

Tirage réservé à l'auteur

EXTRAIT DE LA COLLECTION

TECHNIQUES DE L'INGÉNIEUR

TECHNIQUES DE L'INGÉNIEUR

21 RUE CASSETTE 21

75006 PARIS

Fréquences et intervalles de temps

par Roger CHARBONNIER

Ingénieur de l'École de Physique et de Chimie Industrielles de la Ville de Paris
Directeur Technique de la Société Adret Électronique

1. Généralités	R 1 050 - 2
2. Fréquencemètres et tachymètres industriels	— 2
2,1 Méthodes de résonance	— 2
2,2 Méthodes électroniques	— 3
3. Étalons pratiques de fréquence et de temps	— 4
3,1 Oscillateurs à quartz	— 4
3,2 Étalons atomiques	— 6
4. Fréquencemètres, chronomètres, périodemètres à compteurs électroniques	— 7
4,1 Compteurs électroniques	— 7
4,2 Organisation générale d'un fréquencemètre-périodemètre-chronomètre	— 9
4,3 Conformateur d'entrée fréquencemétrique-périodemétrique	— 10
4,4 Conformateurs d'entrée chronométriques	— 11
4,5 Mesures V. H. F. - U. H. F. - S. H. F.	— 11
4,6 Fréquencemètre réciproque, fréquencemètre calculateur	— 12
4,7 Accessoires divers	— 12
4,8 Précision	— 13
5. Génération numérique des fréquences. Synthétiseurs	— 14
5,1 Opérations arithmétiques sur les fréquences	— 14
5,2 Synthèse itérative	— 15
5,3 Synthétiseur de mesure, générateur et wobulateur	— 15
5,4 Mesure très précise des fréquences : fréquencemètre actif	— 17
6. Comparaison précise des fréquences	— 18
6,1 Multiplicateur d'écart	— 18
6,2 Émissions radio	— 18
Documentation	— 19

La connaissance précise du temps est un besoin que toutes les civilisations ont ressenti. La navigation au long cours a nécessité une connaissance du temps écoulé à quelques secondes près sur des durées de plusieurs mois, soit quelques 10^{-6} d'imprécision.

L'astronautique requiert, bien entendu, des précisions beaucoup plus grandes.

Par ailleurs, les rayonnements électromagnétiques sont essentiellement caractérisés par leur fréquence. Celle-ci doit être mesurée ou produite avec une incertitude particulièrement faible (par exemple, quelques 10^{-9} de différence relative entre les fréquences porteuses des divers émetteurs de télévision, pour éviter les brouillages).

Les horloges primaires astronomiques, fondées sur le mouvement relatif des planètes et des étoiles, ont dû être remplacées par des horloges atomiques, liées à la structure de la matière (résonances intra-atomiques), qui deviennent les étalons primaires de fréquence.

Cela conduisit, en 1972, à une nouvelle définition du temps (§ 1).

Les instituts de métrologie nationaux et internationaux conservent ces étalons et les comparent entre eux. C'est, en France, l'un des rôles du Laboratoire Primaire du Temps et des Fréquences de l'Observatoire de Paris, issu du Bureau National de Métrologie.

1 Généralités

Un phénomène périodique, se répétant à intervalle de temps constant ou **période** T , est dit posséder une fréquence propre $F = T^{-1}$.

Si l'on introduit une nouvelle valeur λ , longueur d'onde dans le vide d'une onde électromagnétique de fréquence F , on a également :

$$\lambda = c F^{-1} \text{ et } \lambda = c T$$

avec c vitesse de la lumière dans le vide.

Ces équations montrent que les unités de fréquence et de longueur ne sont pas indépendantes, mais liées par la constante c de valeur :

$$c = 299\,792\,456,2 \pm 1,1 \text{ m} \cdot \text{s}^{-1} \text{ (1974)}$$

Le premier *Temps Universel* (T. U. ₀) a été internationalement défini comme la 86 400^e partie du jour solaire moyen en 1900, à partir d'observations purement astronomiques (cf article *Étalons*).

En tenant compte des irrégularités du mouvement de la terre, la précision fut augmentée par la définition de T. U. ₁ et T. U. ₂. Enfin le *Temps des Ephémérides* (T. E.) est lié à la durée de l'année.

L'écart entre ces définitions atteignait quelques 10^{-8} , en particulier du fait d'un ralentissement de la terre d'environ $3 \cdot 10^{-8}$ entre 1900 et 1970.

En 1972, fut introduit le *Temps Universel Coordonné* (T. U. C.) qui est un temps **atomique**, lié seulement par valeurs quantifiées au mouvement de la terre. Il est corrigé par sauts de 1 seconde à 0 heure le 1^{er} juin et le 1^{er} janvier, quand le besoin s'en fait sentir (une correction tous les 18 mois en 1975-1976). Le T. U. C. est donc défini par rapport à une fréquence, celle de l'étalon à jet de césium, de valeur 9 192 631 770,00 Hz, avec une imprécision de l'ordre de 10^{-12} .

2 Fréquencemètres et tachymètres industriels

La mesure de la vitesse de rotation d'un arbre tournant se ramène à celle d'une fréquence par l'intermédiaire d'un transmetteur constitué par un alternateur ou une roue *phonique* de type électromagnétique ou optoélectronique (cf article *Vitesse*). Par extension, la mesure de tout paramètre physique, traduit sous forme de vitesse de rotation, peut être ramenée à une mesure de fréquence (anémomètre à moulinet, débitmètre à hélicoïde, etc.).

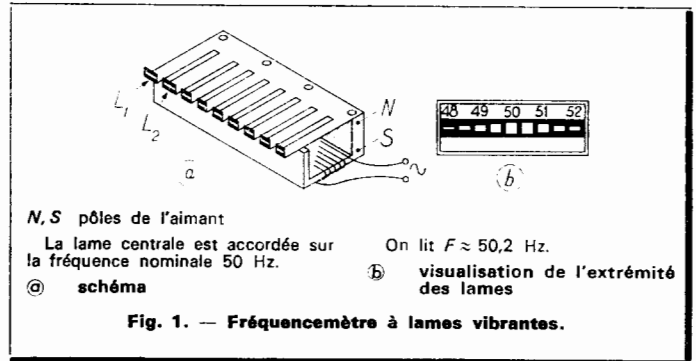
2,1 Méthodes de résonance

Elles sont surtout utilisées pour mesurer de faibles écarts par rapport à une valeur nominale déterminée (contrôle de la fréquence de la tension fournie par un alternateur de puissance, par exemple).

2,11 Résonance mécanique.

Elle est utilisée dans le **fréquencemètre à lames vibrantes** (fig. 1 a), qui se compose d'une succession de lames élastiques en substance ferromagnétique L_1, L_2, \dots, L_n , accordées sur les fréquences F_1, F_2, \dots, F_n généralement en progression arithmétique. La lame centrale est accordée sur la fréquence nominale. L'ensemble des lames est soumis à une force d'attraction alternative créée par un champ magnétique comportant une composante continue (aimant) et une composante alternative (bobinage parcouru par un courant alternatif dont la fréquence est égale à la fréquence à mesurer).

La visualisation de l'extrémité des lames (fig. 1 b) fait apparaître une courbe d'amplitude de vibration *en cloche*, dont l'abscisse du maximum chiffre la valeur de la fréquence. La précision est d'environ



$2 \cdot 10^{-3}$ à 10^{-2} , selon les modèles. Les valeurs nominales les plus courantes sont 50, 60 et 400 Hz.

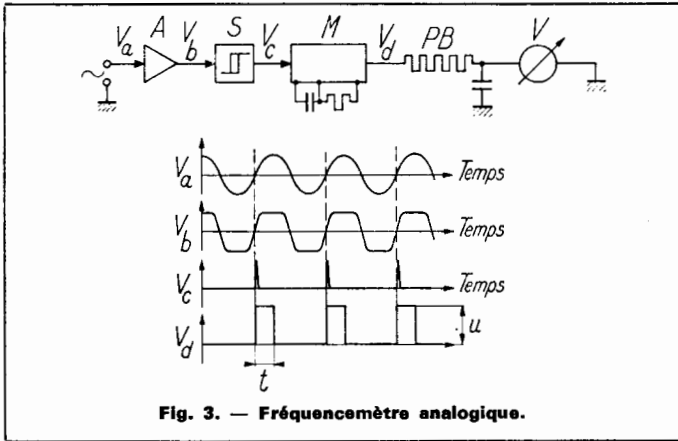
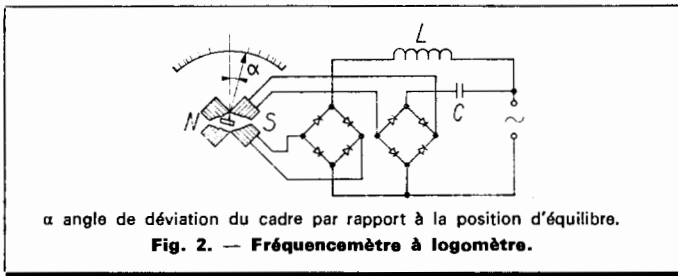
2,12 Résonance électrique.

Elle est utilisée dans le **fréquencemètre à logomètre** (fig. 2 p. 2). La tension alternative de mesure est appliquée à une inductance L et à une capacité C parcourues par des courants qui, après redressement, alimentent un logomètre à cadres croisés orthogonaux, électromagnétique ou ferroélectrique (cf article *Appareils électriques à déviation*). On a alors la relation :

$$\alpha = \text{Arc tg}(\omega^2 LC)$$

avec ω pulsation ($\omega = 2\pi F$).

L'échelle est dilatée au voisinage de $F_0 = (2\pi\sqrt{LC})^{-1}$ correspondant à la fréquence de résonance de L avec C .



Elle est, en outre, symétrique en $\log(F/F_0)$; le quart et les trois quarts correspondent approximativement à $0,5 F_0$ et $2 F_0$.

2,2 Méthodes électroniques

Le prix modéré, la grande fiabilité et les faibles consommations (quelques watts) des circuits électroniques ont conduit à remplacer, en tout ou partie, les procédés électromagnétiques et électriques par des procédés électroniques. La fonction amplification permet, en particulier, de réduire de plusieurs ordres de grandeur la puissance nécessaire du signal de mesure.

2,21 Fréquencemètres-tachymètres analogiques.

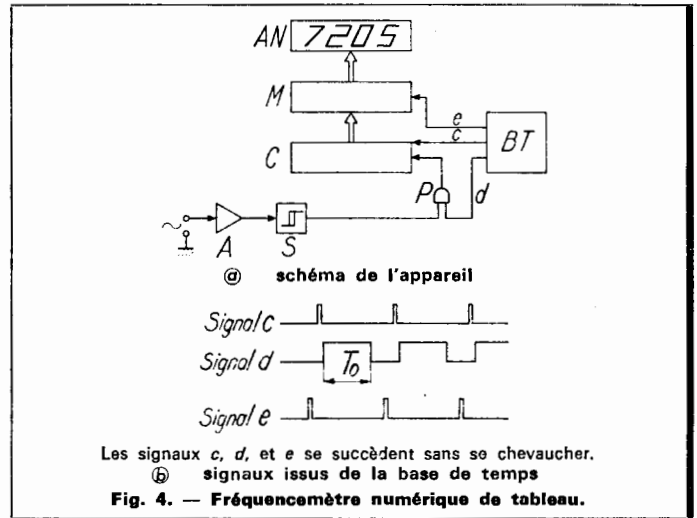
La tension alternative V_a de fréquence F à mesurer (période T) traverse d'abord un amplificateur conditionneur A suivi d'un circuit de déclenchement S fournissant des impulsions brèves de tension V_c à une fréquence égale à la fréquence d'entrée. Ces impulsions commandent un circuit M (univibrateur) qui fournit des impulsions rectangulaires V_d de durée calibrée t et de tension calibrée u . La tension moyenne de celles-ci est intégrée par le filtre passe-bas PB , et lue par un voltmètre électromagnétique V (fig. 3).

La tension moyenne est :

$$v = ut T^{-1} = ut F$$

donc proportionnelle à la fréquence.

L'ensemble, hormis le voltmètre lui-même, constitue un **convertisseur fréquence-tension**. Ces convertisseurs existent même sous forme intégrée, et sont utilisés, par exemple, dans les compte-tours électroniques pour véhicules, le signal d'entrée étant alors constitué par la tension en aval du rupteur de l'allumeur.



Les gammes de mesure vont de quelques hertz jusqu'au-delà de 1 MHz, convenant à toutes les applications industrielles.

La précision est, en pratique, limitée par la classe du voltmètre utilisé (1,5 par exemple). L'imprécision du convertisseur lui-même est typiquement de 10^{-3} .

2,22 Fréquencemètres-tachymètres numériques.

Ils représentent la forme élémentaire des instruments décrits au paragraphe 4 et comportent un compteur électronique accumulant les impulsions produites à partir du signal d'entrée pendant un temps fixe T_0 . Ils mesurent donc la fréquence d'après sa définition même (nombre de périodes par unité de temps).

Le nombre affiché est alors : $N = FT_0$.

Les circuits A et S (fig. 4) sont identiques à ceux du paragraphe 2,21. Les impulsions traversent une porte P suivie du compteur C qui comporte lui-même, en aval, une mémoire M liée au dispositif d'affichage numérique AN .

Un dispositif de cadencement (base de temps) BT commande les trois phases successives de fonctionnement :

- mise à zéro du compteur C (signal c),
- ouverture de la porte P pendant un intervalle de temps T_0 (signal d),
- transfert du contenu du compteur C dans la mémoire M (signal e),
- etc.

Le choix de T_0 est déterminé par :

- le nombre de chiffres du compteur C (capacité),
- la valeur maximale de la fréquence à afficher,
- le temps maximal acceptable d'acquisition de la mesure,
- l'introduction d'un éventuel facteur de conversion, en vue d'afficher le résultat en unités autres que la fréquence (tours/minute, litres/heure, etc.).

Du fait de la nature numérique de la mesure, l'imprécision absolue est de ± 1 unité du chiffre le moins significatif.

L'imprécision relative dépend de la fréquence de référence servant à générer le temps T_0 . Elle va de 10^{-3} (fréquence du réseau) à 10^{-5} et moins pour les références à quartz.

Le fréquencemètre numérique est utilisé à des fréquences de l'ordre de 100 kHz (applications industrielles électromécaniques).

3 Étalons pratiques de fréquence et de temps

Les étalons de temps sont constitués par des intégrateurs (compteurs) qui accumulent les périodes successives d'une fréquence de référence. Ils découlent donc des étalons de fréquence. Ceux-ci font appel au phénomène de résonance, soit mécanique (diapasons et lames de quartz), soit intra-atomiques (fréquence ν caractéristique de transition entre deux niveaux d'énergie dont la différence d'énergie W est telle que $W = h\nu$, h étant la constante de Planck).

3,1 Oscillateurs à quartz

Le lecteur se reportera utilement à l'article *Piézoélectricité* dans le traité *Électronique*.

Ils utilisent la fréquence de résonance de lames de quartz (dioxyde de silicium) taillées dans des monocristaux naturels ou artificiels. L'entretien des oscillations se fait par l'intermédiaire des phénomènes réversibles de piézoélectricité, la lame jouant à la fois le rôle de résonateur mécanique, de transmetteur et de moteur. L'amortissement, très faible, permet des surtensions pouvant dépasser $2 \cdot 10^6$.

3,11 Résonateur à quartz.

Le cristal de quartz (fig. 5 a), prismatique à section hexagonale, possède trois systèmes d'axes orthogonaux dits *axes électriques* (XX') passant par les arêtes, *axes mécaniques* (YY') perpendiculaires aux faces, et *axe optique* (ZZ'), définissant trois trièdres orthogonaux de référence.

Les diverses coupes des résonateurs à quartz (en abrégé *quartz*), correspondant à des caractéristiques électromagnétiques variées, sont définies par rapport aux trièdres précédents.

La figure 5 b montre, en exemple, la coupe dite *A7* définie par l'angle $\alpha \approx 38^\circ$. Le quartz est muni d'électrodes constituées par un dépôt métallique en couche mince de quelques micromètres, permettant de le coupler au circuit actif d'entretien.

Vu de ses connexions électriques, au voisinage ($\pm 1\%$) de sa fréquence de résonance, le quartz est équivalent au dipôle de la figure 6 a. Le module de l'impédance $|Z|$ présente un minimum et un maximum, à deux fréquences voisines correspondant à la résonance série et à la résonance parallèle (fig. 6 b). Le déphasage φ s'annule à chaque résonance (fig. 6 c). La résonance mécanique peut s'effectuer soit en mode fondamental, soit sur harmoniques (partiels). Les modes partiels 3 et 5 conduisent aux meilleures surtensions entre 4 et 20 MHz. Les modes partiels de rangs plus élevés (7 et 9) sont surtout utilisés pour l'obtention directe des fréquences élevées (≈ 150 MHz), sans que pour cela l'épaisseur de la lame de quartz soit trop réduite. Les valeurs types du circuit équivalent (fig. 6 a) sont, pour un quartz 5 MHz, partiel 5, de grande précision :

$$L = 10 \text{ H}; C = 10^{-16} \text{ F}; C_0 = 4 \cdot 10^{-12} \text{ F}; F_2 - F_1 = 60 \text{ Hz.}$$

Le tableau 1 résume les caractéristiques principales des trois types de coupes les plus utilisées (valeurs typiques).

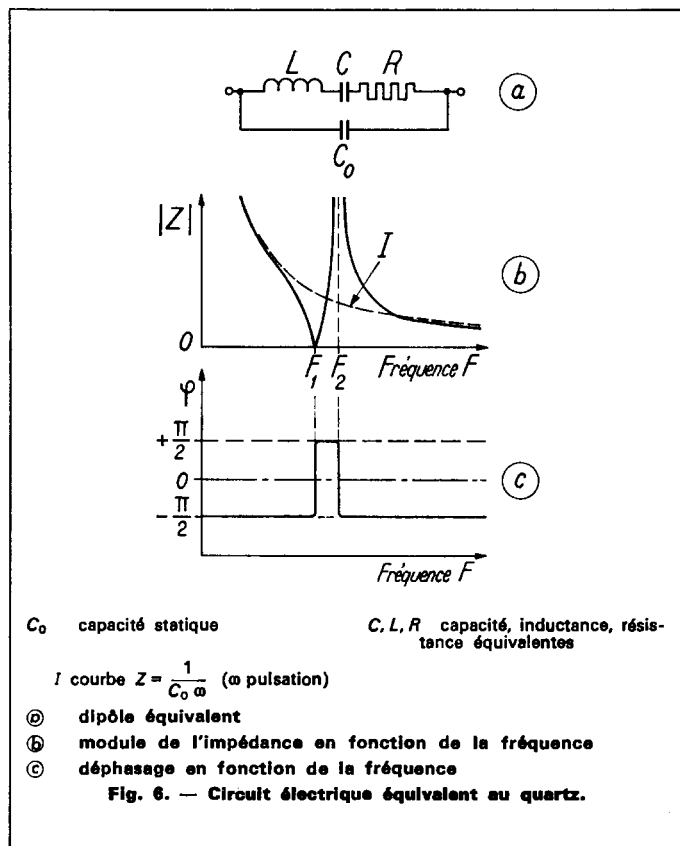
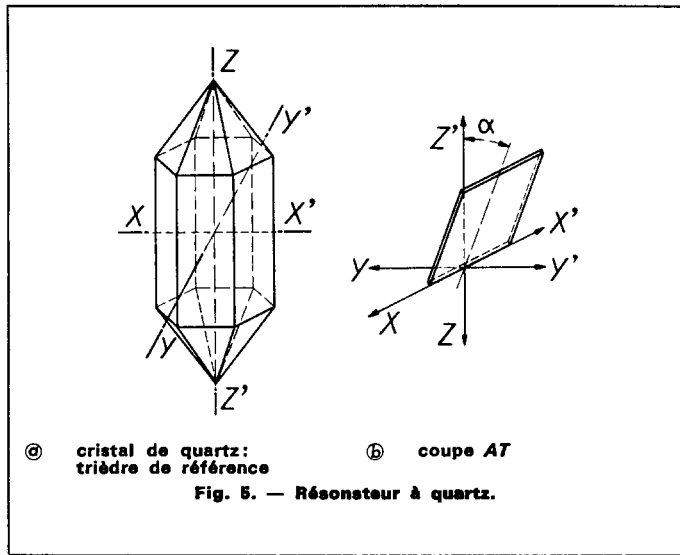



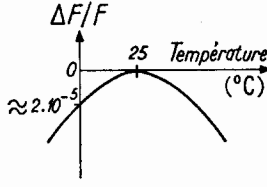
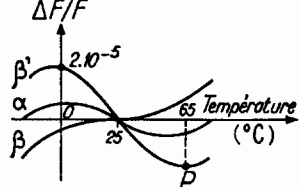


Tableau I. — Valeurs types des caractéristiques de lames de quartz.

Caractéristiques	Coupes			
	NT	DT	AT fondamental	AT partiel
Mode	Flexion 	Cisaillement plan 	Cisaillement d'épaisseur 	
Fréquence F $C_0/C^{(1)}$ $R^{(1)}$ (Ω)	5 à 100 kHz 10^3 $2 \cdot 10^3$	200 à 800 kHz $5 \cdot 10^2$ $2 \cdot 10^3$	1 à 25 MHz 10^3 25	5 à 200 MHz 10^4 80
Variation thermique (2)				
Vieillessement $\Delta F/F$	$5 \cdot 10^{-8}$ /jour	$2 \cdot 10^{-8}$ /jour	$5 \cdot 10^{-9}$ /jour	$5 \cdot 10^{-11}$ /jour

(1) Éléments du circuit équivalent de la figure 6 a.

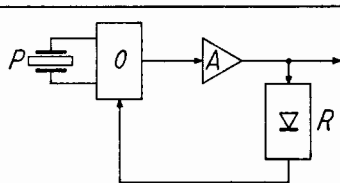
(2) Les trois courbes de la coupe AT correspondent à des angles de coupe $\alpha = 38^\circ$; β et β' différent de α d'environ 1 minute d'angle.

Fig. 7. — Oscillateur à quartz.

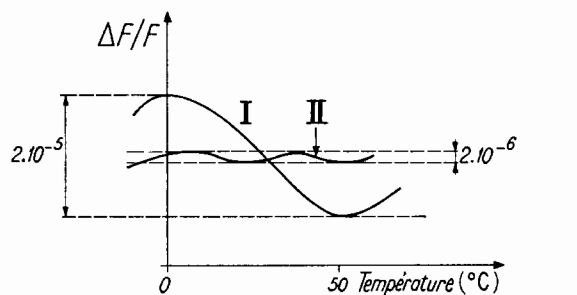
Pour constituer un pilote, l'oscillateur doit être stable vis-à-vis des grandeurs d'influence telles que le temps, la température, la tension d'alimentation.

La stabilité à long terme (vieillessement) dépend essentiellement du quartz lui-même, et les valeurs types figurent dans le tableau I.

Pour améliorer la stabilité en fonction de la température, deux principaux procédés sont utilisés : circuit de compensation thermosensible (TCXO : *temperature compensated crystal oscillator* ou OCET : oscillateur compensé en température) et étuve à température constante (thermostat).

3,13 TCXO.

L'oscillateur TCXO utilise un composant de réglage fin de la fréquence (diode à capacité variable), dont la tension de commande est issue d'un réseau passif thermosensible comportant résistances et thermistances. Chaque réseau est synthétisé individuellement en fonction des caractéristiques réelles du quartz et des thermistances, grâce à un programme informatique. Il s'agit d'une compensation du premier ordre, d'autant meilleure que la gamme de température spécifiée est plus réduite. Les courbes types α et β du tableau I (coupe AT) conviennent bien à ce type de compensation. La figure 8 représente la dérive thermique d'un TCXO comparée à celle du quartz seul.



I quartz seul
II TCXO
Fig. 8. — Dérives thermiques d'un TCXO et d'un quartz.

3,12 Pilote à quartz.

Un oscillateur à quartz (fig. 7) comporte essentiellement un quartz P couplé à un circuit d'entretien O , un amplificateur-séparateur A et, accessoirement, un circuit détecteur-régulateur R maintenant constante la puissance dissipée dans le quartz.

3,14 Pilote thermorégularisé.

Le quartz, ainsi que les circuits oscillateur et régulateur, sont inclus dans une enceinte réglée à une température fixe, supérieure à la température d'utilisation maximale, par exemple au point P du tableau I (variation thermique, coupe AT).

Tableau II. — Caractéristiques de divers pilotes à quartz.

Caractéristiques	Type de pilote		
	TCXO	Thermostat	Thermostat
Fréquence F	5 MHz	10 MHz (partiel 3)	5 MHz (partiel 5)
Réglage $\Delta F/F$	$\pm 5 \cdot 10^{-6}$	$\pm 10^{-6}$	$\pm 5 \cdot 10^{-8}$
Stabilité thermique $\Delta F/F$ (0 à 50 °C)	$\pm 5 \cdot 10^{-7}$	$\pm 5 \cdot 10^{-8}$	$\pm 5 \cdot 10^{-10}$
Vieillessement $\Delta F/F$	$10^{-6}/\text{an}$	$\left. \begin{array}{l} 5 \cdot 10^{-9}/\text{jour} \\ 5 \cdot 10^{-7}/\text{an} \end{array} \right\}$	$\left. \begin{array}{l} 5 \cdot 10^{-11}/\text{jour} \\ 5 \cdot 10^{-8}/\text{an} \end{array} \right\}$
Alimentation	10 V/7 mA	12 V/150 mA	12 V/150 mA

Les caractéristiques pratiques de divers pilotes sont données dans le tableau II.

3,2 Étalons atomiques

Les plus utilisés sont l'étalon à jet de césium et l'étalon à vapeur de rubidium (cf article *Mesure du temps*).

La fréquence de résonance des atomes de césium passant à travers une cavité microonde sous vide est mise en évidence par variation de l'intensité du faisceau. La précision s'accroît avec la longueur de la cavité (≈ 300 mm). Les grandeurs d'influence telles

Tableau III. — Caractéristiques de trois étalons atomiques commerciaux.

Caractéristiques	Type d'étalon		
	Rubidium	Rubidium	Césium
Fréquence F	5 MHz	5 MHz	0,1; 1 et 5 MHz
Variation $\Delta F/F$:			
— long terme	$< 5 \cdot 10^{-11}/\text{mois}$	$1 \cdot 10^{-11}/\text{mois}$	$3 \cdot 10^{-12}/\text{mois}$
— court terme	$2 \cdot 10^{-11}/\text{seconde}$	$5 \cdot 10^{-12}/\text{seconde}$	$5 \cdot 10^{-12}/\text{seconde}$
— alimentation	$2 \cdot 10^{-11} \pm 10\%$	$5 \cdot 10^{-12} \pm 10\%$	
— température	-25 à +60 °C	0 à +50 °C	0 à +50 °C
Masse	3,3 kg	15,4 kg	32 kg

que pression, température, champ magnétique, etc. peuvent être minimisées. Il s'agit d'un étalon primaire.

La fréquence de résonance des atomes de rubidium est mise en évidence par absorption en phase vapeur (pompage optique) dans une ampoule contenant en outre un gaz de remplissage. La variation de pression de celui-ci, en particulier, conduit à une dérive de fréquence en fonction du temps. Il s'agit donc d'un étalon secondaire, justifié par une technologie plus simple et des dimensions réduites si nécessaire.

Dans les deux cas, les fréquences microondes, respectivement égales à 9 192 631 770 Hz et 6 834 682 608 Hz servent à asservir un pilote à quartz (5 MHz) qui fournit le signal étalon de fréquence, et assure en outre la stabilité à court terme de l'ensemble.

Le tableau III donne les caractéristiques principales de trois étalons commerciaux typiques.

4 Fréquence-mètres, chronomètres, périodemètres à compteurs électroniques

Ils mesurent les *fréquences* par comptage du nombre d'alternances pendant un intervalle de temps unitaire choisi (1 seconde par exemple), et les *périodes* et *intervalles de temps* par comptage d'une fréquence fixe dont la période correspond à l'unité choisie (10⁷ Hz, soit 10⁻⁷ s, par exemple).

Les compteurs électroniques sont donc les composants fondamentaux de tels instruments. Ils servent également à obtenir les intervalles de temps et les fréquences de mesure par division de la fréquence de référence issue d'un pilote généralement incorporé.

Le lecteur se reportera utilement à l'article *Appareils compteurs*.

4,1 Compteurs électroniques

Un compteur électronique élémentaire ou *basculeur* possède deux états stables 0 et 1, et passe de l'un à l'autre, et réciproquement, à chaque information incidente constituée par une transition d'état logique du signal de commande dans un sens déterminé (1 à 0 par exemple). La mise en cascade d'une suite de basculeurs constitue un *compteur binaire*. La figure 9 montre la structure d'un tel compteur, et indique la suite des états logiques des basculeurs successifs, qui correspond au comptage des signaux d'entrée en système binaire. Les basculeurs possèdent, en outre, une entrée Z permettant le retour forcé à l'état 0.

Le comptage en base 10 est habituellement obtenu en supprimant les états 10 à 15 du tableau de la figure 9, par exemple en forçant la remise à 0000 lors de l'obtention du compte 1010 des quatre basculeurs de droite. Le retour doit également actionner la suite du compteur, constitué alors de groupes de quatre basculeurs formant des unités décimales ou *décades*. La figure 10 a (p. 8) montre l'organisation possible d'un tel compteur, ainsi qu'une structure typique utilisée dans les circuits intégrés (fig. 10 b). La table d'états montre bien que les dix états successifs des basculeurs correspondent aux dix premiers états d'un compteur binaire. Ils sont traduits aux points A, B, C, D, sous forme de code dit D.C.B. (*décimal codé binaire*) ou 1-2-4-8 (cf article *Codage des informations* dans le traité Informatique).

Chaque décade du compteur-accumulateur de mesure comporte, en outre, une mémoire conservant l'état final de la séquence de comptage précédente, pendant la séquence en cours, ainsi qu'un transcodeur dont le type dépend du mode d'affichage choisi (dix chiffres indépendants, ou dispositif plan à 7 segments).

La figure 11 a (p. 8) représente l'organisation d'une décade de comptage et affichage complète, y compris quatre amplificateurs (*buffers*) délivrant l'information codée pour l'utilisation extérieure (§ 4,7). La table des états de la figure 11 b comporte, pour chacun des dix états décimaux successifs N, le code D.C.B. et le code 7 segments a, b, c, d, e, f, g correspondant à l'affichage représenté. Le signal S est transmis à l'entrée E de la décade située en aval.

Tout l'ensemble ci-dessus peut constituer un circuit intégré unique. De façon à simplifier encore les instruments, on peut également

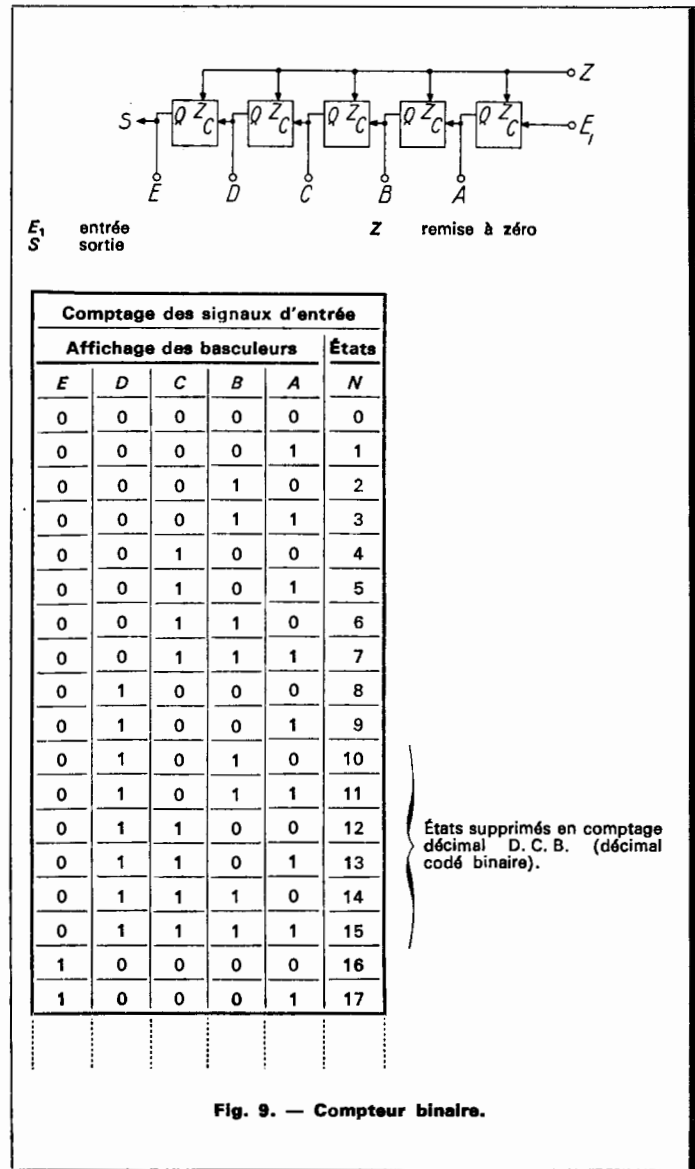


Fig. 9. — Compteur binaire.

intégrer plusieurs décades (4, 5 ou 6). L'économie porte alors sur le dispositif d'affichage et son interconnexion, qui n'utilise qu'un seul transcodeur D.C.B. - 7 segments, commuté séquentiellement aux mémoires et aux chiffres. La figure 12 (p. 8) représente le schéma d'un tel ensemble de comptage, utilisable jusqu'à des fréquences de l'ordre de 1 à 10 MHz. Il peut être précédé d'une ou de plusieurs décades simples si la fréquence à compter est supérieure à cette valeur. La fréquence maximale couramment atteinte est actuellement (1976) de 1,2 GHz sans affichage, et de 0,5 GHz avec décodage et affichage.

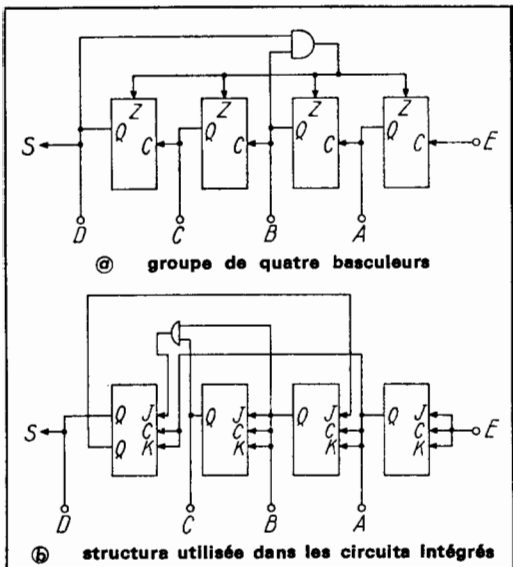


Table d'états				
Affichage des basculeurs				États
D	C	B	A	
0	0	0	0	0
0	0	0	1	1
0	0	1	0	2
0	0	1	1	3
0	1	0	0	4
0	1	0	1	5
0	1	1	0	6
0	1	1	1	7
1	0	0	0	8
1	0	0	1	9
0	0	0	0	10
0	0	0	1	11
0	0	1	0	12

Fig. 10. — Compteurs décimaux.

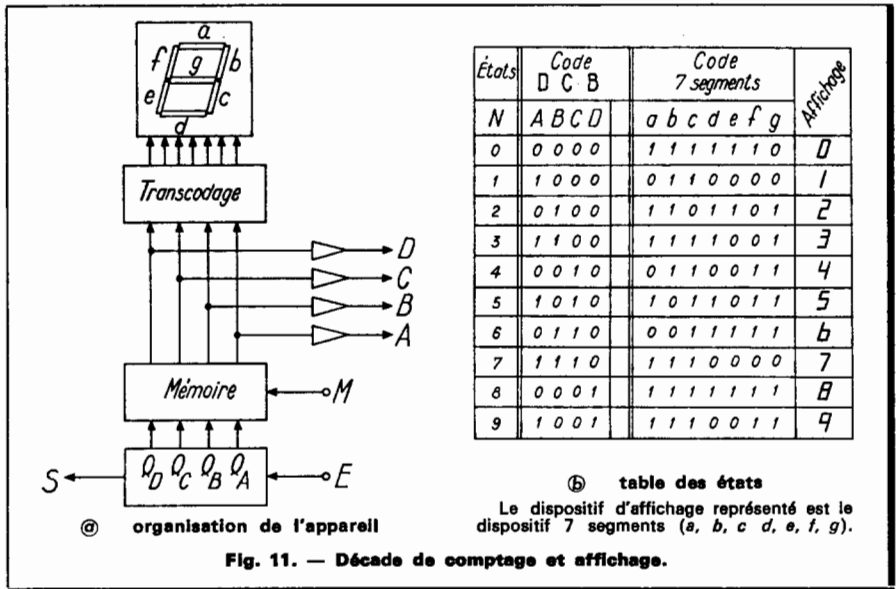
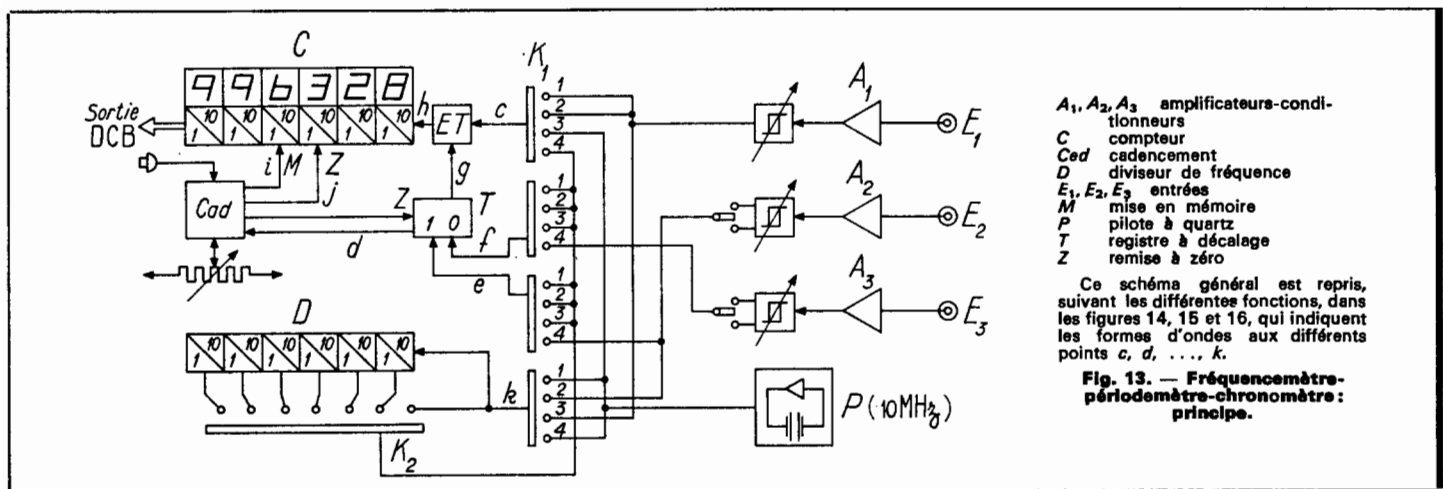
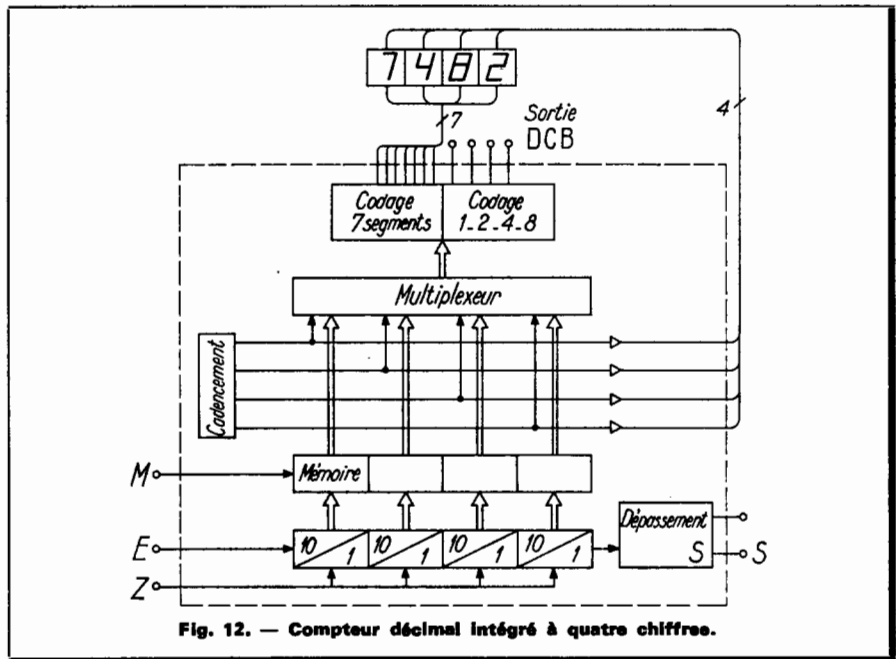
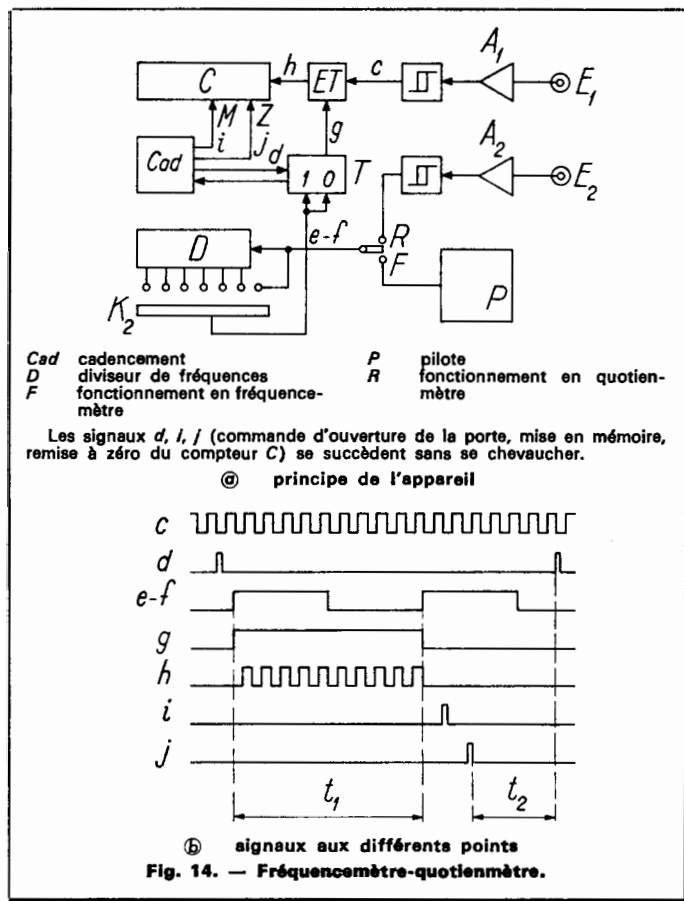


Fig. 11. — Décade de comptage et affichage.





4,2 Organisation générale d'un fréquence-mètre-périodemètre-chronomètre

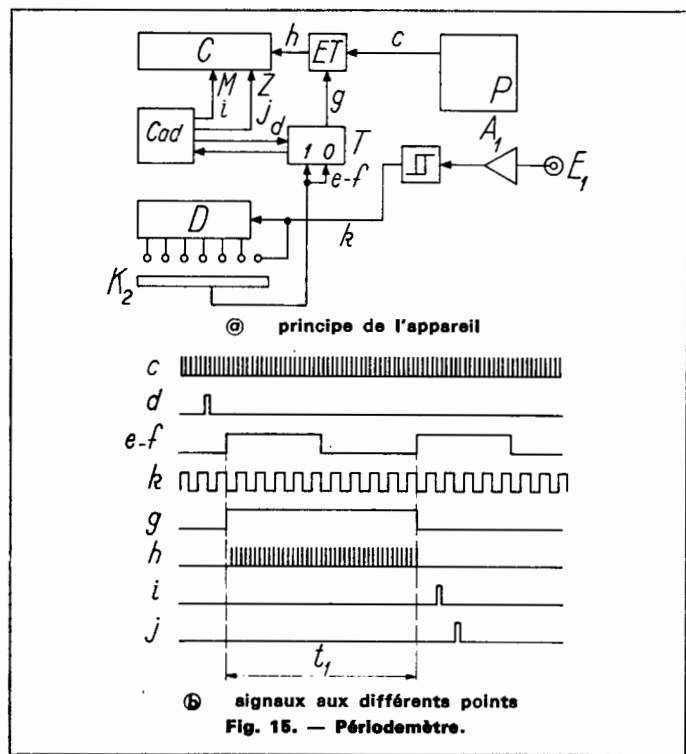
La figure 13 représente un schéma type d'instrument. Les quatre positions du commutateur K_1 correspondent aux fonctions:

1 : fréquence-mètre ; 2 : quotient-mètre ; 3 : périodemètre ; 4 : chronomètre.

En pratique, les commutateurs K_1 et K_2 sont électroniques et commandés par des niveaux logiques. K_2 joue le rôle de commutateur de gammes.

4,21 Fréquence-mètre.

La figure 14 a représente la structure correspondante du schéma général de la figure 13. Le signal E_1 de fréquence F à mesurer est amplifié et mis en forme par l'amplificateur-conditionneur A_1 . La porte ET lui livre passage (signal h) pendant un intervalle de temps t_1 de 1 s, 100 ms, 10 ms, etc., choisi par K_2 (gammes), par l'intermédiaire du circuit T (registre à décalage). Ce dernier est lui-même validé par le dispositif de cadencement, automatique ou manuel. Les signaux issus de la porte sont cumulés dans le compteur C . La figure 14 b représente les formes d'ondes aux différents points de l'instrument. Le temps mort t_2 est déterminé par le cadencement. Chaque nouvelle valeur N accumulée dans le compteur C est affichée après transfert dans la mémoire (signal i). Elle est aussi disponible sous forme codée. Le nombre N est : $N = F \cdot t_1$, soit directement



la fréquence pour un temps de comptage de 1 s, le dixième de celle-ci pour 100 ms, etc. La précision obtenue est discutée au paragraphe 4,8.

4,22 Quotienmètre.

La structure est la même que celle du fréquence-mètre (fig. 14 a), à la différence près que la fréquence du pilote P est remplacée par une fréquence F' issue de l'amplificateur-conditionneur A_2 . Si le diviseur D est calé sur le rapport 10^p , la durée de comptage t_1 est : $t_1 = 10^p (F')^{-1}$.

Le nombre affiché est : $N = F \cdot t_1 = 10^p F (F')^{-1}$, soit le rapport des fréquences F et F' à une puissance de 10 près, choisie par K_2 en fonction des valeurs respectives de F , F' , de la capacité du compteur C , et de la durée acceptable de la mesure. Par exemple, 10^p peut être choisi inférieur à la valeur de F' mais du même ordre de grandeur.

Une application importante de la fonction quotient-mètre est la mesure du rapport de deux fréquences en relation harmonique (test des compteurs à taux de division variable).

4,23 Périodemètre.

La figure 15 a représente la structure correspondante du schéma général. La fréquence F_p du pilote P (10 MHz) est comptée pendant un intervalle de temps t_1 issu du diviseur D , et égal à 10^q fois la période du signal à mesurer. La figure 15 b représente les formes d'onde en différents points.

Le nombre N affiché est alors : $N = F_p \cdot t_1 = F_p \cdot 10^q \cdot F^{-1}$, soit la période en unités de $[F_p \cdot 10^q]^{-1}$ seconde.

Exemple : si $q = 3$ et $F_p = 10^7$ Hz, la période est mesurée en unités de 100 ps.

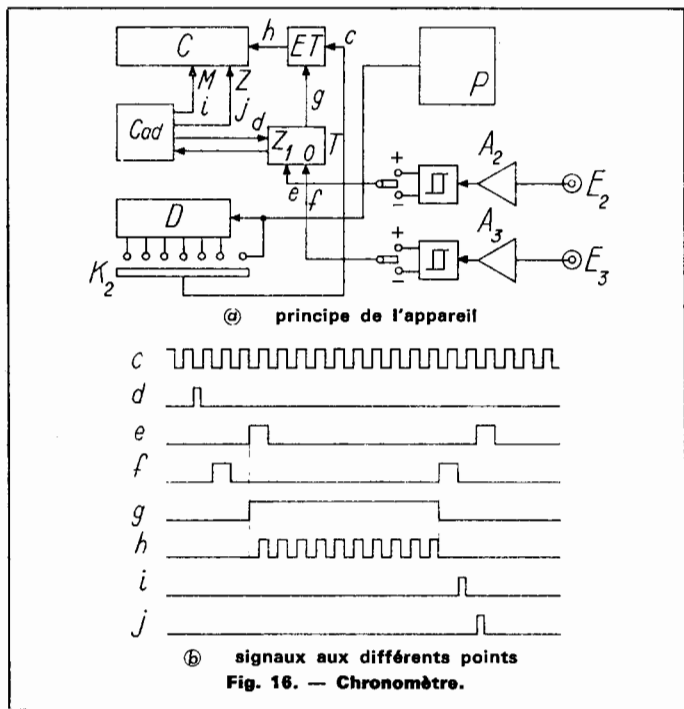
Comme précédemment, la valeur 10^4 (K_2) doit être choisie en fonction de la fréquence du signal à mesurer, de la capacité du compteur C et de la durée acceptable de la mesure. La précision obtenue est discutée au paragraphe 4,8.

4,24 Chronomètre (intervallomètre).

La figure 16 a représente le schéma correspondant.

Les informations *start* (signal e) et *stop* (signal f) sont issues respectivement des amplificateurs conditionneurs A_2 et A_3 , qui comprennent chacun un inverseur permettant de choisir la polarité de déclenchement (front montant ou descendant des signaux d'entrée). Après validation par le cadencement, la première information *start* démarre le comptage (signal h) qui est arrêté à la première information *stop* suivante. L'unité d'intervalle de temps est choisi par K_2 en fonction de la résolution recherchée, de la capacité du compteur C et du temps maximal susceptible d'être mesuré.

La figure 16 b représente les signaux en différents points. La fonction chronomètre peut aussi permettre la mesure de la durée d'un *signal rectangulaire*, répétitif ou non, positif ou négatif. A cet effet, le signal est appliqué en parallèle aux entrées E_2 et E_3 , les inverseurs permettant de choisir la polarité du début et de la fin du comptage. Dans le cas d'un signal périodique, on peut alors afficher successivement les durées de la *période*, de la *demi-période positive*, de la *demi-période négative*.



4,3 Conformateur d'entrée fréquencemétrique-périodométrique

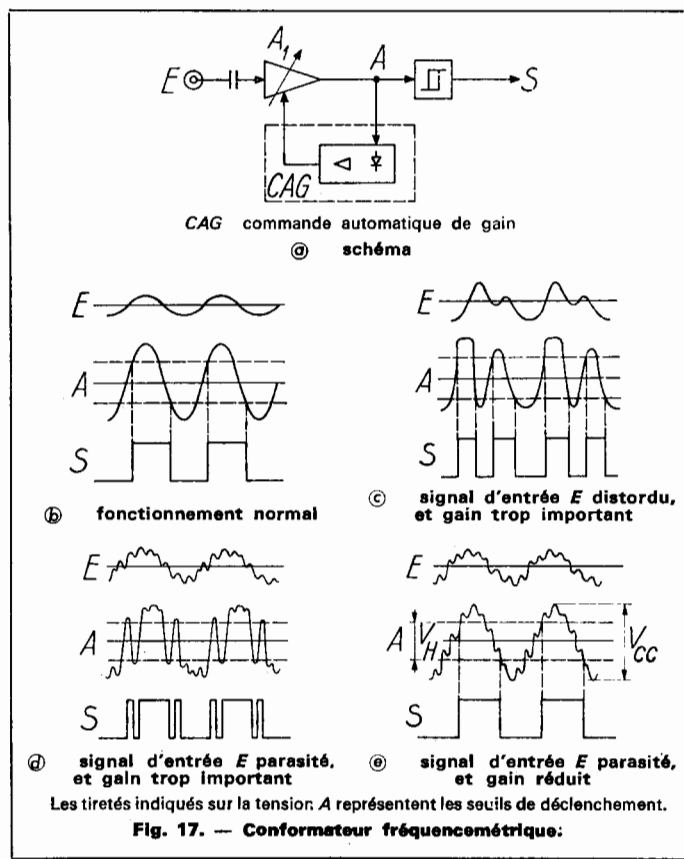
C'est un amplificateur-conditionneur qui doit fonctionner dans une plage importante de fréquence (par exemple entre 10 Hz et la fréquence maximale de l'instrument), de niveau (par exemple 10 mV à 30 V crête à crête), et avec des signaux sinusoïdaux très distordus et parasités.

La figure 17 a représente le schéma bloc d'un tel amplificateur-conditionneur. L'amplificateur A_1 est précédé d'un couplage capacitif pour éliminer la composante continue du signal. Il comporte une éventuelle commande de gain, et est suivi d'un circuit de déclenchement à hystérésis fournissant un signal rectangulaire S dont les niveaux logiques sont adaptés aux circuits placés en aval.

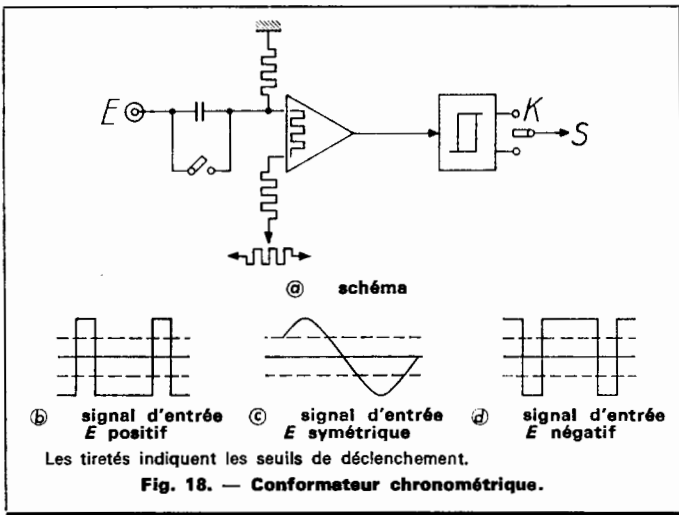
Les divers signaux à l'entrée (E), avant conformateur A , et en sortie (S) sont représentés dans les divers cas, en figure 17.

On voit clairement que la mesure sur signaux perturbés nécessite un **réglage du gain**, de sorte qu'après amplification les seuils de déclenchement ne soient franchis qu'une fois à chaque période du signal à mesurer. Dans le cas de la figure 17 c par exemple, l'affichage de la période aurait été le double de la valeur vraie.

Certains fréquencemètres possèdent un circuit de *commande automatique de gain* (CAG) qui maintient la tension crête à crête V_{cc} , après amplification, à une valeur sensiblement constante et égale, par exemple, à trois fois la valeur de l'hystérésis V_H (fig. 17 e).



Les perturbations créées par des signaux parasites de fréquence très supérieure à celle du signal à mesurer (> 10 fois) peuvent également être supprimées par *adaptation de la bande passante de l'amplificateur*, soit dans l'appareil, soit à l'aide d'un filtre passif situé en amont.



4,51 Prédiction.

Elle consiste à diviser la fréquence d'entrée par un compteur aveugle en tête de l'instrument. Le taux de prédiction peut être de 4, 8, 10 par exemple. Dans le dernier cas, la valeur affichée est en rapport décimal avec la fréquence incidente. Dans les deux autres cas, la lecture peut être également directe, à condition que les temps de comptage soient modifiés et égaux respectivement à 4 s, 400 ms, 40 ms, etc. et 8 s, 800 ms, 80 ms, etc. Le temps d'acquisition de la mesure, à résolution égale, est alors multiplié par la valeur du taux de division. La fréquence maximale mesurable par prédiction est de 3 GHz (1976).

4,52 Conversion.

Le procédé consiste à soustraire de la fréquence F_x une fréquence $F_1 = nF_0$, telle que la différence $F_s = F_x - F_1$ soit suffisamment faible pour être mesurée directement par un compteur. La figure 19 a représente le principe utilisé. Le générateur d'harmoniques H permet de sélectionner l'harmonique de rang n de la fréquence de référence F_0 . Le mélange soustractif M est suivi du filtre passe-bas PB dont la fréquence de coupure est supérieure à F_0 (1,2 F_0 par exemple). La figure 19 b représente le spectre des fréquences correspondant à la mesure d'une fréquence $F_x = 3742$ MHz à l'aide d'une référence $F_0 = 100$ MHz. Pour les valeurs $n_1 = 36$, $n_2 = 37$, $n_3 = 38$, $n_4 = 39$, les valeurs correspondantes de F_s sont : $F_{s1} = 142$ MHz ; $F_{s2} = 42$ MHz ; $F_{s3} = 58$ MHz ; $F_{s4} = 158$ MHz. Seules F_{s2} et F_{s3} peuvent franchir le filtre passe-bas (120 MHz). On a alors :

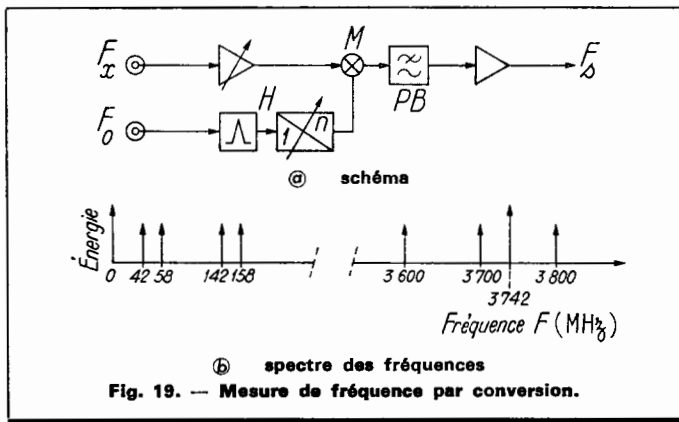
$$F_x = [37 \times 100 + 42] \text{ MHz} = [38 \times 100 - 58] \text{ MHz}.$$

Pour ne retenir que la première possibilité (soit $F_x = 3700 + 42$), il suffit d'incrémenter n par valeurs croissantes jusqu'à l'obtention d'un signal à la sortie du filtre passe-bas.

Le sélecteur d'harmoniques est constitué en pratique par un filtre YIG (*yttrium iron garnet*, grenat de fer-yttrium) dont la fréquence d'accord est proportionnelle à un courant de commande. Un dispositif de cadencement fait d'abord croître le courant de commande en fonction du temps (phase de recherche), et le maintient constant après apparition du premier *battement* à la sortie du filtre. Le comptage de la fréquence résiduelle F_s est effectué, et ajouté à $F_1 = nF_0$. La valeur n est obtenue, par ailleurs, soit par mesure du courant de commande du filtre YIG, soit en comptant le nombre d'harmoniques successifs générés durant la phase de recherche.

On doit remarquer que le cas $n = 1$ est impossible, car le signal de fréquence F_0 issu du mélangeur se trouverait dans la bande passante du filtre passe-bas. Pour que le même instrument puisse fonctionner en comptage direct et par conversion, le premier mode doit être utilisable au-delà de $2 F_0$, soit 250 MHz au minimum dans l'exemple cité.

Les fréquencemètres microondes automatiques fonctionnant par conversion couvrent les gammes V. H. F., U. H. F., S. H. F. jusqu'à 18 GHz (1976). Ils nécessitent un signal d'entrée continu (CW) ou faiblement modulé en amplitude (AM). Ils sont par contre **tolérants vis-à-vis de la modulation de fréquence (FM)**.



4,4 Conformateurs d'entrée chronométriques

Ils doivent s'adapter à des signaux de commande de niveaux variés, récurrents ou non.

La figure 18 a en représente le schéma bloc.

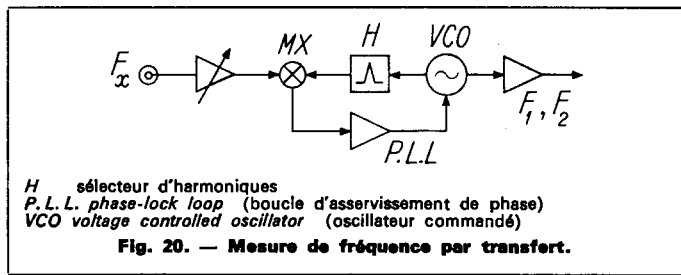
Le couplage d'entrée est, au choix, alternatif ou continu, et un décalage de la tension de déclenchement rend le circuit sensible à des signaux d'entrée positifs, symétriques ou négatifs.

Les figures 18 b, c et d représentent ces trois éventualités dans le cas du couplage alternatif.

L'inverseur de sortie K permet de commander le début ou la fin de la mesure, sur les transitions positives ou négatives des signaux correspondant.

4,5 Mesures V.H.F. - U.H.F. - S.H.F.

La structure étudiée au § 4,21 est utilisable jusqu'à 500 MHz environ, et permet donc le comptage direct des fréquences au-dessous de cette limite. Trois techniques principales permettent d'augmenter la fréquence maximale de mesure : la prédiction, la conversion (structure hétérodyne), le transfert (cf article *Mesures en hyperfréquences* dans le traité *Électronique*).



4,53 Transfert.

Le procédé met en œuvre un oscillateur variable auxiliaire, dit *oscillateur de transfert*, réglé à une fréquence sous-harmonique de la fréquence à mesurer, et compatible avec un comptage direct. La fréquence cherchée est alors $F_x = NF_1$

avec F_1 fréquence de l'oscillateur,
 N rapport harmonique.

La figure 20 montre une structure type. Une boucle d'asservissement de phase (*P.L.L.*) maintient le rapport exact en commandant la fréquence de l'oscillateur *VCO* à partir du mélangeur harmonique *MX*, recevant d'une part la fréquence F_x , et d'autre part un spectre d'harmoniques de la fréquence du *VCO*.

Plusieurs procédés permettent de connaître N . Par exemple, si l'on considère deux fréquences sous-harmoniques successives F_1 et F_2 de l'oscillateur, soit :

$$F_x = NF_1 = (N + 1) F_2$$

on a la relation :

$$F_x = (F_1 F_2) / (F_1 - F_2)$$

La précision sera d'autant meilleure que les valeurs F_1 et F_2 seront plus élevées. Le processus de mesure consiste alors à faire décroître la fréquence de l'oscillateur de transfert à partir de sa valeur maximale, F_1 et F_2 étant les deux premières fréquences donnant lieu à un asservissement.

Les fréquences modernes utilisant ce principe sont entièrement automatiques, et affichent directement la valeur de la fréquence mesurée.

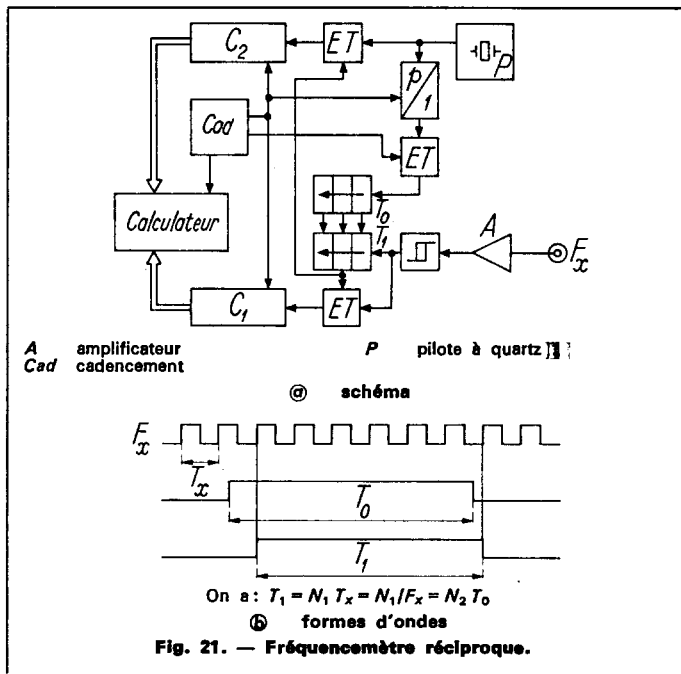
Fonctionnant par asservissement, ils se caractérisent par une grande sensibilité (-30 dBm), et la possibilité de mesurer la fréquence de signaux discontinus (impulsions). La fréquence maximale mesurable est de 40 GHz (1976). Ils admettent bien la modulation d'amplitude (AM), mais non la modulation de fréquence (FM).

4,6 Fréquencesmètre réciproque, fréquencesmètre calculateur

Aux fréquences basses (quelques kilohertz), les mesures périodométriques sont plus précises que les mesures fréquencesmétriques.

Exemple : à 1 kHz, pour un temps de mesure de 1 s, l'erreur de quantification est de 10^{-3} en fréquencesmètre et de 10^{-7} en périodemètre. En effet, le nombre affiché en fréquencesmètre (§ 4,21) est $N = 10^3$; en fonctionnement périodemètre (§ 4,23), on a $N = F_p \cdot t_1 = 10^7$. L'erreur de quantification est, dans les deux cas, de une unité sur le nombre affiché, soit respectivement 10^{-3} et 10^{-7} .

Par contre, la valeur numérique de la période est moins pratique à utiliser que celle de la fréquence.



Les fréquencesmètres réciproques mesurent la durée d'un nombre de périodes approximativement égal au temps d'acquisition choisi. Ils effectuent le calcul permettant l'affichage direct de la fréquence.

Une organisation type est représentée à la figure 21 a, et les formes d'ondes correspondantes à la figure 21 b.

Le signal de fréquence F_x , après amplification et mise en forme, détermine l'intervalle de temps T_1 approximativement égal à la durée de la mesure sélectionnée T_0 , mais rigoureusement égal à un nombre entier N_1 de périodes, mesuré par le compteur C_1 . La durée T_1 est elle-même mesurée par le compteur C_2 qui accumule un nombre N_2 de périodes de la fréquence de base de temps F_0 .

On a alors :

$$F_x = F_0 \cdot N_1 / N_2$$

L'affichage comporte un nombre de chiffres constant, et l'erreur relative de quantification est indépendante de la fréquence mesurée.

Les fréquencesmètres calculateurs incorporent une unité de calcul interne plus complexe, et peuvent effectuer des traitements numériques à partir d'une suite de mesures (moyenne, écart-type, etc.).

4,7 Accessoires divers

Divers accessoires ou interfaces peuvent être connectés en aval, la valeur numérique de la mesure rendant celle-ci compatible avec imprimantes, centrales de mesure, comparateurs à seuils, etc.

L'interface de *conversion numérique-analogique* est plus spécifique, et sert à enregistrer graphiquement l'évolution de la mesure. Elle consiste à traduire, sous forme d'une tension proportionnelle, une tranche de deux ou trois chiffres de l'affichage, choisie en fonction de la sensibilité recherchée.

Si, par **exemple**, une fréquence de 100 MHz est mesurée avec une résolution de 1 Hz, les trois chiffres de droite correspondront à une plage d'enregistrement de 1 kHz, soit 10^{-5} de la valeur pour toute la largeur de l'enregistrement.

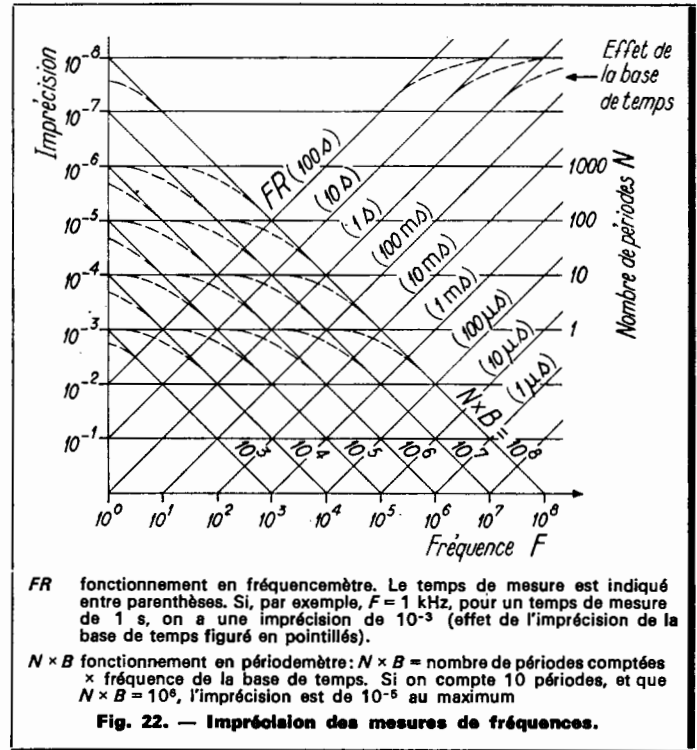
L'utilisation principale est l'étude de la stabilité des sources de fréquence (oscillateurs).

4,8 Précision

Trois principales causes d'erreur limitent la précision.

a) La première tient à la nature numérique de la mesure, c'est l'**erreur de quantification**. L'imprécision relative décroît proportionnellement au résultat affiché, jusqu'à la limite constituée par le nombre de chiffres de l'afficheur. Elle est constante dans le cas du fréquencesmètre réciproque (§ 4,6).

b) La seconde est due à l'**imprécision** de la fréquence de **référence interne**, et est liée à la qualité du pilote utilisé. Elle peut être rendue négligeable par substitution ou asservissement à l'aide d'un étalon atomique ou d'un récepteur étalon de fréquence.



c) La troisième est due au **bruit de phase** des amplificateurs-conditionneurs en fonctionnement périodesmètre ou fréquencesmètre réciproque. L'erreur absolue de temps d'un tel amplificateur dépend du niveau et de la pureté du signal incident, et est de l'ordre de 10^{-3} période pour un rapport signal/bruit de 50 dB.

La figure 22 donne les courbes d'imprécision en fonction de la fréquence dans les divers modes de fonctionnement. L'effet de l'imprécision de la base de temps est figuré en pointillé.

5 Génération numérique des fréquences. Synthétiseurs

Sources de fréquence, à la fois précises, stables et réglables, les synthétiseurs répondent à un besoin, depuis longtemps exprimé, de disposer d'un pilote aussi précis qu'un étalon à quartz ou atomique, mais délivrant au choix plusieurs millions de fréquences discrètes.

Le synthétiseur procède par voie arithmétique en synthétisant une fréquence chiffre par chiffre. De par cette structure numérique, il peut être connecté, si besoin est, à des programmes câblés ou à des équipements informatiques de commande, et constituer, de ce fait, un maillon essentiel des systèmes de test et d'exploitation automatique.

Il possède évidemment une référence stable, précise, mais à fréquence fixe, telle qu'un pilote à quartz.

5,1 Opérations arithmétiques sur les fréquences

a) L'addition et la soustraction sont effectuées par un mélangeur tel qu'on en utilise depuis longtemps à l'entrée des récepteurs superhétérodynes. Ils sont soit du type quadratique, soit du type multiplicateur ou modulateur équilibré.

— Dans le premier cas (type quadratique), les signaux d'amplitudes A et B et de pulsations a et b sont sommés à l'entrée d'un élément non linéaire de fonction de transfert $S = \alpha E + \beta E^2$ (en négligeant les termes de rang plus élevés).

avec $E = A \cos at + B \cos bt$ signal d'entrée,

α, β coefficients,

S signal de sortie.

On obtient :

$$S = \alpha [A \cos at + B \cos bt] + \beta \left[\frac{A^2 + B^2}{2} + \frac{A^2}{2} \cos 2at + \frac{B^2}{2} \cos 2bt + AB \cos(a+b)t + AB \cos(a-b)t \right]$$

Le spectre du signal de sortie (fig. 23) contient les deux signaux recherchés de pulsations $a + b$ et $a - b$, et d'amplitude βAB , mais aussi des raies aux pulsations $a, b, 2a, 2b$ ainsi qu'une composante continue. Le terme recherché, somme ou différence, doit être séparé par filtrage.

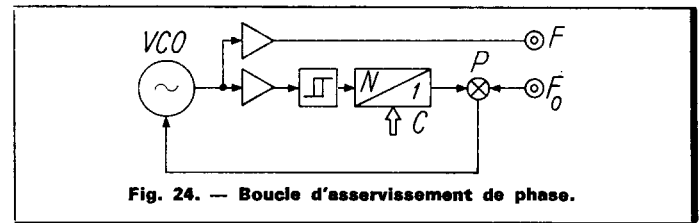
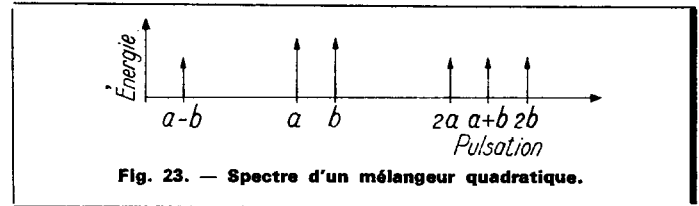
— Dans le second cas (multiplicateur ou modulateur équilibré), les signaux A et B sont appliqués aux deux entrées d'un multiplicateur de fonction de transfert $S = KE_1 E_2$.

On obtient :

$$S = K \frac{AB}{2} [\cos(a+b)t + \cos(a-b)t]$$

Ce signal ne contient que la somme et la différence des pulsations, aux défauts près du multiplicateur (équilibrage). Elles doivent être séparées par filtrage.

b) La division est pratiquement toujours obtenue par un compteur électronique (§ 4,1) à taux fixe ou réglable.



c) La multiplication est effectuée soit par filtrage d'harmoniques, soit par une boucle d'asservissement de phase fixe ou réglable. Le premier procédé est dit multiplication directe, et le second multiplication indirecte.

— Pour effectuer une multiplication directe, le signal de fréquence F_0 est fortement distordu par passage à travers un élément non linéaire dont la fonction de transfert doit comporter les termes de rang d'autant plus élevé que le taux de multiplication recherché est plus grand. L'harmonique de rang N est sélectionné par filtrage, et fournit la fréquence $F = NF_0$ recherchée. Plusieurs filtres sélectifs fixes, ou un filtre accordable, sont nécessaires si N doit être réglable.

— La boucle d'asservissement de phase réglable à compteur électronique répond au schéma de la figure 24.

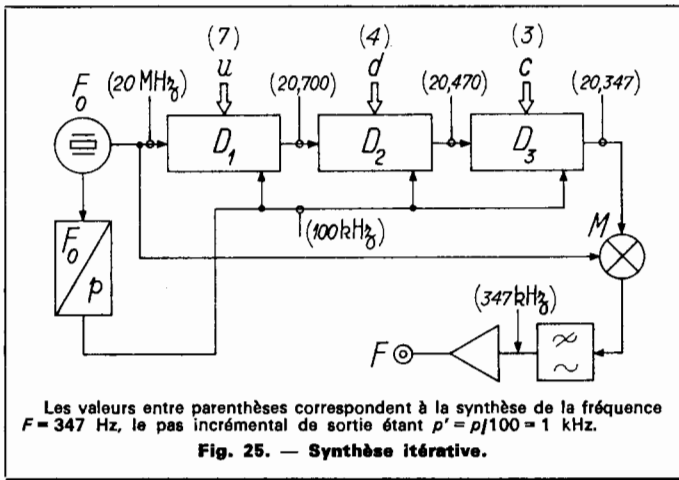
Un oscillateur commandé par tension (VCO) fournit une fréquence F qui, après conditionnement, traverse un compteur électronique C de taux de division N . La fréquence de sortie F/N est comparée à la référence F_0 dans un comparateur de phase P qui fournit une tension proportionnelle à celle-ci, et qui asservit l'oscillateur. A l'équilibre, $F_0 = F/N$, soit $F = NF_0$.

La multiplication a été obtenue par une boucle de rétroaction effectuant une division, d'où le terme de multiplication indirecte. Le taux de multiplication est réglable, par modification du taux N de division du compteur C .

Si la sensibilité de l'oscillateur est a (en hertz/volt) et celle du comparateur b (en volts/radian), la boucle possède une constante de temps $\tau = N/(2\pi ab)$ et une fréquence de coupure $F_c = ab/N$.

Certains synthétiseurs ne comportent qu'une boucle du type précédent, mais la gamme couverte est limitée à celle de l'oscillateur commandé. Ils sont principalement utilisés en radiocommunications H. F. - V. H. F. - U. H. F.

Les synthétiseurs de mesure qui couvrent une gamme importante de fréquence (par exemple, 100 Hz à 110 MHz) utilisent principalement une structure itérative, et une sortie du type hétérodyne, par mélangeur soustractif.



Les fréquences successives sont alors :

- sortie de D_1 : $F_0 + up$
- sortie de D_2 : $F_0 + up/10 + dp$
- sortie de D_3 : $F_0 + up/100 + dp/10 + cp$.

Si le mélangeur M soustrait alors F_0 du signal issu de D_3 , la fréquence finale est : $F = cp + dp/10 + up/100 = (c, d, u) p/100$.

Le procédé est *itératif*, c'est-à-dire que toutes les décades sont identiques et que, si F_{max} est égale à environ $10p$, le pas incrémental de sortie peut être aussi petit que l'on veut à condition de monter en cascade le nombre de décades nécessaires.

En utilisant 7 décades au lieu de 3 comme sur la figure 25, le pas incrémental de sortie serait de 0,1 Hz, et la fréquence de sortie définie avec 7 chiffres significatifs.

La figure 26 représente le schéma bloc d'une décade.

La fréquence d'entrée $F_0 + a$ (a étant l'incrément) est divisée par 10 par un compteur. On lui ajoute alors dans un mélangeur une fréquence locale F' de la forme $(9F_0/10) + np$, le battement additif étant seul transmis à la sortie par filtrage passe-bande.

La fréquence de sortie est alors :

$$F_s = (F_0/10) + (a/10) + (9F_0/10) + np = F_0 + (a/10) + np$$

qui correspond bien à la fonction définie précédemment. Les valeurs entre parenthèses sur la figure 26 correspondent à des fréquences utilisées en pratique.

La figure 27 représente deux procédés classiques d'obtention de la fréquence locale $(9F_0/10) + np$.

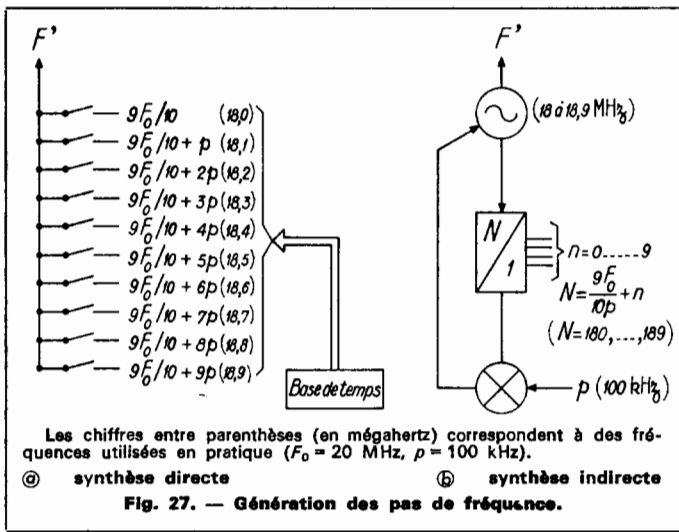
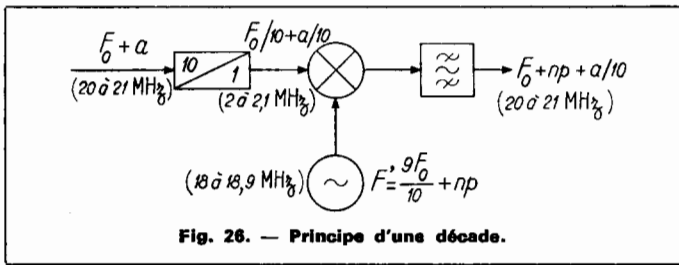
Sur la figure 27 a, une base de temps complexe délivre en permanence les dix fréquences F' possibles $(9F_0/10) + (0, \dots, 9)p$ reliées à toutes les décades. Dans chaque décade, un commutateur statique à 10 directions fait le choix de la valeur F' correspondant à la consigne n (n variant de 0 à 9).

Sur la figure 27 b, la génération de F' est obtenue à partir de la seule fréquence auxiliaire p grâce à l'utilisation d'une boucle d'auto-séquence de phase à compteur programmé.

Le premier procédé, utilisant une multiplication directe, est dit *synthèse directe*, alors que le second, mettant en œuvre une multiplication indirecte, est dit *synthèse indirecte*.

Ce dernier comporte certains avantages tels que la *simplicité* (une seule fréquence de consigne p par décade), la *facilité de programmation* et la réjection élevée des fréquences parasites.

La synthèse directe, malgré sa complexité au niveau des circuits et interconnexions, présente l'avantage d'un *temps de commutation très court* (quelques microsecondes par exemple) utile dans certaines applications particulières.



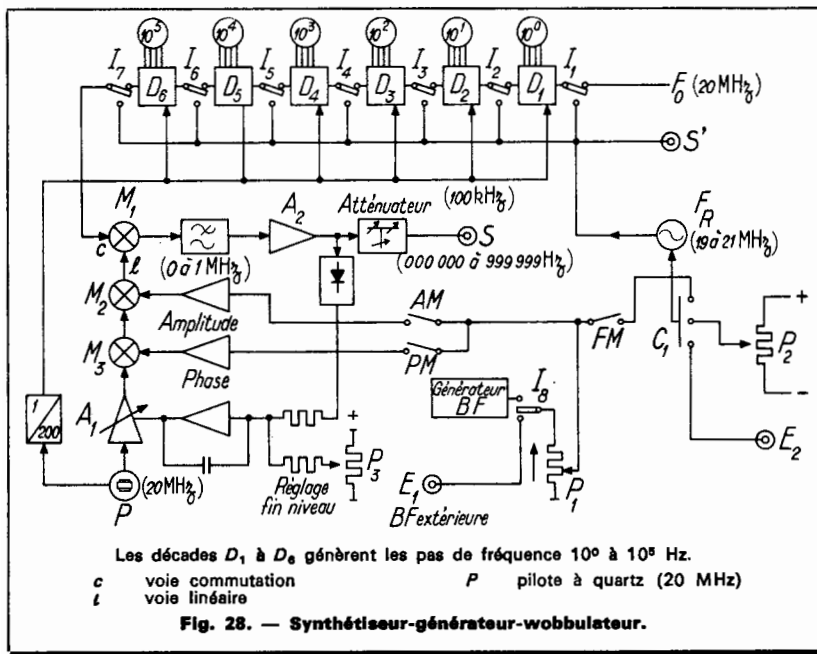
5,2 Synthèse itérative

Le principe d'une synthèse itérative à trois chiffres est représenté sur la figure 25. Elle comprend en cascade trois unités d'insertion décimale ou *décades* identiques, D_1, D_2, D_3 , qui reçoivent les consignes successives u, d, c . L'entrée de chacune est alimentée par la sortie de la précédente, l'entrée de la première recevant une fréquence porteuse auxiliaire F_0 . En outre, elles reçoivent toutes une fréquence auxiliaire p obtenue par division de F_0 .

Chacune des décades a pour rôle de diviser par 10 l'incrément incident (différence entre la fréquence d'entrée vraie et F_0), et d'ajouter son propre incrément égal à n fois le pas de fréquence p ($n = 0, 1, \dots, 9$), n étant donné par la consigne u, d ou c .

5,3 Synthétiseur de mesure, générateur et wobbulateur

La figure 28 (p. 16) représente la structure d'un générateur de performances limitées, utilisant comme structure de base les éléments de synthèse itérative précédemment décrits (§ 5,2).



5,301 Chaîne de synthèse. — On suppose tous les interrupteurs I_1, \dots, I_7 en position haute. Les six décades D_1 à D_6 génèrent les pas de 1 Hz à 100 kHz, et la fréquence F_R , à la sortie de I_7 , varie de 20,000 000 à 20,999 999 MHz. La soustraction de la fréquence fixe 20 MHz dans le modulateur M_1 , suivie d'un filtrage passe-bas, délivre à l'entrée de l'amplificateur vidéo A_2 une fréquence de 000 000 à 999 999 Hz, par pas de 1 Hz.

5,302 Régulation de niveau (ALC), atténuateur. — Le niveau de sortie est maintenu constant en fonction de la fréquence par l'intermédiaire d'une boucle d'asservissement.

ALC: *automatic level control*.

La tension alternative à la sortie de A_2 est d'abord redressée, puis comparée à une référence continue réglable par le potentiomètre P_3 . Le résidu de la comparaison est amplifié par un amplificateur opérationnel intégrateur, et agit sur l'amplificateur à gain variable A_1 , inséré dans la voie à fréquence fixe F_0 (20 MHz) alimentant l'entrée linéaire du modulateur M_1 .

L'action sur P_3 permet aisément de couvrir une dynamique de tension de sortie de 20 dB.

En aval de A_2 est inséré un atténuateur adapté à commande mécanique ou électromécanique, comportant un certain nombre de pas de 10 dB par exemple.

5,303 Modulation d'amplitude (AM). — Un générateur basse fréquence (BF) incorporé, ou une source BF extérieure, sélectionnés par I_8 , alimentent le potentiomètre de modulation P_1 . La fermeture de l'interrupteur AM dirige alors le signal de modulation sur le modulateur M_2 inséré dans le circuit de la porteuse F_0 .

Cette modulation se retrouve sur le signal de sortie, puisque le signal F_0 est connecté à la voie linéaire l du modulateur M_1 .

5,304 Modulation de phase (PM). — Le même signal issu de P_1 peut attaquer, à travers l'interrupteur PM, le modulateur de phase M_3 inséré également dans le circuit de la porteuse F_0 .

5,305 Oscillateur d'interpolation. — L'oscillateur auxiliaire d'interpolation F_R peut être commandé par une tension dans une plage $F_0 \pm \Delta$ centrée sur F_0 (20 MHz \pm 1 MHz).

F_R peut être substitué à la fréquence de synthèse itérative grâce à l'un des inverseurs I_1, \dots, I_7 .

De la sorte, par variation de F_R , il est possible d'obtenir une variation continue de la fréquence de sortie dans une plage allant de ± 1 MHz à ± 1 Hz puisque Δ est divisé par 10^a , si a est le nombre de décades situées en aval de l'inverseur commandé.

L'oscillateur F_R est utilisé dans les fonctions suivantes.

5,306 Modulation de fréquence (FM). — En commandant l'oscillateur F_R par la tension issue du potentiomètre P_1 , à l'aide de l'interrupteur FM, on obtient une modulation de fréquence de celui-ci.

L'indice peut être réglé soit continuellement par P_1 , soit par progression de rapport 10 en agissant sur les divers interrupteurs I_1, \dots, I_7 . Par exemple, I_6 permet une modulation maximale de ± 100 kHz, I_5 de ± 10 kHz, etc.

5,307 Recherche. — Si l'oscillateur F_R est commandé par le potentiomètre P_2 , (position médiane du commutateur C_1), il est possible de faire varier manuellement, de façon continue, la fréquence de sortie, dans une plage allant de ± 1 MHz à ± 1 Hz. Cela permet, par approches successives à l'aide des inverseurs I_7 à I_1 , de rechercher la fréquence exacte d'un phénomène, tel qu'une résonance par exemple. La valeur exacte de cette fréquence est alors égale à la partie affichée en aval du commutateur de dispersion choisi, augmentée algébriquement de $\Delta/10^a$. Cette dernière quantité est mesurable, à partir du signal S' représentant la fréquence de l'oscillateur F_R , à l'aide d'un fréquencemètre extérieur.

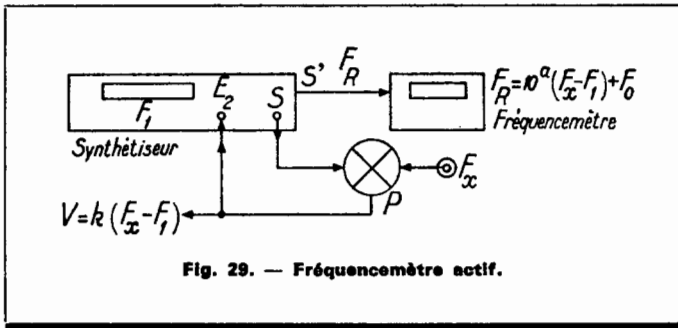
5,308 Wobbulateur (sweep). — Une tension de modulation FM, appliquée à la fois à l'entrée E_1 (BF extérieure) et à la voie horizontale d'un oscilloscope, permet de visualiser la réponse d'un quadripôle en fonction de la fréquence (*wobulation*), la plage de fréquence couverte pouvant être très petite si nécessaire (± 1 Hz).

Les marqueurs (indicateurs de fréquences rondes) sont obtenus par battement de la fréquence S' (issue de l'oscillateur F_R) avec les harmoniques d'une fréquence ronde obtenue par division de F_0 .

De ce fait, l'espacement des marqueurs correspond au pas F_0/N divisé par 10^a . Il est donc possible d'obtenir, pour la valeur maximale de a (inverseur I_1 : $a = 6$), une **dispersion de ± 1 Hz incluant des marqueurs tous les 0,1 Hz**, ce qui est strictement impossible par utilisation de techniques de wobulation traditionnelles.

5,309 Asservissement. — L'entrée E_2 peut permettre d'asservir la fréquence du synthétiseur dans une plage de fréquence commutable par I_1, \dots, I_7 . La mesure de l'écart par rapport à la valeur affichée sur le synthétiseur est possible par mesure de la fréquence du signal S' à l'aide d'un fréquencemètre extérieur (§ 5,2).

5,310 Performances. — Les non-linéarités des amplificateurs, les réjections limitées des filtres passe-bande constituant les décades, l'intermodulation résiduelle des modulateurs et l'effet flicker des



composants introduisent des défauts dans le signal de sortie d'un synthétiseur.

On peut distinguer :

- les raies spectrales harmoniques ;
- les raies spectrales non harmoniques (*spurious*) ;
- les bruits d'origines diverses ;
- enfin, le temps de commutation (temps de passage d'une fréquence à une autre lors d'un changement de programme) est également important en fonction des applications.

Le tableau IV résume les valeurs moyennes et extrêmes des caractéristiques des synthétiseurs de mesure (1976).

5,4 Mesure très précise des fréquences : fréquencemètre actif

Son principe découle de celui de l'asservissement (§ 5,309), et est représenté en figure 29. Le synthétiseur est réglé sur F_1 , valeur nominale d'une fréquence F_x ; la dispersion $\pm 10^6$ Hz est choisie supérieure au plus grand écart possible de F_x par rapport à cette valeur nominale.

La fréquence de sortie du synthétiseur est comparée à F_x dans un comparateur de phase P , relié à la borne de commande E_2 du synthétiseur.

L'ensemble constitue alors une boucle d'asservissement de phase, imposant à F_s , fréquence de sortie du synthétiseur, d'être égale à F_x .

L'écart $F_1 - F_x = F_1 - F_s$ est alors disponible sous deux formes :

- une tension continue V issue du comparateur P ;
- une valeur numérique obtenue par mesure au fréquencemètre de la fréquence F_R de l'oscillateur d'interpolation (sortie S').

Exemple : soit un oscillateur stable (oscillateur à quartz par exemple) dont la fréquence nominale est $F_1 = 100$ MHz et l'écart maximal 100 Hz (soit $\pm 10^{-6}$ de la fréquence nominale).

La dispersion de la recherche sera choisie égale à ± 100 Hz, et l'écart de F_R par rapport à sa valeur moyenne F_0 (20 MHz) sera divisé par 10^4 .

Le système étant bouclé, chaque hertz d'écart lu au fréquencemètre correspond à 10^{-4} Hz d'écart de la fréquence F_x .

En effet, $F_x = F_1 \pm 100$ Hz = 100 MHz \pm 100 Hz

$$F_R - F_0 = 10^4(F_x - F_1) = 10^4(F_x - F_1) = \pm 1 \text{ MHz}$$

En pratique, cette méthode permet de mesurer les fréquences et d'enregistrer leur dérive avec une résolution de 1 mHz jusqu'à 100 MHz et de 10 mHz jusqu'à 1 GHz, la valeur étant actualisée plusieurs fois par seconde (temps de comptage du fréquencemètre égal à 0,1 seconde).

De plus, si le comparateur de phase P est du type *comparateur phase-fréquence*, l'affichage initial sur le synthétiseur ne nécessite pas la connaissance préalable de la valeur nominale. En effet, le sens de l'écart de fréquence indique à tout moment si l'on doit accroître ou diminuer la valeur affichée pour aboutir à la plage d'asservissement, en procédant chiffre par chiffre de gauche à droite.

On peut alors dire que l'on dispose dans le domaine fréquence d'un ensemble de mesure en tous points comparable à un voltmètre différentiel pour tensions continues.

Tableau IV. — Performances des générateurs-synthétiseurs.

		Valeurs types	Performances extrêmes
Fréquence	gamme stabilité	0 à plus de 1 GHz $5 \cdot 10^{-9}$ par jour	10^{-12} par jour par synchro extérieure
Puissance	niveau régulation	+ 13 dBm (1 Veff/50 Ω) ± 1 dB à ± 5 mB	+ 20 dB(mW) (2,25 Veff/50 Ω) ± 2 mB 100 Hz à 110 MHz
Modulations	AM FM PM	0 à 20 kHz ; taux 0 à 100% 0 à 100 kHz ; dispersion quelconque 0 à 100 kHz ; $\pm 2 \pi$ radian	0 à 10 MHz ; $\pm 3 \pi$ radian
Pureté spectrale	raies harmoniques raies non harmoniques bruit en large bande bruit asymptotique	- 30 dB à - 50 dB - 70 dB à - 90 dB - 60 dB/30 kHz - 140 dB/Hz	< - 60 dB - 100 dB - 80 dB/30 kHz - 155 dB/Hz

6 Comparaison précise des fréquences

Il s'agit des techniques qui permettent de mesurer et d'enregistrer les écarts entre des fréquences rondes issues de pilotes divers (1 ; 5 ; 10 MHz généralement) ou d'émissions radio pilotées par des horloges atomiques. L'acquisition rapide de la mesure peut être obtenue par multiplication préalable de l'écart relatif des deux fréquences à comparer.

6,1 Multiplicateur d'écart

Son fonctionnement s'apparente à celui du fréquencesmètre actif (fig. 30). Les fréquences rondes F_0 (référence) et F_x , de valeurs nominales 1, 2, 5 ou 10 MHz, sont d'abord multipliées par les amplificateurs-multiplicateurs A_1 et A_2 et fournissent deux signaux de fréquences respectives 10 MHz et $10(1 + \epsilon)$ MHz.

Par ailleurs, un oscillateur commandé VCO peut varier de 9 à 11 MHz, soit $10(1 \pm \Delta)$ MHz (Δ étant compris entre 0 et 0,1 MHz).

Quatre diviseurs d'incrément D_1, \dots, D_4 , pilotés à partir de la fréquence issue de A_1 , jouent le même rôle que quatre décades calées sur $n = 0$ (§ 5,2). Les fréquences de sortie successives sont alors :

$10[1 \pm (\Delta/10)]$ MHz, $10[1 \pm (\Delta/100)]$ MHz, $10[1 \pm (\Delta/1\ 000)]$ MHz, $10[1 \pm (\Delta/10\ 000)]$ MHz.

Le comparateur de phase P asservit l'oscillateur VCO, de telle sorte que :

$$1 \pm (\Delta/10\ 000) = 1 \pm \epsilon.$$

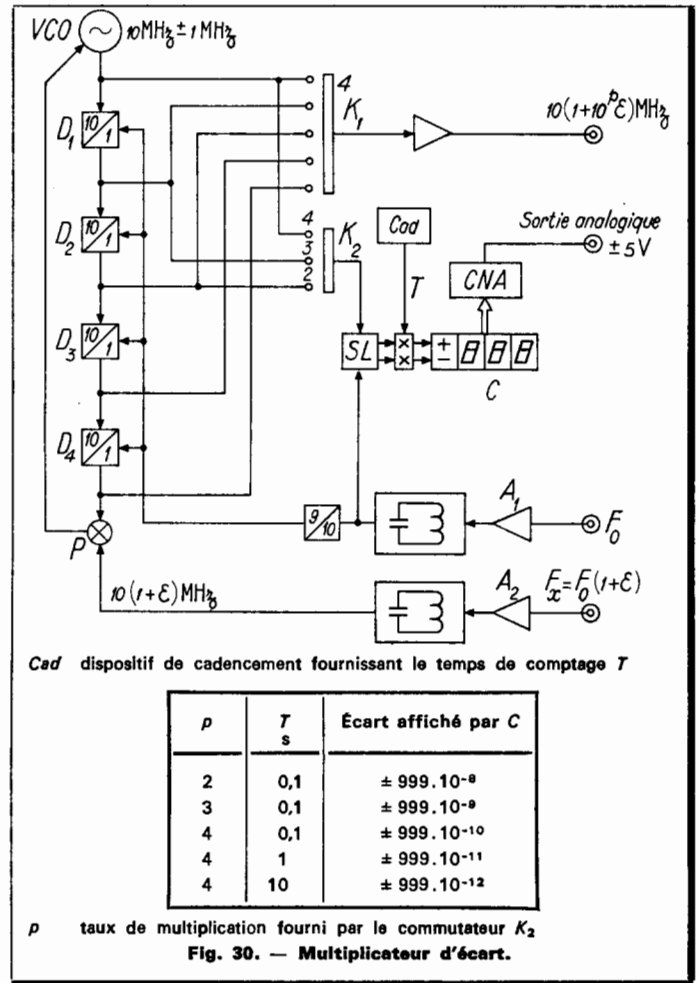
La fréquence de l'oscillateur présente donc, par rapport à la référence F_0 , un écart relatif 10^4 fois plus grand que l'écart entre F_x et F_0 . Un premier commutateur K_1 permet de disposer d'une fréquence dont l'écart par rapport à F_0 est multiplié par un facteur de 1 à 10 000 [soit $10(1 + 10^p \epsilon)$ MHz].

Le commutateur K_2 et le soustracteur logique SL alimentent, par ailleurs, un compteur bidirectionnel (comptant et décomptant) C sur lequel s'affiche l'écart Δ en valeur et en signe. Le tableau de la figure 30 indique, en fonction du temps de comptage et du taux de multiplication, l'étendue de mesure utile. Comme il apparaît, une résolution de 10^{-11} de valeur relative ne nécessite qu'une seconde de temps de mesure.

Un convertisseur numérique/analogique CNA, analogue à celui cité au paragraphe 4,7, mais prenant en compte le signe, permet l'enregistrement graphique de l'écart.

6,2 Émissions radio

Un certain nombre d'émetteurs de radiodiffusion ondes longues (≈ 200 kHz) sont pilotés par étalon atomique à jet de césium. Leurs fréquences porteuses peuvent donc servir de signaux de référence.



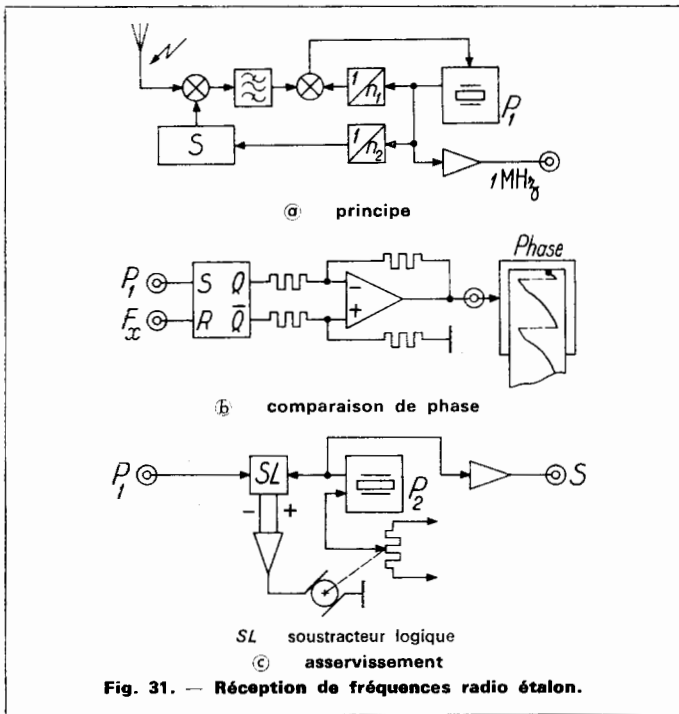
D'autres sont consacrés uniquement à la dissémination de la fréquence et du temps, et leurs fréquences porteuses se situent entre 16 kHz et 100 kHz.

En Europe, on peut citer :

- Droitwich (Grande-Bretagne) 200 kHz
- Allouis (France) 163,840 kHz
- Mainflingen (République Fédérale d'Allemagne) 77,5 kHz
- Prangin (Suisse) 75,0 kHz
- Rugby (Grande-Bretagne) 60,0 kHz.

La précision des comparaisons ou asservissements est alors limitée par les conditions de propagation entre antennes émettrices et réceptrices.

Que l'on se souvienne que l'effet Doppler, dû à une variation de trajet radioélectrique de 0,3 mm par seconde, conduit à un glissement de fréquence de 10^{-12} .



Le principe d'un récepteur étalon (fig. 31 a) consiste à asservir un premier pilote à quartz P_1 par un circuit superhétérodyne classique,

le synthétiseur S étant réglé en fonction de la fréquence porteuse choisie. La constante de temps d'asservissement de P_1 sur l'émetteur est de l'ordre de quelques secondes.

Deux méthodes classiques (§ 6,21 et 6,22) permettent d'utiliser le signal issu de P_1 , perturbé par tous les défauts de propagation (variations journalières en particulier).

6,21 Comparaison de phase. — Un comparateur de phase (fig. 31 b), fonctionnant à 1 MHz, traduit, sous forme d'une tension continue proportionnelle, la différence de phase entre le signal P_1 et un pilote local de fréquence F_x . La différence de marche, de 1 microseconde pleine échelle, peut être interprétée à court terme (propagation) ou à long terme (précision relative).

6,22 Pilote secondaire. — Le signal issu de P_1 peut asservir un pilote à quartz P_2 à faible dérive (fig. 31 c). La boucle est par exemple électromécanique, et la constante de temps peut atteindre, si nécessaire, 10^5 secondes. Dans ces conditions, les fluctuations rapides de P_1 sont filtrées. La fréquence de P_2 est stable, et entachée d'une erreur systématique égale à sa propre dérive pendant un intervalle de temps égal à la constante de temps d'asservissement.

Documentation

CONSTRUCTEURS

Pour les adresses se reporter à la brochure rouge : fascicule R 30.

Étalons atomiques

Ebauches S. A.
EFRATOM
Hewlett-Packard
Rohde et Schwarz France

Fréquence-mètres

Adret Électronique
Hewlett-Packard
Philips
Schlumberger
Rohde et Schwarz France

INDEX BIBLIOGRAPHIQUE

Standards de fréquence

HELLWIG (H.). — *Frequency standards and clocks : a tutorial introduction*. Note technique 616 mars 1974 National Bureau of Standards (USA).

Oscillateurs à quartz

Oscillateurs à quartz. Électronique Professionnelle (F) 22 mars 1973.

Synthétiseurs

KROUPA (V.F.). — *Frequency synthesis*. 1973 Griffin.

CHARBONNIER (R.). — *Propriétés et applications du synthétiseur itératif à oscillateur d'extrapolation*. Onde Électrique (F) déc. 1972.

Fréquences radio étalonnées

Standard frequencies and time signals. C. C. I. R. Doc. 7/58E 24 févr. 1974.