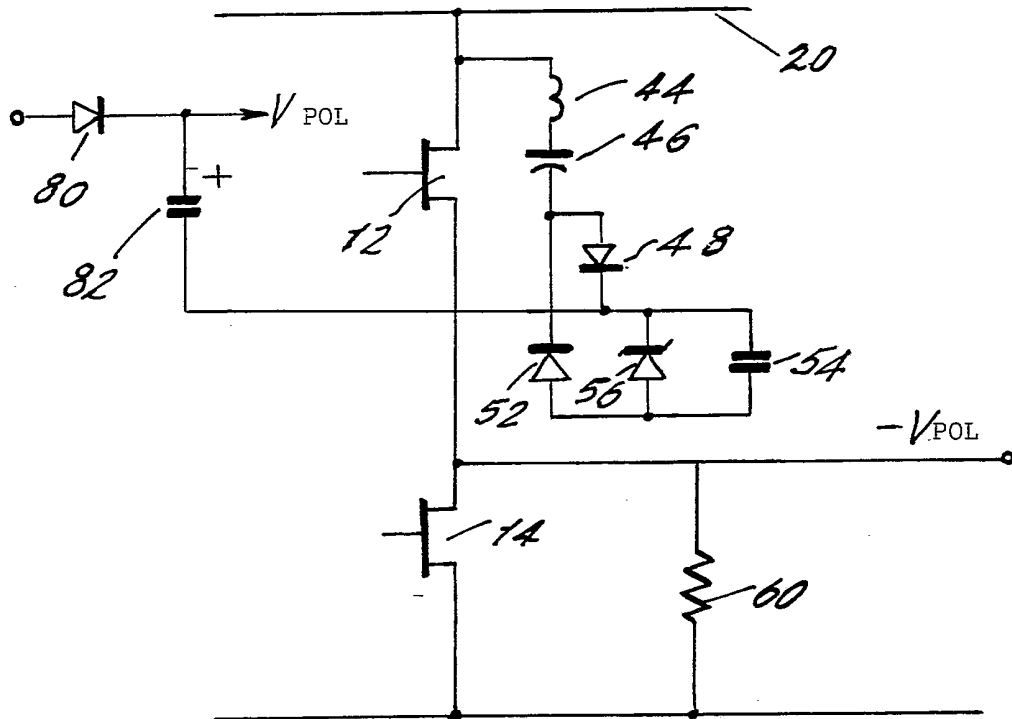


FIG. 7b



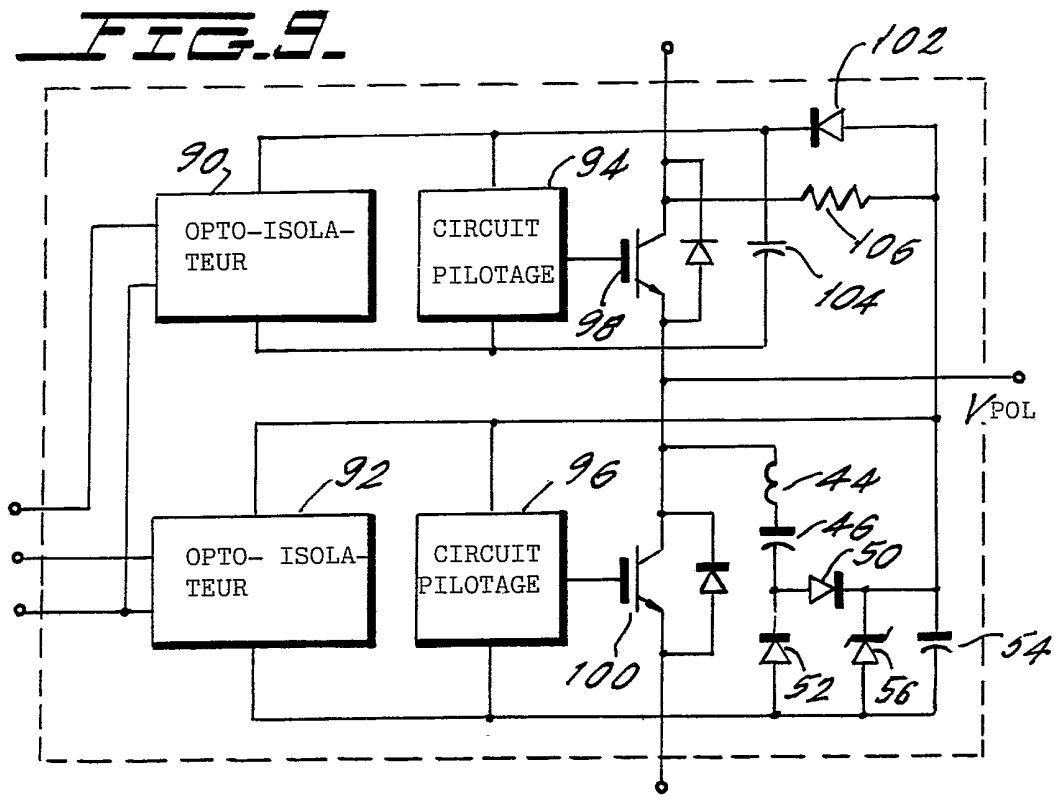
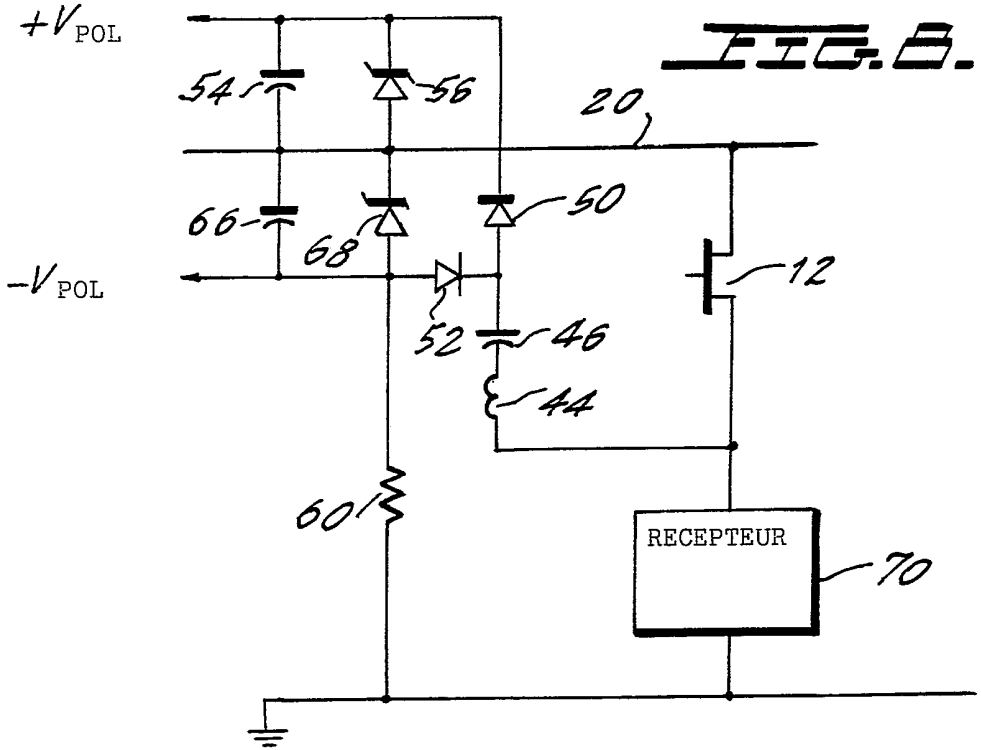


FIG. 10.

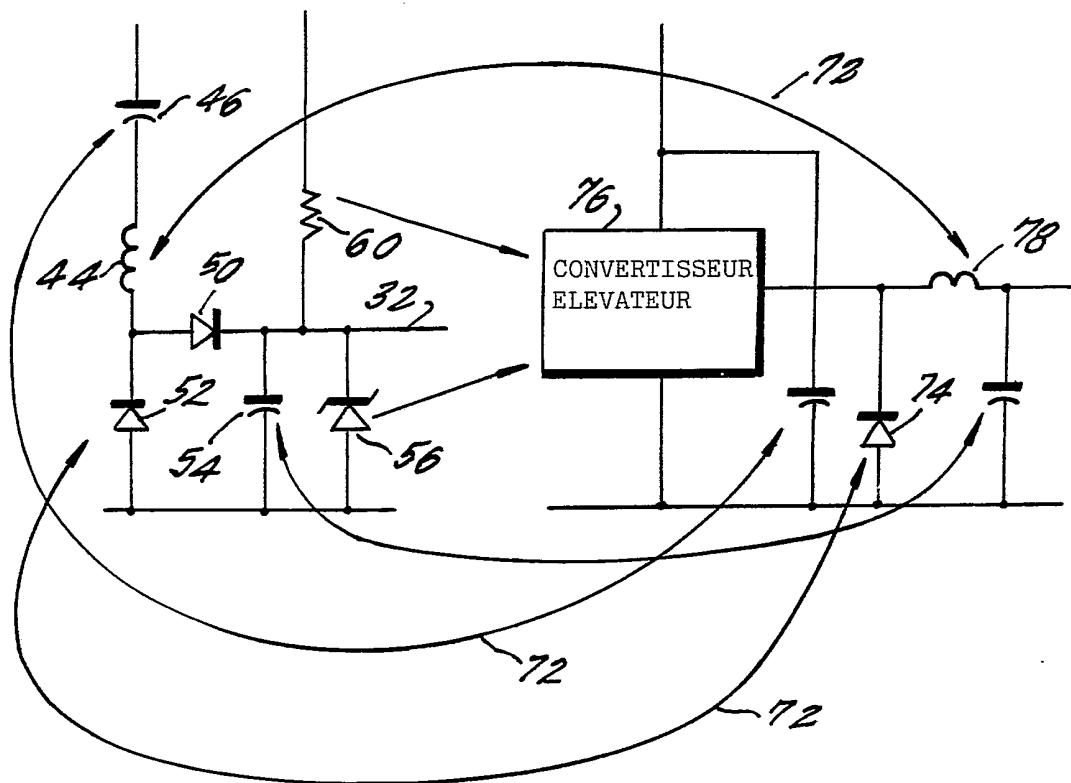


FIG. 11.

