

12

DEMANDE DE BREVET D'INVENTION

A1

22 Date de dépôt : 06.04.17.

30 Priorité :

43 Date de mise à la disposition du public de la
demande : 12.10.18 Bulletin 18/41.

56 Liste des documents cités dans le rapport de
recherche préliminaire : *Se reporter à la fin du
présent fascicule*

60 Références à d'autres documents nationaux
apparentés :

○ Demande(s) d'extension :

71 Demandeur(s) : THALES Société anonyme — FR.

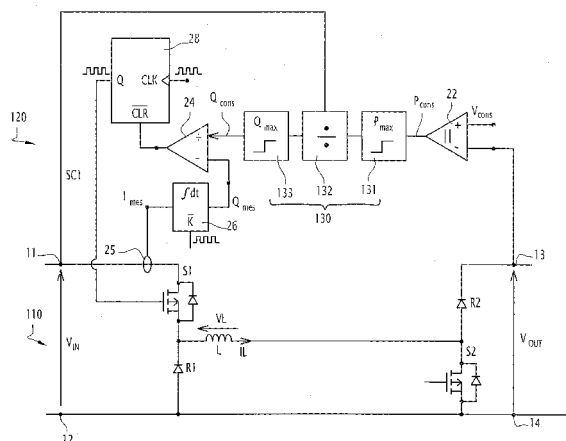
72 Inventeur(s) : KLEIN FRANCOIS et TAURAND
CHRISTOPHE.

73 Titulaire(s) : THALES Société anonyme.

74 Mandataire(s) : CABINET LAVOIX Société par actions
simplifiée.

54 CONVERTISSEUR D'ENERGIE A DECOUPAGE CONTROLE EN MODE "CHARGE CRETE" AMELIORE.

57 Ce convertisseur (110) comporte un interrupteur (S1) et un dispositif de contrôle (120) en mode « charge crête » de génération d'une commande (SC1) de l'interrupteur (S1), et qui comporte: un correcteur d'erreur (22) entre une tension de sortie (Vout) et une tension de consigne (Vcons); un moyen de comparaison (24, 28) entre une consigne de charge (Qcons) et une charge mesurée (Qmes) résultant de l'intégration du courant (IL) circulant dans l'interrupteur (S1) pour élaborer le signal de commande (SC1). Le signal d'erreur en sortie du correcteur d'erreur étant une consigne de puissance (Pcons), le dispositif de contrôle (120) comporte une unité de transformation (130) comportant un diviseur (132, 232) de la consigne de puissance (Pcons) par la tension d'entrée (Vin) pour obtenir la consigne de charge (Qcons).



CONVERTISSEUR D'ENERGIE A DECOUPAGE CONTROLE EN MODE « CHARGE CRETE » AMELIORE

La présente invention concerne les convertisseurs d'énergie à découpage. L'invention est plus particulièrement relative aux convertisseurs d'énergie à découpage à contrôle en mode charge crête.

Un convertisseur d'énergie à découpage repose sur la commutation d'interrupteur(s) commandable(s), qui applique(nt) une tension hachée à un circuit de filtrage constitué de composants inductifs et capacitifs. Le contrôle des instants d'ouverture et de fermeture du ou de chaque interrupteur permet, par interaction avec la charge connectée en sortie du convertisseur, de générer une tension et/ou un courant plus ou moins grand en sortie du convertisseur.

La figure 1 représente par exemple un convertisseur 10 en topologie « Buck-Boost » (ou dévolteur-survol) non inverseur à redressement passif.

Le convertisseur connu possède deux interrupteurs commandables S1 et S2 (de préférence des transistors MOSFET) ; deux redresseurs R1 et R2 passifs (de préférence des diodes) ; un composant inductif de découpage L (de préférence une inductance).

C'est par variation du rapport cyclique du signal SC1 de commande du transistor S1 et celui du signal SC2 de commande du transistor S2, que l'on ajuste le courant IL dans l'inductance L et, par conséquent, la tension de sortie Vout aux bornes de sortie 13 et 14.

Le fait que le redressement soit passif, c'est-à-dire réalisé par des diodes et non par des transistors, rend le convertisseur unidirectionnel, empêchant les courants négatifs dans l'inductance L et rendant possible le fonctionnement en conduction discontinue.

Les phases de fonctionnement du convertisseur 10 pour une conduction continue, c'est-à-dire pour une charge connectée en sortie qui est suffisamment grande, de sorte que le courant IL à travers l'inductance L ne s'annule pas, sont représentées en fonction du temps t sur les figures 2 et 4 pour la tension VL aux bornes de l'inductance L et sur les figures 3 et 5 pour le courant IL à travers l'inductance L :

- Phase « Boost » : entre les instants t1 et t2, les transistors S1 et S2 sont tous les deux commandés en fermeture. La tension d'entrée Vin, entre les bornes 11 et 12, est donc appliquée à l'inductance L. La tension VL étant positive, le courant IL croît.
- Phase « Buck » : entre les instants t2 et t3, l'interrupteur S2 étant alors commandé en ouverture, le redresseur R2 devient passant. C'est la différence entre tension d'entrée Vin et tension de sortie Vout qui est appliquée à l'inductance L. En

fonction de la différence entre ces tensions, la tension appliquée à l'inductance sera positive figure 2, ou négative, figure 4. Le courant IL sera par conséquent croissant, figure 3, ou décroissant, figure 5.

- Phase « de roue libre » : entre les instants t3 et t4, les deux interrupteurs S1 et S2 sont commandés en ouverture. Les redresseurs R1 et R2 sont alors tous les deux passants. La tension de sortie Vout est alors appliquée en inverse sur l'inductance L. Le courant IL est alors décroissant.

En considérant que le régime est établi, le courant en début de phase « Buck » est égal au courant en fin de phase « de roue libre » et les phases se suivent périodiquement.

Le convertisseur 10 comporte un dispositif de contrôle 20 permettant de déterminer à quel instant commander la fermeture et à quel instant commander l'ouverture des transistors S1 et S2, et de générer les signaux de commande SC1 et SC2 à appliquer aux transistors S1 et S2 respectivement.

Pour la suite, il est considéré que le convertisseur est commandé de façon continue selon le principe décrit dans le brevet EP 2432108 A1. Ainsi, l'interrupteur S2 est piloté par le dispositif de contrôle 20 de façon continue en fonction de la tension d'entrée Vin, tandis que l'interrupteur S1 est piloté par le dispositif de contrôle 20 de façon continue en fonction de la tension de sortie Vout. Les interrupteurs S1 et S2 travaillent donc à des rapports cycliques différents de zéro et de un. Dit autrement, ils fonctionnent en permanence en découpage, quel que soit le ratio des tensions d'entrée et de sortie, que le convertisseur abaisse ou élève la tension. Dans la suite, on s'intéresse plus particulièrement à l'interrupteur S1 et à l'élaboration du signal de commande SC1.

Pour la commande du premier interrupteur S1, le dispositif de contrôle 20 comporte un correcteur d'erreur 22 sur la tension de sortie Vout par rapport à une tension de référence Vcons. Le signal de sortie du correcteur d'erreur ne pilote pas directement le transistor S1, mais constitue un signal de consigne Scons pour une boucle de contrôle en courant.

La boucle de contrôle en courant permettant d'asservir le courant qui circule dans le transistor S1 sur le signal de consigne Scons peut notamment être réalisée selon un contrôle en mode « courant crête » ou un contrôle en mode « charge crête » (aussi dénommé « courant intégré »). Ces deux principes sont illustrés sur la même figure 6.

Selon le mode « courant crête », le dispositif de contrôle 20 du convertisseur permet d'asservir la valeur crête du courant dans le transistor S1 et l'inductance L sur le signal de consigne Scons. L'ouverture du transistor S1 est alors déclenchée à l'issue de

la comparaison, par un comparateur 24, d'une mesure du courant I_{mes} circulant dans le transistor S1 avec le signal de consigne S_{cons} . La mesure du courant I_{mes} est réalisée par un capteur 25 de courant et appliquée sur l'une des pattes d'entrée du comparateur 24 (traits pointillés sur la figure 6). Le signal en sortie du comparateur 24 est appliqué sur l'entrée inversée de ré-initialisation d'une bascule 28 contrôlée par un signal d'horloge CLK, qui permet de mettre la sortie Q de la bascule 28 dans l'état haut « 1 » à chaque front montant du signal d'horloge CLK. La sortie Q est alors basculée dans l'état bas « 0 » lorsque le signal en sortie du comparateur 24 est dans l'état bas « 0 ». Le signal en sortie de la bascule 28 constitue le signal de commande SC1 du transistor S1.

Selon le mode « charge crête », le dispositif de contrôle 20 du convertisseur permet d'asservir la valeur crête de la charge dans le transistor S1 et l'inductance L sur le signal de consigne S_{cons} . L'ouverture du transistor S1 est alors déclenchée à l'issue de la comparaison, par un comparateur 24, d'une mesure de la charge Q_{mes} circulant dans le transistor S1 avec le signal de consigne S_{cons} . La mesure de la charge Q_{mes} est obtenue par un intégrateur temporel 26 de la mesure du courant I_{mes} délivrée par le capteur 25. L'intégrateur temporel 26 est remis à zéro à chaque période de découpage, par le signal d'horloge CLK qui cadence également le découpage par la bascule 28. La mesure de la charge Q_{mes} est appliquée sur l'une des pattes d'entrée du comparateur 24 (traits continu sur la figure 6). Le signal en sortie du comparateur 24 est appliqué sur l'entrée inversée de ré-initialisation de la bascule 28 contrôlée par le signal d'horloge CLK, qui permet de mettre la sortie Q de la bascule 28 dans l'état haut « 1 » à chaque front montant du signal d'horloge CLK. La sortie Q est alors basculée dans l'état bas « 0 » lorsque le signal en sortie du comparateur 24 est dans l'état bas « 0 ». Le signal en sortie de la bascule 28 constitue une fois encore le signal de commande SC1 du transistor S1.

L'implémentation d'un contrôle en mode « courant crête » pour le pilotage du convertisseur 10 est cependant problématique pour une tension d'entrée V_{in} inférieure à la tension de sortie V_{out} . En effet, le courant I_L étant décroissant dans la phase « Buck » qui précède l'ouverture de l'interrupteur S1, le contrôle en mode « courant crête » n'est pas réalisable de façon directe. Il est en fait nécessaire d'ajouter une rampe de compensation. Le contrôle en mode « courant crête » à basse tension d'entrée s'apparente alors à un contrôle en mode « tension », dans lequel la rampe de compensation est prédominante par rapport à la rampe du courant mesuré.

De plus, indépendamment de la topologie du convertisseur contrôlé, le contrôle en mode « courant crête » possède un certain nombre d'inconvénients :

i) Imprécision de la limitation de courant ou de puissance : dans la majorité des cas, le mode « courant crête » est utilisé pour réaliser une limitation du courant ou de la puissance en bornant le signal de consigne. Mais la mesure du courant I_{mes} n'est pas représentative du courant moyen d'entrée (et donc de la puissance d'entrée) ou du courant moyen de sortie (et donc de la puissance de sortie). En effet, si l'on prend l'exemple d'un convertisseur en topologie « Buck », pour un même courant crête, la valeur du courant moyen dépend de l'amplitude des ondulations de courant, c'est-à-dire des valeurs de tension d'entrée et de sortie ;

ii) Impédance d'entrée négative : un convertisseur à découpage est toujours accompagné d'un filtrage d'entrée, surtout lorsqu'il est connecté à un réseau d'entrée. En effet, les équipements utilisant ce convertisseur sont soumis à des contraintes CEM normalisées, qui se traduisent par des gabarits fréquentiels de courants d'entrée. Pour respecter ces gabarits fréquentiels, un ou plusieurs filtres passifs de type LC sont ajoutés en amont du condensateur d'entrée du convertisseur afin de lisser au maximum le courant d'entrée et diminuer les harmoniques de courants hachés de manière à respecter le gabarit fréquentiels.

Le critère de Middlebrook permet alors de s'assurer, de manière simple, de la stabilité de l'ensemble constitué du filtre et du convertisseur : l'impédance de sortie du filtre doit être inférieure à l'impédance d'entrée du convertisseur.

Cependant, pour un convertisseur contrôlé en mode « courant crête », le convertisseur possède une impédance négative à basse fréquence. En effet, pour un même signal de consigne limitant le courant crête, lorsque la tension d'entrée diminue, le courant moyen d'entrée augmente.

Ceci peut alors poser des problèmes de compatibilité avec le filtre et nécessite un amortissement important du filtre, afin que les résonnances de celui-ci n'entraînent pas une impédance de sortie du filtre supérieure à l'impédance d'entrée du convertisseur.

Cet amortissement est généralement volumineux que ce soit en condensateurs (il faut un volume de condensateurs d'amortissement au moins équivalent à celui du filtre à amortir) ou en résistances (les résistances doivent pouvoir supporter les tests normatifs de susceptibilité, notamment lorsque le filtre est excité à sa fréquence de résonance).

iii) Compatibilité avec un réseau d'entrée impédant (résistif et/ou inductif) : la généralisation des structures composites d'aéronefs, va de pair avec l'augmentation de l'impédance du câblage de distribution des réseaux électriques. En effet, la carlingue du porteur n'étant plus conductrice, elle ne permet plus de faire transiter les retours de courants et oblige ainsi la mise en place de conducteurs de retour. Ces conducteurs sont plus résistifs que la structure car ils offrent moins de section. A titre de comparaison,

l'impédance de câblage (aller et retour) entre un aéronef à structure métallique et un aéronef à structure carbone augmente de 67%.

Une forte impédance de ligne ne fait pas bon ménage avec une impédance d'entrée négative. En effet, plus le courant demandé par le convertisseur augmente, plus la chute de tension entre la source et le convertisseur est grande, donc le convertisseur va demander plus de courant pour maintenir son fonctionnement à puissance constante. Cet emballement est principalement gênant au démarrage du convertisseur, pouvant entraîner des phénomènes d'arrêts/redémarrage.

Le contrôle en mode « charge crête » permet d'éviter ces problèmes associés au contrôle en mode « courant crête ». C'est la raison pour laquelle le contrôle en « charge crête » est largement mise en œuvre dans l'état de la technique.

Ceci est principalement dû au fait que la régulation s'effectue non pas directement sur la valeur du courant dans l'interrupteur S1, mais sur la valeur intégrée dans le temps de ce courant, depuis la fermeture de l'interrupteur S1 (l'intégration étant remise à zéro à l'ouverture de l'interrupteur S1, de sorte à démarrer à zéro à chaque début de cycle) et que le convertisseur est unidirectionnel, de sorte que la charge ne peut que croître et de sorte qu'un contrôle peut être réalisé même lorsque le courant n'est pas croissant.

Le contrôle en mode « charge crête » répond ainsi aux inconvénients du contrôle en mode « courant crête » listés ci-dessus.

Electriquement, le courant intégré est homogène à une charge. Pour l'exemple d'un convertisseur « Buck-Boost », cette charge, une fois moyennée sur une période, est égale au courant moyen appliqué en entrée du convertisseur. Ainsi, on contrôle directement le courant moyen d'entrée du convertisseur, indépendamment de l'ondulation du courant dans l'inductance, c'est-à-dire des tensions et des rapports cycliques mis en jeux. On peut donc avoir une limitation du courant d'entrée très précise.

En considérant le signal de consigne Scons fixe, le convertisseur « Buck-Boost » se comporte comme une charge à courant constant jusqu'à une certaine fréquence seuil. Approchant de cette fréquence seuil, dépendant de la fréquence de découpage, mais également des circuits de contrôle, l'impédance d'entrée du convertisseur diminue légèrement, avant d'augmenter. Ainsi, alors que pour le contrôle en mode « courant crête » la pente initiale de l'impédance d'entrée diminue ce qui nécessite l'amortissement des résonnances du filtrage amont pour respecter le critère de Middlebrook, pour le contrôle en mode « charge crête », la pente initiale de l'impédance étant nulle, on arrive plus facilement à respecter le critère de stabilité de Middlebrook. On peut alors réduire l'amortissement du filtrage en amont de l'entrée du convertisseur, avec l'avantage d'en réduire physiquement la taille.

Enfin, en mode « charge crête », le convertisseur possède une réelle limitation de courant et non une limitation de puissance comme c'est le cas dans le mode « courant crête ». La caractéristique limite Pin-Vin du convertisseur passe par le point 0-0. A noter que la caractéristique limite Pin-Vin est bornée par une limitation de puissance, venant supplanter la limitation de courant pour les fortes tensions d'entrée. De par cette caractéristique, il est possible d'avoir un équilibre entre l'impédance du réseau et l'impédance d'entrée du convertisseur.

Toutefois, le contrôle en mode « charge crête » présente également des inconvénients. Les bénéfices sur l'impédance d'entrée du convertisseur et donc sur le filtre d'entrée à placer en amont de celui-ci ne sont valables que pour un signal de consigne Scons fixe. Dans la réalité, pour réguler la tension de sortie Vout du convertisseur, le signal de consigne Scons n'est pas fixe, mais issue du correcteur d'erreur 22 entre la tension de sortie Vout et la tension de consigne Vcons.

Cet asservissement direct sur la tension de sortie Vout du signal de consigne Scons, correspondant à un consigne de charge crête, pose les problèmes suivants :

- La grandeur asservie étant la consigne de charge crête, c'est-à-dire au final le courant d'entrée du convertisseur, on ne peut réaliser directement une limitation en puissance du convertisseur. La saturation positive du correcteur d'erreur correspond à une limitation en courant, mais pas à une limitation en puissance. Il faut donc implémenter un circuit complémentaire pour réaliser la fonction de limitation de puissance ;

- comme indiqué précédemment, pour que le convertisseur soit assimilé à une charge à courant constant et en tirer les avantages pour le dimensionnement du filtre amont, la consigne de charge crête doit être constante (ou tout du moins de fréquence très basse). Cela signifie que le correcteur d'erreur doit avoir une fréquence de coupure très faible. Cette faible fréquence de coupure n'est pas compatible des transitoires hautes tensions pouvant se produire en entrée du convertisseur. A titre d'exemple, la saute de tension anormale (« Abnormal Surge Voltage » en anglais) définie dans la norme avionique DO-160G est un transitoire de 28V à 84V avec un front de montée inférieur à 1 ms. De la même façon, les courants induits par les impacts foudre créent des fronts de tension rapides. Si la tension d'entrée augmente alors que la consigne de charge crête (c'est-à-dire le courant d'entrée) reste constante, alors le convertisseur va faire transiter plus de puissance, menant à une surtension en sortie.

Le but de la présente invention est de répondre à ces problèmes affectant le contrôle en mode « charge crête ».

Pour cela l'invention a pour objet un convertisseur d'énergie à découpage comportant un interrupteur commandable et un dispositif de contrôle de génération d'un

signal de commande des instants d'ouverture et de fermeture de l'interrupteur commandable, ledit dispositif de contrôle étant du type dispositif de contrôle en mode « charge crête » et comportant : un correcteur d'erreur de comparaison d'une tension de sortie du convertisseur et d'une tension de consigne ; un moyen de comparaison entre une consigne de charge et une charge mesurée résultant de l'intégration temporelle d'une mesure d'un courant circulant dans l'interrupteur commandable pour élaborer le signal de commande, caractérisé en ce que, le signal d'erreur en sortie du correcteur d'erreur étant une consigne de puissance, ledit dispositif de contrôle comporte en outre une unité de transformation propre à élaborer la consigne de charge à partir de la consigne de puissance, l'unité de transformation comportant un diviseur propre à diviser la consigne de puissance par une tension correspondant à la tension d'entrée du convertisseur pour obtenir la consigne de charge.

Suivant des modes particuliers de réalisation, ce convertisseur comporte une ou plusieurs des caractéristiques suivantes, prises isolément ou suivant toutes les combinaisons techniquement possibles :

- un condensateur chargé cycliquement par un courant proportionnel à la tension correspondant à la tension d'entrée ;

- un comparateur propre à comparer une tension aux bornes du condensateur avec la consigne de puissance de manière à obtenir un signal logique périodique dont la largeur d'impulsion est proportionnelle au quotient de la consigne de puissance par la tension d'entrée ;

- un ensemble de filtrage du signal logique de manière à obtenir une consigne de charge dont la valeur moyenne est proportionnelle au rapport de la consigne de puissance par la tension d'entrée ;

- l'unité de transformation comporte en amont du diviseur un limiteur de puissance et/ou en aval du diviseur un limiteur de charge ;

- le diviseur de l'unité de transformation comporte un moyen de filtrage de la tension d'entrée propre à laisser passer les transitoires de tension croissants, tout en filtrant les transitoires de tension décroissants ;

- le moyen de filtrage de la tension d'entrée du diviseur comporte une diode et un filtre passe-bas ;

- le moyen de comparaison comporte un comparateur prenant en entrée la charge mesurée et la consigne de charge élaborée en sortie de l'unité de transformation, et une bascule, une sortie du comparateur étant connectée à une entrée de la bascule, un signal d'horloge étant appliqué à l'autre entrée de la bascule, et le signal délivré sur une sortie de la bascule correspondant au signal de commande.

- le dispositif de contrôle comporte un capteur de courant propre à mesurer le courant circulant dans l'interrupteur commandable, un intégrateur temporel propre à intégrer temporellement la mesure délivrée par le capteur pour délivrer en sortie une mesure de la charge appliquée au comparateur, l'intégrateur temporel étant remis à zéro à chaque période de découpage du convertisseur par le signal d'horloge qui cadence la bascule ;

- le convertisseur présentant une topologie sélectionnée parmi une topologie « Buck », une topologie « Boost », une topologie « Buck-Boost », une topologie « Buck-Boost non-inverseur », une topologie « Flyback » et une topologie « Forward » ;

- l'interrupteur commandé est un transistor.

L'invention et ses avantages seront mieux compris à la lecture de la description détaillée qui va suivre d'un mode de réalisation particulier, donné uniquement à titre d'exemple non limitatif, cette description étant faite en se référant aux dessins annexés sur lesquels :

- La figure 1 est un schéma d'un convertisseur « Buck-Boost » ;

- Les figures 2 et 3 sont des graphes respectivement de l'évolution temporelle de la tension et du courant aux bornes de l'inductance du convertisseur de la figure 1 dans le cas où la tension d'entrée est supérieure à la tension de sortie du convertisseur ;

- Les figures 4 et 5 sont des graphes respectivement de l'évolution temporelle de la tension et du courant aux bornes de l'inductance du convertisseur de la figure 1 dans le cas où la tension d'entrée est inférieure à la tension de sortie du convertisseur ;

- La figure 6 est une représentation du convertisseur de la figure 1 équipé d'un dispositif de contrôle en mode « courant crête » ou en mode « charge crête » selon l'état de la technique ;

- La figure 7 est une représentation fonctionnelle du convertisseur selon l'invention ;

- La figure 8 ;et,

- La figure 9 est un mode de réalisation possible du diviseur du convertisseur de la figure 7.

Sur la figure 7 est représenté un convertisseur selon un mode de réalisation préféré de l'invention. Les éléments de la figure 7 identiques à des éléments de la figure 6 sont repérés par une même référence.

Le convertisseur 110 est un convertisseur « Buck-Boost » non inverseur à redressement passif.

La partie convertisseur proprement dite du convertisseur 110 est identique à celle du convertisseur de la figure 6.

La partie de contrôle du convertisseur 110, constituée du dispositif de contrôle 120, permet de réaliser un contrôle en mode « charge crête ». Le dispositif de contrôle 120 diffère uniquement du dispositif de contrôle 20 de la figure 6 par la présence d'une

5 unité de transformation 130 propre à transformer le signal de consigne délivré en sortie du correcteur d'erreur en un signal de consigne transformé appliqué à l'entrée du comparateur 24.

La transformation appliqué par l'unité de transformation 130 consiste à diviser le

10 signal de consigne par la tension d'entrée V_{in} .

Ainsi, le comparateur 24 comparant la charge mesurée Q_{mes} au signal de consigne transformé, ce dernier correspond à une consigne de charge crête. Il est dénommé consigne de charge crête Q_{cons} dans ce qui suit.

Puisque la consigne de charge crête résulte du rapport du signal de consigne sur

15 une tension d'entrée, le signal de consigne correspond à une puissance crête en entrée. Il est dénommé consigne de puissance P_{cons} dans ce qui suit.

Ainsi, l'unité de transformation 130 comporte un diviseur 132 propre à effectuer à chaque instant le rapport de la consigne de puissance P_{cons} par la tension d'entrée V_{in} pour délivrer en sortie la consigne de charge crête Q_{cons} .

Avantageusement, comme cela est représenté sur la figure 7, l'unité de

20 transformation 130 comporte, en amont du diviseur 132, un limiteur de puissance 131 propre à écrêter la consigne de puissance P_{cons} lorsqu'elle dépasse une valeur seuil P_{max} .

Avantageusement encore, comme cela est également représenté sur la figure 7,

25 l'unité de transformation 130 comporte, en aval du diviseur 132, un limiteur de charge 133 propre à écrêter la consigne de charge crête Q_{cons} lorsqu'elle dépasse une valeur seuil Q_{max} .

Les limiteurs de puissance et/ou de charge, 131, 133, permettent de réaliser les limitations de puissance et/ou de courant.

La figure 8 montre un exemple de réalisation du diviseur 132 de la figure 7 en

30 électronique analogique. Le diviseur 132 comporte un condensateur C3, qui est chargé cycliquement (par l'ouverture et la fermeture d'un interrupteur commandable S3 commandé de façon périodique à une fréquence compatible de la bande-passante souhaitée du montage) par un courant proportionnel à la tension d'entrée V_{in} . La tension

35 aux bornes du condensateur C3 est alors une rampe dont la pente est proportionnelle à la tension d'entrée V_{in} . Un comparateur 135 permet de comparer la tension aux bornes du

condensateur C3 à la consigne de puissance P_{cons} . Un signal logique périodique est ainsi obtenu en sortie du comparateur 135 dont la largeur d'impulsion est proportionnelle au quotient de la consigne de puissance P_{cons} par la tension d'entrée V_{in} . Le signal logique est enfin filtré par un ensemble 136, constitué de résistances en série et de condensateurs en parallèle, afin d'obtenir un signal analogique dont la valeur moyenne est proportionnelle au rapport de la consigne de puissance P_{cons} par la tension d'entrée V_{in} . C'est ce signal qui constitue la consigne de charge crête Q_{cons} .

Il est particulièrement avantageux, notamment afin de conserver les avantages sur le dimensionnement du filtre en amont de l'entrée du convertisseur, d'introduire un filtrage de la tension d'entrée V_{in} en entrée du diviseur, qui laisse passer les transitoires de tension croissants, tout en filtrant les transitoires de tension décroissants. Une consigne à dynamique asymétrique est ainsi obtenue et le convertisseur possède à la fois une bande-passante faible pour les transitoires de tension négatifs et une bande-passante élevée pour les transitoires de tension positifs.

Un exemple de réalisation d'un diviseur 232 permettant de conférer au convertisseur cette propriété est présenté à la figure 9. Le montage du diviseur 232 est identique à celui du diviseur 132 de la figure 8, à l'exception du fait qu'il comporte, en outre, une diode R3 et un filtre passe-bas 236.

La diode R3 en entrée du montage introduit l'asymétrie dans le filtrage de la tension d'entrée V_{in} par le filtre passe-bas 236, avant qu'elle ne soit appliquée au condensateur C3 : Les transitoires croissants ne sont pas filtrés alors que les transitoires décroissants le sont.

Plus précisément, en régime statique, le filtrage passe-bas est bien réalisé. La fréquence de coupure est choisie (en sélectionnant les valeurs de la résistance et du condensateur constitutifs du filtre passe-bas 236) suffisamment basse pour garder tous les avantages du contrôle en mode « charge crête », notamment au niveau du fonctionnement pour la compatibilité entre impédances avec le filtre en amont de l'entrée du convertisseur.

En cas de transitoire de tension d'entrée croissant, le filtrage par le filtre passe-bas 236 est surpassé et la consigne de charge crête Q_{cons} est diminuée, de sorte à conserver un fonctionnement à puissance constante et éviter que le convertisseur n'absorbe trop de puissance. On évite ainsi les surtensions en sortie, tout en ayant une régulation de la tension de sortie de faible bande passante.

En cas de transitoire de tension d'entrée décroissant, le filtrage par le filtre passe-bas 236 entraîne une diminution plus lente de la consigne de charge crête Q_{cons} . Le

manque de puissance transférée sera alors compensé par les condensateurs de réserve d'énergie de l'équipement.

La présente invention a été décrite en détail pour le cas d'un convertisseur en topologie « Buck-Boost », mais l'homme du métier comprendra que le principe de contrôle en mode « charge crête » amélioré présenté est également valable pour des
5 convertisseurs non isolés en topologie « Boost » et « Buck-Boost non-inverseur » ou des convertisseurs isolés en topologie « Forward » et « Flyback ».

Enfin, l'ensemble des cas présentés illustre des convertisseurs à redressement passif, mais le principe de contrôle est également valable pour des convertisseurs à
10 redressement actif, également appelé redressement synchrone, les diodes de découpage R1 et R2 étant remplacées par des interrupteurs commandables.

12
REVENDEICATIONS

1.- Convertisseur d'énergie à découpage (110) comportant :

- un interrupteur commandable (S1) ; et,

5 - un dispositif de contrôle (120) de génération d'un signal de commande (SC1) des instants d'ouverture et de fermeture de l'interrupteur commandable (S1), ledit dispositif de contrôle étant du type dispositif de contrôle en mode « charge crête » et comportant :

- un correcteur d'erreur (22) de comparaison d'une tension de sortie (Vout) du convertisseur et d'une tension de consigne (Vcons) ;

10 - un moyen de comparaison (24, 28) entre une consigne de charge (Qcons) et une charge mesurée (Qmes) résultant de l'intégration temporelle d'une mesure (Imes) d'un courant (IL) circulant dans l'interrupteur commandable (S1) pour élaborer le signal de commande (SC1),

15 caractérisé en ce que, le signal d'erreur en sortie du correcteur d'erreur étant une consigne de puissance (Pcons), ledit dispositif de contrôle (120) comporte en outre une unité de transformation (130) propre à élaborer la consigne de charge (Qcons) à partir de la consigne de puissance (Pcons), l'unité de transformation (130) comportant un diviseur (132, 232) propre à diviser la consigne de puissance (Pcons) par une tension correspondant à la tension d'entrée (Vin) du convertisseur pour obtenir la consigne de charge (Qcons).

2.- Convertisseur selon la revendication 1, dans lequel le diviseur (132, 232) comporte :

25 - un condensateur (C3) chargé cycliquement par un courant proportionnel à la tension correspondant à la tension d'entrée (Vin) ;

- Un comparateur (135) propre à comparer une tension aux bornes du condensateur (C3) avec la consigne de puissance (Pcons) de manière à obtenir un signal logique périodique dont la largeur d'impulsion est proportionnelle au quotient de la consigne de puissance par la tension d'entrée ;

30 - un ensemble (136) de filtrage du signal logique de manière à obtenir une consigne de charge dont la valeur moyenne est proportionnelle au rapport de la consigne de puissance par la tension d'entrée.

35 3.- Convertisseur selon la revendication 1 ou la revendication 2, dans lequel l'unité de transformation (130) comporte en amont du diviseur (132 ; 232) un limiteur de puissance (131) et/ou en aval du diviseur (132 ; 232) un limiteur de charge (132).

4.- Convertisseur selon l'une quelconque des revendications 1 à 3, dans lequel le diviseur (232) de l'unité de transformation (130) comporte un moyen de filtrage de la tension d'entrée (Vin) propre à laisser passer les transitoires de tension croissants, tout en filtrant les transitoires de tension décroissants.

5.- Convertisseur selon la revendication 4, dans lequel le moyen de filtrage de la tension d'entrée (Vin) du diviseur (232) comporte une diode (R3) et un filtre passe-bas (236).

6.- Convertisseur selon l'une quelconque des revendications 1 à 5, dans lequel le moyen de comparaison comporte :

- un comparateur (28) prenant en entrée la charge mesurée (Qmes) et la consigne de charge (Qcons) élaborée en sortie de l'unité de transformation (130) ; et

- une bascule (29), une sortie du comparateur étant connectée à une entrée de la bascule, un signal d'horloge étant appliqué à l'autre entrée de la bascule, et le signal délivré sur une sortie de la bascule correspondant au signal de commande (SC1).

7.- Convertisseur selon la revendication 6, dans lequel le dispositif de contrôle comporte :

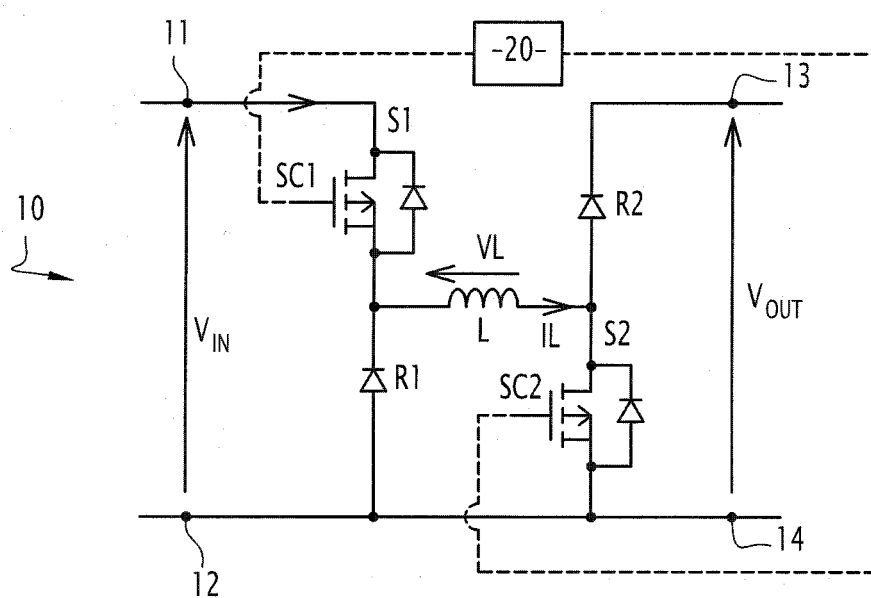
- un capteur de courant propre à mesurer le courant (IL) circulant dans l'interrupteur commandable (S1) ;

- un intégrateur temporel (26) propre à intégrer temporellement la mesure (Imes) délivrée par le capteur pour délivrer en sortie une mesure de la charge (Qmes) appliquée au comparateur (24), L'intégrateur temporel étant remis à zéro à chaque période de découpage du convertisseur par le signal d'horloge qui cadence la bascule (28).

8.- Convertisseur selon l'une quelconque des revendications 1 à 7, le convertisseur présentant une topologie sélectionnée parmi une topologie « Buck », une topologie « Boost », une topologie « Buck-Boost », une topologie « Buck-Boost non-inverseur », une topologie « Flyback » et une topologie « Forward ».

9.- Convertisseur selon l'une quelconque des revendications 1 à 8, dans lequel l'interrupteur commandé est un transistor (S1).

1/5

FIG. 1

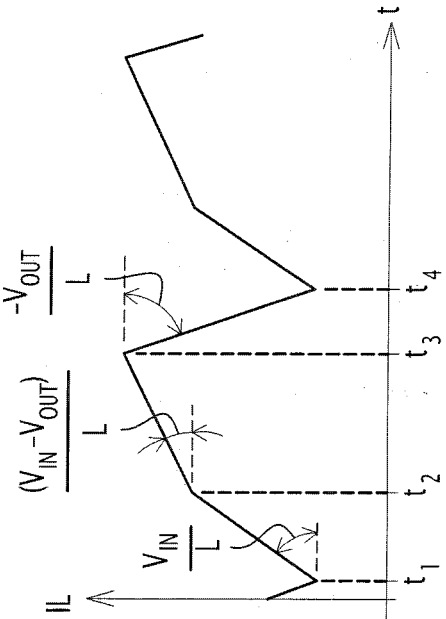


FIG. 3

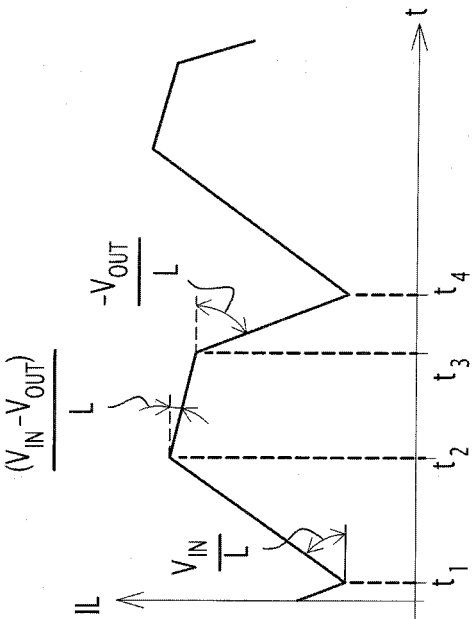


FIG. 5

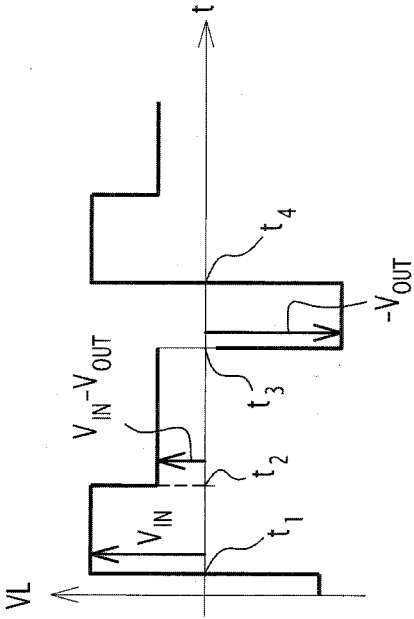


FIG. 2

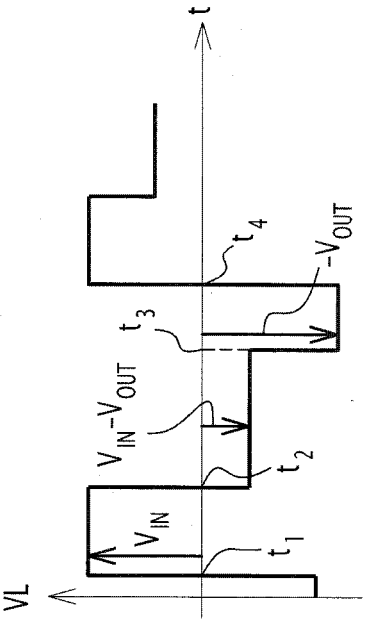
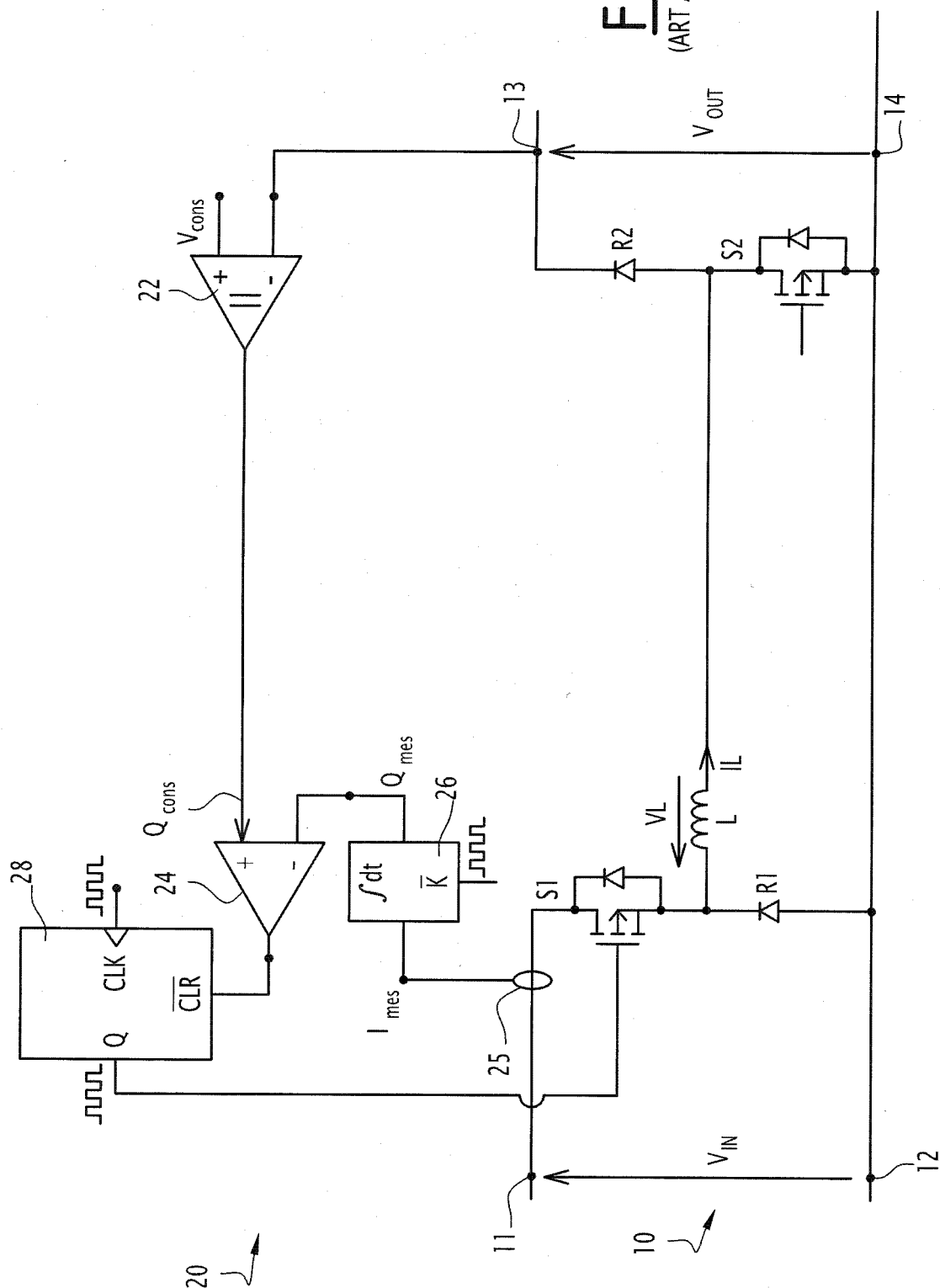
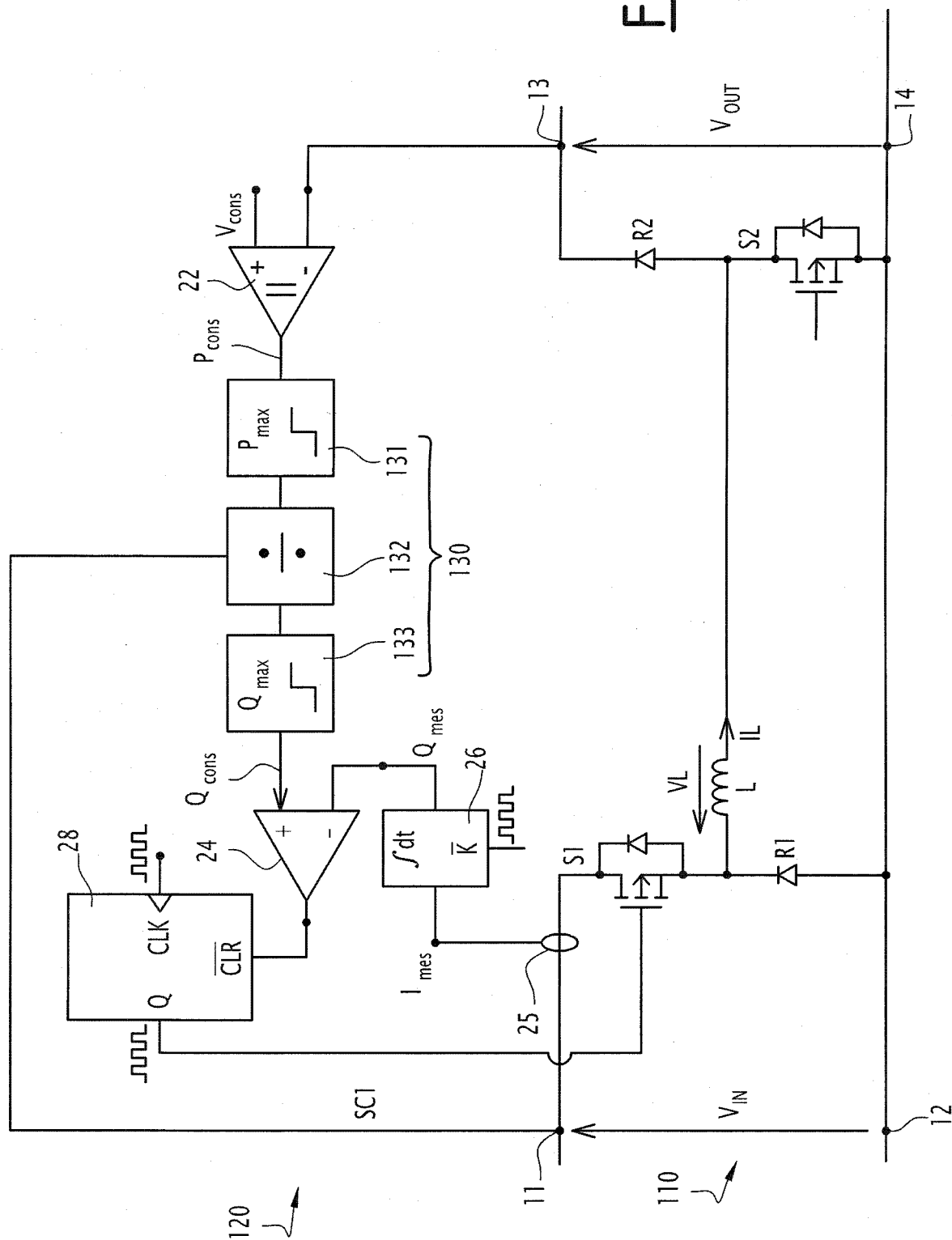


FIG. 4

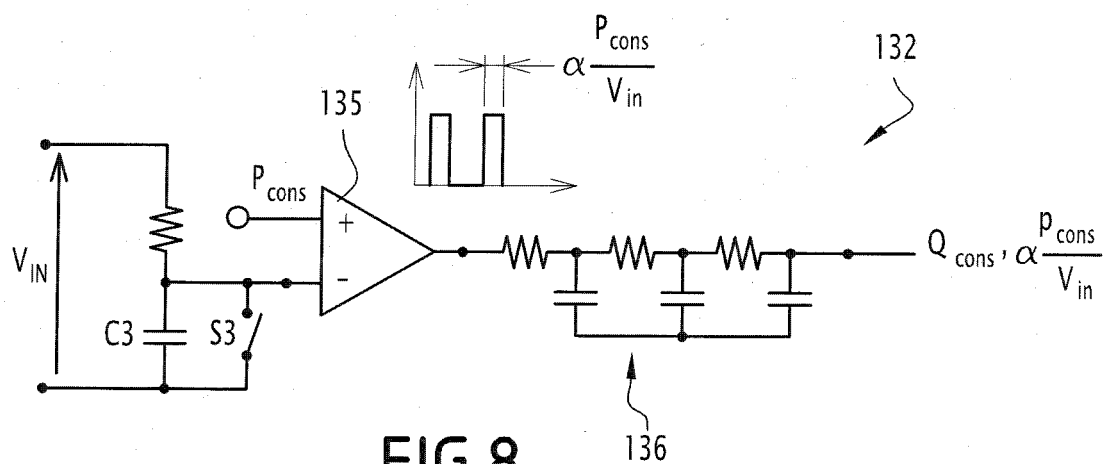
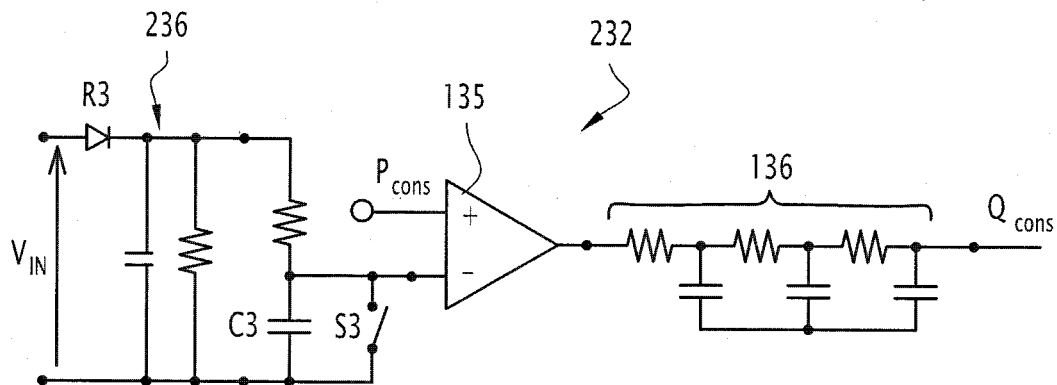
FIG. 6
(ART ANTERIEUR)



4/5

FIG. 7

5/5

FIG. 8FIG. 9



RAPPORT DE RECHERCHE PRÉLIMINAIRE

établi sur la base des dernières revendications
déposées avant le commencement de la recherche

N° d'enregistrement
national

FA 840491
FR 1700382

DOCUMENTS CONSIDÉRÉS COMME PERTINENTS		Revendication(s) concernée(s)	Classement attribué à l'invention par l'INPI
Catégorie	Citation du document avec indication, en cas de besoin, des parties pertinentes		
A	WANG K ET AL: "Charge control of three-phase buck PWM rectifiers", APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION, 2000.APEC 2000.FIFTEENTH ANNUAL IEEE, IEEE, vol. 2, 6 février 2000 (2000-02-06), pages 824-831, XP010371675, DOI: 10.1109/APEC.2000.822600 ISBN: 978-0-7803-5864-5 * pages 825-827; figures 1,2,6 * -----	1-9	H02M1/08
A	TANG W ET AL: "Power factor correction with flyback converter employing charge control", PROCEEDINGS OF THE ANNUAL APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION (APEC). SAN DIEGO, MAR. 7 - 11, 19; [PROCEEDINGS OF THE ANNUAL APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION (APEC)], NEW YORK, IEEE, US, vol. CONF. 8, 7 mars 1993 (1993-03-07), pages 293-298, XP010111210, DOI: 10.1109/APEC.1993.290617 ISBN: 978-0-7803-0983-8 * pages 294-297; figures 1,5 * -----	1-9	DOMAINES TECHNIQUES RECHERCHÉS (IPC) H02M
A	US 2012/275198 A1 (COHEN ISAAC [US]) 1 novembre 2012 (2012-11-01) * figures 1,2 * * alinéa [0013] - alinéa [0026] * -----	1-9	
Date d'achèvement de la recherche		Examineur	
12 janvier 2018		Gusia, Sorin	
CATÉGORIE DES DOCUMENTS CITÉS		T : théorie ou principe à la base de l'invention E : document de brevet bénéficiant d'une date antérieure à la date de dépôt et qui n'a été publié qu'à cette date de dépôt ou qu'à une date postérieure. D : cité dans la demande L : cité pour d'autres raisons & : membre de la même famille, document correspondant	
X : particulièrement pertinent à lui seul Y : particulièrement pertinent en combinaison avec un autre document de la même catégorie A : arrière-plan technologique O : divulgation non-écrite P : document intercalaire			

