



APPLICATIONS

PROPRIETES ET APPLICATIONS DU SYNTHETISEUR ITERATIF A OSCILLATEUR D'EXTRAPOLATION

Extrait de *L'Onde Électrique*, vol. 52, fasc. 11, décembre 1972

41



electronique

**Propriétés et applications
du synthétiseur itératif
à oscillateur d'extrapolation**

par R. CHARBONNIER



ADRET-Electronique

Propriétés et applications du synthétiseur itératif à oscillateur d'extrapolation

Résumé

Les synthétiseurs de fréquence utilisés comme générateurs de mesure et de contrôle utilisent en général un procédé itératif de synthèse. Un oscillateur de recherche commutable peut être associé à ce procédé. L'auteur présente dans cet article diverses applications connues ou nouvelles que permet cet oscillateur d'extrapolation.

Introduction

Outre ses utilisations en tant que matériel d'équipement, dans le domaine des télécommunications par exemple, le générateur synthétiseur de fréquence peut également être présenté sous la forme d'un générateur perfectionné (programmable, modulable) aux utilisations très diverses.

Après un bref rappel sur le principe de la synthèse itérative, l'auteur s'est attaché à décrire le principe de l'oscillateur d'extrapolation ainsi que plusieurs applications pratiques du synthétiseur itératif à oscillateur d'extrapolation telles que la wobulation, la mesure des faibles écarts absolus ou relatifs de fréquence, la mesure des instabilités de fréquence et la modulation de fréquence télégraphique.

Tout particulièrement, la méthode du fréquence-mètre actif automatique qui permet d'effectuer la mesure rapide des fréquences élevées avec une grande résolution, semble constituer un aspect nouveau très intéressant de la fréquencesmétrie.

1. Boucle d'asservissement de phase à contrôle numérique

La figure 1 représente le schéma bloc d'une telle boucle dans laquelle on distingue un oscillateur dont la fréquence est contrôlée par une tension, un diviseur de fréquence de taux de division N , un comparateur de phase recevant par ailleurs une fréquence de référence f , et la connexion entre la sortie du comparateur de phase et le point de commande de déviation de l'oscillateur. Lorsque la boucle est stabilisée, la fréquence délivrée par l'oscillateur F est égale à N fois f .

Si N est le taux de division, a la déviation de fréquence par volt de l'oscillateur et b la tension de sortie par radian du comparateur de phase, la constante

de temps de la boucle s'écrit $\tau = N/2\pi ab$ et la fréquence de coupure de la boucle est $F_c = ab/N$, tout ceci sans tenir compte d'un filtrage supplémentaire éventuel situé entre la sortie du comparateur de phase et le point de commande de l'oscillateur. On peut remarquer que $2\pi ab/N$ est égale à Δf , variation de fréquence à l'entrée du comparateur de phase pour une tension correspondant à une variation de phase de 2π radians ou 360° . Ceci permet d'écrire également $\tau = 1/\Delta f_{(360^\circ)}$.

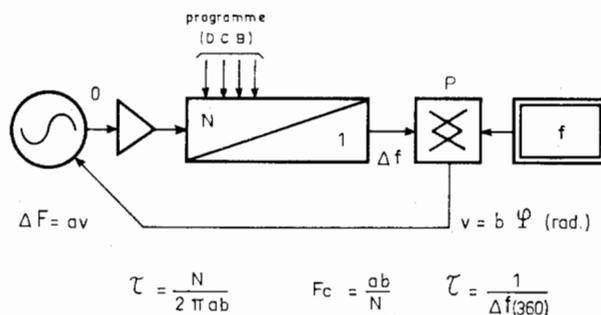


FIG. 1.

2. Synthèse itérative

La figure 2 représente le bloc diagramme d'un synthétiseur utilisant le principe de synthèse itérative. La fréquence porteuse intermédiaire F_0 est appliquée à l'entrée de chaque unité d'insertion numérique ou « décade » et comporte un incrément correspondant à tous les chiffres situés en amont, soit A . Si pour une

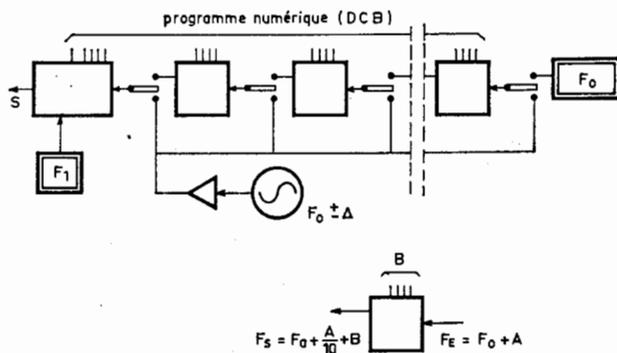


FIG. 2.

décade la fréquence d'entrée est F_E égale $F_0 + A$, la fréquence de sortie est $F_s = F_0 + \frac{A}{10} + B$, B étant

l'incrément local correspondant à la valeur du chiffre auquel la décade est affectée. Toutes les unités d'insertion numérique sont identiques sauf éventuellement celle de droite (chiffres les moins significatifs) qui peut générer plusieurs chiffres à la fois (centade, millade) et celle de gauche de technologie éventuellement différente (HF) et générant également plus de 10 pas (20, 30, etc).

En vue d'obtenir une variation continue de la fréquence générée, un oscillateur d'extrapolation délivre une fréquence $F_0 \pm \Delta$ qui peut être substituée à l'entrée de chaque décade ou unité d'insertion numérique. A la sortie de la chaîne de synthèse apparaît une déviation de fréquence $\delta = \Delta/10^n$ si n est le nombre de décades à division d'incrément situées en aval du point de connexion.

Une autre structure représentée par la figure 3 utilise pour chaque décade une fréquence supplémentaire F_i fixe qui peut être de préférence celle du pilote à quartz de l'instrument et qui s'ajoute arithmétiquement à $F_0 + A$. En substituant sur une décade une fréquence $F_i \pm \Delta$ issue d'un oscillateur d'extrapolation, le résultat est le même que précédemment mais les chiffres situés en aval restent significatifs.

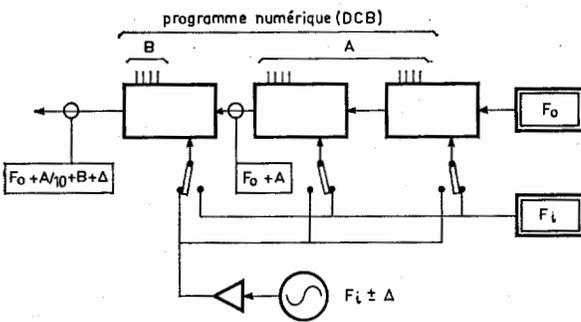


FIG. 3.

3. Oscillateur d'extrapolation à commande analogique fonction dite "recherche"

Un tel oscillateur est du type VCO (oscillateur contrôlé par tension) qui doit présenter une bonne

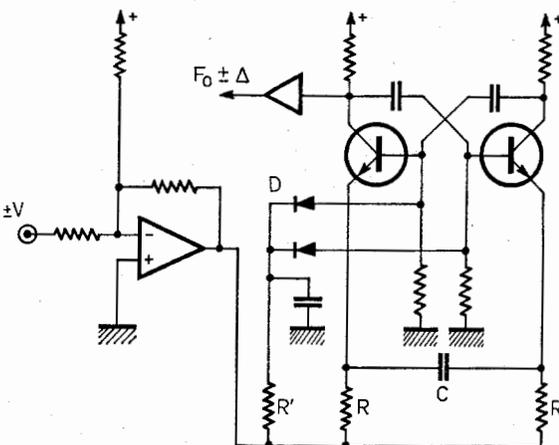


FIG. 4.

linéarité et une grande stabilité de fréquence vis-à-vis des grandeurs d'influence parasites telle que la température, et également un faible bruit de phase. La figure 4 représente un multivibrateur à couplage entre émetteurs de réalisation simple couvrant la plage 2 MHz \pm 100 kHz.

La figure 5 est relative à une version plus performante à circuit LC accordé par diodes à capacité variable et fonctionnant à la fréquence 15 MHz \pm 1 MHz soit une variation de ± 13 %. Un multiplicateur analogique compense les termes du deuxième ordre et du troisième ordre de la courbe fréquence/tension de l'oscillateur, et une linéarité de 2 ‰ par rapport à la meilleure droite peut être obtenue sans difficulté. La bande passante de modulation atteint 100 kHz et la stabilité est excellente grâce à la compensation thermique introduite par le transistor en montage collecteur commun, placé en série dans l'alimentation du point milieu du circuit oscillant. Bien entendu la fréquence « recherche » est disponible pour mesure extérieure, à l'aide d'un fréquencemètre à compteur, par exemple.

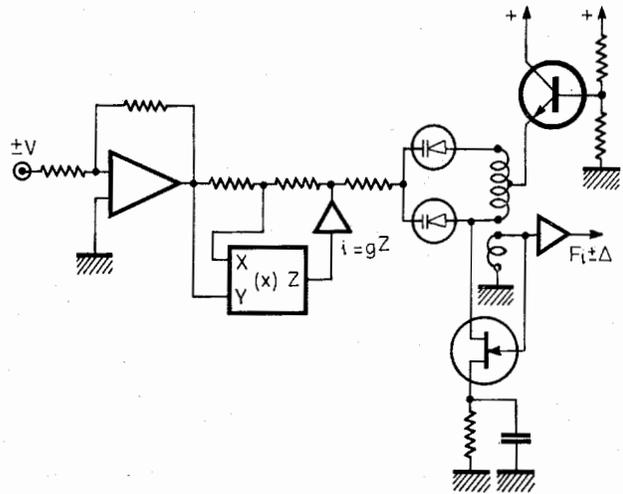


FIG. 5.

3.1. Fonction wobulation

La figure 6 représente le schéma bloc d'un ensemble wobulation-marqueur. Un générateur G fournit une tension en dents de scie à fréquence réglable commandant l'oscillateur d'extrapolation.

Outre sa connexion aux circuits de synthèse, la fréquence de l'oscillateur est mélangée dans un

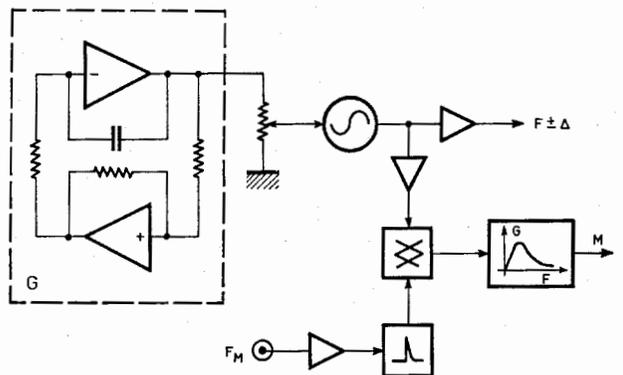


FIG. 6.

mélangeur M au spectre des fréquences harmoniques d'une fréquence ronde de référence F_M . A la sortie sont disponibles des signaux de marquage du type « papillon ».

Les oscillogrammes 7 et 8 représentent des courbes de filtres avec marqueur tous les 100 kHz et tous les 100 et 20 kHz. Dans ce cas la fréquence « recherche »

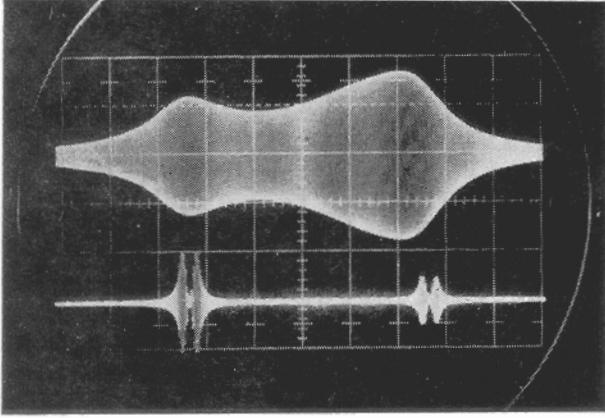


FIG. 7 et 8.

est appliquée en sortie des décades et n'est donc pas divisée. Par contre, l'oscillogramme 9 représente la wobulation d'un filtre 250 kHz avec une dispersion de ± 500 Hz. Dans ce cas les marqueurs principaux sont espacés de 1 kHz et les marqueurs secondaires de 200 Hz.

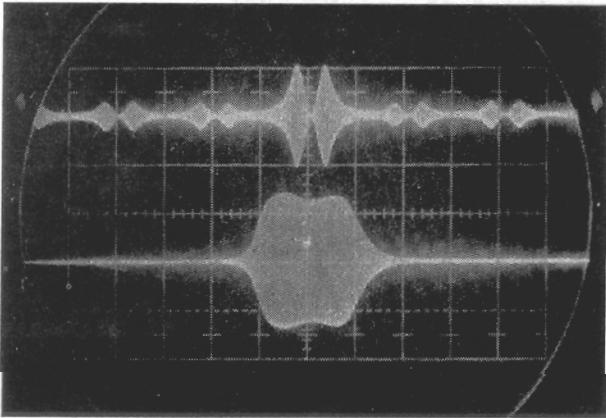


FIG. 9.

Ce dernier exemple illustre les vertus particulières de la fonction wobulation d'un synthétiseur, à savoir :

a) la fréquence médiane est d'autant plus stable que la dispersion est plus faible. Celle-ci peut être, par exemple, de $\pm 0,1$ Hz même à plusieurs MHz. Ceci autorise le relevé de la fonction de transfert de composants à très haute surtension tels que quartz, filtres à quartz, résonateurs électromécaniques, etc...

b) les marqueurs sont obtenus par un circuit unique à partir de la fréquence de l'oscillateur d'extrapolation avant division d'incrément par les circuits de synthèse. Leur espacement est donc proportionnel à la valeur maximale de la gamme de dispersion choisie.

c) dans le cas d'un circuit de synthèse, tel que celui de la figure 3, dans lequel l'oscillateur d'extrapolation est substitué à la fréquence F_i , les marqueurs correspondent à des valeurs rondes de déviation de fréquence par rapport à une valeur centrale affichée avec le nombre de chiffres significatifs désiré. On dispose donc de marqueurs que l'on peut appeler « relatifs » ou « différentiels », permettant de calibrer les écarts de fréquence par rapport à une valeur de référence quelconque affichée par ailleurs.

3.2. Mesure des faibles écarts absolus de fréquence, fréquencemètre actif

La figure 10 représente un circuit possible pour asservir la fréquence de sortie d'un synthétiseur à une fréquence extérieure voisine de la valeur affichée.

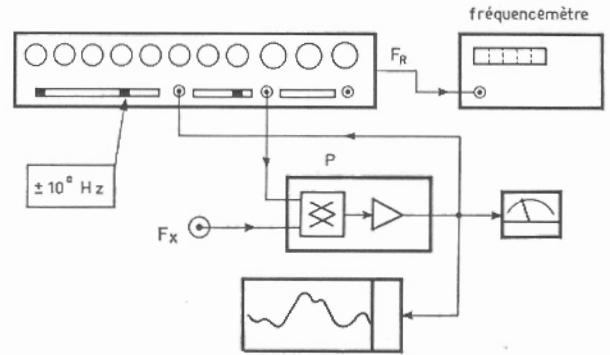


FIG. 10.

Les deux fréquences sont comparées dans un comparateur de phase P dont la tension de sortie commande l'oscillateur d'extrapolation. Si le rang de dispersion est ± 1 Hz, et la constante du comparateur de 2 Hz pour 2π radians, la constante de temps de la boucle est $\tau = 1/2$ soit 500 ms. Pour une gamme de dispersion de $\pm 10^a$, $\tau = 500 \times 10^{-a}$ ms comme indiqué sur le tableau 11. Mais si ces dispersions sont obtenues à partir d'un oscillateur d'extrapolation couvrant ± 1 MHz, on voit que dans le cas $a = 1$ soit ± 10 Hz,

TABLEAU 11

Déviations	Constante de temps (ms)	Comptage 10 ms Résolution (absolue) (mHz)	Résolution (relative) (MHz)
± 1 Hz	500	0,1	$10^{-10} \times F$
± 10 Hz	50	1	$10^{-9} \times F$
± 100 Hz	5	10	$10^{-8} \times F$
± 1 kHz	0,5	100	$10^{-7} \times F$

une variation de fréquence d'asservissement de ± 1 Hz se traduit par une variation de fréquence de $\pm 10^5$ Hz de l'oscillateur d'extrapolation et une constante de temps de 50 ms. Ceci signifie qu'un comptage d'une durée de 10 ms sur la fréquence de l'oscillateur d'extrapolation autorisera une définition de 1 mHz avec la possibilité d'actualiser la mesure plusieurs fois par seconde, soit $\pm 10^{-9}$ pour une fréquence de 1 MHz ou $\pm 10^{-10}$ pour une fréquence de 10 MHz.

La dérive de la fréquence d'asservissement disponible comme il vient d'être indiqué sous forme numérique à la sortie du compteur auxiliaire est également disponible sous forme analogique à la sortie du comparateur de phase, et se prête à l'enregistrement graphique.

La figure 12 représente l'organisation d'un fréquencemètre actif automatique. Dans un premier temps le compteur C_1 compte pendant une seconde la fréquence inconnue F_x . La valeur numérique obtenue est mémorisée et sert de consigne au synthétiseur dont la résolution est de 1 Hz et la dispersion de ± 10 Hz.

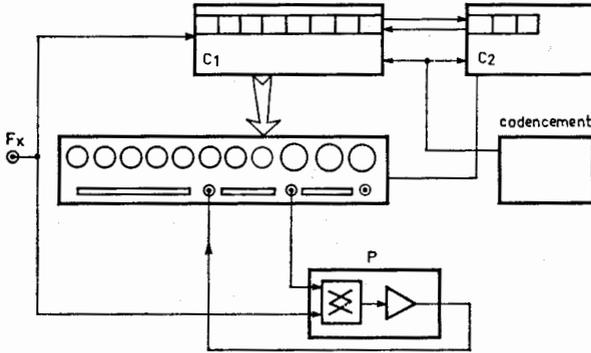


FIG. 12.

Le comparateur de phase P entre alors en action et procède à l'asservissement du synthétiseur à l'aide de l'oscillateur d'extrapolation. La fréquence de ce dernier est comptée dans un compteur C_2 . Celui-ci comporte les chiffres « après virgule », et est connecté au compteur C_1 par un circuit de soustraction - addition faisant en définitive apparaître en clair la valeur de la fréquence inconnue. Celle-ci est ensuite actualisée plusieurs fois par seconde.

L'utilisation d'un synthétiseur à très faible bruit de phase et le choix d'un temps de comptage intégrant les bruits de fréquence dus au réseau, permet la mesure d'une fréquence de 100 MHz avec une résolution de 1 mHz soit 10^{-11} en moins de 3 s, la valeur étant ensuite réactualisée 10 fois par seconde si nécessaire.

Ce procédé, comparé à celui bien connu du fréquencemètre réciproque, permet non seulement d'accéder à la mesure de grande résolution des fréquences élevées, mais élimine en grande partie l'effet du bruit de phase entachant la fréquence F_x du fait de la présence de la boucle intégrale constituée par l'asservissement fréquence/phase.

3.3. Mesure des faibles écarts relatifs de fréquence

La figure 13 indique une organisation possible pour une telle mesure. Le synthétiseur de référence S_1 délivre la fréquence nominale du pilote du synthétiseur S_2 , auquel il est substitué.

Le synthétiseur est lui-même réglé sur une valeur égale à la valeur nominale de la fréquence à mesurer F_x . Le comparateur de phase P asservit l'oscillateur d'extrapolation du synthétiseur S .

Si le taux de division de la déviation de celui-ci est 10^a , la valeur de la fréquence de l'oscillateur

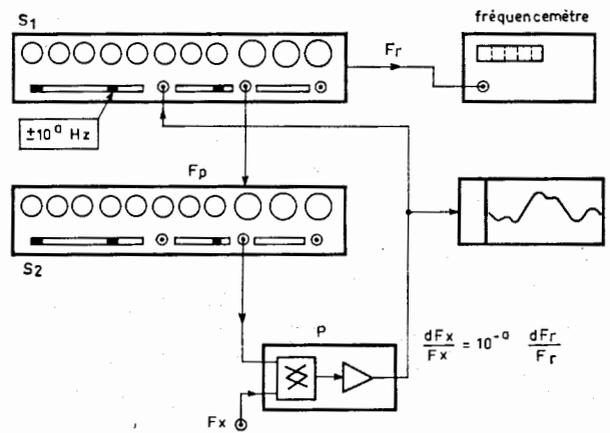


FIG. 13.

d'extrapolation F_k , on peut écrire :

$$\frac{dF_x}{F_x} = 10^{-a} \frac{dF_k}{F_k},$$

le comptage de la fréquence « recherche » ou l'enregistrement analogique de la tension issue du comparateur de phase mesure alors la variation relative de F_x par rapport à sa valeur nominale.

A titre d'exemple, pour $F_x \neq 1$ MHz et $\tau = 50$ ms

La résolution est de 10^{-10} pour un temps de comptage de 0,1 s et de 10^{-11} pour un temps de comptage de 1 s.

3.4. Mesure des instabilités de fréquence (fig. 14)

Il s'agit là, par exemple, de la mesure du pleurage (hum, flutter) des enregistreurs magnétiques FM ou

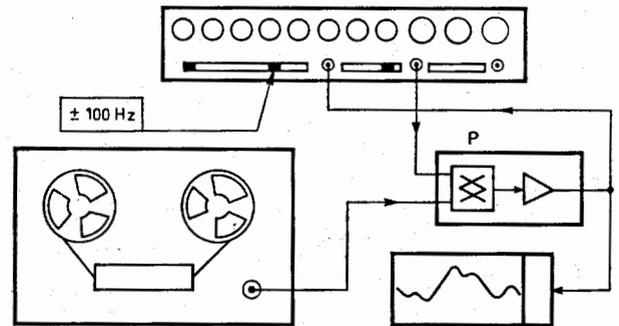


FIG. 14.

dispositifs analogues. Une bande préenregistrée par une fréquence de test F_T précise est relue éventuellement à une vitesse différente. La fréquence de lecture, égale à $K(F_T + \Delta F_T)$, sert à asservir un synthétiseur dont la gamme de dispersion est choisie pour réduire la constante de temps à une valeur

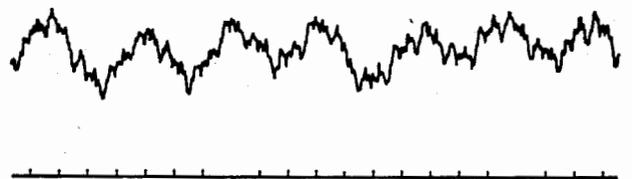


FIG. 15.

suffisamment faible. La tension du comparateur de phase permet alors l'enregistrement de ΔF_T (fig.15).

4. Oscillateur d'extrapolation à commande numérique

Un reproche fait parfois au synthétiseur itératif, servant à faire de la wobulation numérique, est relatif aux sauts de phase faibles mais parfois gênants lors du passage de la fréquence sur les valeurs rondes des chiffres les plus significatifs. En effet si l'on programme, par exemple, 099 puis 100 sur 3 décades successives, les constantes de temps des trois boucles de phase correspondantes ne sont pas rigoureusement égales et le produit N/ab n'est pas rigoureusement indépendant de N même si les composantes du terme ab sont rendues non linéaires dans un but de compensation.

L'oscillateur d'extrapolation à commande numérique utilisé avec un synthétiseur du type représenté figure 3 supprime cet inconvénient en permettant de programmer, par exemple, 2 000 pas de chacun 10^n Hz à l'aide d'une boucle d'asservissement de phase unique, de part et d'autre d'une fréquence centrale quelconque.

La figure 16 représente le schéma élémentaire d'un tel oscillateur. Le compteur à rapport variable C_1 est programmé de 14 000 à 15 999 lorsque la valeur de consigne passe de 0000 à 1 999. De la sorte, la fré-

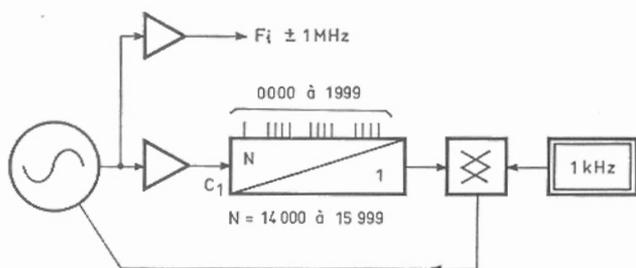


FIG. 16.

quence de sortie varie de 14 000 MHz à 15 999 MHz par pas de 1 kHz. La constante de temps typique d'une telle boucle est de 5 ms mais des artifices permettent de la rendre inférieure à 0,5 ms, ce qui correspond à un temps d'établissement de 2 ms environ.

4.1. Wobulation numérique (fig. 17)

Comme précédemment, le compteur principal C_1 à rapport variable est programmé de 14 000 à 15 999 lorsque la valeur de consigne varie de 0 000 à 1 999. Celle-ci provient du compteur réversible C_2 utilisable également en mémoire dans le cas d'une programmation extérieure. Des circuits de détection de maximum et de minimum ainsi qu'une bascule « set-reset » empêche tout dépassement dans un sens comme dans l'autre et commande automatiquement le changement du sens de progression de la déviation. Un générateur auxiliaire G fournit les signaux d'horloge attaquant le compteur C_2 . On obtient ainsi une wobulation en dents de scie symétrique parfaitement linéaire en fonction du temps.

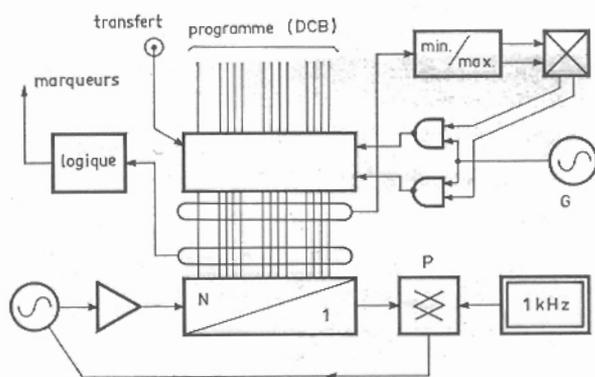


FIG. 17.

Les marqueurs, s'il en est besoin, peuvent être générés par des circuits de coïncidence connectés aux signaux logiques de sortie du compteur C_2 donc par technique purement numérique.

4.2. Modulation de fréquence télégraphique

On sait que la modulation de fréquence télégraphique type F_1 consiste à effectuer une déviation de fréquence à l'aide d'un signal télégraphique en recherchant d'une part une grande précision des fréquences extrêmes, et en imposant d'autre part un temps de transmission optimal entre celles-ci. La figure 18 représente un modulateur F_1 utilisant le principe de l'oscillateur d'extrapolation à commande numérique.

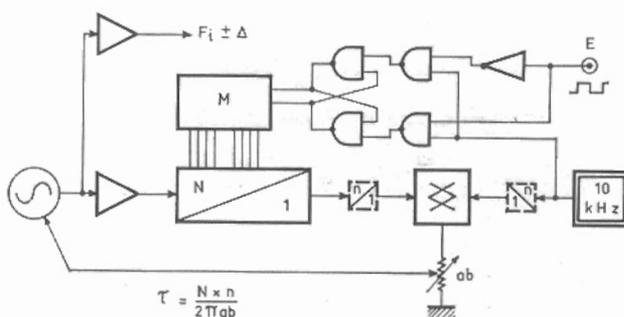


FIG. 18.

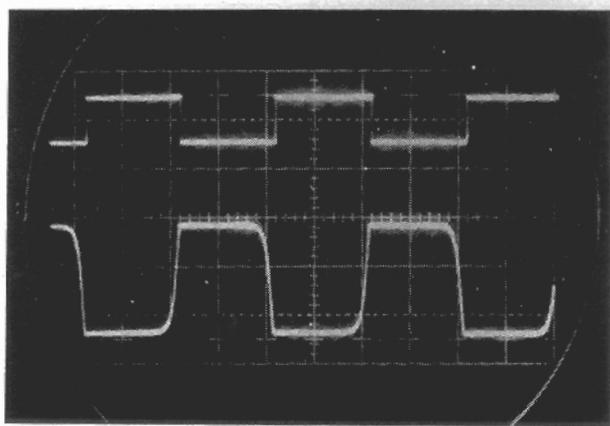


FIG. 19.

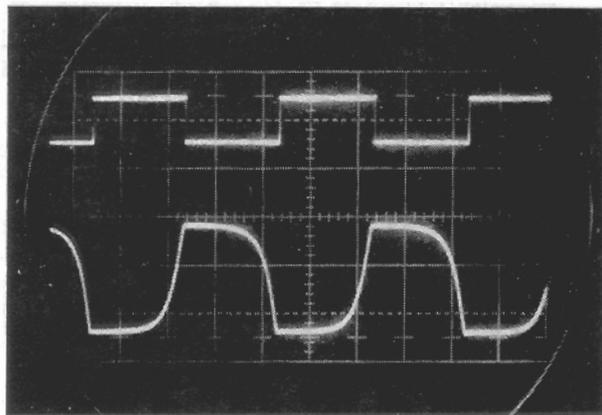


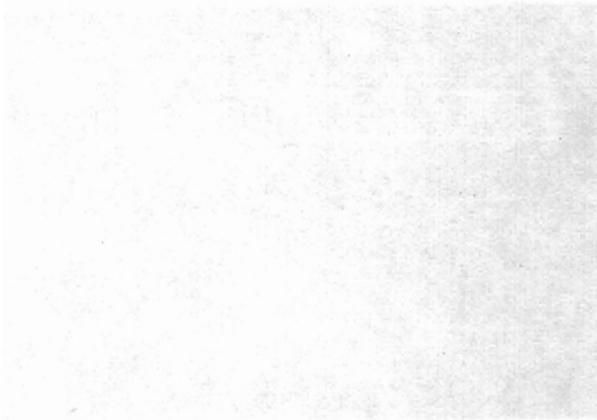
FIG. 20.

Une mémoire morte M comporte les valeurs de consigne du compteur C_1 correspondant aux fréquences extrêmes. Celles-ci sont commutées par le niveau d'entrée logique E obtenu à partir des signaux de manipulation télégraphique. La précision des fréquences extrêmes est alors celle du synthétiseur.

Le temps de transition est lui-même réglable en agissant sur la valeur $\tau = N/2\pi ab$. Ceci peut être obtenu soit en agissant sur N par adjonction de diviseurs complémentaires n sur les deux entrées du comparateur de phase (on obtient alors $\tau = N_n/2\pi ab$), soit en agissant sur le produit ab , par exemple, à l'aide d'un diviseur de tension V inséré entre le comparateur de phase et l'oscillateur asservi O .

Les figures 19 et 20 représentent la modulation de fréquence obtenue, en sortie d'un discriminateur situé en aval du synthétiseur.

Roger CHARBONNIER, né en 1922, Ingénieur E.P.C.I. ; Vice-Président et Directeur Technique de la Société Adret Electronique, B.P. 33, 78190 Trappes, Tél. 462.83.50.





adret électronique

12-14, AVENUE VLADIMIR KOMAROV - 78190 TRAPPES

TEL. : 051 29 72 — 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