

**NORME
INTERNATIONALE
INTERNATIONAL
STANDARD**

**CEI
IEC
61080**

Première édition
First edition
1991-12

**Guide pour la mesure des paramètres
électriques équivalents
des résonateurs à quartz**

**Guide to the measurement
of equivalent electrical parameters
of quartz crystal units**



Numéro de référence
Reference number
CEI/IEC 61080: 1991

Numéros des publications

Depuis le 1^{er} janvier 1997, les publications de la CEI sont numérotées à partir de 60000.

Publications consolidées

Les versions consolidées de certaines publications de la CEI incorporant les amendements sont disponibles. Par exemple, les numéros d'édition 1.0, 1.1 et 1.2 indiquent respectivement la publication de base, la publication de base incorporant l'amendement 1, et la publication de base incorporant les amendements 1 et 2.

Validité de la présente publication

Le contenu technique des publications de la CEI est constamment revu par la CEI afin qu'il reflète l'état actuel de la technique.

Des renseignements relatifs à la date de reconfirmation de la publication sont disponibles dans le Catalogue de la CEI.

Les renseignements relatifs à des questions à l'étude et des travaux en cours entrepris par le comité technique qui a établi cette publication, ainsi que la liste des publications établies, se trouvent dans les documents ci-dessous:

- «Site web» de la CEI*
- **Catalogue des publications de la CEI**
Publié annuellement et mis à jour régulièrement
(Catalogue en ligne)*
- **Bulletin de la CEI**
Disponible à la fois au «site web» de la CEI* et comme périodique imprimé

Terminologie, symboles graphiques et littéraux

En ce qui concerne la terminologie générale, le lecteur se reportera à la CEI 60050: *Vocabulaire Electrotechnique International* (VEI).

Pour les symboles graphiques, les symboles littéraux et les signes d'usage général approuvés par la CEI, le lecteur consultera la CEI 60027: *Symboles littéraux à utiliser en électrotechnique*, la CEI 60417: *Symboles graphiques utilisables sur le matériel. Index, relevé et compilation des feuilles individuelles*, et la CEI 60617: *Symboles graphiques pour schémas*.

* Voir adresse «site web» sur la page de titre.

Numbering

As from 1 January 1997 all IEC publications are issued with a designation in the 60000 series.

Consolidated publications

Consolidated versions of some IEC publications including amendments are available. For example, edition numbers 1.0, 1.1 and 1.2 refer, respectively, to the base publication, the base publication incorporating amendment 1 and the base publication incorporating amendments 1 and 2.

Validity of this publication

The technical content of IEC publications is kept under constant review by the IEC, thus ensuring that the content reflects current technology.

Information relating to the date of the reconfirmation of the publication is available in the IEC catalogue.

Information on the subjects under consideration and work in progress undertaken by the technical committee which has prepared this publication, as well as the list of publications issued, is to be found at the following IEC sources:

- **IEC web site***
- **Catalogue of IEC publications**
Published yearly with regular updates
(On-line catalogue)*
- **IEC Bulletin**
Available both at the IEC web site* and as a printed periodical

Terminology, graphical and letter symbols

For general terminology, readers are referred to IEC 60050: *International Electrotechnical Vocabulary* (IEV).

For graphical symbols, and letter symbols and signs approved by the IEC for general use, readers are referred to publications IEC 60027: *Letter symbols to be used in electrical technology*, IEC 60417: *Graphical symbols for use on equipment. Index, survey and compilation of the single sheets* and IEC 60617: *Graphical symbols for diagrams*.

* See web site address on title page.

**NORME
INTERNATIONALE
INTERNATIONAL
STANDARD**

**CEI
IEC**

61080

Première édition
First edition
1991-12

**Guide pour la mesure des paramètres
électriques équivalents
des résonateurs à quartz**

**Guide to the measurement
of equivalent electrical parameters
of quartz crystal units**

© IEC 1991 Droits de reproduction réservés — Copyright - all rights reserved

Aucune partie de cette publication ne peut être reproduite ni utilisée sous quelque forme que ce soit et par aucun procédé, électronique ou mécanique, y compris la photocopie et les microfilms, sans l'accord écrit de l'éditeur.

No part of this publication may be reproduced or utilized in any form or by any means, electronic or mechanical, including photocopying and microfilm, without permission in writing from the publisher.

International Electrotechnical Commission
Telefax: +41 22 919 0300

3, rue de Varembé Geneva, Switzerland
e-mail: inmail@iec.ch IEC web site <http://www.iec.ch>



Commission Electrotechnique Internationale
International Electrotechnical Commission
Международная Электротехническая Комиссия

CODE PRIX
PRICE CODE

X

*Pour prix, voir catalogue en vigueur
For price, see current catalogue*

SOMMAIRE

	Pages
AVANT-PROPOS	4
INTRODUCTION	6
 Articles	
1 Domaine d'application	8
2 Réseau équivalent	8
3 Réseaux équivalents simplifiés	8
4 Caractéristiques d'impédance/d'admittance	14
5 Paramètres à mesurer	20
6 Attributs des systèmes de mesure	22
7 Méthodes actives (méthodes d'oscillateur ou autres méthodes de boucle fermée)	24
8 Méthodes de pont	28
9 Méthodes d'analyseur automatique de réseaux	30
10 Systèmes de mesure disponibles dans le commerce	32
11 Comparaison des caractéristiques des systèmes de mesure différents	34
12 Détermination des paramètres avec les systèmes automatiques de mesure des paramètres S	38
13 Précautions pour améliorer la précision des mesures	44
14 Méthodes de mesure dans l'environnement de la production série	48
15 Conclusions	50
16 Bibliographie	52
Figures	53
ANNEXE A - Classification des systèmes de mesure des résonateurs à quartz	80

CONTENTS

	Page
FOREWORD	5
INTRODUCTION	7
Clause	
1 Scope	9
2 Equivalent network	9
3 Simplified equivalent networks	9
4 Impedance/admittance characteristics	15
5 Parameters to be measured	21
6 Attributes of measurement systems	23
7 Active methods (oscillator or other closed-loop methods)	25
8 Bridge methods	29
9 Automated network analyzer methods	31
10 Commercially available measurement systems	33
11 Comparison of the characteristics of various measurement systems	35
12 Parameter determination with automated <i>S</i> -parameter system	39
13 Precautions for making precise measurements	45
14 Measurement methods in the production environment	49
15 Conclusion	51
16 Bibliography	52
Figures	53
ANNEX A - Classification of quartz crystal unit measurement systems	81

COMMISSION ÉLECTROTECHNIQUE INTERNATIONALE

GUIDE POUR LA MESURE DES PARAMÈTRES ÉLECTRIQUES ÉQUIVALENTS DES RÉSONATEURS À QUARTZ

AVANT-PROPOS

- 1) Les décisions ou accords officiels de la CEI en ce qui concerne les questions techniques, préparés par des Comités d'Etudes où sont représentés tous les Comités nationaux s'intéressant à ces questions, expriment dans la plus grande mesure possible un accord international sur les sujets examinés.
- 2) Ces décisions constituent des recommandations internationales et sont agréées comme telles par les Comités nationaux.
- 3) Dans le but d'encourager l'unification internationale, la CEI exprime le vœu que tous les Comités nationaux adoptent dans leurs règles nationales le texte de la recommandation de la CEI, dans la mesure où les conditions nationales le permettent. Toute divergence entre la recommandation de la CEI et la règle nationale correspondante doit, dans la mesure du possible, être indiquée en termes clairs dans cette dernière.

Le présent guide a été établi par le Comité d'Etudes n° 49 de la CEI: Dispositifs piézo-électriques et diélectriques pour la commande et le choix de la fréquence.

Le texte de ce guide est issu des documents suivants:

Règle des Six Mois	Rapport de vote
49(BC)200	49(BC)211

Le rapport de vote indiqué dans le tableau ci-dessus donne toute information sur le vote ayant abouti à l'approbation de ce guide.

Les publications suivantes de la CEI sont citées dans le présent guide:

- Publications n^{OS} 283 (1968): Méthodes pour la mesure de fréquence et de résistance équivalente des fréquences indésirables des quartz pour filtres.
- 302 (1969): Définitions normalisées et méthodes de mesure pour les résonateurs piézoélectriques de fréquences inférieures à 30 MHz.
- 444: Mesure des paramètres des quartz piézoélectriques par la technique de phase nulle dans le circuit en π .
- 444-1 (1986): Première partie: Méthode fondamentale pour la mesure de la fréquence de résonance et de la résistance de résonance des quartz piézoélectriques par la technique de phase nulle dans le circuit en π .
- 444-3 (1986): Troisième partie: Méthode fondamentale pour la mesure des paramètres à deux pôles des résonateurs à quartz à la fréquence jusqu'à 200 MHz par la technique de phase dans le circuit en π avec compensation de la capacité parallèle C_0 .
- 444-4 (1988): Quatrième partie: Méthode pour la mesure de la fréquence de résonance à la charge f_L et de la résistance de résonance à la charge R_L et pour le calcul des autres valeurs dérivées des quartz piézoélectriques, jusqu'à 30 MHz.

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION

GUIDE TO THE MEASUREMENT OF EQUIVALENT ELECTRICAL PARAMETERS OF QUARTZ CRYSTAL UNITS

FOREWORD

- 1) The formal decisions or agreements of the IEC on technical matters, prepared by Technical Committees on which all the National Committees having a special interest therein are represented, express, as nearly as possible, an international consensus of opinion on the subjects dealt with.
- 2) They have the form of recommendations for international use and they are accepted by the National Committees in that sense.
- 3) In order to promote international unification, the IEC expresses the wish that all National Committees should adopt the text of the IEC recommendation for their national rules in so far as national conditions will permit. Any divergence between the IEC recommendation and the corresponding national rules should, as far as possible, be clearly indicated in the latter.

This guide has been prepared by IEC Technical Committee No. 49: Piezoelectric and dielectric devices for frequency control and selection.

The text of this guide is based on the following documents:

Six Months' Rule	Report on Voting
49(CO)200	49(CO)211

Full information on the voting for the approval of this guide can be found in the Voting Report indicated in the above table.

The following IEC publications are quoted in this guide:

Publications Nos.	283 (1968):	Methods for the measurement of frequency and equivalent resistance of unwanted resonances of filter crystal units.
	302 (1969):	Standard definitions and methods of measurement for piezoelectric vibrators operating over the frequency range up to 30 MHz.
	444:	Measurement of quartz crystal unit parameters by zero phase technique in a π -network.
	444-1 (1986):	Part 1: Basic method for the measurement of resonance frequency and resonance resistance of quartz crystal units by zero phase technique in a π -network.
	444-3 (1986):	Part 3: Basic method for the measurement of two-terminal parameters of quartz crystal units up to 200 MHz by phase technique in a π -network with compensation of the parallel capacitance C_0 .
	444-4 (1988):	Part 4: Method for the measurement of the load resonance frequency f_L , load resonance resistance R_L and the calculation of other derived values of quartz crystal units, up to 30 MHz.

INTRODUCTION

Les résonateurs à quartz sont très largement utilisés pour la stabilisation de la fréquence des oscillateurs ainsi que dans des réseaux de filtre de grande sélectivité. L'utilisation extensive des résonateurs à quartz est principalement due à des valeurs très élevées du facteur de qualité Q qui peuvent être atteintes ainsi qu'à l'excellente stabilité de la fréquence de résonance et des paramètres du réseau électrique équivalent. Cependant, ces mêmes propriétés contribuent à la difficulté de déterminer avec précision les caractéristiques électriques du dispositif.

INTRODUCTION

Quartz crystal units are very widely used to stabilize the frequency of oscillators, as well as to provide highly selective filter networks. The extensive use of quartz crystal units is mainly due to the very high Q -values which can be achieved, as well as the excellent stability of the resonance frequency and the electrical equivalent network parameters. These same properties, however, contribute to the difficulty of precisely determining the electrical characteristics of the device.

GUIDE POUR LA MESURE DES PARAMÈTRES ÉLECTRIQUES ÉQUIVALENTS DES RÉSONATEURS À QUARTZ

1 Domaine d'application

La présente norme constitue un guide pour la mesure des paramètres électriques équivalents des résonateurs à quartz.

2 Réseau équivalent

Le résonateur à quartz, qui consiste en un élément de quartz piézoélectrique vibrant à la résonance monté dans une enveloppe de protection, peut être exactement représenté par un réseau électrique équivalent à deux portes comme montré à la figure 1. Dans ce réseau, C_{p1} et C_{p2} représentent les capacités électriques entre chaque broche de connexion et le plan de mise à la masse les entourant (l'enveloppe elle-même si elle est fabriquée en matériel conducteur). C_{pp} représente la capacité directement entre les broches de contact. R_{p1} et R_{p2} sont les résistances équivalentes des structures de la monture qui supportent l'élément de quartz, tandis que L_{p1} et L_{p2} sont les inductances équivalentes de ces structures. C_e représente la capacité électrique entre les deux électrodes, tandis que C_{e1} et C_{e2} sont les capacités entre chaque électrode et les plans de mise à la masse environnants. R_s représente la conductivité entre les électrodes d'un résonateur à quartz due à une ligne de fuite. Dans le cas des résonateurs à quartz aux fréquences modérées, R_s peut être habituellement négligée (sauf s'il y a des défauts dans les masques de métallisation), mais elle peut être importante pour les résonateurs haute fréquence fonctionnant sur partiels élevés.

Les bras de résonance série représentent les paramètres électriques équivalents associés à chaque résonance mécanique d'une lame de quartz. Comme les lames de quartz ont des dimensions finies, il existe de nombreux modes de résonance dont beaucoup peuvent être piézoélectriquement excités, d'autres pouvant être excités par couplages mécaniques aux autres modes. L'une de ces résonances correspond au mode de vibration «calculé»; les autres sont des modes «parasites» ou «indésirables» pour cette application et ils correspondent aux autres modes harmoniques de cisaillement d'épaisseur, de cisaillement de largeur, aux modes d'extension et de flexion ainsi qu'aux modes non harmoniques de cisaillement d'épaisseur et de torsion d'épaisseur.

Bien que ce modèle de résonateur à quartz soit assez complet et capable de décrire sa réponse électrique dans une large gamme de fréquences, il est heureux que ce degré de complication soit rarement, voire jamais nécessaire. Dans le texte qui suit nous considérons trois degrés de simplification de ce circuit équivalent très général, et discutons certaines applications pour lesquelles chaque simplification est adaptée.

3 Réseaux équivalents simplifiés

Dans la plupart des cas la réponse d'un résonateur à quartz aux signaux électriques appliqués doit être considérée seulement dans les gammes limitées de fréquences contenant la fréquence «de mode calculé» et pouvant contenir l'un ou certains des autres «modes indésirables». La gamme de fréquences intéressée peut aller au delà et en-deça de la fréquence de mode désirée d'une fraction de pour-cent seulement, dans le cas d'une application dans un filtre, une gamme de quelques pour-cents peut être exigée. Si le

GUIDE TO THE MEASUREMENT OF EQUIVALENT ELECTRICAL PARAMETERS OF QUARTZ CRYSTAL UNITS

1 Scope

This Standard constitutes a guide to the measurement of equivalent electrical parameters of quartz crystal units.

2 Equivalent network

Consisting of a mechanically resonant piezoelectrically excited quartz element together with some means of mechanical mounting within a protective enclosure, a crystal unit can be exactly represented by an equivalent two-port network as shown in figure 1. In this network, C_{p1} and C_{p2} represent the electrical capacitance between each connecting pin and the surrounding ground planes (the enclosure itself, if made from a conducting material). C_{pp} represents the capacitance directly between the contacting pins. R_{p1} and R_{p2} are the equivalent resistances of the mounting structures which support the quartz element, while L_{p1} and L_{p2} are the equivalent inductances of these structures. C_e represents the electrical capacitance between the two electrodes, while C_{e1} and C_{e2} are the capacitances between each electrode and the surrounding ground planes. R_s represents conductivity between the electrodes of the resonator, due to a leakage path. In the case of quartz resonators at moderate frequencies, R_s can usually be neglected (except if there are defects in the plating masks), but it may be significant for high frequency, high overtone quartz crystal units.

The series resonant branches represent the equivalent electrical parameters associated with each mechanical resonance of the quartz plate. Since quartz plates are of finite dimensions, there will be a large number of resonant modes, many of which can be excited piezoelectrically, and others which can be excited by mechanical coupling to other modes. One of these resonances will correspond to the "design mode" of vibration; the others will be "spurious" or "unwanted" modes for that application, and will correspond to other overtone modes of thickness shear, width shear, extensional and flexure vibrations as well as the anharmonic modes of thickness shear and thickness twist.

While this model of a crystal unit is quite complete, and capable of describing its electrical response over a very wide frequency range, it is fortunate that this degree of sophistication is rarely, if ever, needed. In the remainder of this standard, we will consider three degrees of simplification from this very general equivalent circuit, and discuss some of the applications for which each is suitable.

3 Simplified equivalent networks

In most cases, the response of the crystal unit to applied electrical signals needs be considered over only limited frequency ranges, which will include the "design mode" frequency and may include one or more of the other "unwanted" modes. The frequency range of interest may extend above and below the desired mode frequency by only a fraction of a percent, or in the case of a filter application, a range of several percent may be required. If the application is a filter circuit, or a voltage-controlled or temperature-compensated

résonateur est destiné à une application dans un circuit de filtre ou dans des circuits d'oscillateur à tension contrôlée ou à compensation de température, il peut être nécessaire de modéliser plus exactement la réponse du résonateur dans la gamme de fréquences intéressée. Pour ces applications le réseau équivalent montré à la figure 2a convient habituellement. Ici ne sont pas distinguées les capacités parallèles entre la broche et la masse et celles entre l'électrode et la masse.

L'inductance résiduelle et la résistance de la structure de montage ne sont pas séparément détaillées, mais sont incorporées dans les paramètres équivalents dynamiques d'un résonateur à quartz. La bande de fréquence intéressée étant relativement étroite, on n'introduira qu'une petite erreur. Cependant, il est désirable que le constructeur du circuit soit conscient de la topologie plus complexe de réseau, un comportement parasite aléatoire du circuit pouvant être parfois expliqué en considérant le circuit équivalent entier de la figure 1 (par exemple, une oscillation à très haute fréquence due à L_{p1} et L_{p2} associés aux capacités parallèles par rapport à la masse peut se produire, dans le cas d'un quelconque défaut de la résonance du mode calculé!). Bien que les applications pour filtre en particulier puissent exiger la spécification d'un ou de plusieurs modes «indésirables», il est habituellement suffisant de constater que leur fréquence de résonance se trouve en dehors d'une bande étroite particulière, et/ou que leur résistance série équivalente est supérieure à une certaine valeur spécifiée. En général, il est nécessaire d'évaluer les capacités entre les broches et la mise à la masse (C_{13} et C_{23}) comme la capacité totale entre les broches (C_0). La résistance dynamique (R_1) et l'inductance dynamique (L_1) sont primordiales car elles déterminent les caractéristiques de la forme de la bande du filtre, ou les caractéristiques d'ajustage de fréquence et les marges de gain d'un circuit oscillateur accordé.

Aux fréquences élevées (supérieures à 100 MHz environ), l'inductance des fils de montage en combinaison avec les capacités entre broches et boîtier et montage des électrodes au boîtier a pour effet de transformer les paramètres dynamiques réels de l'élément à quartz de manière que les paramètres équivalents mesurés au plan de référence (2 mm au-dessous du plan d'ancrage de l'enveloppe) soient un peu différents. Il suffit habituellement d'ajouter une conductance parallèle entre les broches dans le circuit équivalent pour modéliser l'effet, le circuit d'application ne prenant en compte que les paramètres effectifs au plan de référence et les paramètres dynamiques équivalents vus à ce point, qui diffèrent quelque peu de ceux d'un élément de quartz seul, ayant un effet négligeable.

Pour les cas qui exigent une bonne modélisation du résonateur à quartz dans un circuit de filtre ou pour une application dans un oscillateur accordable, les paramètres nécessaires sont alors:

- fréquence de résonance série, f_s ;
- résistance dynamique, R_1 ;
- inductance équivalente dynamique, L_1 (ou capacité, C_1);
- conductibilité parallèle, G_0 ;
- capacité parallèle, C_0 ;
- capacité entre broches et boîtier, C_{13} et C_{23} .

Dans certains cas il est aussi exigé que les fréquences et la résistance effective d'un ou plusieurs modes indésirables qui sont situés près de la fréquence du mode calculé soient déterminées.

oscillator circuit, more exact modelling of the crystal response over the frequency band of interest may be needed. For these applications, the equivalent network of figure 2a is usually suitable. Here, the shunt capacitances between pin and ground and between electrode and ground are not distinguished.

The residual inductance and resistance of the mounting structure are not separately detailed, but are included in the equivalent motional parameters of the crystal unit. Since the frequency band of interest is relatively narrow, this will introduce little error. However, it is well for the circuit designer to be aware of the more complex network topology, as occasional spurious circuit behaviour can sometimes be explained by consideration of the entire equivalent circuit of figure 1. (For example, very high frequency oscillation can occur due to L_{p1} and L_{p2} together with the shunt capacitances to ground resulting in some kind of failure of the design mode resonance!) While filter applications in particular may require specification of one or more of the "unwanted" modes, it is usually sufficient to ascertain that their resonance frequency lies outside a particular narrow band and/or their equivalent series resistance is greater than some specified value. It will in general be necessary to evaluate the capacitance between pins and ground (C_{13} and C_{23}) as well as the total capacitance between pins (C_0). Motional resistance (R_1) and motional inductance (L_1) are of prime importance as they determine the band-shape characteristics of the filter, or the frequency tuning characteristics and gain margins of the circuit.

At high frequencies (above about 100 MHz) the effect of the inductance of mounting leads in combination with the capacitances from pins to case and electrode structure to case transforms the actual motional parameters of the quartz element, so that the equivalent parameters measured at the reference plane (2 mm below the seating plane of the enclosure) are somewhat different. The addition of a shunt conductance between pins in the equivalent circuit is usually sufficient to model the effect, as the applications circuit will only be aware of the effective parameters at the reference plane, and the fact that the motional equivalent parameters seen at this point differ somewhat from those of the quartz element alone is not significant.

For those cases which require good modelling of the crystal unit in a filter circuit or in a tunable oscillator application, then the parameters which are needed are:

- series resonance frequency, f_s ;
- motional resistance, R_1 ;
- motional equivalent inductance, L_1 (or capacitance C_1);
- shunt conductance, G_0 ;
- shunt capacitance, C_0 ;
- pin-to-case capacitances, C_{13} and C_{23} .

In some instances, it will also be required to determine the frequencies and the effective resistance of one or more unwanted modes which are located near the design mode frequency.

Pour les applications un peu moins sévères, telles que dans les filtres simples à bande étroite où la forme de la bande passante seulement est critique, ou dans les oscillateurs qui fonctionnent à fréquence fixée, le circuit équivalent peut être simplifié davantage. Comme il est montré à la figure 2b un équivalent à deux pôles négligeant les capacités entre broches et boîtier peut être suffisant. Cependant, dans ce cas il est bon de spécifier si oui ou non l'enveloppe est connectée au même point que l'une des sorties du résonateur, car la valeur de C_0 dépendra de la manière dont les connexions auront été effectuées. Si le résonateur est mesuré avec l'enveloppe non mise à la masse, la valeur de C_0 comprendra les deux capacités séries broche/boîtier. Si à la fois l'enveloppe et une sortie du résonateur doivent être connectées au même point pendant l'utilisation, la valeur effective de C_0 sera différente.

Les paramètres nécessaires pour le circuit équivalent de la figure 2b qui permettent de modéliser raisonnablement la réponse d'un résonateur à quartz dans la gamme de fréquences de quelques pourcents au voisinage de f_s sont:

- fréquence de résonance série, f_s ;
- résistance dynamique, R_1 ;
- inductance dynamique, L_1 (ou capacité, C_1);
- capacité parallèle effective, C_0 .

Cependant, dans de nombreuses applications comme oscillateur, il suffit de déterminer la fréquence de résonance (à laquelle la phase de transfert est égale à zéro) avec la résistance d'insertion à cette fréquence; ou si l'oscillateur utilise une valeur fixe de la capacité de charge, la fréquence de résonance à la charge et la résistance de résonance à la charge à la capacité de charge spécifiée sont seules à être exigées. Le circuit équivalent pour ces cas peut être représenté comme le montre la figure 2c. Les paramètres dynamiques effectifs pour le cas de fonctionnement à la résonance sont essentiellement les mêmes que ceux du bras série (dynamique) de la figure 2b; cependant dans le cas d'un fonctionnement avec un condensateur de charge, la résistance et l'inductance, ainsi que la fréquence sont différentes. Comme il est dit plus loin, la mesure des paramètres à la charge pose quelques problèmes spéciaux.

Quand la figure 2c représente la condition de résonance série, il suffit de prédire le comportement aux fréquences très voisines de la fréquence de résonance, où l'impédance du bras série (dynamique) de résonance est petite en comparaison avec l'impédance de la capacité parallèle C_0 et le facteur de mérite du résonateur à quartz est supérieur à environ 10:

$$M = \frac{1}{\omega_s C_0 R_1} \gg 10$$

où

ω_s est la fréquence angulaire de résonance série = $2 \pi f_s$

C_0 est la capacité parallèle

R_1 est la résistance dynamique.

Cette condition est habituellement remplie par la plupart des résonateurs à quartz fonctionnant à la fréquence fondamentale, au troisième ou cinquième partiel mécaniques aux fréquences inférieures à 150 MHz environ.

For somewhat less exacting applications, such as in simple narrow-band filters where only the pass-band shape is critical, or in oscillators which will operate at fixed frequency, the equivalent circuit can be further simplified. As shown in figure 2b a two-terminal equivalent which neglects the pin-to-case capacitances may suffice. In this case, however, it is well to specify whether or not the enclosure will be connected to the same point as one of the crystal leads, as the value of C_0 will depend upon how the connections are made. If the unit is measured with the enclosure ungrounded, the C_0 value will include the two pin-to-case capacitances in series; if both the enclosure and one crystal unit lead are to be connected to the same point in use, the effective C_0 value will be different.

The parameters needed for the equivalent circuit of figure 2b which will allow reasonable modelling of the crystal response over a frequency range of a few percent near f_s are:

- series resonance frequency, f_s ;
- motional resistance, R_1 ;
- motional inductance, L_1 (or capacitance, C_1);
- effective shunt capacitance, C_0 .

However, in many oscillator applications, it is sufficient to determine the resonance frequency (at which the transfer phase is zero) together with the insertion resistance at this frequency; or, if the oscillator uses a fixed value of load capacitance, the load resonance frequency and load resonance resistance at the specified load capacitance are all that are required. The equivalent circuit for these cases may be represented as in figure 2c. The effective motional parameters for the case of resonance operation are essentially the same as those of the series branch in figure 2b; however, for the case of operation with a load capacitor, resistance and inductance as well as frequency are different. As will be discussed later, measurement of the load parameters poses some special problems.

When figure 2c represents the series resonance condition, it will be found adequate to predict behaviour at frequencies very near resonance, where the impedance of the series resonance branch is small compared to the impedance of the shunt capacitance C_0 , and the figure of merit of the crystal unit is greater than about 10:

$$M = \frac{1}{\omega_s C_0 R_1} \gg 10$$

where

ω_s is the angular series resonance frequency = $2\pi f_s$

C_0 is the shunt capacitance

R_1 is the motional resistance.

This condition will usually be met by most quartz crystal resonators operating on fundamental, third or fifth mechanical overtones at frequencies below about 150 MHz.

4 Caractéristiques d'impédance/d'admittance

Une discussion très complète de la fonction impédance et des fréquences caractéristiques du réseau équivalent d'un résonateur à quartz peut être trouvée, par exemple, dans les références [1]* et [2]*. Aussi les conséquences détaillées ne seront pas répétées ici; par contre, seront considérées brièvement les caractéristiques qui sont jugées importantes pour l'évaluation des méthodes de mesure.

L'examen du réseau de la figure 2a montre premièrement que les problèmes de mesures se manifesteront principalement dans la détermination de l'admittance de transfert, les capacités parallèles (C_0 , C_{13} , C_{23}) pouvant être facilement déterminées avec un pont de capacité protégé à une fréquence assez éloignée de n'importe quel phénomène de résonance. Le bras dynamique, cependant, ne peut pas être mesuré indépendamment - il est toujours associé physiquement aux éléments statiques.

L'admittance du bras dynamique peut s'écrire comme suit:

$$Y'_{12} = \frac{1}{Z'_{12}} = \frac{1}{R_1 + j \left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1} \right)} \quad (1)$$

alors que l'admittance de la capacité parallèle C_0 et la conductance G_0 sont:

$$Y''_{12} = G_0 + j \omega C_0$$

où G_0 représente toute conductance parallèle qui peut être présente aux bornes du résonateur en raison de traces de métallisation ou d'effets de la structure de montage, et

$$\omega = 2\pi f.$$

En combinant celles-ci, l'admittance de transfert totale est:

$$Y_{12} = G_0 + \left(\frac{R_1}{R_1^2 + U^2} \right) + j \left(\omega C_0 - \frac{U}{R_1^2 + U^2} \right) \quad (2)$$

où $U = \omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}$. En utilisant l'approximation de la bande étroite cela peut être simplifié:

$$\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1} \approx 2 \Delta \omega L_1$$

où $\Delta \omega = \omega - \omega_s$, le décalage de fréquence angulaire de la fréquence de résonance série.

* Les chiffres entre crochets se rapportent à l'article 16: Bibliographie.

4 Impedance/admittance characteristics

A very complete discussion of the impedance function and characteristic frequencies of the crystal unit equivalent network can be found, for example, in references [1]* and [2]*. Consequently, we will not repeat the detailed derivations here; rather, we will look only briefly at those characteristics which are important when evaluating measurement techniques.

Examination of the network of figure 2a shows first, that the problems of measurement will be manifest mainly in the determination of the transadmittance, as the shunt capacitances (C_0 , C_{13} , C_{23}) can be readily determined with a guarded capacitance bridge at a frequency well removed from any resonance phenomena. The motional arm, however, cannot be measured independently - it is always associated physically with the static elements.

The admittance of the motional arm can be written as:

$$Y'_{12} = \frac{1}{Z'_{12}} = \frac{1}{R_1 + j \left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1} \right)} \quad (1)$$

while the admittance of the shunt capacitance C_0 and conductance G_0 are:

$$Y''_{12} = G_0 + j \omega C_0$$

where G_0 represents any shunt conductance which might be present across the resonator terminals due to traces of metallization or due to the effects of the mounting structure, and

$$\omega = 2\pi f.$$

Combining these, the total transadmittance is

$$Y_{12} = G_0 + \left(\frac{R_1}{R_1^2 + U^2} \right) + j \left(\omega C_0 - \frac{U}{R_1^2 + U^2} \right) \quad (2)$$

where $U = \omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}$. Making use of the narrow band approximation, this can be simplified:

$$\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1} \approx 2 \Delta \omega L_1$$

where $\Delta \omega = \omega - \omega_s$, the angular frequency offset from series resonance frequency.

* The figures in square brackets refer to clause 16: Bibliography.

La substitution dans l'équation (2) donne:

$$Y_{12} = G_0 + \frac{R_1}{R_1^2 + (2 \Delta \omega L_1)^2} + j \left[\omega_s C_0 - \frac{2 \Delta \omega L_1}{R_1^2 + (2 \Delta \omega L_1)^2} \right] \quad (3)$$

qui est une équation paramétrique du cercle dans le plan d'admittance Y de rayon $1/2R_1$ avec le centre à $G = G_0 + 1/2R_1$, $B = \omega_s C_0$, comme il est montré à la figure 3. Cinq fréquences caractéristiques qui sont souvent discutées sont aussi montrées à la figure 3, leur emplacement sur le cercle d'admittance est également indiqué. Le décalage du cercle de l'axe réel a été exagéré pour montrer les différences.

Ces cinq fréquences caractéristiques sont:

- f_m : fréquence de l'impédance minimale;
- f_s : fréquence de résonance série;
- f_r : fréquence de phase d'insertion nulle à la résonance (fréquence de résonance);
- f_a : fréquence de réactance nulle à l'antirésonance (fréquence d'antirésonance);
- f_n : fréquence d'impédance maximale.

Il est clair qu'on peut déterminer la magnitude de Y_{12} à ces fréquences caractéristiques directement à partir du cercle d'admittance de transfert dans le plan Y . Cependant, pour déterminer l'inductance dynamique L_1 (capacité C_1) il faut connaître aussi la fréquence. Dans la gamme de fréquences de f_r à f_a la susceptance est négative; cette portion de la courbe convertit à une réactance positive dans le plan Z ; c'est la seule gamme de fréquences dans laquelle le résonateur à quartz peut avoir une réactance positive (inductive).

Il faut aussi noter que des cinq fréquences définies seule f_s ne dépend pas des changements de la capacité parallèle parasite. Toutes les autres dépendent de la valeur de C_0 et elles seront généralement différentes lorsque le résonateur à quartz est connecté à un montage ou à un circuit différent.

Les relations entre ces fréquences, en termes de fréquence de résonance série sont données ci-après:

$$\frac{f_s - f_m}{f_s} = \frac{\sqrt{1 + 4a^2} - 1}{4r} \approx \frac{a^2}{2r} \quad (4)$$

$$\frac{f_r - f_s}{f_s} = \frac{1 - \sqrt{1 - 4a^2}}{4r} \approx \frac{a^2}{2r} \quad (5)$$

$$\frac{f_a - f_s}{f_s} = \frac{1 + \sqrt{1 - 4a^2}}{4r} \approx \frac{(1 - a^2)}{2r} \quad (6)$$

Substitution in equation (2) gives:

$$Y_{12} = G_0 + \frac{R_1}{R_1^2 + (2 \Delta \omega L_1)^2} + j \left[\omega_s C_0 - \frac{2 \Delta \omega L_1}{R_1^2 + (2 \Delta \omega L_1)^2} \right] \quad (3)$$

which is the parametric equation of a circle in the Y-plane, of radius $1/2R_1$, centred at $G = G_0 + 1/2R_1$, $B = \omega_s C_0$, as shown in figure 3. The five characteristic frequencies often discussed are also shown in figure 3, and their location on the admittance circle is also indicated. The offset of the circle from the real axis has been exaggerated to demonstrate the differences.

The five characteristic frequencies are:

- f_m : frequency of minimum impedance;
- f_s : series resonance frequency;
- f_r : frequency of zero insertion phase at resonance (resonance frequency);
- f_a : frequency of zero reactance at anti-resonance (anti-resonance frequency);
- f_n : frequency of maximum impedance.

Clearly, one may determine the magnitude of Y_{12} at these characteristic frequencies directly from the transadmittance circle in the Y-plane. However, the motional inductance L_1 (capacitance C_1) requires knowledge of the frequency as well. Over the frequency range from f_r to f_a , the susceptance is negative; this portion of the curve transforms to a positive reactance in the Z-plane and is the only frequency range over which the crystal unit can exhibit a positive (inductive) reactance.

It should also be noted that of the five frequencies defined, only f_s is invariant with changes in stray static capacitance. The others all depend on the value of C_0 , and will generally be different when the crystal unit is connected to a different fixture or circuit.

The relationships among these frequencies, in terms of the series resonance frequency, are given below:

$$\frac{f_s - f_m}{f_s} = \frac{\sqrt{1 + 4a^2} - 1}{4r} \approx \frac{a^2}{2r} \quad (4)$$

$$\frac{f_r - f_s}{f_s} = \frac{1 - \sqrt{1 - 4a^2}}{4r} \approx \frac{a^2}{2r} \quad (5)$$

$$\frac{f_a - f_s}{f_s} = \frac{1 + \sqrt{1 - 4a^2}}{4r} \approx \frac{(1 - a^2)}{2r} \quad (6)$$

$$\frac{f_n - f_s}{f_s} = \frac{1 + \sqrt{1 + 4a^2}}{4r} \approx \frac{(1 + a^2)}{2r} \quad (7)$$

où

$$a = \frac{C_0 R_1}{\omega_s L_1 C_1} = \frac{r}{Q} \quad \text{et} \quad r = \frac{C_0}{C_1}$$

Nous voyons que la fréquence d'impédance minimale est un peu inférieure à f_s , et la fréquence de résonance de phase nulle est un peu supérieure à f_s , ces différences étant une fonction du facteur de qualité Q et du rapport des capacités (C_0/C_1). Pour en montrer l'ampleur, supposons premièrement que le résonateur à quartz fonctionnant à la fréquence fondamentale soit de bonne qualité avec $r = 200$, $Q = 400\,000$. La séparation entre f_m et f_s et entre f_r et f_s sera inférieure à 1×10^{-9} . Cependant, pour un résonateur fonctionnant sur partiel, ayant $r = 5\,000$ et $Q = 30\,000$ cette séparation sera environ de $2,8 \times 10^{-6}$. L'utilisation des définitions de ces fréquences l'une à la place de l'autre dépend clairement des tolérances exigées et des paramètres du résonateur à quartz. (Les fréquences d'impédance maximale f_a et f_n sont rarement spécifiées, car elles dépendent fortement de la capacité parallèle et pour cette raison seront en général considérablement différentes selon que le résonateur à quartz est connecté dans un circuit d'utilisateur ou inséré dans un montage d'essai.)

La figure 4 est un graphique symbolique des valeurs des composantes réelles et imaginaires d'admittance de transfert Z_{12} , d'un résonateur à quartz indiquant à nouveau les points des fréquences caractéristiques définis ci-dessus.

L'information concernant la valeur d'inductance/de capacité dynamique est contenue dans les relations de la figure 4. Alors que le lieu géométrique du cercle d'admittance dans le plan complexe dépend seulement de la valeur de R_1 et du rapport de C_0 à C_1 , la séparation entre les fréquences caractéristiques, la pente et la valeur des fonctions réactance/impédance dépendent aussi de la valeur de L_1 . Nous avons déjà vu (équations (4), (5) et (6)) que:

$$\frac{f_s - f_m}{f_s} = \frac{f_r - f_s}{f_s} \approx \frac{a^2}{2r} \quad \text{et} \quad \frac{f_a - f_s}{f_s} \approx \frac{1 - a^2}{2r}$$

On peut aussi montrer ([1]) et [2]), que le résonateur à quartz connecté en série avec une capacité de charge C_L aura une fréquence de résonance composée f_L telle que:

$$\frac{f_L - f_s}{f_s} = \frac{C_1}{2(C_0 + C_L)} \quad (8)$$

à condition que toutes les capacités parasites soient, soit négligées, soit incorporées dans C_0 .

Les circuits équivalents des figures 2a et 2b ont exactement les mêmes caractéristiques d'admittance de transfert; ils diffèrent seulement dans la définition des valeurs de la

$$\frac{f_n - f_s}{f_s} = \frac{1 + \sqrt{1 + 4a^2}}{4r} \approx \frac{(1 + a^2)}{2r} \quad (7)$$

where

$$a = \frac{C_0 R_1}{\omega_s L_1 C_1} = \frac{r}{Q} \quad \text{and} \quad r = \frac{C_0}{C_1}$$

We see that the frequency of minimum impedance is slightly less than f_s , and the resonance frequency of zero phase is greater than f_s , the differences being a function of the quality factor Q and the ratio of capacitances (C_0/C_1). To illustrate the magnitudes, assume first a fundamental crystal unit of good quality, with $r = 200$, $Q = 400\,000$. The separation between f_m and f_s , and between f_r and f_s will be less than 1×10^{-9} . However, for an overtone crystal with $r = 5\,000$ and $Q = 30\,000$ the separation will be about 2.8×10^{-6} . Whether or not these frequency definitions may be used interchangeably will clearly depend upon the tolerances required, and the parameters of the crystal unit. (The high impedance frequencies f_a and f_n are rarely specified, as they depend strongly on the shunt capacitance, and therefore will usually be much different when connected into a user circuit than when placed in a test fixture.)

Figure 4 is a symbolic plot of the magnitudes of the real and imaginary components of crystal transimpedance, Z_{12} , again indicating the characteristic frequency points defined above.

Information about the value of the motional inductance/capacitance is contained in the relationships of figure 4. While the locus of the admittance-plane circle depends only on the magnitude of R_1 and the ratio of C_0 to C_1 , the separation between the characteristic frequencies and the slope and magnitude of the reactance/impedance functions depend on the value of L_1 as well. We have already seen (equations (4), (5) and (6)) that:

$$\frac{f_s - f_m}{f_s} = \frac{f_r - f_s}{f_s} \approx \frac{a^2}{2r} \quad \text{and} \quad \frac{f_a - f_s}{f_s} \approx \frac{1 - a^2}{2r}$$

It can also be shown ([1] and [2]) that the crystal unit connected in series with a load capacitance C_L will have a composite resonance frequency f_L such that

$$\frac{f_L - f_s}{f_s} = \frac{C_1}{2(C_0 + C_L)} \quad (8)$$

provided any stray capacitances are either neglected or included in C_0 .

The equivalent circuits of figures 2a and 2b have exactly the same transadmittance characteristics; they differ only in the definition of values for the "stray" static capacitance values.

capacité statique «parasite». Le circuit de la figure 2c, cependant, ne prend pas en considération la présence de n'importe quelle capacité parallèle et il servira seulement pour estimer l'impédance du dispositif dans une petite gamme de fréquences au voisinage de la résonance série. Dans cette gamme

$$Z_{12} = R_1 + j(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}) = R_1 + j(2 \Delta \omega L_1) \quad (9)$$

qui est exactement le même résultat que l'on obtient s'il est supposé que:

$$2 \Delta \omega L_1 \ll \frac{1}{\omega_s C_0}$$

dans l'équation (3) ci-dessus. Dans ce cas, la réactance d'un résonateur à quartz est égale à:

$$X_c = 2 \Delta \omega L_1 = 4 \pi L_1 (f - f_s).$$

En dérivant $\frac{dX_c}{df} = 4 \pi L_1$ (Ω/Hz), ou

$$L_1 = \frac{1}{4 \pi} \cdot \frac{dX_c}{df} \quad (10)$$

et L_1 peut être directement obtenue à partir de la pente de la fonction réactance - fréquence évaluée au voisinage de f_s .

5 Paramètres à mesurer

Pour cette raison la caractérisation d'un résonateur à quartz exige la détermination de la fréquence de résonance série, f_s , de la résistance dynamique, R_1 , de l'inductance dynamique, L_1 (ou de la capacité C_1) et des trois capacités parallèles C_{13} , C_{23} et C_0 . Les autres caractéristiques souvent spécifiées sont les caractéristiques dérivées:

- f_L : fréquence de résonance à la charge; la fréquence à laquelle une combinaison série d'un résonateur à quartz et d'une capacité de charge de valeur spécifiée donne la condition de résonance de la phase nulle;
- R_L : résistance de résonance à la charge; composante réelle de l'impédance équivalente d'un résonateur à quartz à la fréquence f_L ;
- S: sensibilité de fréquence relative; taux de changement de f_L avec le changement de capacité de charge à la capacité de charge C_L ;
- $\Delta f_{L1,L2}$: gamme de décalage de fréquence; différence entre deux fréquences de résonance à la charge correspondant à deux valeurs spécifiées de capacité de charge.

Ces caractéristiques sont nommées «dérivées», parce qu'elles peuvent toutes être calculées à partir des valeurs des paramètres statiques et dynamiques et de la valeur de f_s .

The circuit of figure 2c, however, does not take into account the presence of any shunt capacitance, and therefore will only serve to approximate the impedance of the device over a small frequency range near series resonance. Over this range

$$Z_{12} = R_1 + j \left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1} \right) = R_1 + j (2 \Delta \omega L_1) \quad (9)$$

which is exactly the same result one obtains if it is assumed that

$$2 \Delta \omega L_1 \ll \frac{1}{\omega_s C_0}$$

in equation (3) above. In this case, the crystal reactance is:

$$X_c = 2 \Delta \omega L_1 = 4 \pi L_1 (f - f_s).$$

Differentiating, $\frac{dX_c}{df} = 4 \pi L_1$ (Ω/Hz), or

$$L_1 = \frac{1}{4 \pi} \cdot \frac{dX_c}{df} \quad (10)$$

and L_1 may be directly determined from the slope of the reactance versus frequency function evaluated in the neighbourhood of f_s .

5 Parameters to be measured

Characterization of a crystal unit, therefore, requires determination of series resonance frequency, f_s ; the motional resistance, R_1 ; the motional inductance, L_1 (or capacitance, C_1); and the three static capacitances, C_{13} , C_{23} and C_0 . Other characteristics which are often specified are the derived characteristics:

- f_L : load resonance frequency; the frequency at which the series connected combination of crystal unit and a specified value of load capacitance will exhibit a resonant, zero phase condition;
- R_L -load resonance resistance; the real component of crystal unit equivalent impedance at frequency f_L ;
- S-pulling sensitivity; the rate of change of f_L with changing load capacitance at a load capacitance C_L ;
- $\Delta f_{L1,L2}$ pulling range; the difference between two load resonance frequencies corresponding to two specified values of load capacitance.

These characteristics are termed "derived" because they may all be calculated from the values of the shunt and motional parameters and the value of f_s . With suitable

Comme il sera décrit ci-après, elles peuvent être aussi mesurées avec des appareils de mesure convenables avec ou sans l'introduction de condensateurs physiques dans le montage d'essai.

Il est habituel de spécifier la fréquence de résonance f_r (fréquence de phase nulle) à la place de la fréquence de résonance série f_s . En général, la différence entre ces deux fréquences peut être négligée pour les résonateurs fonctionnant sur le mode fondamental. Cependant, pour les résonateurs fonctionnant sur les cinquième et septième partiels, $f_r - f_s$ peut être de quelques millièmes, et la différentiation est nécessaire. f_s est le paramètre préféré parce qu'il est indépendant des effets de capacité parasite. Il est aussi nécessaire d'être très précis sur la définition de la condition «de phase nulle»: f_r est exactement définie comme la fréquence pour laquelle le vecteur d'admittance de transfert Y_{12} est purement conducteur. Ce qui est différent de la fréquence à laquelle la transmission dans le montage d'essai donne le déphasage nul, car le déphasage de transmission dépend de la longueur physique du chemin entre les bornes d'essai, et de la nature des impédances aux bornes d'essai. De nouveau, la différence est faible aux basses fréquences, mais elle peut devenir significative pour les fréquences de 100 MHz ou plus élevées. Par exemple, à la fréquence de 100 MHz une ligne à longueur accordée d'un centimètre aboutit à un retard de phase, $\Delta \Phi$, d'environ 0,02 radians; un résonateur ayant $Q = 10\,000$ donnera une erreur de fréquence de

$$\frac{\Delta f}{f_s} \approx \frac{\Delta \Phi}{2Q} = 1 \times 10^{-6}$$

si les raccordements sont vraiment résistifs. En conséquence, il faut faire très attention pour établir les conditions de référence pendant le calibrage et l'ajustage des montages d'essai et des appareils de mesure utilisés.

6 Attributs des systèmes de mesure

Alors que de nombreuses techniques ont été décrites et peuvent être utilisées pour obtenir quelques-uns ou tous les paramètres du réseau décrit ci-dessus, il semble approprié de discuter d'abord les exigences générales pour la détermination des paramètres équivalents du réseau.

Comme il est noté ci-dessus, pour résoudre les paramètres de réseau, il est nécessaire de déterminer non seulement la magnitude mais aussi la phase de l'admittance (ou de l'impédance) du dispositif à différentes fréquences. En conséquence, l'appareillage de mesure doit permettre l'étalonnage de l'impédance et de la phase à partir de normes reconnues, et doit être équipé de moyens pour la mesure de la fréquence. Aujourd'hui, de nombreuses fréquences étalonnées sont radiodiffusées, et il est relativement simple de maintenir la fréquence de la source en laboratoire avec une précision de 1×10^{-9} sinon meilleure, conformément aux normes nationales.

Les normes de phase et d'impédance, spécialement à des fréquences supérieures à 100 MHz sont cependant difficiles à réaliser; en général elles peuvent être seulement obtenues dans une forme coaxiale avec des impédances de 50 Ω ou 75 Ω . De telles impédances normalisées dont l'étalonnage peut être suivi avec une précision meilleure que 1 % et des lignes aériennes équilibrées avec une impédance caractéristique connue avec précision et une longueur effective (normes de phase) étalonnée à une précision meilleure que ± 1 mm peuvent être facilement obtenues. Les conditions de court-circuit et de circuit ouvert peuvent être établies à partir des premiers principes.

instrumentation they may also be measured with or without the introduction of physical capacitors into the measuring fixtures, as will be described below.

It is common practice to specify the resonance frequency f_r (frequency of zero phase) instead of series resonance frequency f_s . Generally, the difference between the two is negligible for fundamental mode units; however, when dealing with fifth and seventh overtone units, $f_r - f_s$ can be as great as several parts per million, and differentiation is necessary. f_s is the preferred parameter, as it is independent of stray capacitance effects. It is also necessary to be very specific about the definition of the "zero phase" condition: f_r is precisely defined as that frequency for which the transadmittance vector Y_{12} is purely conductive. This is not identical to the frequency at which the transmission in a test fixture exhibits zero phase shift, as the transmission phase shift depends upon the physical length of path between the test pins, and on the nature of the terminating impedances of the test pins. Again, the difference is small at lower frequencies, but can become significant for frequencies of 100 MHz or greater. At 100 MHz, for example, a matched line length of one centimetre results in a phase delay, $\Delta\Phi$ of about 0,02 radians; a resonator having $Q = 10\,000$ would exhibit a frequency error of

$$\frac{\Delta f}{f_s} \approx \frac{\Delta \Phi}{2Q} = 1 \times 10^{-6}$$

if the terminations are truly resistive. Consequently, great care is required in establishing the reference conditions when calibrating and adjusting real test fixtures and instruments.

6 Attributes of measurement systems

While a number of techniques have been described, and may be used, to obtain some or all of the network parameters described above, it seems appropriate to discuss first the general requirements for determination of the equivalent network parameters.

As noted above, one must determine both magnitude and phase of the admittance (or impedance) of the device at various frequencies in order to solve for the network parameters. Consequently, the measurement equipment shall permit calibration in terms of recognized standards of impedance and phase, and shall be equipped with means for frequency measurement. Today, many calibrated frequencies are broadcast, and it is a relatively simple matter to maintain a laboratory frequency source within 1×10^{-9} or better agreement with national standards.

Standards of phase and impedance, however, especially at frequencies above 100 MHz, are not easy to achieve, and generally can only be obtained in coaxial form, at impedances of 50 Ω or 75 Ω . Such standard impedances with traceable calibration to an accuracy of better than 1 %, and matched air lines with accurately known characteristic impedance and effective length (phase standards) calibrated to better than ± 1 mm can be readily obtained. Short-circuit and open-circuit conditions can be established from first principles.

Les normes d'impédance de référence pour l'utilisation dans des montages d'essai basés sur des résistances autres que 50 Ω ou 75 Ω sont difficiles à obtenir, exigeant des efforts considérables pour leur fabrication et leur étalonnage.

Similairement, il faut beaucoup d'ingéniosité pour connecter des impédances connues dans les montages d'essai conçus pour accepter les fils de sortie des résonateurs à quartz sans introduire simultanément des réactances parasites supplémentaires et une plus grande longueur de ligne.

En prenant en considération ces précautions nous examinerons quelques-unes des techniques possibles pour la mesure des résonateurs à quartz.

7 Méthodes actives (méthodes d'oscillateur ou autres méthodes de boucle fermée)

En principe, il est possible de construire un circuit actif à large bande (ou accordable) qui entretiendra les oscillations lorsque la boucle à réaction sera fermée en insérant un résonateur à quartz. Les conditions pour l'oscillation sont bien connues: le déphasage total de boucle doit être $2n\pi$, $n = 0, 1, 2, \dots$ et à l'équilibre le gain total de boucle est égal à l'unité. Un tel circuit est montré à la figure 5a, où un résonateur à quartz ou un autre élément d'impédance ferme la boucle à réaction positive en connectant entre les points 1 et 2. Si les tensions à ces broches, e_1 et e_2 , ont exactement la même phase, alors le résonateur à quartz branché dans le circuit stabilise la fréquence d'oscillation à sa fréquence de résonance f_r . Le circuit entretenant d'oscillateur peut être remplacé par une source accordable et un détecteur de phase comme il est montré à la figure 6 (où un dispositif automatique de guidage est montré, mais où un réglage manuel peut être aussi utilisé) avec le même résultat, c'est-à-dire que la fréquence de la phase nulle est déterminée. Si les impédances présentées par le circuit d'essai aux bornes 1 et 2 sont exactement connues, on peut calculer la résistance de résonance R_r du dispositif à partir des amplitudes de e_1 et e_2 connues, par exemple, en utilisant un voltmètre vectoriel, comme il est montré à la figure 5b. Dans ce circuit, la fréquence sera ajustée pour donner exactement la phase nulle entre e_1 et e_2 et la résistance de résonance sera trouvée à partir du rapport des magnitudes:

$$\frac{e_1}{e_2} = \frac{R_r + R_T}{R_T} ; \quad R_r = \left(\frac{e_1}{e_2} - 1 \right) R_T \quad (11)$$

où R_T est la résistance de charge effective à partir des points d'essai par rapport à la masse, tandis que la valeur de f_r peut être déterminée en mesurant la fréquence de la source lorsque la condition de la phase nulle est remplie.

Si, cependant, une réactance parasite apparaissait en parallèle avec les impédances de charge au points 1 et 2, non seulement la fréquence mais aussi la résistance déterminées ci-dessus seraient erronées. La précision de ce type de mesure dépend de la précision de l'appareil de mesure et de la précision avec laquelle les impédances du circuit peuvent être réalisées. La reproductibilité d'un tel système sera, en général, assez bonne, si les mêmes appareils de mesure et montages d'essai sont utilisés, mais la précision obtenue (en raison des réactances parasites inévitables) dépendra aussi des paramètres dynamiques du résonateur à quartz mesuré.

Il faut noter ici, qu'il y a très peu de données disponibles pour permettre une comparaison des mesures entre des méthodes de mesure différentes. La plupart des essais interlaboratoires se sont limités à une comparaison des résultats en utilisant des équipements de nature identique dans des places différentes.

Reference impedance standards for use in fixtures based on other than 50 Ω or 75 Ω are not readily obtained, and require considerable effort to produce and calibrate.

Similarly, considerable ingenuity is always required to connect known impedances into test fixtures designed to accept the wire leads of crystal units without at the same time introducing additional stray reactances and extra line length.

With these general precautions in mind, we will examine some of the possible techniques for crystal measurement.

7 Active methods (oscillator or other closed-loop methods)

In principle, it is possible to construct a broad-band (or tuneable) active circuit which will sustain oscillations when a feedback loop is closed by inserting a crystal unit. The conditions for oscillation are well known: the net loop phase shift shall be $2n\pi$, $n = 0, 1, 2 \dots$ and at equilibrium, net loop gain is unity. Such a circuit is shown in figure 5a, where a crystal unit or other impedance element completes the positive feedback loop by connecting between points 1 and 2. If the voltages at these pins, e_1 and e_2 , have precisely the same phase, then a crystal unit connected in the circuit will control the frequency of oscillation at its resonance frequency, f_r . The oscillator sustaining circuit may be replaced by a tunable source and a phase detector as shown in figure 6 (where an automatic tracking arrangement is shown, but manual tuning may also be used) with the same result, i.e., the zero-phase frequency is determined. If the impedances presented by the test circuit at terminals 1 and 2 are accurately known, we can calculate the resonance resistance R_r of the device from knowledge of the amplitudes of e_1 and e_2 , for example, using a vector voltmeter as in figure 5b. In this circuit, the frequency would be adjusted to give exactly zero phase between e_1 and e_2 , and the resonance resistance found from the ratio of the magnitudes:

$$\frac{e_1}{e_2} = \frac{R_r + R_T}{R_T} ; \quad R_r = \left(\frac{e_1}{e_2} - 1 \right) R_T \quad (11)$$

where R_T is the effective terminating resistance from test points to ground, while the value of f_r could be determined by measurement of the source frequency when the zero phase condition is satisfied.

If, however, there is any stray reactance appearing in shunt with the terminating impedances at points 1 and 2, both the frequency and the resistance determined above will be in error. The accuracy of this type of measurement depends upon the accuracy of the meter and the precision with which the circuit impedances can be realized. Repeatability of such a system will in general be quite good, so long as the same instruments and test fixtures are used, but the accuracy achieved (due to unavoidable stray reactances) will depend also on the motional parameters of the crystal unit being measured.

At this point, it should be noted that very little data are available to allow comparison of measurements between different measuring methods. Most "round robin" experiments have been restricted to comparison of results using equipments of the same kind at different locations.

La mesure de l'inductance dynamique/capacité dynamique en utilisant les méthodes d'oscillateur ou celles de transmission décrites ci-dessus peut, en principe, être réalisée de l'une des manières suivantes. L'une demande l'introduction de valeurs «connues» de capacité en série avec le résonateur à quartz et la détermination du changement de la fréquence qui en résulte, comme l'indique la connexion de la figure 5c, en utilisant l'équation (12) donnée ci-dessous. L'ajustage de la fréquence au point de phase nulle donne la fréquence de résonance à la charge, f_L , et la résistance de résonance à la charge, R_L , directement. Lorsqu'on utilise cette connexion, il est très important de connaître exactement chaque capacité parasite par rapport à la masse à partir du point d'interconnexion entre le résonateur à quartz et la capacité de charge et de l'incorporer dans la valeur effective de C_L .

Compte tenu de la difficulté de déterminer exactement ces capacités parasites, il est souvent plus facile d'utiliser deux valeurs différentes de C_L , en utilisant des montages d'essai des capacités aussi identiques que possible afin que toutes les capacités parasites soient essentiellement les mêmes pour chaque montage d'essai. Alors, l'inductance dynamique est déterminée à partir de l'équation (13) ci-dessous.

Le calcul de L_1 (ou C_1) en utilisant une seule capacité de charge C_L est:

$$\frac{1}{\omega_s^2 L_1} = C_1 = \frac{2 (f_L - f_s) (C_0 + C_L)}{f_s} \quad (12)$$

En utilisant deux capacités de charge C_{L1} et C_{L2} , on obtient:

$$\frac{1}{\omega_s^2 L_1} = C_1 = \frac{2 (f_{L1} - f_s) (f_{L2} - f_s) (C_{L2} - C_{L1})}{f_s (f_{L1} - f_{L2})} \quad (13)$$

Dans le cas de deux capacités de charge (équation (13)), la valeur de C_0 n'est pas exigée et seule la différence entre les valeurs des capacités de charge est nécessaire. Les capacités parasites introduites par les montages d'essai des condensateurs n'influent pas sur le résultat pour autant qu'elles soient les mêmes pour les deux montages.

La deuxième méthode pour la détermination des paramètres dynamiques exige qu'après avoir déterminé les valeurs de $f_r \approx f_s$ et $R_r \approx R_1$ en utilisant la configuration du circuit montrée à la figure 5b le réglage du régulateur de phase soit modifié pour produire deux conditions de phase entre les tensions e_1 et e_2 de signe opposé et de valeur égale $\pm \Delta\Phi$, et que les fréquences (f_1 et f_2), exigées pour chaque condition de phase soient mesurées. Connaissant les impédances du circuit d'essai, R_T , la résistance dynamique, R_1 , du résonateur à quartz et la fréquence de résonance série f_s , la capacité dynamique C_1 (ou l'inductance L_1) est calculée comme suit:

$$C_1 = \frac{1}{\omega_s^2 L_1} = \frac{(f_2 - f_1)}{f_s^2} \frac{\cot(\Delta\Phi)}{2(R_T + R_1)} \quad (14)$$

Measurement of motional inductance/capacitance using the oscillator or transmission methods described above can in principle be accomplished in either of two ways. One method calls for the introduction of "known" values of capacitance in series with the crystal unit, and determining the change in frequency which results, as indicated by the connection of figure 5c, using equation (12) below. Adjusting frequency to the zero-phase point gives the load resonance frequency, f_L , and the load resonance resistance, R_L , directly. With this connection, it is very important that any stray capacitance to ground from the interconnection point between crystal unit and load capacitor be accurately known, and included in the effective value of C_L .

Because of the difficulty of determining these strays accurately, it is often easier to use two different values of C_L , using test-capacitor fixtures as nearly identical as possible so that all strays are essentially the same with each fixture. Then, the motional inductance is determined from equation (13) below:

The calculation of L_1 (or C_1) using a single load capacitance C_L is:

$$\frac{1}{\omega_s^2 L_1} = C_1 = \frac{2 (f_L - f_s) (C_0 + C_L)}{f_s} \quad (12)$$

Using two load capacitances C_{L1} and C_{L2} ,

$$\frac{1}{\omega_s^2 L_1} = C_1 = \frac{2 (f_{L1} - f_s) (f_{L2} - f_s) (C_{L2} - C_{L1})}{f_s (f_{L1} - f_{L2})} \quad (13)$$

In the case of two load capacitances (equation (13)), the value of C_0 is not required and only the difference between the load capacitance values is needed. Strays introduced by the test capacitor fixtures do not influence the result, so long as they are the same for the two fixtures.

The second method for determining motional parameters requires that, after the values of $f_r \approx f_s$ and $R_r \approx R_1$ have been determined using the circuit configuration of figure 5b, the phase adjuster setting is changed to produce two phase conditions between e_1 and e_2 voltages of opposite sign and equal magnitude, $\pm \Delta \Phi$ and the frequencies required for each phase condition are measured (f_1 and f_2). Knowing the test circuit impedances R_T , the motional resistance of the crystal unit R_1 and the series resonance frequency f_s , the motional capacitance C_1 (or inductance L_1) is calculated:

$$C_1 = \frac{1}{\omega_s^2 L_1} = \frac{(f_2 - f_1)}{f_s^2} \frac{\cot(\Delta \Phi)}{2 (2R_T + R_1)} \quad (14)$$

Cette technique a l'avantage que pendant la mesure aucune réactance parasite additionnelle ne soit introduite. Cependant, en particulier lorsqu'on opère manuellement, la précision de la valeur déterminée dépend directement de la précision avec laquelle R_T et R_1 sont connues et de la précision de la valeur du déphasage d'insertion. Les paramètres dynamiques ne peuvent pas être déterminés avec une précision meilleure que celle qui est connue pour les résistances du circuit et du cristal. Aussi, une certaine erreur due aux effets de la capacité parallèle C_0 , qui était négligée dans l'équation (14), sera introduite.

Les précisions probables qui peuvent être atteintes en utilisant les méthodes d'oscillateur/de transmission décrites ci-dessus sont considérées être d'environ $\pm 1 \times 10^{-6}$ pour f_r , ± 5 % pour R_r et ± 8 % pour L_1 et C_1 , si l'étalonnage du détecteur vectoriel et la fabrication des montages d'essai sont effectuées avec un soin particulier. Aux fréquences plus élevées (supérieures à environ 100 MHz) la précision est détériorée car les réactances parasites inévitables deviennent plus importantes. Pendant la mesure des résonateurs à quartz aux partiels d'ordre élevé (septième, neuvième, etc.) il est usuel de trouver que la condition de phase nulle est impossible.

Toutes les méthodes d'oscillateurs et de transmission décrites ci-dessus peuvent fonctionner sans détection de phase mais avec une précision réduite. Lorsque la méthode d'oscillateur est utilisée, une condition de phase inhérente est établie, mais à moins qu'un détecteur vectoriel ne soit utilisé, la valeur trouvée pour la phase de boucle doit être considérée avec prudence et la précision de la mesure n'est pas bien établie. Cependant, les mesures d'oscillateur peuvent être répétées lorsque le même équipement est utilisé, ce qui est très utile pour les essais en fabrication pour autant que de meilleurs moyens soient utilisés pour assurer la précision exigée et une corrélation avec les méthodes de mesure normalisées.

Les circuits de transmission excités extérieurement, lorsqu'ils sont utilisés sans détection de phase, déterminent la fréquence de l'impédance minimale, f_m , plutôt que la fréquence de résonance, f_r . Comme f_m se trouve au-dessous de f_s de la même quantité environ que f_r se trouve au-dessus d'elle, la précision est presque la même; et dans chaque cas il est bon de ne tenir compte que de ce qui est mesuré. Cependant, en fonctionnement manuel il est plus difficile d'estimer le point de transmission maximale que de régler le point de phase nulle – ceci n'est pas à prendre en considération lorsqu'un équipement automatique avec calculateur est utilisé, car la courbe se rapportant aux points mesurés permet une interpolation très exacte de la fréquence précise du maximum.

Les montages d'essai pour la méthode de mesure de transmission peuvent être du type de circuit en π , décrit dans la Publication 444 de la CEI, ou du type de circuit en T, décrit dans [12] et [13], ainsi que d'autres conceptions. Dans chaque cas, la conception et la fabrication des montages d'essai sont d'importance critique et la corrélation des résultats exige que tous les montages utilisés soient exactement semblables.

8 Méthodes de pont

Les ponts R.F. d'impédance ou d'admittance sont utilisés pour la mesure des paramètres équivalents des résonateurs à quartz au voisinage de la résonance [4]. De tels ponts dépendent de l'étalonnage des éléments internes utilisés pour établir les conditions d'équilibre; ils sont difficiles à normaliser en utilisant les normes d'impédance coaxiales disponibles, surtout aux fréquences élevées. En outre, leur utilisation exige généralement de soigner considérablement leur réglage, ce qui n'est pas très satisfaisant pour une utilisation en atelier. A cause de la gamme de réactances limitée de la plupart des ponts disponibles dans le commerce, la mesure de la fréquence et de la résistance à la charge exige habituellement l'utilisation de condensateurs d'essai physiques placés en série avec le dispositif en essai.

This technique has the advantage that no additional stray reactances are introduced in making the measurement. However, especially when operated manually, the accuracy of the value determined depends directly on the accuracy with which R_T and R_1 are known and the accuracy of the phase shift value introduced. The motional parameters cannot be determined with any better accuracy than the network and crystal resistances known. Also, some additional error will be introduced due to the effects of the shunt capacitance C_0 , which has been neglected in obtaining equation (14).

Probable accuracies obtainable with the above oscillator/transmission methods are considered to be about $\pm 1 \times 10^{-6}$ for f_r , $\pm 5\%$ for R_r and $\pm 8\%$ for L_1 and C_1 , if reasonable care in calibration of the vector detector and in the fabrication of the test fixtures is exercised. At higher frequencies (above about 100 MHz), accuracy is degraded as unavoidable stray reactances become more significant. When measuring high order overtone crystals (seventh, ninth, etc.) it is not unusual to find that no zero-phase condition is possible.

All of the above oscillator and transmission methods can be operated without phase detection, but at reduced accuracy. When the oscillator method is used, an inherent phase condition is established, but unless a vector detector is used, the actual value of loop phase shall be suspect and the accuracy of the measurement is not well established. However, oscillator measurements can be very repeatable when the same equipment is used, making them very useful for use in manufacturing situations, as long as better means are used to assure the required accuracy and correlation with respect to standard methods of measurement.

Externally excited transmission circuits, when used without phase detection, determine the frequency of minimum impedance, f_m , rather than the resonance frequency, f_r . Since f_m lies below f_s by about the same amount that f_r lies above it, the accuracy is nearly the same; and in either case, it is well to keep in mind just what is being measured. However, when operated manually, it is more difficult to estimate the point of maximum transmission than to set the point of zero phase - this is not a consideration when computer-automated equipment is used, as curve fitting to measured points will allow very accurate interpolation to the precise frequency of the maximum.

Transmission test fixtures may be of the π -network type as described in IEC Publication 444, or of the T-network type as described in [12] and [13], as well as of other designs. In any case, the design and fabrication of the test fixtures are of critical importance, and correlation of results requires that all fixtures used shall be exactly alike.

8 Bridge methods

R.F. impedance and admittance bridges have been used for the measurement of crystal unit equivalent parameters in the vicinity of resonance [4]. Such bridges depend upon the calibration of the internal elements used in setting balance conditions, and are not easily standardized to available coaxial impedance standards especially at higher frequencies. Moreover, their use generally requires considerable care in adjustment, so that they are not well-suited for production measurements. Because of the limited reactance range of most commercially available bridges, load frequency and resistance measurements usually require the use of physical test capacitors placed in series with the device under test.