

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

(19) Organisation Mondiale de la
Propriété Intellectuelle
Bureau international



(43) Date de la publication internationale
17 mars 2022 (17.03.2022)

(10) Numéro de publication internationale
WO 2022/053386 A1

(51) Classification internationale des brevets :

H02M 1/44 (2007.01) *H02M 1/00* (2006.01)
H02M 3/157 (2006.01)

ry Farman, 75015 PARIS (FR). **CENTRE NATIONAL DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE** [FR/FR] ; 3 rue Michel Ange, 75016 PARIS (FR).

(21) Numéro de la demande internationale :

PCT/EP2021/074244

(72) Inventeurs : **RIEDINGER, Pierre** ; c/o UNIVERSITE DE LORRAINE, 34 Cours Leopold, 54052 NANCY CEDEX (FR). **BLIN, Nicolas** ; SAFRAN - c/o Centre d'Excellence Propriété Intellectuelle, Ront-Point René Ravaud, Réau, 77550 MOISSY-CRAMAYEL (FR). **GRIMAUD, Louis** ; SAFRAN - c/o Centre d'Excellence Propriété Intellectuelle, Ront-Point René Ravaud, Réau, 77550 MOISSY-CRAMAYEL (FR). **FEYEL, Philippe** ; SAFRAN - c/o Centre d'Excellence Propriété Intellectuelle, Ront-Point René Ravaud, Réau, 77550 MOISSY-CRAMAYEL (FR).

(22) Date de dépôt international :

02 septembre 2021 (02.09.2021)

(25) Langue de dépôt :

français

(26) Langue de publication :

français

(30) Données relatives à la priorité :

FR2009205 11 septembre 2020 (11.09.2020) FR

(71) Déposants : **UNIVERSITE DE LORRAINE** [FR/FR] ; 34 Cours Leopold, 54052 NANCY CEDEX (FR). **SAFRAN ELECTRONICS & DEFENSE** [FR/FR] ; 72-76 rue Hen-

(74) Mandataire : **LAVAUD, Thomas** ; CABINET BOETTCHER, 16 rue Médéric, 75015 PARIS (FR).

(54) Title: CONTROL DEVICE COMPRISING A HARMONIC CORRECTOR

(54) Titre : DISPOSITIF DE PILOTAGE COMPRENANT UN CORRECTEUR HARMONIQUE

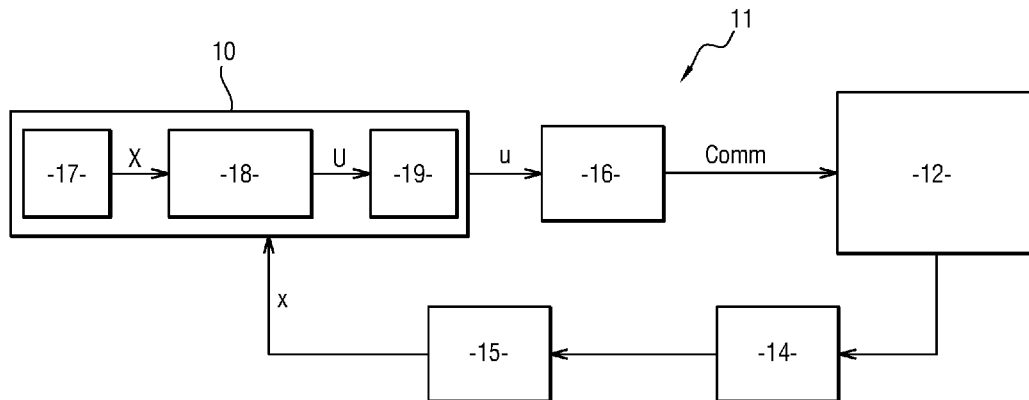


Fig. 2

(57) **Abstract:** Disclosed is a control device (10) comprising: - an input module (17) arranged to acquire a first state vector (x) expressed in the time domain and to transform the first state vector into a second state vector (X) expressed in the frequency domain; - a corrector module (18) arranged to produce a first control vector (U) expressed in the frequency domain from the second state vector and a gain matrix (K), the gain matrix being a block matrix comprising at least one gain block, each gain block being a Hermitian Toeplitz matrix such that: $\kappa^T = \kappa^*$; - an output module (19) arranged to transform the first control vector into a second control vector (u) expressed in the time domain and adapted to be used to control the controllable member.

(57) **Abrégé :** Dispositif de pilotage (10) comportant : - un module d'entrée (17) agencé pour acquérir un premier vecteur d'état (x) exprimé dans le domaine temporel et pour transformer le premier vecteur d'état en un deuxième vecteur

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

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

Publiée:

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

d'état (X) exprimé dans le domaine fréquentiel; - un module correcteur (18) agencé pour produire un premier vecteur de commande (U) exprimé dans le domaine fréquentiel à partir du deuxième vecteur d'état et d'une matrice de gain (K), la matrice de gain étant une matrice par blocs comprenant au moins un bloc de gain, chaque bloc de gain étant une matrice de Toeplitz hermitienne telle que : $\kappa^T = \kappa^*$ - un module de sortie (19) agencé pour transformer le premier vecteur de commande en un deuxième vecteur de commande (u) exprimé dans le domaine temporel et adapté à être utilisé pour piloter l'organe pilotable.

Dispositif de pilotage comprenant un correcteur harmonique

L'invention concerne le domaine des systèmes embarqués qui comprennent un ou des organes pilotables en temps réel.

ARRIERE PLAN DE L'INVENTION

5 Un aéronef moderne comporte de nombreux systèmes électriques embarqués comprenant un ou des organes pilotables en temps réel: actionnement et propulsion électriques, alimentation et distribution de puissance, etc.

La figure 1 décrit une chaîne d'actionnement
10 « classique » d'un système d'actionnement électrique embarqué 1.

La chaîne d'actionnement comprend un alternateur 2, un premier harnais 3, un premier filtre d'interconnexion 4, un redresseur 5, un deuxième filtre d'interconnexion 6, un
15 onduleur 7, un deuxième harnais 8 et un moteur électrique triphasé 9. Le moteur électrique 9 est ici intégré dans un actionneur électromécanique qui comprend, outre le moteur électrique 9, un organe mécanique entraîné (par exemple en coulissement ou en rotation) par le moteur électrique 9.

20 L'alternateur 2 produit une tension alternative triphasée à la fréquence du réseau, qui est par exemple comprise entre 360 et 800Hz. La tension alternative triphasée est transmise au redresseur 5 via le premier harnais 3 et le premier filtre d'interconnexion 4. Le redresseur 5 est
25 commandé par une première commande C1. Le fonctionnement du redresseur 5 est cadencé à une première fréquence de commutation, qui est par exemple comprise entre 10 et 50kHz. L'onduleur 7 reçoit via le deuxième filtre d'interconnexion 6 une tension continue produite par le redresseur 5.
30 L'onduleur 7 est commandé par une deuxième commande C2. Le fonctionnement de l'onduleur 7 est cadencé à une deuxième fréquence de commutation, qui est par exemple comprise entre

10 et 50kHz. L'onduleur 7 produit des courants alternatifs qui sont transmis aux phases du moteur électrique 9 via le deuxième harnais 8. La fréquence moteur est par exemple comprise entre 100Hz et 2kHz.

5 Le moteur électrique 9 est donc piloté, à partir d'un réseau électrique, par une chaîne de transmission et de conversion de puissance qui comprend un certain nombre d'éléments interconnectés. L'interconnexion de ces différents éléments peut conduire à des phénomènes de
10 résonance et de pollution harmonique, qui sont aujourd'hui mal maîtrisés.

Ces phénomènes de résonance et de pollution harmonique peuvent générer un certain nombre de perturbations, et par exemple :

- 15 - des perturbations du réseau par superposition de ses fréquences électriques et des fréquences électriques du moteur électrique ;
- des comportements dynamiques indésirables dus aux interactions fréquentielles entre les blocs ;
- 20 - une mise en résonance des machines ou des filtres d'interconnexion, dont l'effet est possiblement déstabilisateur ;
- une pollution harmonique suite à un déséquilibre du réseau.

25 Or, pour être certifiés, les équipements et les systèmes embarqués doivent être compatibles avec des exigences fonctionnelles mais aussi « environnementales ». Ces exigences définissent des taux de distorsion harmonique à ne pas dépasser pour ne pas perturber les autres équipements et
30 systèmes, ainsi que des niveaux sous lesquels les équipements et systèmes doivent être en mesure de fonctionner sans dégradation de leurs performances et/ou sans interruption.

Deux principales solutions existent aujourd'hui pour assurer la compatibilité des équipements et des systèmes avec ces exigences en matière de niveaux harmoniques : les filtres passifs et les filtres actifs à base de convertisseurs à découpage.

Les filtres passifs sont construits à partir de composants magnétiques et de condensateurs. La solution la plus répandue est l'ATRU (pour *Auto-Transformer Rectifier Unit*). Les ATRUs présentent cependant de nombreux inconvénients : ils sont dimensionnés spécifiquement pour chaque application (ou équipement), ils sont lourds et volumineux (entre 1 et 4kW/kg selon les contraintes thermiques), et ils n'atteignent les performances harmoniques requises que sur un domaine de puissance très réduit (le point de puissance maximum généralement). De plus, ces filtres dégradent significativement les performances de bande-passante du système.

Les filtres actifs, quant à eux, mettent en œuvre des convertisseurs à découpage aussi appelés *Correcteurs de Facteur de Puissance* (CFP). De nombreuses topologies existent, qui peuvent être classées en 2 catégories selon qu'elles corrigent le facteur de puissance de manière active ou passive.

La CFP active s'appuie sur une mesure du courant d'une des phases du réseau sur laquelle est asservi le déphasage de la tension de cette même phase. Parmi ces topologies, les plus performantes mettent en œuvre le principe d'injection d'harmonique 3. C'est le cas par exemple de la topologie *Vienna*.

La CFP passive s'appuie sur une caractéristique propre à certains convertisseurs qui possèdent une impédance réelle d'entrée lorsqu'ils fonctionnent dans un mode discontinu

(par exemple des convertisseurs de topologie *Flyback* ou *Cuk*). Le courant et la tension sont donc automatiquement en phase.

Dans la grande majorité des cas, ces CFPs sont accompagnés d'un filtre passif pour optimiser la réduction
5 d'harmoniques sur l'ensemble du domaine de fréquence (harmoniques 5, 7, 9, etc.). Ces solutions sont très souvent pénalisées par leur faible fiabilité et leur coût récurrent élevé, dus à leur grand nombre de composants électroniques. De plus, elles ne traitent pas la problématique de stabilité
10 harmonique globale et peuvent introduire des harmoniques indésirables nécessitant des filtres passifs supplémentaires.

OBJET DE L'INVENTION

L'invention a pour objet de limiter les harmoniques
15 produits par un système embarqué comprenant un organe pilotable en temps réel, et d'améliorer la stabilité dudit système vis-à-vis des harmoniques, tout en réduisant le coût, la masse et la complexité dudit système.

RESUME DE L'INVENTION

20 En vue de la réalisation de ce but, on propose un dispositif de pilotage agencé pour piloter en temps réel un organe pilotable d'un système embarqué, le dispositif de pilotage comportant :

- un module d'entrée agencé pour acquérir un premier vecteur
25 d'état exprimé dans le domaine temporel et obtenu à partir de mesures numériques d'au moins un paramètre représentatif d'un état de l'organe pilotable, et pour transformer le premier vecteur d'état en un deuxième vecteur d'état exprimé dans le domaine fréquentiel ;
- 30 - un module correcteur mis en œuvre dans le domaine fréquentiel, le module correcteur étant agencé pour produire un premier vecteur de commande exprimé dans le domaine

fréquentiel à partir du deuxième vecteur d'état et d'une matrice de gain, la matrice de gain étant une matrice par blocs comprenant au moins un bloc de gain, chaque bloc de gain $\mathcal{K}$ étant une matrice de *Toeplitz* hermitienne telle que :

5 $\mathcal{K}^T = \mathcal{K}^*$;

- un module de sortie agencé pour transformer le premier vecteur de commande en un deuxième vecteur de commande exprimé dans le domaine temporel et adapté à être utilisé pour piloter l'organe pilotable.

10 La mise en œuvre du module correcteur dans le domaine fréquentiel permet d'anticiper les phénomènes de résonance et de pollution harmonique en développant un modèle analytique du système embarqué mettant en évidence les dynamiques propres à chaque harmonique et les interactions
15 fréquentielles entre les blocs qui composent ledit système embarqué.

L'invention permet donc de maîtriser les phénomènes fréquentiels en les prenant en compte lors de la synthèse du système de contrôle-commande, par incorporation de critères
20 sur le contenu harmonique des signaux ou bien en envisageant un contrôle direct des harmoniques et une suppression des harmoniques indésirables par adjonction de termes correctifs.

On réduit donc le surdimensionnement des filtres
25 d'interconnexion grâce à une meilleure maîtrise fréquentielle de la chaîne, ce qui entraîne une diminution du poids, du volume et du coût, de meilleures performances et des risques réduits d'instabilités par mise en résonance de ces filtres d'interconnexion.

30 La forme particulière de la matrice de gain permet d'assurer qu'il existe une bijection entre le domaine fréquentiel et le domaine temporel, et donc que le module

correcteur peut être implémenté dans le domaine fréquentiel, mais aussi de garantir que la commande est « réalisable », c'est-à-dire réellement applicable au système après retranscription dans le domaine temporel « réel ».

- 5 On propose de plus un dispositif de pilotage tel que précédemment décrit, dans lequel on a :

$$U(t) = -\mathcal{K}_m X(t),$$

$U(t)$ étant le premier vecteur de commande, $X(t)$ étant le deuxième vecteur d'état, et $\mathcal{K}_m$ étant la matrice de gain.

- 10 On propose de plus un dispositif de pilotage tel que précédemment décrit, le deuxième vecteur d'état étant obtenu à partir d'une décomposition de chaque composante du premier vecteur d'état en une série de Fourier à coefficients variant dans le temps.

- 15 On propose de plus un dispositif de pilotage tel que précédemment décrit, dans lequel l'organe pilotable est une alimentation à découpage.

- On propose de plus un dispositif de pilotage tel que précédemment décrit, l'alimentation à découpage étant un
20 convertisseur *Boost* comprenant une inductance, le premier vecteur d'état comprenant une première composante égale à un courant (i_L) circulant dans l'inductance et une deuxième composante égale à une tension de sortie (V_{out}) du convertisseur *Boost*.

- 25 On propose de plus un dispositif de pilotage tel que précédemment décrit, dans lequel le convertisseur *Boost* est modélisé par le modèle suivant dans une base harmonique :

$$\begin{pmatrix} \dot{i}_L(t) \\ \dot{V}_{out}(t) \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} -\mathcal{N} & \frac{-1}{L}u_I + \frac{1}{L}s(t) \\ \frac{1}{C}u_I - \frac{1}{C}s(t) & \frac{-1}{RC}u_I - \mathcal{N} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_L(t) \\ V_{out}(t) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{1}{L}u_I \\ Z \end{pmatrix} V_{in}(t),$$

- 30 où :

R est une valeur d'une résistance interne du convertisseur *Boost* ;

C est une valeur d'une capacité de sortie du convertisseur *Boost* ;

5 L est une valeur de l'inductance ;

$V_{in}(t)$ est un vecteur d'harmoniques d'une tension d'entrée du convertisseur *Boost* ;

$I_L(t)$ est un vecteur d'harmoniques du courant circulant dans l'inductance ;

10 $V_{out}(t)$ est un vecteur d'harmoniques de la tension de sortie du convertisseur *Boost* ;

$\begin{pmatrix} I_L(t) \\ V_{out}(t) \end{pmatrix}$ est le deuxième vecteur d'état ;

$\mathcal{S}(t)$ est la matrice de gain ;

$\mathcal{N}$ est une matrice de différentiation ;

15 $\mathcal{U}_I$ est une matrice identité ;

$\mathcal{Z}$ est une matrice nulle.

On propose de plus un dispositif de pilotage tel que précédemment décrit, dans lequel le premier vecteur de commande $S(t)$ est tel que :

20 $S(t) = S^{eq} - \mathcal{K}_i (I_L(t) - I_L^{eq}) - \mathcal{K}_v (V_{out}(t) - V_{out}^{eq})$

où :

S^{eq} est une valeur à l'équilibre du premier vecteur de commande ;

25 I_L^{eq} est une valeur à l'équilibre du vecteur d'harmoniques du courant circulant dans l'inductance ;

V_{out}^{eq} est une valeur à l'équilibre du vecteur d'harmoniques de la tension de sortie du convertisseur *Boost* ;

30 $\mathcal{K}_i$ est un bloc de gain en courant de la matrice de gain ;

$\mathcal{K}_v$ est un bloc de gain en tension de la matrice de gain.

On propose de plus un dispositif de pilotage tel que précédemment décrit, dans lequel l'organe pilotable est un moteur électrique.

- 5 On propose en outre un système embarqué, comprenant :
- un organe pilotable ;
 - un ou des capteurs agencés pour produire des mesures analogiques du ou des paramètres représentatifs de l'état de l'organe pilotable ;
- 10 - un dispositif de pilotage tel que précédemment décrit, le dispositif de pilotage étant agencé pour piloter en temps réel l'organe pilotable.

On propose en outre un système embarqué tel que précédemment décrit, comprenant en outre un premier module

15 de conversion agencé pour produire les mesures numériques à partir des mesures analogiques.

On propose en outre un système embarqué tel que précédemment décrit, comprenant en outre un deuxième module de conversion agencé pour produire, à partir de composantes

20 du deuxième vecteur de commande, des signaux de pilotage à destination de l'organe pilotable.

On propose en outre un système embarqué tel que précédemment décrit, dans lequel le deuxième module de conversion comporte un convertisseur numérique-analogique.

25 On propose en outre un système embarqué tel que précédemment décrit, dans lequel le deuxième module de conversion est agencé pour mettre en œuvre une modulation de largeur d'impulsions pour produire les signaux de pilotage.

On propose aussi un aéronef comprenant un système

30 embarqué tel que précédemment décrit.

L'invention sera mieux comprise à la lumière de la description qui suit d'un mode de mise en œuvre particulier

non limitatif de l'invention.

BREVE DESCRIPTION DES DESSINS

Il sera fait référence aux dessins annexés, parmi lesquels :

- 5 La figure 1 représente un système embarqué classique ;
La figure 2 représente un système embarqué générique comprenant un dispositif de pilotage selon l'invention ;
La figure 3 représente le schéma électrique d'un convertisseur *Boost* ;
- 10 La figure 4 représente un système embarqué comprenant le convertisseur *Boost* qui est piloté par le dispositif de pilotage selon l'invention ;
La figure 5 représente un graphique comprenant des courbes pour illustrer, dans le domaine temporel, la réponse en
15 tension d'un système en boucle fermée à une référence de type arctangente, ladite réponse étant obtenue alors que l'invention n'est pas mise en œuvre ;
La figure 6 est une figure similaire à la figure 5, dans le domaine fréquentiel ;
- 20 La figure 7 représente un graphique comprenant des courbes pour illustrer, dans le domaine temporel, la réponse en tension attendue et reconstruite d'un système en boucle fermée stable à une référence de type arctangente ;
La figure 8 est une figure similaire à la figure 7, dans le
25 domaine fréquentiel ;
La figure 9 représente un graphique comprenant des courbes pour illustrer, dans le domaine temporel, la réponse en tension d'un système en boucle fermée à une référence de type arctangente, ladite réponse étant obtenue alors que
30 l'invention est mise en œuvre ;
La figure 10 est une figure similaire à la figure 9, dans le domaine fréquentiel ;

La figure 11 représente un graphique comprenant des courbes pour illustrer, dans le domaine temporel, la réponse en tension d'un système en boucle fermée à une référence de type échelon, ladite réponse étant obtenue alors que
5 l'invention est mise en œuvre ;

La figure 12 est une figure similaire à la figure 11, dans le domaine fréquentiel.

DESCRIPTION DETAILLEE DE L'INVENTION

Tous les systèmes électriques embarqués dans un avion
10 doivent respecter des niveaux d'harmoniques spécifiés dans les normes des réseaux avions ABD-100 ou RTCA DO-160. Comme on l'a vu, les solutions actuelles utilisent des techniques de filtrage passif ou des topologies de convertisseurs complexes. De plus, des couplages harmoniques opèrent entre
15 le réseau et les organes pilotables dans certaines configurations et peuvent perturber le système et le réseau.

Dans le cas où le système embarqué comprend une chaîne d'actionnement électrique, celle-ci doit typiquement atteindre les performances électriques et harmoniques
20 suivantes.

La commande mise en œuvre doit permettre de réguler la vitesse du moteur électrique. Le bus DC doit lui aussi être régulé : référence à 270V, précision à $\pm 10\%$, ondulations limitées à 10 Vcc. La correction du facteur de puissance
25 doit être telle que celui-ci soit supérieur à 99%.

Les performances harmoniques doivent respecter les exigences de la norme RTCA DO-160, selon laquelle le taux de distorsion harmonique d'un système d'actionnement électrique embarqué doit être inférieur à 8% quelle que soit la
30 puissance du moteur électrique. Le taux de distorsion par harmonique doit être maîtrisé de sorte que les harmoniques 3, 5, 7 sur les courants réseaux soient limités à 2% du

fondamental, l'harmonique 11 sur les courants réseaux soit limité à 10% du fondamental, l'harmonique 13 sur les courants réseaux soit limité à 8% du fondamental, etc.

La chaîne d'actionnement électrique doit aussi être
5 robuste aux variations paramétriques et aux perturbations extérieures : jusqu'à ± 1 kW en lms sur la puissance de sortie.

Par ailleurs, les lois de commande doivent présenter une complexité limitée, pour faciliter leur implémentation.

Pour atteindre ces performances, l'invention consiste
10 à mettre en œuvre un dispositif de pilotage comprenant un module correcteur, dont le rôle est de maîtriser le comportement harmonique du système embarqué dans tous les modes de fonctionnement par une commande directement calculée et exprimée dans le domaine harmonique. Les
15 harmoniques à rejeter étant du même ordre de grandeur que la bande passante des systèmes considérés et le domaine harmonique ayant des degrés de liberté supplémentaires, non reproductibles dans le domaine temporel réel, la mise en œuvre d'une telle commande nécessite la prise en compte de
20 certaines contraintes dans la structure du module correcteur.

En référence à la figure 2, le dispositif de pilotage selon l'invention 10 est intégré dans un système embarqué 11 d'un avion et est agencé pour piloter en temps réel un organe
25 pilotable 12 appartenant lui aussi au système embarqué 11.

Le système embarqué 11 comporte, outre le dispositif de pilotage 10 et l'organe pilotable 12, un ou des capteurs 14, un premier module de conversion 15 et un deuxième module de conversion 16.

30 L'organe pilotable 12 est un organe réel, physique, qui est piloté en analogique et dont le fonctionnement génère la variation d'au moins un paramètre mesurable et représentatif

de l'état de l'organe pilotable 12. L'organe pilotable 12 est par exemple le moteur électrique d'un actionneur électromécanique ou bien une alimentation à découpage.

Le ou les capteurs 14 produisent des mesures analogiques
5 du ou des paramètres représentatifs de l'état de l'organe pilotable 12.

Le premier module de conversion 15 comporte ici un convertisseur analogique-numérique et est agencé pour convertir les mesures analogiques en mesures numériques.

10 Le dispositif de pilotage 10 comporte une unité de traitement intégrée dans un calculateur, dans laquelle sont mises en œuvre un module d'entrée 17, un module correcteur 18 et un module de sortie 19.

Le module d'entrée 17, le module correcteur 18 et le
15 module de sortie 19 sont programmés dans un seul ou dans plusieurs composants de traitement de l'unité de traitement.

Le ou les composants de traitement comprennent par exemple un processeur, un DSP (pour *Digital Signal Processor*), un microcontrôleur, ou bien un circuit logique
20 programmable tel qu'un FPGA (pour *Field Programmable Gate Arrays*) ou un ASIC (pour *Application Specific Integrated Circuit*).

Le module d'entrée 17 acquiert un premier vecteur d'état x exprimé dans le domaine temporel et obtenu à partir des
25 mesures numériques des paramètres représentatifs de l'état de l'organe pilotable 12. Le module d'entrée 17 transforme le premier vecteur d'état x en un deuxième vecteur d'état X exprimé dans le domaine fréquentiel.

Le module correcteur 18 est mis en œuvre dans le domaine
30 fréquentiel. Le module correcteur 18 produit un premier vecteur de commande U , exprimé dans le domaine fréquentiel.

Le module de sortie 19 transforme le premier vecteur de commande U en un deuxième vecteur de commande u exprimé dans le domaine temporel et adapté à être utilisé pour piloter l'organe pilotable 12.

5 Le deuxième module de conversion 16 produit, à partir de la ou des composantes numériques du deuxième vecteur de commande u , des signaux de pilotage $Comm$ à destination de l'organe pilotable 12.

10 Le deuxième module de conversion 16 comporte par exemple un convertisseur numérique-analogique. Le deuxième module de conversion 16 convertit alors les composantes numériques du deuxième vecteur de commande u en signaux de pilotage analogiques à destination de l'organe pilotable 12.

15 On décrit maintenant plus précisément les traitements mis en œuvre par l'unité de traitement du dispositif de pilotage 10.

20 L'unité de traitement réalise un contrôle direct des harmoniques, ce qui permet de réguler les harmoniques émises par la chaîne d'actionnement électrique sur le réseau avion. L'unité de traitement permet aussi de garantir la stabilité de la chaîne complète, même dans certains cas de couplage harmonique entre certaines fréquences du réseau et de l'organe pilotable 12 (notamment lorsque l'organe pilotable 12 est un moteur électrique).

25 Comme on vient de le voir, le module d'entrée 17 acquiert le premier vecteur d'état x exprimé dans le domaine temporel, et le transforme en un deuxième vecteur d'état X exprimé dans le domaine fréquentiel.

30 Le deuxième vecteur d'état X est obtenu à partir d'une décomposition de chaque composante du premier vecteur d'état x en une série de Fourier à coefficients variant dans le temps.

On sait qu'un signal quelconque $x(\cdot)$ peut être décomposé en une série de Fourier à coefficients variant dans le temps :

$$X_k(t) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t x(p) e^{-jk\omega p} dp.$$

5 Le caractère de variabilité dans le temps des coefficients de Fourier est capté par intégration sur une fenêtre glissante de longueur T . C'est une opération de moyennisation de période T dans la base fonctionnelle des exponentielles complexes de Fourier.

10 Les formules en cosinus et sinus correspondantes sont les suivantes :

$$R_e(X_k(t)) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t x(p) \cos(k\omega p) dp,$$

$$I_m(X_k(t)) = \frac{-1}{T} \int_{t-T}^t x(p) \sin(k\omega p) dp.$$

15 Le module d'entrée 17 permet donc de passer d'un référentiel temporel à un référentiel harmonique.

Le module de sortie 19, quant à lui, permet de passer d'un référentiel harmonique à un référentiel temporel.

Il est en effet possible de reconstruire un signal $x(\cdot)$ à partir d'un vecteur $X(\cdot)$ de coefficients harmoniques :

20
$$x(t) = 2 \sum_{k=-\infty}^{+\infty} X_k(t) e^{-jk\omega t} - x(t - T).$$

La formule suivante est quasi-équivalente et se révèle souvent utile :

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \left(2 X_k(t) - X_k\left(t - \frac{T}{2}\right) \right) e^{-jk\omega t}.$$

25 Cette formule est équivalente à la formule suivante en cosinus et en sinus :

$$x(t) = \left(2 X_0(t) - X_0\left(t - \frac{T}{2}\right) \right) + 2 \sum_{k=1}^{+\infty} \left(2 R_e(X_k(t)) - R_e\left(X_k\left(t - \frac{T}{2}\right)\right) \right) \cos(k\omega p) - \left(2 I_m(X_k(t)) - I_m\left(X_k\left(t - \frac{T}{2}\right)\right) \right) \sin(k\omega p).$$

Le module de sortie 19 met donc en œuvre une transformation de Fourier inverse.

Il existe cependant une différence de degrés de liberté entre le domaine temporel et le domaine fréquentiel.

5 Un signal est représenté dans une base harmonique théorique (définie pour une période T) par un vecteur contenant une infinité de composantes harmoniques. La question se pose alors de l'existence d'une bijection entre ces deux domaines.

10 Pour tout signal u du domaine temporel, il existe au moins un vecteur d'harmoniques U tel que $\mathcal{F}^{-1}(U) = u$. Le(s) antécédent(s) respecte(nt) la contrainte que :

$$\forall k, U_{-k} = U_k^*$$

15 Si ce n'est pas le cas, $\mathcal{F}^{-1}(U)$ ne donne pas une fonction réelle (et donc pas un signal).

Une solution particulière pour trouver un antécédent consiste à choisir $U = \mathcal{F}(u)$. Ce n'est cependant pas l'unique solution, même pour une base harmonique donnée (période T fixée).

20 Par contre, pour un vecteur d'harmoniques U donné, il n'est pas garanti de trouver un signal u tel que $\mathcal{F}(u) = U$. Des conditions nécessaires et suffisantes pour qu'un tel antécédent existe sont que :

$$\forall k, U_{-k} = U_k^*,$$

25 et que les dynamiques des harmoniques soient petites devant la fréquence de la base (sinon l'action de moyennisation par $\mathcal{F}$ diminue ces dynamiques),

et que les variables harmoniques soient absolument continues et vérifient la condition de recollement :

30 $\forall k \in \mathbb{Z}, \dot{U}_k(t) = \dot{U}_0(t)e^{-jk\omega t}.$

S'il existe, l'antécédent est alors unique et est défini par $u = \mathcal{F}^{-1}(U)$.

On voit donc que le domaine harmonique est plus riche que le domaine temporel : il autorise plus de degrés de liberté. Cela a pour conséquence qu'il n'est possible de
5 trouver une bijection qu'à condition de restreindre le domaine harmonique, en l'occurrence à l'ensemble des vecteurs d'harmoniques U tels que :

$$\forall k, U_{-k} = U_k^*,$$

10 et à condition que les dynamiques harmoniques soient très petites devant la fréquence de la base et que $\dot{U}_k(t) = \dot{U}_0(t)e^{-jk\omega t}$. On nommera ce domaine harmonique restreint « ensemble des vecteurs d'harmoniques réalisables ».

On modélise le système embarqué 11 par un modèle
15 linéaire (possiblement variable dans le temps).

On a alors :

$$\dot{x}(t) = A(t)x(t) + B(t)u(t),$$

où $x(t)$ est le premier vecteur d'état (exprimé dans le domaine temporel) et où $u(t)$ est le deuxième vecteur de
20 commande (exprimé dans le domaine temporel).

Le module d'entrée 17 acquiert donc le premier vecteur d'état et produit un deuxième vecteur d'état (exprimé dans le domaine fréquentiel) :

$$X(t).$$

25 Le module correcteur 18 produit un premier vecteur de commande, exprimé dans le domaine fréquentiel, à partir du deuxième vecteur d'état et d'une matrice de gain. On a ici plus précisément :

$$U(t) = -\mathcal{K}_m X(t),$$

30 $U(t)$ étant le premier vecteur de commande, $\mathcal{K}_m$ étant la matrice de gain, et $X(t)$ étant le deuxième vecteur d'état.

Le premier vecteur de commande est un vecteur de commande par retour d'état harmonique.

On a aussi :

$$X(t) = \mathcal{F}(x(t)) \quad \text{et} \quad u(t) = \mathcal{F}^{-1}(U(t)).$$

- 5 On utilise le modèle en boucle fermée pour la synthèse de contrôleur harmonique :

$$\dot{X}(t) = (\mathcal{A}(t) - \mathcal{N})X(t) + \mathcal{B}(t)U(t) = (\mathcal{A}(t) - \mathcal{N} - \mathcal{B}(t)\mathcal{K}_m)X(t),$$

où $\mathcal{N}$ est une matrice de différentiation telle que $\mathcal{N} = \text{diag}(\dots - jk\omega \dots 0 \dots jk\omega \dots)$.

- 10 La matrice $\mathcal{N}$ permet d'exprimer la dérivation dans la base fonctionnelle.

La boucle fermée réellement obtenue est la suivante :

$$\dot{x}(t) = A(t)x(t) - B(t)\mathcal{F}^{-1}\left(\mathcal{K}_m\mathcal{F}(x(t))\right).$$

- 15 On exprime la boucle fermée obtenue dans le domaine harmonique :

$$\dot{X}(t) = (\mathcal{A}(t) - \mathcal{N})X(t) - \mathcal{B}(t)\mathcal{F}\left(\mathcal{F}^{-1}(\mathcal{K}_m X(t))\right).$$

Afin d'effectuer la synthèse d'un correcteur par retour d'état dans le domaine harmonique et d'implémenter le correcteur, deux points sont à vérifier.

- 20 Il faut tout d'abord que la commande générée soit réalisable pour être appliquée au système réel :

$$u(t) = \mathcal{F}^{-1}(U(t)) \in \mathbb{R}.$$

Sur la commande harmonique, c'est-à-dire sur le premier vecteur de commande, cela se traduit par la condition :

- 25 $\forall k \in \mathbb{Z}, U_{-k}(t) = U_k^*(t).$

Il faut ensuite que la boucle fermée, à partir de laquelle on règle le correcteur, corresponde à la boucle fermée réelle :

$$U(t) = \mathcal{F}(u(t)).$$

Sur la commande harmonique, cela se traduit par la condition :

$$\forall k \in \mathbb{Z}, \dot{U}_k(t) = \dot{U}_0(t)e^{-jk\omega t}.$$

Une condition nécessaire et suffisante pour effectuer la synthèse d'un correcteur par retour d'état $U(t) = -\mathcal{K}_m X(t)$ et pour pouvoir l'implémenter proprement, est que la matrice de gain soit une matrice par blocs comprenant au moins un bloc de gain, chaque bloc de gain $\mathcal{K}$ étant une matrice de *Toeplitz* hermitienne telle que : $\mathcal{K}^T = \mathcal{K}^*$.

Chaque bloc de gain est donc à la fois une matrice de *Toeplitz* et une matrice « symétrique conjuguée ».

Un bloc de gain de dimension 5, vérifiant ces conditions, est donc de la forme :

$$\mathcal{K}^{bloc} = \begin{bmatrix} a_0 & b^* & c^* & d^* & e^* \\ b & a_0 & b^* & c^* & d^* \\ c & b & a_0 & b^* & c^* \\ d & c & b & a_0 & b^* \\ e & d & c & b & a_0 \end{bmatrix},$$

avec $a_0 \in \mathbb{R}$ et avec les autres éléments compris dans $\mathbb{C}$.

On illustre ce qui vient d'être dit dans une application où l'organe pilotable est une alimentation à découpage, en l'occurrence un convertisseur *Boost*.

En référence à la figure 3, le convertisseur *Boost* transforme une tension d'entrée $v_{in}(t)$ en une tension de sortie $v_{out}(t)$ régulée.

Le convertisseur *Boost* comporte une résistance interne R , une inductance L , un transistor SW , une diode D et une capacité de sortie C .

La résistance interne R et l'inductance L sont montées en série. L'anode de la diode D est reliée à une borne de l'inductance L . L'émetteur du transistor SW est relié à ladite borne de l'inductance L et à l'anode de la diode D . La capacité de sortie C a une borne reliée à la cathode de

la diode D et une borne reliée au collecteur du transistor SW. Le transistor SW joue le rôle d'un interrupteur.

La tension d'entrée $v_{in}(t)$ est la tension entre la borne de la résistance interne R non reliée à l'inductance, et le collecteur du transistor SW. La tension de sortie $v_{out}(t)$ est la tension aux bornes de la capacité de sortie C.

La régulation de la tension de sortie $v_{out}(t)$ (et donc le pilotage du convertisseur Boost 20) est réalisée via des signaux de pilotage de l'interrupteur, qui sont appliqués sur le collecteur du transistor SW.

Le premier vecteur d'état a une première composante égale au courant circulant dans l'inductance $i_L(t)$ et une deuxième composante égale à la tension de sortie $v_{out}(t)$.

On considère ici que la sortie est une charge résistive constante R_c , de sorte que le courant de sortie i_{out} est tel que :

$$i_{out} = \frac{v_{out}}{R_c}.$$

En référence à la figure 4, le module d'entrée 21 de l'unité de traitement du dispositif de pilotage 22 acquiert donc le premier vecteur d'état x (dans le domaine temporel) et produit un deuxième vecteur d'état X (dans le domaine fréquentiel).

Le premier vecteur d'état x est produit à partir de mesures analogiques réalisées par des capteurs de courant et de tension 23 (qui mesurent le courant $i_L(t)$) et la tension de sortie $v_{out}(t)$. Les mesures analogiques sont converties en mesures numériques, par le convertisseur analogique-numérique du premier module de conversion 24, à destination du module d'entrée 21 de l'unité de traitement du dispositif de pilotage 22.

Le deuxième module de conversion 25 met en œuvre une modulation de largeur d'impulsions pour produire les signaux de pilotage Comm, qui sont donc discrétisés sous la forme d'une séquence temporelle d'ouvertures et de fermetures du transistor SW.

La base harmonique choisie pour le domaine fréquentiel est la base des $(e^{jk\omega t})_{k \in \mathbb{Z}}$, avec $\omega = 2\pi f_{sw}$, f_{sw} étant la fréquence de commutation du transistor.

Le module correcteur 26 du dispositif de pilotage utilise le modèle suivant :

$$\begin{pmatrix} \dot{I}_L(t) \\ \dot{V}_{out}(t) \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} -\mathcal{N} & \frac{-1}{L}\mathcal{U}_I + \frac{1}{L}\mathcal{S}(t) \\ \frac{1}{C}\mathcal{U}_I - \frac{1}{C}\mathcal{S}(t) & \frac{-1}{RC}\mathcal{U}_I - \mathcal{N} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} I_L(t) \\ V_{out}(t) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{1}{L}\mathcal{U}_I \\ \mathcal{Z} \end{pmatrix} V_{in}(t),$$

où :

R est la valeur de la résistance interne ;

C est une la valeur de la capacité de sortie ;

15 L est la valeur de l'inductance ;

$V_{in}(t)$ est un vecteur d'harmoniques de la tension d'entrée du convertisseur Boost 20 ;

$I_L(t)$ est un vecteur d'harmoniques du courant circulant dans l'inductance ;

20 $V_{out}(t)$ est un vecteur d'harmoniques de la tension de sortie du convertisseur Boost 20 ;

$\begin{pmatrix} I_L(t) \\ V_{out}(t) \end{pmatrix}$ est le deuxième vecteur d'état ;

$\mathcal{S}(t)$ est la matrice de gain ;

$\mathcal{N}$ est la matrice de différentiation telle que :

25 $\mathcal{N} = \text{diag}(\dots -jk\omega \dots 0 \dots jk\omega \dots)$, et contient donc les dérivées des fonctions de la base ;

$\mathcal{U}_I$ est une matrice identité ;

$\mathcal{Z}$ est une matrice nulle.

Le modèle harmonique est théoriquement de dimension infinie, mais, en pratique, il est tronqué à un ordre d'harmoniques maximal noté h .

Les composantes du vecteur d'état fréquentiel $I_L(t)$ et $V_{out}(t)$ sont de dimensions $2h+1$, car elles sont composées de la composante moyenne du signal, de h harmoniques positifs et de h harmoniques négatifs. Le modèle harmonique est donc de dimension $4h+2$, comme le deuxième vecteur d'état (fréquentiel) :

$$X(t) = \begin{pmatrix} I_L(t) \\ V_{out}(t) \end{pmatrix}.$$

Le module correcteur 26 produit le premier vecteur de commande $S(t)$ qui est tel que :

$$S(t) = S^{eq} - \mathcal{K}_i (I_L(t) - I_L^{eq}) - \mathcal{K}_v (V_{out}(t) - V_{out}^{eq})$$

où :

S^{eq} est une valeur à l'équilibre du premier vecteur de commande ;

I_L^{eq} est une valeur à l'équilibre du vecteur d'harmoniques du courant circulant dans l'inductance ;

V_{out}^{eq} est une valeur à l'équilibre du vecteur d'harmoniques de la tension de sortie du convertisseur Boost ;

$\mathcal{K}_i$ est un bloc de gain en courant de la matrice de gain ;

$\mathcal{K}_v$ est un bloc de gain en tension de la matrice de gain.

Le module de sortie 27 produit le deuxième vecteur de commande (temporel) $s(t)$, qui est réellement appliqué au système.

Le deuxième vecteur de commande $s(t)$ est la retranscription dans le domaine temporel du premier vecteur de commande $S(t)$:

$$s(t) = \mathcal{F}^{-1}(S(t)).$$

Les mesures des harmoniques $I_L(t)$ et $V_{out}(t)$ utilisées par le module correcteur 26 pour calculer la commande fréquentielle sont issues de la décomposition en série de Fourier généralisée des signaux d'état temporel :

$$I_L(t) = \mathcal{F}(i_L(t)) \quad \text{et} \quad V_{out}(t) = \mathcal{F}(v_{out}(t)).$$

Le dispositif de pilotage a été testé.

On a effectué une synthèse du correcteur par retour d'état harmonique (réglage des blocs de gain $\mathcal{K}_i$ et $\mathcal{K}_v$) directement dans le domaine harmonique en étudiant le modèle harmonique du convertisseur Boost en boucle fermée. Ensuite, on observe par simulations l'effet du module correcteur sur le modèle temporel classique du convertisseur Boost, en suivant le schéma de contrôle direct des harmoniques présenté avant.

D'un côté, on effectue la synthèse du correcteur harmonique sans contrainte sur sa structure (pour des matrices $\mathcal{K}_i$ et $\mathcal{K}_v$ quelconques). D'un autre côté, on effectue une synthèse du correcteur harmonique en lui imposant une structure particulière avec des blocs de gain ($\mathcal{K}_i$ et $\mathcal{K}_v$) conformes à l'invention.

Ces tests permettent d'illustrer l'avantage considérable du cadre formel proposé (structure spécifique du contrôleur harmonique), et d'effectuer la synthèse du contrôleur dans le domaine harmonique tout en garantissant des résultats semblables une fois le contrôleur appliqué au système réel (c'est-à-dire une fois la commande générée retranscrite dans le domaine temporel).

Les valeurs numériques suivantes ont été utilisées :
la valeur de l'inductance du convertisseur Boost est :

$$L = 0,1 \text{ mH} ;$$

la valeur de la capacité de sortie est : $C = 10 \mu F$;

la valeur de la résistance interne est : $R = 1 m\Omega$;

la fréquence de commutation de l'interrupteur est :

$$f_{sw} = 100 kHz ;$$

5 la période de commutation est donc : $T_{sw} = \frac{1}{f_{sw}} = 10 \mu s$;

La résistance de la charge est : $R_c = 10 \Omega$.

En référence aux figure 5 et 6, on a tout d'abord implémenté la commande sans contrainte sur la structure du module correcteur (c'est-à-dire sans mettre en œuvre l'invention). On voit sur la figure 5 que, dans le domaine temporel, la réponse en tension 30 du système bouclé à une référence de type arctangente 31 est très instable. La réponse en tension 30 diverge fortement par rapport à la référence de type arctangente 31. De même, on voit sur la figure 6 que, dans le domaine fréquentiel, la commande appliquée 32 et le vecteur d'harmoniques correspondant 33 sont très instables et divergent.

Ces résultats diffèrent fortement des résultats de référence qui seraient attendus théoriquement pour un système stable dans lequel une commande harmonique reconstruite est appliquée. Ces résultats de référence sont illustrés sur les figures 7 et 8.

Dans le domaine temporel, on voit sur la figure 7 que la réponse en tension 34 du système stable (boucle fermée harmonique) converge vers la référence de type arctangente 35. De même, en référence à la figure 8, on voit que la commande harmonique reconstruite (réglée) 36 et le vecteur d'harmoniques correspondant 37 convergent.

Lorsque l'invention est mise en œuvre, les résultats obtenus sont comparables à ceux des figures 7 et 8.

Ainsi, en référence à la figure 9, on voit que, dans le domaine temporel, lorsque l'invention est mise en œuvre, la réponse en tension 38 du système bouclé à une référence de type arctangente 39 converge vers ladite référence de type arctangente 39. De même, en référence à la figure 10, dans le domaine harmonique, la commande appliquée 40 et le vecteur d'harmoniques correspondant 41 sont stables et convergents.

C'est aussi le cas pour une référence de type échelon.

En référence à la figure 11, on voit que, dans le domaine temporel, lorsque l'invention est mise en œuvre, la réponse en tension 42 du système bouclé à une référence de type échelon 43 converge vers ladite référence de type échelon 43. De même, en référence à la figure 12, dans le domaine harmonique, la commande appliquée 44 et le vecteur d'harmoniques correspondant 45 sont stables et convergents.

L'invention est donc à la fois particulièrement astucieuse et extrêmement efficace.

L'invention se différencie des dispositifs de pilotage de l'art antérieur car :

- la structure du module correcteur permet de garantir une réalisation temporelle (par transformée de Fourier généralisée inverse) des commandes générées à chaque instant par le module correcteur harmonique. Cette propriété ouvre la possibilité d'une implémentation dans le domaine harmonique du correcteur ;
- l'implémentation dans le domaine harmonique permet l'utilisation de techniques de commande conventionnelles (PID, LQ, Hinfini, etc ?) pour résoudre des problèmes complexes de suivi de trajectoires périodiques (par exemple sinusoïdales) et de rejet de perturbations périodiques (rejet d'oscillations), tout en tirant partie des modèles

harmoniques donnant des informations sur les couplages et dynamiques harmoniques ;

- l'implémentation dans le domaine harmonique permet également d'éliminer les contraintes de bande passante sur le correcteur (en effet, la bande passante est alors définie par la dynamique des amplitudes des harmoniques et non plus par la fréquence de l'harmonique). La régulation d'harmoniques haute fréquence n'est plus limitée par la dynamique du correcteur et peut donc être implémentée dans un FPGA ou DSP de faible coût ;
- la méthode de contrôle s'applique aux systèmes à harmoniques variables en amplitude et en fréquence, même dans un domaine de fréquences qui coïncide avec la bande passante du système à réguler ;
- l'invention peut être mise en œuvre au niveau d'un système global composé de plusieurs sous-systèmes interconnectés (tels que des convertisseurs à découpage par exemple dans le cas d'une chaîne électrique).

Bien entendu, l'invention n'est pas limitée au mode de réalisation décrit mais englobe toute variante entrant dans le champ de l'invention telle que définie par les revendications.

L'invention peut être réalisée dans tout type d'architecture de système.

Le module d'entrée, le module correcteur et le module de sortie peuvent être mis en œuvre dans un ou plusieurs composants d'un ou de plusieurs équipements (calculateurs, contrôleurs, etc.).

De même, le premier module de conversion et le deuxième module de conversion pourraient parfaitement être intégrés dans un même équipement. Cet équipement pourrait éventuellement être le même que celui intégrant le dispositif

de pilotage (dans une architecture très centralisée), ou bien être le même que celui intégrant l'organe pilotable (dans une architecture très distribuée).

Les applications décrites ici ne sont en aucun cas
5 limitatives.

L'invention peut être mise en œuvre dans tous les systèmes embarqués dans lesquels la régulation d'harmoniques singulières est nécessaire pour tenir les normes réseau électrique, ou bien pour optimiser la stabilité et les
10 performances des systèmes sans ajouter de composants (de type filtrage) : chaînes électromécaniques d'actionnement et de propulsion, distribution de puissance, turbines, etc.

De même, l'invention peut être mise en œuvre dans les systèmes pour lesquels la régulation s'opère dans un domaine
15 harmonique (tel que le domaine de *Park* pour la commande vectorielle de moteur électrique).

L'invention peut aussi être mise en œuvre dans des systèmes pour lesquels la suppression d'harmoniques est requise pour des contraintes acoustiques ou pour diminuer la
20 fatigue et l'usure de systèmes mécaniques.

L'invention peut aussi être mise en œuvre dans des systèmes pour lesquels l'injection d'harmoniques spécifiques est utile pour la caractérisation fréquentielle du système, par exemple dans des viseurs.

25 L'invention peut aussi être mise en œuvre pour réaliser une commande multi-harmoniques :

- pilotage de moteurs polyphasés avec plusieurs plans vectoriels couplés entre eux (ex : pentaphasé) ;
- suivi de trajectoire périodique pour les convertisseurs
30 DC/DC (avec par exemple des consignes de tension ou de courant sinusoïdales) par des techniques de régulation

conventionnelles mais réglées et implémentées dans le domaine harmonique ;

- régulation de convertisseurs DC/DC avec rejet de perturbations périodiques (rejet d'oscillations) par des techniques de commande conventionnelles mais réglées et implémentées dans le domaine harmonique.

L'invention peut être mise en œuvre pour assurer une zone d'exclusion/interdiction harmonique autour d'une ou plusieurs résonances du système. Ainsi, pour les systèmes possédant des résonances susceptibles d'affecter leur performance ou leur intégrité, le module correcteur permettra de supprimer tous les harmoniques dans un intervalle de fréquence autour de ces résonances sans avoir besoin de modifier les caractéristiques de ce système. Cela permet en particulier de pouvoir réguler des systèmes possédant une ou plusieurs résonances dans leur bande passante.

L'invention permet aussi de réaliser une régulation d'harmoniques hautes fréquences d'amplitudes de faible dynamique devant la fréquence de l'harmonique. Le module correcteur permet de réguler les amplitudes d'harmoniques de fréquences très grandes (ladite régulation ne pouvant être réalisée dans le domaine temporel) dès lors qu'il existe un moyen d'acquérir et de générer un signal à la même fréquence. Il devient alors possible d'effectuer la régulation de haute fréquence par des méthodes numériques.

De même, on peut utiliser cette structure de commande harmonique à des fins de diagnostic.

Il est possible de réaliser une injection d'harmoniques pour mettre en œuvre un diagnostic actif en ligne. Le module correcteur pourra être en mesure de comparer la réponse à une excitation harmonique du système réel à son modèle

harmonique de référence embarqué pour détecter des défauts ou des dérives pouvant conduire à une panne.

On peut aussi caractériser la réponse fréquentielle d'un système en ligne pour optimiser des correcteurs. Le but
5 est alors de modifier le correcteur en ligne pour contraindre la réponse fréquentielle de la boucle fermée à converger vers la réponse fréquentielle de référence.

REVENDEICATIONS

1. Dispositif de pilotage (10 ; 22) agencé pour piloter en temps réel un organe pilotable (12 ; 20) d'un système embarqué, le dispositif de pilotage comportant :
- un module d'entrée (17 ; 21) agencé pour acquérir un premier vecteur d'état (x) exprimé dans le domaine temporel et obtenu à partir de mesures numériques d'au moins un paramètre représentatif d'un état de l'organe pilotable, et pour transformer le premier vecteur d'état en un deuxième vecteur d'état (X) exprimé dans le domaine fréquentiel ;
 - un module correcteur (18 ; 26) mis en œuvre dans le domaine fréquentiel, le module correcteur étant agencé pour produire un premier vecteur de commande (U ; S) exprimé dans le domaine fréquentiel à partir du deuxième vecteur d'état et d'une matrice de gain (K), la matrice de gain étant une matrice par blocs comprenant au moins un bloc de gain, chaque bloc de gain $\mathcal{K}$ étant une matrice de *Toeplitz* hermitienne, telle que : $\mathcal{K}^T = \mathcal{K}^*$;
 - un module de sortie (19 ; 27) agencé pour transformer le premier vecteur de commande en un deuxième vecteur de commande (u ; s) exprimé dans le domaine temporel et adapté à être utilisé pour piloter l'organe pilotable.
2. Dispositif de pilotage selon la revendication 2, dans lequel on a :
- $$U(t) = -\mathcal{K}_m X(t),$$
- $U(t)$ étant le premier vecteur de commande, $X(t)$ étant le deuxième vecteur d'état, et $\mathcal{K}_m$ étant la matrice de gain.
3. Dispositif de pilotage selon l'une des revendications précédentes, le deuxième vecteur d'état étant obtenu à partir d'une décomposition de chaque composante du premier vecteur d'état en une série de Fourier à coefficients variant dans

le temps.

4. Dispositif de pilotage selon l'une des revendications précédentes, dans lequel l'organe pilotable est une alimentation à découpage.

5. Dispositif de pilotage selon la revendication 4, l'alimentation à découpage étant un convertisseur *Boost* (20) comprenant une inductance (L), le premier vecteur d'état comprenant une première composante égale à un courant (i_L) circulant dans l'inductance et une deuxième composante égale à une tension de sortie (V_{out}) du convertisseur *Boost*.

6. Dispositif de pilotage selon la revendication 5, dans lequel le convertisseur *Boost* est modélisé par le modèle suivant dans une base harmonique :

$$\begin{pmatrix} \dot{I}_L(t) \\ \dot{V}_{out}(t) \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} -\mathcal{N} & \frac{-1}{L}\mathcal{U}_I + \frac{1}{L}\mathcal{S}(t) \\ \frac{1}{C}\mathcal{U}_I - \frac{1}{C}\mathcal{S}(t) & \frac{-1}{RC}\mathcal{U}_I - \mathcal{N} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} I_L(t) \\ V_{out}(t) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{1}{L}\mathcal{U}_I \\ \frac{1}{Z} \end{pmatrix} V_{in}(t),$$

où :

R est une valeur d'une résistance interne du convertisseur *Boost* ;

C est une valeur d'une capacité de sortie du convertisseur *Boost* ;

L est une valeur de l'inductance ;

$V_{in}(t)$ est un vecteur d'harmoniques d'une tension d'entrée du convertisseur *Boost* ;

$I_L(t)$ est un vecteur d'harmoniques du courant circulant dans l'inductance ;

$V_{out}(t)$ est un vecteur d'harmoniques de la tension de sortie du convertisseur *Boost* ;

$\begin{pmatrix} I_L(t) \\ V_{out}(t) \end{pmatrix}$ est le deuxième vecteur d'état ;

$\mathcal{S}(t)$ est la matrice de gain ;

$\mathcal{N}$ est une matrice de différentiation ;

$\mathcal{U}_I$ est une matrice identité ;

$\mathcal{Z}$ est une matrice nulle.

7. Dispositif de pilotage selon la revendication 6, dans lequel le premier vecteur de commande $S(t)$ est tel que :

$$5 \quad S(t) = S^{eq} - \mathcal{K}_i (I_L(t) - I_L^{eq}) - \mathcal{K}_v (V_{out}(t) - V_{out}^{eq})$$

où :

S^{eq} est une valeur à l'équilibre du premier vecteur de commande ;

I_L^{eq} est une valeur à l'équilibre du vecteur d'harmoniques du
10 courant circulant dans l'inductance ;

V_{out}^{eq} est une valeur à l'équilibre du vecteur d'harmoniques de la tension de sortie du convertisseur *Boost* ;

$\mathcal{K}_i$ est un bloc de gain en courant de la matrice de gain ;

$\mathcal{K}_v$ est un bloc de gain en tension de la matrice de gain.

15 8. Dispositif de pilotage selon l'une des revendications 1 à 3, dans lequel l'organe pilotable est un moteur électrique.

9. Système embarqué, comprenant :

- un organe pilotable ;

- un ou des capteurs agencés pour produire des mesures
20 analogiques du ou des paramètres représentatifs de l'état de l'organe pilotable ;

- un dispositif de pilotage selon l'une des revendications précédentes, le dispositif de pilotage étant agencé pour piloter en temps réel l'organe pilotable.

25 10. Système embarqué selon la revendication 9, comprenant en outre un premier module de conversion (15 ; 24) agencé pour produire les mesures numériques à partir des mesures analogiques.

11. Système embarqué selon l'une des revendications 9 ou 10,
30 comprenant en outre un deuxième module de conversion (16 ; 25) agencé pour produire, à partir de composantes du deuxième

vecteur de commande, des signaux de pilotage (comm) à destination de l'organe pilotable.

12. Système embarqué selon la revendication 11, dans lequel le deuxième module de conversion (16) comporte un
5 convertisseur numérique-analogique.

13. Système embarqué selon la revendication 11, dans lequel le deuxième module de conversion (25) est agencé pour mettre en œuvre une modulation de largeur d'impulsions pour produire les signaux de pilotage.

10 14. Aéronef comprenant un système embarqué selon l'une des revendication 9 à 13.

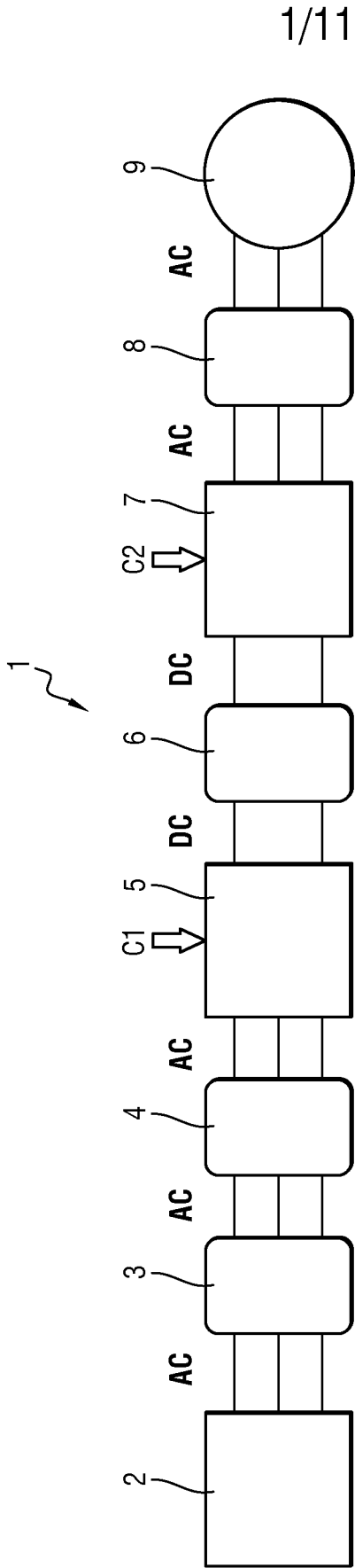


Fig. 1

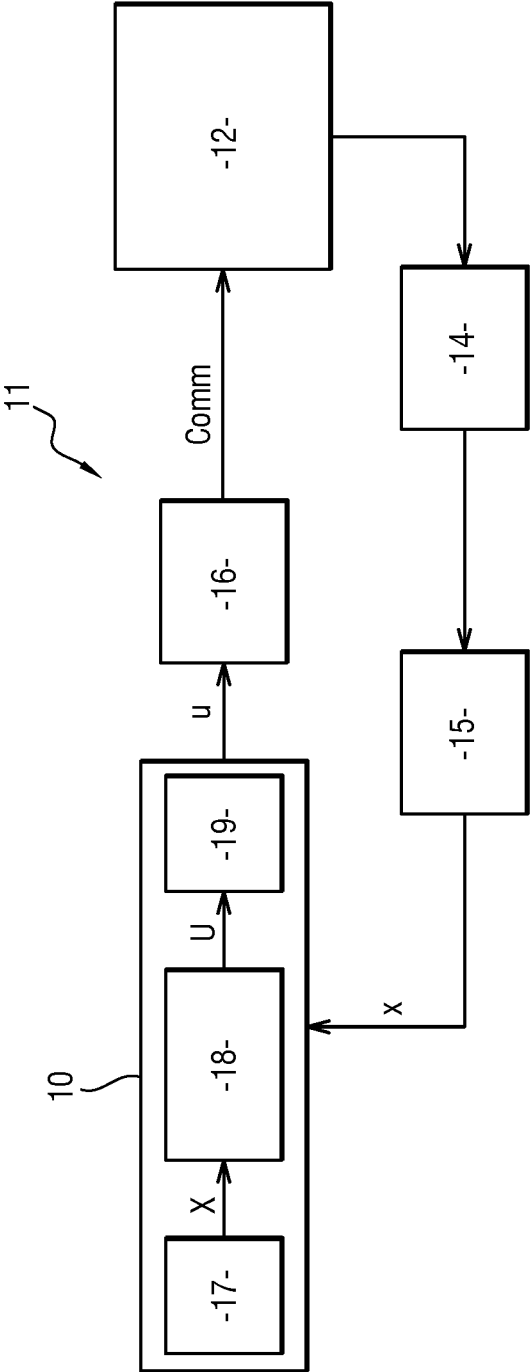


Fig. 2

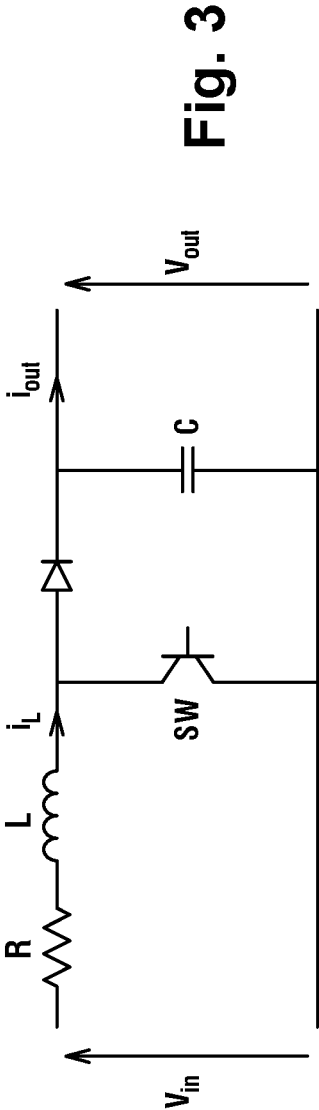


Fig. 3

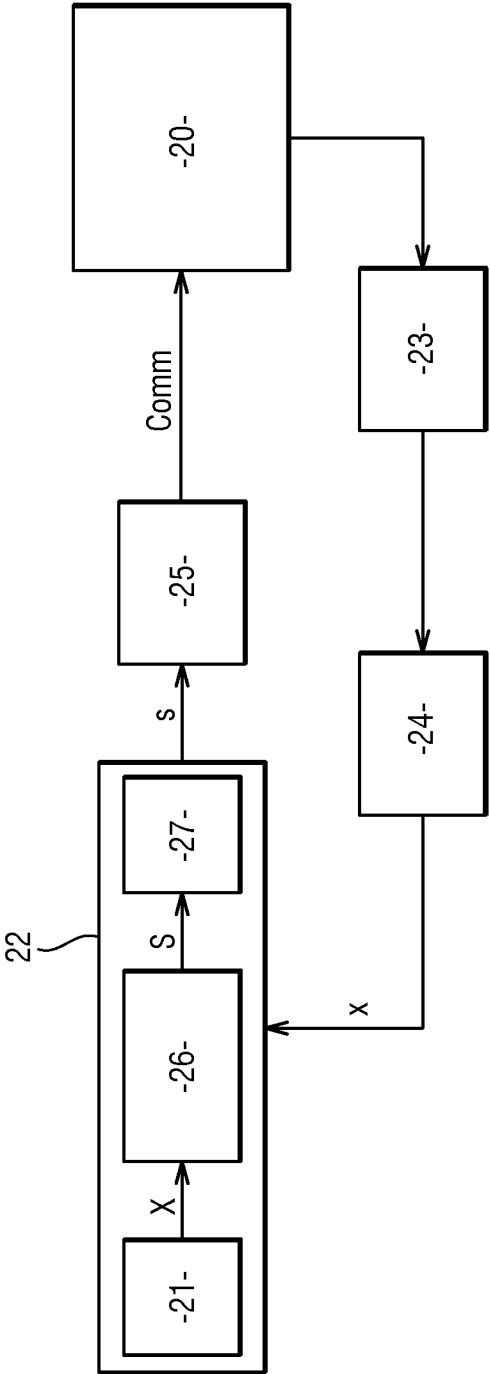


Fig. 4

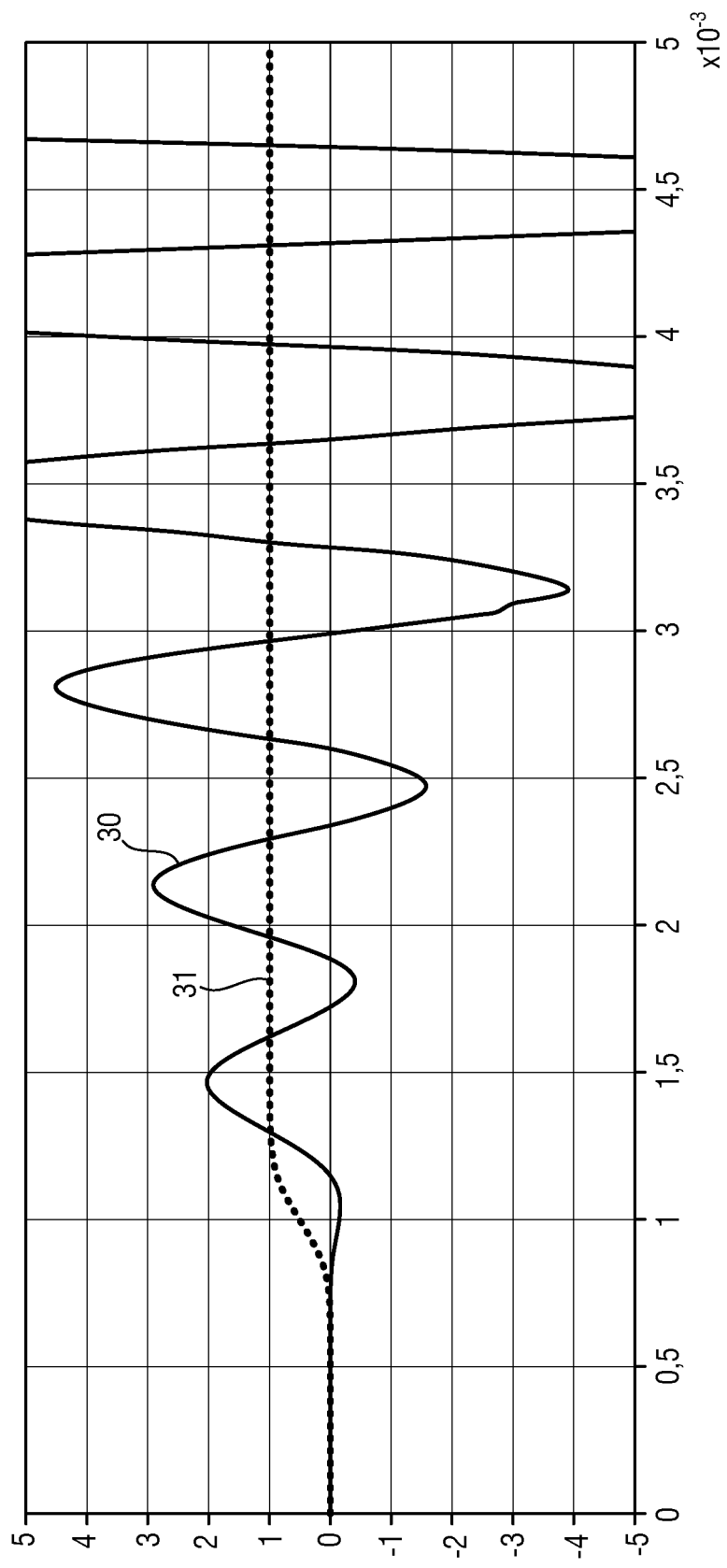


Fig. 5

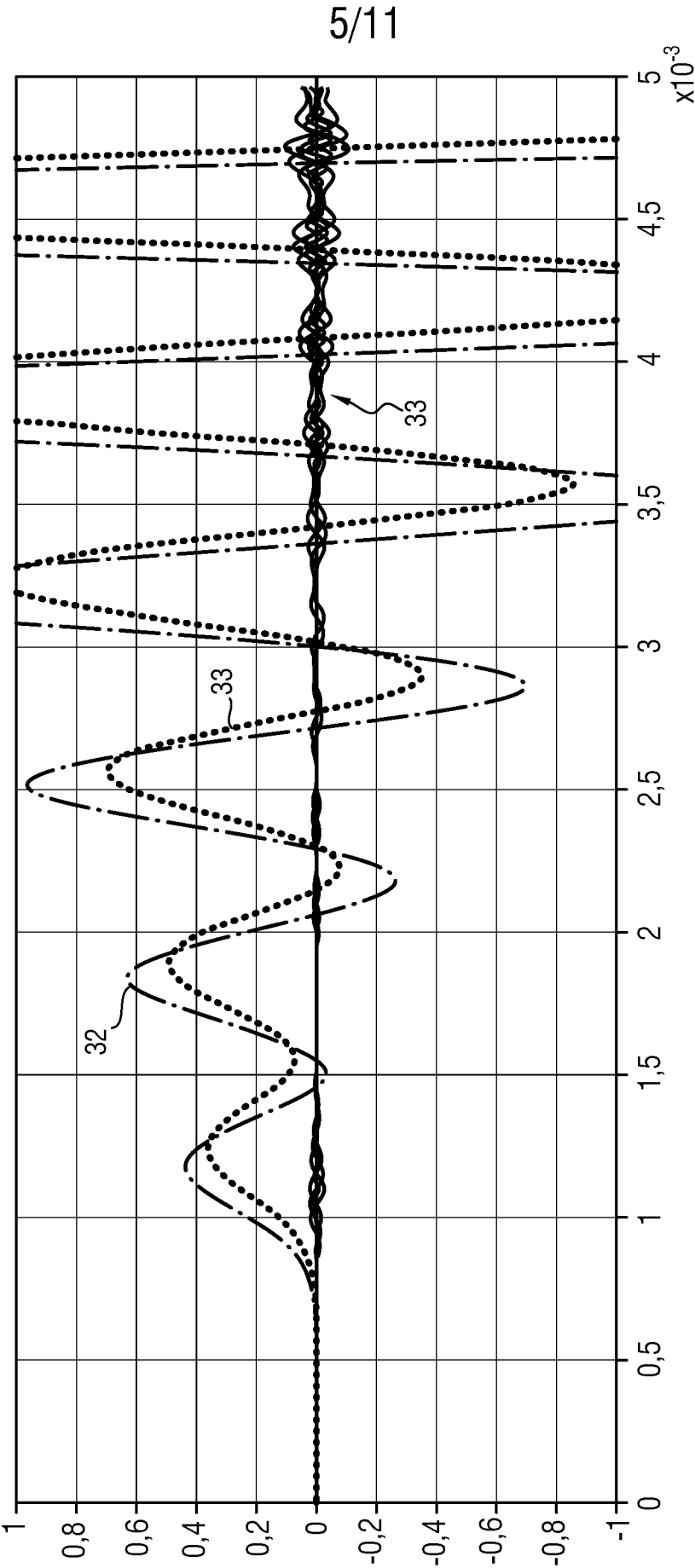


Fig. 6

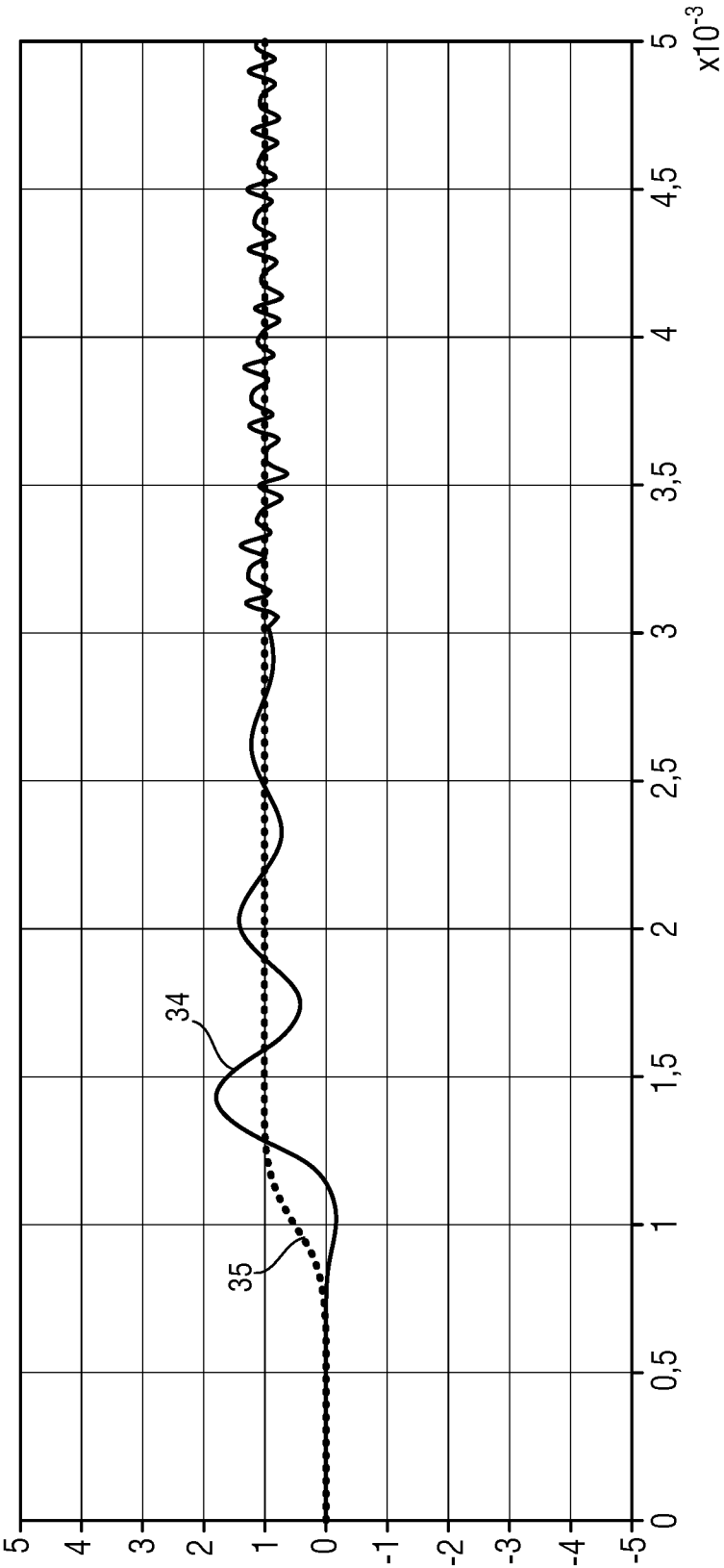


Fig. 7

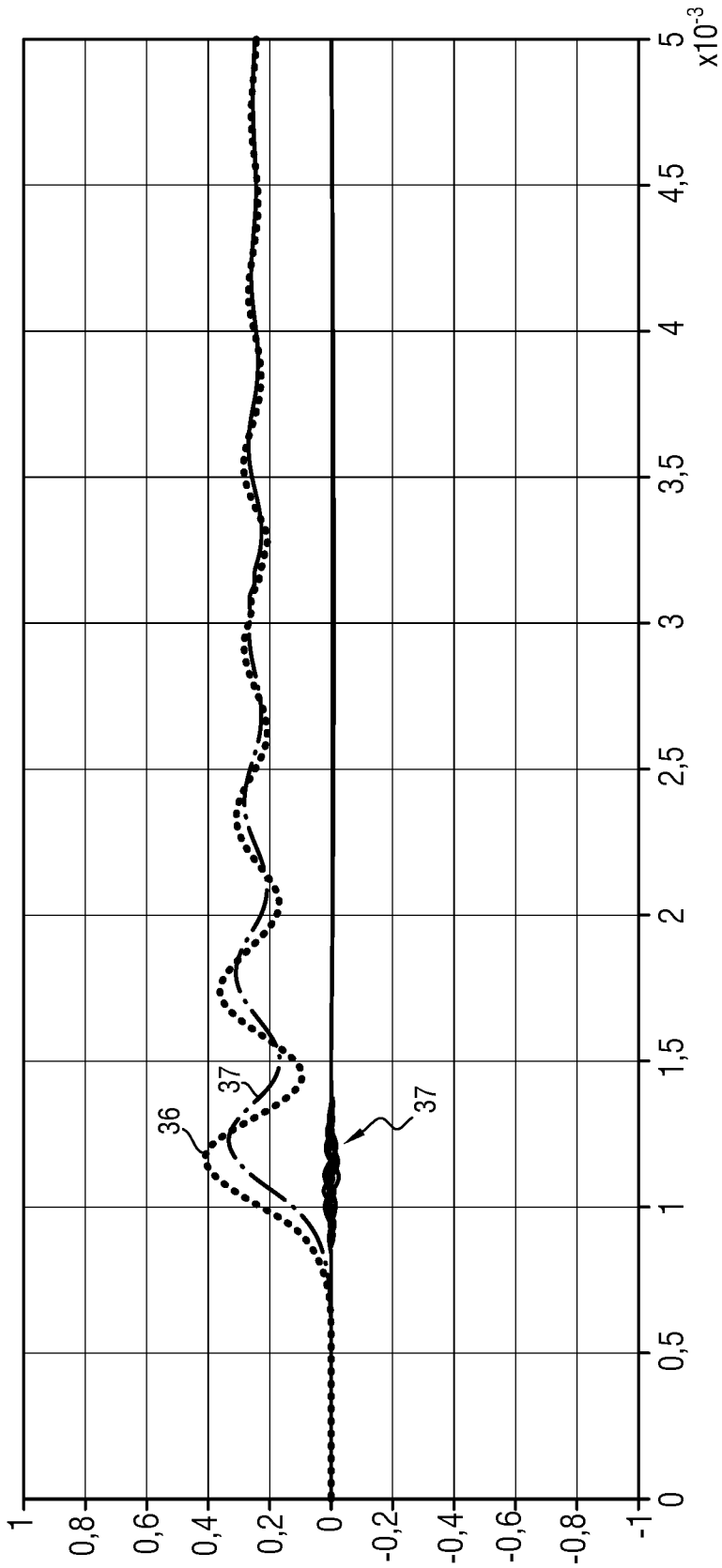


Fig. 8

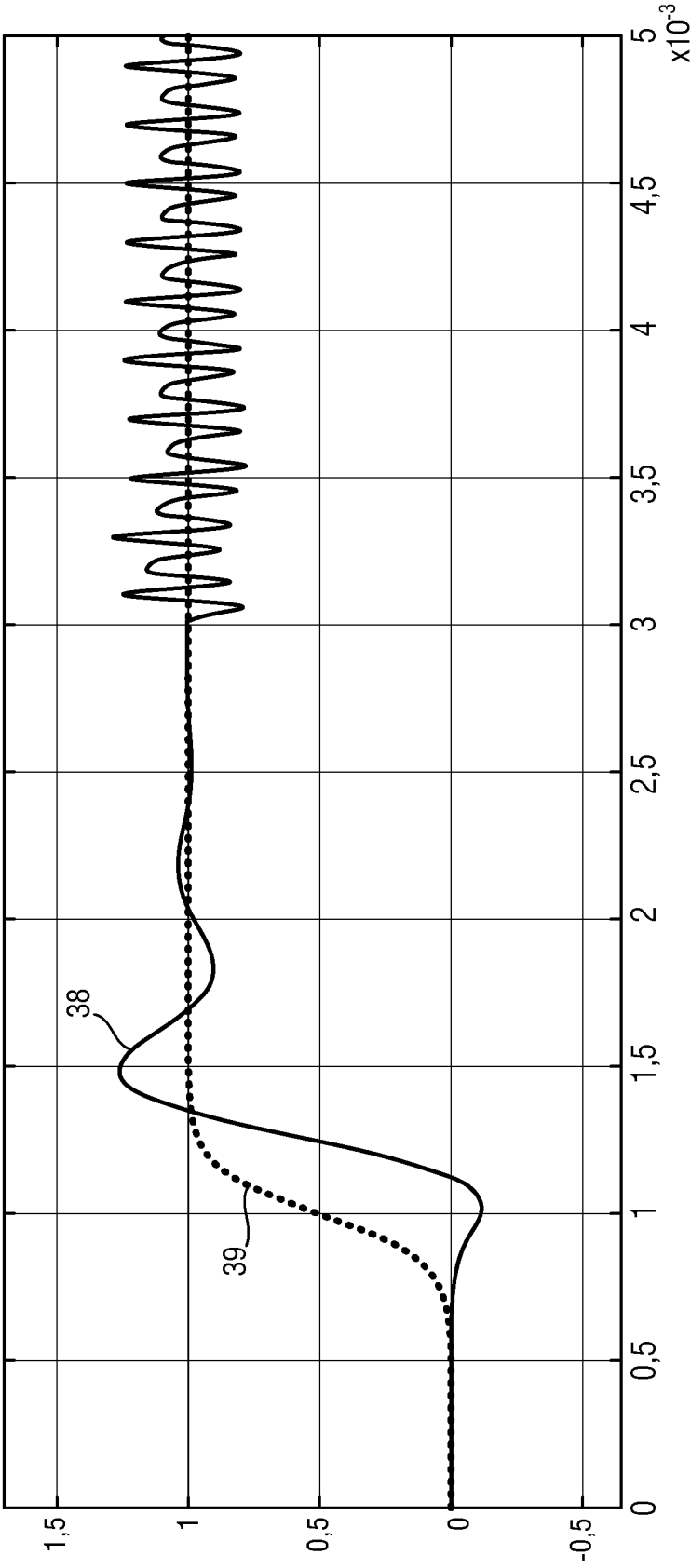


Fig. 9

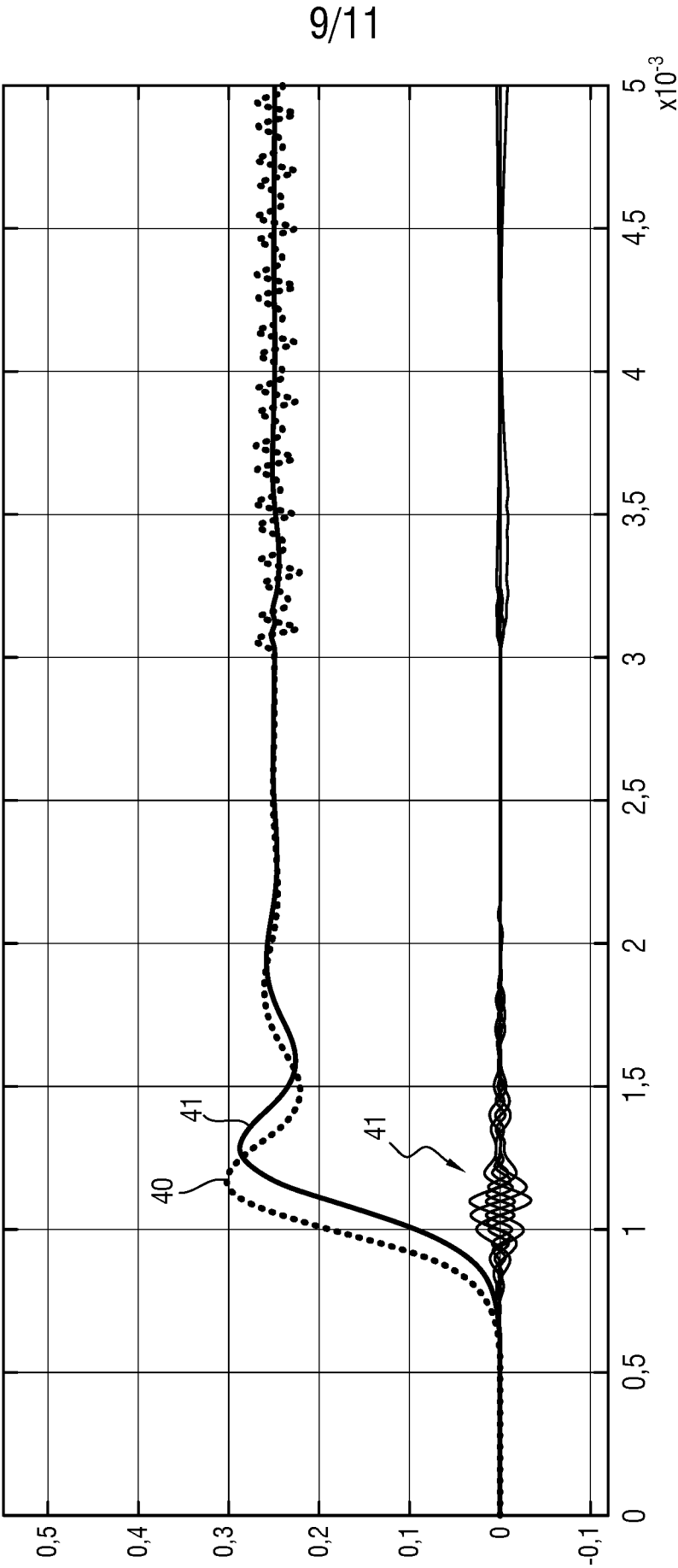


Fig. 10

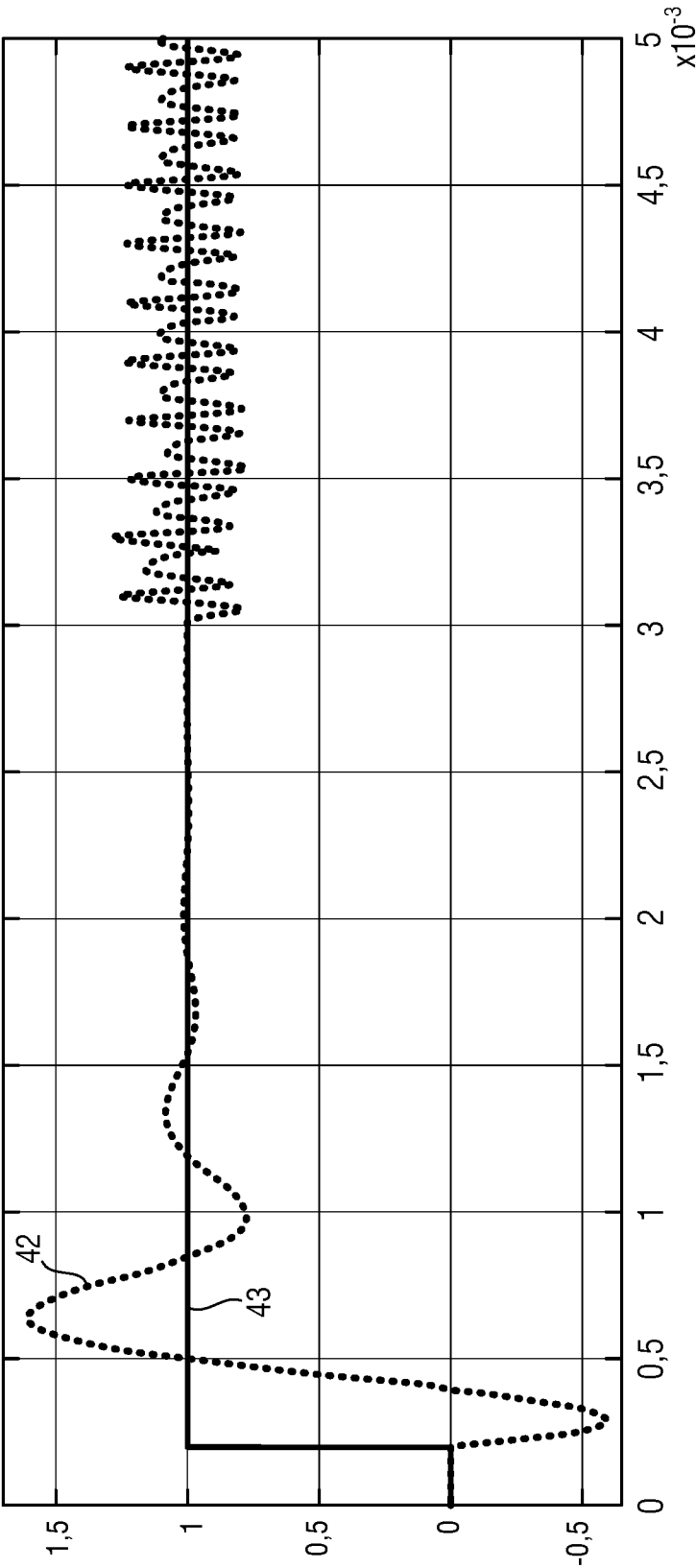


Fig. 11

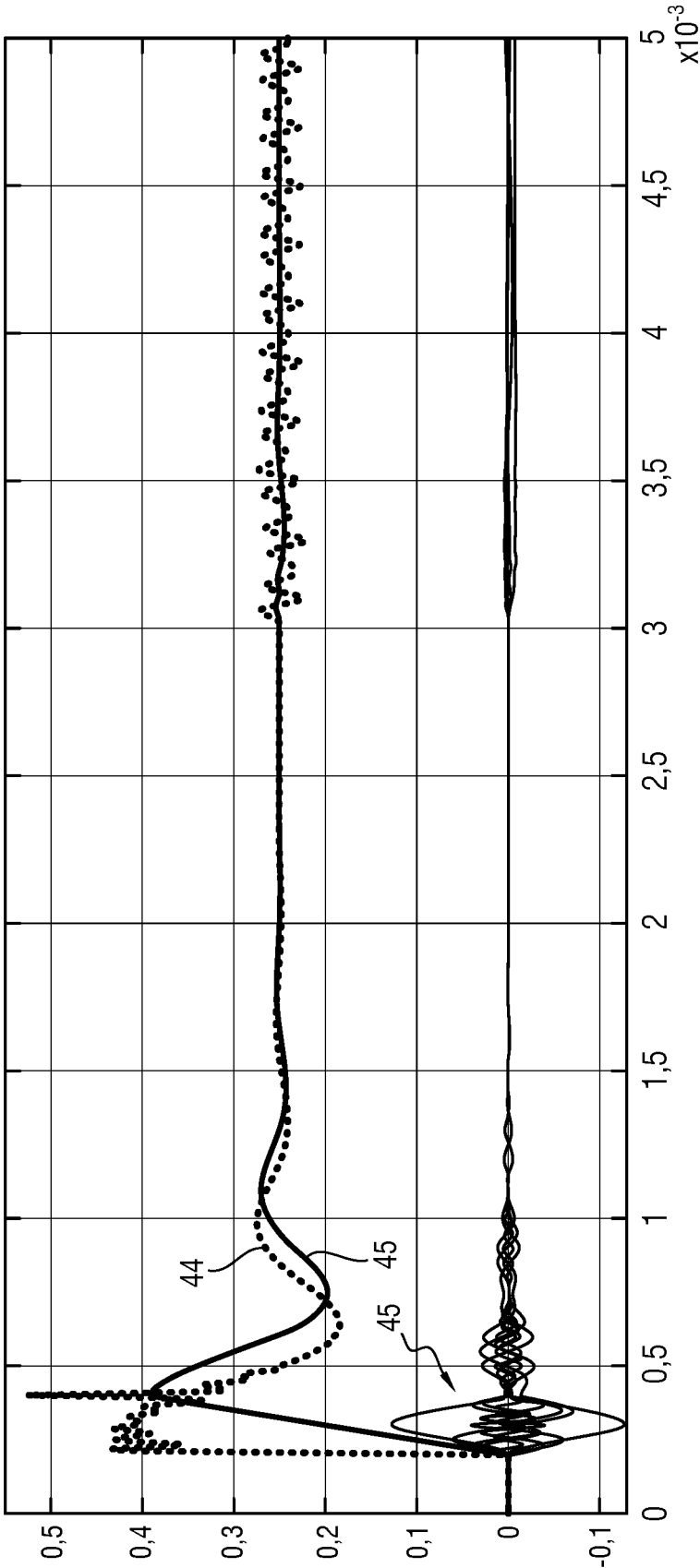


Fig. 12

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/EP2021/074244

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER H02M 1/44(2007.01)i; H02M 3/157(2006.01)i; H02M 1/00(2006.01)n According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC		
B. FIELDS SEARCHED Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols) H02M Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used) EPO-Internal, WPI Data		
C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	DE RUA PHILIPPE ET AL. "Comparative Study of Dynamic Phasor and Harmonic State-Space Modeling for Small-Signal Stability Analysis" <i>ELECTRIC POWER SYSTEMS RESEARCH, ELSEVIER, AMSTERDAM, NL</i> , Vol. 189, 10 August 2020 (2020-08-10), [retrieved on 2020-08-10] DOI: 10.1016/J.EPSR.2020.106626 ISSN: 0378-7796, XP086361250 abstract figures 1-2 sections 1-5	1-14
X	BLIN NICOLAS ET AL. "A comparison of harmonic modeling methods with application to control of switched systems with active filtering" <i>2019 18TH EUROPEAN CONTROL CONFERENCE (ECC), EUCA</i> , 25 June 2019 (2019-06-25), pages 4198-4203 DOI: 10.23919/ECC.2019.8796168 XP033595721 abstract sections II-III	1-14
☒ Further documents are listed in the continuation of Box C. ☒ See patent family annex.		
* Special categories of cited documents: "A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance "E" earlier application or patent but published on or after the international filing date "L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified) "O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means "P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed "T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention "X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone "Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art "&" document member of the same patent family		
Date of the actual completion of the international search 15 November 2021		Date of mailing of the international search report 23 November 2021
Name and mailing address of the ISA/EP European Patent Office p.b. 5818, Patentlaan 2, 2280 HV Rijswijk Netherlands Telephone No. (+31-70)340-2040 Facsimile No. (+31-70)340-3016		Authorized officer Adami, Salah-Eddine Telephone No.

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	BLIN NICOLAS ET AL. "A comparison of harmonic modeling methods with application to the interconnection and the control of switched systems" <i>EUROPEAN JOURNAL OF CONTROL</i> , GB, Vol. 58, 18 July 2020 (2020-07-18), pages 245-257 DOI: 10.1016/j.ejcon.2020.07.007 ISSN: 0947-3580, XP055806966 abstract sections 3-4 figure 6	1-14
A	JAMIL MUQADDAS ET AL. "Maximum power point tracking of a solar system using state space averaging for wireless sensor network" <i>2013 IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON SMART INSTRUMENTATION, MEASUREMENT AND APPLICATIONS (ICSIMA)</i> , IEEE, 25 November 2013 (2013-11-25), pages 1-6 DOI: 10.1109/ICSIMA.2013.6717915 XP032554229 abstract section V	1-14
A	ELGAMASY MAHMOUD M ET AL. "Wave propagation differential protection scheme for VSC-HVDC transmission systems" <i>ELECTRIC POWER SYSTEMS RESEARCH</i> , ELSEVIER, AMSTERDAM, NL, Vol. 189, 10 August 2020 (2020-08-10), [retrieved on 2020-08-19] DOI: 10.1016/J.EPSR.2020.106826 ISSN: 0378-7796, XP086361392 abstract section 2.2	1-14
A	FR 3050083 A1 (LABINAL POWER SYSTEMS) 13 October 2017 (2017-10-13) abstract figures 1-6 page 7 - page 11	1-14

INTERNATIONAL SEARCH REPORT
Information on patent family members

International application No.

PCT/EP2021/074244

Patent document cited in search report			Publication date (day/month/year)	Patent family member(s)			Publication date (day/month/year)
FR	3050083	A1	13 October 2017	CN	109075695	A	21 December 2018
				EP	3443650	A1	20 February 2019
				FR	3050083	A1	13 October 2017
				US	2019165694	A1	30 May 2019
				WO	2017178752	A1	19 October 2017

RAPPORT DE RECHERCHE INTERNATIONALE

Demande internationale n°

PCT/EP2021/074244

A. CLASSEMENT DE L'OBJET DE LA DEMANDE INV. H02M1/44 H02M3/157 ADD. H02M1/00		
Selon la classification internationale des brevets (CIB) ou à la fois selon la classification nationale et la CIB		
B. DOMAINES SUR LESQUELS LA RECHERCHE A PORTE Documentation minimale consultée (système de classification suivi des symboles de classement) H02M		
Documentation consultée autre que la documentation minimale dans la mesure où ces documents relèvent des domaines sur lesquels a porté la recherche		
Base de données électronique consultée au cours de la recherche internationale (nom de la base de données, et si cela est réalisable, termes de recherche utilisés) EPO-Internal, WPI Data		
C. DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS		
Catégorie*	Identification des documents cités, avec, le cas échéant, l'indication des passages pertinents	no. des revendications visées
X	DE RUA PHILIPPE ET AL: "Comparative Study of Dynamic Phasor and Harmonic State-Space Modeling for Small-Signal Stability Analysis", ELECTRIC POWER SYSTEMS RESEARCH, ELSEVIER, AMSTERDAM, NL, vol. 189, 10 août 2020 (2020-08-10), XP086361250, ISSN: 0378-7796, DOI: 10.1016/J.EPSR.2020.106626 [extrait le 2020-08-10] abrégé figures 1-2 sections 1-5 ----- -/--	1-14
☒ 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 15 novembre 2021		Date d'expédition du présent rapport de recherche internationale 23/11/2021
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 Adami, Salah-Eddine

C(suite). DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS		
Catégorie*	Identification des documents cités, avec, le cas échéant, l'indication des passages pertinents	no. des revendications visées
X	BLIN NICOLAS ET AL: "A comparison of harmonic modeling methods with application to control of switched systems with active filtering", 2019 18TH EUROPEAN CONTROL CONFERENCE (ECC), EUCA, 25 juin 2019 (2019-06-25), pages 4198-4203, XP033595721, DOI: 10.23919/ECC.2019.8796168 abrégé sections II-III -----	1-14
X	BLIN NICOLAS ET AL: "A comparison of harmonic modeling methods with application to the interconnection and the control of switched systems", EUROPEAN JOURNAL OF CONTROL, vol. 58, 18 juillet 2020 (2020-07-18), pages 245-257, XP055806966, GB ISSN: 0947-3580, DOI: 10.1016/j.ejcon.2020.07.007 abrégé sections 3-4 figure 6 -----	1-14
A	JAMIL MUQADDAS ET AL: "Maximum power point tracking of a solar system using state space averaging for wireless sensor network", 2013 IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON SMART INSTRUMENTATION, MEASUREMENT AND APPLICATIONS (ICSIMA), IEEE, 25 novembre 2013 (2013-11-25), pages 1-6, XP032554229, DOI: 10.1109/ICSIMA.2013.6717915 abrégé Section V -----	1-14
A	ELGAMASY MAHMOUD M ET AL: "Wave propagation differential protection scheme for VSC-HVDC transmission systems", ELECTRIC POWER SYSTEMS RESEARCH, ELSEVIER, AMSTERDAM, NL, vol. 189, 10 août 2020 (2020-08-10), XP086361392, ISSN: 0378-7796, DOI: 10.1016/J.EPSR.2020.106826 [extrait le 2020-08-19] abrégé section 2.2 ----- -/--	1-14

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	FR 3 050 083 A1 (LABINAL POWER SYSTEMS) 13 octobre 2017 (2017-10-13) abrégé figures 1-6 page 7 - page 11 -----	1-14

RAPPORT DE RECHERCHE INTERNATIONALE

Renseignements relatifs aux membres de familles de brevets

Demande internationale n°

PCT/EP2021/074244

Document brevet cité au rapport de recherche	Date de publication	Membre(s) de la famille de brevet(s)	Date de publication
FR 3050083	A1	13-10-2017	CN 109075695 A 21-12-2018
			EP 3443650 A1 20-02-2019
			FR 3050083 A1 13-10-2017
			US 2019165694 A1 30-05-2019
			WO 2017178752 A1 19-10-2017
