

①9 RÉPUBLIQUE FRANÇAISE
INSTITUT NATIONAL
DE LA PROPRIÉTÉ INDUSTRIELLE
PARIS

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

2 628 231

②1 N° d'enregistrement national :

89 02812

⑤1 Int Cl⁴ : G 05 F 1/625.

①2

DEMANDE DE BREVET D'INVENTION

A1

②2 Date de dépôt : 3 mars 1989.

③0 Priorité : US, 4 mars 1988, n° 07/164,281.

④3 Date de la mise à disposition du public de la demande : BOPI « Brevets » n° 36 du 8 septembre 1989.

⑥0 Références à d'autres documents nationaux apparentés :

⑦1 Demandeur(s) : Société dite : HUGHES AIRCRAFT COMPANY. — US.

⑦2 Inventeur(s) : Eugène T. Perusse ; Eugène L. Hammer.

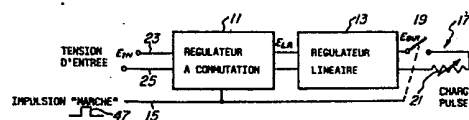
⑦3 Titulaire(s) :

⑦4 Mandataire(s) : Cabinet André Bouju.

⑤4 Régulateur de tension hybride à grande vitesse avec réduction de l'effet Miller.

⑤7 Le régulateur de tension pour réguler la tension appliquée à une charge 17 à partir d'une source de tension d'entrée fournissant une tension de source E_{IN} , la charge 17 étant activée pendant l'existence d'une impulsion de charge, est caractérisé par : un premier régulateur de tension 13 alimenté par une tension d'entrée E_{LR} et connecté à charge pour réguler la tension E_{OUT} appliquée à la charge 17, ce premier régulateur de tension 13 présentant un temps de réponse qui décroît avec l'accroissement de la tension d'entrée E_{LR} sur ce premier régulateur de tension 13, et ayant une consommation de puissance qui augmente avec l'accroissement de la tension d'entrée E_{LR} sur ce premier régulateur de tension 13; et un régulateur de tension programmé 11 connecté à la source de tension d'entrée E_{IN} et à l'entrée du premier régulateur de tension 13, ce régulateur de tension programmé 11 fournissant une tension d'entrée augmentée au premier régulateur de tension 13 au début de l'impulsion de charge, pour donner une réponse plus rapide, et réduisant ensuite la tension d'entrée E_{LR} sur le premier régulateur 13 pour réduire la consommation de puissance.

Utilisation pour la régulation de tension, notamment dans les systèmes à impulsions tels que les radars à impulsions.



FR 2 628 231 - A1

D

L'invention est relative aux régulateurs de tension, et plus particulièrement aux régulateurs de tension utilisés dans les systèmes à impulsions, tels que les radars à impulsions.

5 Les systèmes à impulsions, tels que les radars à impulsions présentent une charge fortement dynamique aux systèmes de conversion et de régulation de puissance. Pour satisfaire les exigences de stabilité de système des radars en projet utilisant des amplificateurs HF à semi-
10 conducteurs, on pense que les tensions de polarisation sur les transistors de ces amplificateurs à semi-conducteurs doivent être très stables, c'est-à-dire bien régulées. L'analyse a montré qu'il est très souhaitable de fournir la régulation demandée au point d'utilisation.

15 Les systèmes actuels n'ont pas la capacité de fournir des tensions de polarisation très stables avec de bons rendements en coût et en puissance. Dans la technique antérieure, de grandes batteries de condensateurs ont été utilisées pour satisfaire aux exigences de stabilité
20 de tension des charges dynamiques dans les radars. La taille et le poids des systèmes utilisant ces batteries de condensateurs augmentent proportionnellement à l'augmentation des exigences sur la performance. Le type et le nombre des condensateurs nécessaires dans ces systèmes diminuent la fiabilité du système. Les batteries de
25 condensateurs doivent aussi être réparties sur l'antenne lorsque des étages de puissance HF répartis sont utilisés

sur l'antenne, ce qui pénalise de façon indésirable le volume et le poids de l'antenne.

La technique antérieure a également utilisé des régulateurs linéaires dans les systèmes d'alimentation de radars. Ces régulateurs linéaires de la technique antérieure avaient un faible rendement et demandaient cependant de grandes batteries de condensateurs. La taille des batteries de condensateurs est un compromis avec le rendement. Le maintien du temps de réponse et de la stabilité des systèmes de la technique antérieure utilisant des régulateurs linéaires demande aussi des circuits de commande compliqués pour l'élément filtre du régulateur linéaire.

Une mesure de la stabilité d'un système de régulation est le temps que demande le système pour revenir à son état permanent ou de repos après une perturbation par des causes externes (ou internes), c'est-à-dire la réponse transitoire. Un exemple d'une telle perturbation est l'impulsion ou dynamique de charge que présente un radar à impulsions à un convertisseur de puissance. En ce qui concerne le régulateur linéaire, la stabilité peut être mesurée par le temps qu'il faut à la tension de sortie du régulateur linéaire pour revenir à sa valeur permanente après une brusque variation du courant de charge, telle qu'un passage de la charge nulle à la pleine charge. Quand les régulateurs linéaires utilisent des transistors à effet de champ, ce que l'on appelle l'effet Miller augmente le temps qu'il faut à la tension de sortie du régulateur linéaire pour revenir à sa valeur permanente après une variation du courant de charge, et par conséquent détériore la stabilité du système.

Un objet de l'invention est donc de fournir un régulateur de tension amélioré pour réguler la tension appliquée à une charge à partir d'une source de

tension d'entrée fournissant une tension de source, la charge étant activée pendant l'existence d'une impulsion de charge.

5 Un autre objet de l'invention est d'améliorer les régulateurs de tension utilisables dans les systèmes à impulsions, comprenant les radars à impulsions.

10 Un autre objet de l'invention est de fournir un régulateur de tension qui fasse preuve d'une stabilité améliorée avec un meilleur rendement et un moindre coût par rapport aux approches de la technique antérieure.

Un autre objet de l'invention est de réduire la détérioration de la performance due à l'effet Miller dans un régulateur de tension utilisant un régulateur linéaire ayant un élément filtre à transistor.

15 Selon l'invention, le régulateur de tension est caractérisé par:

20 un premier régulateur de tension alimenté par une tension d'entrée et connecté à une charge pour réguler la tension appliquée à la charge, ce premier régulateur de tension présentant un temps de réponse qui décroît avec l'accroissement de la tension d'entrée sur ce premier régulateur de tension, et ayant une consommation de puissance qui augmente avec l'accroissement de la tension d'entrée sur ce premier régulateur de tension; et

25 un régulateur de tension programmé connecté à la source de tension d'entrée et à l'entrée du premier régulateur de tension pour commander la tension d'entrée sur le premier régulateur de tension, ce régulateur de tension programmé fournissant une tension d'entrée augmentée au premier régulateur de tension au début de
30 l'impulsion de charge, pour donner une réponse plus rapide, et réduisant ensuite la tension d'entrée sur le premier régulateur pour réduire la consommation de puissance.

35 Ainsi, on met en série deux régulateurs de

tension entre une source de puissance et une charge.

Le premier régulateur de tension, ou régulateur d'entrée, est programmé pour réduire les effets parasites dégradant la performance du second régulateur de tension. La performance est améliorée par une réduction du temps de réponse et l'augmentation concomitante de stabilité. L'importance des améliorations que l'on peut obtenir de cette manière augmente lorsque l'amplitude et la vitesse des variations du courant de charge augmentent, car l'effet indésirable des parasites augmente également avec l'amplitude et la vitesse des variations du courant de charge.

Dans un mode de réalisation préféré, le régulateur de tension d'entrée est un régulateur à commutation programmé, et le second régulateur de tension, en série avec lui, est un régulateur linéaire. La réponse rapide aux variations dynamiques de l'impédance de charge du régulateur linéaire est accrue par la programmation du régulateur à commutation. La programmation du régulateur à commutation réduit les effets qui dégradent la performance du régulateur linéaire, causés par les inductances de fuite ou parasites en série, et les capacités internes et de fuite associées à un élément régulateur série, tel qu'un transistor à effet de champ (TEC). Dans un mode de réalisation particulier utilisant un TEC comme élément filtre du régulateur linéaire, l'effet Miller parasite est réduit en maintenant une différence de potentiel élevée entre le drain et la source du TEC pendant le front de montée d'une impulsion de charge et en programmant ensuite la décroissance de la tension à l'entrée du régulateur linéaire, dans le but de conserver la puissance et d'accroître le rendement.

L'invention qui vient d'être résumée va maintenant être décrite en détail, en liaison avec les dessins, dont:

- la figure 1 est un schéma-bloc du mode de

réalisation préféré de l'invention;

- la figure 2 est un schéma des circuits illustrant le mode de réalisation préféré de l'invention;

5 - la figure 3 est un schéma des circuits montrant les éléments parasites utiles à la description du fonctionnement du mode de réalisation préféré;

- la figure 4 montre en ordonnée la variation de la capacité, en fonction de la tension grille/source ou drain/source portée en abscisse, pour un transistor à effet de champ typique du type MOS (Métal Oxyde Semi-conducteur);

- les figures 5A à 5H illustrent des formes d'ondes utiles pour expliquer le fonctionnement du mode de réalisation préféré;

15 - la figure 6 est un schéma des circuits d'un régulateur à commutation utilisable dans le mode de réalisation préféré;

- la figure 7 est un schéma des circuits d'un régulateur linéaire utilisable dans le mode de réalisation préféré;

20 - les figures 8 et 9 illustrent des modes de réalisation alternatifs de régulateurs à commutation utilisables dans le mode de réalisation préféré.

Comme il est indiqué sur la figure 1, le mode de réalisation préféré comprend un régulateur à commutation 11 alimenté par une source de tension d'entrée E_{IN} venant d'une source de puissance, à travers ses première et seconde entrées 23, 25. Le régulateur à commutation 11 est connecté en série à un régulateur linéaire 13, dont la sortie est connectée à une charge dynamique pulsée 17. La charge dynamique pulsée 17 est représentée comme un commutateur 19 et une résistance variable 21. Une impulsion "marche" 47 active le commutateur 19 via un conducteur 15. Le conducteur 15 fournit aussi l'impulsion "marche" au régulateur à commutation 11.

Dans une application, la charge pulsée 17 peut être, par exemple, la tension de polarisation d'un amplificateur de puissance HF, et l'impulsion "marche" peut déclencher la HF sur l'amplificateur de puissance.

5 Dans une telle application, le courant de charge du régulateur I_L varie avec la séquence d'impulsions du radar, la température, le temps et d'autres variables. Par conséquent, la charge pulsée 17 peut être définie
10 comme une résistance dont la valeur varie d'une valeur fixe à l'infini, comme cela se passe dans le fonctionnement du commutateur 19, qui peut être ou non présent dans une réalisation matérielle.

La figure 2 montre une exécution généralisée du circuit du mode de réalisation préféré de la figure 1.

15 Dans le circuit 11 du régulateur à commutation de la figure 2, un condensateur d'entrée C_A est connecté aux bornes d'entrée 23, 25. L'une des bornes d'entrée, 23, est aussi reliée à l'élément commutateur S_1 du régulateur à commutation 11. Quand le commutateur S_1 relie
20 les premier et second points de contact 49, 51, la tension d'entrée est fournie à un circuit convertisseur de puissance comprenant un condensateur C_B , une diode D_1 et une inductance L_1 . La cathode de la diode D_1 est reliée électriquement au point de contact 49, tandis
25 que l'anode de la diode D_1 est reliée à la ligne d'entrée 25. L'inductance L_1 relie la cathode de la diode D_1 à la première borne du second condensateur C_B . La seconde borne du second condensateur C_B est reliée à la seconde ligne d'entrée 25.

30 Le régulateur à commutation 11 de la figure 2 comprend de plus un comparateur/modulateur de largeur d'impulsion 31 ayant une première et une seconde entrée, 27, 29 respectivement. La première borne d'entrée 27 du comparateur/modulateur de largeur d'impulsion 31 est
35 reliée à une borne 53 électriquement identique à la

première borne du second condensateur C_B . Cette connexion donne une rétroaction de la sortie du régulateur à commutation 11 sur le comparateur/modulateur de largeur d'impulsion 31. La seconde entrée 29 du comparateur/modulateur de largeur d'impulsion 31 est reliée à une source de référence programmable 33. La source de référence programmable 33 reçoit une entrée d'un élément retardateur 35, qui reçoit l'impulsion "marche" 47 sur un conducteur 37 connecté au conducteur 15.

Le comparateur/modulateur de largeur d'impulsion 31 donne sur sa ligne de sortie 32 un signal de sortie formé d'un train d'impulsions ayant une largeur d'impulsion variant proportionnellement à la différence entre l'entrée 27 du comparateur/modulateur de largeur d'impulsion 31 et le niveau d'entrée de référence 29. Le commutateur S_1 est fermé pendant la durée de l'impulsion de sortie du comparateur/modulateur de largeur d'impulsion 31, reliant électriquement les bornes 49 et 51.

Le régulateur linéaire 13 est représenté comme comprenant un transistor à effet de champ (TEC) Q_1 ayant une source 54, un drain 55 et une grille 57. La grille 57 du transistor à effet de champ Q_1 est connectée à la sortie d'un comparateur de commande 43. Une première entrée du comparateur de commande 43 est reliée à la source 54 du premier transistor Q_1 . La seconde entrée 41 du comparateur de commande 43 est connectée à une source de référence fixe continue 45.

La sortie du comparateur de commande 43 commande la tension appliquée entre la grille 57 et la source 54 du transistor Q_1 . En commandant la tension entre grille et source de Q_1 , la conductance de la résistance passante du TEC Q_1 varie. Suivant la théorie bien connue de la rétroaction, le comparateur de commande 43 commande la conductance ou résistance passante,

de telle sorte que la tension en 54 (et aux bornes de la charge 17 lorsque l'interrupteur 19 est fermé), reste constante malgré les variations du courant de charge ou de la tension d'entrée. Le TEC Q_1 est représenté comme un dispositif à canal N, préféré en raison de ses pertes plus faibles. Les TEC à canal P, les transistors bipolaires ou n'importe quel autre élément résistif à commande linéaire peuvent être utilisés.

Dans le mode de réalisation de la figure 2, la tension de sortie programmée du régulateur à commutation 11 est commandée par le circuit de rétroaction interne de la borne 53 sur l'entrée 27 du comparateur/modulateur de largeur d'impulsion 31, et par l'impulsion "marche" externe 47, pour fournir une tension réglée programmée à l'entrée du régulateur linéaire 13. Le retard donné par l'élément de temporisation 35 détermine le moment auquel la tension de sortie du régulateur à commutation est programmée, par rapport au courant de charge I_L . Comme le verra l'homme de métier, le dispositif de commutation S_1 utilisé dans le régulateur à commutation 11 peut être n'importe quel type de commutateur, mais c'est typiquement un transistor, qu'il soit bipolaire ou à effet de champ.

La figure 3 illustre quelques-uns des éléments incontrôlés ou parasites inhérents à l'étage régulateur linéaire 13 et utiles à la discussion du mode de réalisation préféré. Pour les besoins de cette discussion, les éléments de fuite ou parasites correspondant au TEC Q_1 sont censés comprendre les autres fuites dues à l'interconnexion physique et aux montages. Les éléments parasites représentés comprennent la capacité Miller ou grille/drain C_{gd}/C_{rss} ; l'inductance de grille L_{gs} , une capacité de fuite entre grille et source C_{gs} , une capacité entre drain et source C_{ds} , une inductance de source L_{ss} et une inductance de drain L_{ds} . Dans la figure 3, le

TEC Q_1 est représenté comme commandé par un comparateur de commande 43 contenu entre les tirets 46. Le comparateur de commande 43 est représenté comme comprenant un comparateur OP3, les première, deuxième, troisième et
5 quatrième résistances R_A , R_B , R_C , R_D , et les premier et second transistors de commande Q_5 , Q_6 . Les résistances R_A , R_B , R_C , R_D , et les transistors de commande Q_5 , Q_6 contribuent ensemble à réaliser une fonction d'amplification et de changement de niveau sur la sortie du
10 comparateur OP3, comme il est discuté avec plus de détails ci-dessous.

Comme on peut le voir sur les courbes de la figure 4, les capacités d'un transistor à effet de champ tel que le transistor Q_1 varient énormément, et de
15 manière fortement non linéaire, avec la tension sur l'élément. Selon l'effet Miller bien connu, la capacité de rétroaction C_{rss} est amplifiée par le gain de tension du transistor à effet de champ Q_1 . De telles variations non linéaires de capacité compliquent aussi bien les
20 exigences de commande que celles de la rétroaction d'un régulateur de haute stabilité avec une charge dynamique. Ces parasites ont aussi un effet plus grand sur la performance du régulateur quand les variations de l'impédance de charge augmentent en amplitude et en fréquence.

25 La capacité de Miller C_{dg}/C_{rss} est probablement la capacité parasite la plus nuisible lorsqu'on désire travailler en haute fréquence. Comme l'indique la figure 4, la capacité de Miller est la plus grande quand les différences de potentiel sont les plus basses ou
30 négatives. Ainsi, comme il est reconnu dans la technique, la réduction de l'effet Miller demande le maintien d'une grande différence de potentiel (plus grande que cinq volts) aux bornes du TEC Q_1 , dans un régulateur linéaire. D'un autre côté, pour rendre le rendement maximum, il
35 est nécessaire de maintenir la chute de tension aux

bornes du TEC Q_1 au minimum lorsque le courant de charge I_L circule.

Selon l'invention, les effets des parasites que l'on vient de décrire sont réduits, tout en maintenant le rendement, en programmant la tension d'entrée au régulateur linéaire 13 au moyen du régulateur à commutation programmé 11. En particulier, la tension sur le régulateur linéaire 13 est programmée de sorte que, au début et pendant la durée du front de montée de l'impulsion de charge aux bornes de la charge 17, la tension d'entrée E_{LR} sur le régulateur linéaire 13 soit plus grande que la tension requise pour fournir la somme de la tension de sortie E_{OUT} plus la chute de tension minimum de conduction d'un régulateur linéaire 13. Cette tension d'entrée plus élevée E_{LR} sur le régulateur linéaire 13 fournit une fonction de forçement qui augmente la circulation du courant I_L dans la charge 17 et dans les inductances de fuite en série (L_{ds} , L_{ss}), d'une valeur voisine de zéro jusqu'au courant de pleine charge (par exemple 30 ampères pour une application typique). Les hautes tensions drain/source et drain/grille qui en résultent sur le TEC Q_1 , réduisent les capacités effectives entre les éléments, particulièrement la capacité entre le drain et la porte, c'est-à-dire la capacité de Miller. La réduction de ces capacités parasites améliore la réponse aux variations d'impédance de la charge 17. Après l'apparition du front de montée de l'impulsion de charge, la tension d'entrée E_{LR} sur le régulateur linéaire 13 est programmée à la baisse, entraînant un fonctionnement plus efficace. Ces effets bénéfiques seront davantage expliqués et illustrés dans la discussion qui suit des diagrammes de formes d'ondes des figures 5A à 5H.

Les figures 5A à 5H montrent plusieurs formes d'ondes idéalisées, dont les références se rapportent aux

figures 2 et 3. Les figures 5A à 5D utilisent une échelle de temps commune, tandis que les figures 5E à 5G utilisent une échelle de temps dilatée dans un but d'illustration. Des niveaux typiques de tension et de courant sont aussi indiqués sur les figures 5A à 5H.

5 L'application de l'impulsion "marche" 47, figure 5A, fournie par une source extérieure, provoque une chute de l'impédance de la charge 17. Le courant dans la charge 17, représenté sur la figure 5C, augmente avec

10 une vitesse déterminée par l'impédance parasite et l'élément régulateur Q_1 en série. Le transitoire de montée 71 sur la tension de sortie E_{out} de la figure 5B et la décroissance 73 du courant de sortie à la fin de l'impulsion 47 résultent de l'énergie emmagasinée dans

15 le circuit d'inductances de fuite L_g , L_d , L_s quand le courant I_L s'interrompt. On peut noter que le transitoire 71 dans E_{out} et la décroissance 73 de I_L ne nuisent pas à la performance dans les applications aux circuits typiques.

20 Comme on l'a indiqué, les figures 5E, 5F et 5G utilisent une échelle de temps dilatée pour mieux illustrer l'invention. Pendant l'intervalle de temps t_1 où l'impulsion "marche" est absente, la valeur de E_{out} se situe au premier niveau de tension V_1 , qui peut être,

25 par exemple, de 35 volts. Pendant l'intervalle de temps t_2 , la tension de sortie E_{out} tombe d'abord à 30 volts, par exemple, en raison de l'inductance et des résistances du circuit, lorsque le courant commence à circuler dans les inductances en série L_d , L_s . La tension de sortie

30 E_{out} augmente alors jusqu'au point 101. Au-delà du point 101, le comparateur de commande 43 à rétroaction prend la commande de la résistance de "marche" DE Q_1 , diminuant la résistance passante de Q_1 , et augmentant par là la vitesse de variation de la tension de sortie.

35 La tension de sortie E_{out} augmente par conséquent plus

rapidement pendant l'intervalle de temps t_3 au-delà du point 101, jusqu'à ce qu'au point 103, la tension E_{out} atteigne sa valeur stable V_2 , par exemple 34,995 volts. La différence $(V_1 - V_2)$ dans E_{out} , pendant l'intervalle t_1 de temps de blocage et après qu'elle ait atteint la stabilité pendant l'impulsion "marche" 47, est déterminée par le gain en continu ou en basse fréquence dans le comparateur de commande 43 et le TEC Q_1 . Une valeur typique de cette différence $V_1 - V_2$ est de cinq millivolts, et des valeurs de t_2 et t_3 données à titre d'illustration, sont de 0,12 et 0,007 microseconde, respectivement.

La tension d'entrée programmée E_{OND} est illustrée sur la figure 5F. Comme on peut le voir, elle comprend une impulsion de tension 111 de même durée t_0 que l'impulsion "marche" 47 de la figure 5A, et retardée d'un intervalle $t_4 \geq t_2 t_3$ à partir du début de l'impulsion "marche" 47. La tension correspondante E_{LR} entrant dans le régulateur linéaire 13 est représentée sur la figure 5G. Le changement de tension de référence sur la ligne 29 à l'entrée du comparateur modulateur de largeur d'impulsion 32, donné par la montée de l'impulsion de tension retardée E_{OND} , fait baisser ou décroître linéairement la tension E_{LR} entrant dans le régulateur linéaire 13, pendant un intervalle de temps t_6 , comme indiqué sur la figure 5G. A la fin de l'impulsion "marche" 47, la tension programmée, E_{OND} , est ramenée à nouveau à sa valeur de réglage de temps "d'arrêt".

La tension d'entrée E_{LR} sur le régulateur linéaire 13 est programmée pour décroître sur un intervalle t_6 avec une vitesse lente par rapport au temps de réponse transitoire du régulateur linéaire 13 qui doit absorber le transitoire initial du courant de charge. A titre d'illustration, l'intervalle t_6 peut être de l'ordre de 1 à 5 microsecondes. La lente décroissance de la tension d'entrée sur le régulateur linéaire 13 ne

demande pas le fort courant de commande qui serait requis pour maintenir la réponse rapide à haut rendement si la tension d'entrée E_{LR} (et la tension drain/source) changeait rapidement.

5 La dernière forme d'onde, figure 5H, illustre l'effet de la tension d'entrée programmée. En général, le temps de réponse, ou temps nécessaire pour atteindre la tension stable de fonctionnement V_2 , décroît quand l'amplitude de la fonction de forçement $E_{LR}-E_{out}$ augmente.

10 La vitesse initiale de montée 114 de la tension de sortie est plus rapide en raison d'une tension de forçement ($E_{LR}-E_{out}$) plus élevée. La vitesse de montée de la tension de sortie jusqu'au niveau de régulation V_2 est aussi plus rapide en raison du fait que la tension d'entrée plus

15 élevée pendant cet intervalle provoque la baisse de la capacité porte/drain C_{gd} et de la capacité porte/source C_{gs} , demandant moins de courant de commande et un changement moindre de la tension de commande porte/source, pour un courant de charge donné.

20 En ce qui concerne l'effet Miller, les courbes de la figure 4 montrent que les valeurs typiques pour $C_{iss}+C_{rss}$ varient approximativement de 1400 pf + 100 pf = 1500 pf à 4200 pf + 3200 pf = 7400 pf lorsque la tension drain/source devient inférieure à 5 volts. Par conséquent,

25 pour un circuit de commande donné 43 de la figure 3, le temps de réponse est augmenté au minimum d'un facteur $7400\text{pf}/1500\text{pf} = 5$. Lorsqu'on considère l'augmentation de C_{rss} due au gain de l'étage à transistor (typiquement supérieur à dix), le temps de réponse du régulateur 13

30 devient proportionnellement plus long. Par conséquent, on réduit considérablement le temps de réponse en maintenant $E_{LR}-E_{out}$ à une valeur plus grande que cinq volts.

35 Comme on l'a indiqué, la programmation à la baisse de la tension E_{LR} à l'entrée du régulateur linéaire 13, comme sur la figure 5G, améliore le rendement. Par exemple, en

programmant une baisse de 7 volts sur E_{LR} pendant l'impulsion de charge, on entraîne une réduction nette de 7 volts multipliés par 30 ampères, soit 210 watts. Ceci constitue une économie significative de puissance par rapport à la puissance typique de sortie, donnée à titre d'illustration, de 35 volts multipliés par 30 ampères, soit 1050 watts.

La figure 6 donne un diagramme schématique de circuit détaillé d'un régulateur à commutation 11 selon le mode de réalisation préféré. Dans ce circuit, un commutateur à TEC, S_1 , est commandé par un modulateur de largeur d'impulsion IC_1 , en réponse à la sortie d'un comparateur OPIC. Le commutateur à TEC, S_1 , peut être, par exemple, un TEC IR 540.

La tension de sortie du régulateur à commutation 11, qui est la tension d'entrée E_{LR} du régulateur linéaire, rétroagit par la ligne 27 sur un comparateur modulateur de largeur d'impulsion OPIC à travers un réseau diviseur résistif comprenant les résistances R_1 , R_2 et R_3 . La tension E_{OND} (figure 5F) est appliquée par une ligne 36 à travers une résistance R_7 et une résistance variable R_e , à la base d'un transistor Q_2 , qui peut être, par exemple, un 2N2222. Le transistor Q_2 fait varier le courant issu d'un diviseur de tension de référence formé par les résistances R_{10} , R_6 , R_4 . La tension de référence fournie au diviseur vient de la borne "REF" du circuit intégré IC_1 du modulateur de largeur d'impulsion, qui est connecté à une borne d'un condensateur C_3 , dont l'autre borne est reliée à la masse. La variation de courant donnée par le transistor Q_2 en réponse à l'impulsion "marche" retardée E_{OND} provoque une réduction (programmation) de la tension à la jonction des résistances R_5 et R_6 qui constitue l'entrée du comparateur OPIC. La variation de sortie du comparateur OPIC provoque la réduction par le modulateur IC_1 de la tension E_{LR} , comme

illustré sur la figure 5G.

Le comparateur OPIC peut être un amplificateur opérationnel HA2540, et est fourni avec un réseau de rétroaction typique de sa sortie sur son entrée, comprenant les résistances R_{11} et R_{12} et les condensateurs C_f et C_{fa} . Le comparateur OPI est montré de plus avec des connexions aux tensions de polarisation respectives V_{01} et V_{02} , qui peuvent, par exemple, être de +15 volts et -15 volts, respectivement. Les lignes de polarisation vers les sources de tensions V_{01} et V_{02} sont respectivement connectées aux condensateurs de filtrage C_1 et C_2 , qui sont connectés en commun à une ligne 103.

La sortie du comparateur OPIC alimente à travers une résistance R_{13} l'entrée du circuit intégré IC_1 du modulateur de largeur d'impulsion, qui peut être, par exemple, un circuit intégré UC1825. La sortie du modulateur de largeur d'impulsion IC_1 fournit une impulsion de commande modulée en largeur au commutateur (TEC) S_1 à travers un transformateur T_1 . Comme le sait l'homme de métier, le modulateur de largeur d'impulsion IC_1 contrôle la largeur de cette impulsion de commande en fonction de la sortie du comparateur OPIC. La fréquence de fonctionnement de IC_1 est réglée par la sélection d'une résistance R_{19} et d'un condensateur C_6 , comme le savent les techniciens. Le condensateur C_7 est connecté pour donner une fonction de "départ en douceur", comme cela est également connu dans la technique.

Associé au modulateur IC_1 se trouve un réseau de polarisation comprenant les condensateurs C_8 , C_9 , C_{10} , et les résistances R_{22} , R_{23} , R_{24} . La tension de polarisation V_{01} est connectée à l'entrée de polarisation V_{cc} du modulateur de largeur d'impulsion IC_1 , et à chacune des premières bornes des condensateurs C_9 , C_{10} et des résistances R_{22} , R_{23} , R_{24} . Les secondes bornes des condensateurs C_9 et C_{10} sont mises à la masse, tandis que la

seconde borne de la résistance R_{22} est connectée à l'entrée Vc du modulateur de largeur d'impulsion IC_1 . La résistance R_{22} est aussi connectée à travers le condensateur shunt C_8 à la borne de masse de puissance du circuit intégré IC_1 du modulateur de largeur d'impulsion. Les résistances R_{23} et R_{24} sont respectivement connectées aux sorties A et B du modulateur de largeur d'impulsion IC_1 .

Les circuits de rétroaction en courant, ou de commande de mode du courant, sont aussi connectés au modulateur de largeur d'impulsion IC_1 à circuits intégrés pour renforcer la stabilité de la boucle de rétroaction, et particulièrement pour réduire l'effet du filtre de sortie L_1 , C_{14} , C_{15} sur la stabilité de la rétroaction. De même, les circuits détecteurs de courant 112, comprenant un transformateur de courant L_2 , sont connectés à la ligne E_{IN} 23 pour dériver un signal de rétroaction de courant, en liaison avec les diodes D_3 , D_4 , la diode zener Z_1 et une résistance R_{25} .

La première sortie 121 des circuits détecteurs de courant 112 est connectée, à travers un diviseur de tension résistif ajustable comprenant les résistances R_{21} , R_{20} , R_{17} , à l'entrée limiteuse de courant (Ilim) du modulateur de largeur d'impulsion IC_1 . La tension à l'entrée Ilim est comparée intérieurement à une tension de référence. Quand la tension Ilim est supérieure à la tension de référence intérieure, les sorties A et B du circuit intégré sont coupées, ce qui met le commutateur S_1 en position d'arrêt. Cette opération donne une protection du régulateur contre les courants excessifs.

La seconde sortie des circuits détecteurs de courant 112 est connectée, à travers un réseau à résistance variable comprenant les résistances R_{16} , R_{15} , à l'entrée "rampe" du circuit intégré IC_1 , à travers une résistance R_{14} , et à l'entrée C_1 de IC_1 à travers un

condensateur C_4 et la combinaison en parallèle du condensateur C_5 et de R_{18} . Comme il est bien connu dans la technique, l'effet de la rétroaction de courant sur les entrées "rampe" et C_1 est de réduire effectivement le réseau dipôle comprenant l'inductance L_1 , et les condensateurs C_{14} , C_{15} à un réseau monopôle. Ceci rend la nécessaire compensation du régulateur plus facile et permet des performances améliorées.

Les sorties A, B du circuit intégré IC_1 du modulateur de largeur d'impulsion alimentent aussi les circuits qui provoquent l'ouverture de l'interrupteur S_1 du TEC. Les circuits comprennent une porte OU 123, un transistor Q_3 , et un transistor Q_4 . Quand les deux sorties A et B du circuit intégré IC_1 du modulateur de largeur d'impulsion sont d'un niveau faible, le signal faible à la sortie de la porte OU est couplé, à travers un condensateur dérivateur C_{11} et une résistance R_{27} , à la base du transistor Q_3 , qui peut être, par exemple, un 2N5583. Ce faible signal sur la base du transistor Q_3 met le transistor Q_3 en état passant, connectant le transformateur T_2 à la tension de polarisation V_{01} , à travers deux résistances R_{30a} , R_{29} , et un condensateur C_{12} . La tension positive appliquée au transformateur T_2 quand le transistor Q_3 est en état passant est couplée à la base du transistor Q_4 , un 2N3507, et à une résistance R_{31} . Cette tension couplée provoque la conduction du transistor Q_4 , connectant la grille du commutateur S_1 à sa source. Cette connexion coupe le commutateur S_1 en déchargeant son condensateur d'entrée, annulant ainsi la tension de grille. Les résistances R_{30} et R_{31} fournissent un chemin de décharge pour l'énergie emmagasinée dans l'inductance primaire du transformateur T_2 pendant l'impulsion "passante". La résistance R_{31} fournit aussi un chemin à basse impédance entre la base et l'émetteur du transistor Q_4 , et donne l'assurance que le transistor Q_4

reste à l'état "bloqué", sauf quand il est piloté par le transformateur T_2 . La résistance R_{32} fournit un chemin à basse impédance de la grille du commutateur S_1 à sa source, et donne l'assurance que le commutateur S_1 n'est pas mis en position "marche" par les courants de fuite du drain vers la grille.

Le commutateur S_1 à transistor à effet de champ est connecté à un filtre convertisseur de puissance F_1 . Ce filtre F_1 comprend une inductance L_1 , deux condensateurs C_{14} , C_{15} , une diode D_1 , une résistance R_{33} et un condensateur C_{14a} . Une cathode de la diode D_1 et une borne du condensateur C_{14a} sont connectés à la sortie du commutateur S_1 , à TEC. Les condensateurs C_{14} et C_{15} sont connectés à la sortie de l'inductance L_1 . L'anode de la diode D_1 , une borne de la résistance R_{33} , et la borne opposée des condensateurs C_{14} et C_{15} sont connectées ensemble. La sortie du filtre convertisseur de puissance F_1 est la tension E_{LR} fournie au régulateur linéaire 13.

Un schéma d'un circuit 13 d'un régulateur linéaire spécifique conforme au mode de réalisation préféré est illustré sur la figure 7. En général, selon ce circuit, la tension de sortie E_{out} est commandée par le transistor (TEC) Q_1 . Un signal de rétroaction V_{FDBK} est envoyé dans un amplificateur opérationnel basse fréquence OP_2 et dans un amplificateur opérationnel OP_3 qui a la grande largeur de bande nécessaire pour obtenir la réponse transitoire rapide requise. L'amplificateur basse fréquence OP_2 fournit une tension de référence hautement stable à la seconde entrée de l'amplificateur opérationnel à large bande OP_3 . La sortie de l'amplificateur opérationnel à large bande OP_3 commande le transistor Q_1 par l'intermédiaire d'un circuit de commande et d'un réseau translateur de tension comprenant les cinquième et sixième transistors Q_5 , Q_6 . Les amplificateurs opérationnels OP_2 et OP_3 peuvent être respectivement

un LM 118 et un OptoElectronic 9914A. Une discussion plus détaillée de ces circuits va maintenant être présentée.

Le second amplificateur opérationnel basse fréquence OP₂ est muni d'une référence de tension fixe V_{ref} par l'intermédiaire d'un réseau comprenant trois résistances R₃₄, R₃₅, R₃₇ et un condensateur C₁₆. La seconde entrée de l'amplificateur opérationnel OP₂ reçoit la tension de rétroaction de référence V_{FDBK}, qui est fournie à travers une résistance R₃₆. Les bornes de polarisation de l'amplificateur OP₂ sont connectées à une ligne commune à travers les condensateurs shunt C₁₇, C₁₈. Un condensateur de rétroaction C₁₉ relie la sortie de l'amplificateur opérationnel OP₂ à sa première entrée. Le réseau de rétroaction autour de l'amplificateur opérationnel OP₂ comprend de plus une résistance R₃₉, une résistance R₃₈ et un condensateur C₂₀, qui fournissent le signal de rétroaction à haute fréquence exigé à l'entrée inverseuse de l'amplificateur opérationnel à large bande OP₃.

La sortie de l'amplificateur opérationnel OP₂ est connectée à l'entrée non inverseuse du troisième amplificateur opérationnel OP₃ à travers un réseau comprenant deux résistances R_{37a}, R_{37b} et un condensateur C₂₂. La rétroaction sur la seconde entrée de l'amplificateur opérationnel OP₃ est aussi fournie par un réseau de rétroaction comprenant un circuit standard de stabilisation d'amplificateur opérationnel.

La tension de polarisation sur l'amplificateur opérationnel OP₃ est shuntée par les première et seconde paires de condensateurs C₂₃, C₂₄ et C₂₅, C₂₆. L'un des condensateurs de chaque paire accomplit une fonction de filtrage haute fréquence, tandis que l'autre condensateur accomplit une fonction de filtrage basse fréquence. De telles paires de condensateurs seront observées ailleurs dans les circuits. Elles ne sont pas nécessaires sur l'amplificateur opérationnel OP₁, car cet amplificateur OP₁ n'a de gain qu'en continu et en basses fréquences.

Le gain de cet amplificateur tombe à zéro typiquement à des fréquences de quelques dizaines de hertz.

La sortie de l'amplificateur opérationnel OP_3 est connectée à travers une résistance R_{45} à la porte d'un transistor à rétroaction Q_5 . Un condensateur C_{27} fournit une compensation interne de fréquence de l'amplificateur opérationnel OP_3 , et un condensateur C_{28} fournit un pic, ou signal dérivé, de commande, à Q_5 , qui aide à obtenir une réponse transitoire rapide du régulateur.

Comme il a été indiqué ci-dessus, les transistors à effet de champ Q_5 , Q_6 fournissent une fonction de commande et de translation de tension par rapport au transistor Q_1 . Cette fonction a pour but de faire une translation d'environ 5 à 15 volts jusqu'à la tension de fonctionnement de Q_1 , qui peut être de l'ordre de 35 volts, par exemple. En conséquence, la source du TEC Q_5 est connectée à la masse à travers une résistance R_{60} . Le drain du TEC Q_5 est connecté à la porte du TEC Q_6 à travers un réseau comprenant la résistance R_{51} et un condensateur C_{40} , qui fournit une polarisation appropriée au TEC Q_5 .

Le TEC Q_6 est polarisé par une tension de E_{LR} plus V appliquée par une ligne 105 à un réseau de polarisation comprenant les résistances R_{47} et R_{48} . Les résistances R_{47} et R_{48} appliquent la tension de polarisation E_{LR} à la source du transistor Q_6 , tandis que la résistance R_{48} est connectée entre la source de tension de polarisation $E_{LR} + V$ et la porte du TEC Q_6 . Le TEC Q_6 est protégé contre les transitoires par une diode zener bidirectionnelle Z_1 connectée entre sa grille et la source de tension de polarisation $V_{in} + V$. Les condensateurs C_{29} , C_{30} , sont connectés entre la masse et la ligne 105 de source de tension de polarisation, et accomplissent des fonctions de filtrage en basses et

hautes fréquences, respectivement. Le drain du TEC Q_6 est connecté à travers une résistance R_{52} à la grille du commutateur Q_1 à TEC, qu'il pilote. Le reste des circuits de pilotage comprend une résistance R_{53} en série avec un condensateur C_{34} , connectés aux bornes de la résistance R_{52} , une résistance R_{55} connectée entre le drain du TEC Q_6 et la source du TEC Q_1 , et un condensateur C_{35} en série avec une résistance R_{54} , connectés entre la grille du transistor à effet de champ Q_1 et sa source.

Comme il a été indiqué ci-dessus, la tension d'entrée E_{LR} du transistor à effet de champ Q_1 est appliquée à son drain par une ligne 107. Cette ligne 107 est reliée à la masse à travers les premier et second condensateurs C_{31} , C_{33} , qui sont à nouveau des condensateurs de filtrage basses et hautes fréquences, respectivement. Les condensateurs C_{29} , C_{30} filtrent une tension continue externe décalée, de l'ordre de 20 volts dans une application typique. La sortie du circuit 13 du régulateur linéaire apparaît à travers un condensateur C_{39} qui est connecté entre la sortie du TEC Q_1 et la masse. La source du TEC Q_1 est aussi connectée à un circuit de rétroaction diviseur de tension 109. Ce circuit comprend quatre résistances R_{56} , R_{57} , R_{58} , R_{59} connectées en série. Chacune des trois résistances R_{56} , R_{57} , R_{58} a un condensateur C_{36} , C_{37} , C_{38} respectivement, connecté en parallèle. Comme indiqué, la tension de rétroaction V_{FDBK} est prise au point de connexion des résistances R_{58} et R_{59} . De cette façon, l'amplificateur opérationnel OP_3 contrôle le niveau de tension de sortie et engendre les sorties requises pour commander le transistor Q_1 de sorte que la tension de sortie désirée E_{out} soit maintenue. Le réseau de rétroaction diviseur de tension réduit la tension E_{out} aux bornes de sortie à un niveau de l'ordre de 10 volts.

On a ainsi montré un procédé pour réduire ou neutraliser les effets dégradants des capacités drain/grille et grille/source lorsqu'on essaie de donner une réponse rapide (par exemple 10 à 100 nanosecondes) à un régulateur de tension fonctionnant avec un haut rendement sur une charge dynamique ou pulsée. L'amélioration de performance offerte par l'invention a été observée sur un montage d'essai.

Les figures 8 et 9 montrent des modes de réalisation alternatifs de régulateurs commutatifs qui peuvent être utilisés avec le régulateur linéaire de la figure 2. Sur la figure 8, la sortie 32 du comparateur/modulateur de largeur d'impulsion 31 est représentée en commande d'un convertisseur transformateur à pont complet, qui, comme cela est bien connu dans la technique, comprend une section de commutation 61, un transformateur 63, et un filtre 65. La figure 9 illustre la sortie 32 du comparateur/modulateur de largeur d'impulsion 31 en commande d'un convertisseur direct "push-pull", un autre circuit régulateur commutatif bien connu, utilisant deux éléments commutateurs 81, connectés à un transformateur 83, qui sort sur un filtre 85. Beaucoup d'autres variétés de régulateurs commutatifs peuvent être utilisées selon l'invention, y compris divers convertisseurs à base de modulateur de largeur d'impulsion, de même que des convertisseurs à résonance. Beaucoup d'autres variétés de régulateurs linéaires série sont également connues, et l'invention n'est pas limitée à un quelconque circuit particulier.

On notera de plus que l'impulsion "passante" 47 ne se termine pas nécessairement avec l'impulsion de charge. L'impulsion "passante" peut continuer après la fin de l'impulsion de charge. Elle peut aussi débiter après l'apparition de l'impulsion de charge. Cependant, ce retard entraînera une perte inutile de puissance.

Les techniciens verront que le mode de réalisation préféré que l'on vient de décrire peut subir de nombreuses modifications et adaptations sans sortir du champ et de l'esprit de l'invention. On comprendra donc
5 que l'invention puisse être réalisée autrement qu'elle a été spécifiquement décrite ici.

REVENDICATIONS

1. Régulateur de tension pour réguler la tension appliquée à une charge (17) à partir d'une source de tension d'entrée fournissant une tension de source (E_{IN}), la charge (17) étant activée pendant l'existence d'une impulsion de charge, caractérisé par:
- 5 un premier régulateur de tension (13) alimenté par une tension d'entrée (E_{LR}) et connecté à une charge (17) pour réguler la tension (E_{OUT}) appliquée à la charge (17), ce premier régulateur de tension présentant un temps de réponse qui décroît avec l'accroissement de la tension d'entrée (E_{LR}) sur ce premier régulateur de tension (13), et ayant une consommation de puissance qui augmente avec l'accroissement de la tension d'entrée (E_{LR}) sur ce premier régulateur de tension (13); et
- 10 un régulateur de tension programmé (11) connecté à la source de tension d'entrée (E_{IN}) et à l'entrée du premier régulateur de tension (13) pour commander la tension d'entrée (E_{IN}) sur le premier régulateur de tension (13), ce régulateur de tension programmé (11) fournissant une tension d'entrée augmentée au premier régulateur de tension (13) au début de l'impulsion de charge, pour donner une réponse plus rapide, et réduisant ensuite la tension d'entrée (E_{LR}) sur le premier régulateur (13) pour réduire la consommation de puissance.
- 15
2. Le régulateur de tension de la revendication 1, dans lequel le régulateur de tension programmé (11) répond à une impulsion qui arrive après l'impulsion de charge, pour réduire la tension d'entrée (E_{LR}) sur le premier régulateur de tension (13).
- 20
3. Le régulateur de tension de la revendication 2, dans lequel le premier régulateur de tension (13) comprend des moyens de commutation (Q_1) connectés à son entrée (53) et à la charge (17) pour commander la tension fournie à la charge (17).
- 25
- 30
- 35

4. Le régulateur de tension de la revendication 3, dans lequel les moyens de commutation (Q_1) comprennent des transistors, et dans lequel la tension d'entrée augmentée au début de l'impulsion de charge
5 réduit les effets parasites associés aux transistors.

5. Le régulateur de tension de la revendication 1, dans lequel le premier régulateur de tension (13) comprend un régulateur linéaire de tension.

6. Le régulateur de tension de la revendication 5, dans lequel le régulateur linéaire (13) fournit
10 un courant de charge (I_L) à la charge (21), et dans lequel la tension d'entrée (E_{LR}) du régulateur linéaire (13) est réduite à la valeur minimum requise pour satisfaire au courant de charge (I).

7. Le régulateur de tension de la revendication 6, dans lequel la tension d'entrée (E_{LR}) du régulateur linéaire (13) est réduite à ladite valeur minimum
15 avec une vitesse lente en comparaison avec la réponse transitoire du régulateur linéaire (13).

8. Le régulateur de tension de la revendication 1, dans lequel le régulateur de tension programmé
20 (11) comprend:

des moyens fournis (S_1) avec la source de tension et répondant à un signal de commande pour commander le niveau de la tension d'entrée (E_{LR}) du régulateur
25 linéaire (13); et

des moyens (31, 33, 35) pour fournir sélectivement le signal de commande aux moyens de commutation (S_1),
30 de façon à fournir une tension augmentée à l'entrée du régulateur linéaire (13) pendant l'impulsion de charge, et à réduire ensuite la tension d'entrée (E_{LR}) du régulateur linéaire (13).

9. Le régulateur de tension de la revendication 8, dans lequel les moyens de fourniture sélective
35 (31, 33, 35) comprennent:

un comparateur/modulateur de largeur d'impulsion (31) ayant une sortie (32) connectée aux moyens de commande (S1), et une première (27) et une seconde (29) entrées, la première entrée (27) étant connectée à
5 l'entrée (53) du régulateur linéaire (13); et

une source de référence de tension programmée (33) connectée à la seconde entrée (29) du comparateur/modulateur de largeur d'impulsion (31).

10 10. Le régulateur de tension de la revendication 9, dans lequel la source de référence de tension programmée (33, 35) comprend:

des moyens de temporisation (35) pour recevoir une impulsion (547) et émettre une impulsion retardée; et

15 une source de tension de référence (33) pour fournir une tension de référence à la seconde entrée (29) du comparateur/modulateur de largeur d'impulsion (31), et pour réduire la tension de référence pendant pratiquement la durée de l'impulsion de charge, en réponse à ladite impulsion retardée.

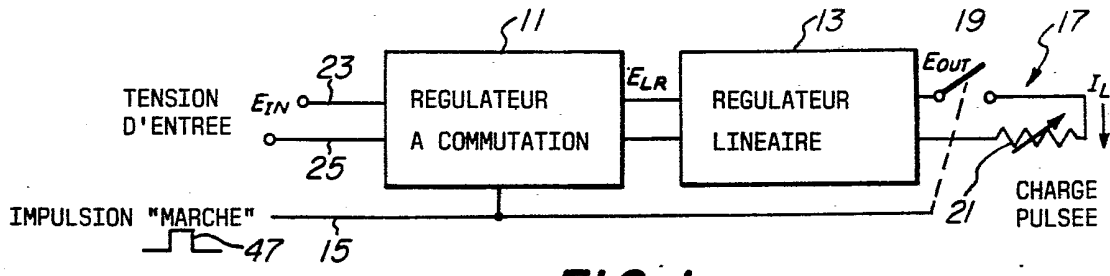


FIG. 1

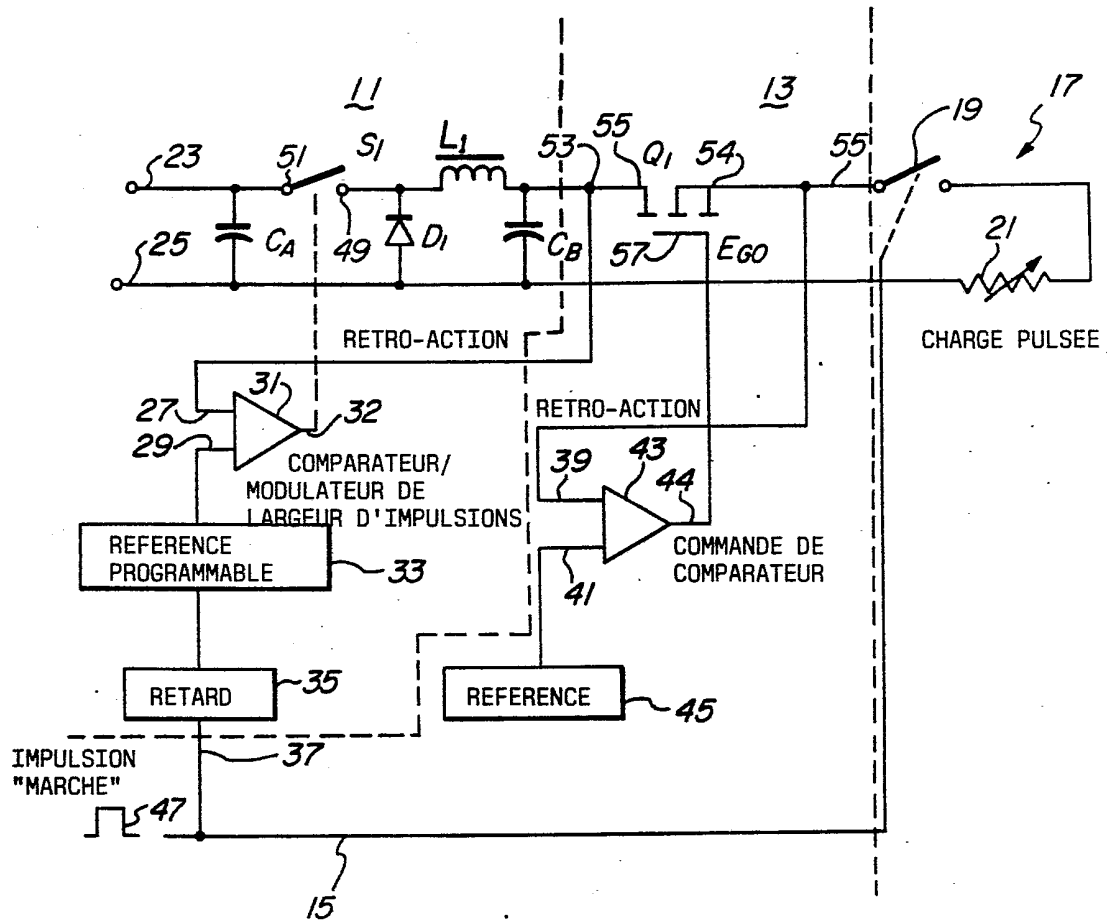


FIG. 2

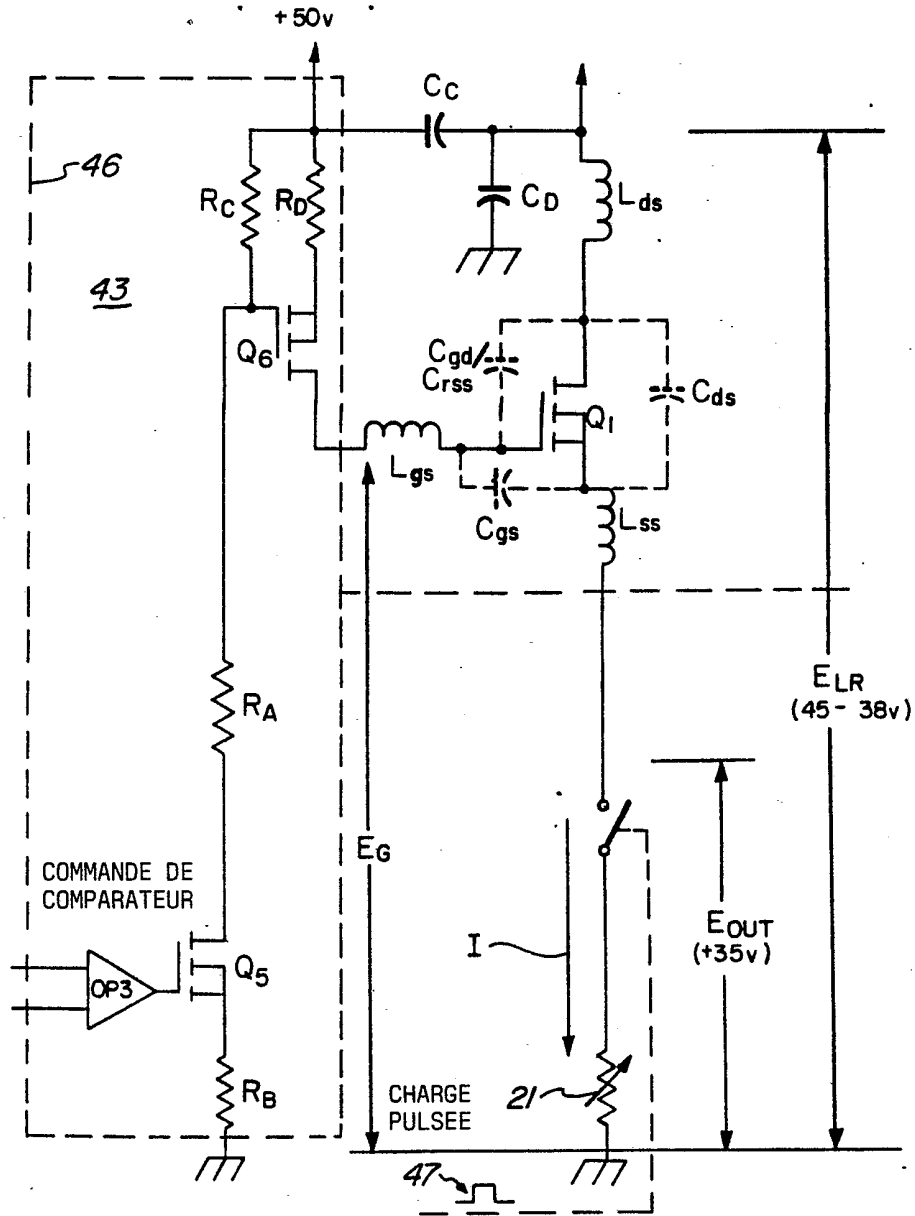
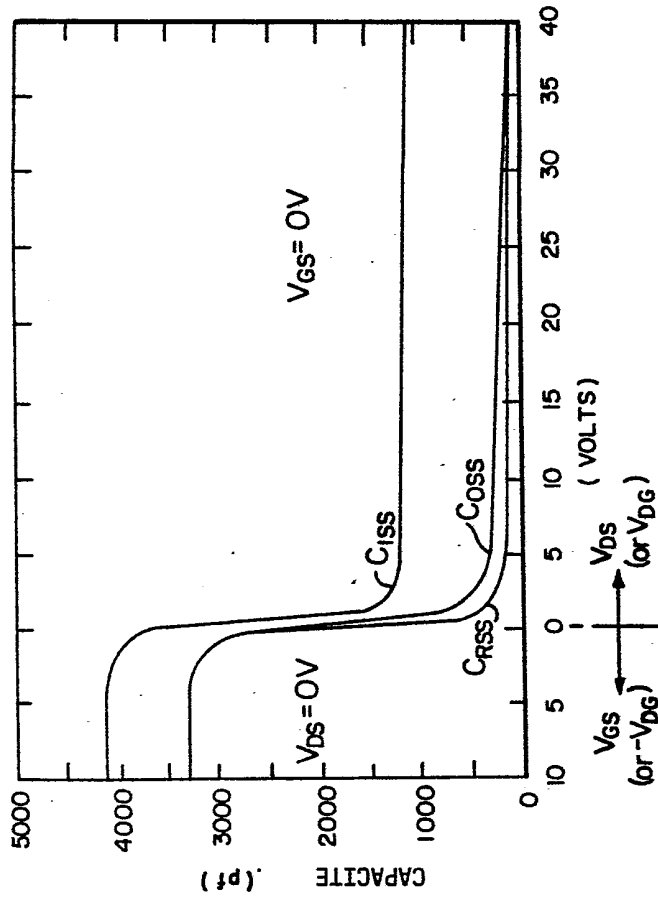


FIG. 3



TENSION GRILLE/SOURCE OU DRAIN/SOURCE

FIG. 4

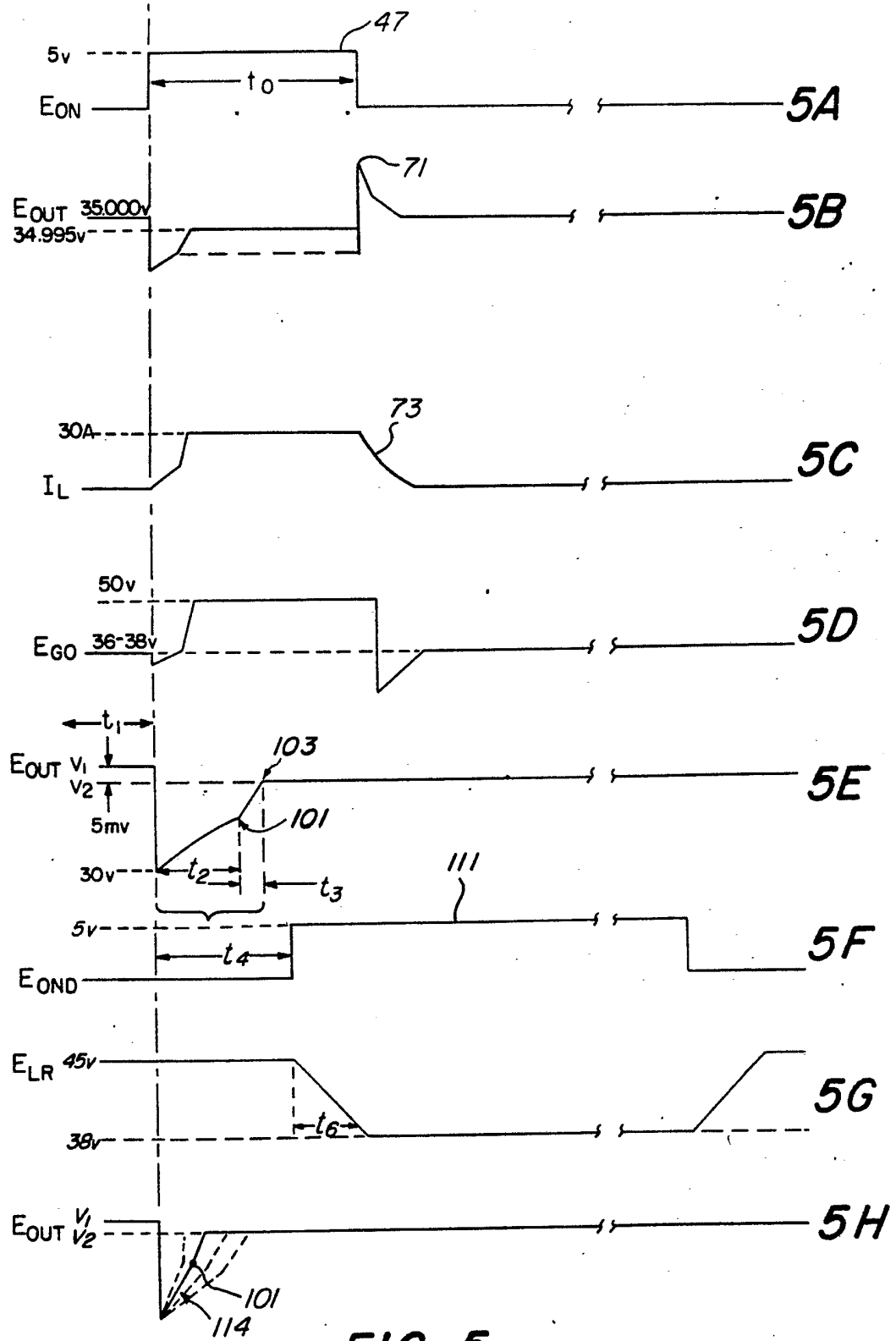


FIG. 5

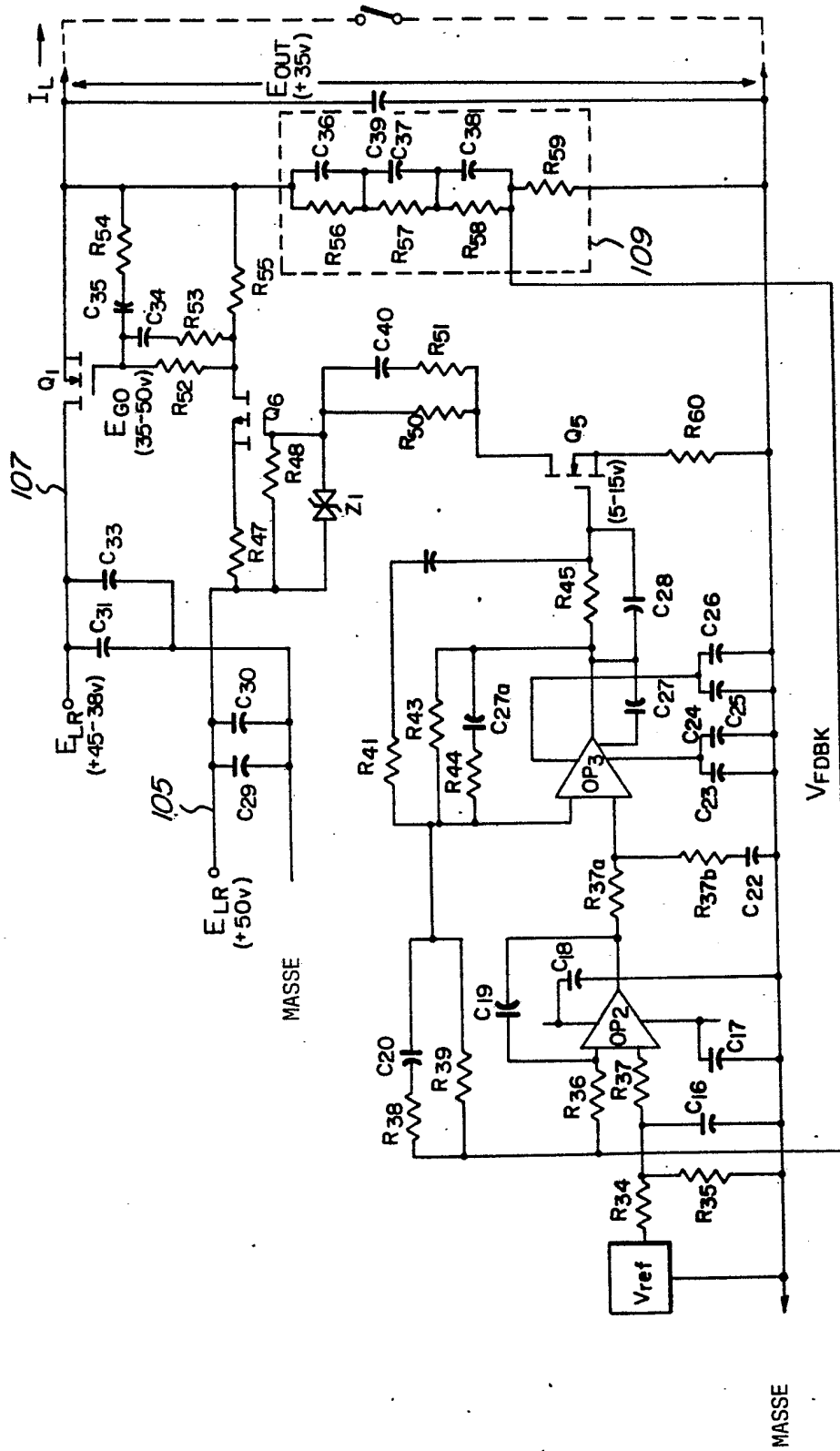


FIG. 7

FIG. 8

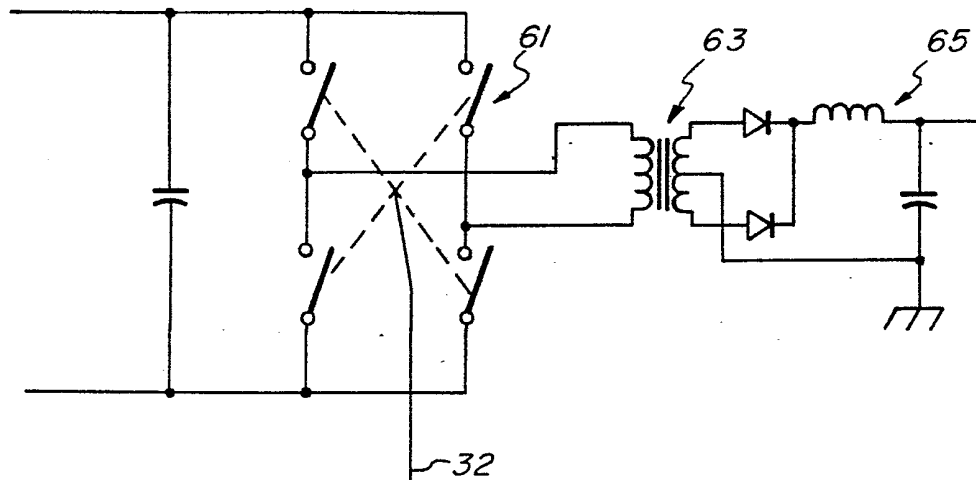


FIG. 9

