(12) DEMANDE INTERNATIONALE PUBLIÉE EN VERTU DU TRAITÉ DE COOPÉRATION EN MATIÈRE DE BREVETS (PCT)

(19) Organisation Mondiale de la Propriété Intellectuelle
Bureau international

(43) Date de la publication internationale
16 mai 2019 (16.05.2019)

WIPO | PCT

(10) Numéro de publication internationale
WO 2019/091833 A1

(51) Classification internationale des brevets :
H02M 1/08 (2006.01) *H02M 3/155* (2006.01)
H02M 7/48 (2007.01)

(21) Numéro de la demande internationale :
PCT/EP2018/079741

(22) Date de dépôt international :
30 octobre 2018 (30.10.2018)

(25) Langue de dépôt : français

(26) Langue de publication : français

(30) Données relatives à la priorité :
1760531 09 novembre 2017 (09.11.2017) FR

(71) Déposant : **COMMISSARIAT A L'ENERGIE ATOMIQUE ET AUX ENERGIES ALTERNATIVES** [FR/FR] ; 25 rue Leblanc -, Bâtiment "Le Ponant D", 75015 PARIS (FR).

(72) Inventeurs : **MAKHOUL, Rawad** ; 9 rue Clément, 38000 GRENOBLE (FR). **BOURGEOIS, Xavier** ; 22 rue Pierre de Ronsard, 69780 MIONS (FR). **MAYNARD, Xavier** ; 4C, rue Bellevue, 69740 GENAS (FR). **PERICHON, Pierre** ; 3 Impasse des Chardons, 38500 VOIRON (FR).

(74) Mandataire : **PRIORI, Enrico** ; MARKS & CLERK France, Conseils en Propriété Industrielle, Immeuble Visium, 22, avenue Aristide Briand, 94117 ARCUEIL Cedex (FR).

(81) États désignés *(sauf indication contraire, pour tout titre de protection nationale disponible)* : AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BN, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DJ, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IR, IS, JO, JP, KE, KG, KH, KN, KP, KR, KW, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PA, PE, PG, PH, PL, PT, QA, RO, RS, RU, RW, SA, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW.

(84) États désignés *(sauf indication contraire, pour tout titre de protection régionale disponible)* : ARIPO (BW, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA, RW, SD, SL, ST, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), eurasien (AM, AZ, BY, KG, KZ, RU, TJ, TM), européen (AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK, SM, TR), OAPI

(54) **Title:** POWER CONVERTER WITH A VERY HIGH SWITCHING FREQUENCY

(54) **Titre :** CONVERTISSEUR DE PUISSANCE A TRES HAUTE FREQUENCE DE COMMUTATION

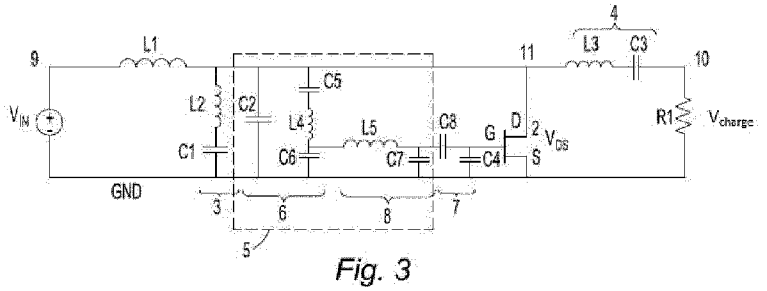


Fig. 3

(57) **Abstract:** The invention relates to a resonant power converter (1) converting a direct input voltage into an alternating or direct output voltage, comprising a transistor (2), and a first inductance (L1) connected to an input port (9) for a direct voltage to be converted, the drain being connected to the input port (9) by means of the first inductance (L1), the converter (1) also comprising a first resonant network (5) connected between the drain (D) of the transistor (2) and the ground (GND), the first resonant network (5) being designed to extract the fundamental component of a drain-source voltage (V_{DS}) of the transistor (2) and to dephase a dephasing angle such that said fundamental component and the drain-source voltage (V_{DS}) are out of phase and thereby generate a sinusoidal control signal.

(57) **Abrégé :** Convertisseur de puissance résonant (1) d'une tension d'entrée continue en tension de sortie alternative ou continue, comprenant un transistor (2), et une première inductance (L1) connectée à un port d'entrée (9) pour une tension continue à convertir, le drain étant connecté au port d'entrée (9) par l'intermédiaire de la première inductance (L1), le convertisseur (1) comprenant en outre un premier réseau résonant (5), connecté entre le drain (D) du transistor (2) et la masse (GND), le premier réseau résonant (5) étant configuré pour extraire la composante fondamentale d'une tension drain-source (V_{DS}) du transistor (2) et pour la déphaser d'un angle de déphasage tel que ladite composante fondamentale et la tension drain-source (V_{DS}) soient en opposition de phase et générer ainsi un signal sinusoïdal de pilotage.

WO 2019/091833 A1

[Suite sur la page suivante]

(BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, KM, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

Publiée:

— *avec rapport de recherche internationale (Art. 21(3))*

CONVERTISSEUR DE PUISSANCE A TRES HAUTE FREQUENCE DE COMMUTATION

L'invention porte sur un convertisseur de puissance à très haute fréquence de commutation, ainsi que sur un procédé de conversion de puissance à très haute fréquence de commutation. L'invention trouve son application en particulier dans la conversion d'une tension continue en une tension alternative ou continue, dans des gammes de fréquence radio HF et VHF (de 3 à 300 MHz, et notamment la bande libre à 27 MHz). La commutation du convertisseur dans les gammes de fréquence radio permet de réduire la taille des composants réactifs (inductances, condensateurs) des circuits de conversion de puissance, et de réduire ainsi le volume global de la chaîne de conversion de puissance, ce qui peut être avantageux pour des applications où la compacité et la masse sont des contraintes importantes.

Dans les circuits de conversion de puissance, la commutation est réalisée avec un interrupteur de puissance, notamment avec un transistor à effet de champ. Le transistor commute de l'état passant à l'état bloqué ou inversement, grâce à un circuit de pilotage dénommé circuit d'attaque de grille (ou « gate driver » dans la terminologie anglo-saxonne). En règle générale, dans les convertisseurs de puissance, une ou plusieurs résistances peuvent être rajoutées sur la grille du transistor afin de maîtriser les variations de tension ou de courant sur le transistor au démarrage du convertisseur (structure dite non-résonante). A chaque ordre de commutation transmis par le circuit d'attaque de grille au transistor, il y a une dissipation d'énergie dans la ou les résistances ajoutées sur la grille du transistor. Pour des fréquences de commutation de l'ordre de la dizaine ou de la centaine de kHz, la somme des pertes dues à la dissipation peuvent être considérées comme négligeables sur une durée donnée. En revanche, sur une même durée, la somme des pertes dues à la dissipation est beaucoup plus importante pour des fréquences de commutation de l'ordre de la dizaine ou de la centaine de MHz. Afin de réduire ce genre de dissipations, et d'éviter par la suite de

dégrader le rendement du convertisseur, un circuit d'attaque de grille ayant une structure dite résonante peut être employée, à partir de composants passifs de stockage d'énergie (condensateurs et inductances), au lieu d'utiliser une structure non-résonante. La structure résonante, contrairement à la structure non résonante, permet de stocker de l'énergie au cours d'une phase de commutation du transistor, et de la restituer au cours de la phase suivante au lieu de la dissiper dans les éléments parasites du transistor.

Il est par ailleurs courant d'utiliser des convertisseurs de classe E dans le domaine des très hautes fréquences (fréquences radio). Dans de tels convertisseurs, un réseau résonant, composé d'une inductance et d'un condensateur, est placé entre le drain du transistor et la résistance de charge. Les valeurs des composants du réseau résonant et de la capacité de sortie (également appelée capacité shunt) du transistor sont sélectionnés de telle sorte que la tension V_{DS} aux bornes du transistor soit nulle lors de chaque commutation du transistor, de l'état passant à l'état bloqué et inversement. Les pertes dans un transistor étant dues au produit de la tension à ses bornes par le courant le traversant, une tension nulle à chaque commutation permet de minimiser les pertes. Un tel fonctionnement du convertisseur sans pertes de commutation est dit en commutation douce (ZVS ou « Zero Voltage Switching » dans la terminologie anglo-saxonne). Le document WO 2014067915 décrit un circuit d'attaque de grille pour un convertisseur de classe E. Le circuit d'attaque de grille utilise la tension drain-source Vds pour commander la grille du transistor et générer ainsi un signal de commutation, et sans utiliser de source de tension auxiliaire. Le circuit d'attaque de grille est dit « auto-oscillant ».

Un des inconvénients de la classe E réside toutefois dans la présence d'une bobine d'arrêt, connectée à la source de tension à convertir, et dont le rôle est notamment d'avoir un courant le plus constant possible en régime permanent, et transformer ainsi la source de tension en source de courant. Pour assurer cette fonction, la bobine d'arrêt doit avoir une valeur

élevée, ce qui empêche son intégration sur un circuit imprimé. La bobine d'arrêt doit être alors agencée séparément du convertisseur, ce qui rajoute de la masse, et peut être rédhibitoire pour certaines applications où la masse est un paramètre critique. Un deuxième inconvénient lié à la classe E réside dans la très grande contrainte en tension sur le transistor. La tension drain-source (Vds) est en effet environ égale à quatre fois la tension d'entrée, ce qui implique d'utiliser un transistor avec une résistance à l'état passant R_{DSON} relativement élevée, affectant le rendement du transistor.

Le convertisseur de classe Φ2 (Phi2) permet de résoudre les inconvénients précités. Un convertisseur de classe Φ2, illustré par la figure 1, comprend une inductance d'entrée L1, connectée à la source de tension V_{IN} à convertir, et ayant une valeur de même ordre de grandeur que l'inductance L3 du réseau résonant L3-C3. Il comprend par ailleurs un filtre L2-C1, la fréquence de résonnance du filtre L2-C1 étant égale à deux fois la fréquence de commutation du transistor. La grille du transistor est commandée par le circuit d'attaque de grille 12. Le filtre L2-C1 est ajouté en parallèle du transistor afin de court-circuiter le second harmonique de la tension drain-source du transistor et réduire ainsi la contrainte en tension sur le transistor. Une telle structure est facilement intégrable sur circuit imprimé, du fait de la valeur réduite de l'inductance d'entrée. L'absence d'inductance de forte valeur (la bobine d'arrêt dans le convertisseur de classe E) permet par ailleurs d'obtenir un transitoire plus court, ce qui peut être avantageux pour réaliser des appels de puissance rapides dans le convertisseur. La figure 2 illustre la forme d'onde de la tension drain-source Vds dans un convertisseur de la classe Φ2, à une fréquence de commutation de 30 MHz. Lors de la commutation (à environ 34 ns sur la figure 2), la tension Vds est quasiment nulle, la condition de commutation douce (ZVS) est ainsi respectée. Par ailleurs, la dérivée temporelle de la tension Vds est également quasiment nulle, ce qui permet d'obtenir un fonctionnement du convertisseur avec un rendement maximal. La tension d'entrée est égale à 20 V, et la tension drain-source est égale à environ deux fois la tension d'entrée, ce qui limite la

contrainte en tension sur le transistor. En diminuant la contrainte de tension, il est alors possible soit de gagner en rendement, avec une résistance à l'état passant R_{DSON} plus faible que pour un convertisseur de la classe E, soit de gagner en compacité, en diminuant la taille de la puce sur laquelle se trouvent les différents éléments du circuit de conversion. De plus, la contrainte en tension plus faible permet de considérer la capacité parasite comme étant plus stable en valeur, ce qui facilite sa modélisation. Le circuit d'attaque de grille, décrit précédemment dans le document WO 2014067915, est bien adapté à un convertisseur de classe E. Toutefois ce circuit d'attaque de grille ne convient pas aux formes d'ondes des convertisseurs de la classe Φ2.

Un circuit d'attaque de grille pour convertisseur de classe Φ2 est décrit dans le document WO 2007/082090. Le circuit divulgué dans ce document permet de générer un signal de commutation (sinusoïdal ou carré) pour la grille du transistor du convertisseur de la classe Φ2. Il utilise pour cela un transistor additionnel, en plus du transistor du convertisseur, ce qui introduit des éléments parasites dans le circuit, rendant potentiellement instable la fréquence de commutation du transistor. Le circuit divulgué comprend par ailleurs une source de tension externe, en plus de la source de tension continue à convertir, ce qui augmente la masse globale du convertisseur.

Un objet de l'invention est donc d'obtenir un circuit d'attaque de grille auto-oscillant, à savoir ne faisant pas intervenir de source de tension additionnel ou de transistor additionnel, pour un convertisseur de tension continue de classe Φ2.

Un objet de l'invention permettant d'atteindre ce but, partiellement ou totalement, est un convertisseur de puissance résonant d'une tension d'entrée continue en tension de sortie alternative ou continue, comprenant un interrupteur de puissance muni d'une électrode de commande, d'une première électrode et d'une deuxième électrode reliée à la masse du

convertisseur, et une première inductance connectée à un port d'entrée pour une tension continue à convertir, la première électrode étant connectée au port d'entrée par l'intermédiaire de la première inductance, le convertisseur comprenant en outre un premier réseau résonant, connecté entre la première électrode de l'interrupteur de puissance et la masse, le premier réseau résonant étant configuré pour extraire la composante fondamentale d'une tension entre la première électrode et la deuxième électrode de l'interrupteur de puissance et pour la déphaser d'un angle de déphasage tel que ladite composante fondamentale et la tension entre la première électrode et la deuxième électrode soient en opposition de phase et générer ainsi un signal sinusoïdal de pilotage, le convertisseur comprenant par ailleurs un pont diviseur capacitif connecté entre le premier réseau résonant et l'électrode de commande de l'interrupteur de puissance afin de limiter l'amplitude du signal sinusoïdal de pilotage pour l'électrode de commande de l'interrupteur de puissance.

Avantageusement, le premier réseau résonant comprend un réseau oscillant configuré pour générer et maintenir, avec l'interrupteur de puissance, des oscillations à une fréquence de commutation souhaitée, ainsi qu'un module de filtrage de la composante continue desdites oscillations, connecté entre le réseau oscillant et le pont diviseur.

Avantageusement, l'angle de déphasage est sensiblement égal à 180°.

Avantageusement, le convertisseur comprend un premier circuit résonant série, connecté entre la première électrode et la masse, et configuré pour résonner à une fréquence égale au double de la fréquence de commutation.

Avantageusement, le premier circuit résonant série comprend un premier condensateur et une deuxième inductance.

Avantageusement, le drain est connecté à un port de sortie de la tension convertie l'intermédiaire d'un deuxième circuit résonant série.

Avantageusement, le deuxième circuit résonant série comprend une troisième inductance connectée en série à un troisième condensateur.

Avantageusement, le réseau oscillant comprend un deuxième condensateur en parallèle avec un ensemble composé d'une quatrième inductance connectée en série à un cinquième condensateur et à un sixième condensateur, formant un oscillateur de Clapp avec le transistor, le module de filtrage étant connecté au réseau oscillant aux bornes du sixième condensateur.

Avantageusement, le réseau oscillant comprend un deuxième condensateur en parallèle avec un ensemble composé d'une quatrième inductance connectée en série à un sixième condensateur, formant un oscillateur de Colpitts avec le transistor, le module de filtrage étant connecté au réseau oscillant aux bornes du sixième condensateur.

Avantageusement, le module de filtrage forme un filtre LC passe-bas, composé d'une cinquième inductance connectée au sixième condensateur et au pont diviseur, et d'un septième condensateur connecté au pont diviseur et à la masse.

Avantageusement, le pont diviseur capacitif comprend un huitième condensateur, connecté au premier réseau résonant et à l'électrode de commande de l'interrupteur de puissance, et un quatrième condensateur, connecté entre l'électrode de commande de l'interrupteur de puissance et la masse.

Avantageusement, la fréquence de commutation est fixée entre 3 MHz et 300 MHz.

Un autre objet de l'invention est un procédé de conversion de puissance d'une tension d'entrée continue en tension de sortie alternative ou continue dans un convertisseur de puissance résonant comprenant un interrupteur de puissance muni d'une électrode de commande, d'une première électrode et d'une deuxième électrode reliée à la masse du convertisseur, et une première inductance connectée à un port d'entrée pour une tension continue à convertir, la première électrode étant connectée au port d'entrée par l'intermédiaire de la première inductance, le procédé comprenant les étapes suivantes :

- Extraction, par un premier réseau résonant, connecté entre la première électrode de l'interrupteur de puissance et la masse, de la composante fondamentale d'une tension entre la première électrode et la deuxième électrode de l'interrupteur de puissance,
- Déphasage de la composante fondamentale d'un angle de déphasage tel que ladite composante fondamentale et la tension entre la première électrode et la deuxième électrode soient en opposition de phase, ladite composante fondamentale déphasée formant un signal sinusoïdal de pilotage,
- Réduction de l'amplitude du signal sinusoïdal de pilotage pour l'électrode de commande de l'interrupteur de puissance..

Avantageusement, le procédé comprend en outre une étape initiale de génération et de maintien d'oscillations à une fréquence de commutation de l'interrupteur de puissance.

Avantageusement, le procédé comprend en outre une étape de filtrage de la composante continue desdites oscillations, entre l'étape de déphasage de la composante fondamentale et l'étape de réduction de l'amplitude du signal.

D'autres caractéristiques, détails et avantages de l'invention ressortiront à la lecture de la description faite en référence aux dessins annexés donnés à titre d'exemple :

- la figure 1 représente un convertisseur de classe Φ2.
- la figure 2 représente une forme d'onde de la tension drain-source V_{DS} d'un convertisseur de classe Φ2.
- la figure 3 représente un circuit électrique d'un convertisseur de classe Φ2 équipé d'un circuit d'attaque de grille selon un premier mode de réalisation de l'invention, fonctionnant avec un oscillateur de Clapp.
- la figure 4 représente un circuit électrique d'un convertisseur de classe Φ2 équipé d'un circuit d'attaque de grille selon un deuxième mode de réalisation de l'invention, fonctionnant avec un oscillateur de Colpitts.
- la figure 5 représente schématiquement les différentes étapes d'un procédé selon l'invention.

L'invention est décrite dans le cas où l'interrupteur de puissance est un transistor à effet de champ (par exemple MOSFET, JFET). Le substrat du transistor peut être réalisé en nitrure de gallium (GaN), en carbure de silicium (SiC), ou avec tout autre matériau. Le drain, la source et la grille mentionnés dans la description peuvent être désignés de façon plus générale respectivement par une première électrode, une deuxième électrode et une électrode de commande. L'invention peut ainsi également s'appliquer à d'autres types d'interrupteurs de puissance (par exemple un transistor de type IGBT, un transistor bipolaire ou encore un thyristor).

La figure 3 représente un circuit électrique d'un convertisseur de classe Φ2 équipé d'un circuit d'attaque de grille selon un premier mode de réalisation de l'invention. Une tension continue Vin est appliquée à l'entrée du

convertisseur, entre le port d'entrée de la tension à convertir 9 et la masse GND. Une première inductance L1 est connectée entre le port d'entrée 9 est un nœud 11 auquel est connecté le drain du transistor 2 à faire commuter à une fréquence de commutation f_0. Une deuxième inductance L2 et un premier condensateur C1 forment un premier circuit résonant série 3, connecté entre le nœud 11 et la masse GND, et configuré pour résonner à une fréquence égale au double de la fréquence de commutation f_0 du transistor, ce qui correspond sensiblement au deuxième harmonique de la fréquence de commutation f_0, afin de réduire la contrainte en tension sur le transistor.

Un deuxième circuit résonant série 4, comprenant une troisième inductance L3 connectée en série à un troisième condensateur C3, est connecté entre le nœud 11 et le port de sortie 10 de la tension convertie. La tension convertie est schématisée sur la figure 3 par une résistance de charge R1. Le deuxième condensateur C2 représente la capacité de sortie du transistor Cp, représentée figure 1, ainsi qu'un condensateur additionnel optionnel Copt, non représenté. Plus la fréquence de commutation est élevée, plus la capacité du deuxième condensateur C2 est petite ; le deuxième condensateur C2 peut alors être composé uniquement de la capacité parasite Cp, sans avoir à ajouter de condensateur additionnel optionnel Copt. Le deuxième condensateur C2, le cinquième condensateur C5, la quatrième inductance L4 et le sixième condensateur C6 forment un réseau oscillant 6. Le réseau oscillant 6 selon l'invention utilise ainsi avantageusement certains composants parasites du transistor, notamment sa capacité de sortie Cp. L'ensemble composé du réseau oscillant 6 et du transistor 2 forme un oscillateur de Clapp, dont le rôle est de créer des oscillations à partir de la tension d'entrée continue Vin. Les oscillations sont entretenues dans le circuit d'attaque de grille, à une fréquence donnée f_0. L'oscillateur de Clapp a l'avantage d'être particulièrement stable en fréquence, notamment dans la gamme de fréquences radio. Par simplification de la représentation du réseau oscillant 6, le deuxième condensateur C2 est représenté entre le premier circuit résonant série 3 et la branche du réseau oscillant 6 composée du

cinquième condensateur C5, de la quatrième inductance L4 et du sixième condensateur C6. Toutefois, le deuxième condensateur C2 pourrait également être représenté « à droite » du transistor, pour mieux illustrer le fait qu'il représente en partie la capacité de sortie du transistor Cp.

Un module de filtrage 8 de type LC passe-bas, composé d'une cinquième inductance L5 et d'un septième condensateur C7, prélève en entrée la tension aux bornes du sixième condensateur C6 ; le signal de sortie du module de filtrage 8 est récupéré aux bornes du septième condensateur C7. Le rôle de ce module de filtrage 8 est d'extraire la composante fondamentale du signal de tension drain-source Vds reçu par l'oscillateur de Clapp, dont la forme d'onde est illustrée à la figure 2, pour en retirer tous les harmoniques. Par ailleurs, les valeurs des éléments réactifs (condensateurs et inductances) du module de filtrage 8 et du réseau oscillant 6 sont déterminés de façon à ce que la composante fondamentale du signal de tension drain-source Vds, à la sortie du module de filtrage 8, et la tension drain-source Vds, soient en opposition de phase, de préférence déphasée d'une valeur sensiblement égale à 180°. Un pont diviseur capacitif 7, composé d'un quatrième condensateur C4 et d'un huitième condensateur C8, permet à la fois de supprimer la composante continue de la tension aux bornes du septième condensateur C7, et de réduire l'amplitude du signal issu du circuit d'attaque de grille. La valeur du quatrième condensateur C4 est déterminée selon la composante continue à supprimer. La valeur du huitième condensateur C8 est déterminée selon la réduction d'amplitude à appliquer. On retrouve ainsi un signal sinusoïdal de pilotage en sortie du pont diviseur capacitif 7.

Le signal sinusoïdal de pilotage représente le signal de sortie du circuit d'attaque de grille. En référence à la figure 2, lorsque la tension Vds est non-nulle, le déphasage de 180° et la suppression de la composante continue aboutissent à un signal sinusoïdal de pilotage inférieur à la tension de seuil (Vgsth) du transistor. Le transistor est donc dans l'état bloqué, et

donc aucun courant ne le traverse. Toujours en référence à la figure 2, lorsque la tension Vds est nulle ou quasiment nulle (par exemple inférieur à un certain seuil), le signal sinusoïdal de pilotage est supérieur à la tension de seuil (Vgsth) du transistor, et le transistor devient passant, avec ainsi un courant non nul qui le traverse. Le fonctionnement du convertisseur en commutation douce (ZVS) est donc bien respecté, limitant les pertes par commutation, sans qu'il ne soit nécessaire d'employer une source de tension supplémentaire ou d'autres composants actifs. Le circuit d'attaque de grille est alors dit auto-oscillant.

Le mode de réalisation illustré par la figure 4 diffère du mode de réalisation illustré par la figure 3 de par le réseau oscillant. Dans la figure 4, le transistor 2 et le réseau oscillant 6' forment un oscillateur de Colpitts. L'oscillateur de Colpitts comprend un condensateur en moins par rapport à l'oscillateur de Clapp Le fait d'avoir un condensateur en moins permet avantageusement de réduire les dissipations dues aux éléments parasites du condensateur, et d'augmenter ainsi le rendement du convertisseur, avec par ailleurs une masse plus faible. Les valeurs numériques de la quatrième inductance L4', du sixième condensateur C6', de la cinquième inductance L5' et du septième condensateur C7' peuvent différer des valeurs numériques des composants correspondants de l'oscillateur de Clapp, pour tenir compte de l'absence du cinquième condensateur C5.

La figure 5 illustre schématiquement les différentes étapes du procédé de conversion de puissance selon l'invention. A l'étape 100, le réseau oscillant (6, 6') et le transistor 2 génèrent et entretiennent, dès la présence d'une tension continue Vin, des oscillations à une fréquence de commutation f_0 du transistor 2. A l'étape 101, le premier réseau résonant 5 extrait la composante fondamentale de la tension drain-source V_{DS} du transistor 2. A l'étape 102, la composante fondamentale de la tension drain-source V_{DS} du transistor est déphasée d'un angle de déphasage tel que ladite composante fondamentale et la tension drain-source V_{DS} soient en opposition

de phase. A l'étape 103, la composante continue de la composante fondamentale déphasée est filtrée par le pont diviseur capacitif 7, pour obtenir un signal sinusoïdal de pilotage de la grille du transistor 2. L'amplitude de ce signal peut être limitée à l'étape 104, par rapport au niveau requis par la grille du transistor 2.

Le paragraphe suivant décrit un exemple non limitatif de méthode de dimensionnement des composants du circuit d'attaque de grille, pour une fréquence d'oscillation f_0 égale à 100 MHz, en tenant compte des valeurs numériques des composants de la structure Φ2 du convertisseur à cette fréquence.

Pour une tension continue d'entrée de 20 V, et délivrant une puissance de sortie d'environ 2 W à une charge résistive de 100 Ω, on peut affecter à la première inductance la valeur de 5 nH, à la deuxième inductance la valeur de 3,3 nH, au premier condensateur la valeur de 188 pF, à la troisième inductance la valeur de 340 nH, et au troisième condensateur la valeur de 15 pF. Le dimensionnement de l'oscillateur de Clapp consiste à déterminer les valeurs du deuxième condensateur C2, du cinquième condensateur C5, de la quatrième inductance L4 et du sixième condensateur C6. Afin de réduire le courant absorbé dans le circuit d'attaque de grille, on fixe une valeur de la quatrième inductance L4 qui est très supérieure à celle de la première inductance L1 mais inférieure à celle de la troisième inductance L3. On peut donc fixer L4=100 nH. La valeur du deuxième condensateur C2 peut être donnée par la capacité de sortie du transistor 2, sensiblement égale à 200 pF. On peut ensuite poser C5 = C2 = 200 pF.

La valeur du sixième condensateur C6 est calculée par la formule de la fréquence d'oscillation de l'oscillateur de Clapp :

$$f0 = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{\left(\frac{1}{C2}+\frac{1}{C5}+\frac{1}{C6}\right)}{L4}}$$

Connaissant la valeur de C2, C5, L4 ainsi que la fréquence d'oscillation que l'on veut fixer à 100 MHz, on trouve une valeur possible du sixième condensateur C6. Cette valeur peut être modifiée en fonction du dimensionnement des composants du module de filtrage 8.

Le dimensionnement du module de filtrage 8, du type filtre LC passe-bas, et dont le rôle est d'extraire la composante fondamentale du signal de tension drain-source reçu par l'oscillateur de Clapp et de le déphaser de 180°, consiste à déterminer la valeur de la cinquième inductance L5, et de la capacité équivalente du filtre C_{filtre} du module de filtrage 8, qui tient compte du quatrième condensateur C4, du septième condensateur C7 et du huitième condensateur C8. Une première condition à imposer au module de filtrage 8 est que la fréquence de résonance du module de filtrage, déterminée par la cinquième inductance L5 et par la capacité équivalente du filtre C_{filtre}, doit être comprise entre la fréquence d'oscillation de l'oscillateur de Clapp (f_0, ici 100Mhz) et deux fois cette même fréquence (ici 200 MHz), afin de ne pas sélectionner les harmoniques d'ordre supérieur. Cela se traduit par l'équation :

$$f0 < \frac{1}{2\pi\sqrt{L5.C_{filtre}}} < 2.f0$$

Une deuxième condition à imposer au module de filtrage 8 est le déphasage de 180° en sortie du module de filtrage 8. Pour cela, on calcule la fonction de transfert du filtre LC qui est donnée par :

$$H(\omega) = \frac{1}{1 - L5.C_{filtre}.\omega^2}$$

Où $\omega = 2\pi.f_0$

Afin d'obtenir un déphasage de 180° à la sortie du module de filtrage 8, on impose à la fonction de transfert H d'être un nombre réel négatif, ce qui se traduit par :

$$L5.C_{filtre}.\omega^2 > 1$$

Les deux conditions posées permettent d'avoir des valeurs possibles pour L5 et C_{filtre}.

Le dimensionnement du pont diviseur capacitif 7 consiste à déterminer les valeurs du quatrième condensateur C4, du septième condensateur C7 et du huitième condensateur C8. On note que :

$$C_{filtre} = \frac{C_8 . C_4}{C_8 + C_4} + C_7$$

En définissant un rapport de réduction de 1/9 pour le pont diviseur capacitif 7, on obtient alors :

$$C_4 = 8 . C_8$$

On définit la valeur du quatrième condensateur C4 suivant la composante continue à supprimer du signal issu du module de filtrage. Pour une composante continue égale à 6V, une valeur de C4 = 200 pF peut convenir. On obtient une valeur de C8=1600 pF, ce qui permet de déterminer la valeur du septième condensateur C7 à partir des valeurs possibles pour L5 et C_{filtre} définies précédemment. Il est à noter que le sixième condensateur C6, la cinquième inductance L5 et le septième condensateur C7 forment un filtre de Tchebychev. La valeur du sixième condensateur C6 peut alors être modifiée pour correspondre aux valeurs des coefficients normalisés du tableau de normalisation des composants de Tchebychev.

La méthode de dimensionnement des composants du circuit d'attaque de grille est identique pour un oscillateur de Colpitts, illustré par la figure 4. L'oscillateur de Colpitts se distingue de l'oscillateur de Clapp par un condensateur en moins (le cinquième condensateur C5), ce qui a une influence sur les valeurs numériques des différents composants du circuit d'attaque de grille.

REVENDICATIONS

1. Convertisseur de puissance résonant (1) d'une tension d'entrée continue en tension de sortie alternative ou continue, comprenant un interrupteur de puissance (2) muni d'une électrode de commande (G), d'une première électrode (D) et d'une deuxième électrode (S) reliée à la masse (GND) du convertisseur (1), et une première inductance (L1) connectée à un port d'entrée (9) pour une tension continue à convertir, la première électrode (D) étant connectée au port d'entrée (9) par l'intermédiaire de la première inductance (L1),

caractérisé en ce que le convertisseur (1) comprend en outre un premier réseau résonant (5), connecté entre la première électrode (D) de l'interrupteur de puissance (2) et la masse (GND), le premier réseau résonant (5) étant configuré pour extraire la composante fondamentale d'une tension entre la première électrode et la deuxième électrode (V_{DS}) de l'interrupteur de puissance (2) et pour la déphaser d'un angle de déphasage tel que ladite composante fondamentale et la tension entre la première électrode et la deuxième électrode (V_{DS}) soient en opposition de phase et générer ainsi un signal sinusoïdal de pilotage, le convertisseur (1) comprenant par ailleurs un pont diviseur capacitif (7) connecté entre le premier réseau résonant (5) et l'électrode de commande de l'interrupteur de puissance (2) afin de limiter l'amplitude du signal sinusoïdal de pilotage pour l'électrode de commande de l'interrupteur de puissance (2).

2. Convertisseur selon la revendication 1, le premier réseau résonant (5) comprenant un réseau oscillant (6) configuré pour générer et maintenir, avec l'interrupteur de puissance (2), des oscillations à une fréquence de commutation (f_0) souhaitée, ainsi qu'un module de filtrage (8) de la composante continue desdites oscillations, connecté entre le réseau oscillant (6) et le pont diviseur (7).

3. Convertisseur selon l'une des revendications précédentes, l'angle de déphasage étant sensiblement égal à 180°.

4. Convertisseur selon l'une des revendications 2 ou 3, comprenant un premier circuit résonant série (3), connecté entre la première électrode et la masse, et configuré pour résonner à une fréquence égale au double de la fréquence de commutation (f_0).

5. Convertisseur selon la revendication précédente, le premier circuit résonant série (3) comprenant un premier condensateur (C1) et une deuxième inductance (L2).

6. Convertisseur selon l'une des revendications précédentes, la première électrode étant connectée à un port de sortie (10) de la tension convertie par l'intermédiaire d'un deuxième circuit résonant série (4).

7. Convertisseur selon l'une des revendications précédentes, le deuxième circuit résonant série (4) comprenant une troisième inductance (L3) connectée en série à un troisième condensateur (C3).

8. Convertisseur selon l'une des revendications 2 à 7, le réseau oscillant (6) comprenant un deuxième condensateur (C2) en parallèle avec un ensemble composé d'une quatrième inductance (L4) connectée en série à un cinquième condensateur (C5) et à un sixième condensateur (C6), formant un oscillateur de Clapp avec l'interrupteur de puissance (2), le module de filtrage (8) étant connecté au réseau oscillant (6) aux bornes du sixième condensateur (C6).

9. Convertisseur selon l'une des revendications 2 à 7, le réseau oscillant (6') comprenant un deuxième condensateur (C2) en parallèle avec un ensemble composé d'une quatrième inductance (L4') connectée en série à un sixième condensateur (C6'), formant un oscillateur de Colpitts avec

le transistor (2), le module de filtrage (8') étant connecté au réseau oscillant (6') aux bornes du sixième condensateur (C6').

10. Convertisseur selon l'une des revendications 8 ou 9, le module de filtrage (8) formant un filtre LC passe-bas, composé d'une cinquième inductance (L5, L5') connectée au sixième condensateur (C6, C6') et au pont diviseur (7), et d'un septième condensateur (C7, C7') connecté au pont diviseur (7) et à la masse.

11. Convertisseur selon l'une des revendications précédentes, le pont diviseur capacitif (7) comprenant un huitième condensateur (C8), connecté au premier réseau résonant (5) et à l'électrode de commande de l'interrupteur de puissance (2), et un quatrième condensateur (C4), connecté l'électrode de commande de l'interrupteur de puissance (2) et la masse.

12. Convertisseur selon l'une des revendications 2 à 10, la fréquence de commutation f_0 étant fixée entre 3 MHz et 300 MHz.

13. Procédé de conversion de puissance d'une tension d'entrée continue en tension de sortie alternative ou continue dans un convertisseur de puissance résonant (1) comprenant un interrupteur de puissance (2) muni d'une électrode de commande (G), d'une première électrode (D) et d'une deuxième électrode (S) reliée à la masse (GND) du convertisseur (1), et une première inductance (L1) connectée à un port d'entrée (9) pour une tension continue à convertir, la première électrode étant connectée au port d'entrée (9) par l'intermédiaire de la première inductance (L1),

caractérisé en ce que le procédé comprend les étapes suivantes :

- Extraction (101), par un premier réseau résonant (5), connecté entre la première électrode de l'interrupteur de puissance et la masse, de la composante fondamentale d'une tension entre la

première électrode et la deuxième électrode (V_{DS}) de l'interrupteur de puissance (2),

- Déphasage (102) de la composante fondamentale d'un angle de déphasage tel que ladite composante fondamentale et la tension entre la première électrode et la deuxième électrode (V_{DS}) soient en opposition de phase, ladite composante fondamentale déphasée formant un signal sinusoïdal de pilotage,
- Réduction (104) de l'amplitude du signal sinusoïdal de pilotage pour l'électrode de commande de l'interrupteur de puissance (2).

14. Procédé selon la revendication précédente, comprenant en outre une étape initiale (100) de génération et de maintien d'oscillations à une fréquence de commutation (f_0) de l'interrupteur de puissance (2).

15. Procédé selon la revendication précédente, comprenant en outre une étape (103) de filtrage de la composante continue desdites oscillations, entre l'étape de déphasage de la composante fondamentale (101) et l'étape de réduction (102) de l'amplitude du signal.

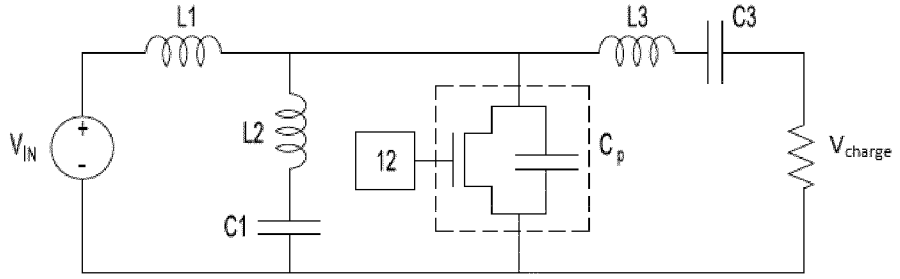


Fig. 1

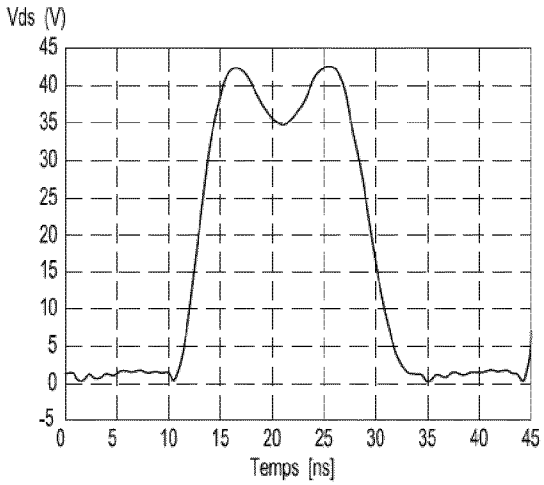


Fig. 2

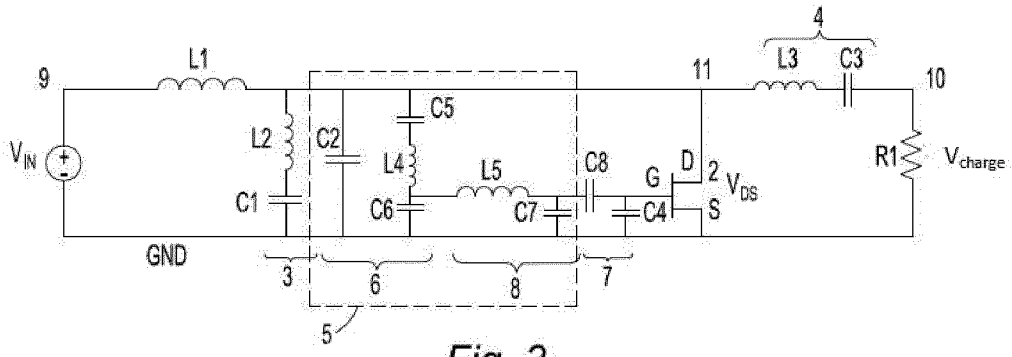


Fig. 3

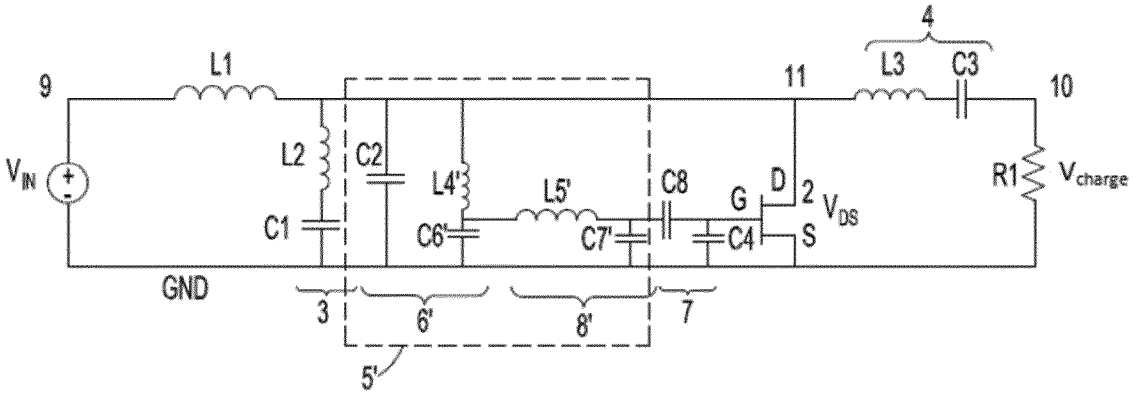

4
L1
9
11
L3
C3
10
L2
C2
L4'
L5'
C8
G
D
2
R1
V_{charge}
V_{IN}
C1
C6'
C7'
C4
S
V_{DS}
GND
3
6'
8'
7
5'

Fig. 4

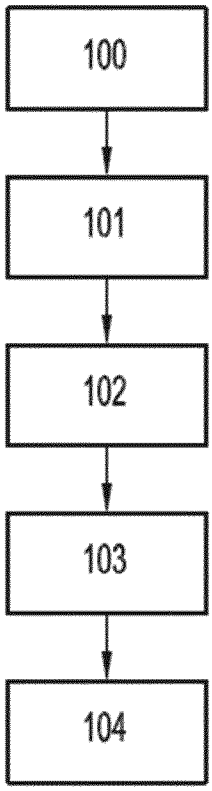

100
101
102
103
104

Fig. 5

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No
PCT/EP2018/079741

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER
INV. H02M1/08 H02M7/48 H02M3/155
ADD.

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)
H02M

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)
EPO-Internal, WPI Data

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	WO 2007/082090 A2 (MASSACHUSETTS INST TECHNOLOGY [US]; PERREAULT DAVID J [US]; RIVAS JUAN) 19 July 2007 (2007-07-19) figure 2A	1,13
A	US 4 605 999 A (BOWMAN WAYNE C [US] ET AL) 12 August 1986 (1986-08-12) figure 2	1,13
A	WO 2015/158699 A1 (UNIV DANMARKS TEKNISKE [DK]) 22 October 2015 (2015-10-22) figures 4,5	1,13

☐ Further documents are listed in the continuation of Box C.

☒ See patent family annex.

* Special categories of cited documents :

"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date

"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search	Date of mailing of the international search report
21 January 2019	29/01/2019

Name and mailing address of the ISA/	Authorized officer
European Patent Office, P.B. 5818 Patentlaan 2 NL - 2280 HV Rijswijk Tel. (+31-70) 340-2040, Fax: (+31-70) 340-3016	Taccoen, J

1

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

International application No
PCT/EP2018/079741

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date
WO 2007082090 A2	19-07-2007	US 2007171680 A1	26-07-2007
		WO 2007082090 A2	19-07-2007
US 4605999 A	12-08-1986	NONE	
WO 2015158699 A1	22-10-2015	CN 106233606 A	14-12-2016
		EP 3132531 A1	22-02-2017
		JP 2017511679 A	20-04-2017
		KR 20170002447 A	06-01-2017
		TW 201611505 A	16-03-2016
		US 2017085189 A1	23-03-2017
		WO 2015158699 A1	22-10-2015

RAPPORT DE RECHERCHE INTERNATIONALE

Demande internationale n°
PCT/EP2018/079741

A. CLASSEMENT DE L'OBJET DE LA DEMANDE
INV. H02M1/08 H02M7/48 H02M3/155
ADD.

Selon la classification internationale des brevets (CIB) ou à la fois selon la classification nationale et la CIB

B. DOMAINES SUR LESQUELS LA RECHERCHE A PORTE

Documentation minimale consultée (système de classification suivi des symboles de classement)
H02M

Documentation consultée autre que la documentation minimale dans la mesure où ces documents relèvent des domaines sur lesquels a porté la recherche

Base de données électronique consultée au cours de la recherche internationale (nom de la base de données, et si cela est réalisable, termes de recherche utilisés)
EPO-Internal, WPI Data

C. DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS

Catégorie*	Identification des documents cités, avec, le cas échéant, l'indication des passages pertinents	no. des revendications visées
A	WO 2007/082090 A2 (MASSACHUSETTS INST TECHNOLOGY [US]; PERREAULT DAVID J [US]; RIVAS JUAN) 19 juillet 2007 (2007-07-19) figure 2A	1,13
A	US 4 605 999 A (BOWMAN WAYNE C [US] ET AL) 12 août 1986 (1986-08-12) figure 2	1,13
A	WO 2015/158699 A1 (UNIV DANMARKS TEKNISKE [DK]) 22 octobre 2015 (2015-10-22) figures 4,5	1,13

☐ Voir la suite du cadre C pour la fin de la liste des documents

☒ Les documents de familles de brevets sont indiqués en annexe

* Catégories spéciales de documents cités:

"A" document définissant l'état général de la technique, non considéré comme particulièrement pertinent

"E" document antérieur, mais publié à la date de dépôt international ou après cette date

"L" document pouvant jeter un doute sur une revendication de priorité ou cité pour déterminer la date de publication d'une autre citation ou pour une raison spéciale (telle qu'indiquée)

"O" document se référant à une divulgation orale, à un usage, à une exposition ou tous autres moyens

"P" document publié avant la date de dépôt international, mais postérieurement à la date de priorité revendiquée

"T" document ultérieur publié après la date de dépôt international ou la date de priorité et n'appartenant pas à l'état de la technique pertinent, mais cité pour comprendre le principe ou la théorie constituant la base de l'invention

"X" document particulièrement pertinent; l'invention revendiquée ne peut être considérée comme nouvelle ou comme impliquant une activité inventive par rapport au document considéré isolément

"Y" document particulièrement pertinent; l'invention revendiquée ne peut être considérée comme impliquant une activité inventive lorsque le document est associé à un ou plusieurs autres documents de même nature, cette combinaison étant évidente pour une personne du métier

"&" document qui fait partie de la même famille de brevets

Date à laquelle la recherche internationale a été effectivement achevée	Date d'expédition du présent rapport de recherche internationale
21 janvier 2019	29/01/2019

Nom et adresse postale de l'administration chargée de la recherche internationale	Fonctionnaire autorisé
Office Européen des Brevets, P.B. 5818 Patentlaan 2 NL - 2280 HV Rijswijk Tel. (+31-70) 340-2040, Fax: (+31-70) 340-3016	Taccoen, J

RAPPORT DE RECHERCHE INTERNATIONALE

Renseignements relatifs aux membres de familles de brevets

Demande internationale n°
PCT/EP2018/079741

Document brevet cité au rapport de recherche	Date de publication	Membre(s) de la famille de brevet(s)	Date de publication
WO 2007082090 A2	19-07-2007	US 2007171680 A1	26-07-2007
		WO 2007082090 A2	19-07-2007
US 4605999 A	12-08-1986	AUCUN	
WO 2015158699 A1	22-10-2015	CN 106233606 A	14-12-2016
		EP 3132531 A1	22-02-2017
		JP 2017511679 A	20-04-2017
		KR 20170002447 A	06-01-2017
		TW 201611505 A	16-03-2016
		US 2017085189 A1	23-03-2017
		WO 2015158699 A1	22-10-2015