

Zeitschrift: Technische Mitteilungen / Schweizerische Post-, Telefon- und Telegrafienbetriebe = Bulletin technique / Entreprise des postes, téléphones et télégraphes suisses = Bollettino tecnico / Azienda delle poste, dei telefoni e dei telegrafi svizzeri

Herausgeber: Schweizerische Post-, Telefon- und Telegrafienbetriebe

Band: 45 (1967)

Heft: 11

Artikel: Générateurs à quartz de faible dérive sources de base pour les transmissions multivoies

Autor: Bernard, Claude

DOI: <https://doi.org/10.5169/seals-874909>

Nutzungsbedingungen

Die ETH-Bibliothek ist die Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften auf E-Periodica. Sie besitzt keine Urheberrechte an den Zeitschriften und ist nicht verantwortlich für deren Inhalte. Die Rechte liegen in der Regel bei den Herausgebern beziehungsweise den externen Rechteinhabern. Das Veröffentlichen von Bildern in Print- und Online-Publikationen sowie auf Social Media-Kanälen oder Webseiten ist nur mit vorheriger Genehmigung der Rechteinhaber erlaubt. [Mehr erfahren](#)

Conditions d'utilisation

L'ETH Library est le fournisseur des revues numérisées. Elle ne détient aucun droit d'auteur sur les revues et n'est pas responsable de leur contenu. En règle générale, les droits sont détenus par les éditeurs ou les détenteurs de droits externes. La reproduction d'images dans des publications imprimées ou en ligne ainsi que sur des canaux de médias sociaux ou des sites web n'est autorisée qu'avec l'accord préalable des détenteurs des droits. [En savoir plus](#)

Terms of use

The ETH Library is the provider of the digitised journals. It does not own any copyrights to the journals and is not responsible for their content. The rights usually lie with the publishers or the external rights holders. Publishing images in print and online publications, as well as on social media channels or websites, is only permitted with the prior consent of the rights holders. [Find out more](#)

Download PDF: 31.03.2026

ETH-Bibliothek Zürich, E-Periodica, <https://www.e-periodica.ch>

Générateurs à quartz de faible dérive sources de base pour les transmissions multivoies

Claude BERNARD, Neuchâtel

621.373.5:621.395.44

Quarzgeneratoren mit geringer Drift

Zusammenfassung. Die Haupteigenschaften der Quarzgeneratoren für Trägerfrequenzausrüstungen werden kurz in Erinnerung gerufen und leiten über zur Wahl eines Oszillators in Serieresonanz, abgeleitet von der Clapp-Schaltung. Die Matrizenanalyse der Unterhaltsbedingungen im Dauerbetrieb gestattet die optimale Wahl der Komponenten im Blick auf beste Frequenzstabilität. Diese Wertung führt zur Herstellung eines 4,96-MHz-Grundgenerators, dessen Kurzzeiteigenschaften (1 s) zu schwachen Streuungen $\sigma < 1.10^{-11}$ Anlass geben, während die tägliche Drift nach drei Betriebsmonaten weniger als 2.10^{-10} ist. Schliesslich werden vom genannten Typ abgeleitete, einfachere Ausführungen bei 4,96 MHz, 124 und 12 kHz beschrieben und in einer Vergleichsdarstellung aufgeführt.

Résumé. Un bref rappel des caractéristiques essentielles des générateurs à quartz destinés aux équipements de transmission multivoie, prépare le choix d'un oscillateur à résonance série, dérivé du circuit de Clapp. L'analyse matricielle des conditions d'entretien en régime continu permet d'établir la dimension optimale des composants, en vue d'obtenir la meilleure stabilité de fréquence. Ces critères guident la réalisation d'un générateur de base à 4,96 MHz dont les performances à court terme (1 s) assurent une faible dispersion $\sigma < 1.10^{-11}$, tandis que la dérive journalière devient inférieure à 2.10^{-10} , après trois mois de service. Enfin, la description des versions simplifiées à 4,96 MHz, 124 et 12 kHz, dérivées du modèle cité, aboutit à un tableau de comparaison.

Generatori al quarzo con piccola deriva

Riassunto. Un breve cenno alle principali caratteristiche dei generatori al quarzo previsti per gli impianti di trasmissioni multiple, prepara la scelta d'un oscillatore a risonanza di serie, derivante dal circuito di Clapp. L'analisi matriciale delle condizioni di manutenzione in regime continuo, permette di stabilire le dimensioni ottime delle loro componenti, in vista di ottenere la migliore stabilità di frequenza. Questi criteri conducono alla realizzazione d'un generatore di base di 4,96 MHz le cui caratteristiche di corta durata (1 s) assicurano una debole dispersione $\sigma < 1.10^{-11}$, mentre la deriva giornaliera diventa più piccola di 2.10^{-10} , dopo tre mesi d'esercizio. Conclude con la descrizione delle versioni semplificate di 4,96 MHz, 124 e 12 kHz, derivate dal modello citato e riassunte in una tavola comparativa.

Introduction

L'évolution des équipements de transmission par courants porteurs à grand nombre de voies impose des conditions particulières quant à la stabilité, la sécurité et la maintenance des générateurs de base. La densité des communications téléphoniques par câble coaxial et le transport de données numériques rapides sur une ou plusieurs voies excluent toute interruption de l'alimentation en fréquence, car l'absence accidentelle d'un seul porteur pendant quelques millisecondes constitue déjà un défaut incompatible avec l'information du signal envoyé par ce canal. L'adoption de deux générateurs à quartz dont les sorties sont connectées sur un appareillage automatique de commutation électronique constitue un dispositif de sécurité généralement apprécié, si l'intervalle de temps nécessaire à cette opération reste très court. Toutefois, l'apparition probable d'un saut de phase, lors d'une commutation provoquée par la défaillance d'un oscillateur, justifie les exigences de ce matériel. D'autre part, la télécommande et l'automatisation des mesures périodiques, en voie de réalisation dans les centres amplificateurs, préparent l'introduction de nouveaux dispositifs autorisant l'ajustement de la fréquence à distance et la synchronisation éventuelle des sources de base avec une référence.

En vue de réduire le nombre des interventions manuelles, les générateurs à quartz destinés à cette application doivent satisfaire la condition essentielle d'une faible dérive acquise dans un long intervalle de temps. A cette première spécification vient s'ajouter celle de la stabilité à court terme, relative aux équipements de moyenne et grande capacité,

puisqu'une fluctuation aléatoire de la fréquence de base peut être la cause d'un glissement temporel inadmissible des porteurs supérieurs. Les variations rapides de l'ambiance ayant encore une influence sur la stabilité des oscillateurs à quartz, malgré le perfectionnement des thermostats électroniques, il convient de ne pas restreindre l'interprétation de leur effet par l'usage du coefficient thermique habituel, car le réglage de température présente toujours une constante de temps; l'enregistrement de la fréquence pendant la variation prescrite complète heureusement la notion de dérive thermique. Une autre caractéristique fondamentale de cette fourniture définit l'affaiblissement minimal des fréquences inharmoniques contenues dans le signal de sortie. Finalement, les tendances actuelles vers la miniaturisation des composants, pour une occupation rationnelle de l'espace disponible, limitent aussi l'encombrement des oscillateurs de base.

Analyse d'un oscillateur à quartz

D'une manière générale, l'association de deux quadripôles, dont l'un est actif tandis que l'autre inclut un réseau passif caractérisant la fréquence, constitue un oscillateur si leur accouplement satisfait certaines règles. Il existe naturellement plusieurs possibilités pour connecter ces éléments entre eux, mais les conditions d'entretien d'un quartz en résonance série orientent le choix du circuit vers une association parallèle des entrées et sorties de ceux-ci. La figure 1 met en évidence la boucle de réaction ainsi obtenue, dans laquelle le quadripôle Y_A symbolise un amplificateur à

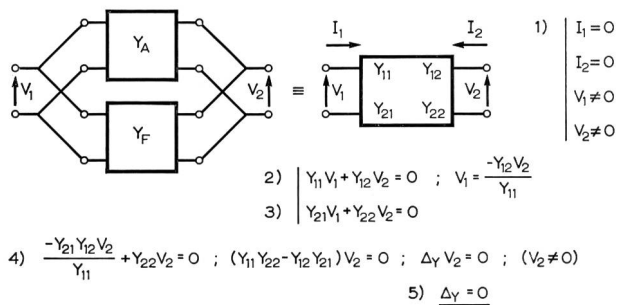


Fig. 1
Association des quadripôles Y_A et Y_F pour constituer un oscillateur

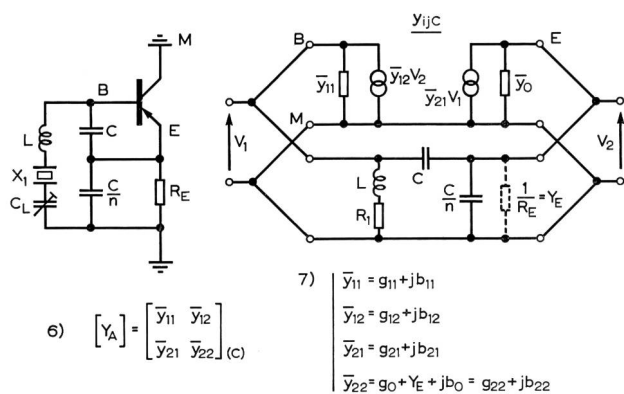


Fig. 2
Oscillateur à quartz entretenu par un transistor

transistor et Y_F désigne le réseau sélectif. Cette association, réalisée par l'addition des matrices $[Y_A]$ et $[Y_F]$, amène le quadripôle équivalent Y dont les critères d'oscillation sont consignés en 1. Simultanément V_1 et V_2 doivent être différents de zéro lorsque I_1 et I_2 sont nuls, puisque l'apport d'un générateur de courant est exclu. Les relations 2 et 3 caractérisent le quadripôle résultant défini par les paramètres Y_{ij} . Il est aisé d'éliminer une inconnue du système pour en tirer la relation 4, en vue de qualifier le déterminant de la matrice $[Y]$ lorsque V_2 diffère de zéro. L'égalité 5 démontre que l'oscillation du quadripôle est acquise lorsque le déterminant Δ_Y devient nul.

Le schéma de base et son équivalent, contenus dans la figure 2, représentent un oscillateur de Clapp, modifié par l'introduction d'une inductance L en série avec le quartz X_1 . Le choix de ce circuit est motivé par quelques avantages notoires en haute fréquence, principalement lorsque le cristal doit résonner en cisaillement d'épaisseur sur un harmonique supérieur (AT-5 MHz). En effet, le transistor branché en collecteur commun alimente à basse impédance une cellule en π , constituée par les éléments C/n , C et L en

série avec X_1 . L'admittance des composants C et C/n est grande relativement à celle des capacités parasites de l'amplificateur. D'autre part, le facteur de surtension effectif du quartz reste élevé si la boucle du π présente une grande conductance. Enfin, le rotor du trimmer C_L étant connecté à la terre du dispositif, l'ajustement de fréquence ne provoque aucune perturbation.

A ce point, il faut préciser que tout oscillateur harmonique contient un élément non linéaire, discret ou apparent, qui limite l'amplitude de la vibration. Dans le cas présent, ce rôle est dévolu à un système de réglage automatique qui fait intervenir la variation du gain complexe du transistor, exprimée en fonction du courant de base. La faible tension admise aux bornes du quartz permet la génération d'une onde sinusoïdale, malgré le choix du point de travail sur une caractéristique non linéaire de l'amplificateur. Par conséquent, l'usage du quadripôle actif défini par les paramètres complexes $y_{ij}(c)$, mesurés au point désigné, se trouve justifié. Enfin, pour simplifier les notations, la résistance d'émetteur R_E est incorporée à l'admittance de sortie $\bar{y}_{22}$ comme indiqué sous chiffre 7.

La matrice de l'élément actif étant connue, la figure 3 introduit la détermination des paramètres du quadripôle associé, soit la cellule en π qui contient le résonateur symbolisé par sa résistance équivalente en résonance série R_1 . Le schéma simplifié de ce réseau facilite l'expression des paramètres groupés sous 8. Les désignations B , X et Z , étant adoptées pour raccourcir l'écriture, l'équation 10 fournit la matrice du quadripôle caractérisant la fréquence. L'association de Y_A et Y_F se trouve résolue par l'addition des matrices respectives, telle qu'elle est décrite en 11.

Le tableau 1 contient les conditions fondamentales d'oscillation qui vont permettre le calcul de n et $B = \omega C$ pour

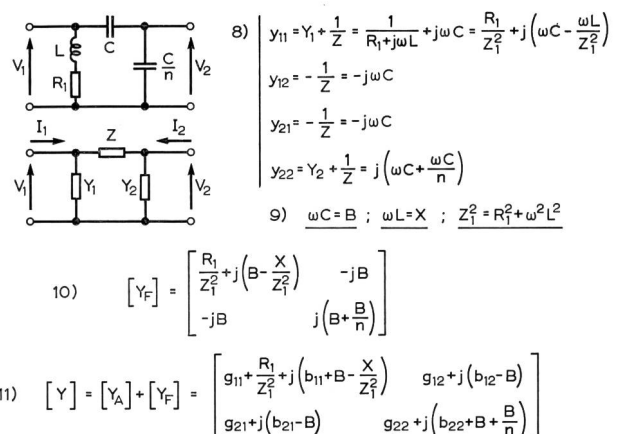


Fig. 3
Paramètres du quadripôle de réaction Y_F

$$12) \quad \Delta_Y = E + jF \rightarrow \begin{cases} E = 0 \\ F = 0 \end{cases} \quad 13) \quad \begin{cases} \Delta_g = g_{11}g_{22} - g_{12}g_{21} ; \Delta_b = b_{11}b_{22} - b_{12}b_{21} \\ g_s = \sum g_{ij}(C) ; b_s = \sum b_{ij}(C) \\ \Delta_j = g_{11}b_{22} + g_{22}b_{11} - g_{12}b_{21} - g_{21}b_{12} \end{cases}$$

$$F = 0 \rightarrow 14) \quad n = \frac{B(R_1 + g_{11}Z_1^2)}{g_{22}X - R_1(b_{22} + B) - Z_1^2(\Delta_j + g_s B)}$$

$$E = 0 \rightarrow 15) \quad aB^2 + bB + c = 0 ; \quad B_{1,2} = \frac{-b}{2a} \pm \sqrt{\left(\frac{b}{2a}\right)^2 - \frac{c}{a}}$$

$$16) \quad a = R_1 + g_s Z_1^2$$

$$b = R_1(b_{11} + b_{22} - b_s) + X(g_{11} - g_{22} - g_s) + Z_1^2(\Delta_j + g_s b_{11} - g_{11} b_s)$$

$$c = g_{22} + R_1(\Delta_g - \Delta_b + g_{11}g_{22} - b_{11}b_{22}) + g_{11}Z_1^2(\Delta_g - \Delta_b) + X(g_{11}b_{22} - g_{22}b_{11}) + \Delta_j(b_{11}Z_1^2 - X)$$

$$17) \quad \left(\frac{b}{2a}\right)^2 \geq \frac{c}{a}$$

Tableau I
Détermination de $n_{1,2}$ et $B_{1,2}$

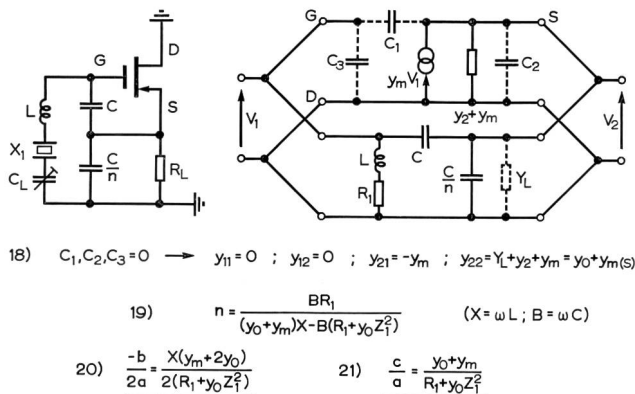


Fig. 4
Oscillateur à quartz BF entretenu par un transistor à effet de champ

chaque valeur de $X = \omega L$. En effet, le déterminant Δ_Y prend la forme abrégée $E + jF$ dans laquelle, simultanément, la partie réelle et la partie imaginaire doivent être nulles. Il en résulte un système d'équations à deux inconnues, dont on peut extraire n (chiffre 14) contenu dans l'égalité $F = 0$ et le remplacer dans la première $E = 0$. Après quelques transformations, on arrive à l'équation du second degré 15 qui inclut les constantes a , b et c données sous chiffre 16. Si la condition 17 est satisfaite, deux grandeurs réelles et positives de B apparaissent pour chaque valeur du paramètre X . Le choix de ce dernier est restreint à la plus petite inductance, en vue d'obtenir la meilleure stabilité de fréquence. A ce point, les deux valeurs de B se confondent, les capacités C et C/n sont grandes relativement à celles du transistor et le résonateur n'est que faiblement perturbé par les éléments variables du quadripôle actif.

Les formules antérieures, valables pour l'entretien d'un résonateur à haute fréquence, se trouvent considérablement raccourcies dès leur application à un oscillateur à quartz BF. La figure 4 illustre un tel exemple, dont le circuit de réaction présente encore la même structure en π , tandis que l'amplificateur comporte un transistor à effet de champ du type MOS. Le choix de ce dernier est motivé par sa caractéristique de pente variable, accentuée, plus favorable au réglage automatique du gain que celle d'un transistor classique. Le branchement de ce nouvel élément reste semblable au précédent, mais la définition de ses paramètres en drain commun est simplifiée lorsque l'influence des capacités parasites C_1 , C_2 et C_3 peut être négligée (voir 18). La résistance d'entrée gate-source de ce transistor étant très élevée, cette propriété permet d'assimiler sa représentation à celle d'un tube électronique, en montage cathodyne, dont le schéma équivalent ne contient plus que la source de courant $y_m V_1$ et l'admittance de sortie $y_2 + y_m$. Des résultats antérieurs, inclus dans le tableau I, découlent immédiatement les relations 19 à 21 qui conduisent la détermination de C et C/n à son but pratique.

Générateur à quartz 4,96 MHz

L'application des critères exposés a permis la réalisation d'un nouveau générateur de base à 4,96 MHz, caractérisé par une grande stabilité, une faible dérive journalière et un encombrement réduit. Le choix de la fréquence désignée assure une division aisée, par le facteur 40, jusqu'à celle de 124 kHz normalisée pour l'alimentation des systèmes multivoies actuels.

Le schéma de principe contenu dans la figure 5, illustre la description et le fonctionnement des organes inhérents au générateur B-1250. Tous les éléments de l'oscillateur sont maintenus à la température de 65°C, dans une enceinte

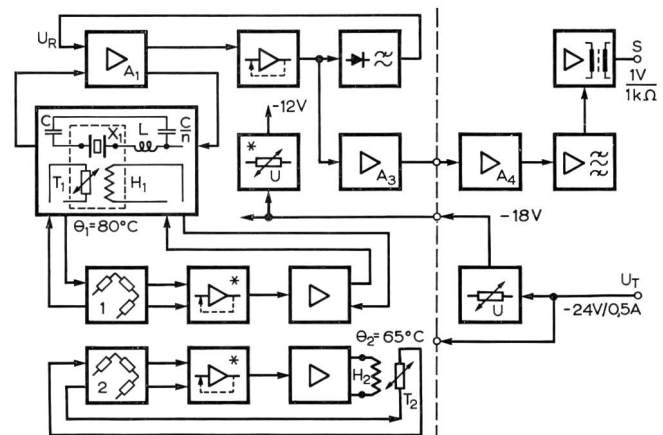


Fig. 5
Schéma fonctionnel du générateur à quartz 4,96 MHz type B-1250

thermostatique dont le chauffage est contrôlé par un dispositif de régulation proportionnelle. Seul, le résonateur X_1 , inclus dans un four intérieur réglé de manière semblable au précédent, bénéficie d'une ambiance très stable, à 80°C , non perturbée par les sources de chaleur que forment les circuits à transistors. L'ensemble isolateur, constitué par les deux enceintes concentriques ainsi disposées autour du quartz, présente un facteur de réduction des variations extérieures de la température qui atteint $\sim 10^4$. La vibration du cristal en résonance série sur l'harmonique 5, à la fréquence de 4,96 MHz, est entretenue par le transistor à gain variable A_1 . L'amplificateur et le redresseur suivants sont incorporés dans la boucle de réglage qui stabilise, à une faible valeur, le niveau du signal appliqué aux bornes du quartz. Plusieurs étages séparent l'oscillateur de la sortie à basse impédance et procurent un découplage suffisant envers les variations de charge et leur influence sur la fréquence du signal délivré. D'autre part, les thermostats électroniques et l'amplificateur de distribution sont connectés sur une ligne interne à -18 V , tandis que l'oscillateur est alimenté par une source de tension à -12 V , exempte de signaux parasites, en vue d'obtenir un affaiblissement important des fréquences inharmoniques incidentes sur l'entrée U_T .

Le générateur B-1250 comporte deux dispositifs d'ajustement en fréquence. Le premier inclut un trimmer à piston, branché en série avec le quartz, et procure une variation de capacité telle qu'un écart relatif de 5.10^{-7} peut être aisément corrigé. Le second système, équipé d'une diode « varicap » dont la tension de polarisation inverse est réglable entre 12 V et 1 V, permet d'envisager l'introduction d'une commande à distance par un signal continu, exempt de perturbations, afin de synchroniser l'oscillateur avec une référence.

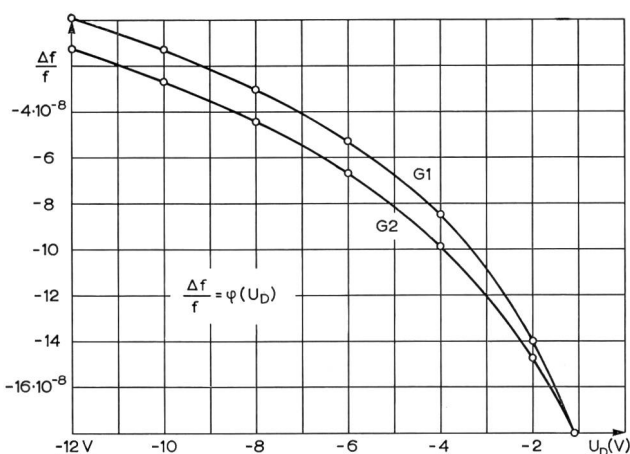


Fig. 6
Domaine utile de l'ajustement électrique de la fréquence

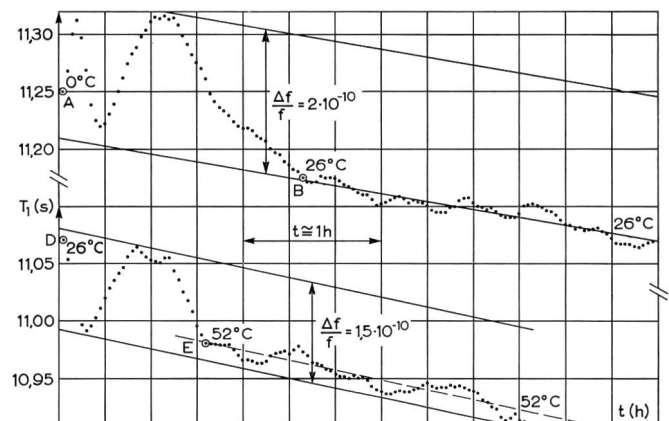


Fig. 7
Influence de la température sur la fréquence du générateur B-1250

La figure 6 présente l'allure de la fonction $\Delta f/f = \varphi(U_D)$ dont les relevés expérimentaux concernent deux générateurs du même type. Il en découle un domaine de réglage suffisamment large pour compenser la faible dérive acquise par le résonateur pendant plus de deux ans, soit environ 2.10^{-7} .

Les résultats d'un test thermique élémentaire, effectué sur le générateur à quartz 4,96 MHz, sont rapportés dans la figure 7. Cette dernière présente un enregistrement quasi continu de la période T_1 relative à la comparaison de deux appareils semblables, desquels un seul subit l'influence des variations exponentielles de la température. L'intervalle de temps qui sépare les points A et B marque la fin et le début de deux états presque stables du générateur, respectivement à 0°C et 26°C . Entre ceux-ci, le changement d'ambiance, réalisé en moins de 20 minutes dans l'armoire frigorifique chauffable, provoque une fluctuation de la période T_1 , dont l'amplitude maximale correspond à un écart relatif de 2.10^{-10} . Les ondulations qui se manifestent à la suite du point B sont une conséquence de la différentielle du thermostat ($\sim 1^\circ\text{C}$) inhérent à l'étuve d'essais. Notons encore que l'écart statique, mesurable entre les deux points cités, est inférieur à 1.10^{-10} , si la dérive relative de fréquence à température constante est annulée. Les mêmes constatations s'imposent lors du saut d'ambiance allant de 26°C à 52°C ; toutefois, l'écart maximal observé n'excède pas $1,5.10^{-10}$, tandis que le temps de stabilisation se trouve nettement raccourci. Ajoutée à bien d'autres, cette expérience confirme le caractère dynamique du phénomène enregistré, puisque l'écart de fréquence maximal dépend aussi de la vitesse admise pour la variation de température dans le milieu considéré. Par conséquent, la spécification restreinte au seul coefficient thermique n'exprime pas clairement la performance d'un générateur à quartz en service dans une ambiance

souvent instable. L'influence de ce paramètre sur le modèle B-1250 est définie comme suit:

$$\left. \begin{array}{l} \Theta = 27^{\circ}\text{C} \pm 27^{\circ}\text{C} \\ t_{\Delta\Theta} = \frac{1}{2}h \end{array} \right\} \rightarrow \Delta f/f = \pm 2.10^{-10} \text{p-p.}$$

La tension d'alimentation U_T et la charge de sortie R_L sont aussi des variables essentielles; leur influence sur la fréquence du générateur B-1250 apparaît dans la *figure 8*. La partie gauche du diagramme expose la période T_1 du battement de comparaison, mesurée pour chaque point de stationnement à -22 V et -26 V , puis rapportée en fonction du temps. L'intervalle qui sépare deux points juxtaposés sur la même droite contient quatre battements, car chaque pause nécessite un espace de stabilisation et une période de comptage T_1 . L'écart de fréquence relatif moyen qui correspond à la variation de $U_T \pm 2\text{ V}$ reste inférieur à 10^{-10} . A droite de la même figure, l'effet de la charge extérieure R_L , alternativement présente et absente, se trouve illustré dans des conditions semblables à celles du test antérieur. L'écart résultant dépasse légèrement l'unité de 10^{-10} .

La comparaison à court terme de deux générateurs à quartz, telle qu'elle est représentée dans la *figure 9* procure une estimation utile des fluctuations aléatoires, enregistrées pendant un bref intervalle de temps, lorsque tous les paramètres extérieurs, température, alimentation et charge sont maintenus constants. Ce test qualifie principalement le résonateur et son circuit d'entretien; accessoirement, il fournit quelques indications quant à la pureté spectrale des sources en présence. La durée de la période T_1 est mesurée tous les deux battements, puisque la remise à zéro du comptage implique un cycle perdu, mais les valeurs successives de T_1 sont retenues jusqu'à l'acquisition d'un nombre suffisant pour la détermination correcte de leur dispersion. Le réseau de probabilité, inclus dans la *figure 9*, fa-

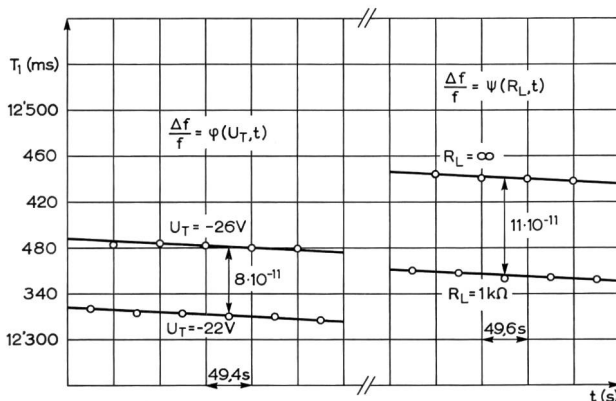


Fig. 8
Influence de la tension d'alimentation et de la charge extérieure sur la fréquence

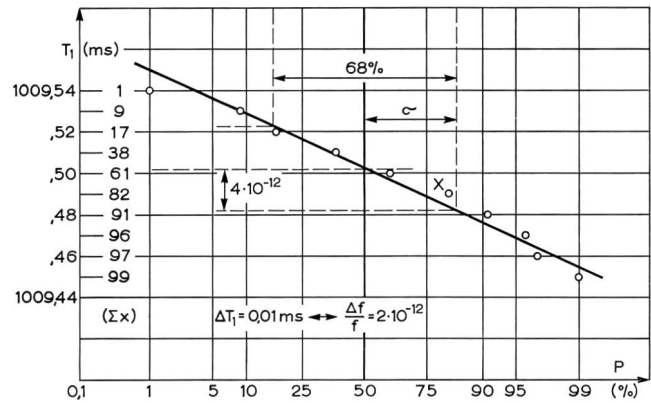


Fig. 9
Comparaison à court terme ($T_1 = 1\text{ s}$) entre deux générateurs B-1250

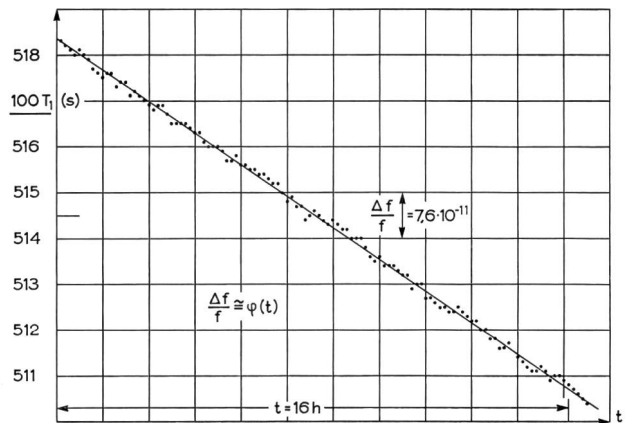


Fig. 10
Enregistrement de la période qui contient 100 battements Δf de comparaison

cilite l'interprétation des résultats obtenus, car la fonction de Gauss tracée dans ce plan devient une droite inclinée. Il suffit de compter le nombre de périodes identiques T_1 en les groupant sur l'ordonnée correspondante. A chaque ligne, leur somme est équivalente à leur poids dans l'échantillonnage admis à 99 valeurs. Le pourcentage de la probabilité inscrit en abscisse et l'ordonnée correspondante définissent la position d'un point X dans le réseau. La droite portée à travers ces points assure une détermination aisée de σ . Dans le cas présent, une dispersion de 4.10^{-12} caractérise la stabilité relative des générateurs B-1250.

La *figure 10* met en évidence un enregistrement de comparaison, à long terme, entre les deux mêmes générateurs. Le temps nécessaire à l'intégration de 100 battements, plus la durée d'une période T_1 (sans comptage possible), constituent l'intervalle qui sépare deux points successivement

portés en abscisse. La dérive relative de fréquence n'étant pas négligeable à l'époque de ces mesures, il faudrait admettre une échelle de temps non linéaire, dont la division diminue continuellement entre le début et la fin de l'enregistrement effectué pendant 16 heures. En renonçant à cette disposition, il convient de restreindre le marquage du temps dans l'intervalle désigné. Les fluctuations maximales, observables autour de la droite inclinée, correspondent à des écarts relatifs de fréquence inférieurs à $\pm 2.10^{-11}$ (p-p). Malgré une conception évoluée des régulateurs thermostatiques, les faibles instabilités apparentes sont probablement imputables aux fluctuations résiduelles de l'ambiance

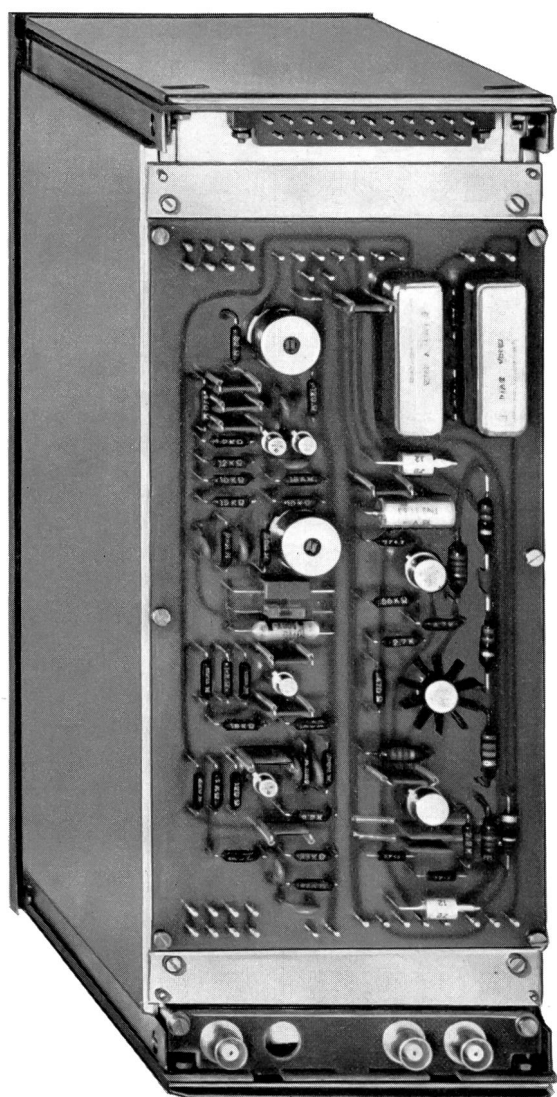


Fig. 11
Générateur à quartz 4,96 MHz type B-1250

du quartz. Mais il convient de rappeler qu'une variation de la température du résonateur à la vitesse de $0,25^\circ \text{C/h}$ provoque un écart de fréquence correspondant à $\sim 10^{-9}$, spécifique à la géométrie des quartz lenticulaires 5 MHz.

La réalisation pratique du générateur B-1250 prend l'aspect d'un module enfichable, tel qu'il est représenté dans la figure 11, dont les dimensions extérieures sont adaptées à la norme de la demande. A titre d'exemple, l'encombrement de l'unité exposée n'excède pas $100 \times 250 \times 160$ mm. Le couvercle de protection ayant été préalablement enlevé, la vue arrière de l'appareil permet d'accéder au circuit imprimé qui contient tous les éléments extérieurs à la double enceinte thermostatique, soit l'amplificateur de distribution, le stabilisateur principal et les relais Reed inhérents à la surveillance de température. Au bas du cliché apparaissent les trois fiches coaxiales destinées au transport des signaux à faible bruit; deux d'entre elles concernent l'ajustement électronique de fréquence, tandis que la troisième dessert la sortie à 4,96 MHz. Si le dispositif de commande à distance n'est pas utilisé, les prises coaxiales correspondantes resteront libres, afin de ne pas perturber la source de tension continue, très stable, incorporée au générateur pour polariser la «varicap». Toutefois, il convient de préciser que la dite source est protégée contre les courts-circuits accidentels. L'alimentation U_T et la signalisation de service aboutissent sur la fiche multibroches sise en haut du cliché. Cette disposition et d'autres découplages efficaces assurent un affaiblissement des fréquences inharmoniques qui dépasse 11 N, lorsqu'un signal parasite de 50 mV est appliqué sur la ligne U_T .

Autres sources de base

Du générateur à quartz précédemment décrit, sont dérivées les versions simplifiées à 4,96 MHz, 124 kHz et 12 kHz, destinées aux équipements multivoies de moindre capacité. Leur performance de stabilité à court terme est généralement restreinte, relativement au modèle B-1250, tandis que leur dérive de fréquence, définie dans un long intervalle de temps, reste une caractéristique appréciée qui assure le minimum d'interventions manuelles. L'affaiblissement des fréquences inharmoniques, établi à 11 N, devient une valeur de consigne admise pour tous les types désignés. Le tableau II donne un aperçu des propriétés fondamentales de ces générateurs. L'astérisque marquant les trois derniers souligne le caractère provisoire des informations données pour chacun d'eux; toutefois, l'actuelle présentation facilite la comparaison de leurs spécifications respectives, en vue d'une sélection ordonnée.

Le choix de l'unité enfichable B-1260, équipée d'un même quartz à 4,96 MHz, implique une condition d'influence thermodynamique apparemment moins sévère que pour le modèle B-1250, justifiant ainsi l'abandon de l'enceinte

DESIGNATION	B-1250	B-1260 *	B-1290 *	B-1320 *
f_0	4,96 MHz	4,96 MHz	124 kHz	12 kHz
$I_{T \max}$	0,75 A	0,75 A	0,6 A	35 mA
$I_T (25^\circ\text{C})$	0,45 A	0,4 A	0,35 A	25 mA
1) $\frac{\Delta f}{f}$	$27^\circ\text{C} \pm 27^\circ\text{C}$	$\pm 2 \cdot 10^{-10}$	$\pm 1 \cdot 10^{-8}$	$\pm 1 \cdot 10^{-7}$
	$24\text{V} \pm 10\%$	$\pm 1 \cdot 10^{-10}$	$\pm 5 \cdot 10^{-10}$	$\pm 1 \cdot 10^{-9}$
	$1\text{k}\Omega \pm 10\%$	$\pm 5 \cdot 10^{-11}$	$\pm 5 \cdot 10^{-10}$	$\pm 1 \cdot 10^{-9}$
	5 g (7ms)	$< 3 \cdot 10^{-9}$	$< 5 \cdot 10^{-9}$	$\sim 5 \cdot 10^{-9}$
2) $\frac{\Delta f}{f}$	$T_1 = 1\text{s}$	$\sim 1 \cdot 10^{-11}$	$\sim 1 \cdot 10^{-10}$	
	$T_1 = 10\text{s}$	$\sim 1 \cdot 10^{-11}$	$\sim 1 \cdot 10^{-9}$	
	$t = 1\text{h}$	$\pm 5 \cdot 10^{-11} \text{ p-p}$	$\pm 5 \cdot 10^{-10} \text{ p-p}$	$\pm 5 \cdot 10^{-9} \text{ p-p}$
3) $\frac{\Delta f}{f} \%$ (100j)		$< 2 \cdot 10^{-10} / \text{j}$	$\sim 2 \cdot 10^{-9} / \text{j}$	$\sim 1 \cdot 10^{-9} / \text{j}$

Tableau II
Caractéristiques essentielles des générateurs de base

thermostatique intérieure. Néanmoins, le régulateur proportionnel du four extérieur garantit un écart de fréquence inférieur à $\pm 1 \cdot 10^{-8}$ pour la variation correspondante de température, d'allure exponentielle, réalisée dans l'intervalle d'une demi-heure. La dérive à long terme, mesurée après 100 jours de service, est du même ordre de grandeur que celle du B-1250, car le facteur 2 qui les distingue provient d'une sélection des résonateurs pendant la première période de vieillissement. Enfin, le dispositif d'ajustement électrique de la fréquence maintient l'avantage d'une éventuelle commande à distance.

Le générateur B-1290 contient un quartz à plus basse fréquence, vibrant en résonance série sur un mode fondamental, dont la coupe DT permet d'obtenir une température optimale de service supérieure à 70°C et procure un cristal de faible masse, capable de résister aux chocs et accélérations. Le modèle cité ne comporte pas de «varicap» autorisant la télécommande de Δf , mais l'accès aisé du trimmer à piston et son dimensionnement adapté à la dérive du quartz, contribuent à la simplification des travaux de maintenance.

La dernière colonne du tableau II rapporte les données principales du générateur à quartz B-1320, équipé d'un thermostat à très faible consommation, occupant un volume restreint. Le chauffage du four à température constante est contrôlé par un système de régulation proportionnelle qui consomme un courant inférieur à 25 mA en ambiance normale et dont le facteur de réduction des variations extérieures atteint la valeur de 500. Toutefois, le circuit oscillateur n'est pas incorporé dans l'enceinte isolante, constituée par deux vases Dewar concentriques, afin de pouvoir accéder facilement au réglage de fréquence. Le résonateur piézo-électrique à 12 kHz, taillé en coupe X+5°, présente un facteur de surtension élevé ($\sim 2 \cdot 10^5$) et assure une faible dérive en fonction du temps.

Conclusion

La formation synchrone des bases à 124, 12 et 4 kHz, normalisées pour l'alimentation des équipements de transmission par câble coaxial, repose sur une source de fréquence fondamentale, constituée par un générateur à quartz dont les exigences de stabilité, fiabilité et maintenance sont adaptées au nombre de voies installées. L'extension des moyens actuels vers des systèmes à courants porteurs de grande capacité implique l'approvisionnement possible d'une source à plus haute performance, soit un générateur à 4,96 MHz qui inclut les éléments d'une commande à distance de la fréquence. La réalisation d'un tel appareil, sous la forme d'unité modulaire enfichable, de volume restreint, amène une simplification de la maintenance, puisque les opérations de contrôle et de réglage éventuel peuvent être centralisées ou même automatisées. Cette unité fait partie intégrante d'une ligne d'oscillateurs à quartz 4960, 124 et 12 kHz dont le développement apporte une contribution nouvelle à l'alimentation des systèmes multivoies.

Adresse de l'auteur: Claude Bernard, c/o Ebauches SA, Dpt Oscilloquartz, CH-2006 Neuchâtel.