(19) RÉPUBLIQUE FRANÇAISE

INSTITUT NATIONAL
DE LA PROPRIÉTÉ INDUSTRIELLE

PARIS

(11) N° de publication : **2 645 979**
(à n'utiliser que pour les commandes de reproduction)

(21) N° d'enregistrement national : **89 05145**

(51) Int Cl[5] : G 05 D 1/00; F 24 B 10/00, 15/01.

(12) DEMANDE DE BREVET D'INVENTION A1

(22) Date de dépôt : 18 avril 1989.

(30) Priorité :

(43) Date de la mise à disposition du public de la demande : BOPI « Brevets » n° 42 du 19 octobre 1990.

(60) Références à d'autres documents nationaux apparentés :

(71) Demandeur(s) : *Société anonyme dite : AEROSPATIALE SOCIETE NATIONALE INDUSTRIELLE.* — FR.

(72) Inventeur(s) : Alain Martin ; Joël Houdemont ; Jean-Philippe Jahier.

(73) Titulaire(s) :

(74) Mandataire(s) : Rinuy et Santarelli.

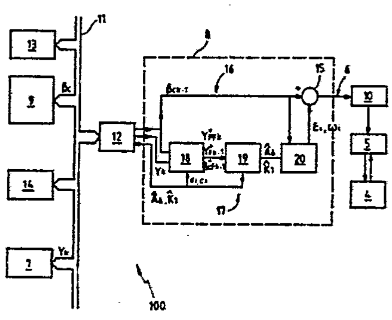
(54) Procédé autoadaptatif de commande en pilotage d'un système physique.

(57) Soit un système physique à piloter en régime discret dont une grandeur de sortie θ est reliée à une grandeur de commande β selon la loi : $\theta = A_6 . \theta + K_1 . \beta + \varepsilon$ où l'un au moins des paramètres A_6 et K_1 est mal connu.

Si Y_k est la mesure de θ à l'instant k et si β_{ck} est l'ordre de commande issu du calculateur de guidage à cet instant, il existe trois polynômes en q^{-1} (opérateur retard), E, A', N à coefficients constants déterminés à l'avance, tels que l'on puisse écrire, à tout instant, l'approximation suivante, après un préfiltrage (indice F) par un polynôme en q^{-1} d'ordre au moins égal à 1 :

$(E'.Y_k)_F = (A'.Y_k)_K . A_6 + (N'B_{ck})_F . K_1 +$ bruits.

A chaque pas de pilotage, on calcule les termes de cette combinaison linéaire en A_6 et K_1, on estime à partir d'un modèle de variation paramétrique au moins ce paramètre mal connu et on ajoute au signal de commande une ou plusieurs composantes harmoniques d'amplitudes et de pulsations choisies, pour ces valeurs instantanées des paramètres, par interpolation dans une table préétablie garantissant le maintien des traînages dans des plages fixées à l'avance.



FR 2 645 979 - A1

Vente des fascicules à l'IMPRIMERIE NATIONALE, 27, rue de la Convention — 75732 PARIS CEDEX 15

L'invention concerne une commande autoadaptative pour un système mécanique à excitation persistante, mal connu ou situé dans un environnement mal connu (stabilité d'asservissement non garantie en boucle fermée), tel qu'un engin volant à pilotage automatique (engin aérodynamique), pour lequel on peut définir, au moins autour de points de fonctionnement, des relations de comportement sous la forme d'équations différentielles linéaires du second ordre.

Dans le domaine aéronautique, le contrôle des engins a toujours posé de grandes difficultés techniques : que l'engin soit du type avion, lanceur ou missile, la complexité des phénomènes physiques, surtout ceux liés à l'aérodynamique, font que les modèles proposés, même les plus sophistiqués, sont suffisamment éloignés de la réalité pour que l'on puisse mettre sérieusement en doute la robustesse des lois de contrôle synthétisées avec ces modèles.

Les caractéristiques physiques essentielles des engins aéronautiques, causes de ces erreurs de modèles importantes et du manque éventuel de robustesse des lois sont les suivantes :

a. La théorie sur l'aérodynamique est très grossière et insuffisante, surtout pour des engins très manoeuvrants : les phénomènes deviennent complètement non linéaires et non stationnaires en cas de forte incidence (effets de turbulences) ;

b. L'engin est souvent instable en boucle ouverte ;

c. Les perturbations atmosphériques sont importantes (vents, rafales..) ;

d. Les paramètres essentiels varient énormément avec, par exemple, l'altitude de l'engin ou sa vitesse; les engins aéronautiques sont des systèmes physiques, par nature, fortement instationnaires (surtout les missiles) ;

e. Il y a méconnaissance importante des coordonnees des points d'application des forces (force de poussée, force d'origine aérodynamique, poids de l'engin) pouvant créer des dispersions considérables sur les couples induits et par voie de conséquence sur les valeurs linéarisées du modèle ;

f. Il existe des modes dynamiques non modélisés comme les déformations de l'engin dues à sa souplesse (modes de flexion, de torsion ...) ou les effets des couples gyroscopiques par exemple (effets non linéaires).

Le problème ainsi posé semble être insoluble par des méthodes classiques, d'autant plus que les lois de contrôle proposées à ce jour sans succès sont déjà réputées pour leur robustesse (lois de contrôle à critère quadratique). On ne connaît actuellement aucun jeu de gains ni aucune structure de loi de commande qui permettrait d'assurer ne serait-ce que la stabilité du système en boucle fermée, si l'on suppose connaître aucune information complémentaire sur l'évolution des paramètres lors de son fonctionnement.

Pour un tel engin, aucune structure classique de loi de commande ne convient donc pour le contrôler d'une façon correcte, c'est-à-dire en respectant les spécifications techniques du cahier des charges.

En effet, on est amené en pratique, pour pouvoir respecter les spécifications du cahier des charges dans des cas où interviennent des dispersions paramétriques, à augmenter, par exemple, très fortement la valeur des gains de commande (c'est une pratique très courante) ce qui permet théoriquement dans un contexte parfaitement linéaire, de contrer les dispersions affichées. La pulsation du système en boucle fermée est alors élevée indiquant que la boucle de commande a une large bande passante.

Malheureusement, cette façon de procéder, qui peut paraître séduisante au premier abord, atteint rapidement sa limite : le système étant en réalité non linéaire, les non-linéarités sont justement excitées par la boucle de commande qui est alors trop raide. On peut citer comme exemple significatif les non-linéarités dues aux couples gyroscopiques, présents dans tout système en rotation, qui imposent une loi de commande la moins rapide possible pour limiter leur influence néfaste sur la stabilité.

Des non-linéarités de commande sont en outre toujours présentes dans tout système réel, du fait notamment que la valeur de commande réellement appliquée est physiquement bornée, soit au moyen d'une butée mécanique (vérin) ou d'une butée électrique (saturation en tension d'un amplificateur) par exemple. La saturation en position de la commande n'est pas la seule non-linéarité présente dans la boucle de commande puisqu'une saturation en vitesse intervient également (vérin). C'est également pour éviter d'atteindre ces bornes, qu'il faut des gains de commande raisonnables, sous peine de détériorer rapidement le mécanisme de commande du système considéré.

Après avoir ainsi fixé des gains de commande maximum tolérables, on peut déterminer si la loi de commande, avec de tels gains, peut accepter les dispersions paramétriques. Mais si ce n'est pas le cas, on ne peut que constater simplement l'échec de la loi de contrôle qui est ainsi jugée insuffisamment robuste pour prétendre contrôler le système.

Pour pallier cet échec, il est parfois suffisant de modifier le mécanisme de commande dans le sens de l'obtention d'une plus grande plage linéaire : butée en position éloignée, saturation de vitesse de commande plus élevée. Mais une telle solution induit, pour le mécanisme de commande ainsi modifié dans ses structures les plus profondes, un coût global plus élevé (parfois rédhibitoire) puisque l'on est obligé de surdimensionner le mécanisme (vérins de puissance, amplificateurs électroniques de puissance) ce qui implique un surplus d'études, de volume, de poids, de contraintes technologiques...

La seule issue possible semble donc être d'avoir au moins une connaissance minimale sur l'évolution de certains paramètres essentiels du système permettant tant bien que mal de gérer les non stationnarités et les dispersions.

Une commande adaptative peut permettre, par définition, d'acquérir ce minimum de connaissance indispensable et apparaît donc comme une voie intéressante.

L'invention vise à garantir la stabilité d'un engin en palliant les inconvénients des solutions précitées, pour un niveau de performances comparable, sinon meilleur, grâce à une telle commande adaptative permettant d'éviter le recours à un tel surdimensionnement des équipements, lesquels pourront donc être calculés sur un point moyen de fonctionnement, en se fondant sur des dispersions paramétriques nettement moins importantes que dans les solutions connues ; une telle commande autoadaptative peut donc contribuer de manière significative à la baisse des coûts de fabrication puis d'exploitation du système mécanique à asservir.

Elle enseigne pour cela d'appliquer à l'organe de manoeuvre du système à piloter, en plus des ordres de commande normalement calculés, des signaux périodiques d'excitation en bande étroite qui permettent un recalage d'un modèle de connaissance paramétrique en temps réel, avec une erreur maximale spécifiée hors ligne (prédéterminée). Les signaux périodiques peuvent être optimisés autant que possible, aussi bien en amplitude qu'en fréquence, selon un compromis spécifié à l'avance entre cette erreur maximale spécifiée et l'influence de ces signaux sur la grandeur à asservir.

L'invention propose un procédé de commande en pilotage en régime discret d'un système physique dont une grandeur de sortie θ est commandée par une grandeur β_c appliquée à un actionneur selon une loi de commande synthétisée à partir d'une équation différentielle linéaire du second ordre :

$$\ddot{\theta} = A_6.\theta + K_1\beta + \varepsilon$$

où A_6 est un paramètre appelé raideur,
K_1 est un paramètre appelé efficacité,
ε est un terme de perturbation stochastique,

l'un au moins des paramètres A_6 et K_1, étant mal connu, selon lequel on relève, avec une période d'échantillonnage T, des mesures Y_k de la grandeur de sortie θ tandis que l'on élabore dans un calculateur des signaux de commande β_{ck} que l'on applique à l'actionneur, et selon lequel on décrit le comportement du système par une relation matricielle $\dot{X} = AX + B.\beta_c + W$ où X est un vecteur regroupant au moins θ, β et leurs dérivés et où W est un bruit blanc.

. Préalablement au pilotage :

- on établit une relation paramétrique linéaire en les paramètres A_6 et K_1 du type :

$$E\,(q^{-1}).Y_k = A'(q^{-1}).Y_k.A_6 + N'(q^{-1}).\beta_{ck}.K_1 + \frac{C(q^{-1})}{D(q^{-1})}\,.\,e_k$$

où : . e_k est le processus d'innovation résultant d'un filtre de KALMAN fondé sur ladite équation matricielle de comportement,

. $E(q^{-1})$, $A'(q^{-1})$, $N'(q^{-1})$ sont des polynômes de l'opérateur retard q^{-1}, d'ordres au plus égaux à la dimension du vecteur X,

. $C(q^{-1})$ est le polynôme caractéristique dudit filtre de KALMAN,

. $D(q^{-1})$est le polynôme caractéristique des modes non commandables excités par W.

- on calcule les valeurs des coefficients constants e_i de $E(q^{-1})$, a'_i de $A'(q^{-1})$, b'_i de $N'(q^{-1})$,
- on estime une plage de valeurs possibles pour ce paramètre malconnu au cours du pilotage,
- on construit une table d'interpolation donnant pour plusieurs de ces valeurs possibles l'amplitude ε_1 et la pulsation ω_1 d'au moins une composante harmonique à introduire par addition dans le signal de commande,
- on choisit un modèle de variation pour au moins le paramètre supposé mal connu que l'on écrit sous la forme

$$\dot{XX} = AA.XX + e$$

où XX est un vecteur de dimension au moins égale à 1 et on établit une équation de RICCATI discrète fondée sur ce modèle paramétrique et sur la relation paramétrique linéaire,

. au cours du pilotage :

- on calcule à chaque instant

$$Y^*_{Fk} = E(q^{-1}).Y_k$$
$$Y^*_{k-1} = A'(q^{-1}).Y_k$$
$$\beta^*_{ck} = N'(q^{-1}).\beta_{ck}$$

- on préfiltre chacune de ces grandeurs par un polynôme d'ordre au moins égal à 1 ,
- on identifie à partir de ces valeurs préfiltrées (indice F) qui satisfont

$$Y^*_{FFk} = Y^*_{Fk-1}.A_6 + \beta^*_{cFk-1}.K_1 + e_k$$

les coefficients de l'équation de RICCATI et on estime le (ou les) paramètre(s) mal connu(s) que l'on transmet ensuite au calculateur,
- on déduit de la table d'interpolation une pulsation d'excitation ω_1 et une amplitude d'excitation ε_1 pour cette valeur estimée du paramètre,
- on ajoute au signal de commande du calculateur la composante harmonique de pulsation ω_1 et d'amplitude ε_1. et on applique cette somme de signaux à l'actionneur.

Selon des dispositions préférées :

- le paramètre mal connu est la raideur A_6,
- avant le pilotage, on construit cette table d'interpolation en sorte de lui faire associer à diverses valeurs possibles au moins ce paramètre, les amplitudes et les pulsations de deux composantes harmoniques de fréquences différentes, et en ce que, au cours du pilotage, on détermine par interpolation, à partir d'au moins la valeur estimée de ce paramètre, des amplitudes ε_1 et ε_2 et des pulsations ω_1 et ω_2, et on ajoute au signal de commande du calculateur des composantes harmoniques de pulsations ω_1 et ω_2 et d'amplitudes ε_1 et ε_2,
- la table d'interpolation admet également l'autre paramètre comme grandeur d'entrée,
- on estime également cet autre paramètre,
- on contrôle que l'amplitude du signal de commande incorporant cette (ou ces) composante(s) harmonique(s) est inférieure à un seuil prédéterminé, et, si oui, on applique ces composantes harmoniques à l'actionneur ou, si non, on réduit l'amplitude de cette (ou ces) composante(s) harmonique(s) en sorte de rester en deçà dudit seuil,
- on contrôle que l'amplitude du signal de commande incorporant cette (ou ces) composante(s) harmonique(s) présente, par rapport à celle du pas d'avant, une différence inférieure à un seuil prédéterminé et, si oui, on applique ces composantes harmoniques à l'actionneur ou, si non, on réduit l'amplitude de cette (ou ces) composante(s) harmonique(s) en sorte de rester en deça dudit seuil.
- le modèle de variation du (ou des) paramètre(s) est du premier ordre,
- le modèle de variation du (ou des) paramètre(s) est du second ordre, le vecteur paramétrique incorporant la dérivée par rapport au temps de chaque paramètre à estimer,
- on préfiltre chacune des grandeurs Y^*_{Fk}, Y^*_{k-1} et B^*_{Ck-1} par une forme approchée du rapport des polynômes $D(q^{-1})/C(q^{-1})$ dont on détermine à chaque pas la valeur des coefficients

en fonction du (ou des) paramètre(s) estimés(s),
- le système à piloter est un engin aérodynamique à chaîne de pilotage incorporée,
- les signaux de commande sont appliqués à des gouvernes,
- les signaux de commande sont appliqués au vérin d'orientation d'une tuyère de poussée.

Des objets, caractéristiques et avantages de l'invention ressortent de la description qui suit, donnée à titre d'exemple non limitatif, en regard des dessins annexés sur lesquels :

- la figure 1 est une vue schématique d'un engin aérodynamique équipé d'un actionneur commandé, conformément à l'invention, par une chaîne de commande autoadaptative ;

- la figure 2 est un schéma synoptique de cette chaîne de commande comportant un module d'excitation conforme à l'invention ;

- la figure 3 est un schéma du module de filtrage que comporte le module d'excitation de la figure 2 ;

- la figure 4 est un schéma de l'estimateur paramétrique que comporte le module d'excitation de la figure 2 ;

- la figure 5 est un abaque donnant, pour plusieurs valeurs possibles de la raideur, le module en décibel de la "pseudo-mesure" Y^*_{PFK} en fonction de la fréquence d'un extra-signal périodique ;

- la figure 6 est un abaque donnant, pour plusieurs valeurs possibles de la raideur, le gain entre l'extra-signal de fréquence F_1 et le terme appliqué à A_6 c'est-à-dire Y^*_{FK-1} dans la relation donnant cette pseudo-mesure sous forme d'une combinaison linéaire de A_6 et K_1 ;

- la figure 7 est un abaque similaire à celui de la figure 6, donnant le gain entre l'extra-signal de fréquence F_2 et le terme appliqué à K_1, c'est-à-dire B^*_{CFK1}.

- les figures 8 à 10 sont des abaques corrélant, pour trois valeurs abritrairement fixées de la fréquence du premier terme sinusoïdal de l'extra-signal, le coefficient optimal de couplage ρ_{op} à la fréquence du second terme de cet extra-signal ;

- les figures 11 et 12 sont des abaques donnant respectivement les amplitudes ε_1 et ε_2 associées aux deux fréquences de l'extra-signal, en fonction de F_2, pour une valeur de F_1 et pour des valeurs données des dérivés des paramètres et des covariances de synthèse ; et

- la figure 13 est un abaque corrélant, dans les mêmes conditions que pour les figures 11 et 12, les traînages sur A_6 et K_1 en fonction de F_2.

La figure 1 représente un engin 1 à pilotage automatique admettant un axe longitudinal X-X. Cet engin 1 comporte un corps allongé 2 portant une charge utile 2A ainsi qu'au moins un propulseur (non représenté) terminé par une tuyère 3.

Dans la suite, on se limitera à l'analyse du comportement de l'engin dans le plan de la figure 1 que l'on supposera être vertical : on s'intéresse donc ici au comportement en tangage de l'engin (cas classique) que l'on veut asservir à une loi de consigne (trajectoire) préprogrammée. Les explications qui vont suivre peuvent également s'extrapoler à chacun des autres degrés de liberté de l'engin.

Cet engin 1 comporte un organe d'orientation en braquage, ici constitué par la tuyère 3 qui est, à cet effet, montée pivotante autour d'un point T dans le plan de la figure 1.

En variante non représentée, cet organe d'orientation en braquage est constitué par une gouverne orientable tandis que la tuyère, soit conserve une orientation fixe dans le plan, soit est supprimée (engin non propulsé) : l'organe d'orientation est alors indépendant de toute notion de propulsion.

Cet organe d'orientation 3 est placé sous le contrôle d'un actionneur 4 alimenté par un organe de puissance 5 recevant des signaux de commande d'une chaîne de commande autoadaptative 6 comportant une unité de traitement 100 contenant notamment un calculateur de guidage embarqué et recevant des signaux de mesure (ici en tangage) en provenance d'un dispositif de mesure 7 (par exemple une centrale inertielle comportant un gyroscope).

Soit θ l'angle de la vitesse instantanée $\vec{V}$ du centre de gravité G de l'engin avec l'axe X-X, et β l'angle de braquage de la tuyère 3, c'est-à-dire l'angle de la force de poussée $\vec{P}$, appliquée au centre de poussée T, avec l'axe X-X. $\vec{F}_{aero}$ est la force instantanée d'origine aérodynamique, appliquée en un point F, et $\vec{W}$ représente le vent normal, perpendiculaire à la vitesse $\vec{V}$; i est l'angle d'incidence de la somme $\vec{W} + \vec{V}$ par rapport à l'axe X-X. Les abcisses des points G, T et F sur l'axe X-X, sont notées X_G, X_T, et X_F.

Le dispositif de mesure 7 est adapté à échantillonner θ, et la chaîne de commande adaptative 6 en déduit, d'après la loi de consigne préprogrammée, des ordres de braquage β_c à appliquer (processus discret).

Le comportement en tangage de cet engin peut être décrit par une loi d'asservissement ayant la forme d'une équation différentielle linéaire du second ordre :

$$\ddot{\theta} = A_e . \theta + K_1 . \beta - A_e . W/V$$

où A_e caractérise la raideur aérodynamique et K_1 caractérise l'efficacité de la commande.

Le but de l'invention est de connaître au mieux certains paramètres physiques de l'engin jugés cruciaux pour la stabilité de l'asservissement en tangage (attitude).

Les paramètres supposés mal connus et jugés indispensables à identifier sont, dans cet exemple de la figure 1 :

a. La raideur aérodynamique A_α

Ce paramètre est mal connu en général car il est directement relié aux paramètres aérodynamiques qui sont fort mal modélisés. Les coordonnées du foyer X_F sont en particulier entâchées d'erreurs à un point tel que l'on peut ignorer le signe réel du bras de levier X_α - X_F : on ignore alors si le système réel est stable ou instable en boucle ouverte.

b. L'efficacité de commande K_1

Dans le cas considéré où le système est piloté au moyen d'une tuyère 3, ce paramètre ne dépend pas de l'aérodynamique et est connu avec une précision acceptable. Par contre, si le système est piloté au moyen de gouvernes fixées sur des empennages (cas non représenté mentionné ci-dessus), l'efficacité équivalente linéarisée des gouvernes est fort mal connue et dépend, par exemple, de l'incidence (il peut y avoir un effet de masquage : on doit distinguer l'efficacité des empennages intrados et des empennages extrados).

Dans un souci de crédibilité (preuve de la stabilité globale) on souhaite selon l'invention identifier ces paramètres avec une erreur connue à l'avance, prouvant ainsi la convergence de l'algorithme d'identification. Il est alors possible de synthétiser, avec l'aide des paramètres ainsi périodiquement identifiés, une loi de commande qui assure la stabilité du système.

Or, à notre connaissance, aucun moyen algorithmique d'identification n'a encore été proposé dont on puisse prouver la convergence et qui puisse permettre une prédiction hors ligne de l'erreur d'identification. C'est ainsi qu'aucune preuve de convergence globale n'a été établie pour des systèmes instables en boucle ouverte, pas plus que pour d'éventuelles commandes adaptatives fonctionnant sur des systèmes lentement variables qui auraient pu être proposées, stables en boucle ouverte, et nécessitant une intervention humaine dans les cas de divergence possible (fours, laminoirs...).

L'invention réside dans la mise en oeuvre, au sein de l'unité de traitement, d'un module d'excitation 8 qui se place (voir figure 2) entre le calculateur de guidage 9 de l'engin et l'étage de puissance 5 de l'actionneur 4 de l'engin.

De manière très générale, à partir des mesures de θ et de l'ordre de braquage numérique (on travaille en fait en régime discret) déterminé par le calculateur de guidage 9, le module d'excitation de vérin élabore un ordre supplémentaire numérique d'excitation qui a pour objectif d'enrichir dans une bande de fréquence très précise, de façon judicieuse (théoriquement optimale) ledit ordre numérique provenant du guidage. A cet effet le module d'excitation 8 saisit les mesures de θ, en pratique entâchées d'erreur notées Y, produites par la centrale inertielle (mesures d'attitude, de roulis ...) ainsi que les ordres de braquage β_c du calculateur de guidage et estime des valeurs de synthèse des paramètres de l'engin (A_6, K_1 principalement) avec une précision connue à l'avance. Le module transmet alors ces valeurs estimées des paramètres au calculateur de guidage qui en fonction de ces nouvelles données importantes, ajuste ses ordres ultérieurs de guidage et de braquage dans le sens d'une meilleure précision de guidage et d'un meilleur contrôle (optimal). Le module élabore enfin, par addition à β_c des éventuels extra-signaux, les valeurs successives des ordres effectifs de braquage.

Ce processus se répète à chaque pas de discrétisation.

En fait le calculateur 9, qui asservit l'actionneur en sorte de faire suivre à l'engin 1 une trajectoire prédéterminée constitue une unité de guidage/-pilotage.

L'organe de puissance 5 de l'actionneur 4 est ici supposé être à commande analogique et le signal de sortie du module d'excitation 8 lui est appliqué au travers d'un convertisseur numérique/analogique 10. Si cet organe 5 était à commande numérique, ce convertisseur 10 serait à supprimer.

Le module d'excitation 8 est relié au dispositif de mesure 7 et à l'unité de pilotage 9 par un bus bidirectionnel 11 au travers d'un coupleur 12. De manière classique sur ce bus sont également connectés, notamment, une unité de gestion de bus 13 destinée à gérer la circulation des informations qui transitent par ce bus, ainsi qu'un séquenceur 14 qui définit le chronogramme des étapes du guidage/pilotage effectué par l'unité 9 (éventuelle succession des lois de consigne et/ou d'asservissement).

Ce module d'excitation 8 comporte un élément de sommation 15 auquel parviennent une ligne de commande 16 provenant directement du coupleur 12 et une ligne d'excitation 17 le long de laquelle sont élaborés les signaux d'excitation. Ce sommateur est relié au convertisseur 10 par la ligne de commande 6.

La ligne d'excitation 17 comporte trois unités en série, à savoir un module de filtrage 18, un module d'estimation paramétrique 19 et un module de génération de signaux d'excitation 20.

La chaîne d'asservissement reliant le dispositif de mesure 7 à l'actuateur 4, via le calculateur 9 et le module d'excitation 8, est numérique, et son fonctionnement est discret (avec une période d'échantillonnage T, par exemple égale à 40 ms, ce qui correspond à une fréquence d'échantillonnage de 25 Hz), avec prise en compte des valeurs précédemment échantillonnées des grandeurs précitées :

- Y_k, Y_{k-1}, Y_{k-2} ... pour les mesures de l'angle de tangage θ,
- β_{ck-1}, β_{ck-2} ... pour les ordres de braquage élaborés par le calculateur 9.

En fait, compte tenu de ce caractère discret, toutes les grandeurs définies ci-dessus (ainsi que des grandeurs qui seront introduites ci-dessous) seront dans la suite affectées d'un indice k-i (i entier) tel que k-2, ..., k-1, k ou k+1, correspondant à des instants différents, l'instant k correspondant à l'instant présent.

On appréciera que Y_k correspond à la réaction du système à β_{ck-1}.

Avant de poursuivre la description de la chaîne de calcul 17 il paraît nécessaire de définir plus précisément le principe de cette chaîne de calcul ainsi que les grandeurs qui sont, préalablement à la mise en service de cette chaîne de calcul, calculées hors ligne puis stockées dans les mémoires de l'unité de traitement 100.

On procède ainsi au sol à diverses caractérisations physiques. C'est ainsi qu'on peut tenter de modéliser la principale perturbation mentionnée ci-dessus, à savoir le vent : on suppose que sa moyenne $\overline{W}$ est nulle et on évalue la valeur de son écart-type σW, par exemple par des sondages atmosphériques. D'autre part, on assimile le vent à un processus aléatoire W_R de variance unité et de constante de temps $-1/\mu$ de sorte que l'on peut écrire :

$$\dot{W}_R = \mu W_R + \varepsilon_w$$

où ε_w est un bruit blanc.

On a alors :

$$W = \sigma W \,.\, W_R$$

On identifie par ailleurs les bornes physiques associées à l'actionneur 4 (β_{max}, β_{min} et $\dot{\beta}_{max}$) ainsi que sa loi de réponse que l'on représente par :

$$\dot{\beta} = -\frac{1}{\tau}(\beta-\beta_c) + \varepsilon_\beta$$

où ε_a est un bruit blanc de dynamique et où τ est la constante de temps de l'actionneur.

On choisira dans la suite de négliger les modes de flexion de l'engin (l'invention permet toutefois de les prendre en compte si nécessaire).

On peut alors définir pour l'engin un vecteur d'état X, et une matrice de dynamique A, tous deux du quatrième ordre, ainsi qu'une matrice de commande B appliquée au scalaire de commande β_c :

$$X = A.X + B.\beta_c + W'$$

ou, en forme développée :

$$\begin{vmatrix} \ddot{\theta} \\ \theta \\ W \\ \beta \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 0 & A_6 & -\frac{a_6 \sigma_w}{V} & K_1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \mu & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1/ \end{vmatrix} \begin{vmatrix} \dot{\theta} \\ \theta \\ W \\ \beta \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \frac{1}{\tau} \end{vmatrix} \beta_c + W'$$

où β est le braquage réalisé, différent du braquage commandé β_c.

On peut de même définir une matrice de mesure reliant la grandeur scalaire mesurée Y au vecteur d'état, par une matrice de mesure H : $Y = H.X + V'$ ou

$$Y = [\ 0\ \ 1\ \ 0\ \ 0\ ] \begin{vmatrix} \dot{\theta} \\ \theta \\ W \\ \beta \end{vmatrix} + V'$$

Ces écritures en régime continu correspondent, en régime discret, aux équations suivantes, en utilisant les indices <u>k</u> déjà cités :

$$X_{k+1} = F.X_k + G.\ \beta_{ck} + w_k$$

$$Y_k = H.X_k + v_k$$

où :

$$F = \exp\ (A.T)$$

$$G = A^{-1}\ [\exp\ (AT) - I].B$$

w_k et v_k étant des bruits discrétisés blancs, T étant la période d'échantillonnage, et A et B étant supposés constants entre deux pas d'échantillonnage.

Il est possible de construire de façon connue en soi, un filtre linéaire de KALMAN pour éliminer les bruits ; on a alors :

$$\hat{X}_{k+1/k} = F.\hat{X}_{k/k} + G.\beta_{ck}$$

$$\hat{X}_{k/k} = \hat{X}_{k/k-1} + K_F\,(Y_k - H.\hat{X}_{k/k-1})$$

où : $\hat{X}_{k+1/k}$ est la valeur prédite pour le pas suivant, connaissant Y_k,

$\hat{X}_{k/k}$ est la valeur estimée à l'instant k, connaissant Y_k,

On notera que l'on n'a pas besoin d'estimer β_{ck} : on le suppose bien connu.

Le vecteur K_F indiqué ci-dessus est le vecteur des gains de filtrage optimal (donné par la théorie) c'est-à-dire qu'il est défini ici par :

$$K_F = \frac{P_k.H^T}{R_k + H.P_k.H^T}$$

On peut par ailleurs écrire la loi de commande, faite par retour d'état (loi linéaire quadratique gaussienne), sous la forme :

$$\beta_{ck} = K_c.\hat{X}_{k/k} + \alpha.\,\eta_k$$

où :
- K_c est le vecteur des gains de commande, par exemple obtenu par itération unique de l'équation de RICCATI discrète à chaque pas d'échantillonnage,
- α un scalaire appelé gain de normalisation, tel que l'on puisse écrire en moyenne $E\,[Y_k] = \eta_k$
- η_k est l'extra-signal d'excitation.

On rappelle que l'équation de RICCATI discrète est de la forme :

$$P_{k+1} = F.P_k.F^T - \frac{F.P_k.H^T.H.P_k.F^T}{R_k + H.P_k.H^T} + Q$$

où - P_k est la co-variance de l'erreur d'estimation (que l'on cherche à minimiser par le filtrage optimal) dont on sait estimer une valeur initiale P_o, avant la mise en oeuvre de l'engin,

- R_k est la variance des bruits de mesure v_k (connue à l'avance, assimilable à une constante),

- Q est la matrice de variance des bruits d'état ω_k.

On peut reconstituer les grandeurs F et Q à chaque pas en fonction des valeurs de A_6 et K_1 estimées au pas d'avant.

On fait intervenir dans la suite, la transformée en Z des diverses grandeurs (Z étant l'opérateur "avance") et en introduisant la notation $q^{-1} = 1/Z$ (ce qui correspond à un opérateur "retard" qui peut s'écrire $q^{-1} = e^{-j\omega T}$) ; ainsi par exemple on a :

$$q^{-1}.\hat{X}_{k+1/k} = \hat{X}_{k/k-1}$$

On peut écrire la relation de mesure sous la forme :

$$Y_k = H.\hat{X}_{k/k-1} + e_k$$

En éliminant le terme $X_{k/k-1}$ on montre que l'on peut écrire une équation entrée-sortie sous la forme :

$$A(q^{-1}).Y_k = B(q^{-1}).\beta_{ck} + C\,(q^{-1}).e_k$$

où - $A(q^{-1})$ est le polynôme caractéristique de la matrice dynamique du système stochastique discret donné par :

$$A(q^{-1}) = \det\,(I-q^{-1}.F)$$

- $B(q^{-1})$ est le polynôme de commande du système stochastique donné par :

$$B(q^{-1}) = \det\,(I-q^{-1}\,(F-GH)) - \det\,(I-q^{-1}.F)$$

- $C(q^{-1})$ est le polynôme caractéristique du filtre de KALMAN, donné par :

$$C\,(q^{-1}) = \det\,(I-q^{-1}\,(F-F.K_F.H)\,)$$

où $F.K_F$ est le vecteur de gains optimal du filtre de KALMAN du système réel (gain de prédiction),

- e_k étant l'innovation du filtre de KALMAN.

On peut remarquer que le degré de ces polynômes en q^{-1} est égal à l'ordre du système, c'est-à-dire la dimension du vecteur d'état considéré.

Pour obtenir une relation faisant intervenir un moindre degré on peut utiliser le fait que l'on démontre que les polynômes $A(q^{-1})$ et $B(q^{-1})$ sont divisibles par le polynôme des modes non commandables (à savoir le vent dans le cas considéré) que l'on note $D(q^{-1})$ et qui est de la forme :

$$D(q^{-1}) = 1 + d_1.q^{-1} + d_2q^{-2} \ldots$$

Dans le cas présent, compte tenu de la modélisation précitée du vent :

$$D(q^{-1}) = 1 + d_1q^{-1} \text{ avec } d_1 = - e^{\mu T}$$

On peut ainsi écrire :

$$A_R(q^{-1}).Y_k = B_R(q^{-1}).\beta_{ck} + \frac{C(q^{-1})}{D(q^{-1})} . e_k$$

où $A(q^{-1}) = A_R(q^{-1}).D(q^{-1})$ et $B(q^{-1}) = B_R(q^{-1}).D(q^{-1})$

On démontre en outre que, en appelant $A_c(q^{-1})$ le polynôme de transfert des actionneurs (ici le vérin 4) on peut écrire :

$$A_R(q^{-1}) = A_c(q^{-1}).A_{BO}(q^{-1})$$

où $A_{BO}(q^{-1})$ est ainsi le polynôme caractéristique du système dépouillé de sa chaîne de commande.

Compte tenu de la modélisation indiquée ci-dessus du vérin on a :

$$A_c(q^{-1}) = 1 - e^{-T/\tau}.q^{-1}$$

On peut démontrer qu'un développement limité au premier degré de $A_{BO}(q^{-1})$ en supposant $A_6.T^2$ négligeable devant 1 s'écrit :

$$A_{BO}(q^{-1}) = (1-q^{-1})^2 - T^2.q^{-1}.A_6$$

On peut démontrer enfin que, dans le domaine aéronautique, on peut écrire :

$$B_R(q^{-1}) = K_1.N'(q^{-1}) \text{ d'où on tire } N'(q^1).$$

On peut donc écrire :

$$A_c(q^{-1}).(1-q^{-1})^2.Y_k = T^2q^{-1}.A_c(q^{-1}).Y_k.A_6 + N'(q^{-1})).\beta_{ck}.K_1 + \frac{C(q^{-1})}{D(q^{-1})}.e_k$$

ce qui peut s'écrire, en considérant que le premier terme est une "pseudo-valeur" de mesure noté $Y^*_{pk} = E(q^{-1}).Y_k$:

$$Y^*_{pk} = Y_{1k}.A_6 + Y_{2k}.K_1 + \frac{C(q^{-1})}{D(q^{-1})}.e_k$$

où $C(q^{-1})$ dépend principalement de A_6 et où Y_{1k} et Y_{2k} sont deux pseudo-valeurs obtenues à partir de Y_k, et de β_{ck}.

On sait calculer le polynôme $N'(q^{-1})$: il s'écrit sous la forme :

$$N'(q^{-1}) = (\ b'_0 + b'_1.q^{-1} + b'_2.q^{-2}\ ).q^{-1}$$

où :

$$b'_0 = \frac{1}{A_6(A_6.\tau^2-1)}(1 + B-A - 2\ ch(\sqrt{A_6}.T) + e^{-T/\tau})$$

$$b'_1 = \frac{1}{A_6(A_6.\tau^2-1)}(1-B + 2A\ ch(\sqrt{A_6}.T)-(1+B)e^{-T/\tau})$$

$$b'_2 = \frac{1}{A_6(A_6.\tau^2-1)}(Be^{-T/\tau}-A)$$

en notant :

$$A = (1-A_6.\tau_2)e^{-T/\tau}+A_6.\tau^2$$

$$B = ch\ (\sqrt{A_6}.T) + \sqrt{A_6}.\tau sh\ (\sqrt{A_6}.T)$$

sous l'hypothèse $A_6.\tau^2 \ll 1$.

On note e_1 les coefficients du polynôme appliqué à Y_k pour donner Y^*_k, et a'_1 les coefficients du polynôme A' appliqué à Y_k dans Y_{1k}. Ces polynômes, ainsi que $N'(q^{-1})/q^{-1}$, sont de degré 2 .

On a donc :

$$E(q^{-1}).Y_k = A'(q^{-1}).Y_k.A_6 + N'(q^{-1}).\beta_{ck}.K_1 + \frac{C(q^{-1})}{D(q^{-1})}.e_k$$

Si l'on s'intéresse maintenant aux fonctions de transfert discrètes entre l'extra signal η_k et les signaux de commande β_{ck}, et les signaux de sorties mesurées Y_k, est en supposant le système quasi-stationnaire (les paramètres réels A_6 et K_1 restent constants pendant le temps de réponse du système en boucle ouverte), et si l'on note :

$$e_{mk} = Y_k - H.\hat{X}_{k/k-1}$$

on peut écrire :

$$Y_k = R\,(q^{-1}).e_{mk} + \frac{B(q^{-1})}{B_F(q^{-1})}.\alpha.\eta_k$$

$$\beta_{ck} = S(q^{-1}).e_{mk} + \frac{A(q^{-1})}{B_F(q^{-1})}.\alpha.\eta_k$$

avec :

$$R(q^{-1}) = \frac{\det(1-q^{-1}\,(F+G.K_c)\,(I-K_F.H)\,)}{\det(1-q^{-1}\,(F+G.K_c)\,)}$$

$$S(q^{-1}) = \frac{\det(I-q^{-1}\,(F+G.K_c-K_F.K_c)\,) - \det(I-q^{-1}\,(F+G.K_c)\,)}{\det(I-q^{-1}\,(F+G.K_c)\,)}$$

$$B_F(q^{-1}) = \det\,(I-q^{-1}\,(F + G.K_c)\,)$$

On obtient ainsi :

$$Y_k^* = T^2.q^{-1}.A_c(q^{-1}).\frac{B(q^{-1})}{B_F(q^{-1})}.\alpha.\eta_k.A_6$$

$$+ q^{-1}\;N'(q^{-1}).\frac{A(q^{-1})}{FB(q^{-1})}.\alpha.\eta_k.K_1$$

$$+ \quad \frac{C(q^{-1})}{D(q^{-1})} \; . \; e_k$$

$$+ \; [T^2.q^{-1}.A_c(q^{-1}).R(q^{-1}).A_6 + q^{-1} \; N'(q^{-1}).S(q^{-1}).K_1] \; . \; e_{Mk}$$

On a deux bruits mais le terme e_{Mk} ne fausse les calculs que si la désadaptation entre le modèle et le système est importante : on supposera que cela n'est pas le cas et que le terme de e_{Mk} est négligeable devant les extra-signaux.

Pour blanchir le bruit e_k il suffit de multiplier l'ensemble par $(D(q^{-1})/C(q^{-1}))$.

A titre de solution approchée (on ne connaît pas la valeur réelle de $C(q^{-1})$) on choisit d'établir à l'avance une table d'interpolation en fonction des valeurs possibles pour les paramètres : on a ainsi une valeur estimée $\hat{C}(q^{-1})$. On sait de même obtenir, par une interpolation similaire une valeur de $\hat{D}(q^{-1})$. Soient c_i et d_i les coefficients de ces polynômes.

En multipliant par $\hat{D}(q^{-1})/\hat{C}(q^{-1})$ en choisissant par exemple :

$$\hat{C}(q^{-1}) = \det\,(I-q^{-1}\,(F-F.K_F.H))$$

on effectue un préfiltrage (lettre F en indice), d'où :

$$\Psi^*_{F1k} = T^2.q^{-1}.A_c(q^{-1}) \; \frac{\hat{D}(q^{-1})}{\hat{C}(q^{-1})} \; . \; \frac{B(q^{-1})}{B_F(q^{-1})} \; . \; \alpha \, .A_6$$

$$\Psi^*_{F2k} = \; q^{-1}.N'(q^{-1}) \; . \; \frac{\hat{D}(q^{-1})}{\hat{C}(q^{-1})} \; . \; \frac{A(q^{-1})}{B_F(q^{-1})} \; . \; \alpha \, .K_1$$

avec $\Psi_{F1k} = \dfrac{Y_{F1k}}{\eta_k} = \dfrac{Y_{1k}}{\eta_k} \; . \; \dfrac{\hat{D}(q^{-1})}{\hat{C}(q^{-1})}$ et $\Psi_{F2k} = \dfrac{Y_{F2k}}{\eta_k} = \dfrac{Y_{2k}}{\eta_k} . \dfrac{\hat{D}(q_1)}{\hat{C}(q^{-1})}$

et la pseudo-mesure Y^*_k s'écrit après préfiltrage :

$$Y_{Fk} = Ac(q^{-1}).(1-q^{-1})^2 . \; \frac{D(q^{-1})}{C(q^{-1})} \; . \; Y_k$$

d'où :

$$Y_{Fk} = Y_{F1k}.A_6 + Y_{F2k}.K_1 + e_k$$

On sait établir également un terme pour le terme de flexion de l'engin, mais on a choisi (voir ci-dessus) de ne pas en tenir compte pour ne pas alourdir l'exposé.

Une telle expression sert de base à l'établissement de tables de correspondance pour l'élaboration des extra-signaux optimaux, à partir de l'estimation à chaque pas de A_6 et K_1, à partir de la détermination à l'avance des plages de valeurs possibles pour ces paramètres ainsi que pour l'amplitude et la pulsation des extra-signaux.

Cette estimation à chaque pas de A_6 et K_1 se fait par filtrage en écrivant la relation précédente :

$$Y^*_{Fk} = HH.XX_k + e_k$$

où $$XX_k = [\ A_6,\ \dot{A}_6,\ K_1,\ \dot{K}_1\ ]^T$$

et où $$HH = [\ Y_{F1k},\ 0,\ Y_{F2k},\ 0\ ]$$

et en choisissant au préalable la forme d'un modèle représentant les variations de A_6 et K_1 au cours du temps :

$$XX_{k+1} = FF.XX_k + w_k$$

la matrice FF est la matrice de dynamique discrète correspondant au modèle choisi pour les paramètres.

Un modèle du premier ordre pourrait s'écrire :

$\dot{XX} = \varepsilon$ où ε est un bruit blanc et XX se réduit alors à $|A_6 \quad K_1|^T$ ce qui représente bien des phénomènes lentement variables (XX_k et HH sont alors d'ordre 2), un modèle du second ordre (c'est le cas envisagé ici) peut s'écrire : $\dot{XX} = \mu_F.XX + \varepsilon$ où μ_F est une matrice de dynamique comprenant des termes de frottement visqueux ; ce modèle amplifie les basses fréquences et affaiblit les hautes fréquences.

Si Q_D est la covariance discrète du bruit blanc vectoriel w_k et $R/(1-K_v)$ la covariance du processus d'innovation e_k on a pour l'équation de RICCATI la forme :

$$PP_{k+1/k} = FF.\left[PP_{k/k-1} - \frac{PP_{k/k-1}.HH^T.HH.PP_{k/k-1}}{1 + HH.PP_{k/k-1}.HH^T}\right] FF^T + \frac{Q_D}{\frac{R}{1-K_v}}$$

où k_v est le gain relatif à l'état mesuré (il vaut $H.K_F$)

Les paramètres estimés sont alors donnés par :
$\hat{XX}_{k+1} = FF.\hat{XX}_k + K\,(Y_k - HH.\hat{XX}_k)$

$$\text{avec } K = \frac{FF.PP_{k/k-1}\ .\ HH^T}{1 + HH.PP_{k/k-1}\ .\ HH^T}$$

On connaît une valeur initiale PP_o. On peut donc estimer, par itération unique, le vecteur XX.

On peut par ailleurs tracer par avance, pour diverses valeurs des paramètres, des abaques donnant :

- le module en décibel de la pseudo-mesure Y^*_{Fk}, en fonction de la fréquence supposée unique de l'extra signal (voir la figure 5),
- le module en décibel de Y_{F1}, en fonction de cette fréquence (voir la figure 6),
- le module en décibel de Y_{F2} en fonction de cette fréquence (voir la figure 7).

En d'autres termes, ces figures 6 et 7 représentent les gains entre l'extra-signal et les grandeurs Y_{F1} et Y_{F2}.

Si l'on ne souhaite estimer que A_6, en supposant K_1 suffisamment bien connu, on ne présente qu'une seule pulsation d'extra-signal. L'élément Y_{F1} a alors l'amplitude donnée par la seule figure 6 et l'équation de RICCATI est scalaire, non linéaire et non stationnaire :

$$\frac{dp(t)}{dt} = q^2 - a^2 \sin^2\omega t . p^2(t)$$

On montre que l'on peut approximer p(t) par $\sqrt{2}.q/a$ si

$$q^2 \frac{\pi}{w} \gg \sqrt{2}\,\frac{q}{a}$$

on montre en outre que le trainage asymptotique de A_6 est donné par :

$$tr(A_6) = -\frac{\sqrt{2}\,A_6}{q.a}$$

Puisque l'extra-signal η_k est ici choisi sous la forme d'une somme de deux termes de pulsations w_1 et w_2, on peut écrire les relations :

$$Y_{F1} = a_1.\sin w_1.t + b_1.\sin w_2.t$$
$$Y_{F2} = a_2.\sin w_1.t + b_2.\sin w_2.t$$

et l'équation de RICCATI associée est matricielle, non linéaire et non stationnaire :

$$\dot{P}(t) = Q-P(t).H^T(t).H(t).P(t)$$

avec

$$H^T(t).H(t) = \begin{vmatrix} (Y_{F1})^2 & 0 & Y_{F1}.Y_{F2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ Y_{F1}-Y_{F2} & 0 & (Y_{F2})^2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{vmatrix}$$

et

$$Q = \begin{vmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & q_1^2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & q_2^2 \end{vmatrix}$$

On montre qu'une approximation précise du comportement est obtenue en remplaçant dans l'équation de RICCATI la matrice non stationnaire périodique (harmonique) $H^T(t).H(t)$ par sa matrice efficace, laquelle peut s'écrire :

$$(H^T.H)_{eff} \quad \begin{vmatrix} c^2 & 0 & \rho cd & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ \rho cd & 0 & d^2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{vmatrix}$$

en posant :

$$c = \frac{1}{\sqrt{2}}\sqrt{a^2{}_1 + b_1^2}$$

$$d = \frac{1}{\sqrt{2}}\sqrt{a_2^2 + b_2^2}$$

$$P = \frac{a_1.a_2 + b_1.b_2}{\sqrt{(a_1^2+b_1^2)(a_2^2+B_2^2)}}$$

Les éléments Y_{F1} et Y_{F2} sont structurellement en phase.

Le paramètre P est le cosinus de l'angle Ψ_o des vecteurs (a_1, b_1) et (a_2, b_2). Plus ce cosinus est faible, mieux les paramètres A_6 et K_1 sont identifiables séparément ; on l'appelle coefficient de couplage.

Ce cosinus dépend des niveaux respectifs des deux sinusoïdes sur les éléments Y_{F1} et Y_{F2} et on peut déterminer hors ligne sa valeur après avoir lu les niveaux a_1, a_2, b_1, b_2 sur les abaques des figures 6 et 7 en fonction des pulsations ω_1 et ω_2 et des amplitudes ε_1 et ε_2.

La tangente correspondant à ce cosinus s'écrit : $tg\ \Psi_o = \frac{|a_1.b_2 - a_2.b_1|}{a_1.a_2 + b_1.b_2}$

On commence par choisir la première pulsation w_1 aux alentours de la pulsation de résonance de Y_{F1} (voir la figure 6), ce qui fixe le rapport a_1/a_2. On démontre que l'optimum pour $\cos Y_o$ est le cas où :

$$\frac{a_2}{b_2} = \sqrt{\frac{b_1\ a_2}{b_2\ a_1}} \quad \text{noté } T_{op} = \sqrt{Z/Y}$$

si $Z = b_1/b_2$ et $Y = a_1/a_2$, la valeur optimale de P est alors donnée par :

$$\rho_{op} = \frac{2\ T_{op}}{1 + T_{op}^2}$$

qui ne dépend plus que des pulsations ω_1 et ω_2 et non plus des niveaux ε_1 et ε_2. En fixant cette valeur, on fixe donc la grandeur T_{op} et plus précisément le choix de ω_2 connaissant ω_1 à ρ_{op} désiré.

Les figures 8 à 10 sont des abaques corrélant pour diverses valeurs possibles de la fréquence F_1 associée à ω_1, le coefficient optimum ρ_{op} à la fréquence F_2 associée à ω_2. Ces abaques peuvent être établis hors ligne, et leur nombre peut être augmenté à volonté en choisissant d'autres valeurs de F_1.

Si l'on appelle E l'énergie induite sur la sortie du système par les extra-signaux, on déduit les amplitudes ε_1 et ε_2 des termes sinusoïdaux de ces extra-signaux par :

$$\varepsilon_1 = T_{op} \cdot \sqrt{\frac{2E}{\alpha_1^2 . T_{op}^2 + \alpha_2^2 . (g_1^2/g_1^2)}}$$

$$\varepsilon_2 = \sqrt{\frac{2E}{\alpha_1^2 (g_2^2/g_1^2) . T_{op}^2 + \alpha_2^2}}$$

où g_1 et g_2 sont les gains entre a_2 et ε_1, et b_2 et ε_2 et où α_1 et α_2 sont les gains entre la sortie du système Y_k et ε_1 ou ε_2.

Les figures 11 et 12 sont des abaques corrélant respectivement les amplitudes ε_1 et ε_2 à la fréquence F_2 pour une valeur donnée de F_1 et une valeur de $E = 6.10^{-3}$. Les erreurs de traînage sont ensuite données par la formule suivante, avec les valeurs $\dot{A}_6 = -15$ et $\dot{K}_1 = -25$ et pour des valeurs de covariance de synthèse $q_1^2 = q_2^2 = 15$:

$$\text{tr} \begin{pmatrix} A_6 \\ K_1 \end{pmatrix} = - [\, P_{moy} . (H^T . H)_{err} \,]^{-1} \begin{bmatrix} \dot{A}_6 \\ \dot{K}_1 \end{bmatrix}$$

avec P_{moy} étant la matrice de RICCATI en régime permanent.

On démontre que pour un modèle paramétrique du premier ordre :

$$\text{tr}\,(A_6) = \frac{1 + \dfrac{q_2 . d}{q_1 . c} \cdot \sqrt{\dfrac{1}{1-\rho^2}}\ \dot{A}_6 - \dfrac{q_1}{q^2}\ \dfrac{\rho}{\sqrt{1-\rho^2}} \cdot \dot{K}_1}{-\sqrt{q_1^2 . c^2 + q_2^2 . d^2 + 2\, q_1 . q_2 . c . d .\ \sqrt{1-p^2}}}$$

$$\text{tr}\,(K_1) = \frac{1 + \dfrac{q_1 . c}{q_2 . d}\ \sqrt{\dfrac{1}{1-\rho^2}}\ . \dot{K}_1 - \dfrac{q2}{q_1} \cdot \dfrac{\rho}{\sqrt{1-\rho^2}} \cdot \dot{A}6}{-\sqrt{q_1^2 . c^2 + q_2^2 . d^2 + 2 q_1 . q_2 . c . d .\ \sqrt{1-\rho^2}}}$$

La figure 13 est une abaque donnant, pour les mêmes conditions que les figures 11 et 12, les valeurs de ces traînages en fonction de F_2.

Il est à noter que les courbes précitées peuvent être calculées hors ligne.

A titre d'exemple on prend :

. période d'échantillonnage $T = 0{,}04$ s

. constante servo-gouverne (vérin) : $\tau = 0{,}02$ s

. écart-type du vent $\sigma w = 20$ m/s

. la constante du vent $\mu = -0{,}03$/s

. la covariance du bruit de mesure $R = 10^{-7}$ rd^2

. le tangage commandé $\theta_r = 0{,}02$ rd

. la saturation en vitesse $\beta_{max} = 1{,}7$ rd/s

. la saturation en position $\beta_{max} = 0{,}15$ rd

. la covariance du bruit de la servo-gouverne $q_s = 10^{-6}$ $rd^2 s^{-1}$

. l'excitation mode/braquage $k = 52.000$ s^{-2}

. la vitesse de l'engin $V = 900$ m/s

Les divers coefficients des polynômes précités, et les tables numériques correspondant aux abaques précités ont été stockées dans la ligne 17 du module d'excitation.

Le module de filtrage 18 est composé de deux étages successifs, notés 18A et 18B.

Le premier étage 18A comporte deux séries de registres à décalage, respectivement notées dans leur ensemble 21 et 22, adaptées à garder en mémoire un nombre (m+1) de valeurs de Y ($Y_{k-m}, \ldots Y_k$) et un nombre (m+1) de valeurs de β_c ($\beta_{ck-m}, \ldots \beta_{ck-1}$) ; ce nombre m est ici égal à 2.

Cet étage 18A comporte en outre des éléments de sommation 23 à 25 adaptés à élaborer, par combinaisons linéaire, des valeurs mémorisées de Y ou β_c, des "pseudo-valeurs" repérées par un astérisque en indice :

$$Y^*_{k-1} = a'_1.Y_{k-1} + a'_2\, Y_{k-2} \ldots + a'_m.Y_{k-m}$$

$$\beta^*_{ck-1} = b'_1.\beta_{ck-1} + b'_2\beta_{ck-2} \ldots + b'_m.Y_{k-m}$$

$$Y^*_{Pk} = e_0.Y_k + e_1.Y_{k-1} + ... + e_m.Y_{k-m}$$

Les coefficients a'_1, ... a'_m, b'_1 ... b'_m, e_0...e_m ont été explicités ci-dessus. Ils dépendent uniquement de la partie déterministe du modèle de comportement choisi pour l'engin 1, et ont pu être calculés hors ligne.

Le second étage 18B comporte trois séries de registres à décalage, respectivement notées 26 à 28 dans leur ensemble, adaptées à garder en mémoire q valeurs passées de Y^*_{k-1}, q valeurs passées de β^*_{ck-1} et q valeurs passées de Y^*_{Pk} (la valeur de q est ici de 2).

A ces séries de registres à décalage sont respectivement associés des éléments de sommation 29, 30 ou 31, adaptés à élaborer des "valeurs pré-filtrées" repérées par la lettre F en indice, avec r l'ordre du modèle d'état (ici 4) :

$$Y^*_{Fk-1} = d_1.Y^*_{k-1} + d_2.Y^*_{k-2} ... d_q.Y^*_{k-q} - [c_1.Y^*_{Fk-2} + C_2.Y^*_{Fk-3} + ... c_r.Y^*_{Fk-r-1}]$$

$$\beta^*_{cFk-1} = d_1\beta^*_{ck-1} + d_2\,\beta^*_{ck-2} ...+ d_q.\beta^*_{ck-q} - [c_1.\beta^*_{cFk-2} + c_2.\beta^*_{cFk-3} ...+ c_r.\beta^*_{cFk-r-1}]$$

$$Y^*_{PFk} = d_1.Y^*_{Pk} + d_2.Y^*_{Pk-1} ... + d_qY^*_{Pk-q+1} - [c_1.Y^*_{PFk-1} + c_2.Y^*_{PFk-2} ... + c_r.Y^*_{PFk-r}]$$

Pour l'élaboration de ces valeurs pré-filtrées sont bien sûr prévues trois autres séries de registres à décalages 32 à 34 adaptées à garder en mémoire (r+1) valeurs passées de chacune des grandeurs pré-filtrées.

Les coefficient d_1... d_q et c_1... c_r de cet étage de pré-filtrage 18B ont été définis ci-dessus : ils dépendent de la partie statistique du modèle de comportement choisi et sont interpolés en ligne en fonction des valeurs des paramètres A_6 et K_1 estimés au pas d'avant par le module 19.

Ainsi que cela a été exposé ci-dessus, les coefficients $a'_1 \ldots$ $b'_1 \ldots$ $e_0 \ldots$ $d_1 \ldots c_1 \ldots$ sont tels que l'on a la relation suivante :

$$Y^*_{PFk} = Y^*_{Fk-1}.A_6 + B^*_{CFk-1}.K_1 + e_k$$

où e_k est un bruit de mesure.

Le module d'estimation paramétrique 19 comporte une unité de calcul d'innovation 35, une unité de calcul de gains 36, et une unité de recalage et de propagation 37.

Ce module d'estimation paramétrique a pour objet d'élaborer des valeurs estimées des paramètres A_6 et K_1 et est à rapprocher d'un filtre de KALMAN en raisonnant sur :

$$XX = \left| \begin{array}{l} A_6 \\ \dot{A}_6 \\ K_1 \\ \dot{K}_1 \end{array} \right.$$

L'unité de calcul d'innovation élabore une grandeur ε_k, appelée "innovation", donnée par l'équation:

$$\varepsilon_k = Y^*_{PFk} - HH.\hat{XX}_{k/k-1}$$

où $\hat{XX}_{k/k-1}$ est la prédiction de XX donnée au pas d'avant par l'unité 37 (voir plus loin).

L'unité de calcul de gains 36 élabore (voir ci-dessus) le vecteur colonne K regroupant les quatre gains de filtrage respectivement affectés aux quatre composantes du vecteur colonne XX.

L'unité 37 élabore d'une part une valeur estimée du vecteur XX par l'équation :

$$\hat{XX}_{k/k} = \hat{XX}_{k/k-1} + K.\varepsilon k$$

et d'autre part une valeur prédite de $\hat{XX}$ pour le pas (k+1) par l'équation :

$$\hat{XX}_{k+1/k} = FF.\hat{XX}_{k/k}$$

laquelle valeur prédite va être stockée jusqu'au pas suivant.

A partir d'une table d'interpolation établie hors ligne on détermine à partir de $\hat{XX}_{k/k}$ les valeurs $d_1 \ldots$ $c_1 \ldots$ à utiliser au pas suivant, tandis que la valeur estimée de $\hat{XX}_{k/k}$, donc les valeurs de $\hat{A}_6$ et $\hat{K}_1$, sont transmises au module 20, tout en étant renvoyées au calculateur 9.

Le module 20 de génération de signaux d'excitation élabore en fréquence et en amplitude deux signaux sinusoïdaux d'excitation d'amplitudes ε_1 et ε_2 et de pulsations ω_1 et ω_2 à partir de A_6 et K_1, en utilisant les tables de correspondance préétablies correspondant aux abaques, données aux figures 5 à 13.

La détermination de ces signaux se fait par interpolation à partir d'une table (A_6, K_1) (ε_1, ε_2, ω_1, ω_2) établie hors ligne par itération du processus suivant :

1 - choix de ω_1 (ou de F_1) sur la figure 5,

2 - détermination de ω_2 (ou de F_2) en fonction de ρ_{op} (choisi à l'avance) grâce à l'abaque approprié de l'une des figures 8 à 10,

3 - calcul des gains Y, Z, T_{op},

4 - calcul de b_2 en fonction de l'énergie E choisie et de Y, Z, T_{op},

5 - calcul de ε_1, ε_2 en fonction de b_2, Y, Z, T_{op}. Ces phases 3 à 5 font appel dans leur ensemble aux figures 11 et 12,

6 - calcul de q_1 et q_2 en fonction des trainages choisis,

7 - vérification de $q^2 . \frac{\pi}{w} \ll \frac{\sqrt{2}\, g}{a}$ sinon retour à l'étape 2 en choisissant une autre valeur de ω_1 et une autre valeur de ρ_{op}.

8 - on retient les valeurs ε_1, ε_2, ω_1, ω_2.

Plus précisément, les étapes précitées peuvent être commentées comme suit :

- Etape 1 : choix de ω_1

Les contraintes sur le choix de la première pulsation, correspondant à la plus petite pulsation ($\omega_1 < \omega_2$) sont principalement liées à la contrainte sur la borne minimum de ω_1 :

1. Les basses fréquences seront coupées en temps réel par l'action du bloc "filtrage des données" 18. Cette action est rendue nécessaire pour éliminer les biais de l'algorithme d'identification dûs aux perturbations basses fréquences.

On considère que le filtrage optimal des basses fréquences (action DERIVATRICE) est un élément de fonctionnement indispensable de l'invention (certitude acquise par l'expérience).

2. La théorie de l'identification impose une contrainte faisant intervenir la pulsation ω_1 de façon hyperbolique. Si cette contrainte n'est pas réalisée, on observe des oscillations parasites de fréquence double entraînant des détériorations sur les performances de l'invention.

- Etape 2 : calcul de ω_2

On choisit une valeur ρ optimisée : ρ_{op} égale à ρ minimum, pour la valeur de A_6 considéré.

- Etape 3 : calcul des gains Y, Z, T_{op}

Y, Z, T_{op} étant des fonctions des rapports des amplitudes des sinus donc sans dimension, on détermine T_{op}, fonction de ρ_{op} uniquement, puis on détermine Y fonction de w_1 et A_6, Z fonction de Y et T_{op}.

- Etape 4 : Calcul b_2

L'utilisateur fixant une énergie efficace E sur l'erreur en sortie, due au signal d'excitation, on en déduit une amplitude b_2, fonction de E, Y, Z, T_{op}, qui attaque le filtre de KALMAN à nature d'observation périodique (HH périodique).

- Etape 5 : Calcul de ε_1, ε_2 :

En fonction de b_2, Y, Z, To_p, A_6, K_1, on détermine les amplitudes des 2 sinus de l'extra signal :

$$\eta = \varepsilon_1 \sin \omega_1 kT + \varepsilon_2 \sin \omega_2 kT$$

- Etape 6 : calcul de q_1 et q_2 en fonction des trainages tr spécifiés par le cahier des charges, dont dépendraient notamment, en temps réel, les gains du filtre d'identification 37 : tr décroît lorsque q_1 et q_2 croissent.
- Etape 7 : vérification

q_1 et q_2 étant déterminés, on valide le choix en vérifiant les hypothèses de calcul ;

- Etape 8 : la validation théorique est satisfaisante, on mémorise alors dans la table d'interpolation destinée à être embarquée :

entrées de la table d'interpolation	sorties de la table d'interpolation	
pour A_6 =	ε_1 ε_2	les amplitudes
pour K_1 =	ω_1 ω_2	les fréquences

- Retour à l'étape 2 : autre choix

Si la cause de non-validation est : covariances trop importantes entraînant une forte influence des bruits :

a) alors on se fixe un autre ρ_{op} inférieur (ρ_{op} 0,7 par exemple),

b) on augmente le domaine de fréquence (ω_2 croît) (w_1 décroît),

c) on augmente l'énergie E en sortie.

Si l'hypothèse de l'étape 7 est non validée, alors :

a). on augmente ω_1, mais avec toujours $\omega_1 < \omega_2$

b). on diminue q_1, et q_2.

Dans le cas de deux paramètres à identifier, on peut se contenter de 2 sinusoïdes de fréquences entre 1,0 et 12,0 hertz environ (très inférieures à la fréquence d'échantillonnage) et d'amplitude 0,01 radian (0,5 degré) environ (l'amplitude est réglable à volonté selon les erreurs d'identification désirées hors ligne).

A titre d'exemple d'utilisation des abaques pour l'élaboration hors ligne de la table d'interpolation, on part d'une valeur de A_6 égale à 10 et on se fixe à l'avance une valeur ρ_{op} = 0,75.

Ce paramètre doit être le plus faible possible sans toutefois conduire à des fréquences trop élevées pour le vérin (à la figure 8, une fréquence F_1 = 1,1 Hz et ρ = 0,5 conduisent à F_2 = 4,8 Hz ; or il est apparu préférable dans le cas considéré de rester en deçà de 3 Hz. Le choix de ρ = 0, 75 semble un compromis acceptable. En fait, le choix de ce coefficient de couplage dépend du modèle physique et de la plage permise physiquement pour les fréquences F_1 et F_2.

On choisit pour commencer une fréquence F_1 de 1,1 Hz, ce qui correspond au gain maximum d'après la figure 6 : cela veut dire que les fréquences voisines de 1,1 Hz sont moins bruitées que les autres. Pour des fréquences inférieures (< 0,5 Hz) le vent devient prépondérant et son élimination se traduit par une action dérivatrice du préfiltrage ; pour 0,5 Hz l'extra-signal serait noyé dans le vent. Pour des fréquences plus hautes (> 6 Hz) le bruit de mesure devient prépondérant ce qui se traduit par une atténuation sérieuse des hautes fréquences par le préfiltrage ; cette atténuation ne peut toutefois pas être totale car on a toujours besoin de la mesure pour recaler le modèle au moyen du processus d'innovation. Ces remarques concernent Y^{*}_{Fk-1} mais des remarques similaires pourraient être faites à propos de β^{*}_{Fck-1} (figure 6). A titre de grandeur, le vent peut avoir une fréquence de 0,1 Hz tandis que le bruit de mesure peut se situer autour de 5 Hz ; le ballottement des liquides dans un engin propulsé peut être d'environ 1 Hz. On en déduit à la figure 8 une fréquence F_2 = 2,6 Hz.

Pour déterminer ε_1 on sélectionne la figure 11 qui correspond à F_1 = 1,1 Hz : le bruit de la courbe A_6 =

10 qui correspond à F_2 donne ε_1 = 0,019 rd. La planche 12 donne de manière similaire ε_2 = 0,086 rd.

Si on prend par exemple un temps de 11 secondes, cela correspond à un extra-signal de 0,35 degré.

Il reste à contrôler les valeurs de traînage : la figure 13 donne un traînage de 18 sur A_6 et de -19 sur K_1. Si ces valeurs sont considérées acceptables, on valide les grandeurs précitées pour A_6 = 10 dans la table d'interpolation.

Des démarches similaires doivent être suivies pour d'autres valeurs possibles de A_6 dans une gamme de valeurs estimée a priori. Le nombre des valeurs possibles qui sont ainsi considérées pour A_6 résulte d'un compromis entre la précision désirée et la taille admise pour la table d'interpolation à embarquer.

Le choix de l'énergie maximale d'excitation en sortie résulte du cahier des charges : plus elle est faible, plus le niveau pour ε_1 et ε_2 est faible et les traînages seront probablement importants. Une énergie correspondant à une plage d'oscillation en tangage de quelques degrés (par exemple entre 0,5 et 2) peut être considérée comme raisonnable.

Il est à noter que l'utilisation d'une table d'interpolation ainsi construite garantit le maintien des traînages dans des plages spécifiées à l'avance.

Avant de transmettre les extra-signaux au sommateur le module procède à des tests de faisabilité.

Il vérifie que les excitations sont inférieures à la différence entre la valeur de commande β_{ck} et β_{max} la valeur maximale admissible par l'actionneur, sinon il réduit l'amplitude de ces excitations à cette différence ou, de préférence, à une fraction (par exemple 90 %) de celle-ci. De même, il vérifie que la différence de braquage par rapport au pas d'avant est compatible avec les performances en vitesse de l'actionneur sinon on diminue les amplitudes.

Ce n'est qu'alors que l'on ajoute effectivement en 15 ces signaux d'excitation au signal de commande élaboré par l'unité de pilotage 5.

Des simulations ont permis d'établir la faisabilité et la fiabilité de l'invention, même dans des cas de manoeuvres importantes qui, dans des solutions classiques, auraient conduit à la perte de l'engin.

Dans le cas où l'on suppose K_1 suffisamment bien connu, on peut se limiter à une seule fréquence d'excitation, et la démarche à suivre, simplifiée, se déduit aisément de ce qui précède.

L'amélioration apportée par l'invention peut aller jusqu'à la sauvegarde de l'engin (reconfiguration du modèle de connaissance après un effacement accidentel de certaines mémoires du calculateur de guidage pilotage), c'est-à-dire que l'utilisation de ce procédé peut être l'unique solution, à l'heure actuelle, pour un fonctionnement correct de l'engin.

La méthode peut s'appliquer sur n'importe quel système stabilisable, du moment que l'on peut disposer d'une commande pouvant être réglée en fréquence et en amplitude.

Il suffit simplement de déterminer les paramètres jugés essentiels pour la stabilité du contrôle automatique.

Les avantages pratiques et les intérêts industriels sont essentiellement :

- module s'ajoutant en parallèle sur le calculateur de guidage/pilotage et ne nécessitant aucune modification importante du matériel déjà existant.
- souplesse d'utilisation du procédé qui peut s'utiliser sur n'importe quel système du 2ème ordre à asservissement numérique.
- nombre limité de calculs numériques supplémentaires n'introduisant donc qu'un petit retard dans la chaîne de contrôle de l'engin pratiquement parfaitement tolérable.

- possibilité de couper le fonctionnement du module en vol sans problème majeur pour le contrôle qui gardera en mémoire les derniers paramètres recalés.
- fiabilité des contrôles avant vol via le bus : on excite par émulation et on vérifie le bon fonctionnement du module.

Dans le cas où plusieurs asservissements seraient prévus selon des dégrés de liberté différents, on peut appliquer l'invention indépendamment pour chaque degré de liberté. En variante, on peut n'appliquer l'invention que sur un seul degré de liberté, en reportant autant que possible l'ensemble des effets perturbateurs sur celui-ci.

Il va de soi que la description qui précède n'a été proposée qu'à titre d'exemple non limitatif et que de nombreuses variantes peuvent être proposées par l'homme de l'art sans sortir du cadre de l'invention.

En effet, l'exposé qui précède correspond à un optimum.

Il a toutefois été constaté lors de simulations que de bons résultats lorsque, après calcul en 18A des pseudo-grandeurs, on se contente d'un préfiltrage selon un simple polynôme du premier degré en q_{-1}, de coefficients égaux à 1 par exemple.

Par ailleurs, il a été exposé ci-dessus comment déterminer de manière optimale les amplitudes et pulsations des extra-signaux à partir de l'efficacité et de la radeur. De bons résultats sont déjà obtenus lorsque l'on n'estime qu'un seul paramètre, par exemple la raideur, en supposant l'autre paramètre suffisamment bien connu. On peut alors n'utiliser qu'une seule composante harmonique dont la pulsation est, selon le cas, choisie auprès des pics des courbes de l'une ou l'autre des figures 6 ou 7 (par exemple les courbes de la figure 6) et dont l'amplitude est fixée par le niveau maximum d'énergie d'excitation choisie à l'avance. Si l'on souhaite utiliser deux composantes harmoniques, on peut choisir des critères de couplage plus simples et plus approchés que précédemment : on peut par exemple se contenter de lire les pulsations sur les lignes 6 et 7 en imposant une différence minimale entre celles-ci. Il est rappelé que ces courbes des figures 6 et 7 ne sont pas embarquées mais servent de base à la constitution de la table d'interpolation embarquée dans l'élément 8.

REVENDICATIONS

1. Procédé de commande en pilotage en régime discret d'un système physique dont une grandeur de sortie θ est commandée par une grandeur β appliquée à un actionneur selon une loi de commande synthétisée à partir d'une équation différentielle linéaire du second ordre :

$$\ddot{\theta} = A_6.\theta + K_1\beta + \varepsilon$$

où A_6 est un paramètre appelé raideur,
K_1 est un paramètre appelé efficacité,
ε est un terme de perturbation stochastique,

l'un au moins des paramètres A_6 et K_1, étant mal connu, selon lequel on relève, avec une période d'échantillonnage T, des mesures Y_k de la grandeur de sortie θ tandis que l'on élabore dans un calculateur des signaux de commande β_{ck} que l'on applique à l'actionneur, et selon lequel on décrit le comportement du système par une relation matricielle $\dot{X} = AX + B.\beta_c + W$ où X est un vecteur regroupant au moins θ, β et leurs dérivés et où W est un bruit blanc, caractérisé en ce que :

. préalablement au pilotage :

- on établit une relation paramétrique linéaire en les paramètres A_6 et K_1 du type :

$$E(q^{-1}).Y_k = A'(q^{-1}).Y_k.A_6 + N'(q^{-1}).\beta_{ck}.K_1 + \frac{C(q^{-1})}{D(q^{-1})}.e_k$$

où :
. e_k est le processus d'innovation résultant d'un filtre de KALMAN fondé sur ladite équation matricielle de comportement,
. $E(q^{-1})$, $A'(q^{-1})$, $N'(q^{-1})$ sont des polynômes de l'opérateur retard q^{-1}, d'ordres au plus égaux à la dimension du vecteur X,
. $C(q^{-1})$ est le polynôme caractéristique dudit filtre de KALMAN,
. $D(q^{-1})$est le polynôme caractéristique des modes non commandables excités par W.

- on calcule les valeurs des coefficients constants e_i de $E(q^{-1})$, a'_i de $A'(q^{-1})$, b'_i de $N'(q^{-1})$,
- on estime une plage de valeurs possibles pour ce paramètre mal connu au cours du pilotage,
- on construit une table d'interpolation donnant pour plusieurs de ces valeurs possibles l'amplitude ε_1 et la pulsation ω_1 d'au moins une composante harmonique à introduire par addition dans le signal de commande.
- on choisit un modèle de variation pour au moins le paramètre supposé mal connu que l'on écrit sous la forme

$$\dot{XX} = AA.XX + e$$

où XX est un vecteur de dimension au moins égale à 1 et on établit une équation de RICCATI discrète fondée sur ce modèle paramétrique et sur la relation paramétrique linéaire,

. au cours du pilotage :

- on calcule (18A) à chaque instant

$$Y^{*}_{Pk} = E(q^{-1}).Y_k$$
$$Y^{*}_{k-1} = A'(q^{-1}).Y_k$$
$$\beta^{*}_{ck} = N'(q^{-1}).\beta_{ck}$$

- on préfiltre (18B) chacune de ces grandeurs par un polynôme d'ordre au moins égal à 1,
- on identifie à partir de ces valeurs préfiltrées, qui satisfont

$$Y^{*}_{PFk} = Y^{*}_{Fk-1}.A_6 + \beta^{*}_{Fck-1}.K_1 + e_k$$

les coefficients de l'équation de RICCATI et on estime(19) le(s) paramètre(s) mal connu(s) que l'on transmet ensuite au calculateur,
- on déduit de la table d'interpolation (20) une pulsation d'excitation ω_1 et une amplitude d'excitation ε_1 pour cette valeur estimée du paramètre,
- on ajoute au signal de commande du calculateur la composante harmonique de pulsation ω_1 et d'amplitude ε_1, et on applique cette somme de signaux à l'actionneur.

2. Procédé selon la revendication 1, caractérisé en ce que le paramètre mal connu est la raideur A_6.

3. Procédé selon la revendication 1 ou la revendication 2, caractérisé en ce que, avant le pilotage, on construit cette table d'interpolation en sorte de lui faire associer à diverses valeurs possibles au moins ce paramètre, les amplitudes et les pulsations de deux composantes harmoniques de fréquences différentes, et en ce que, au cours du pilotage, on détermine par interpolation à partir d'au moins la valeur estimée de ce paramètre des amplitudes ε_1 et ε_2 et des pulsations ω_1 et ω_2, et on ajoute au signal de commande du calculateur des composantes harmoniques de pulsations ω_1 et ω_2 et d'amplitudes ε_1 et ε_2.

4. Procédé selon l'une quelconque des revendications 1 à 3, caractérisé en ce que la table d'interpolation admet également l'autre paramètre comme grandeur d'entrée.

5. Procédé selon la revendication 4, caractérisé en ce qu'on estime également cet autre paramètre.

6. Procédé selon l'une quelconque des revendications 1 à 5, caractérisé en ce qu'on contrôle que l'amplitude du signal de commande incorporant cette (ou ces) composante(s) harmonique(s) est inférieure à un seuil prédéterminé, et, si oui, on applique ces composantes harmoniques à l'actionneur ou, si non, on réduit l'amplitude de cette (ou ces) composante(s) harmonique(s) en sorte de rester en deçà dudit seuil.

7. Procédé selon l'une quelconque des revendications 1 à 6, caractérisé en ce qu'on contrôle que l'amplitude du signal de commande incorporant cette (ou ces) composante(s) harmonique(s) présente, par rapport à celle du pas d'avant, une différence inférieure à un seuil prédéterminé et, si oui, on applique ces composantes harmoniques à l'actionneur ou, si non, on réduit l'amplitude de cette (ou ces) composante(s) harmonique(s) en sorte

de rester en deça dudit seuil.

8. Procédé selon l'une quelconque des revendications 1 à 7, caractérisé en ce que le modèle de variation du (ou des) paramètre(s) est du premier ordre.

9. Procédé selon l'une quelconque des revendications 1 à 7, caractérisé en ce que le modèle de variation du (ou des) paramètre(s) est du second ordre, le vecteur paramétrique incorporant la dérivée par rapport au temps de chaque paramètre à estimer.

10. Procédé selon l'une quelconque des revendications 1 à 9, caractérisé en ce qu'on préfiltre chacune des grandeurs Y^*_{pk}, Y^*_{k-1} et β^*_{ck-1} par une forme approchée du rapport des polynômes $D(q^{-1})/C(q^{-1})$ dont on détermine à chaque pas la valeur des coefficients en fonction du (ou des) paramètre(s) estimés(s).

11. Procédé selon l'une quelconque des revendications 1 à 10, caractérisé en ce que le système à piloter est un engin aérodynamique à chaîne de pilotage incorporée.

12. Procédé selon la revendication 11, caractérisé en ce que les signaux de commande sont appliqués à des gouvernes.

13. Procédé selon la revendication 12, caractérisé en ce que les signaux de commande sont appliqués au vérin d'orientation d'une tuyère de poussée.

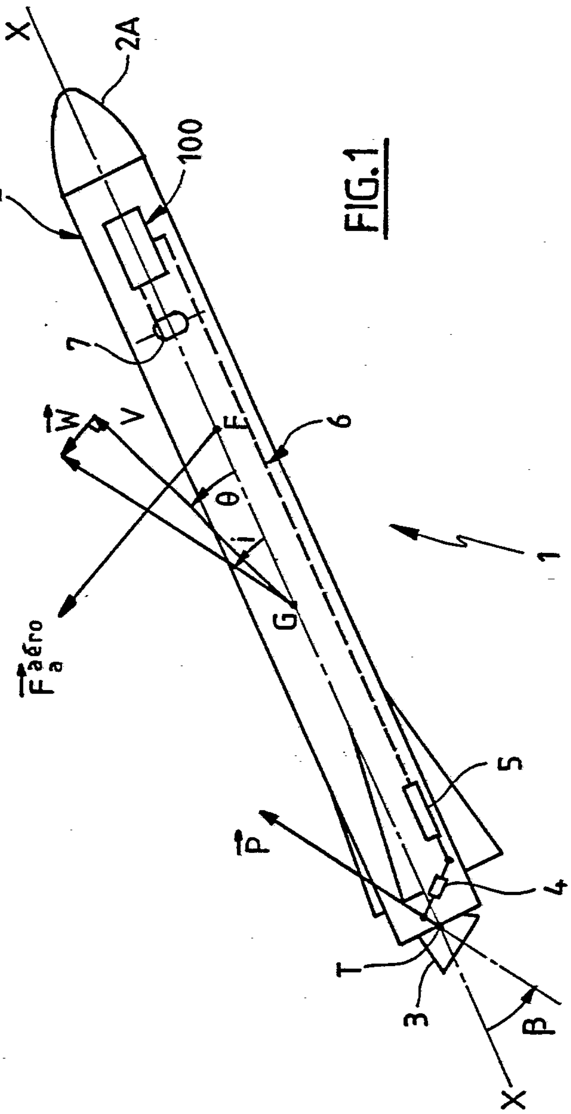


FIG.1

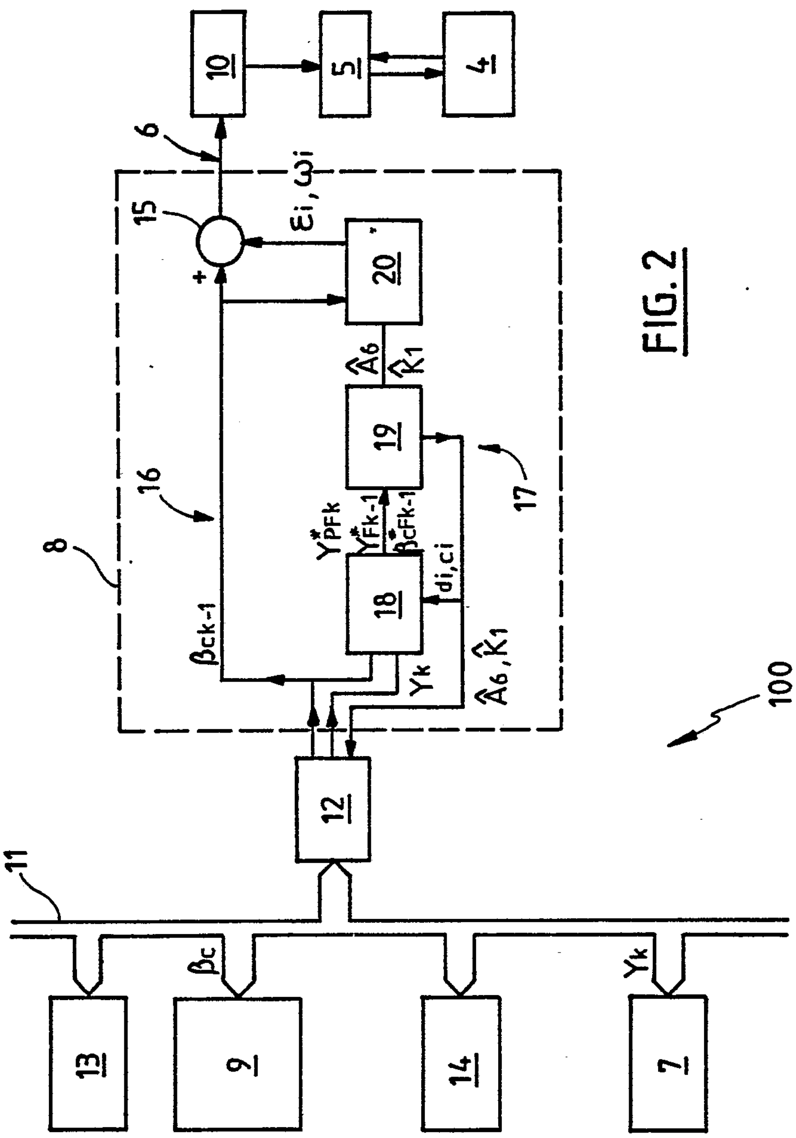
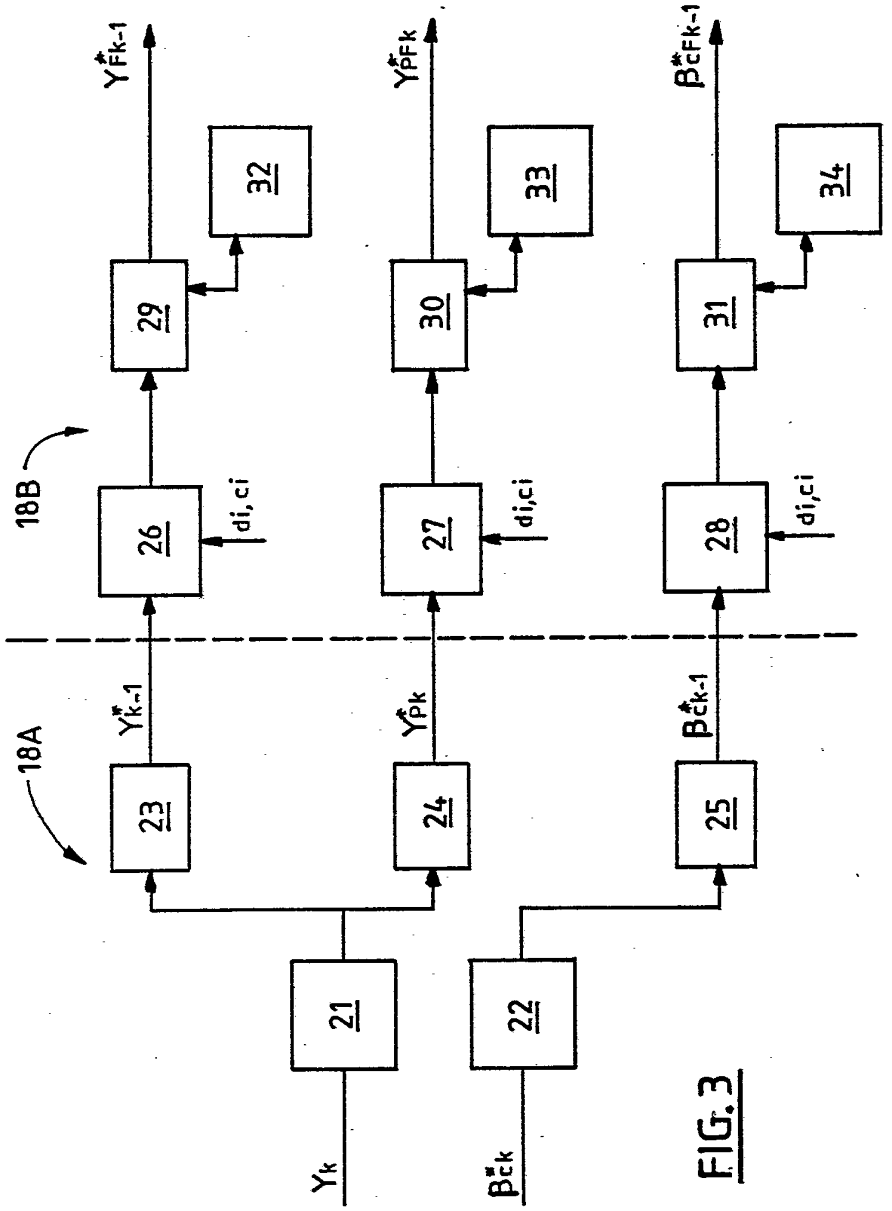

10
5
4
6
15
+
εi, ωi
20
Â6
K̂1
19
18
16
17
8
βck-1
Y*PFk
Y*Fk-1
β*cFk-1
di,ci
Yk
Â6, K̂1
12
11
100
βc
Yk
13
9
14
7

FIG. 2



Yk
β*ck
21
22
23
24
25
18A
Y*k-1
Y*Pk
β*ck-1
18B
26
27
28
di,ci
di,ci
di,ci
29
30
31
32
33
34
Y*Fk-1
Y*PFk
β*cFk-1

FIG. 3

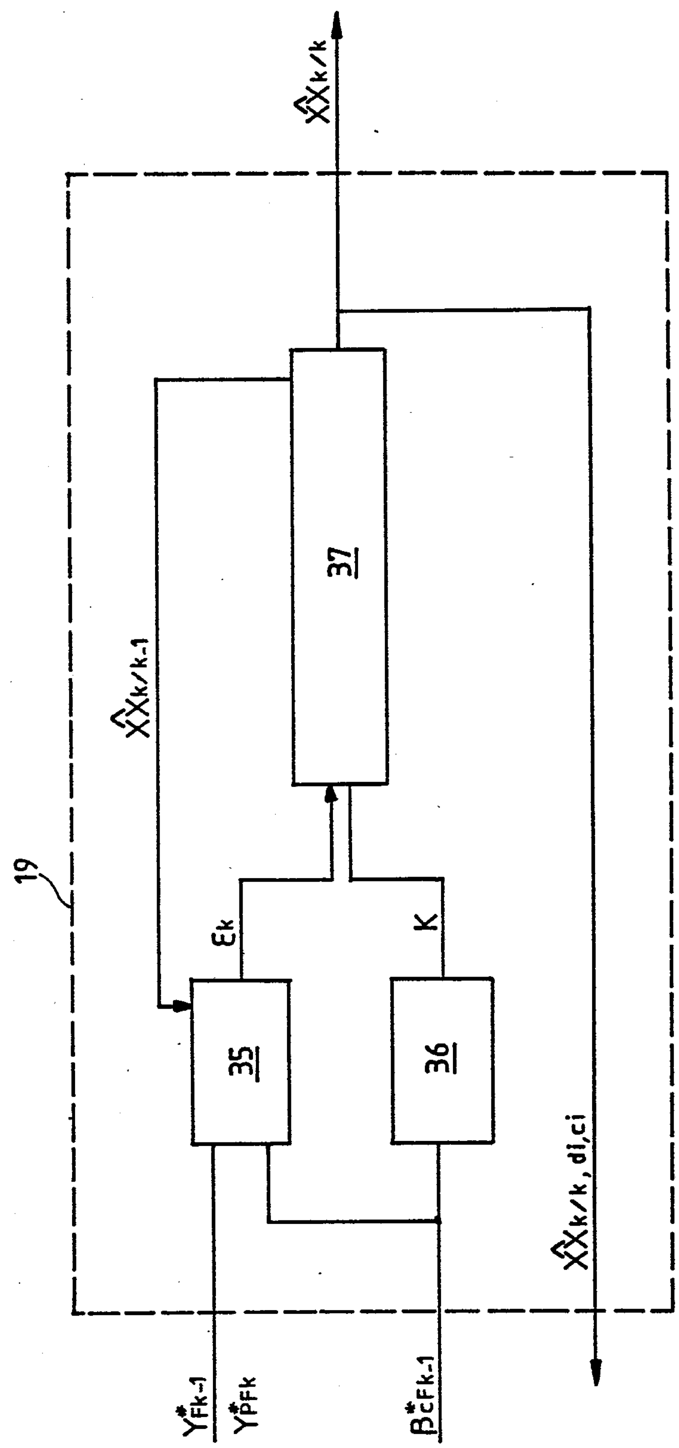

19
$\hat{X}_{k/k}$
37
$\hat{X}_{k/k-1}$
ε_k
K
35
36
$\hat{X}_{k/k,dl,ci}$
Y^*_{Fk-1}
Y^*_{PFk}
B^*_{cFk-1}

FIG. 4

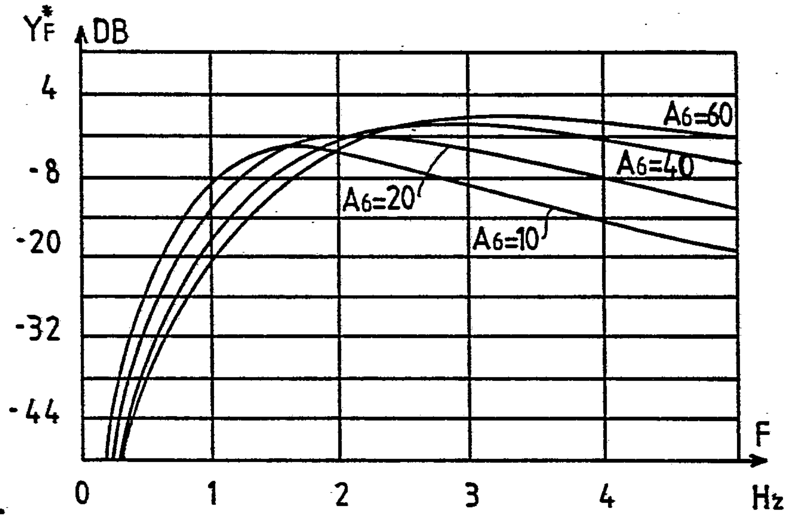


FIG.5

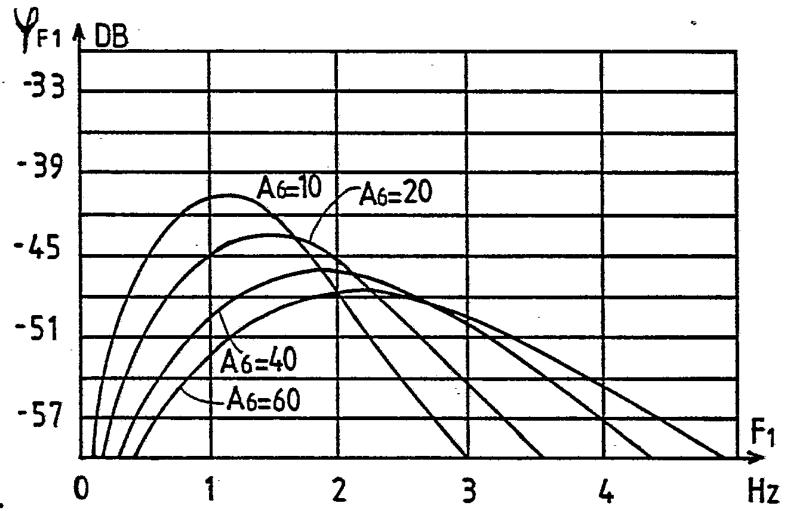


FIG.6

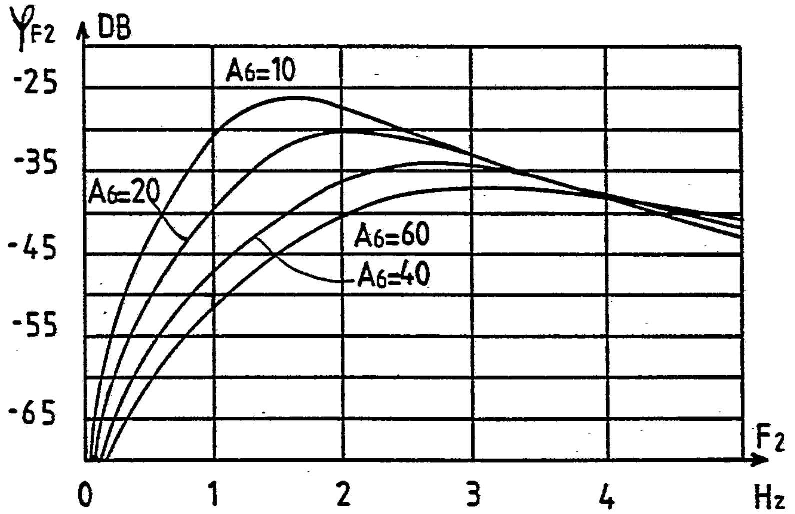


FIG.7

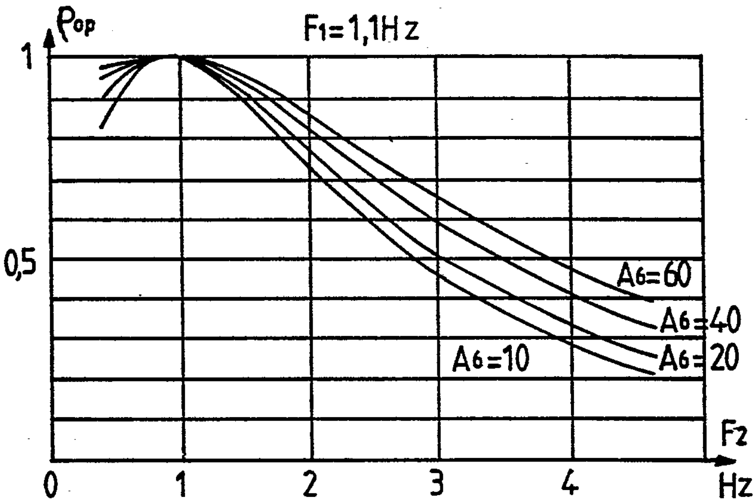


FIG.8

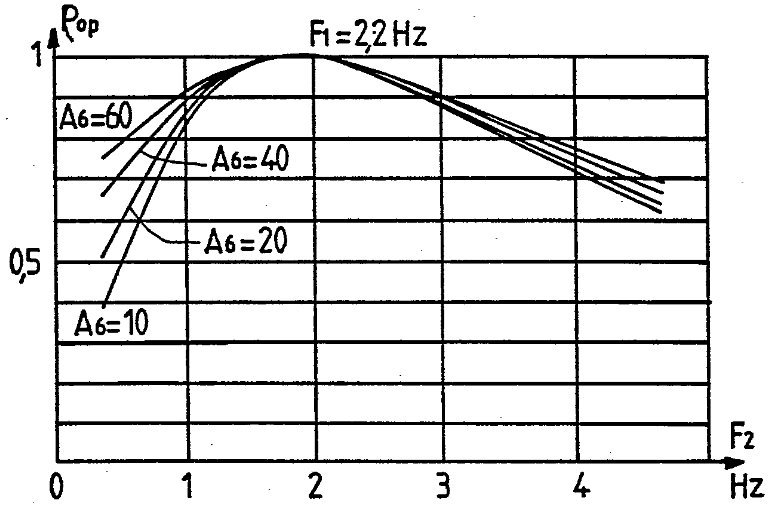


FIG.9

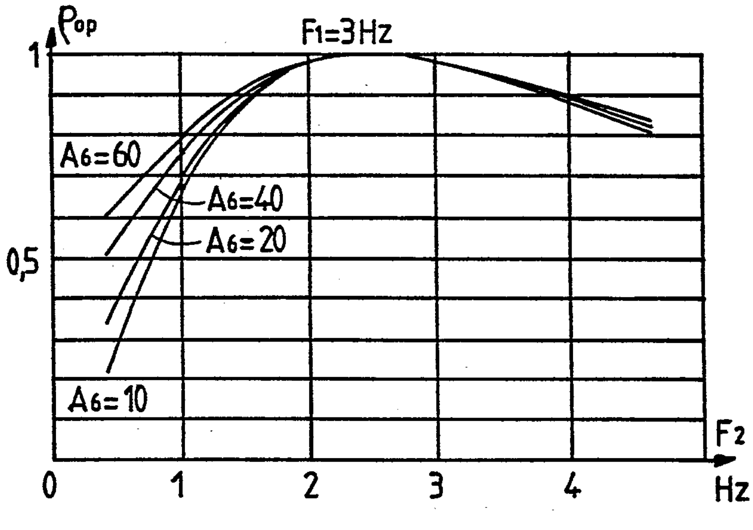


FIG.10

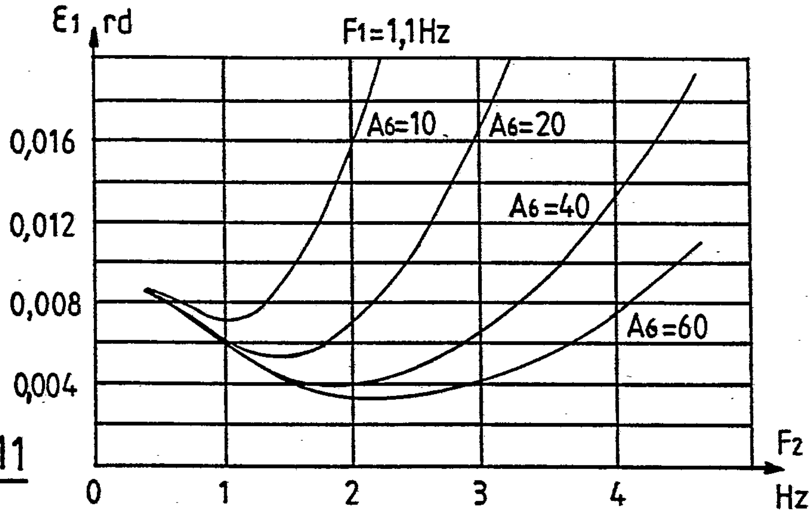


FIG. 11

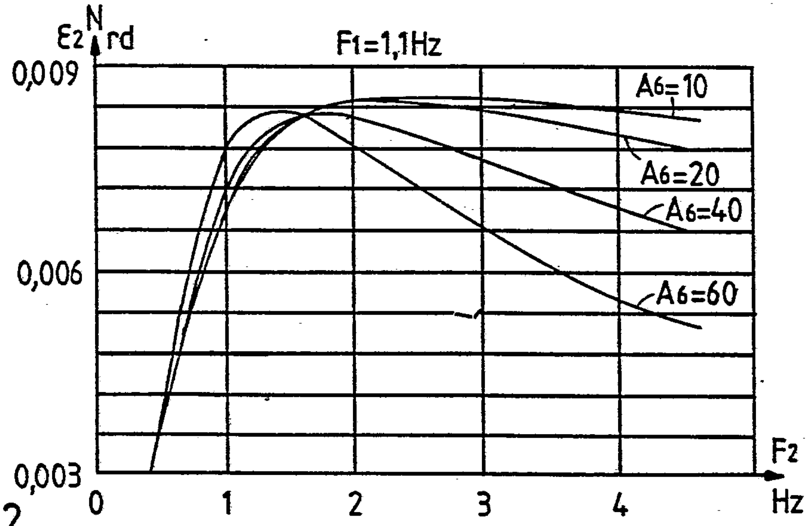


FIG.12

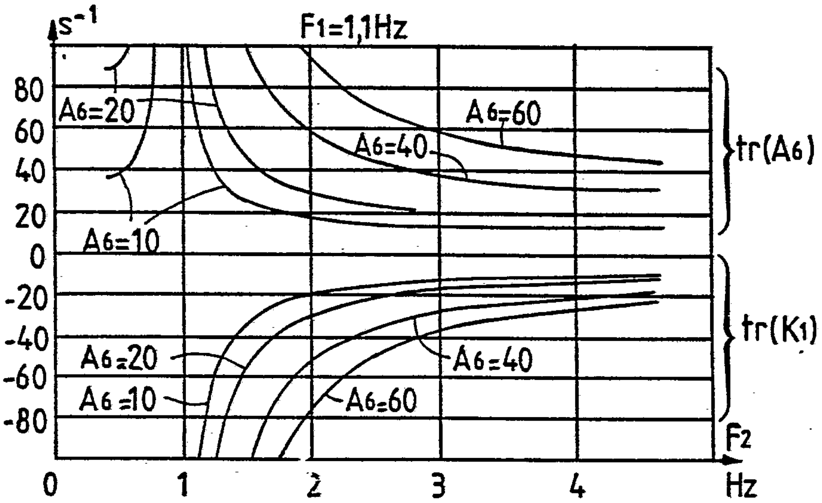


FIG. 13