



FONCTIONNEMENT

asservissement d'un pilote à quartz sur une référence perturbée.

*Extrait de la conférence donnée à la SEE par M. CHARBONNIER
le 31 mai 1972.*



12

électronique

asservissement d'un pilote à quartz sur une référence perturbée.

Roger CHARBONNIER

*Directeur Technique
ADRET ELECTRONIQUE*

I. Généralités

Un certain nombre d'émetteurs, soit de signaux horaires, soit de radiodiffusion, ont une précision de fréquence porteuse garantie, qui peut être selon les cas de 10^{-10} , 10^{-11} ou mieux.

Il est tentant de chercher à restituer, à l'aide d'un récepteur, une fréquence de référence utilisable, de précision la plus voisine possible de celle de la fréquence d'émission, par exemple par asservissement d'un pilote à quartz de bonne qualité.

Les problèmes qui se posent alors, tiennent aux phénomènes de propagation, ainsi qu'à certains défauts de l'onde émise tels que surmodulation, absence d'émission à certaines heures, sauts de phase lors de commutation d'émetteurs ou d'antennes, etc.

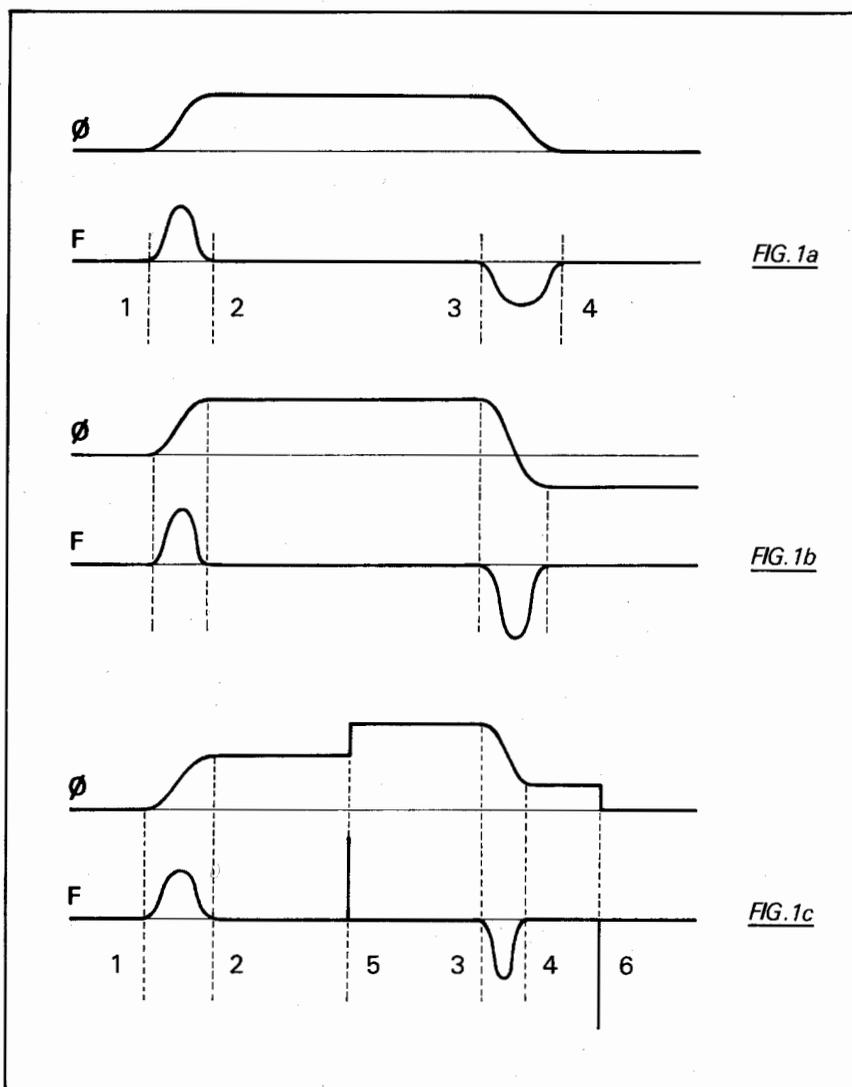
La Figure 1 représente, sur une durée de 24 heures, les variations de phase et de fréquence types du signal reçu par un récepteur.

Dans le cas a), on observe une variation de phase au lever du jour égale et opposée à celle qui apparaît à la tombée de la nuit, ce qui se traduit sur la courbe de fréquence par deux pics dont les aires sous-tendues sont égales (zones 1-2 et 3-4).

Dans le cas b), la phase ne récupère pas sa valeur initiale au bout de 24 heures et la courbe de fréquence comporte deux pics d'aires inégales. C'est un cas rencontré parfois dans la propagation VLF.

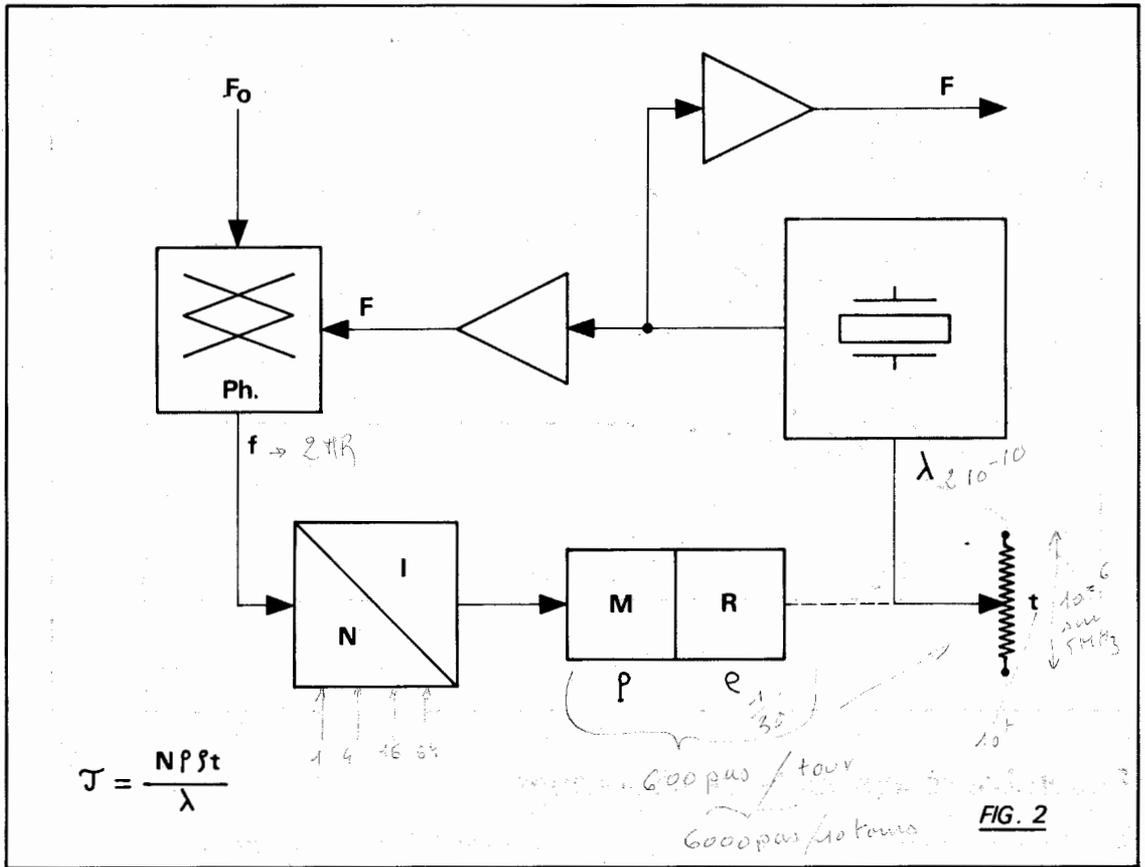
Enfin le cas c) comporte, en outre, des sauts brusques de phase dus par exemple à des commutations d'antenne (zones 5 et 6).

Il apparaît alors que si l'on fait abstraction des zones 1-2, 3-4, 5 et 6, l'information fréquence peut permettre d'obtenir un asservissement correct, celui-ci étant volontairement ou automatiquement supprimé durant les intervalles de temps perturbés. C'est le principe du système qui va être sommairement décrit.



II. Boucle de phase à asservissement électromécanique

La Figure 2 représente une boucle de phase à asservissement électromécanique comportant un comparateur de phase Ph , situé directement entre F et F_0 , dont le signal alternatif de sortie comporte une alternance pour 2π radians de variation relative de phase entre F et F_0 et possède également une information de sens. La fréquence de ce signal est divisée numériquement par N à l'aide d'un compteur réversible, puis actionne un moteur pas à pas réversible M comportant "p" pas par tour, suivi d'un réducteur mécanique R de rapport ρ entraînant enfin un potentiomètre linéaire de t tours.



Si la variation de fréquence F pour la course du potentiomètre est λ , la constante de temps est donnée par :

$$T = \frac{N p f t}{\lambda}$$

$\left\{ \begin{array}{l} N - \text{taux division} \\ p - \text{pas par tour} \\ f - \text{BF} \\ t - \text{bras temps} \\ \lambda - \text{variation pour } \lambda \text{ tours} \end{array} \right.$

dont on peut se rendre maître en agissant sur un ou plusieurs des quatre termes, mais de préférence sur le rapport N qui seul correspond à un composant électronique et non pas électromécanique.

Il est alors intéressant de voir l'effet sur la précision de la fréquence asservie F , de la dérive de l'oscillateur F lui-même, la référence F_0 étant supposée fixe.

La figure 3 représente, en pointillé, la variation ΔF sans asservissement, et en trait plein, cette même variation avec asservissement conformément au schéma précédent. On trouve aisément que ΔF tend exponentiellement vers une valeur f égale à la valeur de la dérive libre au bout d'un intervalle de temps égal à la constante de temps T . Cette remarque permettra le choix optimisé de la valeur T .

$\lambda = \Delta F$ pour course de pot soit $600 \text{ pas} \times 2 \cdot 10^{-10} \text{ pas} = 12000 \cdot 10^{-10}$ soit $1,2 \cdot 10^{-6}$

$N = t \times$ de division 1-4-16-64.

$p =$ pas / pas tour

$e =$ rapport du réducteur

$C =$ nombre de tours du réducteur.

$f = \frac{\Delta F}{\Delta t} \rightarrow 2 \pi R$

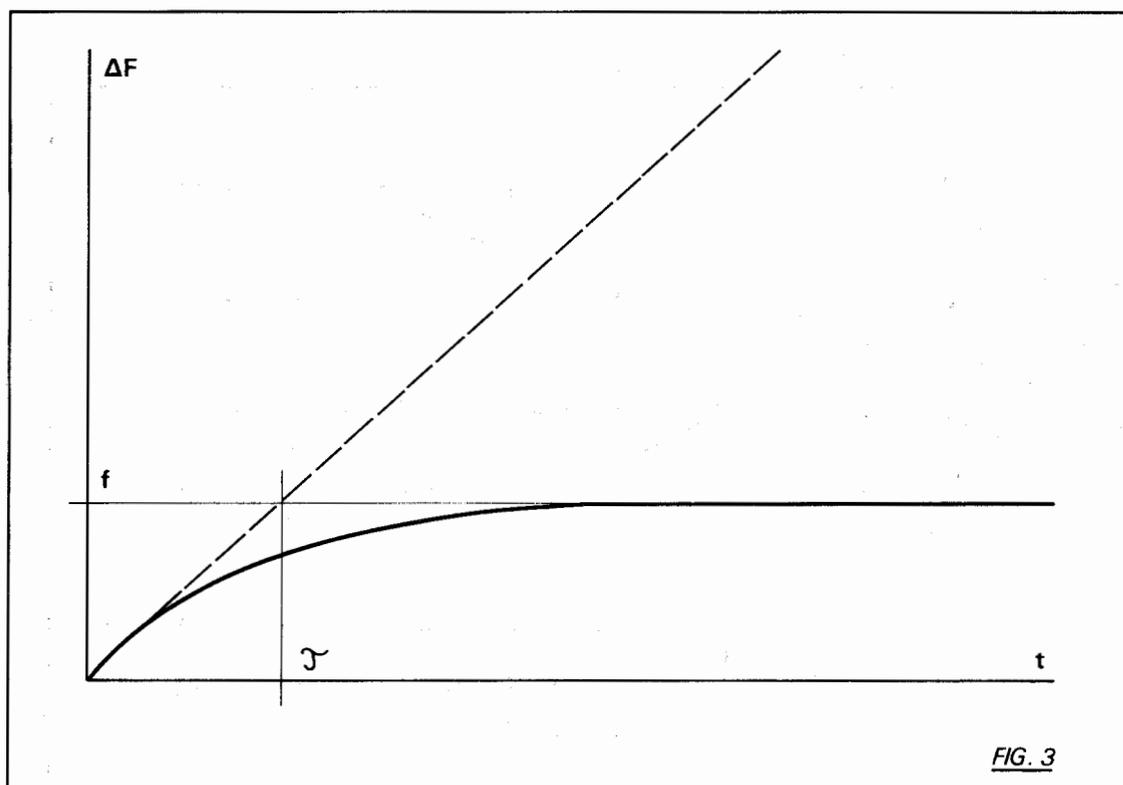


FIG. 3

III. Ensemble récepteur/asservissement

La Figure 4 représente le schéma bloc général de l'ensemble d'asservissement.

Le récepteur R a pour rôle d'amplifier la fréquence radio choisie F_1 , et d'asservir avec une faible constante de temps (2 secondes environ) un oscillateur à quartz Q_1 de fréquence F_0 égale par exemple à 5 MHz.

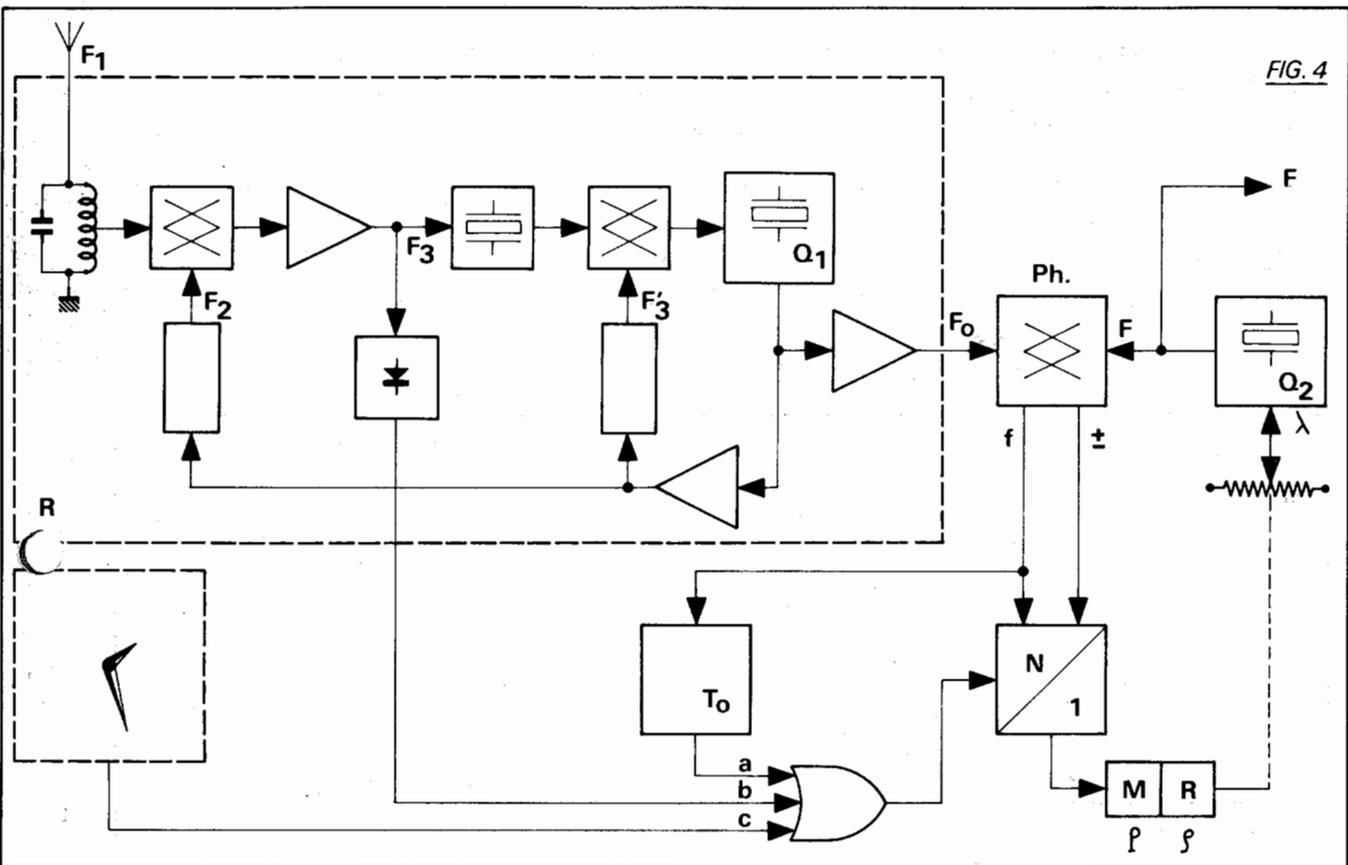
Il comporte, dans ce but, outre les circuits sélectifs d'entrée, un mélangeur avec la fréquence locale F_2 , un amplificateur FI à filtre à quartz de fréquence F_3 et un comparateur de phase assurant l'asservissement de l'oscillateur.

Les fréquences F_2 et F_3 sont elles-mêmes élaborées à partir de l'oscillateur à quartz par synthèse, F_2 étant choisie en fonction de la fréquence F_1 de l'émission à recevoir.

La fréquence F_0 sert alors de référence à une boucle de phase telle que celle décrite précédemment, et asservit le pilote à quartz Q_2 délivrant la séquence F (5 MHz par exemple).

Si F_0 n'est pas perturbée, la fréquence f en sortie du comparateur de phase Ph est déduite simplement de la valeur de la dérive libre $\frac{\Delta F}{\Delta t}$ du pilote Q_2 et de la constante T de la boucle par :

que l'on peut caractériser par la période $t = \frac{1}{f}$ des signaux logiques à l'entrée du diviseur N.



Si maintenant F_0 est perturbée, ceci va engendrer des battements parasites à la sortie du comparateur Ph, ce qui va se traduire par une diminution de la valeur T.

C'est la raison pour laquelle un univibrateur de durée $T_0 < T$ est déclenché à chaque signal de sortie du comparateur, et interrompt durant sa période propre le fonctionnement du compteur N à travers l'entrée de la voie a d'un circuit d'inhibition.

De la sorte, si T_0 a été judicieusement choisi, l'asservissement est automatiquement supprimé pendant les perturbations importantes de F_0 , et la variation maximale de F est limitée à la valeur :

$$\frac{\Delta'F}{\Delta t} \leq \frac{\Delta F}{\Delta t} \times \frac{T}{T_0}$$

La voie d'inhibition b correspond à un niveau insuffisant du signal du récepteur, et est obtenu à partir de la tension de CAG de celui-ci.

Enfin, pour des perturbations dont on peut prévoir les périodes de perturbation, l'entrée C peut recevoir un signal d'inhibition issu d'une horloge à programme.

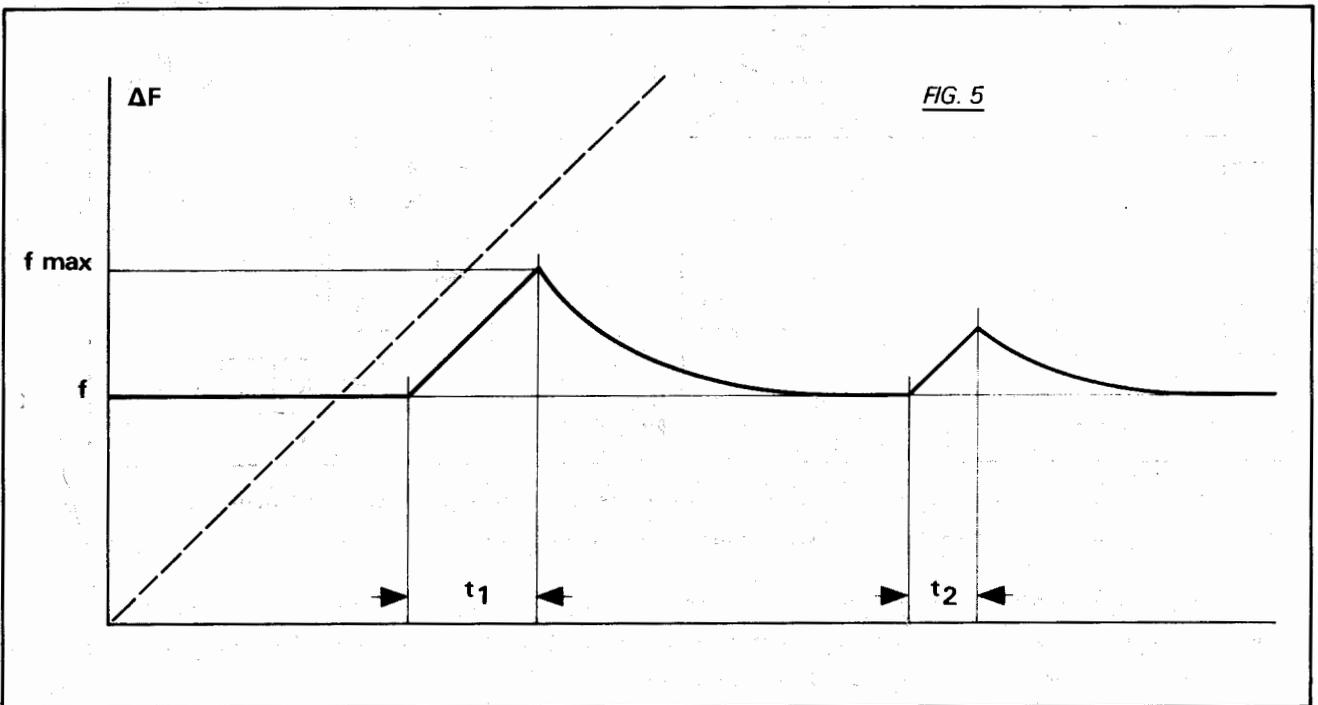
La Figure 5 représente les variations typiques de la fréquence F asservie.

La courbe en pointillé correspond à la dérive de l'oscillateur libre, la courbe en trait plein à la fréquence asservie. On suppose que durant deux intervalles t_1 et t_2 , l'asservissement a été inhibé. L'erreur asymptotique est connue et a pour valeur :

$$f = \frac{\Delta F}{\Delta t} \times \mathcal{T}$$

et la valeur f_{\max} :

$$f_{\max} = f + \frac{\Delta F}{\Delta t} \cdot t_1$$



IV. Valeurs pratiques

De ce qui précède, on pourrait être tenté d'utiliser une valeur \mathcal{T} petite de façon à minimiser le "trainage" f . Mais la valeur T devenant alors très grande, le choix de T_0 est délicat. En effet, une valeur trop petite ferait en sorte que les faibles perturbations de F_0 seraient transmises à F , alors qu'une valeur trop grande risquerait d'inhiber presque en permanence le système et le ferait même décrocher. Les valeurs favorables semblent se situer entre $\mathcal{T} = 10^4$ et $\mathcal{T} = 10^5$ secondes.

Si par exemple :

$$\begin{aligned}\lambda &= 1 \text{ Hz } (\pm 10^{-7} \text{ pour } F = 5.10^6) \\ P &= 200 \text{ nbre de pas -} \\ \mathcal{E} &= 6 \text{ redacteur} \\ \mathcal{T} &= 10^5 \text{ ct } t_p - 100.000 \text{ s -} \\ t &= 10 \text{ nbre hmn.}\end{aligned}$$

On en déduit :

$$N = \frac{\mathcal{T} \times \lambda}{P \times f \times t} \approx 8$$

La fréquence F sera stable et entachée d'une erreur absolue très voisine de la dérive libre sur 24 heures.

Bien entendu, des circuits plus élaborés pourraient prendre en compte la valeur moyenne de f, et introduire un terme d'anticipation de la dérive probable, c'est-à-dire conduire à une boucle du second ordre.

Il est certain cependant que la solution proposée permet de disposer d'un étalon secondaire de fréquence de structure relativement simple et dont la précision est suffisamment bien définie pour permettre l'étude, le réglage et la qualification des oscillateurs à quartz équipant les instruments de mesure courants tels que fréquencemètres, synthétiseurs, etc.



adret électronique

12-14, AVENUE VLADIMIR KOMAROV - 78190 TRAPPES

TEL. : 462-83-50 - B.P. 33 - 78190 TRAPPES

TELEX ADREL TRAPS 60821

Société anonyme au capital de 4.200.000 f

R.C. Versailles 67 B 507 INSEE 285 78 621 0 005

Compte Chèque Postal : Paris 21 797 04