

Bruit de phase
des
Générateurs-Synthétiseurs
de fréquence

adret
AE
electronique®

ADRET ELECTRONIQUE

**Bruit de phase
des
Générateurs-Synthétiseurs
de fréquence**

Conférence du 22 Avril 1971

I - POURQUOI LE SYNTHETISEUR ?

par Monsieur LEROY

Avant de parler du bruit des synthétiseurs de fréquence, il peut être intéressant de rappeler les raisons qui ont motivé l'étude et le développement de ces appareils, les différents aspects du synthétiseur, et enfin quelques unes de ses applications.

A - POURQUOI LE SYNTHETISEUR ?

On pourrait presque répondre par une contradiction : c'est la faute du quartz et en même temps grâce au quartz. Le quartz en effet est un composant étonnant, mais il ne résonne que sur la fréquence pour laquelle il a été taillé. En tant que tel, il a rendu, rend et rendra encore de précieux services, mais l'évolution des techniques et surtout des techniques de télécommunications, impose la génération au sein d'un équipement déterminé, d'un nombre de plus en plus élevé de fréquences, avec des précisions et des stabilités de plus en plus grandes. Le problème a tout d'abord été résolu, en associant en batteries, le nombre nécessaire d'oscillateurs à quartz, mais la limite a été rapidement atteinte pour des raisons évidentes, de dimensions, de poids et de prix. Il fallait donc trouver une autre solution. Cette solution c'est la synthèse de fréquence qui consiste à élaborer, à partir d'une source unique de fréquence, en générale un pilote à quartz, un nombre plus ou moins élevé de fréquences discrètes, toutes synchrones de la fréquence du pilote.

Les avantages d'un tel système sont les suivants :

- la précision et la stabilité des fréquences délivrées sont celles du pilote, de 10^{-5} à 10^{-10} /Jour ou celle d'un étalon extérieur,
- la résolution des fréquences élaborées peut être très grande. Les valeurs courantes vont de 0,01 Hz voire de 0,001 Hz à 100 Hz ou 1 kHz. Pratiquement, il n'y a d'ailleurs pas de limite inférieure.
- les techniques numériques ont permis d'introduire la programmation au niveau des procédés de synthèse, et de réaliser par conséquent des instruments programmables.

Les réalisations concrètes basées sur le procédé de synthèse de fréquence, ont été appelées tout naturellement synthétiseurs.

Ce terme est trop général puisqu'il désigne aussi bien les oscillateurs synthétisés et incorporés dans les équipements, que les générateurs-synthétiseurs de fréquence à fonctions multiples dans lesquels il n'assure en fait que la fonction d'oscillateur.

B - DIFFERENTS ASPECTS DU SYNTHETISEUR.

Suivant les domaines d'applications, le synthétiseur est considéré :

- comme un étalon de fréquence réglable,
- comme un pilote à quartz à fréquence réglable et souvent programmable,
- comme un générateur de fréquence de haute précision et de haute performance.

1/ LE SYNTHETISEUR ETALON DE FREQUENCE REGLABLE.

Considéré comme tel, les critères essentiels de performance sont généralement : la précision et la stabilité à moyen et long terme ainsi que la résolution de l'affichage de la fréquence. Lorsque la précision et la répétabilité des mesures doivent être supérieures à 10^{-8} , on utilise en général un étalon de fréquence extérieur pour asservir le pilote interne du synthétiseur.

Une des applications types est le contrôle des quartz (Figure 1).

Le schéma représente un oscillateur à quartz dont on veut connaître la fréquence. Le signal issu du quartz attaque un mélangeur qui reçoit d'autre part le signal du synthétiseur. Le battement résultant peut être appliqué simultanément à un casque ou à un haut-parleur ainsi qu'à un galvanomètre. En faisant varier la fréquence du synthétiseur, il est possible d'annuler le battement résultant, et de connaître ainsi la fréquence du quartz avec une grande précision. Le casque ou le haut-parleur permettent d'entendre le battement de 20 Hz à 10 kHz environ, le galvanomètre prend ensuite le relais jusqu'au battement zéro. Certaines fonctions annexes du synthétiseur, comme la recherche ou l'interpolation ainsi que la fonction de modulation de fréquence, permettent, associées à une boucle de phase extérieure, de mesurer la fréquence incidente, celle du quartz en l'occurrence, avec une résolution de l'ordre de 0,001 Hz en moins d'une seconde.

2/ LE SYNTHETISEUR CONSIDERE COMME UN PILOTE A QUARTZ A FREQUENCE VARIABLE ET SOUVENT PROGRAMMABLE.

Il est considéré et utilisé comme tel, surtout dans le domaine des télécommunications et des Radiocommunications et plus particulièrement comme pilote d'émetteur et de récepteur, mais dans cette utilisation apparaît une exigence nouvelle : la pureté spectrale et l'introduction des synthétiseurs dans ce domaine a longtemps été freinée par le bruit de phase apporté par les circuits de synthèse ; mais on peut dire qu'actuellement la plupart des problèmes sont résolus. Les procédés adoptés et les résultats obtenus sont exposés plus loin.

Une des applications types est représentée par la Figure 2. Il s'agit d'une liaison radio, pilotée à l'émission comme à la réception par des synthétiseurs programmables.

Les principaux avantages sont les suivants :

- Facilité et rapidité de changement de fréquence,
- programmation à distance lorsque le synthétiseur est programmable,
- Commodité d'établissement des liaisons du fait de la grande précision des pilotes ou de l'étalon extérieur.

Enfin, si la station comporte plusieurs émetteurs ou plusieurs récepteurs, il suffit d'une seule source de fréquence de haute stabilité pour piloter l'ensemble des synthétiseurs.

Pour ce qui est des performances, outre une grande pureté spectrale, ce type de synthétiseur doit, d'une part présenter immunité parfaite aux champs haute fréquence lorsqu'il pilote un émetteur, et d'autre part, présenter de très faibles fuites lorsqu'il est utilisé comme oscillateur local de récepteur, et enfin sa fiabilité doit être très grande (MTBF > 10 000 heures).

3/ LE SYNTHETISEUR, GENERATEUR DE FREQUENCE DE HAUTE PRECISION ET DE HAUTE PERFORMANCE.

C'est probablement l'aspect le plus récent et le moins connu du synthétiseur et c'est pourtant comme générateur qu'il constitue une véritable révolution.

Mesurer la valeur d'un paramètre électrique à l'aide d'appareils numériques est depuis longtemps entré dans les mœurs. Par contre, générer un signal sinusoïdal à l'aide d'instruments numériques ne l'est pas encore, et ceci pour plusieurs raisons :

- d'abord, l'apparition des générateurs-synthétiseurs sur le marché, est relativement récente,
- leurs prix étaient élevés,
- enfin, la qualité du signal de sortie était quelquefois insuffisante en ce qui concerne surtout la pureté spectrale.

Or, depuis quelques années la situation est très évolutive, tant en ce qui concerne les prix que les performances. Lorsque le marché augmente, les prix diminuent. Quant aux performances, elles sont sans cesse améliorées au fur et à mesure de l'évolution de la technologie et de la microélectronique en particulier.

Par rapport aux synthétiseur considéré comme un pilote à quartz, le générateur synthétiseur comporte, outre la fonction de synthèse, les fonctions de modulation d'amplitude et de fréquence et éventuellement de phase, des circuits de sortie à faible distorsion réglés en niveau de façon à garantir une excellente réponse amplitude/fréquence et enfin un atténuateur calibré.

Qu'apporte le synthétiseur en tant que générateur de fréquence ?

On pourrait le résumer en quelques mots :

Il apporte la précision, la stabilité, la résolution et la programmation, et sans faire de jeux de mots, c'est tout un programme.

La précision, la stabilité et la résolution permettent d'effectuer des mesures répétitives avec une grande commodité, une grande rapidité et une grande sécurité, et la programmation, tout en conservant les qualités précédentes, permet de les effectuer automatiquement, donc de constituer des ensembles de mesures automatiques. Certaines fonctions réservées jusqu'à présent aux générateurs, comme la modulation d'amplitude et de fréquence, peuvent être, du fait même de la structure du synthétiseur, notablement plus performantes que celles des générateurs classiques. En modulation d'amplitude, par exemple, la profondeur de modulation peut atteindre 95 à 98 %, sans distorsion appréciable de l'enveloppe, et en modulation de fréquence ou modulation les excursions sont réglables de ± 1 Hz, voire $\pm 0,1$ Hz à ± 1 MHz ou plus.

Quant aux performances requises, elles sont sensiblement les mêmes que précédemment :

- une grande pureté spectrale,
- une parfaite immunité au champs haute fréquence,
- des fuites aussi faibles que possible pour permettre l'utilisation d'atténuateurs programmables de 120 à 140 dB.

Figure 3 : Wobulation d'un filtre à quartz avec un synthétiseur.

Cet exemple montre l'utilisation d'un synthétiseur wobulable pour visualiser la courbe de réponse d'un filtre à quartz. Le filtre en question est centré sur 250 kHz. A 98 Hz de la fréquence centrale, l'atténuation est de 3 dB, à 102 Hz, elle est de 6 dB ; à 141 Hz, elle est de 20 dB ; à 192 Hz, elle est de 40 dB ; à 223 Hz, elle est de 60 dB et à 246 Hz, elle est de 80 dB. L'excursion totale de fréquence est de 1 kHz soit 100 Hz/division.

Figure 4 : même filtre avec une excursion de 500 Hz soit 50 Hz/division.

Cet exemple illustre la souplesse d'utilisation du synthétiseur en tant que wobulateur.

Figure 5 : Relevé point par point de la courbe de réponse d'un filtre à l'aide d'un synthétiseur programmable.

Les fréquences sont préalablement mises en mémoire dans le programmeur et il suffit ensuite d'enclencher successivement les touches du programmeur pour obtenir les fréquences de test. Mais, dans certains cas, il peut être intéressant de programmer, à l'aide d'un atténuateur, l'inverse de la courbe de réponse du filtre. Dans ce cas, le voltmètre se comporte comme un détecteur d'écarts et il n'est pas nécessaire de commuter sa sensibilité en fonction des fréquences de test, d'où un gain de temps supplémentaire.

L'utilisation du synthétiseur dans ce genre de mesure, présente de nombreux avantages ; outre la précision et la résolution élevées en fréquence, elle garantit la répétabilité des mesures, elle élimine les risques d'erreurs et permet un gain de temps considérable. Ces quelques exemples, pour significatifs qu'ils soient, ne sont pas, bien entendu, limitatifs.

Qu'il soit étalon de fréquence, pilote ou générateur, la partie la plus noble de l'instrument mais aussi la plus complexe est constituée par les circuits de synthèse dont dépendent les performances et la pureté spectrale en particulier.

Après ce préambule qui avait pour but de situer le problème dans son contexte, Monsieur CHARBONNIER va exposer les principes de synthèse retenus par ADRET.

II - APERCU SUR LES TECHNIQUES DE SYNTHÈSE ET LES SOLUTIONS ADRET-ELECTRONIQUE

Par Monsieur CHARBONNIER

A - GENERALITES.

Bien qu'il existe un grand nombre de procédés pour obtenir par synthèse une fréquence définie par un certain nombre de chiffres significatifs, la grande majorité, pour ne pas dire la totalité, des synthétiseurs de fréquence utilisent pour la génération de chacun des chiffres une source de fréquences commutable comportant un certain nombre de valeurs discrètes, dix par exemple.

Ces dix valeurs en progression arithmétique sont égales à une constante (fréquence porteuse) majorée de 0, 1, 2, ..., 9 fois une autre valeur appelée pas incrémental.

Deux grands procédés permettent de générer de telles valeurs discrètes de fréquence :

- la synthèse directe,
- l'oscillateur à boucle d'asservissement de phase (phase lock)

B - SYNTHESE DIRECTE.

La figure 6 représente, à titre d'exemple, un générateur à synthèse directe fournissant dix valeurs discrètes égales à 3 - 3,1 - 3,2 - ... - 3,9 MHz.

Il est composé essentiellement d'un générateur d'harmoniques fournissant un spectre aussi régulier que possible comprenant les harmoniques 30 à 39 d'une fréquence de référence 100 kHz, suivi de 10 filtres - amplificateurs chargés chacun de choisir dans ce spectre l'harmonique correspondant à la fréquence à produire.

Chaque unité d'insertion décimale ou "décade" va ensuite elle-même, par commutation, sélectionner celle des dix fréquences qui correspondra à l'incrément qu'elle doit produire.

Il est aisé de voir qu'une telle structure correspond à un nombre important de composants, chaque filtre devant comporter au moins 5 à 7 circuits accordés et un ou plusieurs transistors ou circuits intégrés.

En outre les commutateurs statiques devant sélectionner pour chaque décade une des dix fréquences doivent présenter des impédances d'isolement considérables vis-à-vis des neuf autres, ce qui impose des problèmes de technologie et de topologie délicats.

C - SYNTHESE A BOUCLE DE PHASE (PHASE LOCK) .

La figure 7 représente une boucle de phase classique comportant un oscillateur accordable à l'aide d'une tension continue (VCO), un détecteur de phase attaqué d'une part par la fréquence de l'oscillateur et d'autre part par un spectre d'harmoniques de la fréquence incrémentale.

Le bon rang d'harmoniques asservissant l'oscillateur est choisi par réglage approximatif de celui-ci à l'aide par exemple de condensateurs ou selfs commutés ou réglables. (C).

On peut remarquer bien entendu la grande simplicité d'un tel circuit mais ses deux défauts principaux sont la possibilité de dérèglement des valeurs approchées commutées ou réglées imposant l'asservissement de ce circuit et aussi la difficulté de télécommande ou programmation si ce n'est à l'aide de commutateurs statiques insérant des éléments de réglage approximatif de la fréquence.

La figure 8 représente le principe de la boucle de phase numérique utilisée exclusivement dans les synthétiseurs ADRET.

L'oscillateur réglable (VCO) est suivi d'un diviseur numérique de fréquence à rapport variable réalisé en circuits intégrés et naturellement programmable.

La fréquence de sortie du diviseur est comparée à la fréquence incrémentale dans un comparateur de phase à échantillonnage dont la tension de sortie réagit sur la commande de l'oscillateur variable.

Les avantages d'une telle structure sont évidents car il ne peut y avoir ni ambiguïté sur le rang d'harmonique choisi ni dérèglement.

Par contre, les impératifs technologiques sont excessivement sévères en ce qui concerne le bruit de phase du diviseur et les résidus de fréquences porteuses présentes à la sortie du comparateur de phase.

L'utilisation d'un comparateur de phase "à rampe interrompue" a permis de maîtriser la seconde difficulté, la première ayant trouvé sa solution dans un filtrage parfait de la tension d'alimentation des circuits intégrés et dans la structure des circuits de mise en forme des signaux.

Le taux de division d'un tel diviseur peut être par exemple 30 à 39, 180 à 189, etc...

Il est intéressant de remarquer qu'une telle boucle est du type intégral puisqu'elle asservit une fréquence à partir d'une comparaison de phase. On peut calculer sa constante de temps et sa fréquence de coupure à 3 dB de la façon suivante :

Si l'on appelle (a) la déviation de fréquence de l'oscillateur en Hz/Volt (b) la sensibilité du comparateur de phase en Volts/radian, (N) le taux de division du diviseur programmé, on obtient :

$$\tau = \frac{N}{2\pi a b}$$

$$F_c = \frac{a b}{N}$$

à -3dB.

Fc = fréquence de coupure de la boucle.

D - EXTENSION AU DOMAINE VHF.

Une telle boucle de phase numérique est difficilement concevable pour des fréquences d'oscillateurs supérieures à quelques dizaines de MHz ou nécessitant la mise en oeuvre de diviseurs de structures particulièrement complexes (diviseur modulo N par exemple).

Cette difficulté a été tournée à l'aide d'une structure nouvelle appelée triple boucle de phase (phase lock à 3 boucles) représentée sur la figure 9.

Les valeurs de fréquence correspondent au cas pratique du synthétiseur 203 S.

L'oscillateur du type VCO est suivi d'un diviseur de fréquence D1, à rapport fixe n , en général binaire alimentant lui-même le diviseur D2, à taux variable N , qui fonctionne comme précédemment et dont la sortie attaque un comparateur de phase recevant par ailleurs la fréquence incrémentale divisée par le même rapport n .

La tension de sortie du comparateur de phase va alimenter à travers l'interrupteur I l'une des extrémités de l'élément de réglage de l'oscillateur constitué par exemple par une diode à capacité variable.

Par ailleurs, un second comparateur de phase fonctionnant par échantillonnage à partir de la fréquence incrémentale d'une part, et de la fréquence de l'oscillateur d'autre part, attaque à faible niveau, l'autre extrémité de l'élément de réglage.

Si l'interrupteur I est fermé, la boucle numérique est prépondérante et détermine la fréquence de l'oscillateur qui se trouve égale à N fois la valeur de la fréquence incrémentale, mais le signal produit serait inutilisable parce qu'entaché d'un bruit et d'une dérive de phase importants.

Lorsque la boucle de numérique est stabilisée, un circuit comparateur d'impulsions C vient ouvrir l'interrupteur I et libère donc le premier point de commande de l'élément de réglage, par ailleurs découplé à la masse par le condensateur \mathcal{C} .

La boucle de phase directe entre alors en jeu et asservit avec précision l'oscillateur.

Pour éviter la dérive à long terme de la tension aux bornes du condensateur \mathcal{C} une troisième boucle constituée par l'amplificateur à transconductance négative A vient agir sur le condensateur \mathcal{C} de façon à ramener la tension de sortie du deuxième comparateur de phase au voisinage de zéro.

E - BRUIT DE PHASE - BRUIT D'AMPLITUDE.

La figure 10 représente de façon simplifiée une sinusoïde pure (a), une sinusoïde entâchée de bruit d'amplitude (b) et une sinusoïde entâchée de bruit de phase (c) telles qu'on pourrait les observer sur l'écran d'un oscilloscope.

On voit aisément que le bruit d'amplitude correspond à la variation d'amplitude au voisinage du maximum ou du minimum du signal (bruit en phase) alors que le bruit de phase correspond à un déplacement dans le temps, de l'instant de franchissement du potentiel zéro (bruit en quadrature) Figure 10 d.

Si l'on définit le bruit de phase par le rapport t/T , il est possible de mesurer l'amplitude v et de la comparer à la valeur V .

Dans ces conditions, il existe la relation $t/T = \frac{t}{T} = \frac{1}{\pi} \cdot \frac{v}{V}$

Comme il est plus aisé de mesurer v que t , la relation précédente est utilisée pour la détermination du bruit de phase ainsi que cela sera décrit dans les exposés suivants.

III - EXPOSE THEORIQUE SUR LE BRUIT DE PHASE DES GENERATEURS

par Monsieur RUTMAN (O.N.E.R.A.)

Cette rédaction ne constitue qu'un bref résumé des résultats présentés oralement. Pour plus de détails sur les définitions et les démonstrations, on se reportera à la bibliographie citée.

A - CARACTERISATION D'UN GENERATEUR PERTURBE PAR DES BRUITS STATIONNAIRES.

1/ MODELE MATHEMATIQUE REPRESENTANT LE SIGNAL DE SORTIE.

Le signal issu du synthétiseur sera représenté par

$$v(t) = A_0 \cdot \cos [\omega_0 t + \phi(t)]$$

où $\phi(t)$ est un processus aléatoire de moyenne nulle (stationnaire ou de diffusion) représentant les fluctuations de phase.

La fréquence angulaire instantanée est :

$$\omega(t) = \frac{d}{dt} (\omega_0 t + \phi(t)) = \omega_0 + \dot{\phi}(t)$$

où $\dot{\phi}(t)$ est un processus aléatoire stationnaire de moyenne nulle représentant les fluctuations de fréquence angulaire.

2/ PARAMETRES CARACTERISTIQUES DU SIGNAL PERTURBE.

Le signal perturbé par le bruit de phase (ou de fréquence) est caractérisable par différents paramètres que nous définirons très précisément :

1/ Instabilité de fréquence dans le domaine temps :

$$I(\tau) = \frac{\sigma [\langle \dot{\phi} \rangle_t, \tau]}{\omega_0}$$

(écart type de la fréquence moyennée sur une durée τ).

2/ Instabilité de fréquence dans le domaine fréquence :

$$S_{\dot{\phi}}(f) \text{ ou } S_{\phi}(f)$$

(densités spectrales des fluctuations de fréquence ou de phase).

3/ Spectre de radiofréquences : $S_v(f)$

(densité spectrale de puissance du signal complet $v(t)$).

$I(\tau)$, $S_{\phi}(f)$ et $S_{\dot{\phi}}(f)$ sont caractéristiques de l'aspect : instabilité de fréquence.
 $S_v(f)$ est caractéristique de l'aspect : pureté spectrale.

3/ RELATIONS GENERALES ENTRE INSTABILITE DE FREQUENCE ET PURETE SPECTRALE.

Les divers paramètres définis précédemment peuvent être reliés entre eux de façon exacte et générale, dans le cas où $\dot{\phi}(t)$ (et $\phi(t)$) sont des processus aléatoires gaussiens.

Ces relations s'écrivent (Réf [1]) :

1/ Si $\dot{\phi}(t)$ stationnaire ($\phi(t)$ stationnaire ou à diffusion) :

$$S_v(f) = \frac{A_o^2}{2} \int_{-\infty}^{+\infty} e^{-\frac{\omega_o^2}{2} \tau^2} I^2(\tau) \cdot \cos 2\pi f_o \tau \cdot e^{-i 2\pi f \tau} \cdot d\tau$$

(la signification physique de $\tau I(\tau)$ sera précisée).

2/ Si $\dot{\phi}(t)$ et $\phi(t)$ sont stationnaires :

$$S_v(f) = \frac{A_o^2}{2} e^{-\overline{\phi^2}} \left\{ \delta(f-f_o) + S_{\phi}(f-f_o) + \sum_{n=2}^{\infty} \frac{1}{n!} \left[S_{\phi}(f) \overset{n-1}{\times} S_{\phi}(f) \right]_{f_o} \right\}$$

(on note la présence d'une composante discrète.)

3/ Relation entre instabilité à très court terme et largeur du spectre de radio-fréquences :

$$\lim_{\tau \rightarrow 0} I(\tau) = \frac{\sum v}{f_0}$$

$$\text{avec } \sum_0^2 = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} (f-f_0)^2 S_v(f) df}{\int_{-\infty}^{\infty} S_v(f) df}$$

Ces relations montrent l'équivalence théorique des différentes qualifications d'un générateur.

Il n'en reste pas moins vrai qu'en vue d'une application donnée, l'un ou l'autre paramètre est souvent préférable aux autres.

B - SOURCES DE BRUIT D'UN OSCILLATEUR A QUARTZ.

L'oscillateur à quartz étant un élément fondamental du synthétiseur, on étudie ici les principales sources de bruit stationnaire qui l'affectent.

1/ BRUIT THERMIQUE INTERNE.

On présentera les résultats fournis par une théorie complète [1] rendant compte de l'instabilité à très court terme (valeur finie pour $I(0)$, alors que les théories classiques donnent $\lim_{\tau \rightarrow 0} I(\tau) = \infty$ ce qui est en contradiction avec la définition même de $I(\tau)$.

Les résultats obtenus s'écrivent :

$$I(\tau) = \frac{1}{Q} \sqrt{\frac{kT}{2P\tau}} \cdot \left[1 - \frac{Q}{\pi f_0 \tau} + \frac{Q}{\pi f_0 \tau} e^{-\frac{\pi f_0 \tau}{Q}} \right]^{1/2}$$

$$\lim_{\tau \rightarrow 0} I(\tau) = \sqrt{\frac{\pi k T f_0}{4Q^3 P}}$$

$$S_v(f) = \frac{A_0^2}{2} e^{-\gamma} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n}{n!} \gamma^n \frac{2 B_n}{B_n^2 + 4 \pi^2 (f-f_0)^2}$$

(Voir Réf. [2] les expressions précises de γ et B_n)

.../

Cette expression du spectre de radio-fréquences généralise le spectre lorentzien donné par les théories classiques. La phase est un processus de diffusion.

2/ BRUIT THERMIQUE EXTERNE.

Ce bruit est important dans la pratique car ses effets sont prédominants pour l'instabilité à court terme de tous les oscillateurs à quartz.

La loi classique de $I(\tau)$ est en τ^{-1} , avec toutefois une valeur finie pour $I(0)$.

La forme du spectre de radio-fréquences dépend de la forme de la bande passante des circuits de sortie.

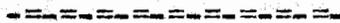
La fluctuation de phase correspondant à ce bruit est représentable par un processus stationnaire.

3/ BRUIT FLICKER DE FREQUENCE : $S_{\phi}(f) \sim f^{-1}$

Les perturbations créées par les variations aléatoires et lentes de la fréquence du résonateur entraînent :

$$\left\{ \begin{array}{l} S_{\phi}(f) = \frac{K}{f} \quad \text{pour les basses fréquences} \\ I(\tau) = \text{constante pour } \tau \gtrsim 1 \text{ seconde} \end{array} \right.$$

Un modèle stationnaire permet d'interpréter ces résultats expérimentaux.



BIBLIOGRAPHIE :

[1] J. RUTMAN : "Relations Générales entre Instabilité de fréquence et Pureté Spectrale".
Ann. des Télécommunications, Sept. Oct. 1970, pp. 325-338

[2] J. RUTMAN : "A relation between frequency Instability and R.F. spectrum and its application to a thermal noise perturbed oscillator".
Proc. of the I.E.E.E. Vol. 59 N° 1, January 71, pp. 99-101



IV - METHODES ET MOYENS DE MESURE DU BRUIT DES SYNTHETISEURS

RESULTATS OBTENUS

par Monsieur REMY

A - BUT DES MESURES.

Le bruit de phase et d'amplitude des générateurs en général, et des synthétiseurs en particulier, peut être défini et mesuré de bien des manières. Cependant lorsqu'il s'agit de procéder à des mesures systématiques sur des instruments contruits en série, et destinés aux applications les plus diverses, le choix devient plus restreint. En effet, le contrôle des instruments contruits en série doit être d'une durée raisonnable et ne laisser échapper aucune anomalie et la grande diversité des conditions d'utilisation impose au constructeur une définition précise des caractéristiques, intelligibles à tous, couvrant tous les domaines d'applications.

Voici quelques méthodes de mesure possibles :

1/ MESURE DES BANDES LATERALES AUDIOFREQUENCES.

On peut faire le battement zéro entre le signal à analyser et une référence réputée pure, les deux signaux étant en quadrature pour la mesure du bruit de phase, et en phase pour la mesure du bruit d'amplitude. On mesure alors le bruit de phase, puis d'amplitude, dans une bande déterminée, par exemple : 1 Hz à 20 kHz. Cette méthode inspirée par la radio-téléphonie est rapide mais ne donne pas suffisamment d'informations.

2/ MESURE DE L'ECART TYPE DE FREQUENCE.

On peut multiplier le bruit de fréquence du signal à analyser à l'aide d'un multiplicateur d'erreurs, puis mesurer les écarts de fréquence en effectuant la mesure sur des temps variables (1 s, 1 ms, etc...)

En effectuant un grand nombre de mesures de fréquence sur une durée τ donnée, on peut calculer l'écart quadratique moyen. Cette méthode est très longue et peu utilisable en série. Elle ne donne aucune information sur le bruit d'amplitude.

Il est difficile de séparer les composantes cohérentes et les composantes aléatoires.

.../

3/ ANALYSE SPECTRALE.

L'analyse spectrale permet le tracé du spectre radio-fréquences et donne un grand nombre d'informations, est intelligible à tous, et rapide quant à sa mise en oeuvre. Il y a cependant deux inconvénients : aucun analyseur de spectre existant sur le marché ne possède une dynamique suffisante, eu égard à la qualité des synthétiseurs modernes; la largeur des filtres d'analyse, qui ne peut descendre en-dessous de quelques Hertz pour des raisons pratiques, interdit de mesurer les composantes de bruit TBF. La mesure de la largeur du spectre à mi-hauteur est impossible.

B - EQUIPEMENT ADRET POUR LA MESURE DU BRUIT.

Tenant compte de tous ces facteurs, ADRET-ELECTRONIQUE a développé pour son propre usage 2 instruments :

- un analyseur de spectre synthétisé, de 110 dB de dynamique et de 5 Hz de bande passante,
- un détecteur de phase qui, associé à un enregistreur permet le tracé en fonction du temps des fluctuations de phase très basse fréquence avec une résolution de 10^{-3} degrés entre 0,1 Hz et 100 Hz.

Le tracé de 4 ou 5 spectres radio-fréquences à des fréquences différentes et avec des dispersions judicieusement choisies, et l'enregistrement du bruit TBF sur quelques minutes, donne une idée très précise des qualités spectrales du synthétiseur.

Tous les synthétiseurs ADRET sont ainsi contrôlés et les enregistrements archivés avec la fiche individuelle de mesure de chaque instrument.

Nous allons maintenant décrire plus en détail l'analyseur de spectre et le détecteur de phase précités.

1/ L'ANALYSEUR DE SPECTRE ASCO 6100. (Figure 11).

Comme dans tous les analyseurs de spectre hétérodynes, il comprend un mélangeur d'entrée attaqué, d'une part par le signal à analyser et, d'autre part par un oscillateur local qui, dans notre cas, est un synthétiseur.

L'un des battements obtenus, la différence par exemple, passe dans un filtre à bande étroite et un amplificateur logarithmique. La fréquence de l'oscillateur local peut être variable en fonction du temps, déterminant une exploration de fréquence ou dispersion. La dynamique du système est limitée par le bruit propre de l'oscillateur local, le bruit du mélangeur et celui de l'amplificateur logarithmique.

Dans l'ASCO 6100, l'oscillateur local est un synthétiseur 0 à 60 MHz utilisant les mêmes circuits que le CS 202 dont la fréquence de sortie est divisée aperiodiquement par 10. Le bruit de phase donné par le synthétiseur, qui est de l'ordre de $-90 \text{ dB} \sqrt{\text{Hz}}$ à 100 Hz de la porteuse et qui atteint $-110 \text{ dB} \sqrt{\text{Hz}}$ à partir de 100 kHz, est ramené à $-110 \text{ dB} \sqrt{\text{Hz}}$ à 100 Hz et $-130 \text{ dB} \sqrt{\text{Hz}}$ à 100 kHz.

Cette division ramène la gamme couverte à 6 MHz et élimine en grande partie la modulation d'amplitude parasite. L'exploration de fréquence est obtenue par un oscillateur d'interpolation, et la dispersion maximum compatible avec son bruit propre est de 100 kHz.

Le mélangeur d'entrée et l'amplificateur logarithmique, sont équipés de transistors à effets de champs à très faible facteur de bruit, et la dynamique utile dans une bande de 5 Hz atteint 110 dB. Les circuits de synthèse de l'ASCO 6100 conservent la faculté de programmation de tous les instruments ADRET et de ce fait toutes les fréquences centrales de l'analyse comprise entre 0 à 6 MHz peuvent être programmées automatiquement. Les dispersions totales vont de 200 Hz à 100 kHz en progression 1 - 2 - 5 - 10.

La référence de fréquence de l'ASCO 6100 peut être asservie par une source de référence extérieure, celle du synthétiseur mesurée par exemple, éliminant toute erreur de fréquence.

2/ DETECTEUR DE PHASE. (Figure 12).

Le détecteur de phase comprend un pilote à quartz de haute pureté spectrale, un diviseur ramenant la fréquence du pilote à 1 MHz et attaquant un mélangeur 4 quadrants à effets de champs. Ce mélangeur est attaqué d'autre part par le signal à analyser, et la mise en quadrature pour la mesure du bruit de phase est effectuée par une boucle intégrale avec une constante de temps très longue déterminant d'ailleurs la bande passante vers les basses fréquences du système.

A la sortie du mélangeur, un amplificateur et un filtre passe-haut déterminent la bande de mesure, 100 Hz et fournissent le niveau nécessaire à l'enregistreur graphique. L'étalonnage est obtenu en réalisant un battement, de fréquences situées dans la bande passante, et en tenant compte du coefficient π , facteur correctif dû au fait que le détecteur n'est pas linéaire mais circulaire.

Un voltmètre efficace vraie mesure le rapport signal/bruit.

C - RESULTATS OBTENUS - SPECTRE RF.

La figure 13 représente le spectre RF d'un générateur RC classique, de bonne qualité. La dispersion est de 100 Hz/division et la fréquence de mesure, 1 MHz.

La largeur du spectre à mi-hauteur n'est pas mesurable, cette largeur étant petite devant celle du filtre d'analyse.

A 50 Hz de la porteuse le bruit dans une bande de 1 Hz (échelle de droite) se situe vers - 76 dB et à 100 Hz vers - 86 dB (hormis bien entendu l'imposante raie cohérente à 100 Hz, due au redressement secteur).

A 1 kHz de la porteuse le niveau moyen du bruit atteint - 110 dB.

La figure 14 montre le spectre du même générateur avec une dispersion de 1 kHz/division. Nous pouvons voir la décroissance du niveau de bruit avec le ΔF et la limite de la dynamique de l'ASCO 6100 est atteinte vers 8 kHz.

Si nous traçons le spectre d'un synthétiseur à phase lock, le 203 S par exemple, nous obtenons des résultats très différents.

La figure 15 représente le spectre du 203 S tracé dans les mêmes conditions de fréquence (1 MHz) et de dispersion (100 Hz/division) que celui du générateur (Figure 13).

La figure 16 confirme la présence d'une asymptote.

A 50 Hz de la porteuse, nous retrouvons la largeur du filtre de mesure et à 100 Hz le niveau de bruit est situé en-dessous de - 110 dB/ $\sqrt{\text{Hz}}$. Ensuite le spectre devient pratiquement plat.

D - INTERPRETATION DES RESULTATS.

Le schéma bloc d'un synthétiseur à phase lock peut être ramené à la Figure 17.

Deux oscillateurs O1 et O2 sont liés à la référence R par deux boucles de phase avec des rapports N et P (qui peuvent être fractionnaires).

Le mélangeur M effectue le battement soustractif des fréquences délivrées par O1 et O2, battement correspondant à la fréquence de sortie synthétisée.

Le filtre PB élimine le battement additif et les résidus de porteuse, et l'amplificateur G amène le signal de sortie au niveau désiré.

Le bruit de phase apporté par chaque élément du dispositif se retrouve sur le signal de sortie, mais chacune de ces sources de bruit voit son importance varier en fonction de la fréquence synthétisée et si l'on considère le spectre RF, l'éloignement de la porteuse.

Nous distinguons trois sources distinctes de bruit de phase dans un synthétiseur :

- I - Le bruit de la référence,
- II - Le bruit de synthèse,
- III - Le bruit du démodulateur-ampli de sortie.

La figure 18 représente le bruit de phase d'un synthétiseur en fonction de la fréquence synthétisée.

La fréquence et la phase de sortie étant liées à la référence, le bruit de cette référence sera proportionnel à la fréquence synthétisée (courbe, pointillés longs)

Le bruit de synthèse et du démodulateur-ampli est constant. (pointillés courts).

Le bruit de sortie est la somme quadratique de ces phénomènes.

.../

La figure 19 représente le spectre RF schématisé d'un synthétiseur.

Le bruit de synthèse II se manifeste très près de la porteuse (et n'est pas mesurable du fait de la largeur du filtre d'analyse, mais il est possible de mesurer les fluctuations TBF de phase).

Le bruit de référence I n'est perceptible qu'en fréquences synthétisées très élevées, du fait du rapport de multiplication important.

Le bruit du démodulateur-ampli III correspondant à un spectre plat (bruit blanc) constitue l'asymptote vers laquelle tend SRF.

Dans le cas de synthétiseurs bande étroite, couvrant moins de l'octave, il est possible de sortir directement sur oscillateur. Dans ce cas, le bruit de synthèse est 3 fois plus faible (oscillateur fonctionnant 3 fois plus bas) et le bruit asymptotique correspond à celui d'un générateur LC à sortie directe soit un niveau de $-160 \text{ dB } \sqrt{\text{Hz}}$ au lieu de $-120 \text{ dB } \sqrt{\text{Hz}}$ avec un synthétiseur à battement.

E/ RESULTATS OBTENUS - BRUIT DE PHASE TBF.

La figure 20 représente les fluctuations de phase en fonction du temps, d'un 203 S à 1 MHz.

La durée du balayage est de 3 mn et l'échelle verticale de $0,02^\circ/\text{division}$.

Les écarts de phase maximum n'excèdent pas $0,05^\circ$. Dans les mêmes conditions, un générateur classique verrait sa phase tourner de plusieurs tours.

TABLE DES FIGURES



Mr. LEROY

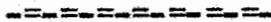
- 1 - FREQUENCEMETRE HETERODYNE
- 2 - EMETTEUR. ET RECEPTEUR SYNTHETISES
- 3 - OSCILLOGRAMME : FILTRE 100 Hz/cm
- 4 - OSCILLOGRAMME : FILTRE 50 Hz/cm
- 5 - DISPOSITIF POUR LA MESURE DES FILTRES POINT PAR POINT

Mr. CHARBONNIER

- 6 - SYNTHESE DIRECTE
- 7 - SYNTHESE A PHASE LOCK (CAPTAGE)
- 8 - SYNTHESE A PHASE LOCK AVEC COMPTEUR
- 9 - SYNTHESE A PHASE LOCK A 3 BOUCLES
- 10 - SIGNAUX : MODULATION D'AMPLITUDE ET DE PHASE

Mr. REMY

- 11 - ANALYSEUR DE SPECTRE ASCO
- 12 - DETECTEUR DE PHASE (BRUIT TBF)
- 13 - SPECTRE D'UN GENERATEUR RC : 100 Hz/division
- 14 - SPECTRE D'UN GENERATEUR RC : 1 kHz/division
- 15 - SPECTRE D'UN 203 S : 100 Hz/division
- 16 - SPECTRE D'UN 203 S : 1 kHz/division
- 17 - BLOC DIAGRAMME D'UN SYNTHETISEUR
- 18 - BRUIT DE PHASE EN FONCTION DE LA FREQUENCE
- 19 - SPECTRE RF : ORIGINE DES BRUITS
- 20 - ENREGISTREMENT DU BRUIT TBF.



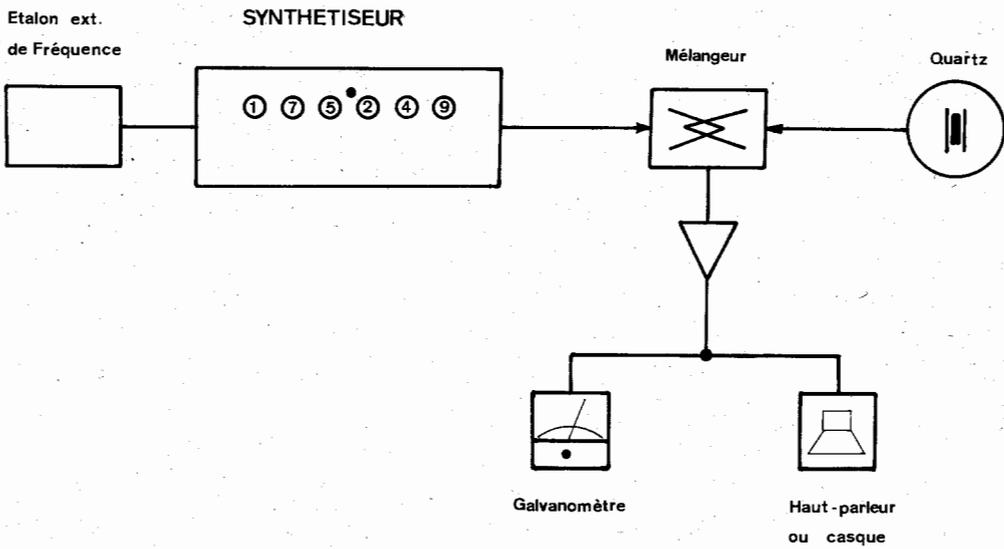


fig.1

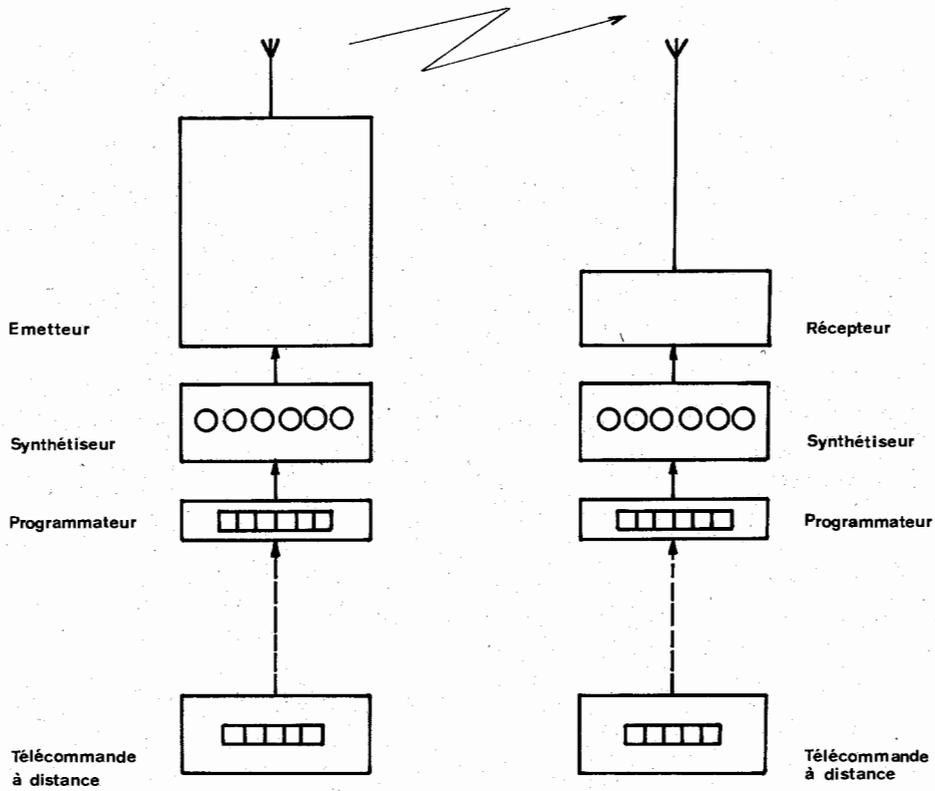


fig.2

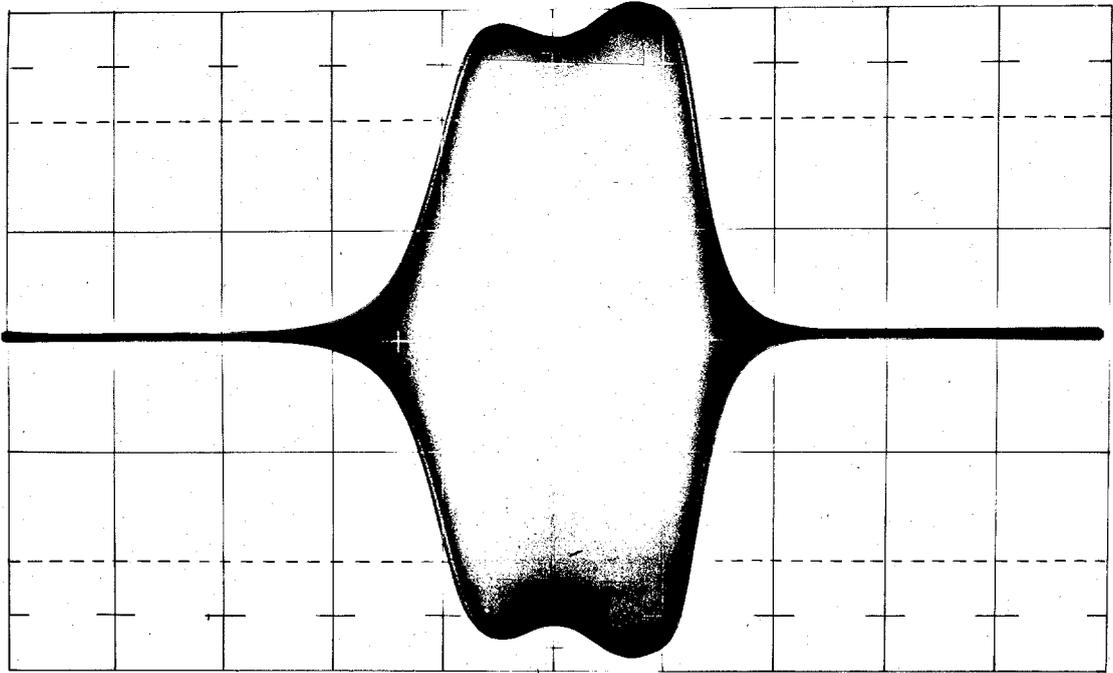


fig. 3

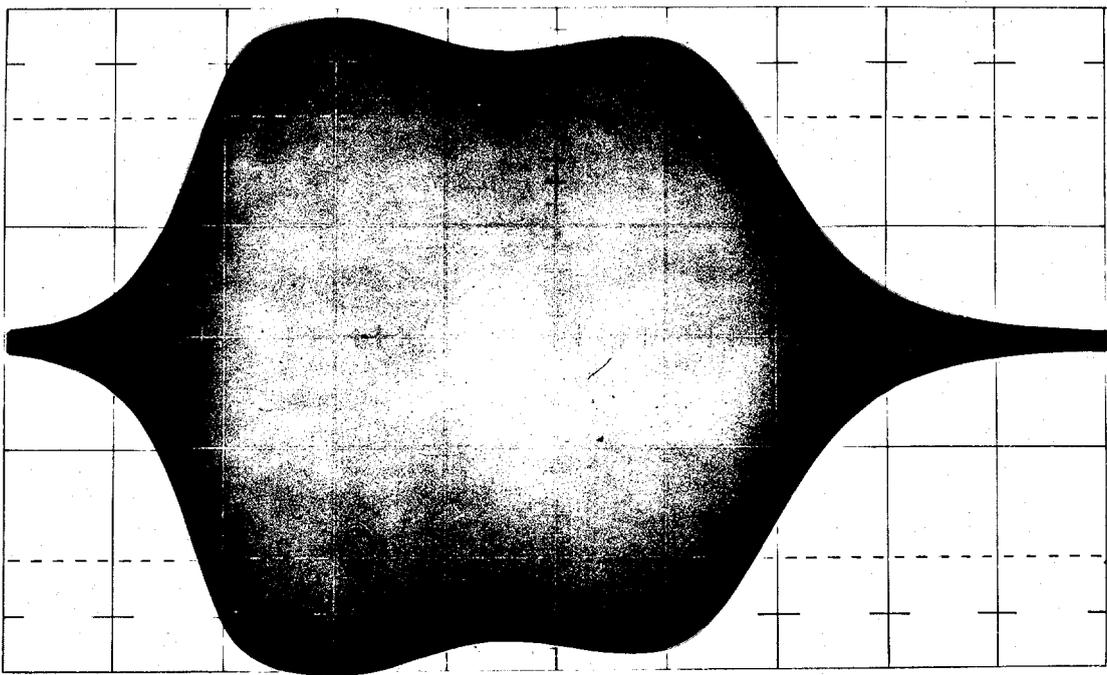


fig. 4

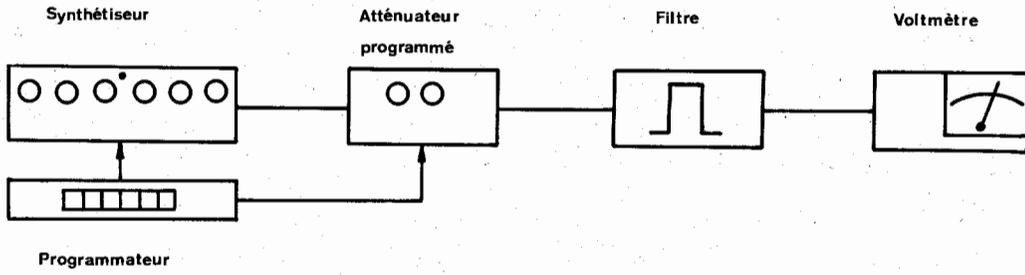


fig.5

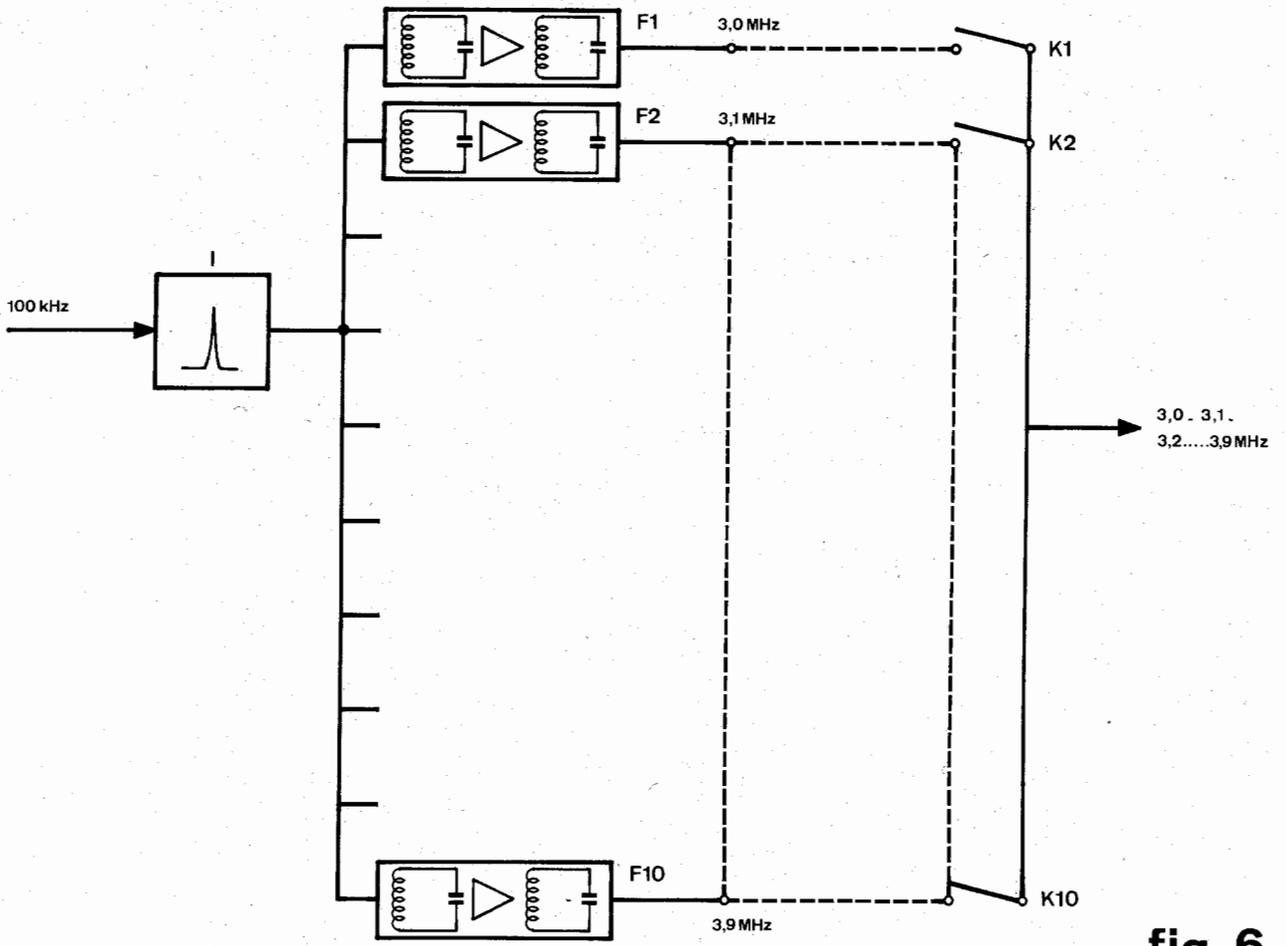


fig. 6

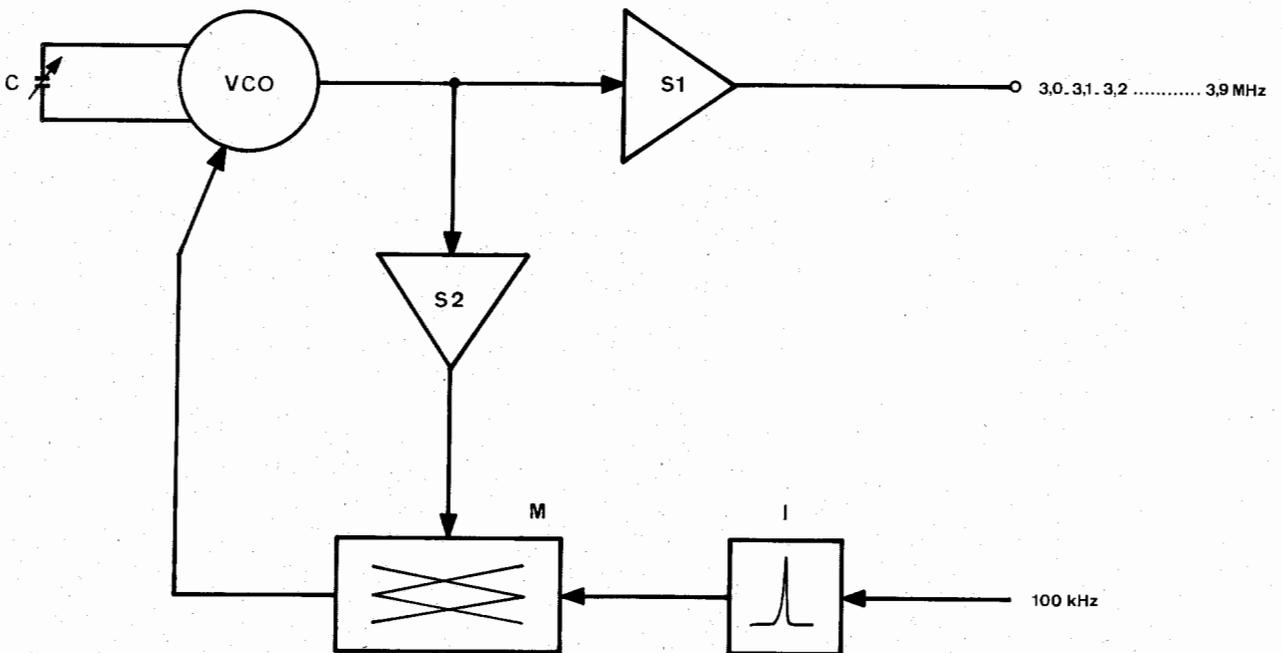


fig. 7

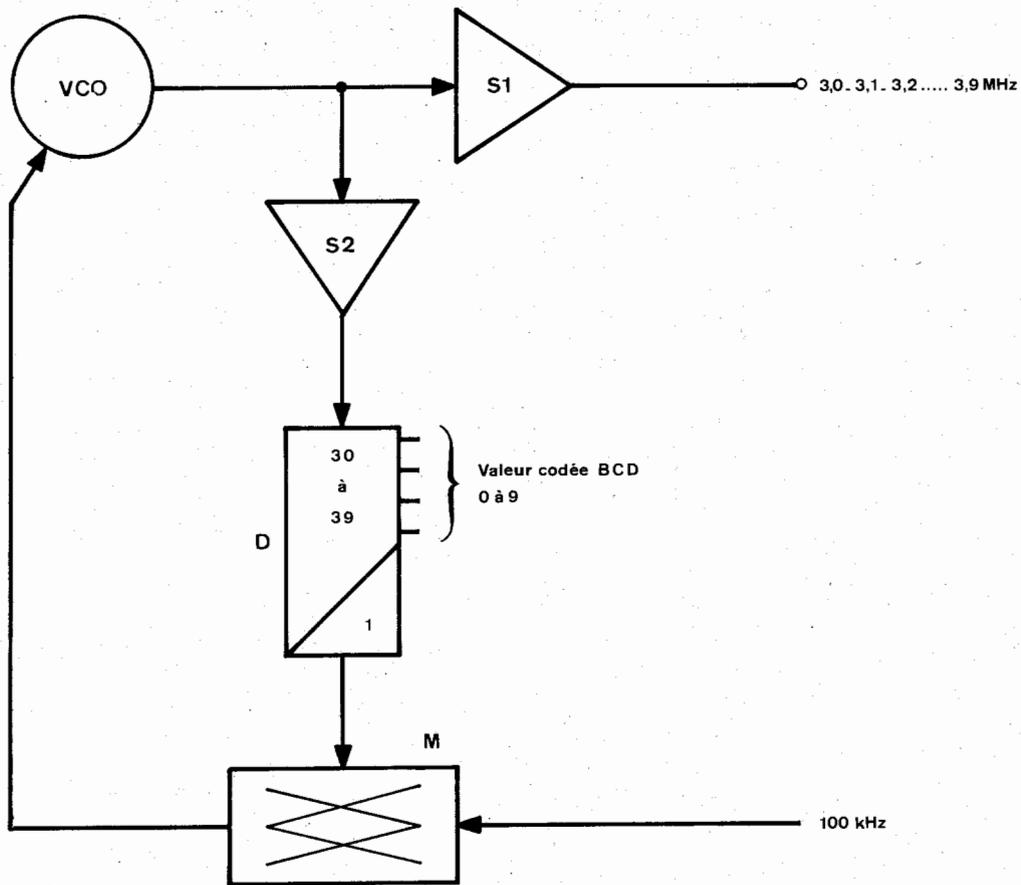


fig. 8

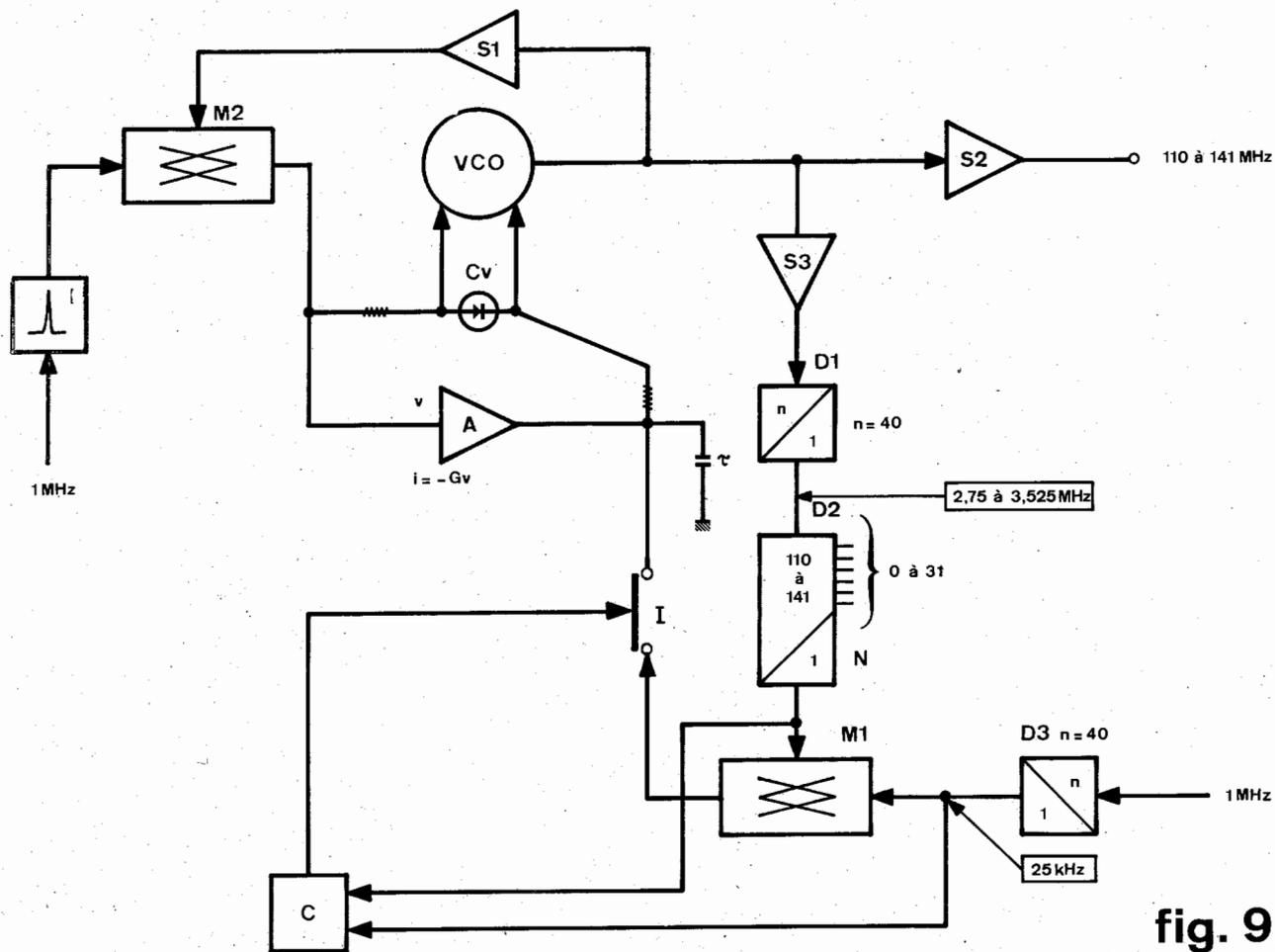


fig. 9

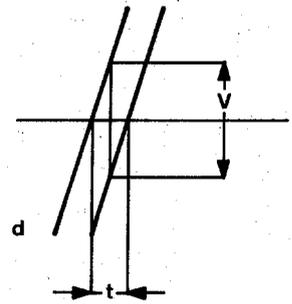
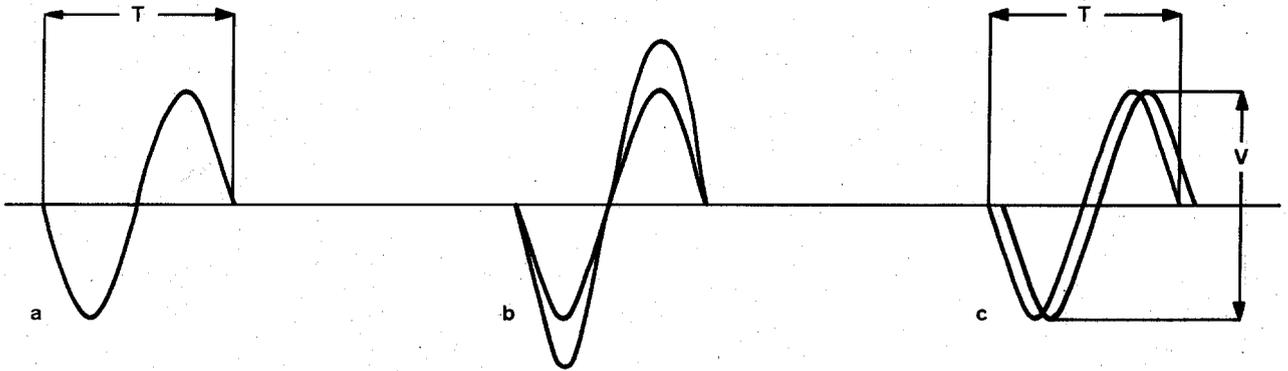


fig. 10

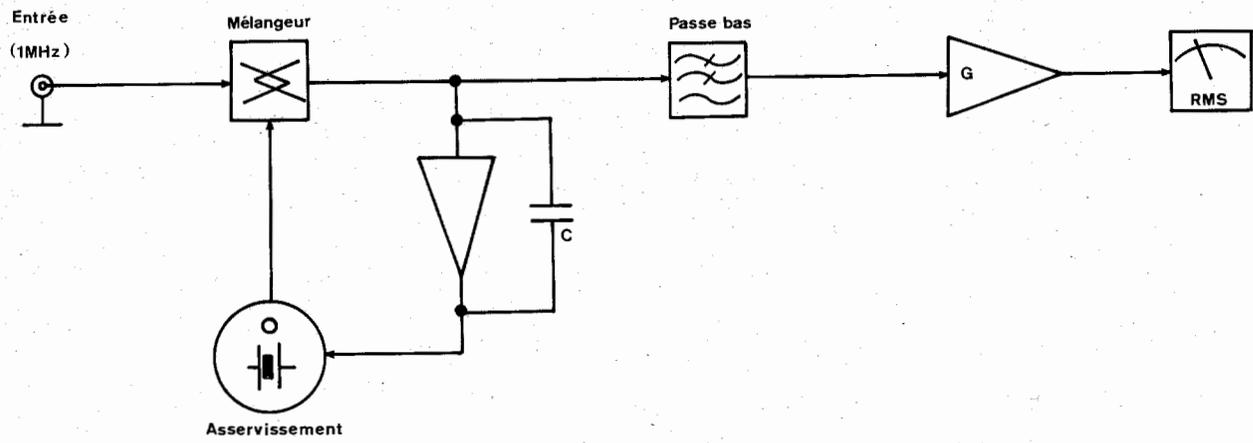


fig.12

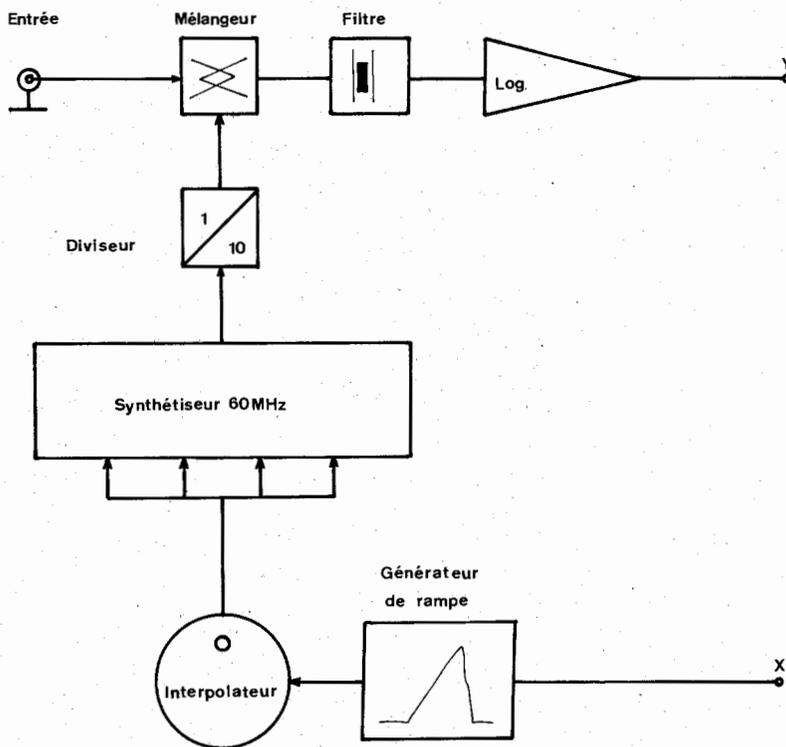


fig.11



ASCO 6100
SPECTROGRAMME

Appareil
Générateur

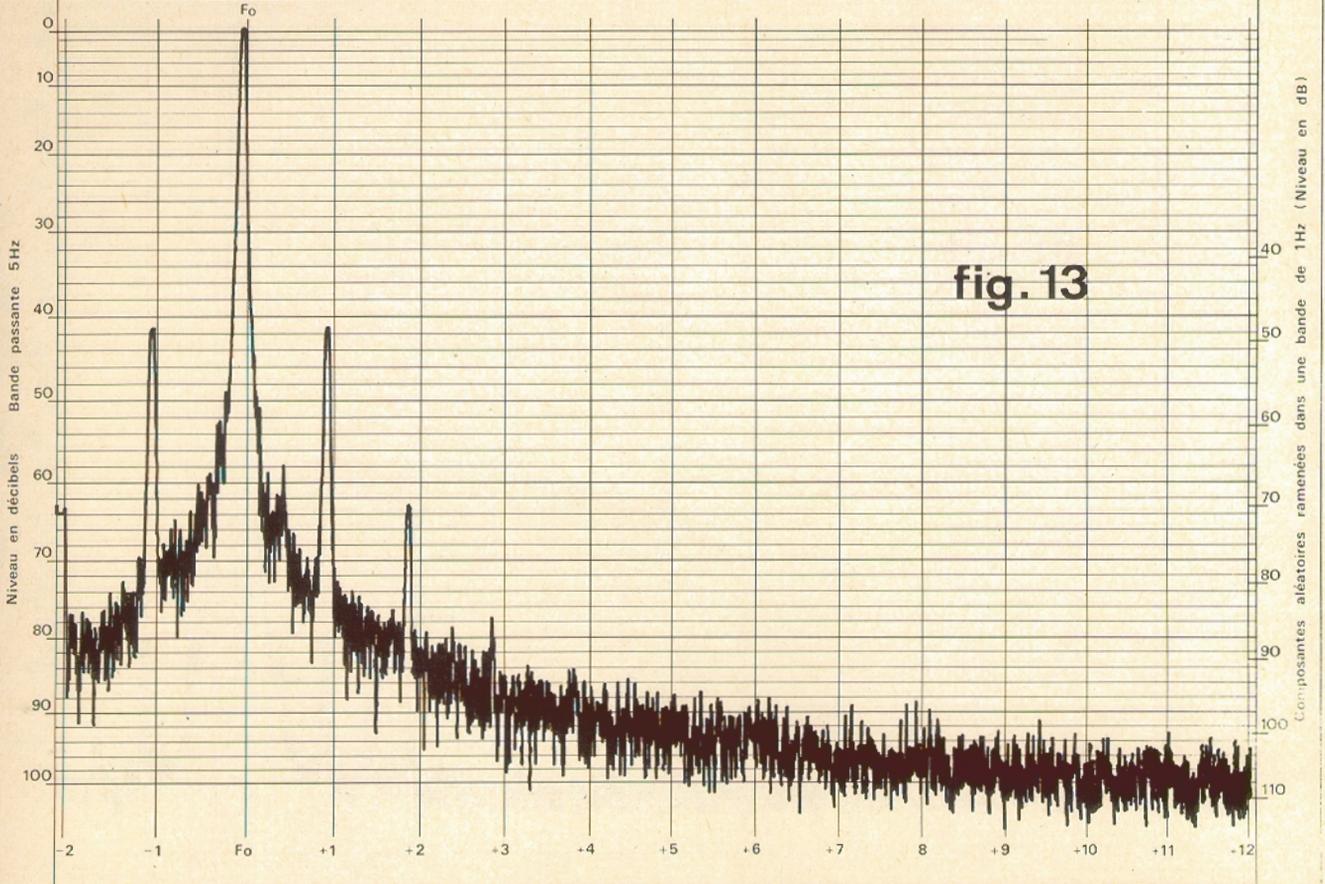
N° de série
611-00405

Signal analysé
1V eff

Fréquence. Fo
1MHz

Dispersion / div
100 Hz / div

Date
8-4-71



Observations



ASCO 6100
SPECTROGRAMME

Appareil
Générateur

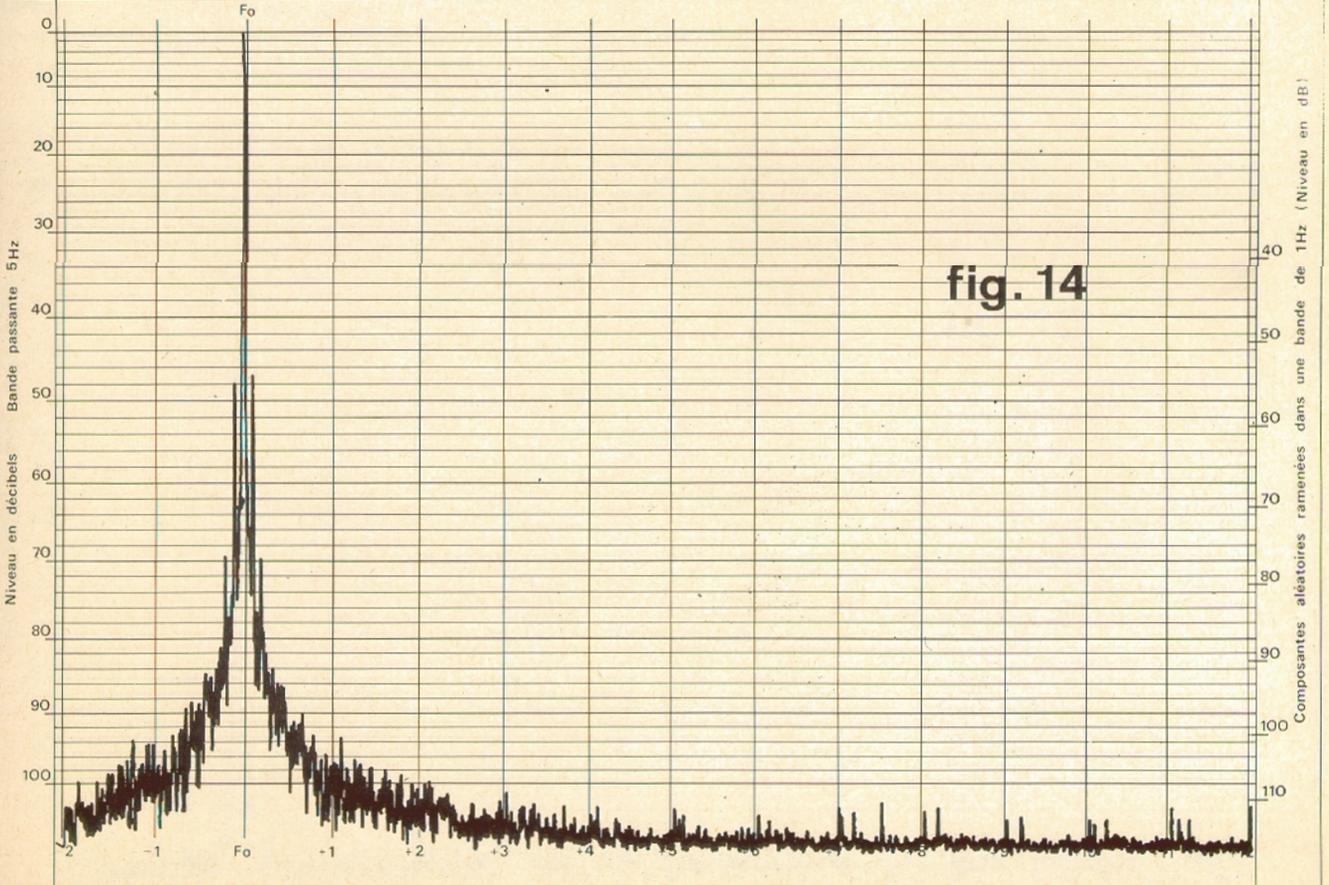
N° de série
611-00405

Signal analysé
1V eff

Fréquence. Fo
1MHz

Dispersion / div
1KHz / div

Date
8-4-71



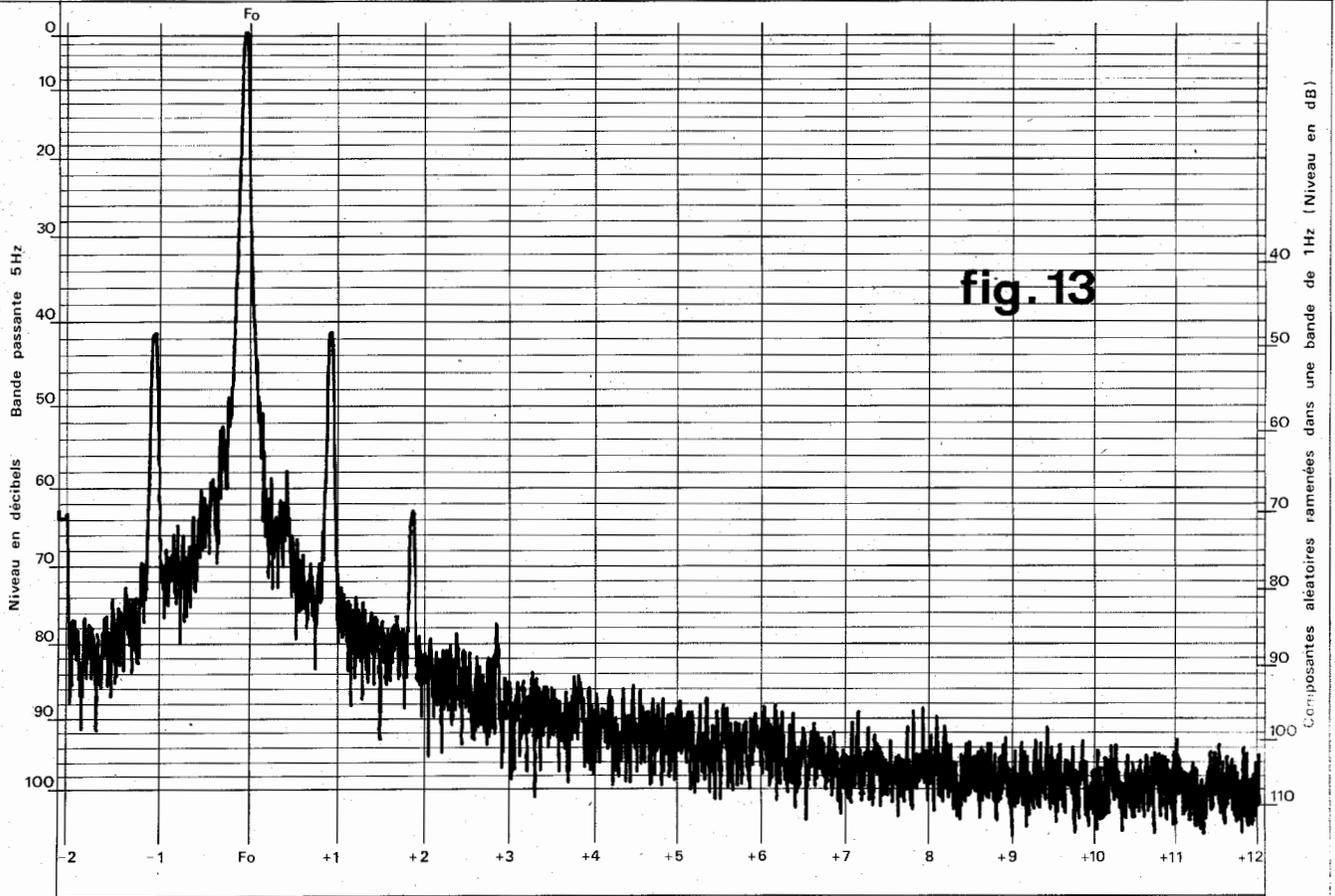
Observations



ASCO 6100

SPECTROGRAMME

Appareil	N° de série	Signal analysé	Fréquence. Fo	Dispersion / div	Date
Générateur	611-00405	1V eff	1MHz	100 Hz / div	8-4-71



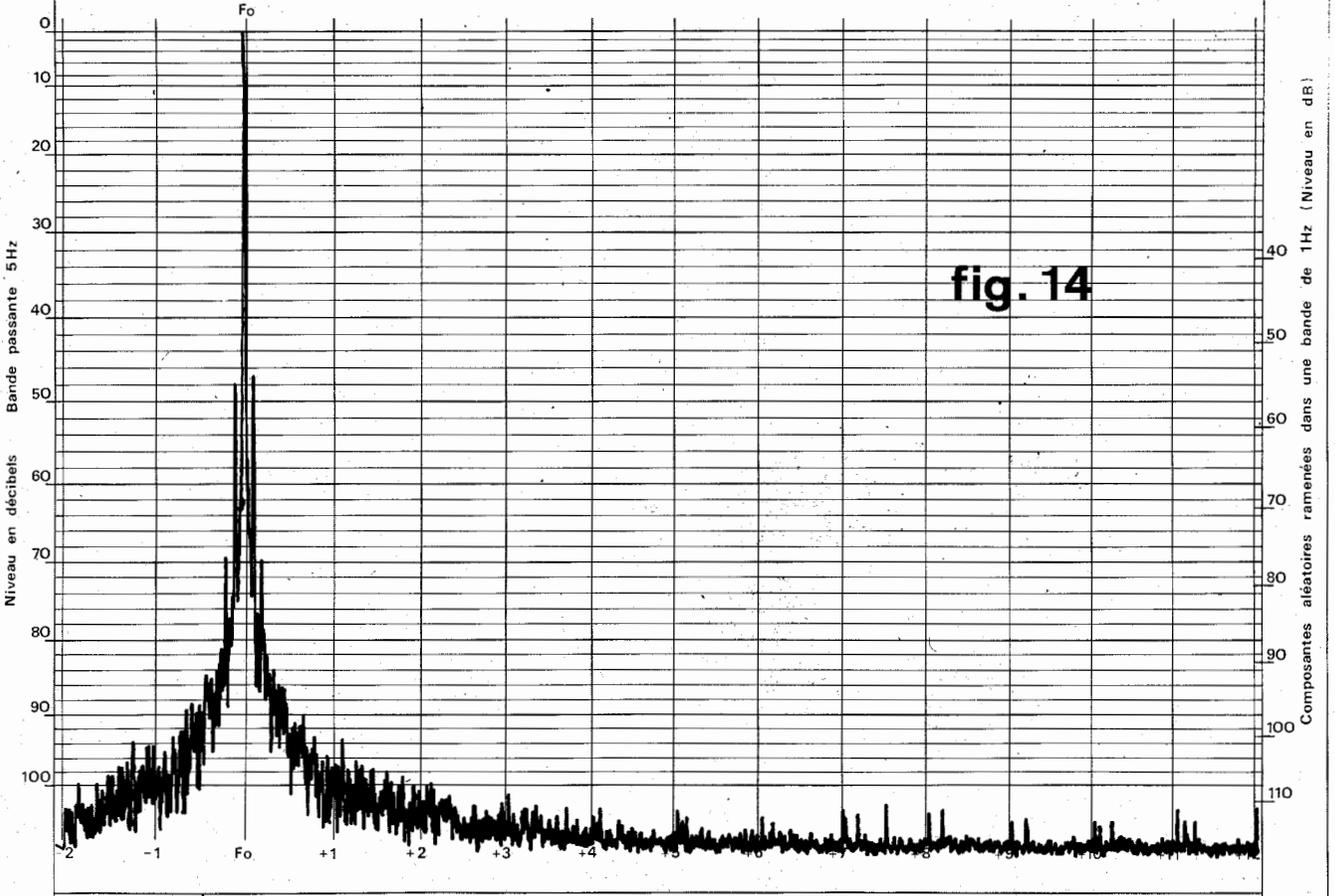
Observations



ASCO 6100

SPECTROGRAMME

Appareil	N° de série	Signal analysé	Fréquence. Fo	Dispersion / div	Date
Générateur	611-00405	1V eff	1MHz	1KHz / div	8-4-71



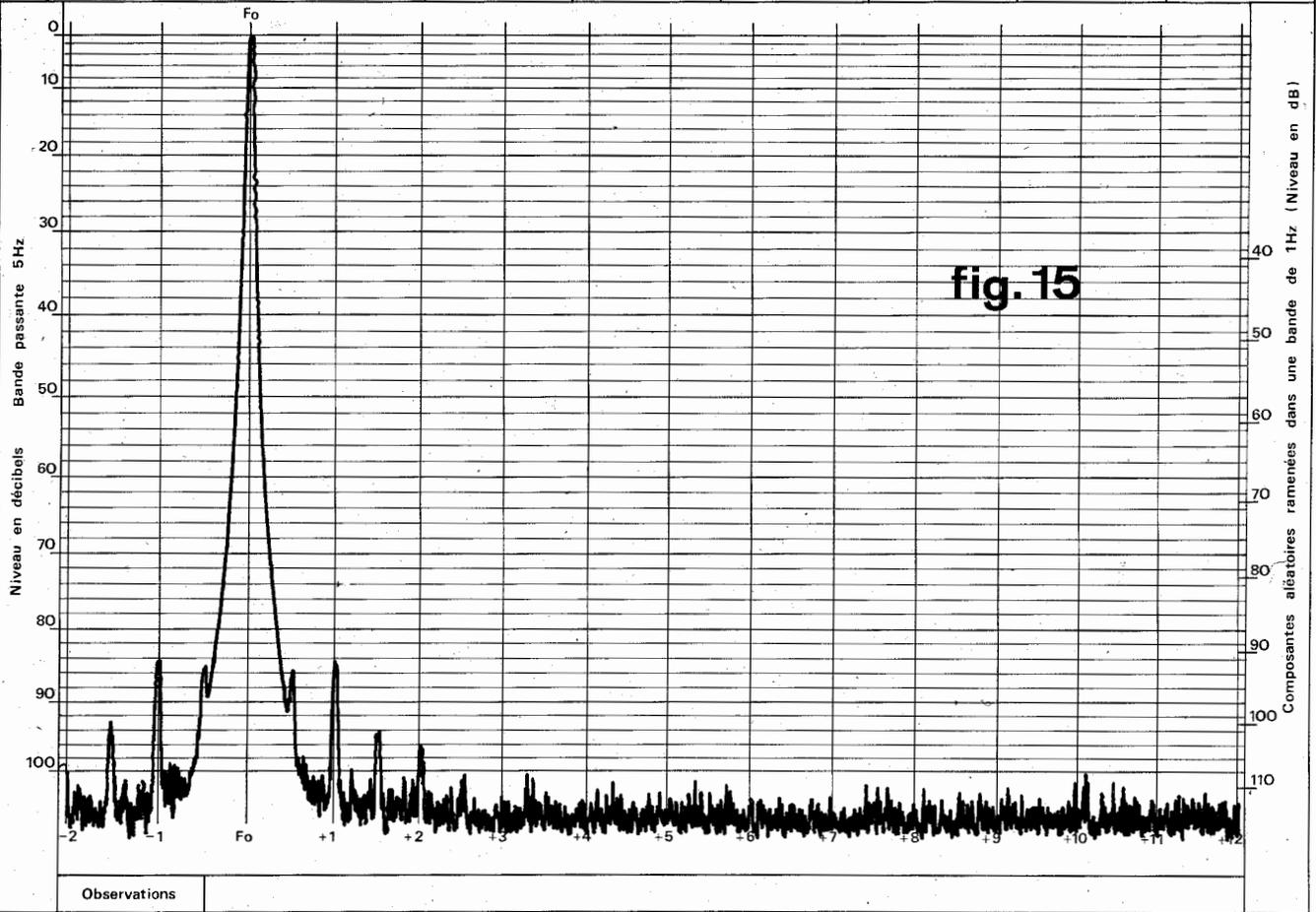
Observations



ASCO 6100

SPECTROGRAMME

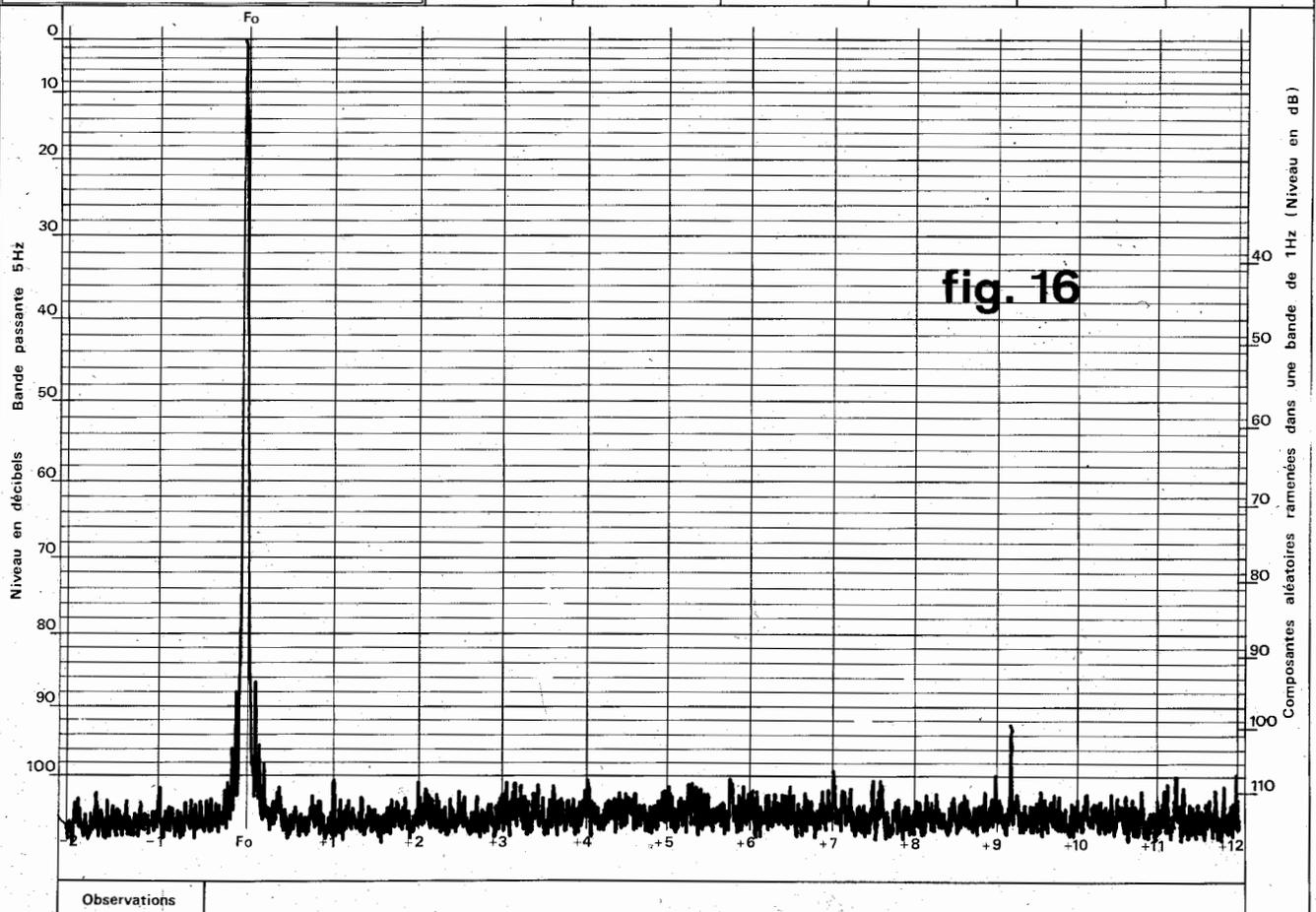
Appareil	N° de série	Signal analysé	Fréquence. Fo	Dispersion / div	Date
CS 2035	0603	1V eff	1MHz	100Hz/div	8-4-71



ASCO 6100

SPECTROGRAMME

Appareil	N° de série	Signal analysé	Fréquence. Fo	Dispersion / div	Date
CS 2035	0603	1V eff	1MHz	1KHz/div	8-4-71



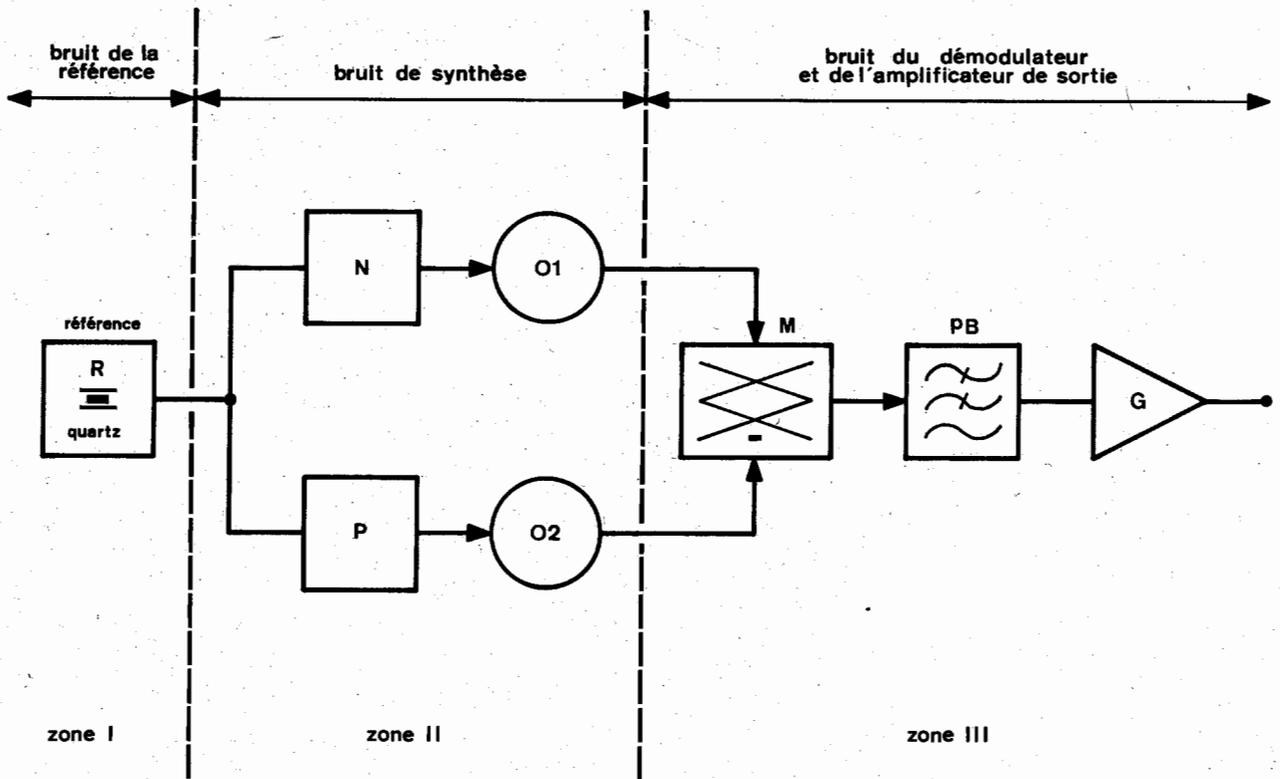


fig.17

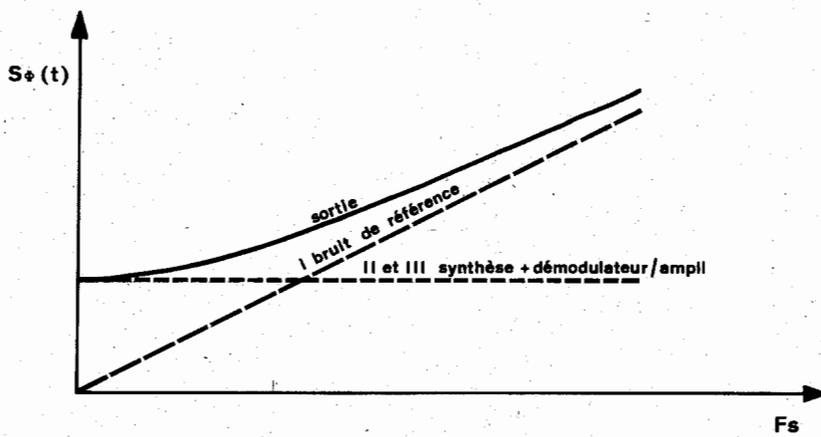


fig. 18

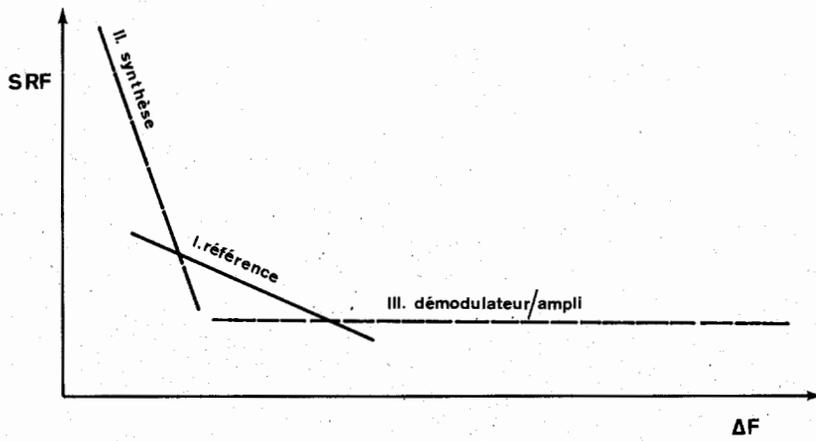
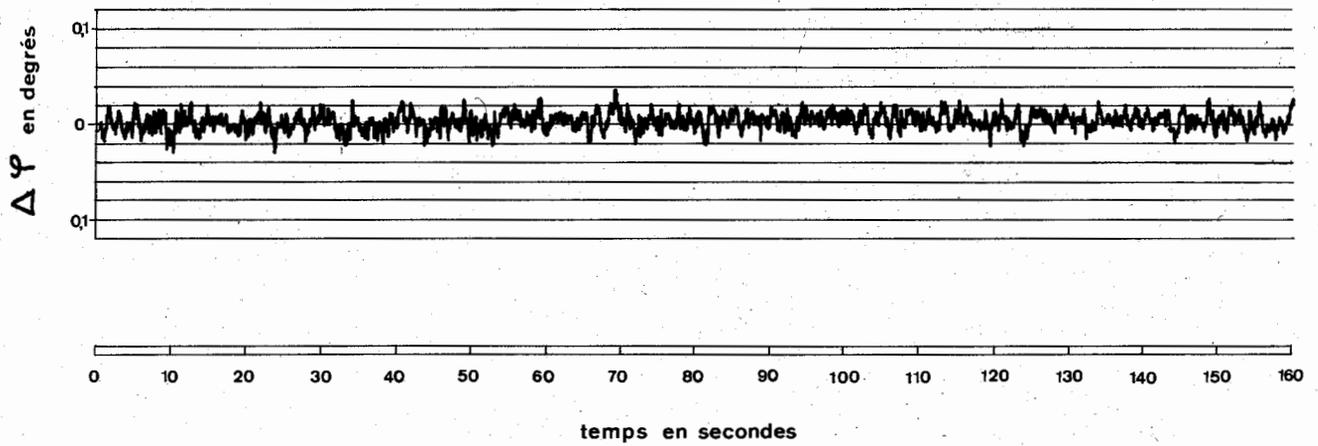


fig.19

Bruit de phase T B F



Appareil: 2035 n° 06/03

Date : 8-4-71

Fig 20