



(51) Classification internationale des brevets :
H02J 3/18 (2006.01)

(21) Numéro de la demande internationale :
PCT/FR2011/053129

(22) Date de dépôt international :
21 décembre 2011 (21.12.2011)

(25) Langue de dépôt : français

(26) Langue de publication : français

(30) Données relatives à la priorité :
10/61296 28 décembre 2010 (28.12.2010) FR
11/51152 11 février 2011 (11.02.2011) FR

(71) Déposant (pour tous les États désignés sauf US) : INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE LORRAINE [FR/FR]; ZAC BRABOIS, 2, avenue de la Forêt de Haye, BP 3, F-54504 Vandoeuvre Les Nancy Cedex (FR).

(72) Inventeur; et

(75) Inventeur/Déposant (pour US seulement) : RASOANARIVO, Ignace [FR/FR]; 1, avenue Paul Muller, F-54600 Villers Les Nancy (FR).

(74) Mandataire : GROSSET-FOURNIER, Chantal; Grosset-Fournier & Demachy, 54, rue Saint-Lazare, F-75009 Paris (FR).

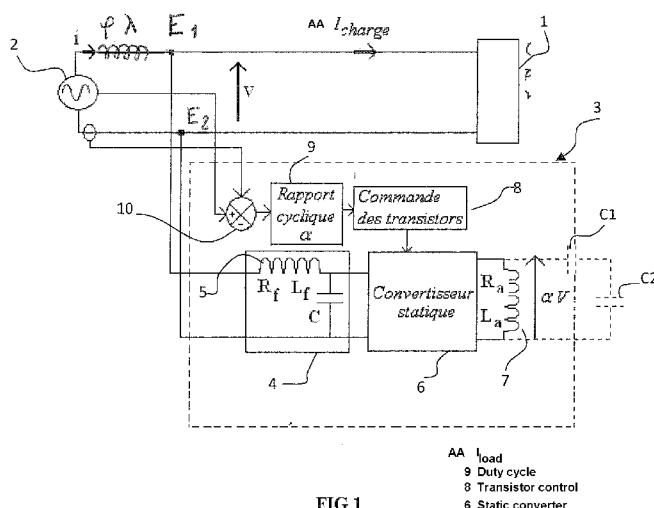
(81) États désignés (sauf indication contraire, pour tout titre de protection nationale disponible) : AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KM, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PE, PG, PH, PL, PT, QA, RO, RS, RU, RW, 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, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), eurasien (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, 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 (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

[Suite sur la page suivante]

(54) Title : REACTIVE POWER COMPENSATION CIRCUIT AND A METHOD OF USING SUCH A CIRCUIT

(54) Titre : CIRCUIT DE COMPENSATION D'ENERGIE REACTIVE ET PROCEDE MIS EN OEUVRE DANS UN TEL CIRCUIT



(57) Abstract : The invention relates to a reactive power compensation circuit and to a method of using such a circuit. The circuit (3) compensates the reactive power absorbed by a variable power load (1), this compensation circuit (3) being connected in parallel with the variable power load (1) relative to an AC voltage source (2). This circuit comprises: at least one compensation capacitor (C) for delivering reactive power to the load (1); an absorbing coil (7) for absorbing surplus reactive power; a static converter (6) formed by switch-mode-controlled power transistors (T1, T2, T3, T4), this static converter (6) powering the absorbing coil (7); a harmonic suppression filter (4) for removing harmonics from the current delivered to the load (1); and, a regulating module (8, 9, 10) for controlling the power transistors (T1, T2, T3, T4) using a duty cycle (α) that is an image of the phase shift between the voltage and the current of said voltage source (2), so as to ensure that at any moment the voltage and the current of said voltage source (2) are in phase.

(57) Abrégé :

[Suite sur la page suivante]

**Publiée :**

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

Circuit de compensation d'énergie réactive et procédé mis en œuvre dans un tel circuit. L'invention concerne un circuit de compensation (3) d'une énergie réactive absorbée par une charge à puissance variable (1), ce circuit de compensation (3) étant disposé en parallèle de la charge à puissance variable (1) par rapport à une source de tension alternative (2). Ce circuit comprend : - au moins un condensateur (C) de compensation pour fournir de l'énergie réactive à la charge (1), - une bobine d'absorption (7) pour absorber un surplus d'énergie réactive, - un convertisseur statique (6) constitué de transistors de puissance (T1, T2, T3, T4) commandé selon un fonctionnement à découpage, ce convertisseur statique (6) alimentant la bobine d'absorption (7); - un filtre anti-harmonique (4) pour éliminer des composantes harmoniques du courant alimentant la charge (1), et - un module de régulation (8, 9, 10) pour commander les transistors de puissance (T1, T2, T3, T4) à partir d'un rapport cyclique (α) qui est une image du déphasage entre la tension et le courant de ladite source de tension (2), et de façon à imposer à tout instant un déphasage nul entre la tension et le courant de ladite source de tension (2). Figure

"Circuit de compensation d'énergie réactive et procédé mis en œuvre dans un tel circuit."

5 La présente invention se rapporte à un circuit de compensation d'une énergie réactive absorbée par une charge à puissance variable. Elle trouve une application particulièrement intéressante dans la consommation domestique ou plus généralement "grand public". La consommation de chaque foyer d'habitation disposant d'appareils électroménager équipés de
10 petits moteurs (réfrigérateur, congélateur, lave-vaisselle, machine à laver,...) ou de bobines d'inductance (four à ondes ou à induction) inclut une part souvent importante d'énergie réactive inhérente au fonctionnement de ces appareils. D'une façon générale, tout appareil électrique utilisant un courant alternatif met en jeu deux formes d'énergie :
15 l'énergie active et l'énergie réactive, l'ensemble constituant l'énergie apparente fournie par le réseau électrique. L'énergie active fournit un travail utile sous forme mécanique ou thermique. L'énergie réactive permet de créer des champs magnétiques, elle alimente des circuits électriques et magnétiques tels que des condensateurs et des bobines inclus notamment
20 dans des moteurs asynchrones, transformateurs, convertisseurs,...

Pour rendre compte de l'efficacité de consommation de la puissance réactive d'un appareil électrique, on utilise un facteur de puissance communément appelé cosinus phi ($\cos\phi$). Ce facteur est le rapport entre la puissance active consommée et la puissance apparente fournie.

25 Un facteur de puissance proche de 1 indique une faible consommation d'énergie réactive et optimise le fonctionnement d'une installation.

Dans la gamme de petites puissances, le principe de correction de facteur de puissance est très largement utilisé. Le synoptique général est
30 composé de convertisseurs en cascade : un redresseur type pont de Graëtz monophasé et un convertisseur à découpage à accumulation. La charge est pratiquement équivalente à une résistance pure. La dépollution du réseau est obtenue par l'insertion de filtres spéciaux. La fréquence de découpage est largement supérieure à 20kHz. La puissance de l'appareil est inférieure
35 à 10kW. Ces convertisseurs utilisent généralement des transistors Mosfet

ultra rapides. On connaît par exemple le document US5751138 qui décrit un conditionneur pour compenser l'énergie réactive et les harmoniques du courant secteur. L'énergie réactive est compensée au moyen d'un onduleur d'ondes en « gradins » constitué de thyristors GTO.

5 On connaît également le document US5187427 qui décrit un compensateur statique d'énergie réactive. Il décrit notamment une régulation automatique par batterie de condensateurs. Ce compensateur comporte un onduleur qui intègre des transistors IGBT reliés deux par deux entre le collecteur de l'un et l'émetteur de l'autre.

10 On connaît le document US7352597 qui décrit un système à deux circuits. Un premier circuit à base de thyristors pour réaliser la fonction de compensation de l'énergie réactive. Un second circuit pour compenser des harmoniques est réalisé au moyen d'un filtre actif associé à un filtre passif, l'ensemble étant parallèle au premier circuit.

15 Les systèmes de l'art antérieur comportent de nombreux composants qui pénalisent la consommation d'énergie et rendent ces systèmes encombrants.

20 La présente invention a pour but de remédier aux inconvénients précités en proposant un nouveau circuit de compensation solide, compacte, de faible encombrement et peu onéreux. Un autre but de l'invention est un circuit de compensation capable de compenser l'énergie réactive pour de petits équipements électriques et électroménagers.

25 On atteint au moins l'un des buts précités avec un circuit de compensation d'une énergie réactive absorbée par une charge à puissances active et réactive variables, ce circuit de compensation étant disposé en parallèle de la charge à puissance variable par rapport à une source de tension alternative. Selon l'invention, ce circuit de compensation également
30 appelé conditionneur comprend :

- au moins un condensateur de compensation pour fournir de l'énergie réactive à la charge,
- une bobine d'absorption pour absorber un surplus d'énergie réactive,

- un convertisseur statique commandé selon un fonctionnement à découpage, ce convertisseur statique étant constitué de transistors de puissance et alimentant la bobine d'absorption ;
- un filtre anti-harmonique pour éliminer des composantes harmoniques du courant alimentant la charge, et
- un module de régulation pour commander les transistors de puissance à partir d'un rapport cyclique qui est une image du déphasage entre la tension et le courant de ladite source de tension, et de façon à imposer à tout instant un déphasage nul entre la tension et le courant de ladite source de tension. Le convertisseur statique selon l'invention est de type hacheur pour une conversion d'un signal alternatif vers un signal alternatif.

Le condensateur de compensation est un condensateur C dimensionné pour compenser au moins l'énergie réactive maximale demandée par la charge. La bobine d'absorption peut être une bobine d'inductance par exemple mise en action uniquement pour absorber tout surplus d'énergie réactive au sein du système. Le convertisseur statique peut comporter deux bras avec des transistors de puissance pour alimenter essentiellement la bobine d'absorption. Le filtre anti-harmonique atténue de préférence toutes composantes harmoniques générées par le convertisseur statique. Ce filtre peut-être de type passe-bas et comporter la plus grosse partie du condensateur de compensation.

Avec le circuit de compensation selon l'invention, le condensateur et la bobine sont conçus de façon à avoir un $\cos\phi$ unitaire à tout instant pour une charge de puissance variable. Cela permet de réduire la consommation d'énergie dans les foyers résidentiels et en industrie.

Le circuit de compensation ainsi développé ne comportant qu'un seul convertisseur, est de structure et de topologie simplifiées. Par rapport aux systèmes de l'art antérieur, le circuit de compensation selon l'invention est simple à concevoir, économique, compact, respecte les normes de compatibilité électromagnétique et peut donc être placé à l'intérieur de la charge à puissance variable qui est avantageusement un appareil électroménager de faible puissance. Ce circuit de compensation selon

l'invention peut également être placé à l'extérieur de la charge à puissances active et réactive variables. Dans ce dernier cas, il peut alors compenser un groupe d'appareils dont le nombre est limité par la capacité maximale de compensation.

5 Selon une première variante avantageuse de l'invention, le filtre anti-harmonique est disposé en entrée du circuit de compensation selon l'invention, et ce filtre comprend un circuit RLC pour Résistance-Inductance-Condensateur, le condensateur de ce circuit RLC étant ledit au moins un condensateur utilisé pour la compensation. On réduit ainsi le
10 nombre de composants utilisés pour la conception du circuit de compensation : on utilise un même condensateur pour la compensation et le filtrage.

Avec un tel circuit de compensation, il n'est pas besoin d'ajouter des filtres secteurs pour dépolluer le courant du réseau car le filtre selon
15 l'invention fait partie intégrante de la structure du circuit de compensation, d'où une compacité accrue. La réalisation de la partie contrôle-commande est totalement numérique grâce à un processeur numérique de signal (DSP), donc fiable et robuste.

Selon une seconde variante de l'invention, la bobine d'absorption et
20 le condensateur de compensation sont disposés en sortie du convertisseur statique. De préférence, le convertisseur statique alimente directement le condensateur et la bobine. La bobine d'absorption peut être disposée en parallèle ou en série avec le condensateur de compensation.

Selon une caractéristique avantageuse de l'invention, le
25 convertisseur statique comprend deux bras dont le point commun de jonction constitue une sortie pour l'alimentation de la bobine d'absorption ; chaque bras comportant deux transistors IGBT montés en série par leur émetteur, et chaque transistor IGBT étant directement en parallèle avec une diode disposée en sens opposé. Une telle structure permet une
30 conversion efficace.

Selon l'invention, on peut réaliser une régulation par modulation de largeur d'impulsions (MLI), le module de régulation peut alors comprendre :

- un module de mesure d'angle qui détermine le déphasage entre la tension et le courant de la source d'alimentation ;

- un module de transformation en niveau de tension continue différentielle de l'angle précédemment mesuré ;
 - un générateur de rapport cyclique qui transforme en rapport cyclique le niveau de tension continue différentielle précédemment obtenu ; et
 - 5 - un circuit de commande pour les grilles des transistors de puissance.
- Et le module de mesure d'angle peut comprendre :
- un circuit de mesure d'un angle de déphasage entre la tension et le courant de source d'alimentation,
 - un circuit pour transformer l'angle de déphasage en tension de
 - 10 déphasage,
 - un circuit de comparaison entre cette tension de déphasage et une tension de référence préétablie, et
 - un correcteur de type proportionnel-intégral alimenté par le circuit de comparaison et générant un signal continu pour le générateur de rapport
 - 15 cyclique.

Avantageusement, on réalise une régulation par hystérésis modulée.

Dans ce cas, le générateur de rapport cyclique peut comprendre :

- un additionneur pour additionner une porteuse triangulaire avec le signal continu délivré en sortie de correcteur de type proportionnel-intégral,
- 20 - un circuit de mise en forme qui génère les triggers de commande des grilles des transistors de puissance, et
- un circuit d'aiguillage qui distribue de façon appropriée les signaux de commande des grilles des transistors de puissance.

Cela permet d'améliorer la forme de l'onde de courant débité par le

25 réseau. Dans ce cas, le taux de distorsion harmonique du courant est encore amélioré et le facteur de puissance du circuit de compensation tend facilement vers l'unité.

Selon une caractéristique avantageuse de l'invention, le module de régulation est configuré de façon à travailler avec une fréquence de découpage f_{sw} inférieure à cinq kHz, de préférence comprise entre 1 et 2

30 kHz. Dans le cas de la régulation par hystérésis modulée c'est la fréquence de la porteuse triangulaire que l'on met inférieure à 5 kHz, de préférence entre 1 et 2 kHz.

Avec une telle fréquence de découpage assez basse et en

35 commutation dure, le transistor IGBT est grandement performant.

Lorsqu'on utilise des transistors IGBT, on les choisit de telle sorte que des résistances de grille de ces transistors présentent des valeurs comprises dans une plage allant de 5 à 33 ohms de façon à réduire des courants de mode commun.

- 5 Les transistors IGBT peuvent être de préférence ceux du commerce comportant déjà en interne une diode intégrée et placée en tête-bêche. Donc les diodes utilisées dans le convertisseur ne sont pas des puces indépendantes rapportées au convertisseur.

Le condensateur de compensation peut être subdivisé en deux éléments :
10 une grosse partie faisant partie du filtre anti-harmonique (au moins 95%) et une autre partie plus petite (au plus 5%) placée en parallèle avec la bobine d'absorption.

Le module de régulation peut être totalement supporté par un DSP utilisant trois ondes pour pouvoir assurer pleinement sa fonction: les ondes de
15 tension et du courant du réseau, et l'onde de courant dans la bobine d'absorption. Ce DSP peut :

- . assurer la régulation pour avoir un déphasage nul à tout instant entre la tension et le courant de la source d'alimentation ; et
- . fournir les triggers de commande pour les drivers des transistors ;
- 20 • . assurer le passage à zéro du courant sans porter atteinte à l'intégrité des les interrupteurs de puissance.

On prévoit une commande rapprochée par génération des commandes des triggers des drivers des transistors, principe du temps mort au passage à zéro du
25 courant dans la bobine d'absorption est totalement assurée par le DSP. La commande rapprochée est destinée à éviter toute ouverture simultanée ou toute fermeture simultanée des transistors de puissance.

Selon un autre aspect de l'invention, il est proposé un procédé mis en œuvre dans un circuit de compensation tel que décrit ci-dessus. Selon
30 l'invention, on commande les transistors de puissance de sorte que la tension aux bornes de la bobine d'absorption est maintenue sensiblement égale au produit entre le rapport cyclique et la tension de ladite source de tension.

Le convertisseur se comporte alors comme un autotransformateur,
35 dont le rapport de transformation est donné directement par le rapport

cyclique continument variable. On peut réguler ainsi de façon continue la tension délivrée à la bobine d'absorption, donc de ce fait on réalise un processus automatisé pour un réglage continu de l'énergie absorbée par la bobine d'absorption.

5

On réalise ainsi un processus automatisé pour le réglage continu de l'énergie réactive mise en jeu.

On peut utiliser un DSP tout numérique pour émuler totalement en numérique le module de régulation, une commande rapprochée, une gestion des triggers de commande des grilles des transistors de puissance, et un contrôle du passage à zéro du courant de la bobine d'absorption. À cet effet, la gestion des triggers de commande des grilles des transistors évite tout risque de court-circuit des interrupteurs ou tout risque de discontinuité du courant de la bobine d'absorption.

On peut utiliser le DSP pour réaliser des fonctions de contrôle commande à partir de trois ondes : les ondes de tension et du courant du réseau, et l'onde de courant dans la bobine d'absorption.

Le convertisseur statique peut comprendre deux bras dont le point commun de jonction constitue une sortie pour l'alimentation de la bobine d'absorption ; chaque bras comportant deux transistors IGBT, montés en série par leur émetteur, et chaque transistor IGBT étant associé à une diode de préférence interne, en tête-bêche. On peut configurer le module de régulation au moyen d'un module à base de DSP de sorte que les courants des deux bras sont en parfait empiètement c'est-à-dire qu'il y a conduction simultanée pendant un très court instant de deux interrupteurs à anode ou cathode communes.

Avantageusement, on configure le module de régulation de sorte que les courants des deux bras sont en parfait empiètement.

30

D'autres avantages et caractéristiques de l'invention apparaîtront à l'examen de la description détaillée d'un mode de mise en œuvre nullement limitatif, et des dessins annexés, sur lesquels :

La figure 1 est une vue schématique d'un système de compensation selon l'invention ;

35

La figure 2 est une représentation graphique des grandeurs physiques, tension et courant, lors d'une compensation d'énergie réactive ;

La figure 3 est un schéma simplifié du convertisseur statique utilisé dans le système de compensation selon la présente invention ;

5 Sur les figures 4 et 5, on voit des configurations et des ondes de fonctionnement obtenues par l'analyse qualitative. Les grandeurs indiquées sur ces figures sont celles définies sur la figure 3.

La figure 6 est une vue du suivi dynamique de commutation des transistors IGBT du convertisseur de la figure 3 ;

10 La figure 7 est une vue illustrant les ondes des tensions de commande des transistors IGBT et des courants dans le convertisseur de la figure 3 ;

La figure 8 est une vue illustrant les ondes de tension et de courant aux bornes d'un interrupteur IGBT du convertisseur de la figure 3 ;

La figure 9 donne le synoptique général de contrôle, analogique ou
15 numérique, de la compensation ;

La figure 10 est une vue illustrant des courbes de la tension réseau et des courants du réseau et de la charge pour un $\cos\varphi$ de 0.8 ;

La figure 11 est une vue illustrant des courbes de la tension réseau et des courants du réseau et de la charge pour un $\cos\varphi$ de 0.3,

20 La figure 12 est un schéma représentant l'équivalence *entre* $(P, \cos\varphi)$ et la charge équivalente (R, L) ,

La figure 13 donne un schéma de circuit électronique *représentant les deux séquences principales de fonctionnement du convertisseur* associés à l'ensemble du filtre anti-harmonique (L_F, C) , aux interrupteurs dont l'un est
25 commandé en commutation pendant l'intervalle de temps $\frac{\alpha}{f_{sw}}$ et l'autre pendant l'intervalle de temps $\frac{1-\alpha}{f_{sw}}$ et à la bobine d'absorption (R_a, L_a) , et un autre schéma de cet ensemble en modèle sinusoïdal dans lequel le convertisseur se comporte comme un autotransformateur de rapport de transformation égal au rapport cyclique a ,

30 La figure 14 est un schéma d'un circuit électrique pour le courant harmonique de fréquence de découpage f_{sw} , en tenant compte de tous les éléments réels du montage, soient : le condensateur de compensation C , les éléments de la bobine du filtre anti-harmonique (résistance interne R_F , inductance L_F), la charge (R, L) , l'impédance interne du réseau (ρ, λ) ,

La figure 15 est le schéma équivalent du circuit électrique du système rapporté à la fréquence du réseau d'alimentation f_0 ,

La figure 16 est un schéma simplifié de modélisation pour le calcul de la tension en sortie du convertisseur,

5 La figure 17 est une courbe de Bode pour $\frac{I_{hr}}{I_h}$, et h est le rang d'harmonique associé à la fréquence de découpage f_{sw} , I_h est le courant absorbé par le filtre, I_{hr} est le courant résiduel de l'harmonique de rang r pouvant circuler dans le réseau (selon Figure 14)

La figure 18 est une courbe de Bode de $\frac{V_{\text{absorbeur}}}{E}$ pour la charge basse,
 10 $V_{\text{absorbeur}}$ représentant la tension aux bornes de la bobine d'absorption .

Bien que l'invention n'y soit pas limitée, on voit sur la figure 1 un circuit de compensation 3 selon l'invention s'appliquant à un appareil électroménager domestique. Cet appareil constitue une charge 1 alimentée à
 15 partir du réseau électrique 2 en tension v et courant i alternatifs. La charge 1 absorbe le courant sinusoïdal i avec plus ou moins d'énergie réactive. Cette charge 1 possède une charge équivalente variable qui peut être caractérisée par une puissance active absorbée P et un cosinus de l'argument de charge ϕ .

Le circuit de compensation 3 selon l'invention est disposé en parallèle
 20 de la charge 1 par rapport au réseau électrique 2. L'entrée du circuit de compensation est représentée par les connexions E1 et E2. Ce qui signifie que la tension v aux bornes de la charge est la même que la tension entre les connexions E1 et E2. Par contre, le courant i du réseau électrique 2 est divisé en un courant I_{charge} alimentant la charge 1 et un courant (non représenté)
 25 vers le circuit de compensation via E1.

Le circuit de compensation 3 comporte en entrée un filtre 4 illustré de façon schématique et comprenant une bobine 5 recevant le courant d'entrée via E1 et au moins un condensateur C disposé entre la sortie de la bobine 5 et l'entrée E2. La bobine 5 est caractérisée par une inductance L_f et une
 30 résistance R_f . Le filtre 4 alimente un convertisseur statique 6 qui génère une tension égale à αv aux bornes d'une bobine d'absorption 7 ; α étant un rapport cyclique obtenu à partir de la tension v et du courant i du réseau électrique 2. La bobine d'absorption 7 est caractérisée par une inductance L_a et une résistance R_a . Selon l'invention, le condensateur C représente à la fois

un condensateur de compensation pour transmettre de l'énergie réactive vers la charge 1, et en même temps un condensateur de filtrage. Avantageusement, ces deux fonctions sont regroupées en un même condensateur, mais elles peuvent être séparées avec :

- 5 - un condensateur C de filtrage d'une capacité adaptée pour réaliser le filtre 4 et disposé tel que représenté sur la figure 1, et
- au moins un condensateur de compensation C1 ou C2 d'une capacité adaptée pour compenser l'énergie réactive de la charge et disposé selon une première variante C1 en série avec la bobine d'absorption 7, et selon une
- 10 seconde variante C2 en parallèle avec la bobine d'absorption 7, tel que représenté en pointillés sur la figure 1.

Le convertisseur 6 est commandé par un circuit de commande 8 qui reçoit le rapport cyclique α à partir d'un générateur de rapport cyclique 9. Un système comparateur 10 mesure en temps réel la tension v et le courant i du

15 réseau électrique 2 de façon à transmettre une consigne en tension vers le générateur de rapport cyclique 9. Par convention le comparateur 10, le générateur de rapport cyclique 9 et le circuit de commande 8 forment ensemble un module de régulation.

20 Un appareil électroménager fonctionne en général entre deux modes de charge : en pleine charge identifiée par (I_{Max}, φ_{Min}) , et à vide ou au repos avec (I_{Min}, φ_{Max}) . Dans ces deux intervalles de variations de la charge, le circuit de compensation 3 réagit de telle sorte que la tension du réseau v et le courant débité i reste toujours en phase. Dans ce cas, le courant débité par le

25 réseau peut être plus faible que celui avant la compensation de l'énergie réactive : au lieu de I , ce serait $I^* \cos \varphi$.

Pour le point de fonctionnement pleine charge (I_{Max}, φ_{Min}) , le circuit de compensation 3 est pratiquement mis hors service, donc le rapport cyclique α est voisin de zéro. Dans cette situation, le condensateur C du filtre compense

30 l'énergie réactive absorbée par la charge en fournissant l'énergie réactive Q_C , de telle sorte que l'énergie réactive totale de l'installation est nulle. Selon le diagramme vectoriel de compensation donné sur la figure 2, le courant débité par le réseau i est inférieur au courant de charge I_{charge} . En pleine charge, la puissance active absorbée est maximale et la puissance réactive absorbée est

également maximale mais entièrement compensée par l'énergie réactive Q_C du condensateur C.

Pour le point de fonctionnement à vide (I_{Min} , φ_{Max}), le surplus d'énergie réactive Q_a est dissipé dans la bobine d'absorption 7. Le surplus d'énergie réactive Q_a est l'écart entre l'énergie réactive au maximum Q_{Max} et l'énergie réactive au minimum Q_{Min} . Cela se fait pour une valeur donnée α_{Max} du rapport cyclique. Pour ce rapport cyclique, le courant débité par le réseau reste voisin de celui absorbé par la charge soit $I = \sqrt{\frac{P^2}{E^2}}$ au lieu de $I = \sqrt{\frac{P^2 + Q_{min}^2}{E^2}}$, donc sert à produire uniquement la puissance active de la charge et reste voisin de celui absorbé par la charge,

Le convertisseur statique se comporte alors comme un transformateur à rapport de transformation variable, représenté par le rapport cyclique α . La structure du convertisseur selon l'invention est illustrée sur la figure 3.

Il s'agit de deux bras, série 11 et parallèle 12, joints en un point commun A représentant la sortie du convertisseur 6. Sur le bras série 11, on voit un interrupteur T1 constitué par un transistor IGBT en parallèle avec une diode. L'émetteur du transistor IGBT est relié à l'anode de la diode, le collecteur du transistor IGBT étant relié à la cathode de la diode. Par la suite, un tel ensemble constitué d'un transistor IGBT et d'une diode disposée en parallèle de la manière indiquée ci-dessus, sera appelé « interrupteur IGBT ». Ainsi, chaque bras comporte deux interrupteurs IGBT disposés en série et reliés l'un à l'autre par leur émetteur. Les bras 11 et 12 comportent deux transistors IGBT T1 et T2, T3 et T4 respectivement, avec leurs diodes internes en tête-bêche, ces transistors sont placés en série et connectés par leur émetteur. Le signal de sortie au point A est un signal de courant modulé en fonction de la conduction et de l'interruption des différents interrupteurs de l'onduleur. Ces interrupteurs IGBT sont commandés par des signaux de commandes C1, C2, C3 et C4 provenant du circuit de commande 8.

Sur les figures 4, 5, 6 et 7, on voit des configurations et des ondes de fonctionnement obtenues par l'analyse qualitative. Les grandeurs indiquées sur ces figures sont celles définies sur la figure 3.

La figure 4 montre les séquences de configurations pour illustrer le basculement avec grande viabilité, c'est-à-dire sans porter atteinte aux intégrités des interrupteurs de puissance en présence de la configuration

représentée par le transistor T1 et la diode d2 vers la configuration représentée par le transistor T4 et la diode d3, et vice-versa avec $E > 0$ et $I_o > 0$.

Ainsi, la figure 4(a) indique la séquence initiale avec T1 passant : le courant passe alors par T1 et d2. Sur la figure 4 (b), on met à '1' la commande du transistor T4, le transistor T1 reste passant : cela mène à la figure 4 (c). Et après un intervalle de temps Δt , la commande au blocage de T1 conduit au phénomène d'empiètement entre la paire T1 et D2 et l'autre paire T4 et d3. Ce phénomène étant terminé, sur la figure 4(d) : les deux interrupteurs T4 et d3 conduisent le courant I_o , et se comportent comme une diode de roue libre vis-à-vis de la charge. La commande à 1 de l'interrupteur T1 remet le phénomène d'empiètement entre T4 et d3, et T1 et d2 (Fig. 4 (e)). Lorsque T1 conduit complètement, la diode d3 se bloque car sa tension anode cathode est égale pratiquement à $-E$. La mise à 0 de la commande de T4 ne change pas la configuration précédente qui est identique à celle de la figure 4(a). Les formes d'ondes associées à cette analyse sont données sur la figure 5.

La figure 6 montre les séquences de configurations pour illustrer le basculement avec grande viabilité, c'est-à-dire sans risque de destruction des interrupteurs sollicités, de la configuration représentée par le transistor T2 et la diode d1 vers la configuration représentée par le transistor T3 et la diode d4, et vice-versa avec $E > 0$ et $I_o < 0$.

Ainsi, la figure 6(a) indique la séquence initiale avec T2 passant : le courant de signe négatif passe alors par T2 et d1. Tout en gardant pendant un intervalle de temps Δt la commande $c_2=1$, sur la figure 6(b), dès que la commande du transistor T3 passe à '1', le phénomène d'empiètement se passe entre les interrupteurs T2 et d1, et T3 et d4. Lorsque le courant dans T2 et d1 s'annule, la tension anode-cathode de d1 est égale approximativement à $-E$, donc d1 se bloque. Sur la figure 4(c), les deux interrupteurs T3 et d4, se comportent comme une diode de roue vis-à-vis de la charge, conduisant le courant I_o et la mise à '0' de la commande de T2, ne change pas la configuration précédente. Sur la figure 6(d), la mise à 1 de la commande de l'interrupteur T2 ne change pas non plus la configuration de la figure 6(c). Sur la figure 6(e), la commande au blocage de T3 remet le phénomène d'empiètement entre T3 et d4, et T2 et d1.

Lorsque T2 conduit complètement, la diode d3 se bloque car sa tension anode cathode est égale pratiquement à $-E$. La configuration revient alors à celle de la figure 6(a). Les formes d'ondes associées à cette analyse sont données sur la figure 7.

5 Pour $E < 0$ et $I_o > 0$ et $E < 0$ et $I_o < 0$, on effectue les mêmes analyses.

La figure 8 illustre des ondes de tension et de courant aux bornes d'un interrupteur lors du changement de signe du courant de charge, selon la valeur de Δt . Sur la planche de gauche, aucun temps mort n'est appliqué, soit $\Delta t \cong 0$, entre les commandes de commutation C1 du transistor T1 et C3 du transistor T3, et on provoque une coupure brutale du courant de charge. Il apparaît alors un pic de tension, par exemple environ 800V, durant un laps de temps de 33.82 μ s aux bornes de T1. Sur la planche de droite, un temps mort $\Delta t \cong 1/(2f_{sw})$ a été instauré : le pic de tension a complètement disparu et le changement de signe du courant s'effectue sans problème. On évite donc
10 ainsi toute ouverture brusque du convertisseur lors du changement de signe du courant de charge.

Le convertisseur selon l'invention est de type direct. Il peut fonctionner en modulation de largeurs d'impulsions (MLI), selon le principe de comparaison d'une sinusoïde et d'un signal triangulaire de fréquence.

20 Du fait des commutations des transistors du convertisseur, des composantes harmoniques de courant sont générés dans le réseau. Le filtre 4 a essentiellement pour rôle principal d'éliminer ces composantes harmoniques. De plus, afin de diminuer les pertes du convertisseur, essentiellement de commutation, la fréquence de découpage est choisie
25 relativement basse, entre un et deux kHz. De plus, de telles valeurs de fréquence permettent de choisir des résistances de grille qui réduisent des courants de mode commun.

Le filtre 4 d'entrée du convertisseur, la fréquence de découpage basse et les valeurs de la résistance de grille confèrent au circuit de compensation
30 selon l'invention un très bon comportement devant les normes de Compatibilité Electromagnétique (CEM) relatives aux appareils électroménager domestiques vis-à-vis des courants de mode différentiel et des courants de mode commun.

On prévoit également un câblage laminaire avec une mise à la terre
35 de façon à diminuer des courants en mode commun dans le convertisseur.

A titre d'exemple non limitatif, on peut utiliser des feuilles de cuivre (épaisseur 0.5 mm) et des feuilles d'isolants (épaisseur 0.035mm) pour la réalisation de conducteurs plan. Ces conducteurs, parfois nommés « bus barre », sont très largement utilisés sur les bras du convertisseur.

5

Sur la figure 9, on voit un synoptique du contrôle de la compensation permettant d'imposer à tout instant un déphasage nul entre les ondes de la tension du réseau et le courant débité. On retrouve le système comparateur 10 et le générateur de rapport cyclique 9. On distingue un module de mesure 13 pour mesurer le déphasage entre la tension v et le courant i du réseau électrique. Le déphasage φ généré est ensuite transformé en une tension V_φ par un module de transformation 14. Cette tension V_φ est comparée à une tension de référence pour un déphasage nul au moyen d'un comparateur 15. La sortie du comparateur 15 alimente un régulateur proportionnel-intégrale 16 qui alimente à son tour un module 17 pour générer le rapport cyclique α .

Des résultats obtenus par simulation sont donnés sur :

- la figure 10 pour un point de fonctionnement à pleine charge, avec $P=2000W$ et $\cos\varphi=0.8$, le rapport cyclique étant de 0.05, et
- la figure 11 pour un point de fonctionnement à vide, avec $P=200W$ et $\cos\varphi=0.3$, le rapport cyclique étant de 0.37.

Sur les deux figures, on constate que les déphasages finaux entre la tension du réseau et le courant du réseau sont pratiquement nuls, et les courants sont sinusoïdaux.

Pour le point de fonctionnement à charge, le courant du réseau est inférieur à celui de la charge, soit en valeur de crête de 12.5 A au lieu de 15.4 A, soit une puissance apparente de 2030 VA, au lieu de 2500 VA. Le circuit de compensation selon l'invention est pratiquement déconnecté car le rapport cyclique est de 0.05. C'est pourquoi, le courant réseau ne comporte pratiquement pas de composantes harmoniques.

Pour le point de fonctionnement à vide, le courant du réseau comporte de faibles composantes harmoniques : leur valeur reste toutefois en dessous des limites admises par les normes en CEM. La valeur du courant du réseau est légèrement supérieure à celui de la charge à cause des pertes joules dans les composantes résistives des bobines du filtre et de l'absorbeur (5 et 7). Dans ce cas la puissance fournie est de 778 VA au lieu 667 VA.

Sur la figure 12 est représenté un schéma illustrant l'équivalence entre le couple $(P, \cos\varphi)$ et un circuit d'éléments passifs (RL) de la charge. La charge équivalente variable est caractérisée par la puissance absorbée P et le

5 cosinus de l'argument de charge φ .

Les équations qui lient ces deux couples sont :

$$\begin{aligned} R &= \frac{V^2}{P * (1 + \tan^2 \varphi)} \\ L &= \frac{V^2 * \tan \varphi}{\omega_r * P * (1 + \tan^2 \varphi)} \end{aligned} \quad (1)$$

ω_r est la pulsation du réseau d'alimentation de valeur efficace V .

10 On va maintenant décrire des modes de calcul non limitatifs de valeurs caractéristiques du circuit selon l'invention.

1)- Calcul du condensateur de compensation C .

La valeur de l'énergie réactive à compenser doit être la plus grande

15 valeur entre $(V \cdot I_{\max} \cdot \sin \varphi_{\min})$ et $(V \cdot I_{\min} \cdot \sin \varphi_{\max})$. V et I sont respectivement la tension et le courant aux bornes de la charge 1. Pour tenir compte des autres éléments inductifs du montage, comme dans le cas des filtres actifs, on se donne un coefficient de réglage k_Q de l'énergie réactive globale. Dans ce cas, en régime purement sinusoïdal, la valeur du condensateur de compensation C

20 peut être calculée à partir de la pleine charge, selon :

$$C = \frac{k_Q * P * \tan \varphi}{\omega_r * V^2} \quad (2)$$

2)- Filtre anti-harmonique de courant et bobine d'absorption.

25 2-1) : Les éléments du filtre

Le fonctionnement en découpage du convertisseur génère des harmoniques de courants dont la fréquence fondamentale est la fréquence de découpage f_{sw} du convertisseur. Un filtre passe-bas de structure simple de type Butterworth d'ordre 2, est placé entre le réseau et le convertisseur qui

alimente une impédance Z_a . Sur la figure 13, on note que le condensateur C défini précédemment fait partie de ce filtre.

Pour le filtre de Butterworth de second ordre, on a les relations suivantes :

$$C = \frac{0.707}{2 * \pi * f_{cr} * \left(\frac{Z_a}{\alpha^2} \right)} \quad (3)$$

$$L_F = \frac{1.414 * \left(\frac{Z_a}{\alpha^2} \right)}{2 * \pi * f_{cr}}$$

Dans ces relations, f_{cr} désigne la fréquence de coupure du filtre de Butterworth.

La valeur de la bobine L_a d'absorption sera définie pour un rapport cyclique α_{Max} , vérifiant l'impédance caractéristique du filtre, telle que:

$$\sqrt{\frac{L_F}{C}} = \frac{L_a}{\alpha_{Max}^2}$$

Soit:

$$L_a = \alpha_{Max}^2 * \sqrt{\frac{L_F}{C}} \quad (4)$$

La fréquence de coupure du filtre f_{cr} sera choisie assez proche voire légèrement supérieure à 50Hz en vue d'une forte atténuation des harmoniques de courant pour la fréquence de découpage f_{sw} , du filtrage des composantes basses fréquences surtout 150 Hz et 300 HZ.

2-2) : Les harmoniques supérieurs du courant de réseau.

La figure 14 présente le système en rendant compte de tous les composants passifs des éléments. Sur cette figure, en posant :

- ω : la variable "pulsation" dans l'établissement du diagramme de Bode

- $Z_C = \frac{1}{jC\omega}$: l'impédance du condensateur de compensation ;
- $Z_{res} = \rho + j\lambda\omega$ l'impédance interne du réseau ;
- $Z_{ch} = R + jL\omega$: l'impédance de la charge ;

- $Z_{LF} = r_F + j l_F \omega$: l'impédance de la bobine du filtre ;

il vient :

$$\frac{i_{hr}}{i_h} = \frac{Z_c}{\frac{Z_r * Z_{ch}}{Z_r + Z_{ch}} + Z_{LF} + Z_c} * \frac{Z_{ch}}{Z_r + Z_{ch}} \quad (5)$$

i_{hr} est le courant de l'harmonique de rang r , i_h est le courant harmonique total.

Pour la fréquence de découpage f_{sw} , le calcul des différents éléments

doit nous conduire à la relation: $\frac{\overline{I_{hr}}}{I_h}(j2\pi f_{sw}) \rightarrow 0$. On note qu'à cause du comportement non linéaire du convertisseur, les effets du découpage à basse fréquence ne sont pas forcément totalement éliminés dans le courant du réseau.

2-3) : Calcul de l'énergie réactive.

En première approximation, on considère que le convertisseur n'a pas de pertes. En négligeant les effets du découpage, le schéma équivalent de la bobine d'absorption ramené du côté source est donné sur la figure 15.

Le choix de la bobine d'absorption doit annuler l'énergie réactive pour des rapports cycliques donnés pour les deux charges limites (charge haute et charge basse) . L'impédance équivalente du système vis-à-vis du réseau s'écrit :

$$Z_{totale} = \frac{(\frac{Z_a * Z_C}{Z_a + Z_C} + Z_{LF}) * Z_{ch}}{(\frac{Z_a * Z_C}{Z_a + Z_C} + Z_{LF}) + Z_{ch}} + Z_r \quad (6)$$

La résolution de l'équation $\text{Im}(Z_{totale}) = 0$ permet de trouver :

- Un rapport cyclique α_{inf} pour la charge haute ;
- Un rapport cyclique α_{sup} pour la charge basse.

2-4). Calcul de la tension de sortie du convertisseur.

Du fait du choix de la fréquence critique du filtre assez voisin de 50Hz, pour le choix des calibres des transistors de puissance, le phénomène d'antirésonance doit être parfaitement maîtrisé.

5 Ainsi, selon la figure 16, il vient :

$$\frac{V_{\text{absorbeur}}}{E} = \frac{\frac{Z_a * Z_C}{Z_a + Z_C}}{\frac{Z_a * Z_C}{Z_a + Z_C} + Z_{\text{IF}}} * \frac{\frac{Z_{\text{ch}} * (Z_{\text{IF}} + \frac{Z_a * Z_C}{Z_a + Z_C})}{Z_{\text{ch}} + (Z_{\text{IF}} + \frac{Z_a * Z_C}{Z_a + Z_C})}}{\frac{Z_{\text{ch}} * (Z_{\text{IF}} + \frac{Z_a * Z_C}{Z_a + Z_C})}{Z_{\text{ch}} + (Z_{\text{IF}} + \frac{Z_a * Z_C}{Z_a + Z_C})} + Z_{\text{res}}} \quad (7)$$

Les équations 1, 2, 3 et 4 permettent de calculer les éléments du circuit selon l'invention, pour les points de charge considérés.

10 Le taux de distorsion harmonique (abrégé THD)

Selon un mode de mise en œuvre avantageux de l'invention, le dimensionnement préféré du circuit selon l'invention est obtenu avec des taux de distorsion harmonique (THD) des courants inférieurs à 10%, et une
15 tension de crête aux bornes de la bobine d'absorption inférieure à 500V. Dans ce cas, on choisit idéalement :

- $f_{\text{cr}} = 55\text{Hz}$;
- $k_Q = 1.4$;
- $\alpha_{\text{Max}} = 0,8$

20

A titre d'exemple non limitatif, les composants effectifs du circuit peuvent être les suivants :

- Calibres des IGBT : 600V ; 30A
- Pour le Filtre : $C = 140 \mu\text{F}$; $L_F = 58\text{mH}$; $L_A = 45\text{mH}$.

25

Ce qui donne :

- une fréquence de coupure $f_c = 55,85\text{Hz}$;
- un rapport cyclique max : $\alpha_{\text{Max}} = 0,8335$

Ainsi, les figures 17 et 18 illustrent des courbes de réponse de
30 performance du circuit selon l'invention. Sur la figure 17, on voit la courbe

de Bode du rapport $\frac{i_{hr}}{i_h}$ et on constate que la composante à 150Hz est à -15dB, celle à 250Hz à -25dB, celle de 350Hz à -32dB, celle de 1000Hz à -50dB.

Sur la figure 18, on voit la courbe de Bode du rapport $\frac{V_{absorbeur}[dB]}{E}$

- 5 et on constate une surtension en sortie du convertisseur, autour de 75Hz.

Bien sûr, l'invention n'est pas limitée aux exemples qui viennent d'être décrits et de nombreux aménagements peuvent être apportés à ces exemples sans sortir du cadre de l'invention.

REVENDICATIONS

1. Circuit de compensation (3) d'une énergie réactive absorbée par
5 une charge (1) à puissances active et réactive variables, ce circuit de compensation étant disposé en parallèle de la charge à puissance variable par rapport à une source (2) de tension alternative ; caractérisé en ce qu'il comprend :

- au moins un condensateur (C) de compensation pour fournir de
10 l'énergie réactive à la charge (1),
- une bobine d'absorption (7) pour absorber un surplus d'énergie réactive,
- un convertisseur statique (6) commandé selon un fonctionnement à découpage, ce convertisseur statique (6) étant constitué de transistors
15 de puissance (T1, T2, T3, T4) et alimentant la bobine d'absorption (7) ;
- un filtre anti-harmonique (4) pour éliminer des composantes harmoniques du courant alimentant la charge (1), et
- un module de régulation (8, 9, 10) pour commander les transistors de puissance (T1, T2, T3, T4) à partir d'un rapport cyclique (α) qui est une
20 image du déphasage entre la tension et le courant de ladite source (2) de tension, et de façon à imposer à tout instant un déphasage nul entre la tension et le courant de ladite source de tension (2).

2. Circuit (3) selon la revendication 1, caractérisé en ce que le filtre
25 anti-harmonique (4) est disposé en entrée de ce circuit de compensation (3), et en ce que ce filtre (4) comprend un circuit RLC pour Résistance-Inductance-Condensateur, le condensateur (C) de ce circuit RLC étant ledit au moins un condensateur de compensation.

30 3. Circuit (3) selon la revendication 1, caractérisé en ce que la bobine d'absorption (7) et le condensateur de compensation (C1, C2) sont disposés en sortie du convertisseur statique (6).

4. Circuit (3) selon la revendication 3, caractérisé en ce que la bobine d'absorption (7) est disposée en parallèle du condensateur de compensation (C2) ou en série avec ce condensateur de compensation (C1).

5 5. Circuit (3) selon l'une quelconque des revendications précédentes, caractérisé en ce que le convertisseur statique (5) comprend deux bras (11, 12) dont le point commun de jonction (A) constitue une sortie pour l'alimentation de la bobine d'absorption (7); chaque bras comportant deux transistors IGBT (T1, T2 ; T3, T4) montés en série par leur émetteur, et
10 chaque transistor IGBT étant directement en parallèle avec une diode (d1, d2 ; d3, d4) disposée en sens opposé.

6. Circuit selon l'une quelconque des revendications précédentes, caractérisé en ce que le module de régulation (8, 9, 10) comprend :

15 - un module de mesure d'angle (10, 13) qui détermine le déphasage entre la tension et le courant de la source d'alimentation (2);
 - un module de transformation en niveau de tension continue différentielle (10, 14) de l'angle précédemment mesuré ;
 - un générateur de rapport cyclique (9, 17) qui transforme en
20 rapport cyclique le niveau de tension continue différentielle précédemment obtenu ; et
 - un circuit de commande (8) pour les grilles des transistors de puissance (T1, T2 ; T3, T4).

25 7. Circuit (3) selon la revendication 6, caractérisé en ce que le module de mesure d'angle (10) comprend:

 - un circuit de mesure d'un angle de déphasage (13) entre la tension et le courant de source d'alimentation (2),
 - un circuit (14) pour transformer l'angle de déphasage en tension
30 de déphasage,
 - un circuit de comparaison (15) entre cette tension de déphasage et une tension de référence préétablie, et
 - un correcteur (16) de type proportionnel-intégral alimenté par le circuit de comparaison (15) et générant un signal continu pour le
35 générateur de rapport cyclique (17).

8. Circuit selon l'une des revendications 6 ou 7, caractérisé en ce que le générateur de rapport cyclique (17) comprend :

- un additionneur pour additionner une porteuse triangulaire avec le signal continu délivré en sortie de correcteur (16) de type proportionnel-intégral,
- un circuit de mise en forme qui génère les triggers de commande des grilles des transistors de puissance (T1, T2 ; T3, T4), et
- un circuit d'aiguillage qui distribue de façon appropriée les signaux de commande des grilles des transistors de puissance (T1, T2 ; T3, T4).

9. Circuit (3) selon l'une quelconque des revendications précédentes, caractérisé en ce que le module de régulation (8, 9, 10) est configuré de façon à travailler avec une fréquence de découpage f_{sw} inférieure à cinq kHz.

10. Circuit (3) selon la revendication 9, caractérisé en ce que le module de régulation (8, 9, 10) est configuré de façon à travailler avec une fréquence de découpage f_{sw} comprise entre 1 et 2 kHz.

11. Circuit (3) selon la revendication 9 ou 10, caractérisé en ce que les transistors de puissance (T1, T2 ; T3, T4) sont des transistors IGBT, des résistances de grille de ces transistors présentent des valeurs comprises dans une plage allant de 5 à 33 ohms de façon à réduire des courants de mode commun.

12. Circuit (3) selon l'une des revendications précédentes caractérisé en ce que le convertisseur statique (6) est de type hacheur alternatif-alternatif.

13. Procédé mis en œuvre dans un circuit de compensation (3) d'une énergie réactive absorbée par une charge (1) à puissances active et réactive variables, ce circuit de compensation (3) étant disposé en parallèle entre une source de tension alternative (2) et la charge à puissance variable (1) et comprenant :

- au moins un condensateur de compensation (C) pour fournir de l'énergie réactive à la charge (1),

- une bobine d'absorption (7) pour absorber un surplus d'énergie réactive,
 - un convertisseur statique (6) commandé selon un fonctionnement à découpage, ce convertisseur statique (6) étant constitué de transistors de puissance (T1, T2 ; T3, T4) et alimentant la bobine d'absorption (7) ;
 - un filtre anti-harmonique (4) pour éliminer des composantes harmoniques du courant alimentant la charge (1), et
 - un module de régulation (8, 9, 10) pour commander les transistors de puissance (T1, T2 ; T3, T4) à partir d'un rapport cyclique (α) qui est une image du déphasage entre la tension et le courant de ladite source (2) de tension, et de façon à imposer à tout instant un déphasage nul entre la tension et le courant de ladite source de tension (2);
- procédé dans lequel on commande les transistors de puissance (T1, T2 ; T3, T4) de sorte que la tension efficace aux bornes de la bobine d'absorption (7) est maintenue sensiblement égale au produit entre le rapport cyclique (α) et la tension de ladite source de tension (2).

14. Procédé selon la revendication 13, caractérisé en ce qu'on utilise un DSP tout numérique pour émuler totalement en numérique le module de régulation (8, 9, 10), et la commande rapprochée pour la génération et la gestion des triggers de commande des grilles des transistors de puissance et le contrôle du passage à zéro du courant de la bobine d'absorption, de telle sorte que les interrupteurs de puissance ne soient jamais court-circuités ou totalement ouverts simultanément.

15. Procédé selon la revendication 14, caractérisé en ce qu'on utilise le DSP pour réaliser la fonction de contrôle commande à partir de deux ondes : les ondes de tension et du courant du réseau, et la fonction de gestion interne des triggers des transistors de l'onde de courant dans la bobine d'absorption, afin de ne pas porter atteinte aux intégrités des interrupteurs de puissance.

16. Procédé selon l'une des revendications 13 à 15, caractérisé en ce que le convertisseur statique (6) comprend deux bras (11, 12) dont le point commun de jonction (A) constitue une sortie pour l'alimentation de la bobine d'absorption (7) ; chaque bras comportant deux transistors IGBT (T1, T2 ; T3, T4) montés en série par leur émetteur, et chaque transistor

IGBT (T1, T2, T3, T4) étant associé à une diode interne (d1, d2 ; d3, d4) en tête-bêche ;

et en ce qu'on configure, selon les revendications 14 et 15, le module de contrôle au moyen d'un module à base de DSP de sorte que les
5 courants des deux bras (11, 12) sont en parfait empiètement.

1/8

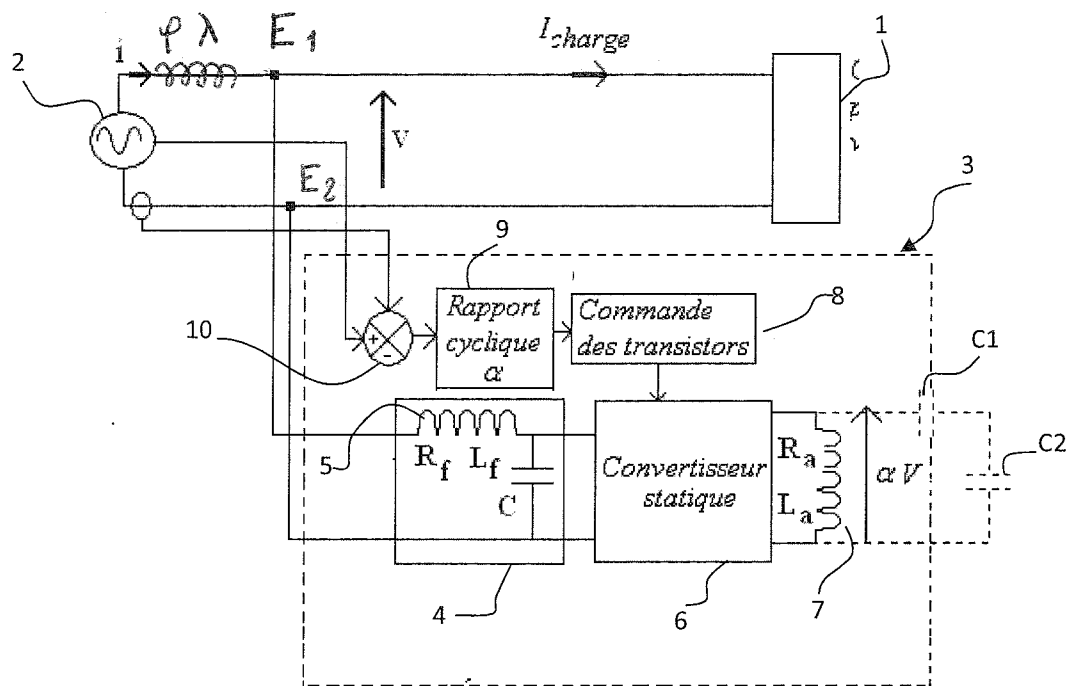


FIG 1

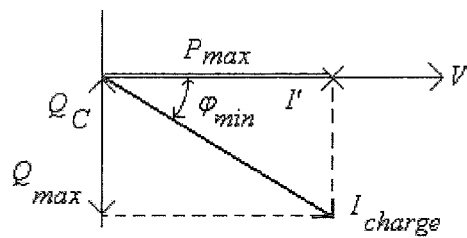


FIG 2

2/8

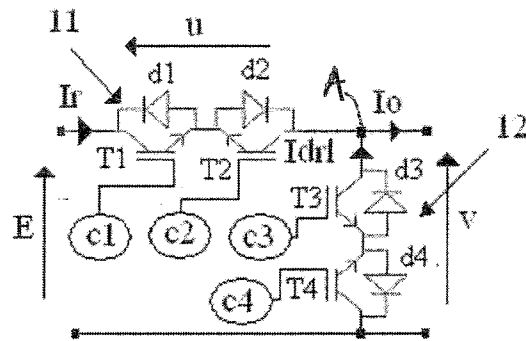
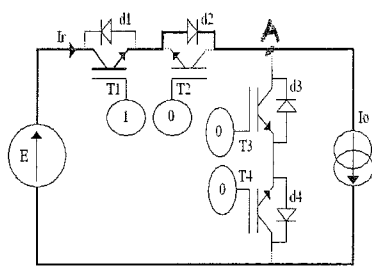
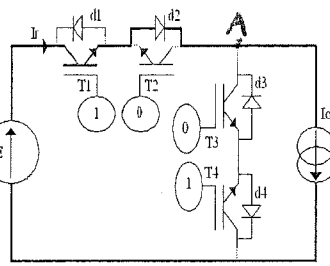


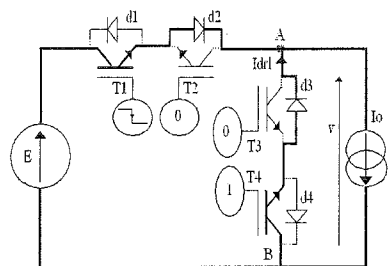
FIG 3



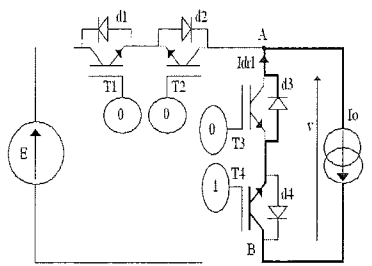
(a)



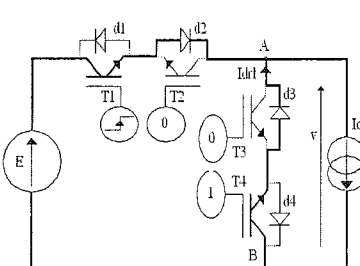
(b)



(c)

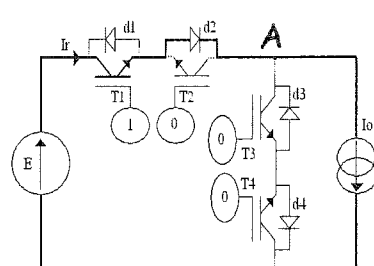


(d)



(e)

FIG 4



(a)

3/8

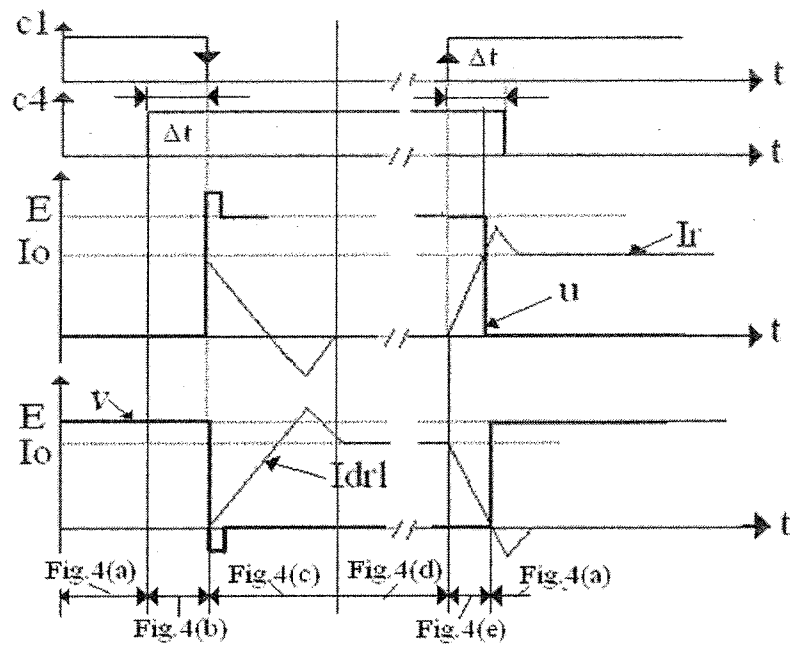


FIG 5

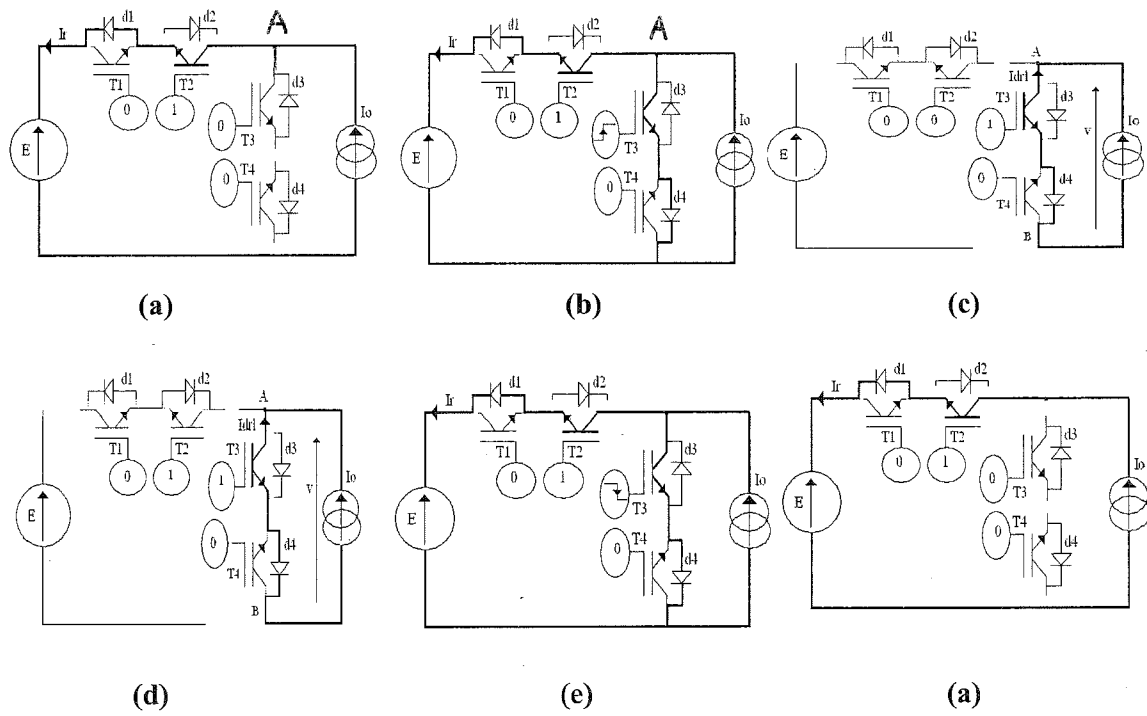


FIG 6

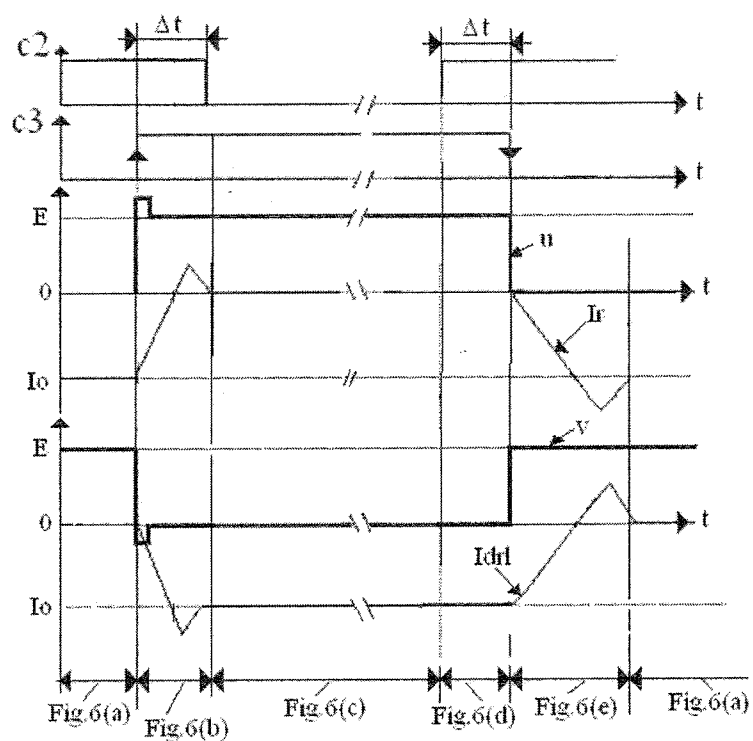


FIG 7

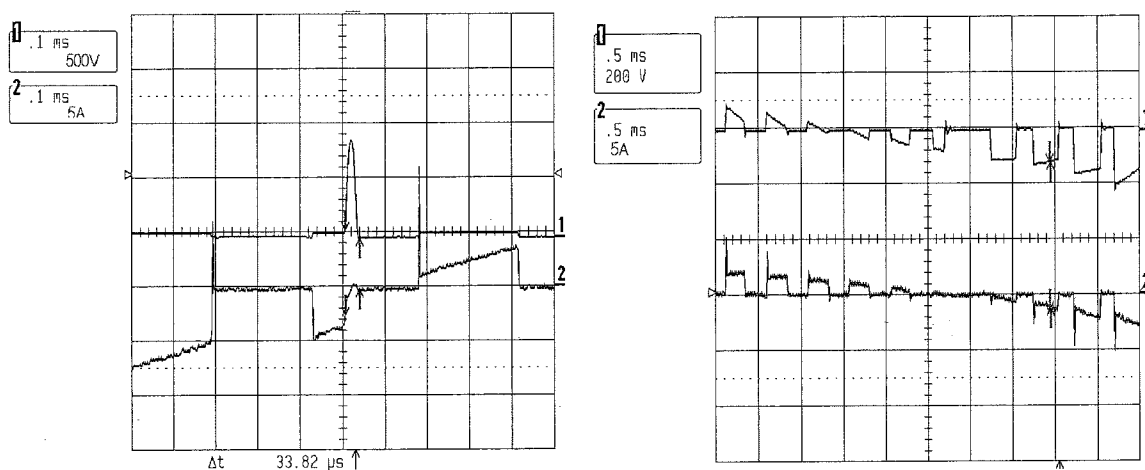
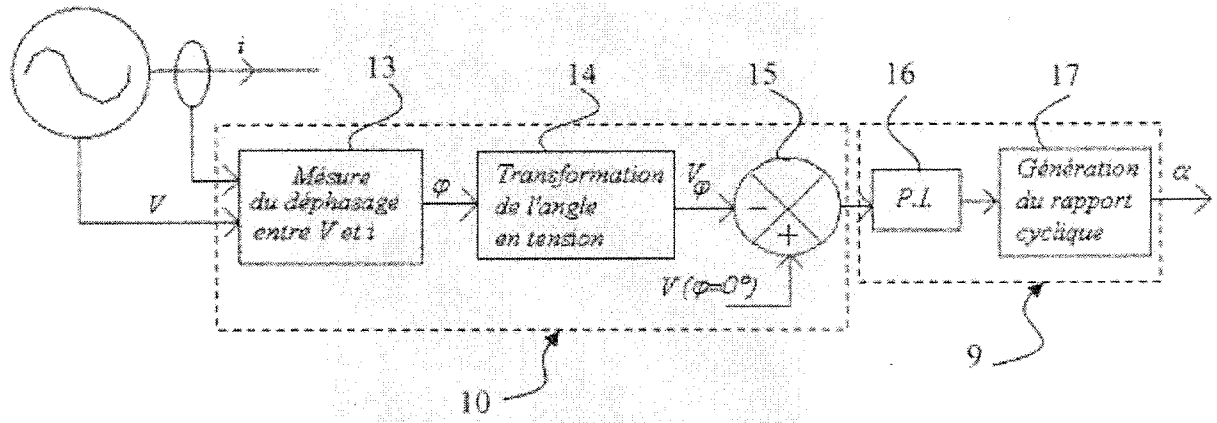
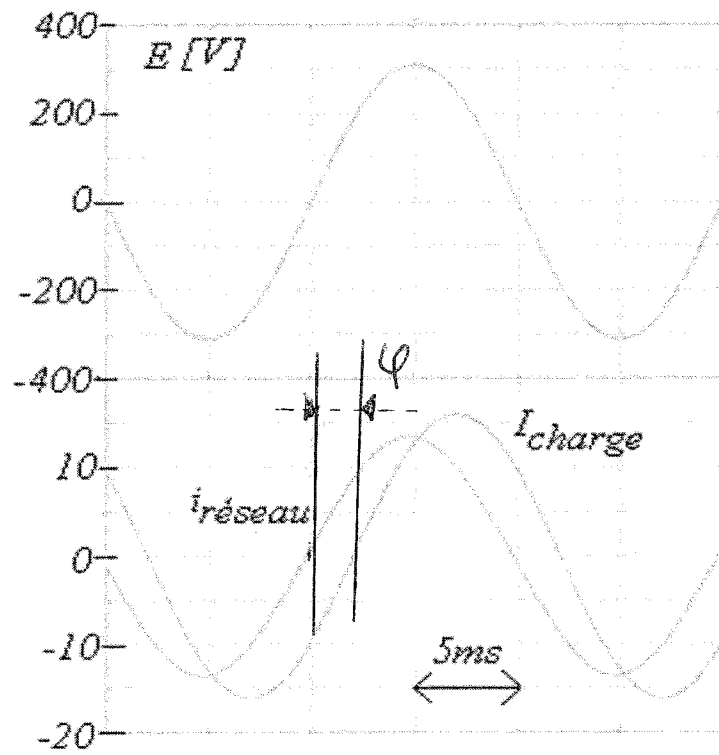


FIG 8

5/8

**FIG 9****FIG 10**

6/8

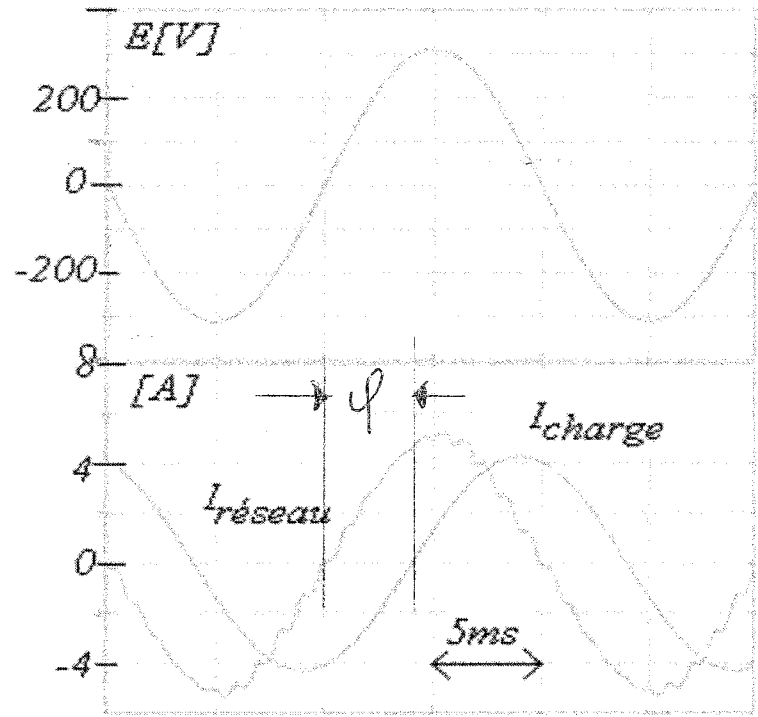


FIG 11

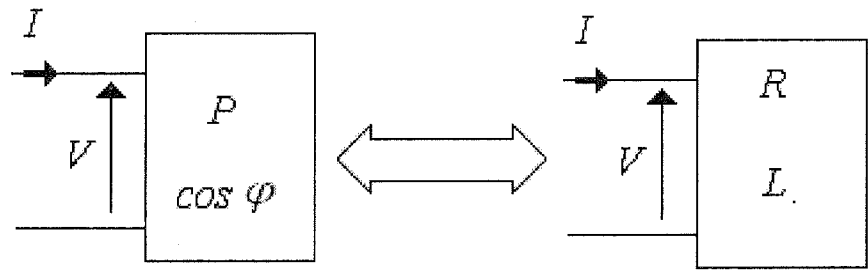


FIG 12

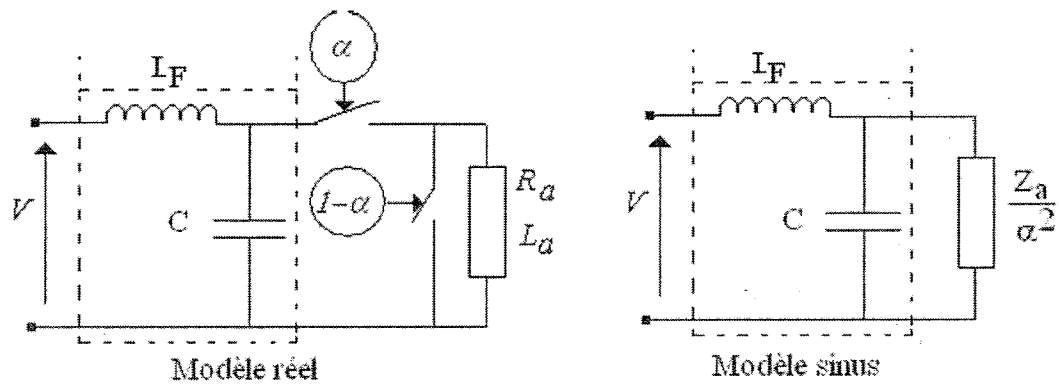


FIG 13

7/8

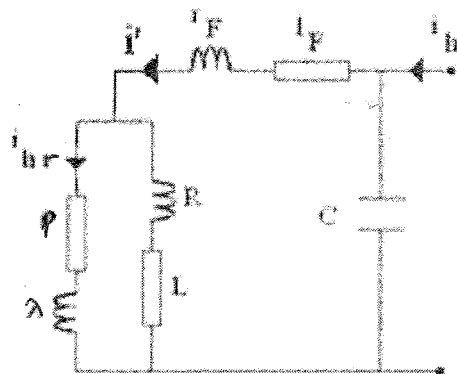


FIG 14

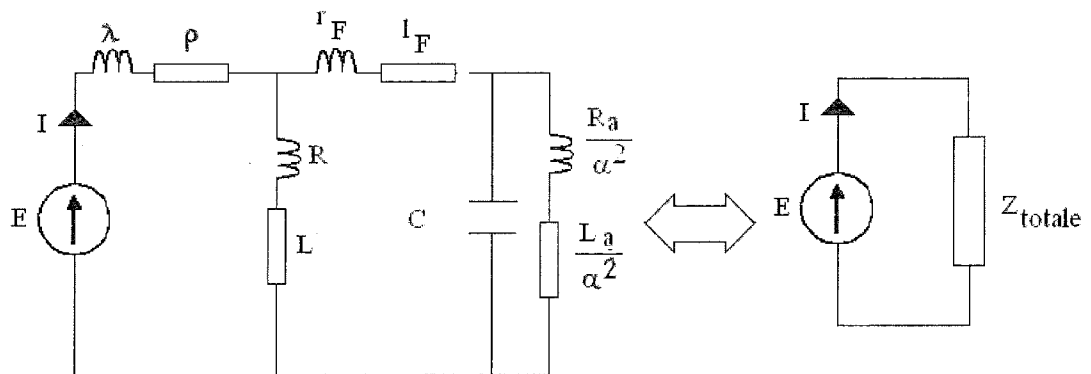


FIG 15

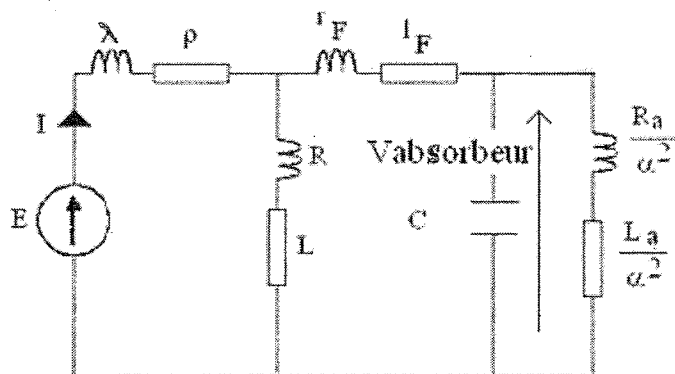
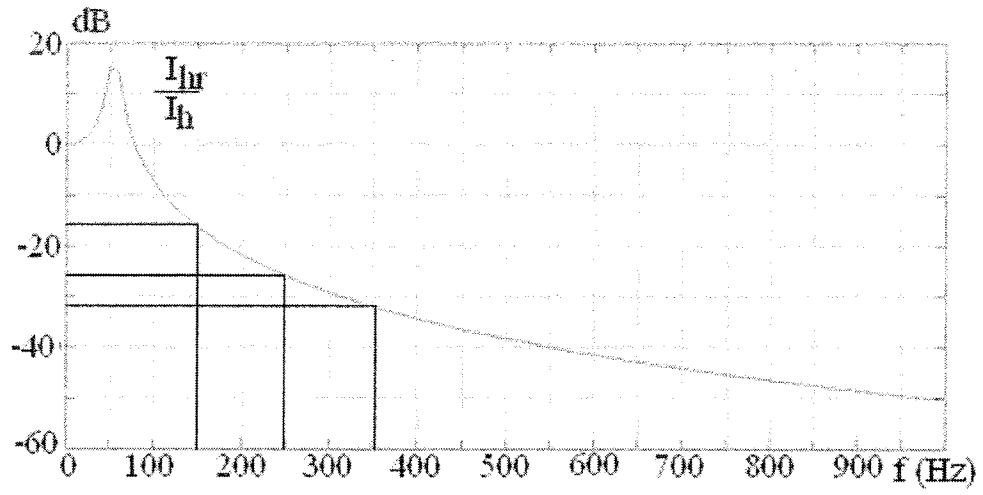
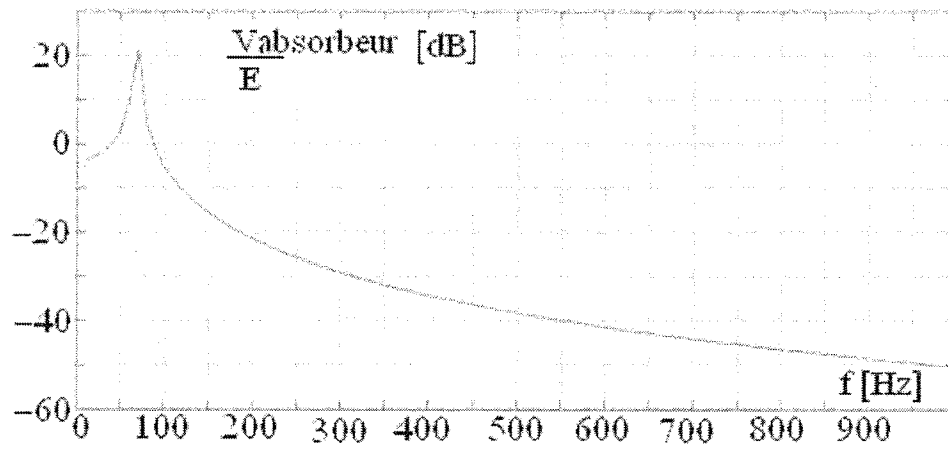


FIG 16

8/8

FIG 17FIG 18

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No

PCT/FR2011/053129

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

INV. H02J3/18

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)

H02J

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 practical, search terms used)

EPO-Internal

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	WO 2007/075057 A1 (ENERTECH CO LTD [KR]; PARK HOON YANG [KR]) 5 July 2007 (2007-07-05) abstract paragraphs [0015] - [0026]; claim 1; figure 3	1,2,5-15
A	ANNABELLE VAN ZYL ET AL: "Converter-Based Solution to Power Quality Problems on Radial Distribution Lines", IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, IEEE SERVICE CENTER, PISCATAWAY, NJ, US, vol. 32, no. 6, 1 December 1996 (1996-12-01), XP011022115, ISSN: 0093-9994 abstract figure 7	1-15



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 document 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

22 February 2012

Date of mailing of the international search report

02/03/2012

Name and mailing address of the ISA/

European Patent Office, P.B. 5818 Patentlaan 2
NL - 2280 HV Rijswijk
Tel. (+31-70) 340-2040,
Fax: (+31-70) 340-3016

Authorized officer

Marannino, M

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No

PCT/FR2011/053129

C(Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	US 2005/083627 A1 (WANG YUE [CN] ET AL) 21 April 2005 (2005-04-21) paragraphs [0009] - [0012]; figure 1 -----	1-15
A	SATO Y ET AL: "A new control method for current source active power filters", INDUSTRY APPLICATIONS CONFERENCE, 1997. THIRTY-SECOND IAS ANNUAL MEETING, IAS '97., CONFERENCE RECORD OF THE 1997 IEEE NEW ORLEANS, LA, USA 5-9 OCT. 1997, NEW YORK, NY, USA, IEEE, US, vol. 2, 5 October 1997 (1997-10-05), pages 1463-1470, XP010248517, DOI: 10.1109/IAS.1997.629047 ISBN: 978-0-7803-4067-1 paragraph [0001]; figure 1 -----	1-15

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

International application No

PCT/FR2011/053129

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date
WO 2007075057 A1	05-07-2007	BR PI0622172 A2 WO 2007075057 A1	23-11-2010 05-07-2007
US 2005083627 A1	21-04-2005	CN 1527456 A US 2005083627 A1	08-09-2004 21-04-2005

RAPPORT DE RECHERCHE INTERNATIONALE

Demande internationale n°

PCT/FR2011/053129

A. CLASSEMENT DE L'OBJET DE LA DEMANDE INV. H02J3/18 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) H02J		
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		
C. DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS		
Catégorie*	Identification des documents cités, avec, le cas échéant, l'indication des passages pertinents	no. des revendications visées
X	WO 2007/075057 A1 (ENERTECH CO LTD [KR]; PARK HOON YANG [KR]) 5 juillet 2007 (2007-07-05) abrégé alinéas [0015] - [0026]; revendication 1; figure 3	1,2,5-15
A	----- ANNABELLE VAN ZYL ET AL: "Converter-Based Solution to Power Quality Problems on Radial Distribution Lines", IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, IEEE SERVICE CENTER, PISCATAWAY, NJ, US, vol. 32, no. 6, 1 décembre 1996 (1996-12-01), XP011022115, ISSN: 0093-9994 abrégé figure 7 ----- -/-	1-15
☒ 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 22 février 2012		Date d'expédition du présent rapport de recherche internationale 02/03/2012
Nom et adresse postale de l'administration chargée de la recherche internationale Office Européen des Brevets, P.B. 5818 Patentlaan 2 NL - 2280 HV Rijswijk Tel. (+31-70) 340-2040, Fax: (+31-70) 340-3016		Fonctionnaire autorisé Marannino, M

RAPPORT DE RECHERCHE INTERNATIONALE

Demande internationale n°

PCT/FR2011/053129

C(suite). DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS		
Catégorie*	Identification des documents cités, avec, le cas échéant, l'indication des passages pertinents	no. des revendications visées
A	US 2005/083627 A1 (WANG YUE [CN] ET AL) 21 avril 2005 (2005-04-21) alinéas [0009] - [0012]; figure 1 -----	1-15
A	SATO Y ET AL: "A new control method for current source active power filters", INDUSTRY APPLICATIONS CONFERENCE, 1997. THIRTY-SECOND IAS ANNUAL MEETING, IAS '97., CONFERENCE RECORD OF THE 1997 IEEE NEW ORLEANS, LA, USA 5-9 OCT. 1997, NEW YORK, NY, USA, IEEE, US, vol. 2, 5 octobre 1997 (1997-10-05), pages 1463-1470, XP010248517, DOI: 10.1109/IAS.1997.629047 ISBN: 978-0-7803-4067-1 alinéa [0001]; figure 1 -----	1-15

RAPPORT DE RECHERCHE INTERNATIONALE

Renseignements relatifs aux membres de familles de brevets

Demande internationale n°

PCT/FR2011/053129

Document brevet cité au rapport de recherche	Date de publication	Membre(s) de la famille de brevet(s)	Date de publication
WO 2007075057 A1	05-07-2007	BR PI0622172 A2 WO 2007075057 A1	23-11-2010 05-07-2007
US 2005083627 A1	21-04-2005	CN 1527456 A US 2005083627 A1	08-09-2004 21-04-2005