

12

DEMANDE DE BREVET D'INVENTION

A1

22 Date de dépôt : 05.03.14.

30 Priorité :

43 Date de mise à la disposition du public de la demande : 11.09.15 Bulletin 15/37.

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

60 Références à d'autres documents nationaux apparentés :

Demande(s) d'extension :

71 Demandeur(s) : UNIVERSITE DU MAINE — FR, COMMISSARIAT A L'ENERGIE ATOMIQUE ET AUX ENERGIES ALTERNATIVES Etablissement public — FR et WHYLOT — FR.

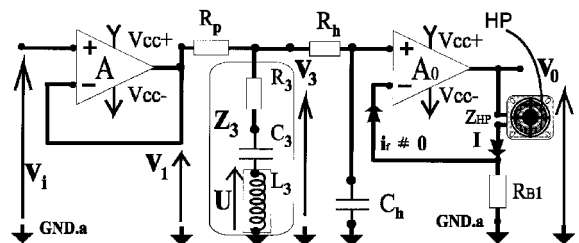
72 Inventeur(s) : GAVIOT ETIENNE, ERZA MEHRAN, POLET FREDERIC, CAMBERLAIN LIONEL et RAVAUD ROMAIN.

73 Titulaire(s) : UNIVERSITE DU MAINE, COMMISSARIAT A L'ENERGIE ATOMIQUE ET AUX ENERGIES ALTERNATIVES Etablissement public, WHYLOT.

74 Mandataire(s) : CABINET SCHMITT.

54 DISPOSITIF ET PROCEDE DE FILTRAGE DU PIC DE RESONANCE DANS UN CIRCUIT D'ALIMENTATION D'AU MOINS UN HAUT-PARLEUR EN AMONT DE CELUI-CI.

57 La présente invention concerne un circuit d'alimentation en signaux acoustiques d'au moins un haut-parleur (HP), ce circuit comprenant un dispositif de filtrage du pic de résonance se produisant à une certaine fréquence du courant d'alimentation, caractérisé en ce que le dispositif de filtrage du pic est incorporé dans une première branche en dérivation du circuit intermédiaire entre au moins deux convertisseurs (A, A0), ce dispositif de filtrage étant purement électrique sous la forme d'une impédance (Z_3) connectée, d'une part, à un point du circuit intermédiaire et, d'autre part, à une masse d'instrumentation, l'impédance étant dite RLC (Z_3) en comprenant au moins une première résistance (R_3), au moins un premier condensateur (C_3) et au moins une première inductance (L_3) disposés en série, les paramètres de la première résistance (R_3), du premier condensateur (C_3) et de la première inductance (L_3) étant prédéterminés en fonction du pic de résonance à filtrer.



« Dispositif et procédé de filtrage du pic de résonance dans un circuit d'alimentation d'au moins un haut-parleur en amont de celui-ci»

5

La présente invention concerne un dispositif et un procédé de filtrage du pic de résonance dans un circuit d'alimentation d'au moins un haut-parleur, le dispositif de filtrage étant disposé en amont dudit au moins un haut-parleur.

10 On sait qu'un haut-parleur classique comprend un actionneur électromagnétique, le plus souvent composé d'un bobinage disposé sur un équipement mobile au sein d'un champ magnétique généré par un aimant permanent.

Lorsque le bobinage du haut-parleur est parcouru par un courant modulé en fréquence, le déplacement mécanique induit à fréquence audible est transformé en champ acoustique au moyen d'une membrane jouant le rôle de surface émissive, également appelée radiateur acoustique.

La qualité sonore du haut-parleur dépend de la courbe de réponse en fréquence, c'est-à-dire une réponse mécanique en accélération à une sollicitation électrique soit en courant soit en tension, que l'on recherche la plus constante possible sur l'ensemble de la bande passante. La qualité sonore dépend aussi de la linéarité du dispositif marquée par la présence d'un minimum de distorsions harmoniques et d'intermodulations.

Si le transducteur agissant en tant que haut-parleur favorise d'égale manière toutes les fréquences, la reproduction du timbre d'un instrument de musique, constitutif des harmoniques utiles du son, semble a priori pouvoir être assurée.

Toutefois, la réalité se révèle plus complexe, compte tenu de la nécessité de reproduire convenablement les transitoires d'attaque des sons représentatifs de la signature acoustique des instruments de qualité. La réponse du haut-parleur aux transitoires est une condition essentielle de "fidélité" que l'on peut tester en détectant le "traînage" de la membrane lorsque le haut-parleur est sollicité par un train d'impulsions. L'inertie de l'équipage mobile et les forces dues aux phénomènes d'auto-induction participent à ce défaut.

Les mesures acoustiques, optiques et électriques montrent qu'il n'existe pas de haut-parleur idéal et que chaque réalisation présente des défauts en termes de limitation de bande passante, pointes de résonance diverses et d'inertie. Le couplage de plusieurs transducteurs permet en principe de pallier de nombreux défauts, mais,

35

à l'inverse, il arrive parfois de voir les défauts cumulés de façon rédhibitoire pour une reproduction musicale de qualité.

Dans un haut-parleur, la force motrice utile à l'origine du déplacement de l'équipage mobile résulte de l'interaction du champ d'induction magnétique, noté B , avec chaque élément de longueur du bobinage traversé par un courant noté $i(t)$ fonction d'un temps t . Sur le plan local, la force élémentaire appliquée sur un porteur de charge en déplacement au sein d'un champ d'induction est qualifiée de force de Lorentz et s'exerce dans une direction perpendiculaire au plan défini par le champ et la vitesse des porteurs. Un bilan au sein d'un volume élémentaire porteur de charges assujetti au phénomène conduit à l'expression :

$$F = i \int_0^l \vec{B} \cdot d\vec{l} = B.l.i \quad (1)$$

Tout se passe comme si la longueur déroulée du bobinage, notée l , était exposée à un champ d'induction magnétique homogène, ce qui permet de définir la quantité $Bl = B.l$ appelée facteur de force (en Newton par Ampère ou en Tesla.mètre) de la partie motrice du haut-parleur.

Cette force, modulée par l'intensité, sollicite l'équipage mobile dont le comportement mécanique est dicté par trois composantes : une force d'inertie, produit de la masse des parties en mouvement notée M_m par l'accélération imposée, une force d'amortissement, généralement considérée proportionnelle à la vitesse de déplacement via une constante notée f_m en newton/m/s ou kg/s et une force de rappel liée la mécanique de suspension affectée d'une raideur notée k_m en N/m. Pour une translation guidée sur un axe x l'équation de comportement d'un tel transducteur idéalisé s'écrit :

$$F = B_l.i = M_m \cdot \frac{d^2x}{dt^2} + f_m \cdot \frac{dx}{dt} + k_m \cdot x \quad (2)$$

La relation courant-tension aux bornes du haut-parleur est régie par sa structure caractérisée par l'équipage mobile en mouvement au sein d'un champ magnétique. Ainsi, le comportement électrique est dicté par deux mécanismes, à savoir la dissipation par effet Joule liée à la loi d'Ohm et les interactions électromagnétiques en termes de forces électromotrices induites, sous-tendus par trois contributions :

- la chute de tension liée à la composante résistive de l'enroulement solénoïde de l'équipage,

- la force électromotrice induite liée à la variation du flux magnétique lors du déplacement,

- la force électromotrice d'auto-induction régie par la loi de Lenz.

Ainsi, dans l'hypothèse de linéarité du système, à l'équation précédemment
5 indiquée régissant le comportement mécanique du haut-parleur, une équation de
comportement électrique vient s'ajouter :

$$e_{(t)} = R_e \cdot i_{(t)} + L_e \cdot \frac{di}{dt} + B_l \cdot \frac{dx}{dt} \quad (3)$$

Pour laquelle R_e est la composante résistive pure de l'enroulement,
10 susceptible de varier avec la température mesurée en Ohms et L_e son inductance
propre fonction du déplacement mesurée en Henry lorsque l'on tient compte des non
linéarités. De fait, si le courant impliqué dans le membre de gauche de la deuxième
équation découle directement de la troisième équation, alors toute perturbation ou
non linéarité impliquée dans cette dernière entraîne une influence sur le déplacement
15 de la membrane et ses fonctions dérivées.

Il existe deux stratégies respectives de pilotage d'un haut-parleur, à savoir un
pilotage en courant ou un pilotage en tension. Si, dans les deux cas, le traitement
des signaux par les étages de pré-amplification conduisent à un signal de commande
systématiquement mesurable sous la forme d'une tension, dans le cas d'une
20 commande en tension, celle-ci est naturellement dépendante de l'impédance du
dipôle que représente le transducteur faisant office de haut-parleur. Ce pilotage
s'apparente à une liaison entre générateurs de Thévenin idéaux débitant sur le haut-
parleur. Le haut-parleur constitue alors une charge tributaire d'une alimentation par
impédance quasi-nulle et toute composante de force électromotrice ou f.e.m générée
25 influence directement le courant traversant l'association.

A l'inverse, pour une commande en courant, la transduction tension courant
est assurée par un conditionneur de signal spécifiquement agencé, le transducteur
étant sollicité par le courant de sortie de ce conditionneur. Ce pilotage est assimilable
à un générateur de Norton idéal débitant sur le transducteur : ce dernier représente
30 alors une charge sollicitée sous impédance infinie, sur laquelle toute fluctuation de
f.e.m. générée par la charge reste sans conséquence sur le comportement de
l'association. Mieux encore, cette tension peut être mesurée puis utilisée en signal de
correction dans une stratégie d'asservissement.

D'une manière générale le pilotage par commande en tension sollicite
35 directement les haut-parleurs, compte tenu d'un comportement électrique assujetti

aux paramètres constitutifs de son impédance. Ce n'est que relativement récemment que divers travaux ont été conduits pour la conception de haut-parleurs spécifiquement pilotés en courant, compte tenu de conditionneurs adéquats.

Parmi les paramètres électriques et mécaniques représentatifs du comportement d'un haut-parleur, les trois grandeurs B_l , R_e , L_e précédemment mentionnées déterminent fondamentalement la qualité de reproduction de l'association conditionneur et transducteur. Les interactions ne seront pas les mêmes selon le choix réalisé par le concepteur parmi les deux modes de pilotage en courant et en tension.

Lors d'un pilotage en courant, l'association conditionneur-transducteur reste par nature totalement immune vis-à-vis des tensions générées. Pour un tel choix, il convient toutefois de détecter et de corriger si possible les défauts inhérents à l'altération des paramètres impliqués dans l'équation (2) qui en réalité présente un terme parasite de force fonction de l'intensité au carré ou i^2 dite solénoïde selon la formule:

$$B_l \cdot i + \frac{1}{2} \cdot i^2 \cdot \frac{dL_e}{dx} = M_m \cdot \frac{d^2x}{dt^2} + f_m \cdot \frac{dx}{dt} + k_m \cdot x \quad (4)$$

L'équation (2) peut s'écrire dans le domaine fréquence par :

$$B_l \cdot I = M_m \cdot p^2 \cdot X + f_m \cdot p \cdot X + k_m \cdot X = M_m \left[p^2 + \frac{f_m}{M_m} \cdot p + \frac{k_m}{M_m} \right] \cdot X \quad (5)$$

où X désigne la transformée du déplacement selon Laplace et I désigne I fois l'unité, le rapport f_m/M_m étant représentatif de l'atténuation qui est la fonction inverse du temps de relaxation, alors que k_m/M_m traduit le carré de la fréquence angulaire de résonance.

En notant $f_m/M_m = 2/\tau$ et $k_m/M_m = \omega_0^2$, ω_0 étant la vitesse angulaire initiale, la fonction de transfert du déplacement rapportée au courant s'exprime :

$$\frac{X}{I} = \frac{B_l}{M_m} \cdot \frac{1}{\left(p^2 + \frac{2}{\tau} \cdot p + \omega_0^2 \right)} = \frac{B_l}{M_m} \cdot \frac{1}{(p-a)(p-b)} = \frac{B_l}{M_m} \cdot \frac{1}{P_1} \quad (6)$$

Les équations (2) et (3) peuvent être considérées dans le domaine fréquence en régime harmonique et combinées entre elles en termes de fonctions de transfert cascadées. En notant E_0 et I_0 les grandeurs complexes découplées de leur partie évolutive, l'indice étant significatif d'une fréquence angulaire particulière aussi appelée « phasors » en anglais, on obtient :

$$E_0 = I_0 \cdot (R_e + L_e \cdot p) + B_l \cdot (X \cdot p)$$

$$B_l \cdot I_0 = M_m \cdot p \cdot (p \cdot X) + f_m \cdot (p \cdot X) + \frac{k_m}{p} \cdot (p \cdot X) \quad \text{soit} \quad (p \cdot X) = B_l \cdot I_0 / \left[M_m \cdot p + f_m + \frac{k_m}{p} \right]$$

Après substitution du produit $p \cdot X$ dans la première relation, la fonction de transfert d'impédance apparaît immédiatement sous une forme composite impliquant deux termes :

$$\frac{E_0}{I_0} = Z_{HP} = (R_e + L_e \cdot p) + \frac{B_l^2}{M_m} \cdot \frac{p}{\left(p^2 + \frac{f_m}{M_m} \cdot p + \frac{k_m}{M_m} \right)} \quad (7)$$

Si la composante de réactance est négligée, alors l'impédance du haut-parleur peut être écrite :

$$Z_{HP} \approx R_e + \frac{B_l^2}{M_m} \cdot \frac{p}{P_1} = \frac{R_e \cdot M_m \cdot P_1 + B_l^2 \cdot p}{M_m \cdot P_1} \quad (7a)$$

Le regroupement des paramètres conduit alors à la forme simple suivante :

$$\left[\frac{X}{E} \right]_p = \frac{B_l}{M_m \cdot R_e} \cdot \frac{1}{\left[p^2 + \left(\frac{f_m + B_l^2 / R_e}{M_m} \right) \cdot p + \omega_0^2 \right]} = \frac{B_l}{M_m \cdot R_e} \cdot \frac{1}{V_1} \quad (7b)$$

Il apparaît immédiatement que le polynôme V_1 qui est celui représentatif du comportement lié au pilotage en tension est caractérisé par un amortissement a fortiori plus marqué que celui du polynôme P_1 associé au régime de commande en courant. Au coefficient de frottement visqueux f_m d'un régime de commande en courant est substitué pour un régime de commande en tension un coefficient systématiquement majoré tel que :

$$f_{m+e} = (f_m + B_l^2 / R_e) > f_m \quad (8)$$

Au regard des temps propres respectivement impliqués (τ_m et τ_{m+e}), il est défini des facteurs de résonance mécanique Q_m et Q_{m+e} , tels que :

$$Q_m = \frac{\omega_0 \cdot \tau_m}{2} = \frac{\sqrt{k_m \cdot M_m}}{f_m} \quad \text{et} \quad Q_{m+e} = \frac{\omega_0 \cdot \tau_{m+e}}{2} = \frac{\sqrt{k_m \cdot M_m}}{f_m + B_l^2 / R_e} \quad (9 \text{ et } 9a)$$

Un coefficient spécifiquement électrique Q_e peut donc être défini en faisant tendre f_m vers zéro et une relation simple couplant les facteurs de résonance peut alors s'écrire :

$$\frac{1}{Q_{m+e}} = \frac{1}{Q_m} + \frac{1}{Q_e} \quad (10)$$

- 5 L'impédance du transducteur combine une composante exclusivement électrique avec une seconde composante appelée impédance motionnelle. Ainsi, l'impédance du haut-parleur Z_{HP} s'écrit $Z_{HP} = Z_e + Z_m$ avec :

$$Z_e = (R_e + L_e \cdot p), \text{ et } Z_m = \frac{B_l^2}{M_m} \cdot \frac{p}{\left(p^2 + \frac{f_m}{M_m} \cdot p + \frac{k_m}{M_m}\right)} = \frac{B_l^2}{M_m} \cdot \frac{p}{P_1} \quad (11, 11a)$$

- 10 Il apparaît que l'impédance motionnelle est affectée par un polynôme caractéristique d'ordre deux marquant un comportement de type passe-bande. En outre, si l'usage désigne la valeur nominale de l'impédance par une valeur donnée, souvent 4W et 8W pour les transducteurs de puissance, 16W et 32W pour les mini et microsystèmes équipant les casques, la contribution de l'impédance motionnelle n'est en aucun cas négligeable lorsque le transducteur doit être sollicité en tension.
- 15 De même, lorsque la fréquence augmente, la composante inductive de réactance $j.L.w$ vient atténuer progressivement la reproduction des signaux.

- Le comportement d'un transducteur sollicité en mode tension fait apparaître le couplage des relations 8 et 9b associées en termes de fonctions de transfert composites. Considérant ici la fonction relative au déplacement $X(p)$, en reprenant
- 20 les notations précédentes de l'équation (6):

$$\left[\frac{X}{I}\right]_p = \frac{B_l}{M_m} \cdot \frac{1}{P_1} \text{ avec } P_1 = \left(p^2 + \frac{2}{\tau} \cdot p + \omega^2_0\right)$$

L'équation (11) descriptive de l'impédance du transducteur entraîne par ailleurs :

$$\left[\frac{X}{E}\right]_p = \left[\frac{X}{I}\right]_p \cdot \left[\frac{I}{E}\right]_p = \frac{B_l}{M_m} \cdot \frac{1}{P_1} \cdot \frac{1}{Z_{HP}} \quad (12)$$

- 25 En conséquence, les fonctions de transfert de la vitesse du diaphragme et de l'accélération, en termes de grandeurs dérivées, s'expriment alors en deux équations:

$$\left[\frac{V}{E}\right]_p = \frac{B_l}{M_m} \cdot \frac{p}{P_1} \cdot \frac{1}{Z_{HP}} \text{ et } \left[\frac{A}{E}\right]_p = \frac{B_l}{M_m} \cdot \frac{p^2}{P_1} \cdot \frac{1}{Z_{HP}} \quad (12\&12a)$$

Si l'on considère la fonction relative au déplacement, elle peut être exprimée d'une manière générale sous la forme suivante :

$$\left[\frac{X}{E} \right]_p = \frac{B_l}{M_m} \cdot \frac{1}{P_1} \cdot \frac{1}{Z_{HP}} = \frac{B_l}{M_m} \cdot \frac{1}{P_1} \cdot \frac{1}{(R_e + L_e \cdot p) + \frac{B_l^2}{M_m} \cdot \frac{p}{P_1}} \quad (13)$$

Une conséquence importante de cette écriture apparaît immédiatement, lorsqu'on s'intéresse aux régimes proches de la résonance, avec la nécessité d'une correction par filtrage dans le cas d'un pilotage en courant. La commande en tension permet quant à elle de bénéficier d'un avantage significatif, souvent cité comme argument définitif justifiant ce choix, avec un effet d'amortissement naturel beaucoup plus marqué que pour une commande en courant.

Le document FR-A-2 422 309 reconnaît dans sa partie introductive que pour un haut-parleur piloté en courant la membrane du haut-parleur peut être le siège de déformations ou d'ondes stationnaires à fréquence très élevées, ce qui est particulièrement désavantageux pour un pilotage en courant. Inversement, ce document reconnaît qu'un pilotage en tension n'est utilisable que dans un domaine restreint de fréquence.

Pour améliorer le pilotage en courant, ce document propose de combiner une commande en courant et un asservissement en accélération pour la gamme de fréquence recouvrant toutes les résonances mécaniques du haut-parleur. Cette solution n'a cependant jamais donné satisfaction, un asservissement en accélération n'ayant pas pu permettre de compenser toutes les résonances mécaniques propres à chaque haut-parleur.

Le document GB-A-2 473 921 divulgue dans sa partie introductive que la qualité sonore de haut-parleurs électrodynamiques peut être significativement améliorée par l'alimentation d'un haut-parleur avec un pilotage en courant au lieu d'un pilotage en tension fréquemment adopté. La commande en courant est obtenue lorsque l'impédance de la source vue par le pilote est élevée par rapport à l'impédance propre du conducteur.

Ce document reconnaît aussi, qu'en pilotage en courant, un pic de fréquence typique d'un soulèvement d'un haut-parleur en forme de cône ne peut pas être compensé en ajoutant simplement un réseau RC en parallèle avec le conducteur, la haute impédance de la source étant alors perdue.

Ce document propose donc un pilotage du haut-parleur avec une double bobine utilisée conjointement avec une impédance qui désactive l'une des bobines

acoustiques à des fréquences élevées, ce qui produit la correction de la réponse requise tout en conservant une impédance relativement élevée de la source.

L'adjonction d'une double bobine requiert cependant une complète reconstitution du bobinage de commande en courant qui n'est pas habituellement double. Ceci présente un coût de conception rédhibitoire et des aménagements spécifiques pour le pilotage en courant.

Conformément aux deux documents de l'état de la technique précédemment mentionnés, si les avantages d'un pilotage en courant d'un haut-parleur ont été reconnus, il n'a pas été mis au point jusqu'à présent des solutions permettant de remédier efficacement à deux inconvénients majeurs endémiques d'un tel pilotage en courant, à savoir :

- d'une part, la présence d'un pic de résonance qui ne peut pas rester sans être corrigé, alors qu'un pilotage en tension apporte justement une correction naturelle pour ce pic de résonance grâce aux effets de l'impédance motionnelle calée à la fréquence de résonance du transducteur,

- d'autre part, lorsque la fréquence augmente, les études de l'acoustique montrent un effet de directivité accrue du haut-parleur conduisant à un rehaussement du niveau sonore mesurable dans l'axe perpendiculaire au diaphragme, ce phénomène portant le nom anglais de « horn effect ». Là encore, lors du pilotage en tension, la composante inductive du transducteur corrige localement cet effet avant de réduire le niveau acoustique dans les fréquences les plus élevées.

Le but de la présente invention est, pour toute catégorie de haut-parleur, de corriger au moins la présence d'un pic de résonance lors d'un pilotage en courant du haut-parleur, ceci par des moyens électroniques et sans adaptation spécifique de la commande en courant du haut-parleur qui reste inchangée par rapport à celle de l'état de la technique.

A cet effet, l'invention concerne un circuit d'alimentation en signaux acoustiques d'au moins un haut-parleur, ce circuit comprenant un dispositif de filtrage du pic de résonance se produisant à une certaine fréquence du courant d'alimentation dudit au moins un haut-parleur et au moins deux convertisseurs non inverseurs disposés en série en amont dudit au moins un haut-parleur, chacun des deux convertisseurs présentant une borne d'alimentation positive et une borne d'alimentation négative ainsi qu'une sortie, le plus en amont des deux convertisseurs présentant sa borne d'alimentation positive reliée à l'alimentation d'entrée du circuit tandis que sa sortie est reliée par un circuit intermédiaire à la borne d'alimentation positive du deuxième convertisseur, la sortie du deuxième convertisseur étant reliée

audit au moins un haut-parleur, caractérisé en ce que le dispositif de filtrage du pic de résonance dudit au moins un haut-parleur est incorporé dans une première branche en dérivation du circuit intermédiaire entre lesdits au moins deux convertisseurs, ce dispositif de filtrage étant purement électrique sous la forme d'une

5 impédance connectée, d'une part, à un point du circuit intermédiaire et, d'autre part, à une masse d'instrumentation, l'impédance étant dite RLC en comprenant au moins une première résistance, au moins un premier condensateur et au moins une première inductance disposés en série, les paramètres de la première résistance, du premier condensateur et de la première inductance étant prédéterminés en fonction

10 du pic de résonance à filtrer dudit au moins un haut-parleur.

L'effet technique est de pouvoir utiliser un pilotage en courant avec les avantages précédemment mentionnés tout en occultant au moins le désavantage majeur d'un pilotage en courant qui est la formation d'un pic de résonance non compensé par un pilotage en courant contrairement à un pilotage en tension.

15 Avantageusement, la première inductance est virtuelle en étant formée de deux convertisseurs auxiliaires non inverseurs disposés en série, chacun des deux convertisseurs auxiliaires présentant une borne d'alimentation positive et une borne d'alimentation négative ainsi qu'une sortie, le plus en amont des deux convertisseurs auxiliaires présentant sa borne d'alimentation positive reliée à la sortie du premier

20 condensateur tandis que la sortie de ce convertisseur auxiliaire le plus en amont est reliée par un premier circuit auxiliaire intermédiaire à la borne d'alimentation positive du deuxième convertisseur auxiliaire, le premier circuit auxiliaire intermédiaire comportant un condensateur auxiliaire et étant raccordé en dérivation à un circuit auxiliaire de masse d'instrumentation comportant une première résistance auxiliaire,

25 la sortie du deuxième convertisseur auxiliaire étant reliée au premier convertisseur auxiliaire par un second circuit auxiliaire comportant une deuxième résistance auxiliaire, chaque convertisseur auxiliaire présentant sa propre boucle en retour reliant sa sortie à sa borne d'alimentation négative.

Une inductance virtuelle est particulièrement avantageuse car elle peut être

30 aisément modifiée sans changement des éléments qui la composent mais seulement dans leur interaction et/ou leur fonctionnement. Une telle inductance virtuelle présente le grand avantage d'une adaptation aisée aux conditions de fonctionnement dudit au moins un haut-parleur, notamment mais pas uniquement pour un suivi d'une variation de la fréquence du pic de résonance due par exemple à une variation de

35 température dudit au moins un haut-parleur ou contre une surchauffe dudit au moins un haut-parleur.

Avantageusement, la première inductance virtuelle est égale au produit des première et deuxième résistances auxiliaires et du condensateur auxiliaire.

Avantageusement, la première résistance et la deuxième résistance auxiliaire viennent en déduction l'une de l'autre d'une résistance totale selon l'équation :

$$5 \quad R_3 = R_{03} - R_A$$

Avantageusement, un deuxième condensateur est disposé dans une deuxième branche en dérivation du circuit intermédiaire entre lesdits au moins deux convertisseurs, ce deuxième condensateur étant associé à une deuxième résistance, les paramètres de la deuxième résistance et du deuxième condensateur étant
10 prédéterminés pour l'atténuation des signaux en haute fréquence.

Avantageusement, le circuit intermédiaire entre les deux convertisseurs non inverseurs comporte une troisième résistance disposée entre la sortie du convertisseur non inverseur le plus en amont et la première branche en dérivation du circuit intermédiaire incorporant le dispositif de filtrage.

Avantageusement, pour une fréquence de pic de résonance de 197Hz, la
15 valeur de ladite au moins une première résistance est égale à 0, les valeurs dudit au moins un premier condensateur et de ladite au moins une première inductance sont respectivement égales à 0,29 μ F et 2,28 H, les valeurs de la première résistance auxiliaire et de la deuxième résistance auxiliaire étant respectivement égales à
20 1.200 Ω et 400 Ω , la valeur de la troisième résistance étant égale à 3.000 Ω .

Avantageusement, chaque convertisseur non inverseur présente sa propre boucle en retour reliant sa sortie à sa borne d'alimentation négative, chacune des boucles en retour étant montée, pour le convertisseur le plus en amont, en dérivation du circuit intermédiaire entre les deux convertisseurs non inverseurs et, pour le
25 convertisseur le plus en aval, en dérivation d'un circuit de masse d'instrumentation disposé après ledit au moins un haut-parleur, le circuit de masse d'instrumentation comportant une quatrième résistance.

L'invention concerne aussi un procédé de contrôle en courant de l'alimentation électrique en signaux acoustiques d'au moins un haut-parleur,
30 l'alimentation électrique incorporant un tel dispositif de filtrage du pic de résonance, dans lequel procédé il est effectué une étape de correction du pic de résonance par le dispositif de filtrage, cette étape se faisant en amont dudit au moins un haut-parleur.

Avantageusement, le facteur de résonance global du haut-parleur et du
35 dispositif de filtrage prend la valeur d'un filtre de Butterworth.

Avantageusement, quand ledit au moins un haut-parleur comporte un diaphragme, il est procédé simultanément au filtrage du pic de résonance à une réduction du niveau acoustique dans les fréquences les plus élevées dans la direction de l'axe perpendiculaire du diaphragme dudit au moins un haut parleur.

5 Avantageusement, les variations de température dudit au moins un haut-parleur sont prises en compte par le dispositif de filtrage par variation en correspondance des paramètres de l'impédance dudit dispositif.

10 Un pilotage en courant ne régule pas une possible surchauffe dudit au moins un haut-parleur contrairement à un pilotage en tension. Ceci peut être un inconvénient qui s'ajoute aux deux inconvénients précédemment mentionnés à savoir la formation d'un pic de résonance non compensé et l'augmentation du niveau acoustique dans les fréquences les plus élevées dans la direction de l'axe perpendiculaire du diaphragme dudit au moins un haut-parleur. De plus, la fréquence du pic de résonance peut varier avec un changement de température du haut-
15 parleur. Il convient donc avantageusement de tenir compte des variations de température dudit au moins un haut-parleur notamment lors de la correction du pic de résonance.

20 Tout ceci peut être compensé par une modification des paramètres de l'impédance du dispositif de filtrage, notamment de l'inductance qui peut être une inductance virtuelle. Dans ce cas, la prise en compte de la température dudit au moins un haut-parleur qui peut être soit mesurée soit estimée se fait automatiquement par modification respective des divers éléments qui forment l'inductance virtuelle, par exemple mais non limitativement des convertisseurs
25 auxiliaires.

D'autres avantages et particularités de l'invention apparaîtront à la lecture de la description détaillée de mises en œuvre et de modes de réalisation nullement limitatifs, et des dessins annexés suivants :

- la figure 1 illustre une représentation schématique d'un circuit d'alimentation
30 en signaux acoustiques d'au moins un haut-parleur, ce circuit étant muni d'un dispositif de filtrage du pic de résonance selon une forme de réalisation de la présente invention,

- la figure 2 illustre une forme de réalisation du dispositif de filtrage du circuit d'alimentation en signaux acoustiques représenté à la figure 1, pour lequel
35 l'inductance du dispositif de filtrage est sous la forme d'une inductance virtuelle, l'inductance virtuelle étant montrée agrandie à cette figure par rapport à la figure 1,

- la figure 3 illustre pour la forme de réalisation montrée à la figure 2, l'impédance comprenant une inductance virtuelle,

5 - la figure 4 illustre les modules d'accélération lors d'un pilotage en courant avec ou sans filtrage du pic de résonance ainsi que lors d'un pilotage en tension d'un haut-parleur, le filtrage s'effectuant avec un dispositif de filtrage selon la forme de réalisation de l'invention,

- la figure 5 illustre des courbes de degrés d'angle en fonction des fréquences, le filtrage s'effectuant avec un dispositif de filtrage selon la forme de réalisation de l'invention montrée à la figure 1.

10

Conformément à la présente invention, une solution de contrôle en courant idéale viserait à trouver un mode de filtrage permettant de filtrer les deux effets précédemment mentionnés, à savoir le pic de résonance et l'effet de directivité du haut-parleur sans altérer l'indice de contrôle en courant aussi connu sous la
15 dénomination CDI. Il est cependant possible de ne filtrer que le pic de résonance selon la présente invention en conservant de manière optimale l'indice de contrôle en courant.

Ceci écarte toute structure de filtre disposée en parallèle avec le haut-parleur en raison du caractère d'impédance finie, voire même de faible valeur vue en termes
20 de source selon Thévenin, susceptible d'altérer l'indice CDI de manière rédhibitoire sur une partie utile du spectre.

Comme la correction du pic de résonance ressort du comportement intrinsèque du transducteur, la présente invention propose une solution passive de correction en amont dudit au moins un haut-parleur.

25 L'invention concerne donc un procédé de contrôle en courant de l'alimentation électrique en signaux acoustiques d'au moins un haut-parleur, l'alimentation électrique incorporant un dispositif de filtrage du pic de résonance, dans lequel procédé il est effectué une étape de correction du pic de résonance par le dispositif de filtrage, cette étape se faisant en amont dudit au moins un haut-parleur.

30 L'avantage intrinsèque du mode de correction en amont du haut-parleur ou correction a priori, aussi appelé « feedforward correction » en anglais, est de garantir la non altération de l'indice de contrôle en courant ou CDI vis-à-vis du pilotage du haut-parleur.

35 Avantagusement, quand ledit au moins un haut-parleur comporte un diaphragme, il est procédé simultanément au filtrage du pic de résonance à une réduction du niveau acoustique dans les fréquences les plus élevées dans la

direction de l'axe perpendiculaire du diaphragme dudit au moins un haut parleur. Dans le mode de réalisation du circuit d'alimentation en signaux acoustiques, cette réduction est assurée par un système résistance et condensateur branché en dérivation du circuit principal comme il sera ultérieurement développé.

5 Avantageusement, le facteur de résonance global du haut-parleur et du dispositif de filtrage prend la valeur d'un filtre de Butterworth, ce qui sera aussi ultérieurement développé.

 Conformément à la présente invention et en se référant plus particulièrement aux figures 1 à 3, le circuit d'alimentation en signaux acoustiques d'au moins un haut-
10 parleur HP selon la présente invention présente un dispositif de filtrage du pic de résonance. Le circuit comprend aussi au moins deux convertisseurs non inverseurs A, A₀ disposés en série en amont dudit au moins un haut-parleur HP, chacun des deux convertisseurs A, A₀ présentant une borne d'alimentation positive et une borne d'alimentation négative ainsi qu'une sortie.

15 Le plus en amont A des deux convertisseurs A, A₀ présente sa borne d'alimentation positive reliée à l'alimentation d'entrée du circuit tandis que sa sortie est reliée par un circuit intermédiaire à la borne d'alimentation positive du deuxième convertisseur A₀. La sortie du deuxième convertisseur A₀ est reliée audit au moins un haut-parleur HP, un pic de résonance se produisant à une certaine fréquence du
20 courant d'alimentation dudit au moins un haut-parleur HP.

 La caractéristique essentielle du circuit est que le dispositif de filtrage du pic de résonance dudit au moins un haut-parleur HP est incorporé dans une première branche en dérivation du circuit intermédiaire entre lesdits au moins deux convertisseurs A, A₀. Ce dispositif de filtrage est purement électrique et est sous la
25 forme d'une impédance Z₃ connectée, d'une part, à un point du circuit intermédiaire et, d'autre part, à une masse d'instrumentation. L'impédance Z₃ est dite RLC en comprenant au moins une première résistance R₃, au moins un premier condensateur C₃ et au moins une première inductance L₃ disposés en série. Les paramètres de la première résistance R₃, du premier condensateur C₃ et de la
30 première inductance L₃ sont prédéterminés en fonction du pic de résonance à filtrer dudit au moins un haut-parleur HP.

 Avantageusement, la première inductance L₃ est virtuelle, c'est-à-dire que la première inductance L₃ peut par exemple être formée d'un système de circuits actifs faisant office d'inductance. Une telle correction envisagée est prédéfinie au premier
35 ordre et une solution de filtrage en amont dudit au moins un haut-parleur HP, aussi appelée sous la dénomination anglaise de « feedforward correction », peut donc être

développée avec des composants de moyenne puissance, les courants restant inférieurs à 50mA, en remplaçant l'inductance par le système de circuits actifs.

Pour la forme de réalisation utilisant une inductance virtuelle, l'avantage fondamental de la disposition du filtrage en amont du convertisseur courant tension apparaît dans les faibles valeurs de l'intensité impliquée dans l'opération de filtrage, autorisant ainsi l'usage de nombreuses références de composants amplificateurs opérationnels à très faible bruit pour constituer l'inductance virtuelle. Des dispositifs de filtrage performants à faible bruit et sans enroulement de cuivre peuvent donc être développés.

A terme, ce mode de réalisation avec une inductance virtuelle peut permettre d'auto-adapter le dispositif de filtrage en cours de fonctionnement pour corriger toute dérive liée à un éventuel changement de l'environnement du haut-parleur HP. Il peut en résulter notamment une compensation automatique du décalage de la fréquence de résonance due à l'échauffement du haut-parleur HP. La démarche participe alors d'un couplage en boucle de retour thermique avec la commande électrique en amont du dispositif de filtrage.

Avantageusement, le système de circuits actifs est formé de deux convertisseurs auxiliaires $A_{1/2}$, $A_{2/2}$ non inverseurs disposés en série. Chacun des deux convertisseurs auxiliaires $A_{1/2}$, $A_{2/2}$ présente une borne d'alimentation positive et une borne d'alimentation négative ainsi qu'une sortie.

Le plus en amont $A_{1/2}$ des deux convertisseurs auxiliaires $A_{1/2}$, $A_{2/2}$ présente sa borne d'alimentation positive reliée à la sortie du premier condensateur C_3 tandis que la sortie de ce convertisseur auxiliaire le plus en amont $A_{1/2}$ est reliée par un premier circuit auxiliaire intermédiaire à la borne d'alimentation positive du deuxième convertisseur auxiliaire $A_{2/2}$.

Le premier circuit auxiliaire intermédiaire comporte un condensateur auxiliaire C_A et est raccordé en dérivation à un circuit auxiliaire de masse d'instrumentation comportant une première résistance auxiliaire R_B . La sortie du deuxième convertisseur auxiliaire $A_{2/2}$ est reliée au premier convertisseur auxiliaire $A_{1/2}$ par un second circuit auxiliaire comportant une deuxième résistance auxiliaire R_A , chaque convertisseur auxiliaire $A_{1/2}$, $A_{2/2}$ présentant sa propre boucle en retour reliant sa sortie à sa borne d'alimentation négative.

Avantageusement, pour les éléments de l'impédance Z_3 satisfait à un compromis entre un bruit minimal et des courants maintenus à de faibles valeurs, par exemple une intensité de courant dans l'impédance Z_3 inférieure à 5mA.

La première inductance virtuelle L_3 peut être avantageusement égale au produit des première R_B et deuxième R_A résistances auxiliaires et du condensateur auxiliaire C_A .

Dans un mode de réalisation préférentielle, un deuxième condensateur C_h peut être disposé dans une deuxième branche en dérivation du circuit intermédiaire entre lesdits au moins deux convertisseurs A, A_0 . Ce deuxième condensateur C_h est associé à une deuxième résistance R_h , les paramètres de la deuxième résistance R_h et du deuxième condensateur C_h étant prédéterminés pour l'atténuation des signaux en haute fréquence avec un temps propre effectif $R_p.C_h$. La deuxième résistance R_h et la capacité du deuxième condensateur C_h peuvent être respectivement $R_h \approx 1 \Omega$ et $C_h \approx 4,7 \text{ nF}$. Ceci est cependant purement indicatif.

Le pilotage en courant est connu pour ne pas entraîner d'atténuation en haute fréquence, à l'inverse du pilotage en tension où la composante inductive du haut-parleur diminue naturellement le niveau du signal. Il s'avère donc judicieux de prévoir en pilotage en courant une atténuation forcée en haute fréquence, vis-à-vis notamment de l'effet de directivité accrue du haut-parleur conduisant à un rehaussement du niveau sonore mesurable dans l'axe perpendiculaire au diaphragme.

Avantageusement, le circuit intermédiaire entre les deux convertisseurs non inverseurs A, A_0 comporte une troisième résistance R_p disposée entre la sortie du convertisseur non inverseur A le plus en amont et la première branche en dérivation du circuit intermédiaire incorporant le dispositif de filtrage.

Avantageusement, chaque convertisseur non inverseur A, A_0 présente sa propre boucle en retour reliant sa sortie à sa borne d'alimentation négative, chacune des boucles en retour étant montée, pour le convertisseur le plus en amont A, en dérivation du circuit intermédiaire entre les deux convertisseurs non inverseurs A, A_0 et, pour le convertisseur le plus en aval A_0 , en dérivation d'un circuit de masse d'instrumentation disposé après le haut-parleur HP, le circuit de masse d'instrumentation comportant une quatrième résistance R_{B1} .

Soient V_3 et V_1 les tensions telles qu'indiquées à la figure 1, V_3 étant la tension entre le point de dérivation de la première branche du dispositif de filtrage du pic de résonance en dérivation par rapport au circuit intermédiaire et une masse d'instrumentation et V_1 étant la tension entre la sortie du premier convertisseur auxiliaire A en amont et une masse d'instrumentation, un calcul classique permet d'obtenir la fonction de transfert V_3/V_1 du filtre constitué par la mise en série de R_p et du réseau série $R_3L_3C_3$ soit :

$$\frac{V_3}{V_1} = \frac{p^2 + (R_3/L_3) \cdot p + 1/L_3 \cdot C_3}{p^2 + \frac{R_3 + R_p}{L_3} \cdot p + 1/L_3 \cdot C_3}$$

Ainsi, le filtrage opéré, éventuellement combiné à l'atténuation haute fréquence par le filtre R_n, C_n permet de ne garder que la fonction de conditionneur tension courant affectée à l'amplificateur de puissance et débitant sur ledit au moins un haut-parleur HP. La spécificité de cette conformation réside dans la constitution virtuelle de l'inductance L_3 à l'aide de deux composants actifs. De fait, considérant l'impédance présentée par l'assemblage R_A, R_B, C_A, A, A_0 , les deux relations suivantes peuvent être combinées :

$$10 \quad \left[\frac{U_a}{U} \right]_p = \frac{R_B}{R_B + \frac{1}{j \cdot C_A \cdot \omega}} \quad \text{et} \quad I = \frac{U - U_a}{R_A} \quad (14 \text{ \& } 14a)$$

L'identification des éléments conduit alors à un comportement d'impédance telle que :

$$Z_{Eq_self} = \left[\frac{U}{I} \right]_p = R_A + j \cdot \omega \cdot C_A \cdot R_A \cdot R_B \quad (15)$$

L'ensemble se comporte donc comme une inductance ou self de valeur $L_3 = R_A \cdot R_B \cdot C_A$, mise en série avec la résistance R_A . Il est possible d'établir une relation donnant R_3 en fonction de R_A avec $R_3 = R_{03} - R_A$. L'agencement des paramètres choisis permet de ne pas avoir à monter ce composant, la valeur en série de R_A présentant quasiment la valeur requise pour assurer l'atténuation désirée, $1/Q_m$, comme mentionné aux équations (9) et (10). En effet, si :

$$20 \quad \frac{1}{Q_m} = \frac{R_A}{R_A + R_p} \quad \text{alors,} \quad R_A = \frac{R_p}{Q_m - 1} \quad (16)$$

Avantageusement, il peut être défini un facteur de résonance global prenant comme valeur optimale, celle d'un filtre selon Butterworth, ce qui correspond à $Q_{HP+Z3} = 1/\sqrt{2}$.

En partant des équations précédentes, il peut être procédé à la sélection des valeurs des paramètres suivants:

$$Q_3 = \frac{1}{R_3 + R_p} \cdot \sqrt{\frac{L_3}{C_3}} = 0,856$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_3 \cdot C_3}} = 416 \text{ rad/sec}$$

La figure 4 illustre les courbes de modules de l'accélération pour un pilotage en courant avec ou sans filtrage du pic de résonance ainsi que le module de l'accélération pour un pilotage en tension dudit au moins un haut-parleur, le filtrage s'effectuant avec un dispositif de filtrage selon la forme de réalisation de l'invention illustrée aux figures 1 à 3.

La courbe de commande en courant sans filtrage est celle avec des rectangles, la courbe de commande en courant avec filtrage est avec des cercles et la courbe de commande en tension est celle avec des losanges.

La courbe intermédiaire avec rectangles est la courbe avec pilotage en courant et filtrage avec un dispositif de filtrage selon la première forme de réalisation et montre l'absence d'un pic de résonance contrairement à la courbe supérieure avec pilotage en courant sans filtrage. De plus, cette courbe intermédiaire présente une plage de module d'accélération sensiblement constante plus large que celle de la courbe inférieure qui est la courbe avec pilotage en tension avec des losanges.

Il s'avère que le module de l'accélération avec un pic de résonance ainsi filtré présente un comportement satisfaisant si l'on considère comme non pénalisant l'ajout de deux circuits actifs avec deux convertisseurs auxiliaires pour l'obtention d'une inductance virtuelle d'une valeur proche de $L_3 = 6 \text{ H}$.

La figure 5 illustre les courbes de degrés d'angle en fonction des fréquences, le filtrage s'effectuant avec un dispositif de filtrage selon la forme de réalisation de l'invention montrée aux figures 1 à 3, ceci pour la phase haut-parleur ou HP définie par la courbe portant des rectangles et pour la phase V_3 / V_1 définie par la courbe portant des cercles.

Les courbes de la figure 5 montrent que l'angle de déphasage reste dans une gamme de valeurs parfaitement admissibles sur le domaine fréquentiel considéré.

Dans une application préférentielle de la présente invention, des valeurs modérées affectées aux capacités, de l'ordre du microfarad, permettent la mise en œuvre de condensateurs MKP en polypropylène, condensateurs qui sont bien adaptés aux régimes transitoires.

Un exemple non limitatif va être maintenant donné pour un haut-parleur présentant les caractéristiques suivantes $B_l=2,675 \text{ Tm}$, $M_m=3,67 \text{ g}$, $f_m=0,539 \text{ N/m}$, $k_m=5650 \text{ N/m}$, fréquence de résonance = 197 Hz , $R_e=3,65\Omega$, $L=0,12 \text{ mH}$.

Pour un tel haut-parleur, il peut être sélectionné les valeurs suivantes pour les divers éléments du circuit selon la présente invention, $R_3= 0 \Omega$, $C_3=0,29 \mu\text{F}$, $R_p=3 \text{ k}\Omega$,

et L_3 reproduite de manière active avec $R_A = 400\Omega$, $R_B = 1200\Omega$, $C_A = 4,7\mu F$, soit L_3 équivalente à 2,28 H.

5 Dans ce qui a été précédemment décrit, il a été utilisé dans le circuit au moins un convertisseur non inverseur, ceci pour simplification des calculs. Ceci n'est pas limitatif et la présente invention peut cependant aussi s'appliquer pour un circuit comprenant un ou plusieurs convertisseurs inverseurs.

10 Le marché de la reproduction audio, particulièrement de la reproduction de haut de gamme est directement concerné par les dispositifs de filtrage conformes à la présente invention. Les grandes marques, du type Boose[®], Bang & Olufsen[®], Harman Kardon[®], B&W[®], etc..., pourraient trouver un intérêt certain pour la diffusion commerciale de tels dispositifs de filtrage.

REVENDICATIONS

5 1. Circuit d'alimentation en signaux acoustiques d'au moins un haut-
parleur (HP), ce circuit comprenant un dispositif de filtrage du pic de résonance se
produisant à une certaine fréquence du courant d'alimentation dudit au moins un
haut-parleur (HP) et au moins deux convertisseurs non inverseurs (A, A₀) disposés
10 en série en amont dudit au moins un haut-parleur (HP), chacun des deux
convertisseurs (A, A₀) présentant une borne d'alimentation positive et une borne
d'alimentation négative ainsi qu'une sortie, le plus en amont (A) des deux
convertisseurs (A, A₀) présentant sa borne d'alimentation positive reliée à
l'alimentation d'entrée du circuit tandis que sa sortie est reliée par un circuit
intermédiaire à la borne d'alimentation positive du deuxième convertisseur (A₀), la
15 sortie du deuxième convertisseur (A₀) étant reliée audit au moins un haut-parleur
(HP), caractérisé en ce que le dispositif de filtrage du pic de résonance dudit au
moins un haut-parleur (HP) est incorporé dans une première branche en dérivation
du circuit intermédiaire entre lesdits au moins deux convertisseurs (A, A₀), ce
dispositif de filtrage étant purement électrique sous la forme d'une impédance (Z₃)
20 connectée, d'une part, à un point du circuit intermédiaire et, d'autre part, à une
masse d'instrumentation, l'impédance étant dite RLC (Z₃) en comprenant au moins
une première résistance (R₃), au moins un premier condensateur (C₃) et au moins
une première inductance (L₃) disposés en série, les paramètres de la première
résistance (R₃), du premier condensateur (C₃) et de la première inductance (L₃) étant
25 prédéterminés en fonction du pic de résonance à filtrer dudit au moins un haut-
parleur (HP).

 2. Circuit selon la revendication précédente, dans lequel la première
inductance (L₃) est virtuelle en étant formée de deux convertisseurs auxiliaires (A_{1/2},
A_{2/2}) non inverseurs disposés en série, chacun des deux convertisseurs auxiliaires
30 (A_{1/2}, A_{2/2}) présentant une borne d'alimentation positive et une borne d'alimentation
négative ainsi qu'une sortie, le plus en amont (A_{1/2}) des deux convertisseurs
auxiliaires (A_{1/2}, A_{2/2}) présentant sa borne d'alimentation positive reliée à la sortie du
premier condensateur (C₃) tandis que la sortie de ce convertisseur auxiliaire le plus
en amont (A_{1/2}) est reliée par un premier circuit auxiliaire intermédiaire à la borne
35 d'alimentation positive du deuxième convertisseur auxiliaire (A_{2/2}), le premier circuit

auxiliaire intermédiaire comportant un condensateur auxiliaire (C_A) et étant raccordé en dérivation à un premier circuit auxiliaire de masse d'instrumentation comportant une première résistance auxiliaire (R_B), la sortie du deuxième convertisseur auxiliaire ($A_{2/2}$) étant reliée au premier convertisseur auxiliaire ($A_{1/2}$) par un second circuit
 5 auxiliaire comportant une deuxième résistance auxiliaire (R_A), chaque convertisseur auxiliaire ($A_{1/2}$, $A_{2/2}$) présentant sa propre boucle en retour reliant sa sortie à sa borne d'alimentation négative.

3. Circuit selon la revendication précédente, dans lequel la première inductance virtuelle (L_3) est égale au produit des première (R_B) et deuxième (R_A)
 10 résistances auxiliaires et du condensateur auxiliaire (C_A).

4. Circuit selon la revendication précédente, dans lequel la première résistance (R_3) et la deuxième résistance auxiliaire (R_A) viennent en déduction l'une de l'autre d'une résistance totale (R_{03}) selon l'équation :

$$R_3 = R_{03} - R_A$$

5. Circuit selon l'une quelconque des revendications précédentes, dans lequel un deuxième condensateur (C_n) est disposé dans une deuxième branche en dérivation du circuit intermédiaire entre lesdits au moins deux convertisseurs (A , A_0), ce deuxième condensateur (C_n) étant associé à une deuxième résistance (R_n), les paramètres de la deuxième résistance (R_n) et du deuxième condensateur (C_n) étant
 20 prédéterminés pour l'atténuation des signaux en haute fréquence.

6. Circuit selon la revendication précédente, dans lequel le circuit intermédiaire entre les deux convertisseurs non inverseurs (A , A_0) comporte une troisième résistance (R_p) disposée entre la sortie du convertisseur non inverseur (A) le plus en amont et la première branche en dérivation du circuit intermédiaire
 25 incorporant le dispositif de filtrage.

7. Circuit selon la revendication précédente, pour lequel pour une fréquence de pic de résonance de 197Hz, la valeur de ladite au moins une première résistance (R_3) est égale à 0, les valeurs dudit au moins un premier condensateur (C_3) et de ladite au moins une première inductance (L_3) sont respectivement égales à
 30 0,29 μ F et 2,28 H, les valeurs de la première résistance auxiliaire (R_B) et de la deuxième résistance auxiliaire (R_A) étant égales respectivement à 1.200 Ω et 400 Ω , la valeur de la troisième résistance (R_p) étant égale à 3.000 Ω .

8. Circuit selon l'une quelconque des revendications précédentes, dans lequel chaque convertisseur non inverseur (A , A_0) présente sa propre boucle en retour reliant sa sortie à sa borne d'alimentation négative, chacune des boucles en retour étant montée, pour le convertisseur le plus en amont (A), en dérivation du circuit intermédiaire entre les deux convertisseurs non inverseurs (A , A_0) et, pour le convertisseur le plus en aval (A_0), en dérivation d'un circuit de masse d'instrumentation disposé après ledit au moins un haut-parleur (HP), le circuit de masse d'instrumentation comportant une quatrième résistance (R_{B1}).

9. Procédé de contrôle en courant de l'alimentation électrique en signaux acoustiques d'au moins un haut-parleur (HP), l'alimentation électrique incorporant un dispositif de filtrage du pic de résonance selon l'une quelconque des revendications précédentes, dans lequel procédé il est effectué une étape de correction du pic de résonance par le dispositif de filtrage, cette étape se faisant en amont dudit au moins un haut-parleur (HP).

10. Procédé de contrôle selon la revendication précédente, dans lequel le facteur de résonance global (Q_{HP+Z3}) du haut-parleur et du dispositif de filtrage prend la valeur d'un filtre de Butterworth.

11. Procédé de contrôle selon l'une quelconque des deux revendications précédentes, dans lequel, quand ledit au moins un haut-parleur (HP) comporte un diaphragme, il est procédé simultanément au filtrage du pic de résonance à une réduction du niveau acoustique dans les fréquences les plus élevées dans la direction de l'axe perpendiculaire du diaphragme dudit au moins un haut parleur.

12. Procédé de contrôle selon l'une quelconque des trois revendications précédentes, dans lequel les variations de température dudit au moins un haut-parleur (HP) sont prises en compte par le dispositif de filtrage par variation en correspondance des paramètres de l'impédance (Z_3) dudit dispositif.

1/3

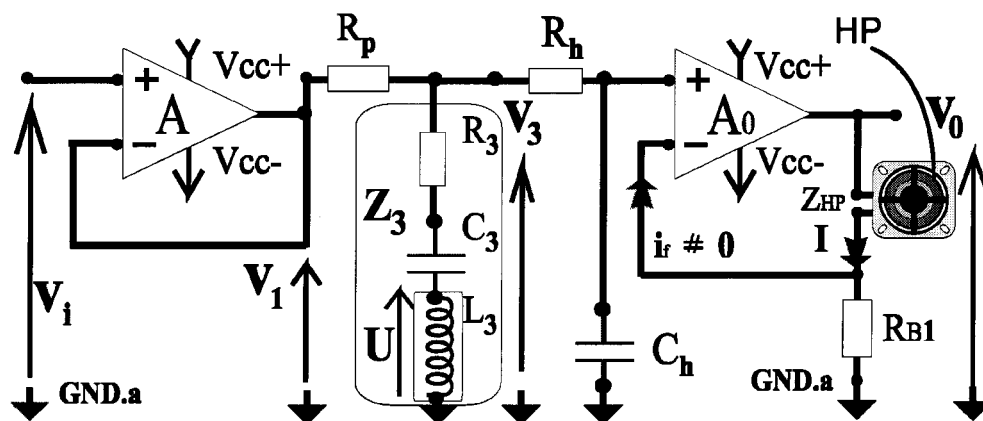


FIG. 1

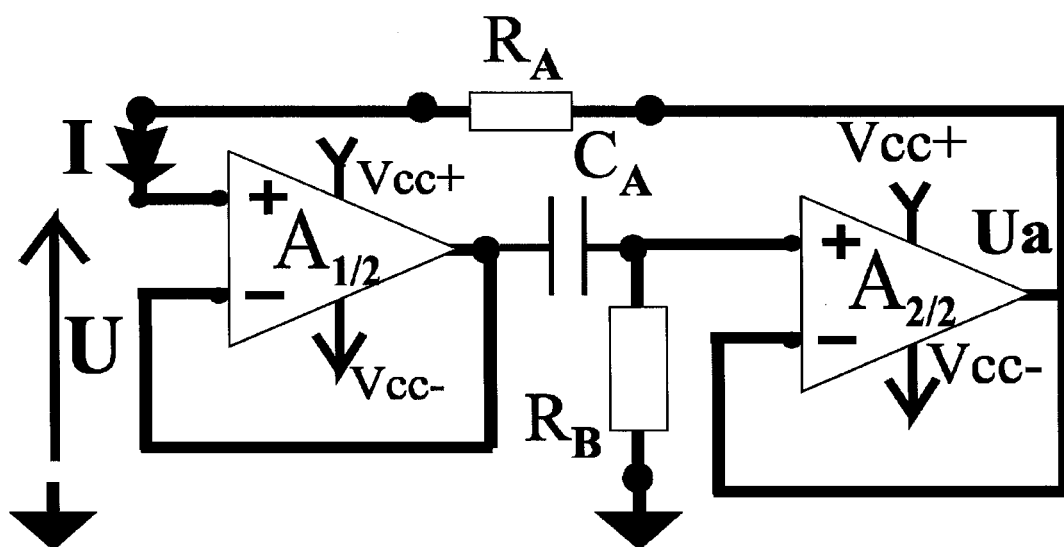


FIG. 2

2/3

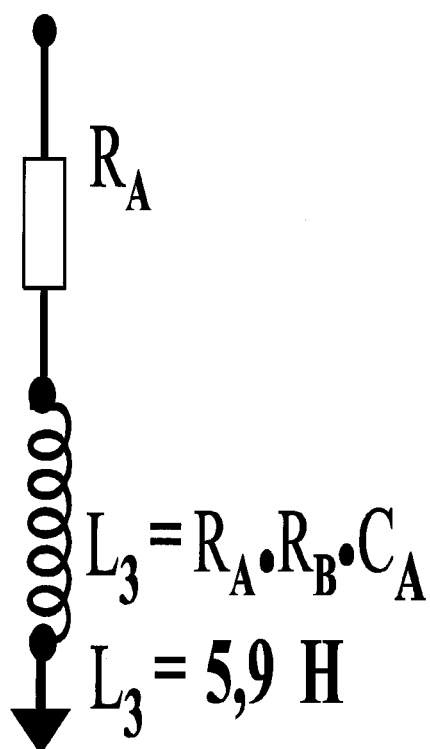


FIG. 3

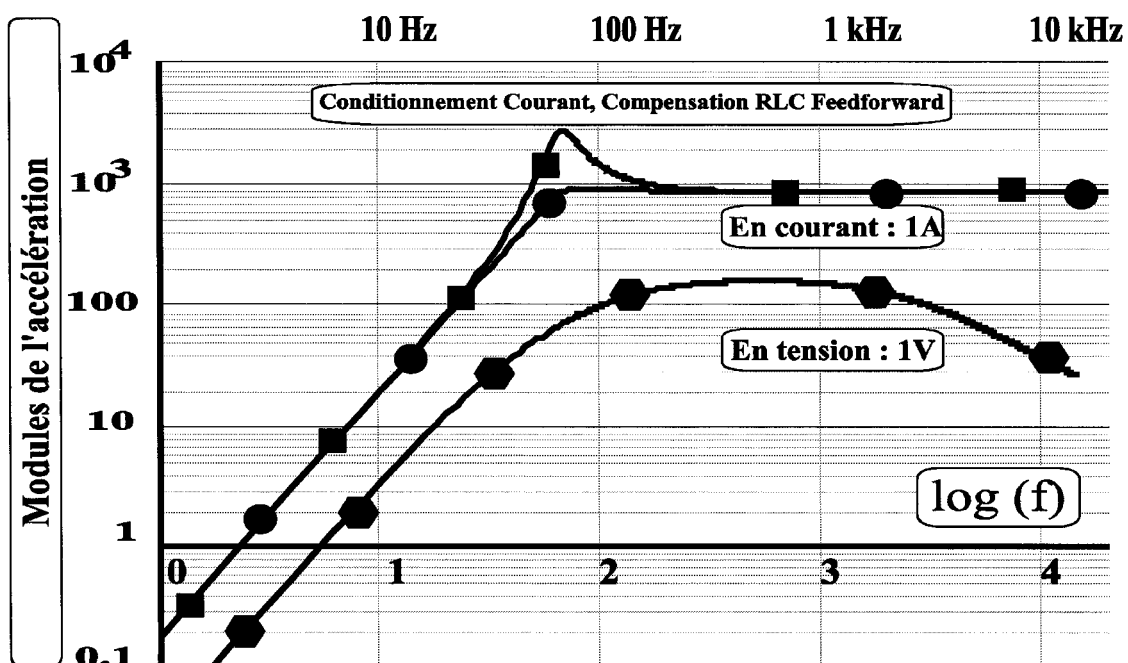


FIG. 4

3/3

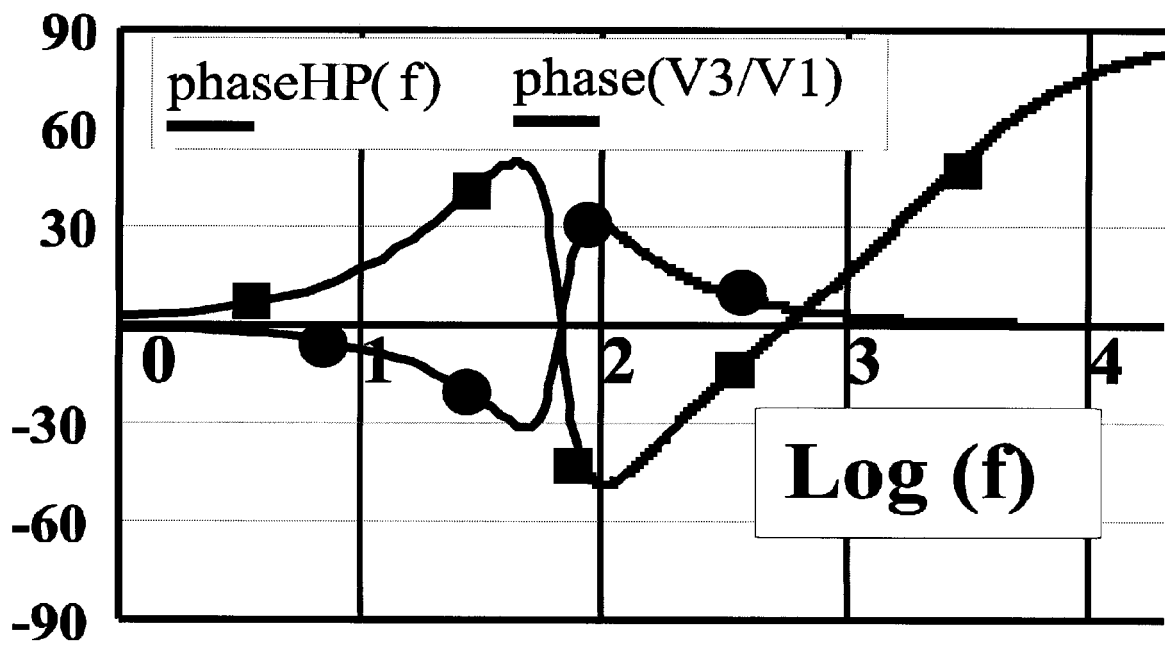


FIG. 5



**RAPPORT DE RECHERCHE
PRÉLIMINAIRE**

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

N° d'enregistrement
national

FA 797318
FR 1400581

| DOCUMENTS CONSIDÉRÉS COMME PERTINENTS | | Revendication(s) concernée(s) | Classement attribué à l'invention par l'INPI |
|--|--|---|---|
| Catégorie | Citation du document avec indication, en cas de besoin, des parties pertinentes | | |
| X | Esa Meriläinen: "Current-driving of loudspeakers - Eliminating major distortion and interference effects by the physically correct operation method", 8 février 2010 (2010-02-08), U.S.A., XP002734338, ISBN: 1450544002 * Chapitre 8; page 146 - page 174 * * figures 8.1, 8.3, 8.4, 8.5, 8.11, 8.13 * | 1-12 | H04R3/04 H03H1/00 |
| A | GB 2 068 680 A (HITACHI LTD) 12 août 1981 (1981-08-12) * le document en entier * | 1-12 | |
| A | GB 2 473 921 A (MERILAEINEN ESA [FI]) 30 mars 2011 (2011-03-30) * le document en entier * | 1-12 | |
| | | | DOMAINES TECHNIQUES RECHERCHÉS (IPC) |
| | | | H04R H02M H03H |
| Date d'achèvement de la recherche | | Examineur | |
| 15 janvier 2015 | | Mendoza Lopez, Jorge | |
| CATÉGORIE DES DOCUMENTS CITÉS | | | |
| X : particulièrement pertinent à lui seul Y : particulièrement pertinent en combinaison avec un autre document de la même catégorie A : arrière-plan technologique O : divulgation non-écrite P : document intercalaire | | T : théorie ou principe à la base de l'invention E : document de brevet bénéficiant d'une date antérieure à la date de dépôt et qui n'a été publié qu'à cette date de dépôt ou qu'à une date postérieure. D : cité dans la demande L : cité pour d'autres raisons & : membre de la même famille, document correspondant | |

1

EPO FORM 1503 12.99 (P04C14)

**ANNEXE AU RAPPORT DE RECHERCHE PRÉLIMINAIRE
RELATIF A LA DEMANDE DE BREVET FRANÇAIS NO. FR 1400581 FA 797318**

La présente annexe indique les membres de la famille de brevets relatifs aux documents brevets cités dans le rapport de recherche préliminaire visé ci-dessus.

Les dits membres sont contenus au fichier informatique de l'Office européen des brevets à la date du **15-01-2015**

Les renseignements fournis sont donnés à titre indicatif et n'engagent pas la responsabilité de l'Office européen des brevets, ni de l'Administration française

| Document brevet cité au rapport de recherche | | Date de publication | Membre(s) de la famille de brevet(s) | Date de publication |
|---|---|------------------------|---|------------------------|
| GB 2068680 | A | 12-08-1981 | GB 2068680 A | 12-08-1981 |
| | | | JP S56103592 A | 18-08-1981 |
| ----- | | | | |
| GB 2473921 | A | 30-03-2011 | FI 20090354 A | 26-03-2011 |
| | | | GB 2473921 A | 30-03-2011 |
| ----- | | | | |