

(19) Organisation Mondiale de la Propriété
Intellectuelle
Bureau international



(43) Date de la publication internationale
1 novembre 2007 (01.11.2007)

PCT

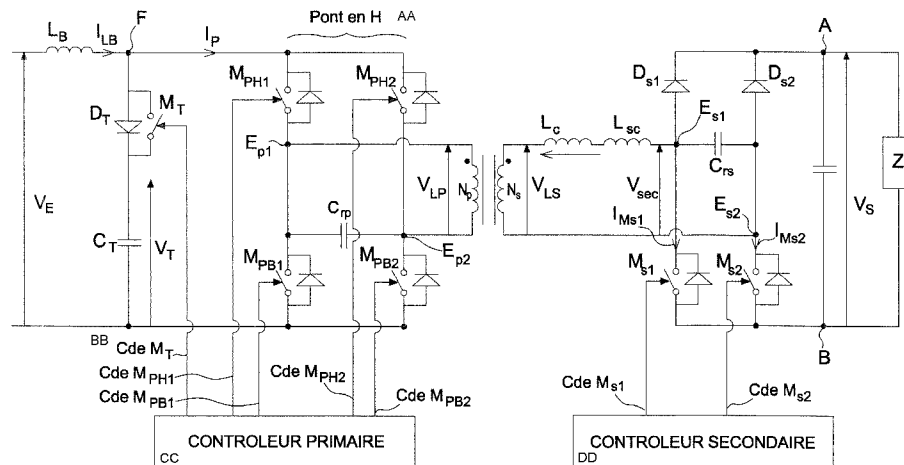
(10) Numéro de publication internationale
WO 2007/122268 A2

- (51) Classification internationale des brevets : **Non classée**
- (21) Numéro de la demande internationale :
PCT/EP2007/054122
- (22) Date de dépôt international : 26 avril 2007 (26.04.2007)
- (25) Langue de dépôt : français
- (26) Langue de publication : français
- (30) Données relatives à la priorité :
06/03731 26 avril 2006 (26.04.2006) FR
- (71) Déposant (pour tous les États désignés sauf US) :
THALES [FR/FR]; 45 rue de Villiers, F-92200 Neuilly
Sur Seine (FR).
- (72) Inventeurs; et
- (75) Inventeurs/Déposants (pour US seulement) : **TAU-
RAND, Christophe** [FR/FR]; 8, Allée Georges Simenon,
F-26000 Valence (FR). **VIRE, Guillaume** [FR/FR]; 43
A, rue de la Forêt, Le Hameau de Flore, F-26000 Valence
(FR).
- (74) Mandataires : **ESSELIN, Sophie** etc.; MARKS &
CLERK France, Conseils en Propriété Industrielle, 31-33,
avenue Aristide Briand, F-94117 Arcueil Cedex (FR).
- (81) États désignés (sauf indication contraire, pour tout titre de
protection nationale disponible) : AE, AG, AL, AM, AT,
AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CN,
CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EC, EE, EG, ES, FI,
GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IS,
JP, KE, KG, KM, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS,
LT, LU, LY, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ,
NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PG, PH, PL, PT, RO, RS, RU,
SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, SV, SY, 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, LS, MW, MZ, NA, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM,
ZW), eurasién (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM),
européen (AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI,
FR, GB, GR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MT, NL, PL,

[Suite sur la page suivante]

(54) Title: IMPROVED ISOLATED POWER TRANSFER DEVICE

(54) Titre : DISPOSITIF DE TRANSFERT DE PUISSANCE ISOLE PERFECTIONNE



AA ... shaped bridge
BB ... MT control
CC ... PRIMARY CONTROLLER
DD ... SECONDARY CONTROLLER

(57) Abstract: An isolated transfer device with a particular topology including a switching step-up voltage circuit on the primary, with a step-up inductance (LB) and an active buffer stage (DT, MT, CT) providing a peak voltage greater than the peak voltage output by the input voltage source (VE) and two pairs of controlled switches controlling application of voltage supplied by the switching step-up voltage circuit to the terminals (Ep1, Ep2) of the primary winding, and a dual alternating rectifier (Ds1, Ds2) with diodes and controlled switches (Ms1, Ms2) on the secondary. On the primary, the voltage at the terminals of the capacitor CT of the active buffer stage to apply a controlled alternating voltage between the terminals Ep1 and Ep2 is regulated by controlling the duration during which the controlled switches of the pairs are simultaneously in the closed state. On the secondary, Vs is regulated by controlling the duration during which the secondary switches are simultaneously in the closed state.

[Suite sur la page suivante]

WO 2007/122268 A2



PT, RO, SE, SI, SK, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

Publiée :

— sans rapport de recherche internationale, sera republiée dès réception de ce rapport

En ce qui concerne les codes à deux lettres et autres abréviations, se référer aux "Notes explicatives relatives aux codes et abréviations" figurant au début de chaque numéro ordinaire de la Gazette du PCT.

(57) Abrégé : Un dispositif de transfert isolé de topologie particulière, comprenant au primaire, un circuit élévateur de tension à découpage, avec une inductance d'élévation (LB) et un étage tampon actif (D_T, M_T, C_T) fournissant une tension crête supérieure à la tension crête fournie par la source de tension d'entrée (VE) et deux paires d'interrupteurs commandés commandant l'application de la tension fournie par le circuit élévateur de tension à découpage, aux bornes (E_{p1}, E_{p2}) de l'enroulement primaire et au secondaire, un redresseur bi-alternance à diodes (D_{S1}, D_{S2}) et interrupteurs commandés (M_{S1}, M_{S2}). Au primaire, la régulation de la tension aux bornes du condensateur C_T de l'étage tampon actif qui permettra d'appliquer une tension alternative contrôlée entre les bornes E_{p1} et E_{p2} est obtenue en contrôlant la durée pendant laquelle les interrupteurs commandés des paires sont simultanément à l'état fermé. Au secondaire, la régulation de V_s est assurée en contrôlant la durée - pendant laquelle les interrupteurs secondaires sont simultanément à l'état fermé.

DISPOSITIF DE TRANSFERT DE PUISSANCE ISOLE PERFECTIONNE

La présente invention concerne un dispositif de transfert de puissance isolé perfectionné.

Pour certaines applications et tout spécialement dans le domaine de l'avionique, on a besoin de dispositifs de transfert de puissance qui
5 présentent les qualités suivantes :

- une tension de sortie élevée et isolée galvaniquement;
- une dynamique d'entrée élevée, de préférence supérieure à deux (rapport entre tension d'entrée maximum et tension d'entrée minimum);
- un rapport de transformation entre la valeur de la tension de sortie et la
10 tension d'entrée élevé;
- une tension de sortie régulée à une valeur constante; en particulier peu susceptible aux variations de la source de tension d'entrée, qui peut être une batterie dont la tension est très variable en cas d'appel de courant important de la charge;
- 15 -un très faible encombrement ;
- un rendement élevé pour minimiser les pertes et les échauffements associés.

Un tel dispositif est notamment recherché pour les systèmes de démarrage des groupes auxiliaires de puissance (APU) dans les avions.

20 Les dispositifs de transfert de puissance de l'état de l'art n'offrent pas parfaitement toutes ces qualités. Notamment, on connaît de la demande de brevet français publiée sous le numéro 2 786 339, un dispositif de transfert de puissance de type à coupleur magnétique, avec un pont redresseur double alternance côté secondaire qui forme un circuit de
25 régulation de la tension de sortie. Pour obtenir un convertisseur à partir d'une source continue, le dispositif doit en pratique être associé avec deux paires d'interrupteurs en série formant un pont en H. La source de tension alternative créée par le pont en H est directement connectée aux bornes de l'enroulement primaire du coupleur magnétique. Le coupleur magnétique
30 permet l'utilisation de l'inductance de fuite du transformateur comme tout ou partie de l'inductance de stockage. Le rendement du dispositif de transfert de puissance en est amélioré. Plus précisément, et comme illustré sur la figure

2

1a, on note A une borne de la charge et B l'autre borne de la charge, C_s , le condensateur de filtrage de sortie connecté entre A et B, N_p et N_s le nombre de spires des enroulements primaire et secondaire du transformateur, L_f l'inductance de fuite du transformateur, ramenée en série avec l'enroulement
5 secondaire. Le pont redresseur comprend deux diodes 1 et 2, chaque diode connectée entre une extrémité respective de l'ensemble série enroulement secondaire plus inductance de fuite, et la borne A de la charge. Il comprend encore deux interrupteurs 3 et 4, chacun connecté entre une extrémité
10 respective de l'enroulement secondaire et la borne B de la charge. Les éléments 1 et 3, respectivement 2 et 4, sont en série entre A et B. Ces éléments 1 à 4 forment un pont redresseur double alternance. Les deux interrupteurs 3 et 4 sont commandés simultanément à l'état passant pendant
15 une phase de durée prédéterminée, qui permet de stocker de l'énergie dans l'inductance de fuite L_f . Plus précisément, pendant cette phase, l'inductance de stockage se trouve connectée à la source de tension primaire et peut donc emmagasiner de l'énergie. La durée de cette phase peut être plus ou
20 moins longue en fonction de l'application, c'est à dire selon les besoins en courant dans la charge en sortie. Les deux diodes sont naturellement bloquées pendant la phase de stockage d'énergie, de manière à empêcher tout transfert d'énergie vers la charge.

Un tel coupleur magnétique offre un bon rendement de l'ordre de 95%, mais il est limité en dynamique de tension d'entrée. Il faut en effet que le rapport de l'amplitude maximum sur l'amplitude minimum de la tension d'entrée soit inférieur ou égal à deux, pour que ce dispositif fonctionne de
25 façon optimale, c'est à dire pour conserver un rendement important. En outre, lorsque la tension d'entrée fournie par la source de tension du primaire est faible, les courants efficaces augmentent, et avec eux, le contenu spectral du courant absorbé. Ceci a pour conséquence des pertes supplémentaires dans les semi-conducteurs et les éléments inductifs et
30 implique la nécessité de réaliser un filtrage sévère du courant d'entrée, ce qui est aussi source de pertes d'énergie. En pratique, ces dispositifs sont à leur optimum tant sur le plan du rendement que sur le plan du design, lorsque le rapport de la tension d'entrée et de la tension de sortie est égal au rapport de transformation du transformateur N_p/N_s .

On connaît par ailleurs des convertisseurs élévateurs à découpage, encore appelé "boosts" suivant la terminologie anglo-saxonne usuelle, qui peuvent être associés à un montage qui réalise l'isolation galvanique. Ces convertisseurs boosts ont une topologie simple. Sur la figure 1b, on considère un convertisseur à découpage non isolé de l'état de l'art. Il comprend une inductance d'élévation 5 en série avec la source de tension continue V_E , et à la suite de l'inductance, d'une part une diode 6 connectée entre l'inductance et une borne A de la charge, d'autre part un interrupteur commandé 7 connecté en série entre l'inductance et l'autre borne B de la charge. L'interrupteur commandé et la diode sont ainsi connectés en série entre la borne B et la borne A de la charge, et le point milieu de cet ensemble série est connecté à l'inductance. Une capacité de filtrage de sortie C_s est prévue en parallèle entre les bornes B et A. Un convertisseur de ce type ne présente pas les différentes qualités recherchées dans l'invention. Outre l'isolation galvanique qui n'est pas présente dans un tel convertisseur, le rapport d'élévation de tension (tension de sortie divisée par la tension d'entrée minimum) que l'on peut envisager est limité, pour que les composants du convertisseur ne subissent pas un stress trop important qui limiterait leur durée de vie. En pratique ce rapport d'élévation est limité entre 5 et 10, alors que l'on cherche à obtenir un rapport entre tension de sortie et tension d'entrée compris entre 20 et 30.

La figure 1c représente un convertisseur à découpage isolé basé sur le même principe que la topologie boost. Il se distingue du convertisseur non isolé illustré à la figure 1b, par un transformateur, deux interrupteurs 7a et 7b au primaire, et deux diodes 6a et 6b au secondaire. Le transformateur comprend deux enroulements primaires N_{p1} et N_{p2} et deux enroulements secondaires N_{s1} et N_{s2} . Les enroulements primaires sont bobinés en opposition et ont le même nombre de spires. De même les enroulements secondaires sont bobinés en opposition et ont le même nombre de spires. Dans l'exemple illustré, l'interrupteur 7a est en série avec le premier enroulement primaire et l'interrupteur 7b est en série avec le deuxième enroulement primaire. La diode 6a est en série avec le premier enroulement secondaire et la diode 6b est en série avec le deuxième enroulement secondaire. Le principe de fonctionnement est de commuter à l'état fermé les interrupteurs 7a et 7b pour stocker l'énergie dans l'inductance L_B comme

dans un boost, puis de commuter l'interrupteur 7b à l'état ouvert ouvert, pour appliquer une tension positive sur le premier enroulement primaire Np1. Cette tension est la tension de sortie multipliée par le rapport de transformation Np1/Ns1. Le courant dans L_B passe à travers l'enroulement
5 primaire Np1 du transformateur et l'interrupteur 7a. Le courant dans l'inductance de stockage L_B est directement transféré sur l'enroulement Ns1 et à travers la diode 6a pendant que l'interrupteur 7b est ouvert. Ensuite une nouvelle phase de stockage dans L_B est réalisée en fermant les interrupteurs 7a et 7b. Puis l'interrupteur 7a est ouvert, une tension négative sur le
10 deuxième enroulement primaire du transformateur est appliquée et le courant dans l'inductance L_B est transféré à travers la diode 6b. Avec un tel convertisseur, la tension Vs obtenue en sortie est isolée de la tension primaire. Un convertisseur de ce type permet grâce au transformateur la réalisation d'un rapport de tension élevé, mais il est limité en dynamique de
15 tension d'entrée (rapport entre la tension d'entrée minimum et la tension d'entrée maximum) par les éléments parasites intrinsèques à la structure. Le transformateur pour isoler la tension de sortie a une inductance de fuite qui modifie la forme des courants et qui génère du stress sur les interrupteurs et les diodes. L'inductance de fuite provoque un stress en tension à l'ouverture
20 des interrupteurs qui peut être compensé par l'ajout d'éléments d'aide à la commutation mais qui sont eux-mêmes générateurs de pertes.

L'invention a pour objet un dispositif de transfert de puissance isolé perfectionné, qui n'a pas ces différents inconvénients, et présente toutes les qualités précédemment énumérées.

25 Une idée à la base de l'invention est de combiner le dispositif décrit dans la demande de brevet français précitée, qui assure une régulation au secondaire, avec un convertisseur à découpage par lequel une régulation au primaire est obtenue, indépendamment de la régulation au secondaire. Le principe d'une mise en série d'un convertisseur de topologie boost (fig.1b) et
30 d'un coupleur magnétique (fig.1a) est illustré sur la figure 1d, avec deux paires d'interrupteurs en série formant un pont en H entre les deux. Toute la puissance doit passer par le convertisseur boost au primaire et le pont redresseur bi-alternance au secondaire. Mais la traversée des différents composants entraîne des pertes d'énergie, notamment dans la diode 6 du
35 convertisseur boost. Il faudrait donc prévoir en pratique de réaliser un tel

dispositif avec des gros composants actifs, interrupteurs commandés et diodes. On ne répond alors plus à la demande de faible encombrement requis, et le dispositif devient aussi plus coûteux. Un autre inconvénient est que l'interrupteur 7 du convertisseur boost est alors commandé en
5 commutation dure, c'est à dire alors que la tension n'est pas nulle aux bornes de l'interrupteur lors des phases de commutation.

Pour optimiser au mieux l'utilisation du coupleur magnétique au secondaire et du convertisseur à découpage au primaire, l'idée à la base de l'invention est de modifier la structure du convertisseur et du coupleur,
10 notamment pour obtenir un meilleur rendement du convertisseur, des commutations douces, à zéro de tension à leurs bornes, donc sans stress pour les composants, et à l'ouverture des interrupteurs du primaire, un courant nul dans l'inductance de fuite. Dans l'invention, on va au-delà d'une simple mise en série d'un convertisseur à découpage et d'un coupleur
15 magnétique à régulation. On réalise une hybridation à la fois de la puissance et de la loi de commande, qui permet d'obtenir de meilleures performances, avec un volume matériel moindre, donc des composants plus petits, notamment moins de surface silicium, un dispositif moins lourd et moins de chaleur dissipée. Le convertisseur à découpage permet d'obtenir une tension
20 optimale fixe indépendante des variations de la tension d'entrée, et la régulation du coupleur permet d'obtenir au secondaire la tension de sortie voulue en fonction de la charge de sortie.

Plus précisément l'invention propose une topologie particulière d'un dispositif de transfert isolé, avec au primaire, un circuit élévateur de
25 tension à découpage fournissant une tension supérieure à la tension nominale fournie par la source de tension d'entrée et deux paires d'interrupteurs commandés commandant l'application de la tension fournie par le circuit élévateur de tension à découpage sur l'enroulement primaire et au secondaire, un redresseur bi-alternance comme décrit en relation avec la
30 figure 1a, qui utilise l'inductance de fuite du transformateur et une éventuelle inductance externe pour stocker de l'énergie.

Ainsi l'invention concerne un dispositif de transfert de puissance isolé sur une charge en sortie connectée entre une première borne de sortie et une deuxième borne de sortie, comprenant une source de tension
35 continue et un coupleur magnétique comprenant

6

- un transformateur avec un enroulement primaire entre deux bornes primaires, un enroulement secondaire en série avec une inductance coupleur entre deux bornes secondaires, la dite inductance coupleur comprenant au moins l'inductance de fuite du transformateur;
- 5 -un pont redresseur comprenant deux diodes chaque diode connectée entre une borne secondaire respective et la première borne de sortie, et deux interrupteurs commandés, chaque interrupteur commandé étant connecté entre une borne secondaire respective et la deuxième borne de sortie, et
- 10 - un contrôleur secondaire desdits interrupteurs commandés apte à les mettre simultanément à l'état fermé pendant une durée de stockage d'énergie, caractérisé en ce qu'il comprend en outre côté primaire un circuit élévateur de tension comprenant :
- 15 -une inductance d'entrée en série avec la source de tension continue ;
-une première et une deuxième paires d'interrupteurs commandés en série, chaque paire connectée en parallèle sur l'étage tampon actif et le point de connexion entre les deux interrupteurs de chaque paire étant relié à une borne primaire respective, et
- 20 -un contrôleur primaire des interrupteurs desdites paires apte à les mettre simultanément à l'état fermé pendant une durée de stockage d'énergie, pour court-circuiter l'inductance sur la source de tension d'entrée, et en ce que le contrôleur primaire et secondaire assurent une régulation indépendante, le contrôleur primaire contrôlant la durée de stockage
- 25 d'énergie au primaire pour réguler la tension aux bornes du condensateur de l'étage tampon actif à une valeur crête de la tension d'entrée, et le contrôleur secondaire contrôlant la durée de stockage d'énergie au secondaire pour réguler la tension de sortie.

30 Dans une variante, l'inductance coupleur comprend l'inductance de fuite du transformateur et une inductance supplémentaire qui peut être sur l'enroulement primaire et/ou secondaire.

D'autres avantages et caractéristiques de l'invention sont détaillés dans la description suivante en référence aux dessins illustrés d'un mode de

réalisation de l'invention, donné à titre d'exemple non limitatif. Dans ces dessins :

- la figure 1a est un schéma électrique d'un coupleur magnétique selon l'état de l'art;
- 5 - la figure 1b est un schéma électrique d'un convertisseur à découpage non isolé de l'état de l'art;
- la figure 1c est un schéma électrique d'un convertisseur à découpage isolé de l'état de l'art;
- la figure 1.d est une illustration de la mise en série du convertisseur de la figure 1b et du coupleur de la figure 1.a ;
- 10 - la figure 2 illustre un dispositif de transfert de puissance isolé selon l'invention;
- la figure 2a est un chronogramme des courants circulant dans le dispositif de la figure 2;
- 15 - la figure 3 est un chronogramme illustrant les différentes phases de fonctionnement du dispositif de la figure 1, avec la forme des différents signaux correspondants;
- les figures 4 à 17 illustrent chacune des phases topologiques du dispositif illustré à la figure 2;
- 20 - les figures 18 et 19 montrent respectivement la forme d'onde du courant et le contenu spectral du courant dans l'invention et dans un dispositif selon la demande de brevet français FR 2 786 339; et
- les figures 20 et 21 illustrent respectivement un exemple de contrôleur primaire et de contrôleur secondaire correspondants.
- 25

La figure 2 montre un schéma électrique d'un dispositif de transfert de puissance isolé sur une charge en sortie Z selon l'invention. La charge Z est connectée entre une première borne de sortie A et une deuxième borne de sortie B. Le dispositif comprend une source de tension continue VE et un coupleur magnétique CM qui comprend:

- un transformateur comprenant entre deux bornes primaires E_{p1} , E_{p2} , un enroulement primaire N_p , et entre deux bornes secondaires E_{s1} , E_{s2} un enroulement secondaire N_s en série avec une inductance coupleur L_c ,
- 35

ladite inductance coupleur comprenant au moins l'inductance de fuite L_f dudit transformateur;

- un pont redresseur comprenant deux diodes D_{s1} , D_{s2} , chaque diode connectée entre une borne secondaire respective E_{s1} , E_{s2} et la première borne de sortie A et deux interrupteurs commandés M_{s1} , M_{s2} , chaque interrupteur étant connecté entre une borne secondaire respective E_{s1} , E_{s2} et la deuxième borne de sortie B.

Le dispositif de transfert de puissance isolé selon l'invention comprend en outre côté primaire un circuit élévateur de tension comprenant :

- une inductance d'entrée L_B connectée en série par une première borne à la source de tension continue VE. L'autre borne de l'inductance L_B est notée F sur la figure;

- un étage tampon actif en parallèle sur l'ensemble formé de ladite source VE et de l'inductance série L_B . Cet étage comprend en série, un interrupteur commandé M_T et un condensateur C_T . L'interrupteur est connecté à l'inductance L_B . Il est associé à une diode d'écrêtage D_T en parallèle. Le condensateur est connecté à la source de tension continue d'entrée VE;

- et un pont en H comprenant une première et une deuxième paires d'interrupteurs commandés, connectées en parallèle sur l'étage tampon actif, le point milieu de connexion entre les interrupteurs commandés de chaque paire étant connecté à une borne primaire respective E_{p1} , E_{p2} .

La première paire comprend un premier interrupteur M_{PH1} et un deuxième interrupteur M_{PB1} en série, le point milieu de connexion entre les deux interrupteurs étant relié à une borne primaire, dans l'exemple E_{p1} . La deuxième paire comprend un troisième interrupteur M_{PH2} et un quatrième interrupteur M_{PB2} , le point milieu de connexion entre les deux interrupteurs étant relié à l'autre borne primaire, dans l'exemple E_{p2} .

Les interrupteurs commandés au primaire et au secondaire sont avantageusement des interrupteurs de type semi-conducteur. Ils peuvent par exemple être des interrupteurs de type bipolaire, MOSFET, IGBT, GTO... sans que cette liste soit limitative. On a vu que l'inductance coupleur L_c est formée de l'inductance de fuite L_f du transformateur. Elle peut comprendre en outre une inductance supplémentaire, notée L_{sc} sur la figure

2, qui peut être en pratique une inductance supplémentaire placée sur l'enroulement primaire et/ou secondaire (pour simplifier la représentation l'inductance est représentée uniquement du côté secondaire sur la figure 2).

On a aussi représenté sur la figure 2 les capacités de résonance primaire C_{rp} et secondaire C_{rs} . Côté primaire, la capacité de résonance C_{rp} en parallèle sur les bornes primaires E_{p1} et E_{p2} , correspond aux capacités équivalentes parasites des interrupteurs commandés primaires M_{PH1} , M_{PB1} , M_{PH2} , M_{PB2} . Côté secondaire, la capacité de résonance C_{rs} en parallèle sur les bornes secondaires E_{s1} et E_{s2} , correspond aux capacités équivalentes parasites des interrupteurs commandés secondaires M_{s1} , M_{s2} . Des capacités externes supplémentaires peuvent être prévues.

Au primaire, une fonction de l'étage tampon actif est de fixer la tension appliquée au pont en H (soit aux paires d'interrupteurs en série) au primaire du transformateur à une valeur choisie supérieure au maximum de la tension d'entrée fournie par la source. L'étage tampon actif permet ainsi d'élargir la plage de la tension d'entrée, par la charge du condensateur C_T de l'étage tampon à un niveau de tension supérieur à la tension crête de la source de tension d'entrée.

Plus précisément, après une phase de court-circuit sur l'inductance L_B , la tension aux bornes de M_T s'annule naturellement, la diode D_T (ou diode de "clamp") se met en conduction, puis l'interrupteur M_T de l'étage tampon actif est fermé et la source charge le condensateur C_T . Dans le cas où l'interrupteur commandé M_T est un transistor Mosfet, la diode d'écrêtage peut être la diode parasite source-drain intrinsèque au Mosfet.

L'ensemble formé par les deux paires d'interrupteurs commandés disposées entre l'étage tampon actif et l'enroulement primaire permet la régulation séparée de la tension au primaire et au secondaire, et la fourniture aux bornes de l'enroulement primaire d'une tension ayant une bonne forme d'onde.

Un dispositif tel que représenté sur la figure 2 permet de fournir en sortie une tension élevée, isolée à partir de la tension régulée disponible aux bornes de l'étage tampon actif.

Plus précisément, la valeur optimum de tension au primaire est régulée par le temps pendant lequel les quatre interrupteurs commandés du primaire sont maintenus simultanément à l'état fermé, c'est à dire le temps

pendant lequel l'inductance d'entrée est en court-circuit avec la source de tension d'entrée et stocke de l'énergie. En pratique la commande des paires d'interrupteurs commandés est déterminée pour que la tension aux bornes du condensateur C_T de l'étage tampon actif ait une valeur sensiblement
 5 égale à la tension de sortie V_S disponible sur la charge, au rapport de transformation près N_p/N_s . Cette régulation peut être effectuée en mode tension, ou en mode courant, au moyen d'un circuit de contrôle.

Ainsi la régulation au primaire et au secondaire repose principalement sur le temps de commande à l'état fermé des interrupteurs
 10 commandés du primaire et sur le temps de commande à l'état fermé des interrupteurs commandés du secondaire.

Par simplification, on utilise les notations N_p et N_s dans le texte et les dessins à la fois pour désigner l'enroulement primaire ou secondaire, et leur nombre de spires qui conditionne le rapport de transformation.

15 Et on utilise les autres notations suivantes :

V_{CT} : Tension aux bornes du condensateur C_T de l'étage tampon actif;

V_{Lp} : Tension entre les bornes secondaires E_{s1} et E_{s2} , (donc entre l'ensemble série inductance secondaire et inductance coupleur);

I_{Lp} : Courant d'entrée dans l'enroulement primaire N_p ;

20 V_{Ls} : Tension aux bornes de l'enroulement secondaire N_s ;

I_{Ls} : Courant de sortie de l'enroulement secondaire N_s et de l'inductance coupleur L_c ;

V_{Lc} : Tension aux bornes de l'inductance coupleur L_c ;

V_{sec} : Tension secondaire, entre les bornes E_{s1} et E_{s2} ;

25 V_S : Tension de sortie, aux bornes de sortie A et B de la charge.

Le courant de sortie I_{Ls} est égal au rapport du nombre de spire N_p de l'enroulement primaire au nombre de spires N_s de l'enroulement secondaire, fois le courant d'entrée I_{Lp} . Ce courant I_{Ls} est le courant passant dans l'inductance coupleur L_c . Il a une forme trapézoïdale, à 3 paliers, dont
 30 un palier nul, en sorte que la valeur moyenne du courant est nulle. Son contenu spectral est bien meilleur que dans les dispositifs de l'état de l'art. En particulier, il est bien meilleur que celui obtenu dans l'inductance coupleur du coupleur magnétique seul tel que décrit dans la demande FR précitée, comme illustré sur les figures 18 et 19. En trait continu, sont représentés la
 35 forme d'onde du courant en fonction du temps, figure 18 et son contenu

spectral (figure 19). En traits pointillés, on a les courbes correspondantes pour un dispositif suivant la demande de brevet FR 2 786 339. Ceci met clairement en évidence les avantages obtenus selon l'invention.

5 Ces avantages sont obtenus par une régulation séparée au primaire et au secondaire, et plus particulièrement par le contrôle de la durée du temps de commande à l'état fermé simultané des interrupteurs des paires du primaire d'une part, et des interrupteurs du redresseur au secondaire.

10 Ce contrôle est réalisé de façon séparée au primaire et au secondaire, au moyen d'un contrôleur primaire et d'un contrôleur secondaire correspondants comme schématiquement illustré sur la figure 2. Le contrôle primaire est basé sur la régulation de la tension aux bornes de C_T . Le contrôle secondaire est basé sur la régulation de la tension V_s .

15 S'agissant de la régulation au primaire, la tension V_{CT} aux bornes du condensateur C_T de l'étage tampon actif est régulée à une valeur proche de $V_s * N_p / N_s$, en régime stabilisé, par contrôle de la phase de stockage d'énergie dans l'inductance d'entrée. Cette phase de stockage est obtenue par la mise en court-circuit de l'inductance d'entrée sur la source d'entrée V_E , en mettant simultanément tous les interrupteurs commandés à l'état fermé.

20 Cette régulation peut-être obtenue en mode tension ou en mode courant.

Plus précisément et comme illustré sur la figure 20, au primaire, la tension V_T est mesurée et comparée à une référence $Ref1$. La différence rentre dans un correcteur qui génère une tension de consigne.

25 Dans le cas d'une régulation en mode tension, la consigne sera comparée à une rampe qui entraîne l'ouverture des interrupteurs M_{PH1} et M_{PB1} ou M_{PH2} et M_{PB2} suivant la phase. Dans le cas d'une régulation en mode courant, la consigne sera comparée à une mesure de courant dans l'inductance L_B qui entraîne l'ouverture des interrupteurs M_{PH1} et M_{PB1} ou M_{PH2} et M_{PB2} suivant la phase.

30 L'interrupteur M_T est commandé à la fermeture par détection d'un zéro de tension à ses bornes (tension $V_T - V_F$) ou après un temps d'attente déterminé fixe. L'interrupteur M_T est commandé à l'ouverture par un front montant d'une horloge de découpage. Cette horloge de découpage correspond une horloge de période égale à la période T de fonctionnement
35 du convertisseur divisée par 2. Les interrupteurs M_{PH1} et M_{PB1} et M_{PH2} et M_{PB2}

sont commandés à l'état fermé par la détection de zéro de tension en F, correspondant à la borne de l'inductance L_B qui est connectée à l'interrupteur M_T ou après un délai maximum après l'ouverture de M_T .

La régulation primaire détermine le rapport cyclique α_p en régime stabilisé (égal à $(V_T - V_E)/V_T$) qui correspond au temps $\alpha_p * T/2$ de mise en conduction simultanée des interrupteurs commandés des paires du primaire M_{PTH1} , M_{PTB1} , M_{PTH2} , M_{PTB2} , alors que l'interrupteur M_T est à l'état ouvert, qui correspond à une phase de stockage d'énergie dans l'inductance d'entrée L_B , où T est la période de découpage. En d'autres termes, la régulation de la tension sur la capacité tampon est obtenue en contrôlant la durée $\alpha_p * T/2$ pendant laquelle les interrupteurs commandés des paires sont simultanément à l'état fermé. Dès que la valeur de régulation est atteinte, on applique une commande de commutation à l'état ouvert (ou OFF) sur les interrupteurs d'une des paires, par exemple sur M_{PH1} et M_{PB2} . C'est ce qui marque la fin de la phase de stockage d'énergie.

Cette régulation primaire, indépendante de la régulation secondaire, est avantageusement contrôlée pour que la tension V_T chargée par le condensateur C_T de l'étage tampon actif soit supérieure à la valeur crête de la tension d'entrée, soit $V_T > V_{E-MAX}$, et de préférence à une valeur égale ou proche de $V_s * N_p / N_s$. La chute de tension V_D des diodes de redressement secondaires doit être prise en compte pour avoir un convertisseur conçu de manière optimale. Cette prise en compte entraîne un ajustement de la tension V_T .

En pratique, il existe un temps mort entre le moment où l'interrupteur M_T est commandé à l'état ouvert et le moment où les interrupteurs M_{PTH1} , M_{PTB1} , M_{PTH2} , M_{PTB2} sont commandés à l'état fermé. Ce retard entre la commande de commutation à l'état ouvert de l'interrupteur M_T de l'étage tampon actif, pour passer en phase de stockage d'énergie dans l'inductance d'entrée L_B , et la commande de commutation à l'état fermé des interrupteurs commandés primaires pour court-circuiter l'entrée du transformateur primaire, permet d'assurer la commutation des interrupteurs de l'état ouvert à l'état fermé à zéro de tension aux bornes de ces interrupteurs, c'est à dire une commutation douce, sans stress sur les interrupteurs, ce qui réduit les pertes de commutation.

Côté secondaire, la régulation de la tension de sortie V_s est assurée en contrôlant la durée $\alpha s \cdot T/2$ de mise en conduction simultanée des interrupteurs commandés du secondaire M_{s1} et M_{s2} pendant laquelle la valeur du courant dans L_s est non nulle. Ceci est avantageusement obtenu en fonction de la mesure du courant prélevé par la charge de sortie par une cellule de contrôle correspondante. Cette régulation au secondaire est assurée par un contrôleur de régulation comme illustré schématiquement sur la figure 21, sur la base de l'observation des courants I_{Ms1} , I_{Ms2} dans les interrupteurs secondaires, des tensions V_{Es1} , V_{Es2} aux bornes E_{s1} et E_{s2} , et de la tension de sortie V_s . Dans un tel contrôleur, la tension de sortie V_s est mesurée et comparée à une référence Ref2. La différence rentre dans un correcteur qui génère une tension de consigne. Dans le cas d'une régulation en mode tension, la consigne sera comparée à une rampe (forme en dent de scie) qui entraîne l'ouverture des interrupteurs M_{s1} et M_{s2} suivant la phase. Dans le cas d'une régulation en mode courant comme illustré, la consigne sera comparée à une mesure de courant I_{Ms2} pour la commande d'ouverture de M_{s1} , et I_{Ms1} pour la commande d'ouverture de M_{s2} . L'interrupteur M_{s1} est commandé à la fermeture par la détection de zéro de tension en E_{s1} et l'interrupteur M_{s2} est commandé à la fermeture par la détection de zéro de tension en E_{s2} .

De manière générale, l'étude précise de la topologie implique le rajout d'un contrôle de valeur maximum de rapport cyclique et de courant crête pour éviter de passer dans des modes de réduction de la puissance de sortie lorsque le rapport cyclique est trop élevé. En effet, la courbe représentant la puissance de sortie en fonction du rapport cyclique αs passe par un maximum pour une valeur de αs inférieure à 1 (courbe en forme de parabole inversée) donc il faut pour garantir la stabilité du convertisseur que le rapport cyclique soit limité à la valeur de αs permettant d'obtenir la puissance maximum. Les schémas de contrôle proposés en exemple permettent de montrer que le convertisseur peut être asservi sans problème mais ne sont pas exhaustifs.

L'invention permet de s'affranchir de la diode de la topologie BOOST qui est génératrice de pertes. Elle assure sur tous les interrupteurs des commutations à zéro de tensions, notamment par l'ouverture du transistor de commutation M_T de l'étage tampon actif. De telles commutations

douces permettent de s'affranchir des influences néfastes des éléments parasites dont les capacités qui dégradent le rendement du BOOST isolé de la figure 1c. De plus, les inductances (L_B et L_o/L_{sc}) se trouvent toujours prises entre deux points qui forment un circuit à impédance quasi nulle en haute fréquence (capacités de sortie et de tampon) ce qui empêche la génération de surtensions transitoires. L'invention en réduisant la valeur des courants efficaces dans les semi-conducteurs permet d'optimiser les besoins en surface de ce composant.

Le détail du fonctionnement est décrit en référence au chronogramme illustré sur la figure 3 et aux schémas électriques à chaque phase de fonctionnement illustrée sur les figures 4 et suivantes. Dans ces schémas, les interrupteurs commandés à l'état fermé ou "ON" sont représentés par un court-circuit et ceux à l'état ouvert ou OFF, par un circuit ouvert. Par convention retenue dans ces figures, l'état fermé des interrupteurs est obtenu par une commande d'activation à l'état haut, et l'état fermé de ces interrupteurs est obtenu par une commande à l'état bas. Dans le cas où ces interrupteurs sont des transistors Mosfet, la commande d'activation est un signal de tension appliqué sur leur grille, et l'état fermé ou "ON" signifie que ces interrupteurs sont à l'état passant, et l'état ouvert ou "OFF" signifie qu'ils sont à l'état bloqué. Cette figure 3 montre clairement que toutes les commutations ont lieu à zéro de tension (interrupteurs commandés) ou de courant (diodes).

Le chronogramme sur la figure 3 présente les 14 phases topologiques d'un dispositif selon l'invention. Ces phases 1 à 14 sont décrites successivement ci-après, en relation avec les figures 4 à 17 correspondantes.

Phase 1

Commande par rapport à la phase précédente (phase 14) : Fermeture de M_{S1} .

Etat des interrupteurs (figure 4) :

-côté primaire : M_{PH1} , M_{PH2} , M_{PB1} , M_{PB2} sont tous Fermés; M_T est Ouvert.

-côté secondaire : M_{S1} et M_{S2} sont Fermés.

Dans cette phase 1, le comportement (Figure 3) du dispositif est le suivant :
 Côté primaire, l'inductance d'entrée L_B est en court-circuit sur la source de
 tension V_E . Le courant I_{L_B} dans l'inductance croît linéairement en $V_E = L_B di/dt$,
 jusqu'à une valeur crête qui marque la fin de la phase 1: La tension aux
 5 bornes de l'enroulement primaire V_{LP} et la tension aux bornes de
 l'enroulement secondaire sont égales, et nulles : $V_{LP} = 0 = V_{LS}$. La tension V_{SEC}
 est égale à la tension aux bornes du coupleur, qui est également nulle :
 $V_{SEC} = 0 = V_{LC}$.

10 Phase ②

Modification par rapport à la phase précédente : Ouverture de M_{PH1} et M_{PB2} .
 Cette commande d'ouverture a lieu à zéro de tension, c'est à dire qu'au
 moment de la commutation, la tension V_{LP} aux bornes de l'enroulement
 primaire est nulle.

15 Etat des interrupteurs (figure 5) :

-Côté primaire : M_{PH2} , M_{PB1} sont Fermés, et M_T , M_{PH1} et M_{PB2} sont Ouverts.

-Côté secondaire : M_{S1} et M_{S2} sont Fermés.

Dans cette phase ②, la tension aux bornes de l'enroulement primaire V_{LP} ,
 précédemment nulle descend jusqu'à une valeur $-V_T$ à laquelle la diode D_T
 20 de l'étage tampon actif se met à conduire . La tension V_{LP} est alors fixe et
 égale à $-V_T$, et entraîne la montée du courant dans l'inductance coupleur L_C .

Phase ③

Modification par rapport à la phase précédente : Fermeture de l'interrupteur
 25 M_T .

Etat des interrupteurs (figure 6):

-Côté primaire : M_{PH2} , M_{PB1} , M_T Fermés ; M_{PH1} , M_{PB2} Ouverts.

-Côté Secondaire : M_{S1} et M_{S2} Fermés.

Le changement de phase, pour passer de la phase ② à la phase ③ doit se
 30 produire à la détection à zéro de tension de la tension V_{LP} et/ou au bout d'un
 temps d'attente suffisant qui permet d'être sûr que la tension aux bornes de
 l'interrupteur M_T est nulle au moment où il est commuté à l'état fermé. La
 fermeture de M_T permet d'assurer la bidirectionnalité du courant, en sorte
 que la capacité CT peut se charger et se décharger. La tension V_T peut ainsi
 35 rester fixe.

La tension V_{LP} au primaire du transformateur est toujours égale à V_T . Cela entraîne la descente du courant dans l'inductance coupleur L_C .

Phase ④

5 Modification par rapport à la phase précédente : Ouverture M_{S2}

Etat des interrupteurs (figure 7):

-Côté primaire : M_{PH2} , M_{PB1} , M_T Fermés ; M_{PH1} , M_{PB2} Ouverts.

-Côté secondaire : M_{S1} Fermé ; M_{S2} Ouvert

10 La commande d'ouverture appliquée sur l'interrupteur commandé M_{S2} met fin à la phase de stockage d'énergie dans l'inductance coupleur L_C . Elle permet donc de contrôler la quantité d'énergie disponible au secondaire, par contrôle du courant dans l'inductance coupleur.

La diode D_{S2} se met à conduire. Le courant est distribué à la charge.

15 La tension V_{sec} appliquée entre les bornes secondaire E_{S1} et E_{S2} atteint la valeur $-V_S - V_D$, où V_D est la chute de tension dans la diode passante (et V_S la tension de sortie distribuée à la charge).

Phase ⑤

Modification par rapport à la phase précédente : Ouverture M_T

20 Etat des interrupteurs (figure 8):

-Côté primaire : M_{PH2} , M_{PB1} , M_T Fermés ; M_{PH1} , M_{PB2} Ouverts

-Côté secondaire : M_{S1} Fermé ; M_{S2} Ouvert.

25 Cette phase ⑤ est une phase de résonance entre la capacité de résonance primaire C_{rp} et l'inductance coupleur L_C . A l'ouverture de l'interrupteur M_T la tension V_T n'est plus appliquée directement sur C_{rp} . La tension aux bornes de C_{rp} n'est plus fixe et peut donc varier. Le circuit équivalent est alors l'inductance L_B en parallèle avec C_{rp} . Le courant présent dans l'inductance L_B permet de démarrer une phase de résonance classique lorsque l'on associe un condensateur et une inductance. Pour que cette phase de résonance se produise, il faut au départ une valeur de courant non nulle et négative dans M_T .

On note I_{LB} la valeur du courant dans l'inductance L_B , I_P la valeur du courant entrant dans le pont en H, I_T la valeur du courant dans le condensateur tampon C_T comme décrit figure 2.

35 On a $I_T = I_{LB} - I_P$.

La figure 2a est une représentation graphique de la forme des courants I_{LB} et I_P . I_1 est la valeur de courant atteinte dans le pont à l'ouverture d'un des interrupteurs M_{S1} , M_{S2} secondaires.

La valeur moyenne du courant d'entrée $I_{LBMoyen}$ est P_{out}/V_{in} si l'on considère
5 pour la démonstration que le rendement est proche de 1, c'est à dire que $P_{out}=P_{in}$.

La puissance de sortie de l'étage Boost est $P_{out}=V_T \cdot I_{PMoyen}$. La valeur moyenne du courant délivrée à la charge I_{PMoyen} est inférieure à $I_1 \cdot (1-\alpha_p)$.

Donc $I_{LBMoyen}=P_{out}/V_{in}$ et avec la relation connue dans un boost en
10 conduction continue $V_T=V_{in}/(1-\alpha_p)$. On obtient $I_{LBMoyen}=P_{out}/V_T \cdot (1-\alpha_p)$. Donc $I_{PMoyen} < I_1 \cdot (1-\alpha_p)$.

Soit avec $(1-\alpha_p) > 0$,

$I_1 > I_{PMoyen}/(1-\alpha_p)$,

$I_1 > P_{out}/V_T \cdot (1-\alpha_p)$,

15 et $P_{out}/V_T \cdot (1-\alpha_p) = I_{LBMoyen}$.

Donc $I_1 > I_{LBMoyen}$.

Ce qui montre que la valeur de courant dans l'interrupteur M_T sera négative, car $I_T = I_{LB} - I_1$. Avec $I_{LBMoyen} > I_{LBMin}$, $I_{LBMoyen} - I_1 < 0$, donc $I_{LB} - I_1 < 0$.

La phase de résonance va se traduire par le passage à zéro de la tension
20 V_{LP} . Au passage à zéro de tension de la tension V_{LP} aux bornes de l'enroulement primaire, on commande la fermeture des interrupteurs commandés M_{PH1} , M_{PB2} (phase 6).

Phase ⑥

25 Modification par rapport à la phase précédente : Fermeture de M_{PH1} , M_{PB2} .

Etat des interrupteurs (figure 9):

-Côté primaire : M_{PH2} , M_{PB1} , M_{PH1} , M_{PB2} Fermés, M_T Ouvert.

-Côté secondaire : M_{S1} Fermé ; M_{S2} Ouvert .

Cette phase est le début de la phase de stockage d'énergie dans
30 l'inductance d'entrée au primaire, court-circuitée sur la source de tension d'entrée. Le courant I_{LB} dans l'inductance décroît avec une pente en $-V_E/L_B$. La tension V_{LP} aux bornes de l'enroulement primaire est nulle.

Phase ⑦

35 Modification par rapport à la phase précédente : Ouverture de la diode D_{S2}

Etat des interrupteurs (figure 10):

-Côté primaire : M_{PH2} , M_{PB1} , M_{PH1} , M_{PB2} Fermés et M_T Ouvert.

-Côté secondaire : M_{S1} Fermé ; M_{S2} Ouvert.

A l'ouverture naturelle de la diode (puisque le courant la traversant s'annule), on retrouve un circuit équivalent associant en parallèle une inductance L_c et un condensateur C_{rs} . Le condensateur étant chargé à $-V_s$, il se produit une phase de résonance qui va permettre à V_{SEC} entre les bornes secondaire E_{S1} et E_{S2} de repasser par zéro. La tension V_{SEC} appliquée entre les bornes secondaire E_{S1} et E_{S2} repasse à zéro et la commutation de l'interrupteur M_{S2} est réalisée à zéro de tension, ce qui permet d'avoir des pertes nulles en commutation (phase 8).

Phase ⑧

Modification par rapport à la phase précédente : fermeture M_{S2}

Etat des interrupteurs (figure 11):

-Côté primaire M_{PH2} , M_{PB1} , M_{PH1} , M_{PB2} Fermés et M_T Ouvert.

-Côté secondaire : M_{S1} et M_{S2} Fermés.

Au primaire, le courant I_{LB} dans l'inductance décroît linéairement avec une pente en $-V_E/L_B$ jusqu'à une valeur crête qui marque la fin de la phase de stockage d'énergie débutée à la phase ⑥ : La tension aux bornes de l'enroulement primaire V_{LP} et la tension aux bornes de l'enroulement secondaire sont égales, et nulles : $V_{LP}=0=V_{LS}$. La tension V_{SEC} est égale à la tension aux bornes du coupleur, qui est également nulle : $V_{SEC}=0=V_{LC}$. Cet état est stable les tensions sont nulles sur les inductances du transformateur et sur L_c .

Phase ⑨

Modification par rapport à la phase précédente : Ouverture de M_{PH2} , M_{PB1} .

Etat des interrupteurs (figure 12):

-Côté primaire : M_{PH1} , M_{PB2} Fermés, M_{PH2} , M_{PB1} et M_T Ouverts.

-Côté secondaire : M_{S1} et M_{S2} Fermés

Dans cette phase ⑨, la tension aux bornes de l'enroulement primaire V_{LP} , précédemment nulle monte jusqu'à une valeur $+V_T$ à laquelle la diode D_T de l'étage tampon actif se met à conduire naturellement. La tension V_{LP}

appliquée au primaire du transformateur entraîne la montée du courant dans l'inductance coupleur L_C .

Phase ⑩

5 Modification par rapport à la phase précédente : Fermeture de M_T

Etat des interrupteurs (figure 13):

Côté primaire : M_{PH1} , M_{PB2} et M_T Fermés et M_{PH2} , M_{PB1} Ouverts

Côté secondaire : M_{S1} et M_{S2} Fermés.

Le changement de phase, pour passer de la phase ⑨ à la phase ⑩ doit se
10 produire à la détection à zéro de tension de la tension V_{LP} et/ou au bout d'un
temps adéquat pour assurer une faible tension aux bornes de l'interrupteur
 M_T avant sa fermeture. (Sur la figure 13, la fermeture de M_T est obtenue
après un temps d'attente suffisant qui permet d'être sûr que la tension à ses
bornes est nulle). La fermeture de M_T permet de réduire les pertes par
15 rapport à l'utilisation uniquement de la diode D_T . La tension V_{LP} au primaire
du transformateur est toujours égale à V_T . Cela entraîne la montée du
courant dans l'inductance coupleur L_C .

Phase 11

20 Modification par rapport à la phase précédente : Ouverture de M_{S1}

Etat des interrupteurs (figure 14):

-Côté primaire : M_{PH1} , M_{PB2} et M_T Fermés et M_{PH2} , M_{PB1} Ouverts

-Côté secondaire : M_{S1} Ouvert et M_{S2} Fermé

La commande d'ouverture appliquée sur l'interrupteur commandé M_{S1} met fin
25 à la phase de stockage d'énergie dans l'inductance coupleur L_C . Elle permet
donc de contrôler la quantité d'énergie disponible au secondaire, par contrôle
du courant dans l'inductance coupleur.

La diode D_{S1} se met à conduire. Le courant est distribué à la charge.

La tension V_{sec} appliquée entre les bornes secondaire E_{S1} et E_{S2} atteint
30 $+V_S+V_D$, où V_D est la chute de tension dans la diode passante (et V_S la
tension de sortie distribuée à la charge).

Phase 12

Modification par rapport à la phase précédente : Ouverture de M_T

35 Etat des interrupteurs (figure 15):

-Côté primaire M_{PH1} , M_{PB2} Fermés et M_{PH2} , M_{PB1} et M_T Ouverts

-Côté secondaire : M_{S1} Ouvert et M_{S2} Fermé

- Cette phase 12 est une phase de résonance entre la capacité de résonance primaire C_{rp} et l'inductance coupleur L_c comme décrit dans la phase (5). Au passage à zéro de tension de la tension V_{LP} aux bornes de l'enroulement primaire, on commande la fermeture des interrupteurs commandés ouverts du primaire, c'est à dire M_{PH2} , M_{PB1} (phase 13).

10 Phase 13

Modification par rapport à la phase précédente : Fermeture de M_{PB1} et M_{PH2}

Etat des interrupteurs (figure 16):

-Côté primaire : M_{PB1} et M_{PH2} Fermés et M_{PH1} , M_{PB2} et M_T Ouverts

-Côté secondaire : M_{S1} Ouvert et M_{S2} Fermé

- 15 Cette phase est le début de la phase de stockage d'énergie dans l'inductance d'entrée au primaire, court-circuitée sur la source de tension d'entrée. Le courant I_{LB} dans l'inductance croît avec une pente en V_E/L_B . La tension V_{LP} aux bornes de l'enroulement primaire est nulle.

20

Phase 14

Modification par rapport à la phase précédente : Ouverture de la Diode D_{S1}

Etat des interrupteurs (figure 17):

-Côté primaire : M_{PB1} et M_{PH2} Fermés et M_{PH1} , M_{PB2} et M_T Ouverts

- 25 -Côté secondaire : M_{S1} et M_{S2} Fermés

- A l'ouverture naturelle de la diode D_{S1} (puisque le courant la traversant s'annule), on retrouve un circuit équivalent associant en parallèle une inductance L_c et un condensateur C_{rs} . Le condensateur étant chargé à V_S , il se produit une phase de résonance qui va permettre à la tension V_{sec} entre les bornes secondaire $Es1$ et $Es2$ de repasser par zéro. La commutation à l'état fermé de M_{S1} se fait à zéro de tension, ce qui permet d'avoir des pertes nulles en commutation (phase 1).

- 35 Un dispositif de transfert de puissance selon l'invention qui vient d'être décrite permet une réduction des pertes de l'ordre de 15 à 30% par rapport aux structures de l'état de l'art, grâce à la régulation au secondaire

utilisant l'inductance de fuite du transformateur comme élément de stockage d'énergie, tout en conservant une grande dynamique de tension d'entrée de l'ordre de 2 à 5 et un rapport de transformation entre tension de sortie et tension d'entrée élevé de l'ordre de 20 à 30 grâce à l'étage élévateur de
5 tension du primaire. Ceci est obtenu sans stresser les composants, en particulier par des commutations à zéro de tension des interrupteurs commandés, et à zéro de courant dans les diodes.

REVENDEICATIONS

1. Dispositif de transfert de puissance isolé sur une charge en sortie (Z) connectée entre une première borne de sortie (A) et une deuxième borne de sortie (B), comprenant une source de tension continue (VE) et un coupleur magnétique (CM) comprenant
 - 5 – un transformateur avec un enroulement primaire (N_p) entre deux bornes primaires (E_{p1} , E_{p2}), un enroulement secondaire (N_s) en série avec une inductance coupleur (L_c) entre deux bornes secondaires (E_{s1} , E_{s2}), la dite inductance coupleur comprenant au moins l'inductance de fuite (L_f) du transformateur;
 - 10 – un pont redresseur comprenant deux diodes (D_{s1} , D_{s2}), chaque diode connectée entre une borne secondaire respective (E_{s1} , E_{s2}) et la première borne de sortie (A), et deux interrupteurs commandés, chaque interrupteur commandé étant connecté entre une borne secondaire respective (E_{s1} , E_{s2}) et la deuxième borne de sortie (B), et
 - 15 – un contrôleur secondaire desdits interrupteurs commandés apte à les mettre simultanément à l'état fermé pendant une durée de stockage d'énergie (αs),
caractérisé en ce qu'il comprend en outre côté primaire un circuit élévateur de tension (4) comprenant :
 - 20 – une inductance d'entrée (L_B) en série avec la source de tension continue (VE);
 - un étage tampon actif (5) en parallèle sur l'ensemble série formé de la source de tension d'entrée et de l'inductance série, ledit étage comprenant un interrupteur commandé (M_T) avec une diode d'écrêtage (D_T) en parallèle, connecté en série avec un condensateur (C_T), ledit interrupteur étant connecté à l'inductance et ledit condensateur à la source,
 - 25 – une première et une deuxième paires d'interrupteurs commandés en série, chaque paire connectée en parallèle sur l'étage tampon actif et le point de connexion entre les deux interrupteurs de chaque paire
 - 30 étant relié à une borne primaire respective, et

- un contrôleur primaire des interrupteurs desdites paires apte à les mettre simultanément à l'état fermé pendant une durée de stockage d'énergie (α_p), pour court-circuiter l'inductance sur la source de tension d'entrée,
- 5 et en ce que le contrôleur primaire et secondaire assurent une régulation indépendante, le contrôleur primaire contrôlant la durée de stockage d'énergie au primaire (α_p) pour réguler la tension (V_{CT}) aux bornes du condensateur (C_T) de l'étage tampon actif à une valeur crête de la tension d'entrée, et le contrôleur secondaire contrôlant la durée de stockage
- 10 d'énergie au secondaire (α_s) pour réguler la tension de sortie (V_s).
2. Dispositif selon la revendication 1, caractérisé en ce que ladite durée de stockage d'énergie au secondaire (α_s) est contrôlée par ledit contrôleur
- 15 secondaire par une mesure du courant dans la charge de sortie.
3. Dispositif de transfert de puissance isolé selon la revendication 1, caractérisé en ce que ladite inductance coupleur (L_c) comprend l'inductance de fuite du transformateur et une inductance supplémentaire
- 20 (L_{sc}) qui peut être sur l'enroulement primaire et/ou secondaire.
4. Dispositif selon l'une quelconque des revendications précédentes, caractérisé en ce que lesdits contrôleurs primaire et secondaire appliquent les commandes de commutation des interrupteurs à zéro de
- 25 tension.
5. Dispositif selon l'une quelconque des revendications précédentes, caractérisé en ce que les diodes commutent à zéro de courant.
- 30 6. Dispositif de transfert de puissance selon la revendication 1, caractérisé en ce que ledit contrôleur primaire comprend une cellule de détection d'une chute de tension aux bornes de l'interrupteur (M_T) de l'étage tampon actif.

7. Dispositif de transfert de puissance selon la revendication 1, caractérisé en ce que ledit contrôleur primaire comprend une cellule de détection d'une valeur de courant crête dans l'inductance d'élévation (L_B).
- 5 8. Dispositif de transfert isolé selon l'une quelconque des revendications précédentes, caractérisé en ce que lesdits interrupteurs commandés sont des interrupteurs de type semi-conducteur.

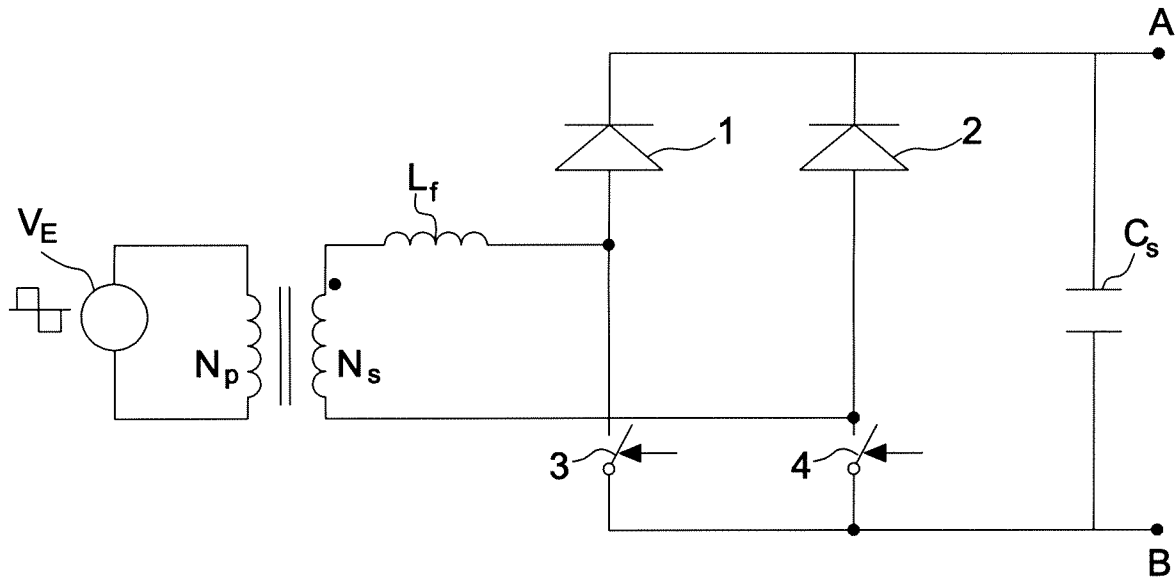


FIG.1a

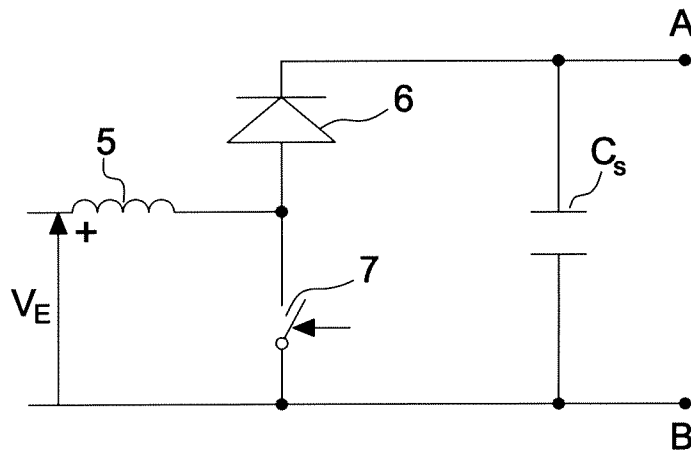


FIG.1b

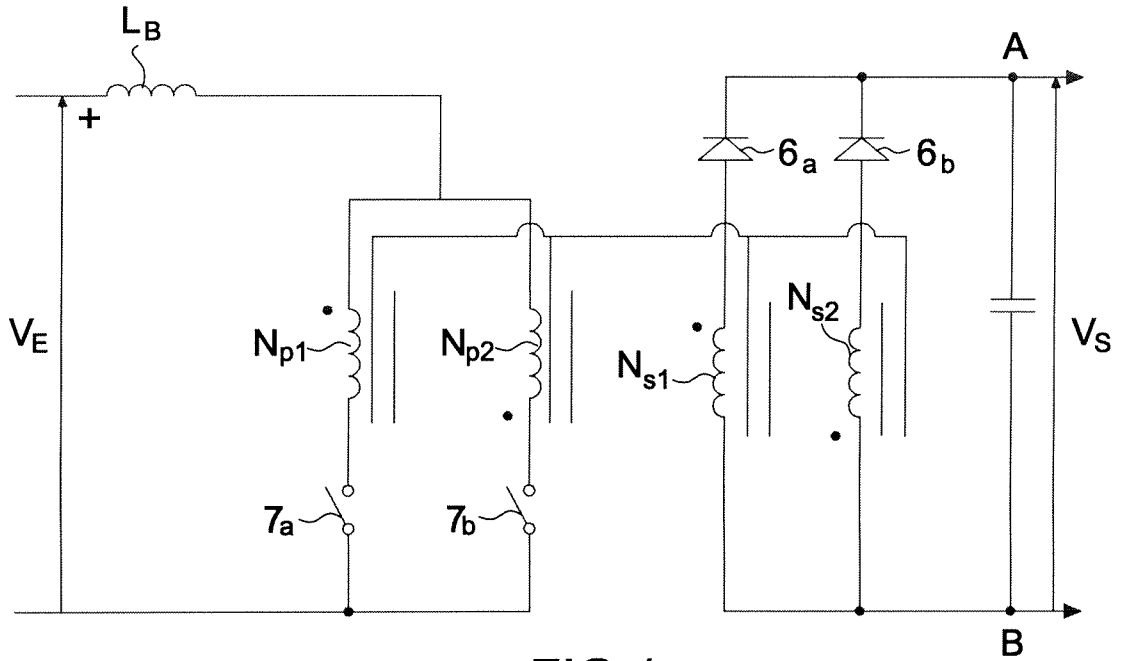


FIG.1c

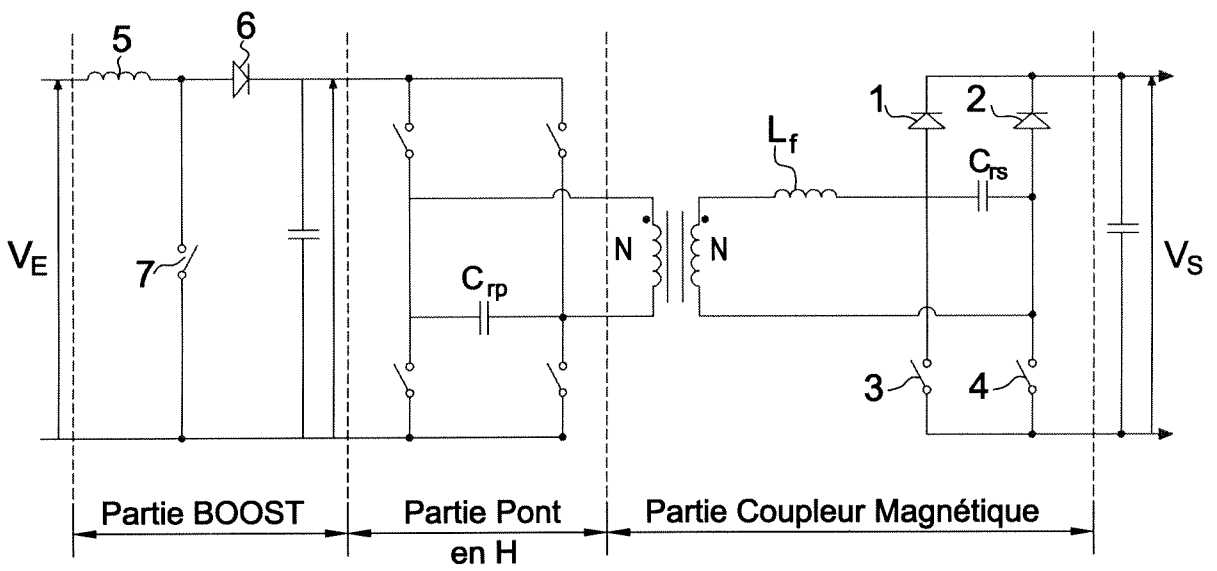


FIG.1d

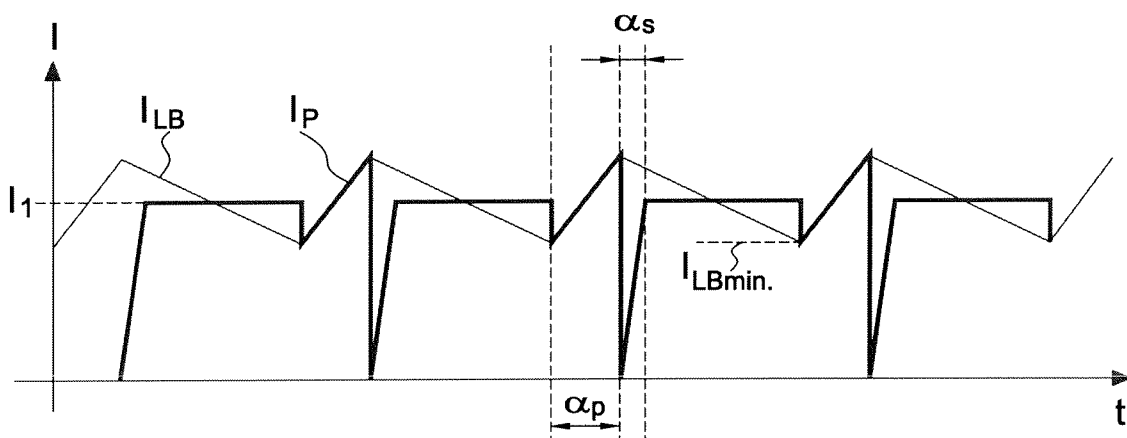


FIG.2a

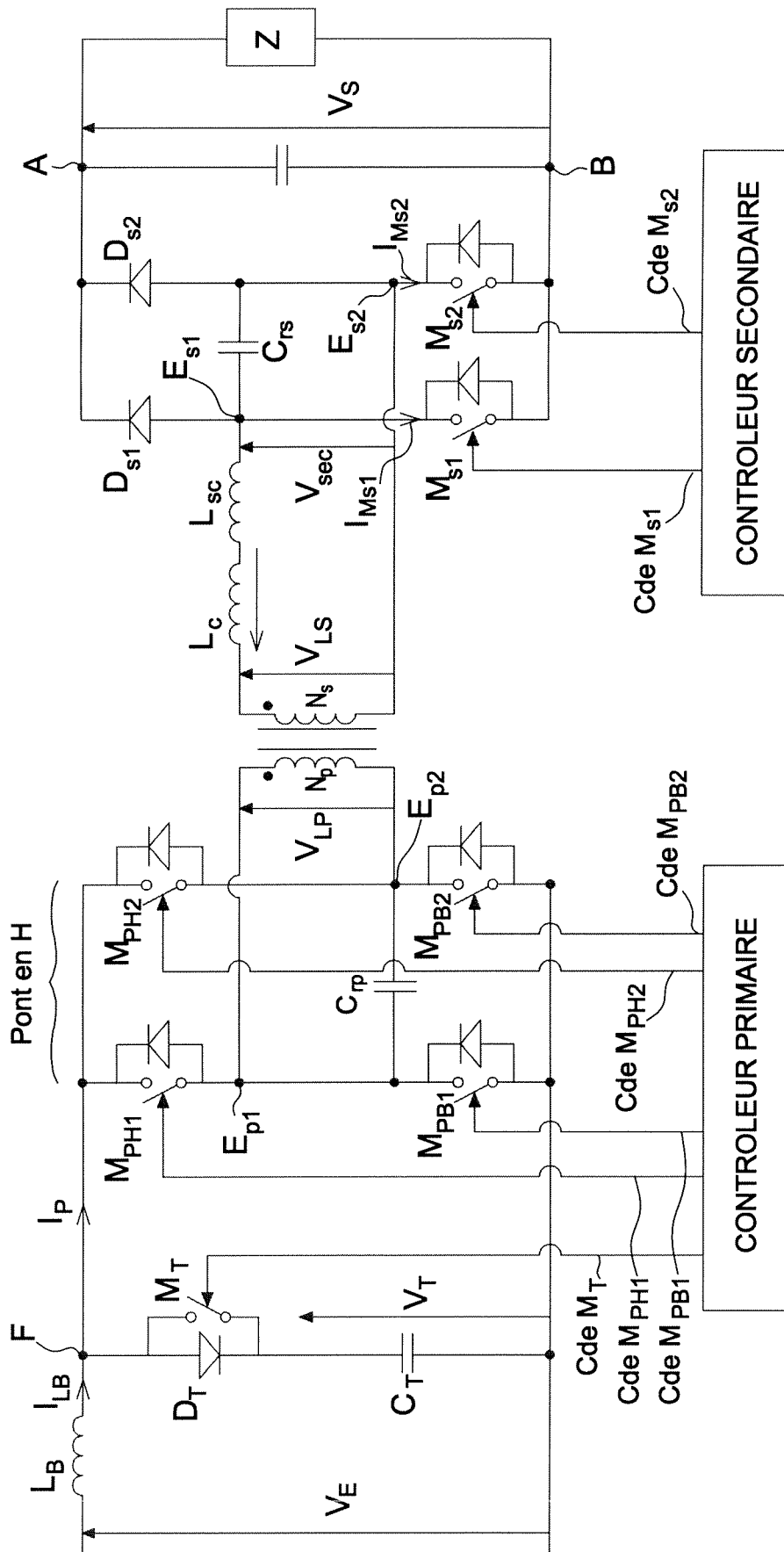


FIG.2

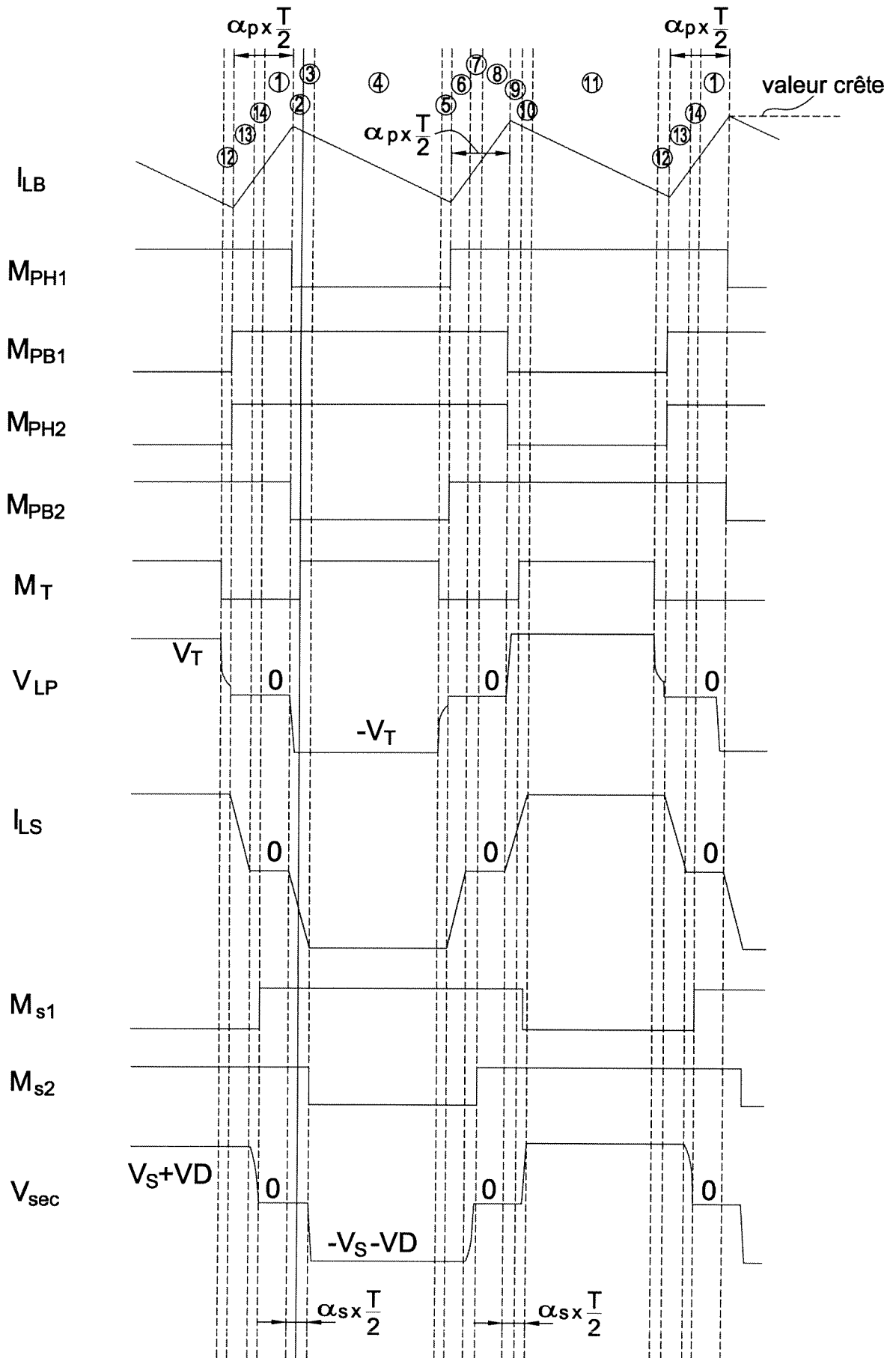


FIG.3

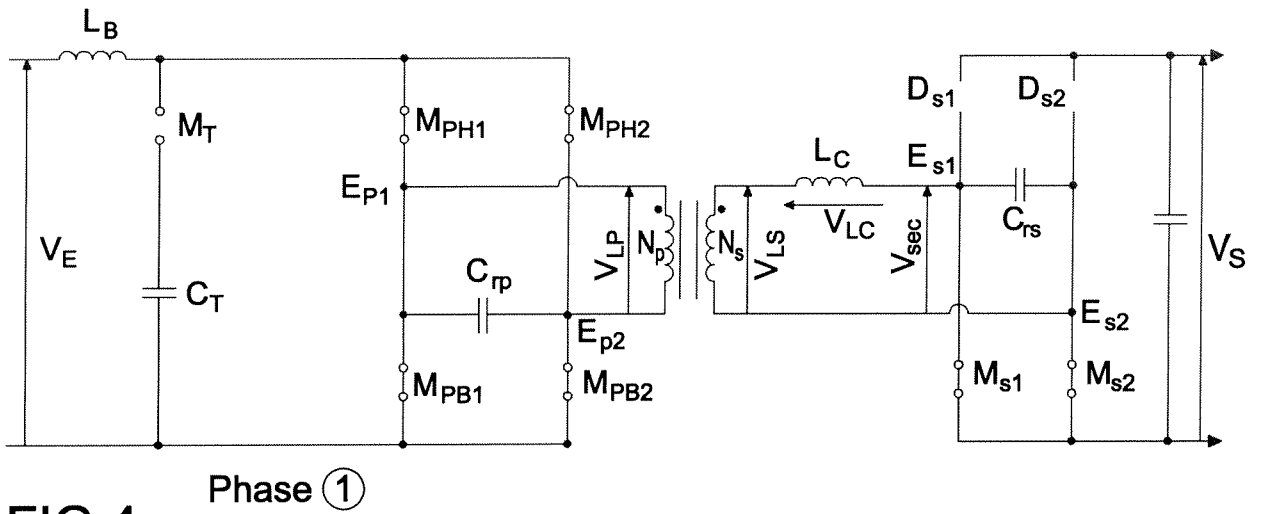


FIG.4

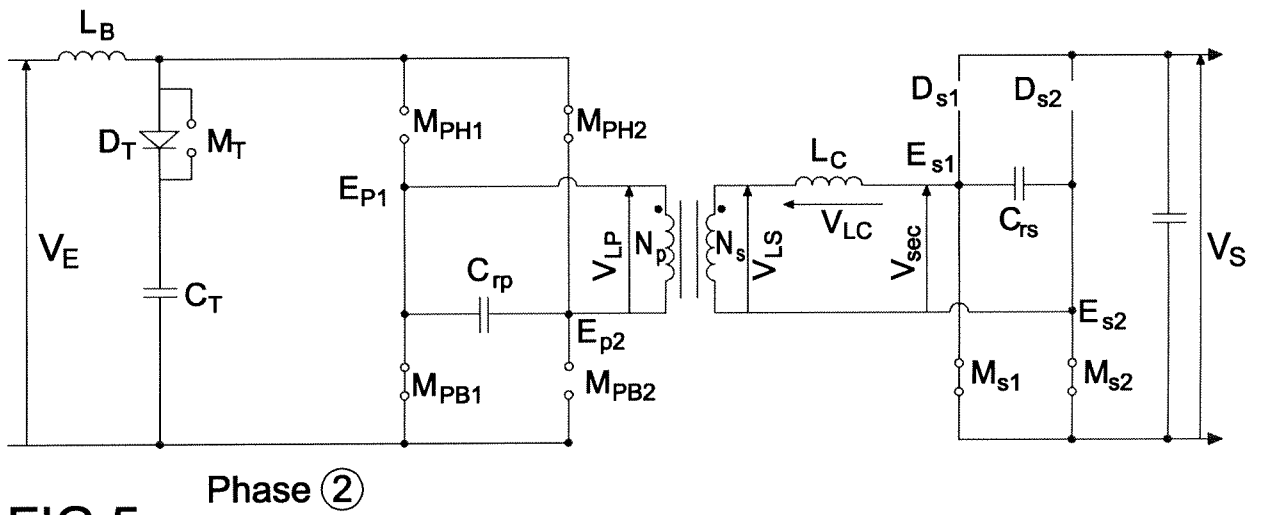


FIG.5

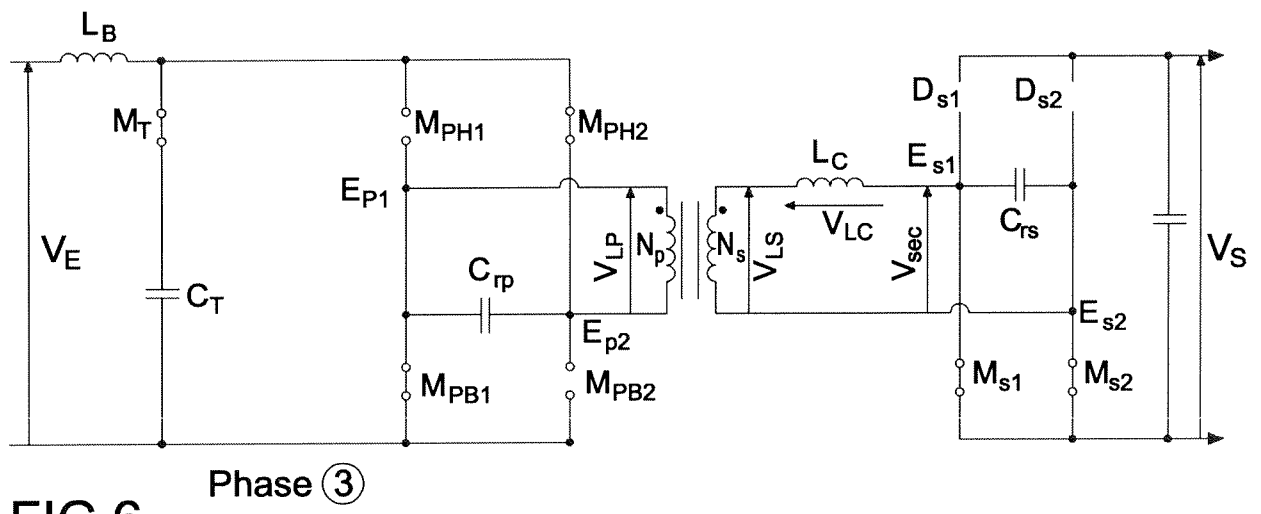


FIG.6

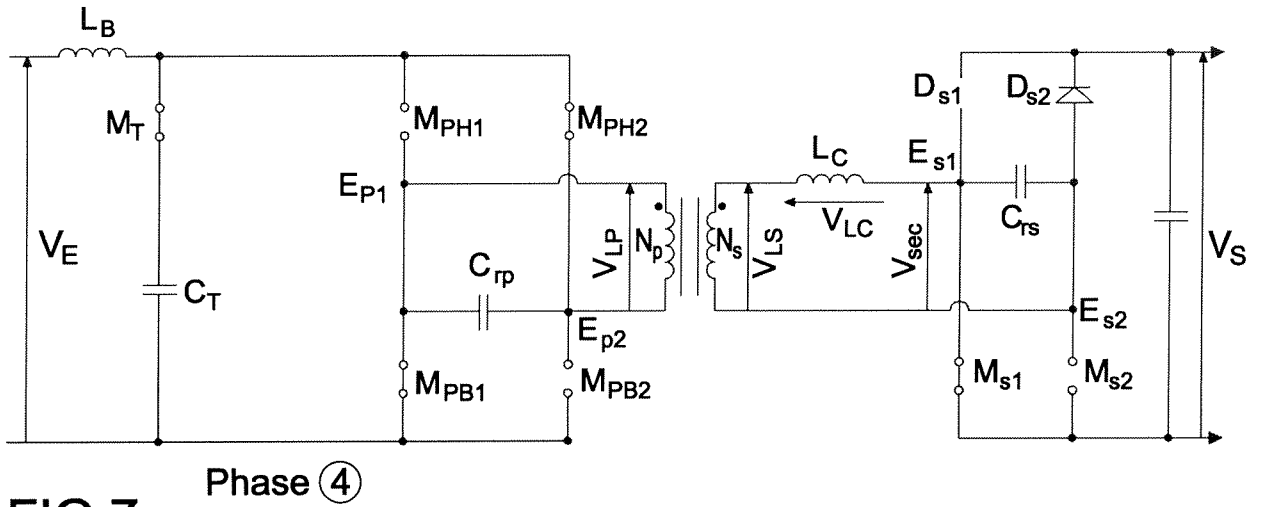


FIG.7

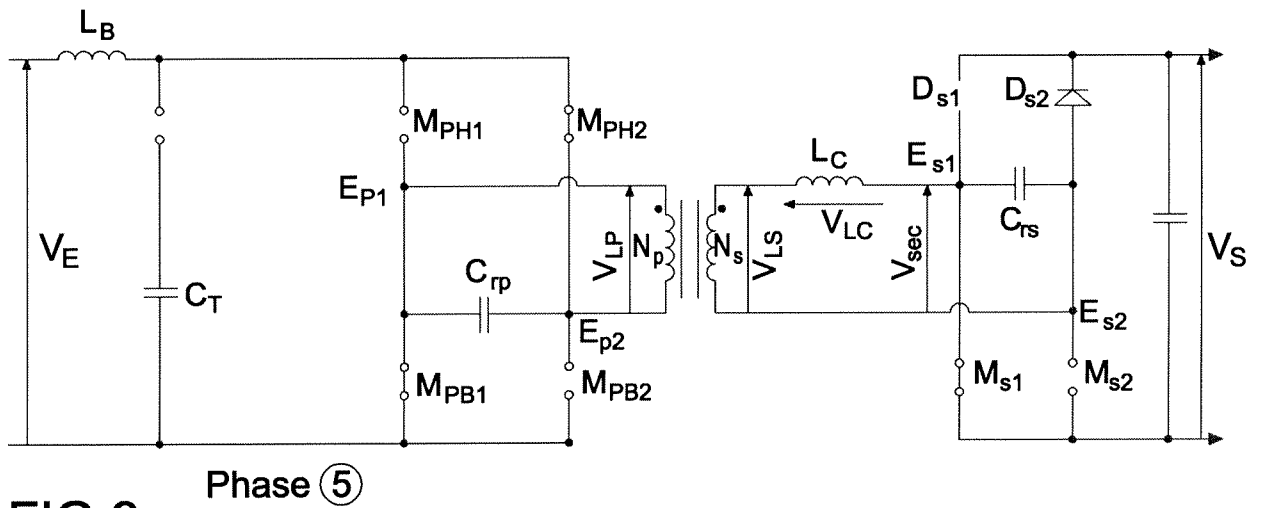


FIG.8

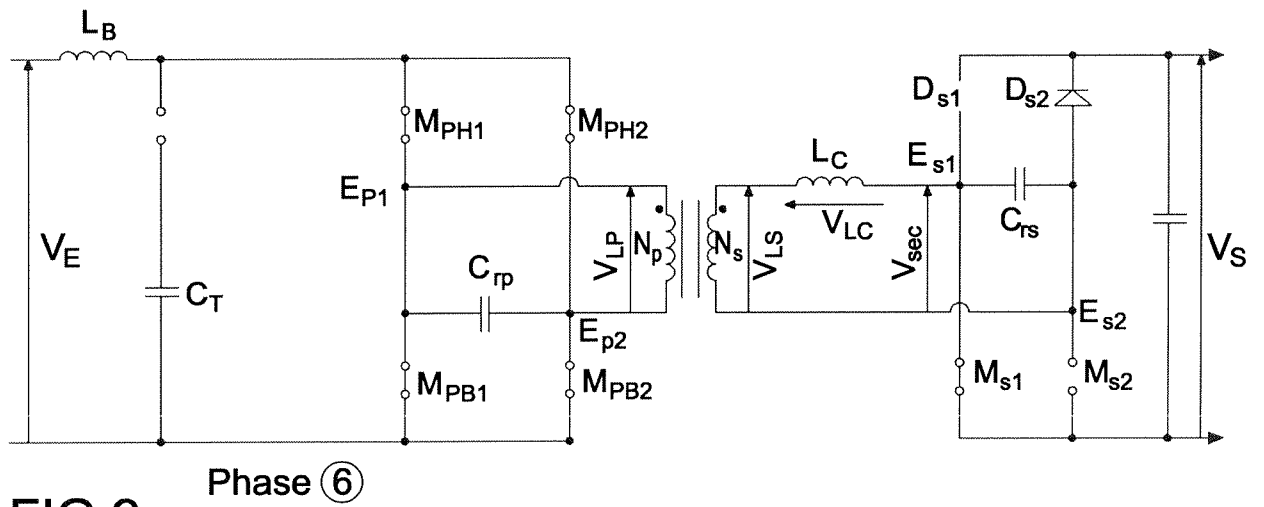


FIG.9

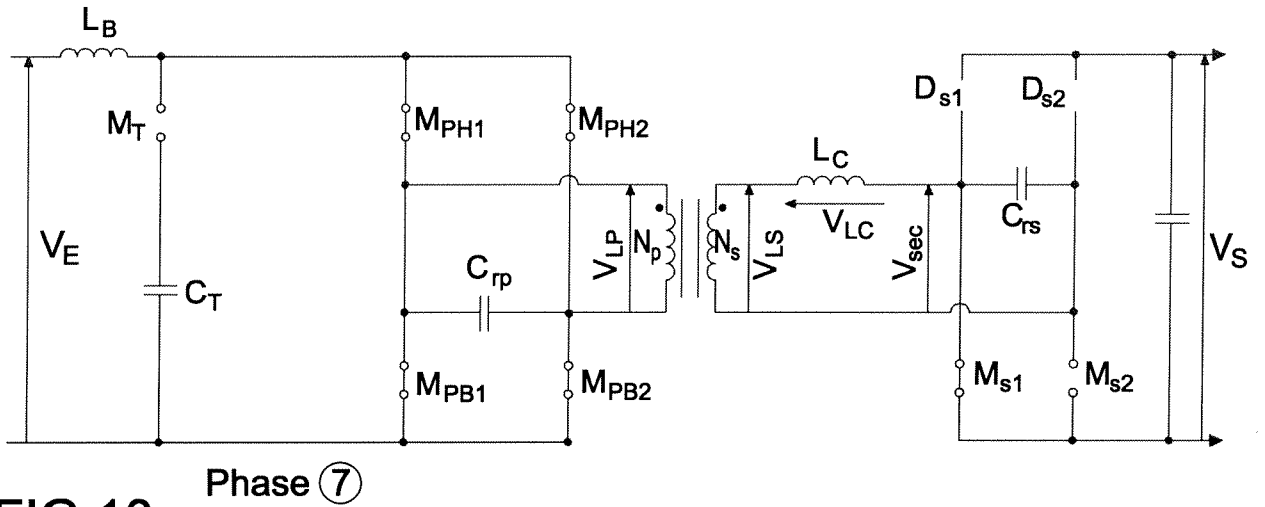


FIG.10

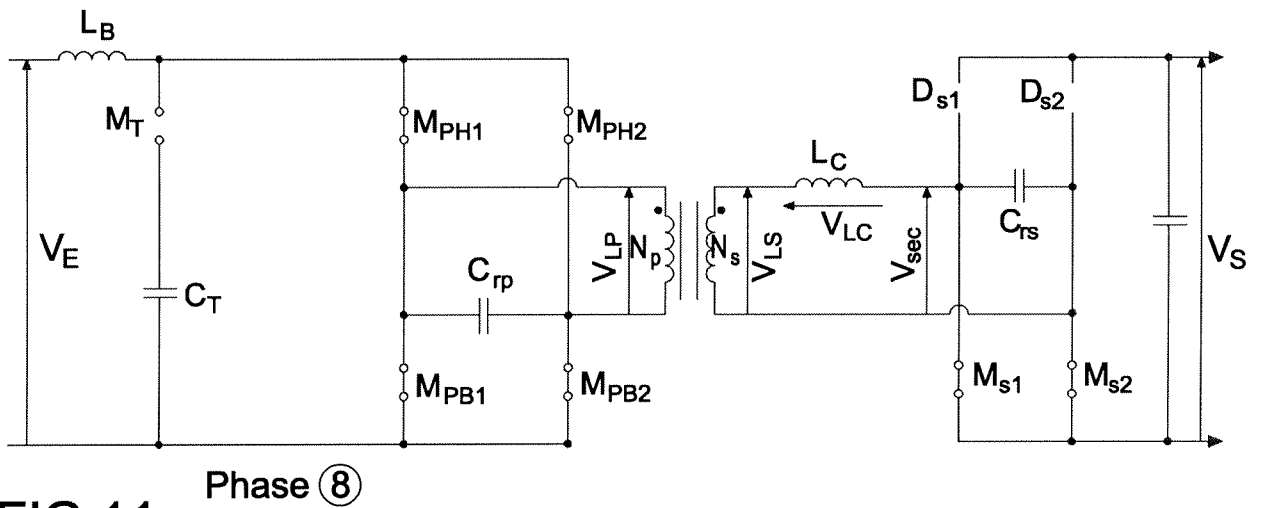


FIG.11

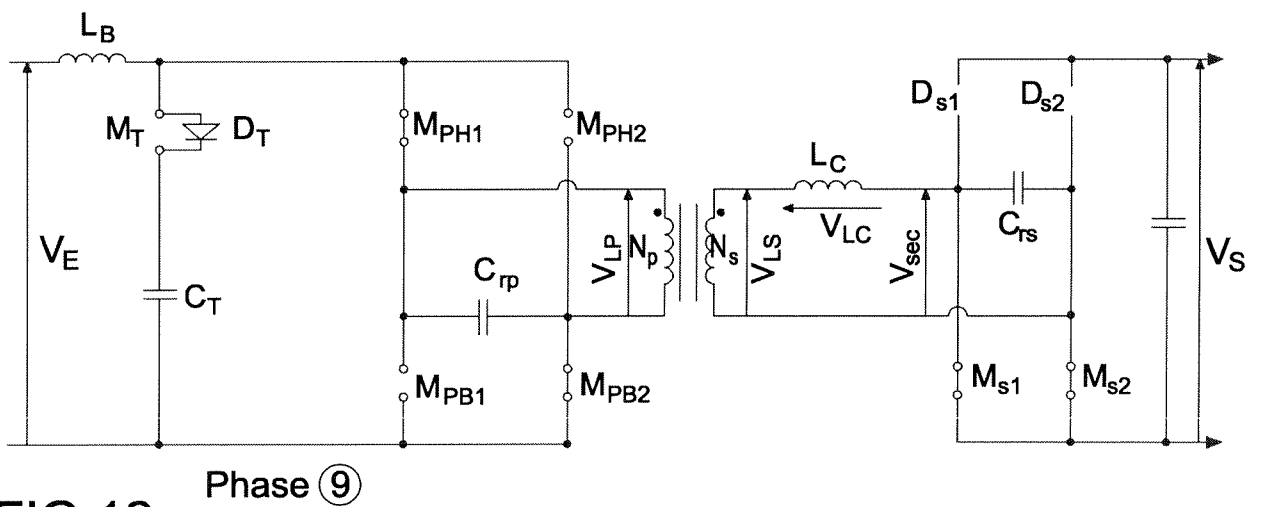
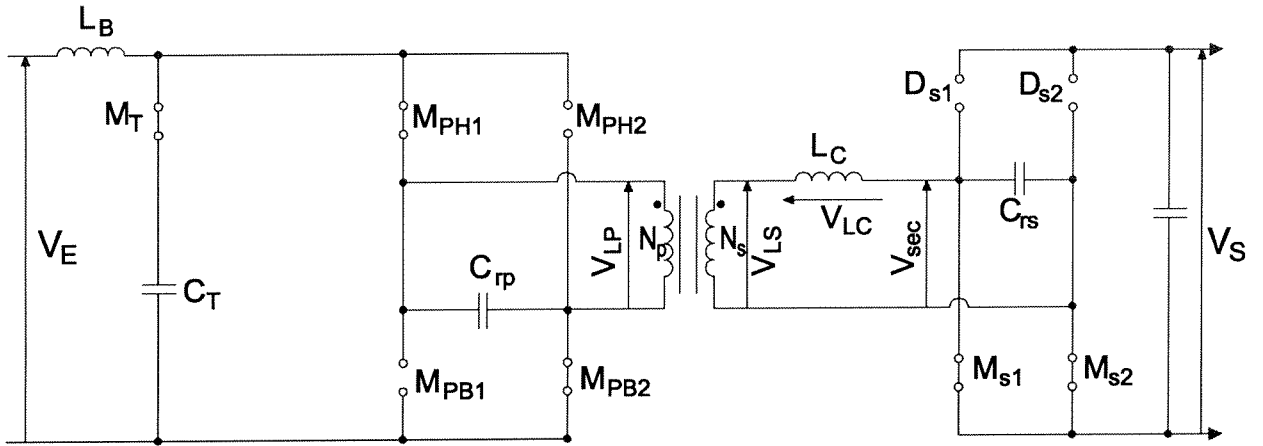
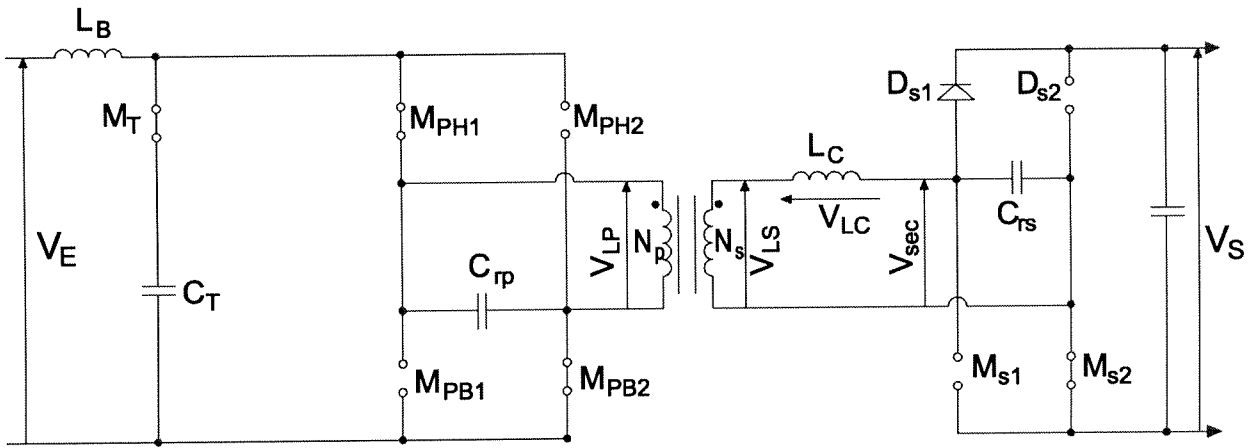


FIG.12



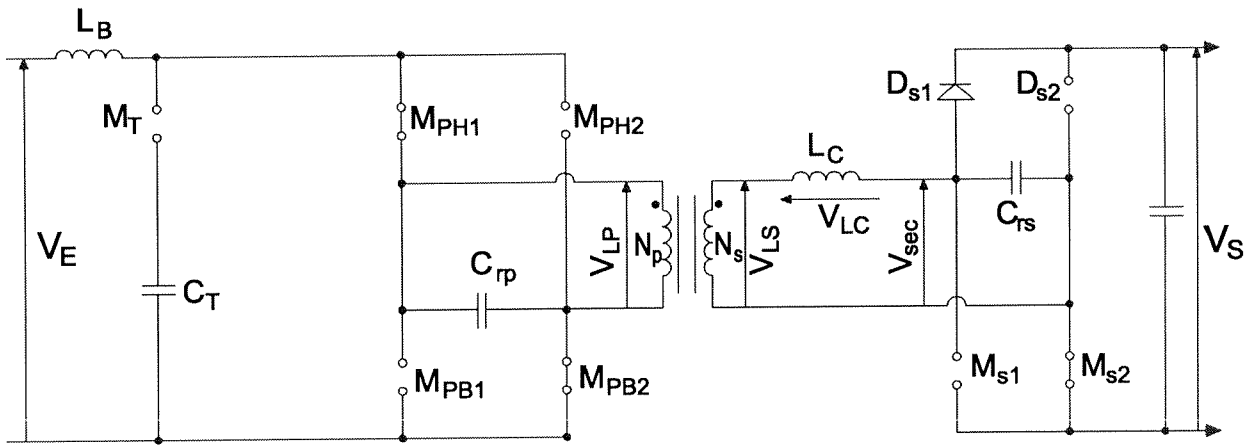
Phase ⑩

FIG.13



Phase ⑪

FIG.14



Phase ⑫

FIG.15

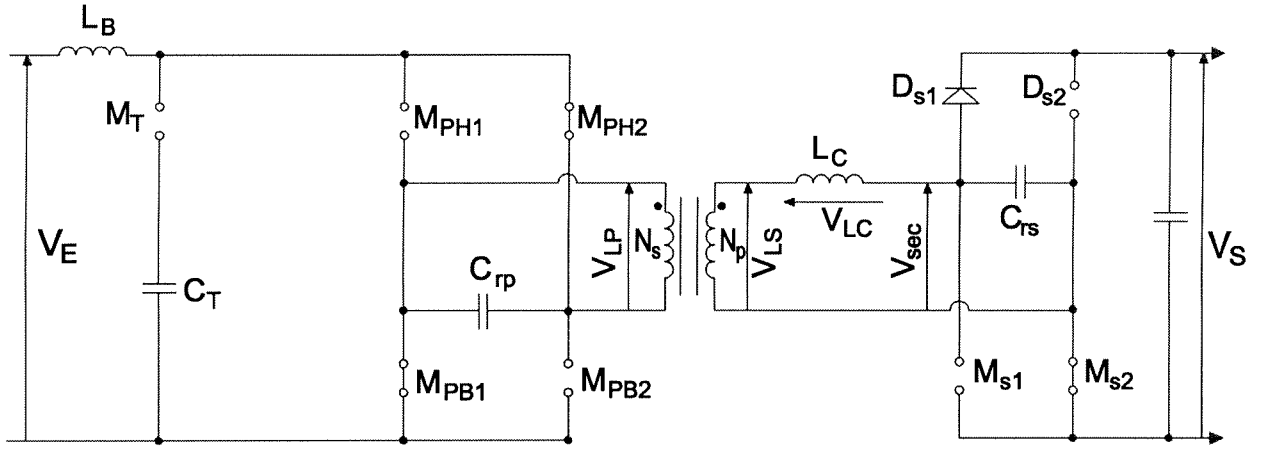


FIG.16 Phase ⑬

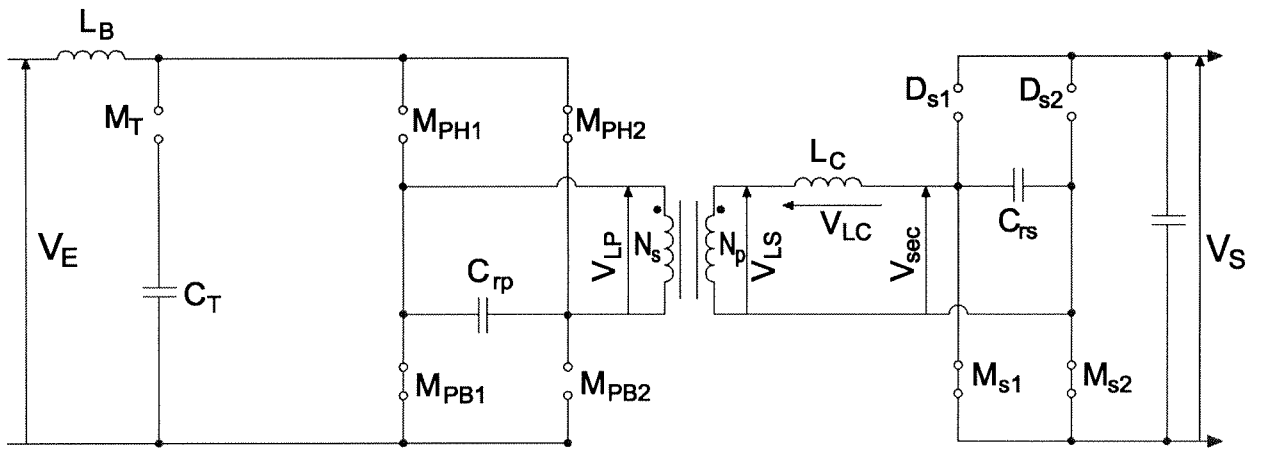


FIG.17 Phase ⑭

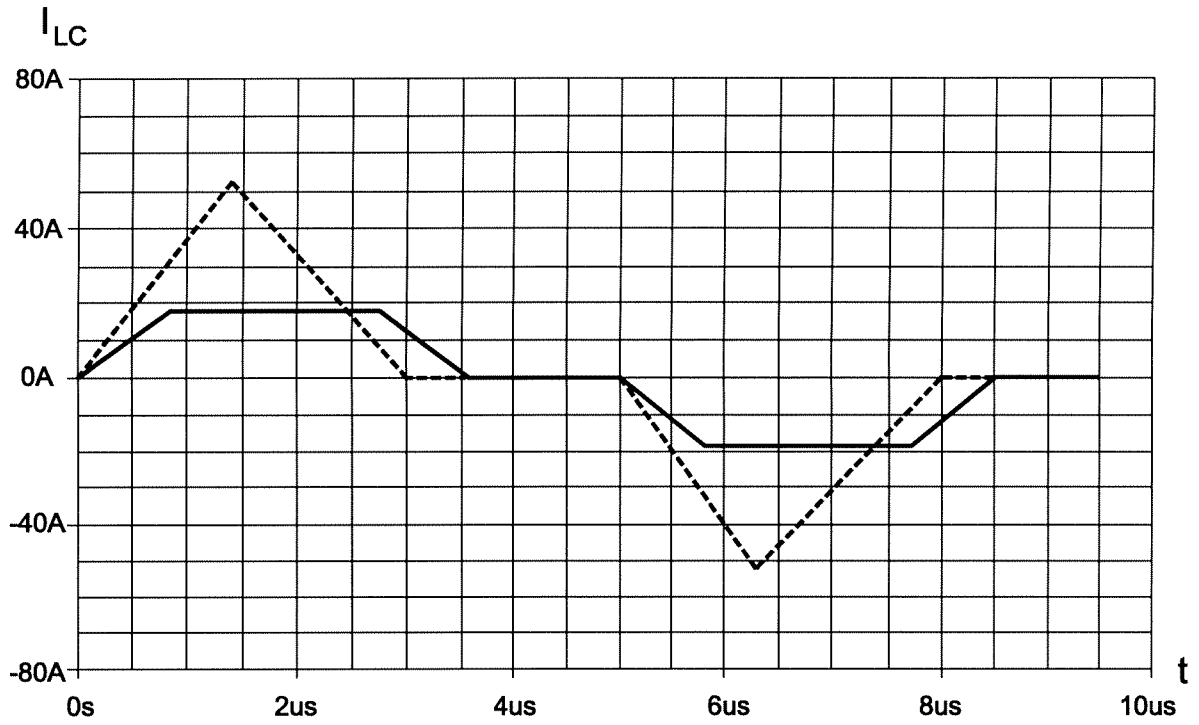


FIG.18

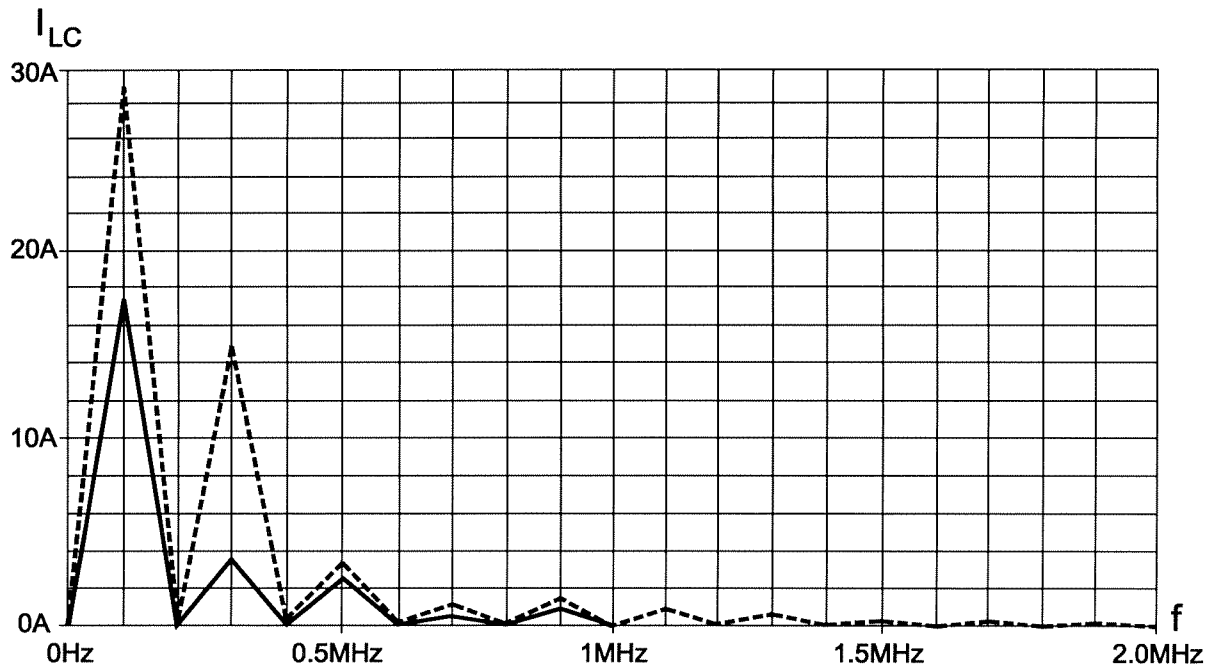


FIG.19

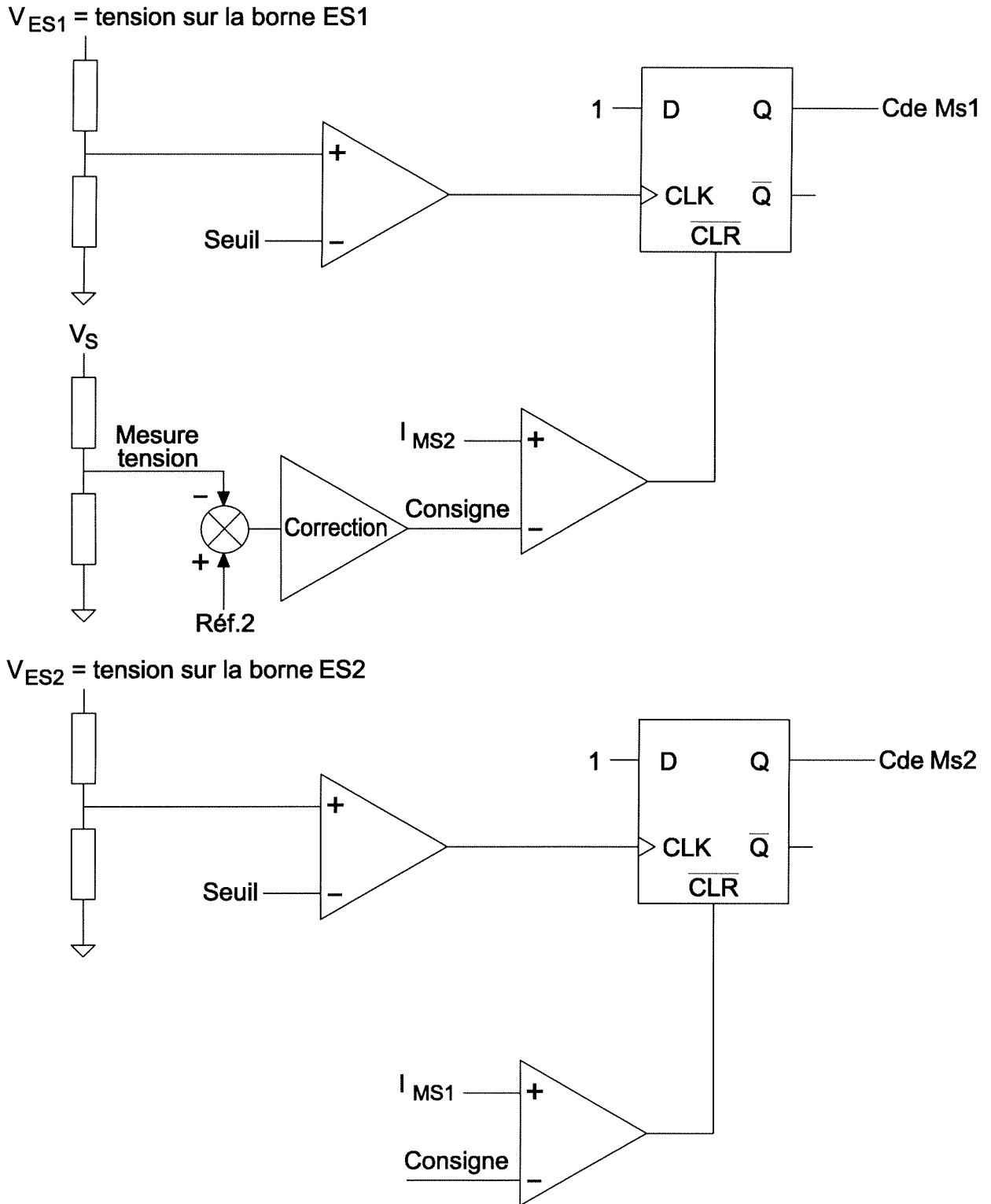


FIG.21