

**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 S-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°s 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.

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of IEC 61080:1991

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.

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of IEC 61080:1991

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:

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

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 différenciation 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.

Une réalisation automatique microcircuit du pont Scheering [5] a été développée comme système automatique de mesure des paramètres des résonateurs à quartz. Les détails de ce système automatique sont en dehors du domaine d'application de ce guide. En termes généraux, il est basé sur un pont miniaturisé dont les éléments réglables sont des diodes à capacité variable qui donnent la possibilité de faire l'équilibre automatique du pont sous le contrôle d'un ordinateur. Les détails concernant ce développement ont été publiés [7] et les précisions rapportées sont très bonnes.

Une méthode de mesure automatique basée sur l'utilisation d'un pont à coefficient de réflexion disponible dans le commerce (impédancemètre) a été aussi développée et rapportée [6]. Cet équipement a une porte coaxiale de mesure et est étalonné en utilisant des éléments d'impédance coaxiaux normalisés de 7 mm, qui peuvent facilement être trouvés et facilement certifiés par la plupart des laboratoires des normes nationales. Des adaptateurs doivent être prévus pour permettre la connexion des sorties à fil des résonateurs à quartz à la porte coaxiale et leurs caractéristiques doivent être prises en considération dans la conversion des coefficients de réflexion mesurés au paramètre du résonateur à quartz. La précision rapportée obtenue par cette méthode est très bonne [6], [8]. La fréquence et la résistance à la charge peuvent être déterminées par la méthode de décalage de phase, décrite par Smythe [6], dans laquelle le montage des condensateurs physiques n'est pas exigé, ce qui donne un avantage significatif.

Le pont à coefficient de réflexion étant un système à une porte, une sortie du résonateur à quartz essayé doit être mise à la masse; c'est pourquoi il n'est pas possible de déterminer C_0 , C_{13} et C_{23} séparément en utilisant ce système. Elles peuvent être trouvées à partir des mesures effectuées aux fréquences éloignées de la fréquence de résonance avec le boîtier mis et non mis à la masse, et avec les connexions des sorties inversées, si nécessaire.

Pour les fréquences inférieures à la gamme du pont à coefficient de réflexion (impédancemètre), les analyseurs de réseaux basse fréquence sont disponibles dans le commerce, dans une gamme de fréquences allant de 50 Hz à un peu plus que 10 MHz. Ces instruments mesurent les caractéristiques de transmission des dispositifs comme les réseaux à deux portes et calculent la forme équivalente série ou parallèle des paramètres d'immittance de transfert. Ils permettent également de déterminer les paramètres à la charge du résonateur à quartz par la méthode de déphasage.

9 Méthodes d'analyseur automatique de réseaux

Les analyseurs automatiques de réseaux à deux portes ont été développés pour la caractérisation générale des réseaux actifs et passifs. Ces analyseurs donnent la possibilité de déterminer les paramètres de dispersion à deux portes du réseau essayé et fournissent la correction des réponses mesurées pour tenir compte des imperfections dans l'équipement en comparant les paramètres du réseau aux étalons d'impédance utilisés pour étalonner l'équipement. Une description complète de ce type d'équipement peut être trouvée dans [9]. Des analyseurs de réseaux/des instruments de mesure des paramètres de dispersion de ce type sont maintenant disponibles dans le commerce. Pour l'utilisation comme systèmes de mesure des résonateurs à quartz, des sources de signal stable synthétisé doivent être incorporées dans le système; certains systèmes possèdent de telles sources, tandis que d'autres doivent être modifiés pour cette utilisation. De tels systèmes prévoient l'étalonnage au plan de référence de mesure avec des étalons d'impédance coaxiaux et sont capables de donner des mesures très précises et reproductibles [10], [11]. L'utilisation des méthodes des paramètres de dispersion, développées à l'origine pour l'application aux systèmes micro-ondes, permet la séparation des paramètres d'immittance

An automated microcircuit realization of a Scheering bridge [5] has been developed as an automatic crystal parameter measurement system. The details of this automatic system are beyond the scope of this guide. In general terms, it is based on a miniaturized bridge whose tuneable elements are varactor diodes, enabling electronic balancing of the bridge under control of a computer system. The details of this development have been published [7] and reported accuracies are very good.

An automatic measurement method based on a commercially available reflection coefficient bridge (impedance meter) has also been developed and reported [6]. This equipment has a coaxial measurement port, and is calibrated using standard 7 mm coaxial impedance elements, which can be readily obtained and easily certified by most national standards laboratories. Adaptors must be provided to permit connection of the wire leads of crystal units to the coaxial port, and their characteristics shall be accounted for when converting measured reflection coefficients to equivalent crystal parameters. Reported accuracy obtainable by this method is very good [6], [8]. Load resonance frequency and resistance can be determined by the phase offset method as described by Smythe [6], so that physical capacitor fixtures are not required - a significant advantage.

Since the reflection coefficient bridge is a single port system, one terminal of the crystal unit under test must be grounded, and it is not therefore possible to determine C_0 , C_{13} and C_{23} separately with this system. They may be found from measurements made away from resonance with the enclosure grounded and ungrounded and lead connections reversed, if necessary.

For frequencies below the range of the reflection coefficient bridge (impedance meter), low frequency network analyzers are commercially available, having frequency capability from about 50 Hz to slightly above 10 MHz. These instruments measure the transmission characteristics of devices as two-port networks and calculate the equivalent series or parallel form of the trans-impedance parameters. They also permit determination of crystal load parameters by the phase offset method.

9 Automated network analyzer methods

Automatic two-port network analyzers have been developed for the general characterization of active and passive networks. These analyzers provide for the determination of the two-port scattering parameters of the network under test, and provide for correction of the measured responses to take into account imperfections in the equipment by referring network parameters to the impedance standards used to calibrate the equipment. A complete description of this type of equipment may be found in [9]. Commercial network analyzer/S-parameter instruments of this type are now available. For use as crystal measurement systems, stable synthesized signal sources shall be included in the system; some systems include such sources while others need to be modified for this use. Such systems provide for calibration at the measurement reference plane with coaxial impedance standards, and are capable of very accurate and reproducible measurements [10], [11]. The use of the scattering parameter methods, originally developed for application to microwave systems, allows for the separation of the trans-impedance parameters from the effects of shunt elements, so that the static capacitances C_{13} and C_{23} may be separated from the transmission characteristics and determined separately. Also, the test

de transfert des effets des éléments parallèles, de telle façon que les capacités parallèles C_{13} et C_{23} peuvent être séparées des caractéristiques de transmission et déterminées séparément. En outre, les imperfections du montage d'essai sont au moins en première approximation ôtées de la mesure, «l'étalonnage» du système étant effectué aux portes de mesure, et les algorithmes de correction des erreurs corrigent les mesures des effets du système jusqu'au plan de référence.

Il a été prouvé que ces systèmes d'analyseur automatique de réseaux sont le moyen le plus satisfaisant pour obtenir des mesures d'immittance exactes dans une très large gamme de fréquences. On peut effectuer au choix, soit les mesures de réflexion à une porte, soit les mesures de transmission à deux portes. Pour la mesure des résonateurs à quartz, le choix de mesure à une porte ou à deux portes est en général arbitraire, les deux techniques donnant les valeurs des paramètres dynamiques pratiquement identiques, la seule différence étant seulement dans les valeurs des capacités statiques. Comme guide pour leur utilisation les recommandations générales suivantes sont données:

Mesures à une porte – Résonateurs à faible résistance ($R_1 < 10 \Omega$); résonateurs pour applications dans les oscillateurs; cas où un temps minimal de mesure est important.

Mesures à deux portes – Résonateurs à résistance élevée ($R_1 > 100 \Omega$); résonateurs pour filtres et pour quelques applications précises dans les oscillateurs; résonateurs à fréquence élevée ($f_s > 100 \text{ MHz}$).

La figure 7 montre le circuit équivalent d'un résonateur à quartz quand il est connecté pour la mesure à une porte, et la figure 8 montre le circuit équivalent d'un résonateur connecté en tant que dispositif à deux portes. La capacité parallèle C_0 de la figure 7 inclut les capacités C_1 et C_2 de la figure 8 dans certaines combinaisons (dépendant du fait que l'enveloppe est mise à la masse ou non) et est ainsi différente de C_0 de la figure 8.

La réponse de réflexion typique obtenue pour la mesure à une porte est montrée à la figure 9, tandis que la réponse de transmission typique d'un résonateur à quartz dans une configuration à deux portes est montrée à la figure 10.

Un schéma fonctionnel de l'équipement exigé pour la méthode avec analyseur de réseaux est montré à la figure 11. Tous les procédés de mesure et de réduction des données sont contrôlés par les programmes du calculateur; de cette façon le fonctionnement est extrêmement simple, et la précision de la mesure est par essence indépendante de la qualification de l'opérateur.

10 Systèmes de mesure disponibles dans le commerce

Les systèmes d'instruments que l'on vient de décrire peuvent tous être utilisés pour la mesure des paramètres des résonateurs piézoélectriques; cependant beaucoup d'entre eux exigent certaines modifications, telles que des sources de signal améliorées, compteurs de fréquence ou détecteurs spéciaux ajoutés, etc. Différents systèmes de mesure sont également disponibles construits spécifiquement pour la mesure des résonateurs. Cela va de l'oscillateur d'essai du type «impédancemètre à quartz» à fonctionnement manuel, aux systèmes spéciaux de mesure à transmission automatique disponibles chez plusieurs fabricants. Quelques-uns sont basés sur des réseaux de transmission électriquement équivalents aux réseaux spécifiés dans la Publication 444 de la CEI; ils utilisent des

fixture imperfections are to at least to a first approximation removed from the measurement, as the "calibration" of the system is done at the measurement ports, and the error correction algorithms remove the effects of the system up to the reference plane from the measurements.

These automatic network analyzer systems have proved to be the most satisfactory way of obtaining precise measurements of immittance over very wide frequency ranges. Either one-port reflection measurements or two-port transmission measurements may be made as desired. For crystal unit measurements, the choice of one-port or two-port measurement is generally arbitrary, as the two yield essentially identical values for the motional parameters, differing only in the values of the static capacitances. As a guide, the following are general recommendations:

- One-port measurements – Low resistance crystal units ($R_1 < 10 \Omega$); crystal units for oscillator applications; situations where minimum measurement time is important.
- Two-port measurements – High resistance crystal units ($R_1 > 100 \Omega$); crystal units for filter use and some exacting oscillator applications; high frequency crystal units ($f_s > 100 \text{ MHz}$).

Figure 7 shows the equivalent circuit of a crystal unit as connected for a one-port measurement and figure 8 shows the equivalent circuit of a crystal unit connected as a two-port device. The shunt capacitance C_0 of figure 7 includes the capacitances C_1 and C_2 of figure 8 in some combination (depending upon whether the enclosure is grounded or not) and thus differs from C_0 of figure 8.

The measured reflection response obtained for a one-port measurement is typified by figure 9, while figure 10 is a typical transmission response for a crystal unit in a two-port configuration.

A functional block diagram of the equipment required for the network analyzer method of measurement is shown in figure 11. The entire measurement and data reduction processes are controlled by computer programmes, so that operation is extremely simple, and measurement accuracy is essentially independent of operator skill.

10 Commercially available measurement systems

The instrument systems just described can all be used for the measurement of piezo-electric resonator parameters; however, many require some modifications such as improved signal sources, the addition of frequency counters or special detectors, etc. There are also available various measurement systems designed specifically for resonator measurement. These range from the manually operated "crystal impedance meter" test oscillators to special automated transmission measurement systems available from several manufacturers. Some of these are based on transmission networks electrically equivalent to that specified by IEC Publication 444, and use sophisticated computer-controlled synthesizers and vector detectors. Some such systems also include auto-

synthétiseurs élaborés contrôlés par ordinateur et des détecteurs vectoriels. Certains de ces systèmes comprennent également des chambres à température contrôlée automatiquement, et des circuits de branchement pour permettre d'effectuer des essais en température d'un grand nombre de résonateurs par lot.

Les systèmes d'essai à transmission automatique, décrits à la figure 12, outre la possibilité d'un traitement mathématique extensif des données associé à un stockage des paramètres de transmission mesurés pendant la calibration avec des impédances connues, procurent une meilleure précision et reproductibilité que les systèmes qui fonctionnent manuellement. Ces systèmes dépendent de la mesure de la tension de sortie du réseau d'essai comparée à celle du canal de référence. On prendra extrêmement soin d'isoler le canal de référence du canal de mesure; toutefois l'impédance d'insertion du dispositif à l'essai ne peut être obtenue qu'en fonction des impédances estimées des résistances de référence utilisées pour étalonner le système. Ces résistances ne sont pas des dispositifs coaxiaux et ne peuvent pas, aux hautes fréquences, être aisément rattachées à des normes nationales d'impédances. En outre, les paramètres de transmission étant influencés par toute impédance parallèle entre broches et terre, qu'on ne peut séparer sans effectuer d'autres mesures, l'exactitude des paramètres désirés s'en trouvera amoindrie, spécialement aux hautes fréquences. L'utilisation de plusieurs valeurs de résistances de référence permet de modéliser les impédances du montage d'essai, ce qui réduit l'exigence quant à sa précision et améliore l'exactitude des mesures nettement plus que celle qui pourrait être obtenue avec des systèmes de mesure à fonctionnement manuel ou avec des méthodes à base d'oscillateur.

On trouve maintenant dans le commerce des programmes et des montages d'essai spécialement conçus pour l'utilisation avec les systèmes analyseurs automatiques de réseaux à dispersion de paramètre. Ces programmes sont développés pour être utilisés avec des appareils spécifiques et par des spécialistes. Dans certains cas ils sont commercialisés directement par les fabricants d'instruments de mesure, dans d'autres cas on les trouve dans le commerce. Cette disponibilité a considérablement réduit le prix des systèmes analyseurs de réseaux entièrement automatiques pour les mesures des résonateurs à quartz.

11 Comparaison des caractéristiques des systèmes de mesure différents

Les différents systèmes de mesure décrits ont certaines caractéristiques qui sont généralement déterminées par la méthode d'essai de base utilisée. Le tableau suivant permet de comparer les méthodes de base et les caractéristiques associées.

matically controlled temperature chambers and switching networks to permit temperature testing of large numbers of units in batch mode.

The automated transmission test systems, shown in block diagram form in figure 12, with the capability of extensive mathematical data processing along with storage of measured transmission parameters during calibration with known impedances, provide better accuracy and repeatability than manually operated systems. These systems depend on the measurement of the output voltage of the test network, compared to the voltage of a reference channel. Considerable care is taken to isolate the reference channel from the test channel; however, the insertion impedance of the test device can only be obtained with respect to the assumed impedance of the reference resistors which are used to calibrate the system. These resistors are not coaxial devices and cannot be easily traced to national standards of impedance at high frequencies. Also, since the transmission parameters will be influenced by any shunt impedance between pins and ground, which cannot be separated without making other measurements, the accuracy of the derived parameters will be degraded, especially at higher frequencies. The use of several values of reference resistors permits modelling of the test fixture impedances, which reduces the requirement for fixture precision, and improves the precision of measurement over that which can be obtained with manual measurement systems or with oscillator methods.

Software and test fixtures specially designed for use with automatic network analyzer/scattering parameter systems are becoming commercially available. These software programmes are developed to operate with specific instruments and controllers and in some cases are available from the instrument manufacturers, while other programmes are furnished by third-party vendors. This availability has significantly reduced the cost of fully automated network analyzer systems for crystal unit measurements.

11 Comparison of the characteristics of various measurement systems

The various measurement systems described have some characteristics which are generally determined by the basic method employed. The following table gives a relative comparison of the basic methods with regard to these general characteristics.

Tableau 1 - Comparaison des différentes méthodes de mesure des résonateurs à quartz

Type de système de mesure	Gamme de fréquences	Précision probable de mesure de la fréquence	Facilité d'utilisation	Prix estimé en \$
Impédancemètres à tubes pour quartz (désuet)	8 kHz à 250 MHz	± 5 à $\pm 10 \times 10^{-6}$	Bonne	Bas (disponible seulement sur le marché d'occasion) (< 200)
Impédancemètres autonomes pour quartz	8 kHz à 250 MHz	± 2 à $\pm 5 \times 10^{-6}$	Bonne	Modéré (200 - 2 000)
Méthodes manuelles basées sur un circuit de transmission maximale (Publication 302 de la CEI)	30 MHz max.	± 2 à $\pm 5 \times 10^{-6}$	Complexe	Moyen (~2 000)
Méthodes manuelles de pont	1 kHz à 200 MHz	± 1 à $\pm 5 \times 10^{-6}$	Complexe	De moyen à élevé (2 000 - 20 000)
Méthodes automatiques de pont	1 kHz à 200 MHz	$\pm 1 \times 10^{-6}$	Bonne	Très élevé (~40 000)
Méthodes de la boucle fermée par la technique de phase nulle (selon la Publication 444-1 de la CEI)	1 MHz à 200 MHz	$\pm 1 \times 10^{-6}$	Bonne	Elevé (20 000 - 30 000)
Méthode de phase nulle contrôlée par ordinateur (selon la Publication 444-1 de la CEI)	1 MHz à 200 MHz	$\pm 1 \times 10^{-6}$	Très bonne (note 1)	Très élevé (~40 000)
Analyseur de réseaux contrôlé par ordinateur (note 2)	1 GHz max.	$\pm 0,1 \times 10^{-6}$ (note 3)	Très bonne (note 1)	Très élevé (~35 000)
NOTES 1 L'utilisation de ces systèmes est très facile lorsque l'on dispose de logiciels adaptés. La conception de tels logiciels peut être entreprise mais est coûteuse. Cependant des logiciels d'essai et des montages d'essai spéciaux pour la mesure des résonateurs à quartz par analyseurs automatiques de réseaux deviennent disponibles dans le commerce. 2 Une précision comparable peut être obtenue en utilisant des montages d'essai pour la mesure de transmission comme ceux du réseau en π de la CEI avec utilisation de méthodes de correction des erreurs contrôlées par un ordinateur. 3 A mesure que la fréquence augmente au-dessus de 200 MHz environ, l'évaluation de la précision attendue sera dégradée; cela est dû aux problèmes d'une définition précise de l'interface entre le montage d'essai et le dispositif, ainsi qu'aux valeurs plus basses du facteur de qualité Q des dispositifs haute fréquence.				

Table 1 - Comparison of various quartz crystal unit measurement methods

Type of measuring system	Frequency range	Probable accuracy of frequency measurement	Ease of use	Relative cost in \$
Vacuum tube CI-meters (obsolete)	8 kHz to 250 MHz	± 5 to $\pm 10 \times 10^{-6}$	Good	Low (only available on used market) (< 200)
Solid-state CI-meters	8 kHz to 250 MHz	± 2 to $\pm 5 \times 10^{-6}$	Good	Moderate (200 - 2 000)
Manual maximum transmission method (IEC Publication 302)	30 MHz max.	± 2 to $\pm 5 \times 10^{-6}$	Complex	Medium (~2 000)
Manual bridge methods	1 kHz to 200 MHz	± 1 to $\pm 5 \times 10^{-6}$	Complex	Moderate to high (2 000 - 20 000)
Automatic bridge methods	1 kHz to 200 MHz	$\pm 1 \times 10^{-6}$	Good	Very high (~40 000)
Locked loop zero-phase methods (IEC Publication 444-1)	1 MHz to 200 MHz	$\pm 1 \times 10^{-6}$	Good	High (20 000 - 30 000)
Computer-controlled zero-phase methods (IEC Publication 444-1)	1 MHz to 200 MHz	$\pm 1 \times 10^{-6}$	Very good (note 1)	Very high (~40 000)
Computer-controlled network analyzer methods (note 2)	1 GHz max.	$\pm 0,1 \times 10^{-6}$ (note 3)	Very good	Very high (~35 000)
NOTES 1 The use of these systems is very easy, once suitable test software programmes are available. The design of such programmes can be involved and expensive. However, test software and special test fixtures for crystal unit measurements with automatic network analyzers are becoming commercially available. 2 Comparable precision can be achieved using transmission fixtures similar to the IEC π-network by use of computerized error correction methods. 3 As frequency increases above about 200 MHz, expected precision estimates will degrade due to problems in precise definition of the interface between test fixture and device, as well as the lower Q values of high frequency devices.				

12 Détermination des paramètres avec les systèmes automatiques de mesure des paramètres S

Les systèmes analyseurs automatiques de réseaux décrits permettent d'obtenir les paramètres dispersés du dispositif essayé, entièrement corrigés pour les erreurs propres au système. A partir de ces paramètres S, les paramètres d'admittance du dispositif sont calculés en utilisant les transformations normalisées. Les mesures sont effectuées à plusieurs fréquences au voisinage de la fréquence de résonance série du résonateur à quartz, de façon à obtenir un ensemble de fréquences mesurées et de données correspondantes de Y_{12} à partir desquelles les paramètres électriques équivalents pourront être évalués. L'une des méthodes d'évaluation est basée sur la méthode itérative non linéaire des moindres carrés [11], qui calcule directement les valeurs «les plus appropriées» de R_1 , L_1 , C_1 et C_0 . Si les valeurs de C_{13} et C_{23} sont en outre exigées, les paramètres d'admittance Y_{11} et Y_{12} sont également nécessaires à partir des mesures. Il y a plusieurs approches différentes pour l'évaluation des moindres carrés non linéaires, parmi lesquelles la méthode métrique variable [11] qui converge rapidement mais exige le calcul non seulement de la première, mais aussi de la deuxième dérivée à chaque fréquence; la méthode de Gauss-Newton, qui converge beaucoup plus lentement, et la méthode de Marquardt à descente plus raide, qui a besoin seulement de l'information de la première dérivée. Pour chacune de ces méthodes itératives, il est nécessaire d'obtenir une bonne évaluation initiale des paramètres, si une convergence sûre et rapide doit être assurée. L'évaluation initiale peut être obtenue en utilisant l'une des méthodes linéaires données ci-dessous. Selon la précision exigée, et l'importance quant à la rapidité de la mesure, les méthodes linéaires peuvent donner des résultats adéquats sans traitement complémentaire.

Si les paramètres dynamiques seuls sont exigés (R_1 , L_1 et f_s), on peut les obtenir à partir de la composante réelle de Y_{12} (c'est-à-dire G_{12}) de la manière suivante [10]. L'expression pour G_{12} est tirée de l'équation (3):

$$G_{12} = \frac{R_1}{R_1^2 + [4\pi(f - f_s) L_1]^2}$$

La réciproque de cette expression est alors:

$$E = \frac{1}{G_{12}} = R_1 + \frac{(4\pi L_1)^2}{R_1} (f - f_s)^2 \quad (15)$$

qui possède les propriétés suivantes:

- a) une valeur minimale de R_1 à $f = f_s$;
- b) dE/df est nulle à $f = f_s$;
- c) lorsque f_s et R_1 sont connues, L_1 peut être déterminée à partir du coefficient du terme $(f - f_s)^2$

Par conséquent, si les valeurs réciproques de G_{12} sont calculées et adaptées à une fonction quadratique de la fréquence, f_s est trouvée directement comme valeur de f pour laquelle la dérivée première de la fonction est nulle. L'évaluation de la fonction à cette valeur de f donne alors la valeur de R_1 directement:

12 Parameter determination with automated S-parameter systems

The automatic network analyzer systems described obtain the scattering parameters of the device under test, fully corrected for system error terms. From these S-parameters, the admittance parameters of the device are calculated using standard transformations. The measurements are made at several frequencies around series resonance of the unit, so that an array of measurement frequencies and corresponding Y_{12} -data is obtained, from which the equivalent electrical parameters may be estimated. One method of estimation is by means of an iterative non-linear least squares method [11] which directly calculates the "best fit" values for R_1 , L_1 , C_1 and C_0 . If C_{13} and C_{23} are also required, the Y_{11} and Y_{12} admittance parameters are also needed from the measurement. There are several different approaches for non-linear least squares estimation, including the variable metric method [11], which converges rapidly but requires calculation of both first and second derivatives at each frequency; the Gauss-Newton method, which converges much more slowly; and the Marquardt method of steepest descent, which uses first derivative information only. For any of these iterative methods, it is necessary to obtain good initial estimates of the parameters if reliable and rapid convergence is to be assured. Initial estimates can be obtained with one of the linear methods below. Depending on the need for precision, and the importance of rapid measurement, the linear methods may provide adequate results without further processing.

If only the motional parameters are needed (R_1 , L_1 and f_s), these may be obtained from the real component of Y_{12} (i.e. G_{12}) in the following manner [10]. The expression for G_{12} is from equation (3):

$$G_{12} = \frac{R_1}{R_1^2 + [4\pi(f - f_s) L_1]^2}$$

The reciprocal of this expression then is:

$$E = \frac{1}{G_{12}} = R_1 + \frac{(4\pi L_1)^2}{R_1} (f - f_s)^2 \quad (15)$$

which has the following properties:

- a minimum value of R_1 at $f = f_s$;
- dE/df is zero at $f = f_s$;
- when f_s and R_1 are known, L_1 can be determined from the coefficient of the $(f - f_s)^2$ term.

Consequently if the reciprocals of the G_{12} values are calculated and fitted to a quadratic function of frequency, f_s is found directly as the value of f for which the first derivative of the function is zero. Evaluating the function at this value of f then gives the value of R_1 directly:

$$E = K_1 + fK_2 + f^2K_3 \quad (16)$$

La fréquence de résonance série est:

$$f_s = -\frac{K_2}{2K_3}$$

En substituant cette valeur de f dans l'expression pour E ci-dessus, R_1 devient:

$$R_1 = K_1 - \frac{K_2^2}{4K_3}$$

Il faut noter qu'en présence du terme de la conductibilité parallèle G_0 une erreur sera introduite dans la valeur de R_1 .

En égalisant les coefficients des termes f^2 dans les équations (15) et (16) ci-dessus, la valeur de L_1 peut être calculée comme:

$$L_1 = \frac{1}{4\pi} \sqrt{K_3 R_1}$$

et la valeur de C_1 peut être calculée par l'équation

$$C_1 = \frac{1}{L_1 \omega_s^2}$$

Puisque C_0 n'est pas contenue dans l'expression théorique pour G_{12} , l'évaluation de C_0 n'est pas obtenue par cette analyse.

L'avantage de cette méthode d'évaluation des paramètres dynamiques réside dans le fait qu'elle est très rapide et n'exige que peu de calculs. Elle a le désavantage que la précision est moindre si on intègre dans les calculs les points se trouvant au-delà de la résonance série d'environ une largeur de bande et peut tout à fait engendrer une erreur si dans les données mesurées du bruit aléatoire est présent. Une méthode linéaire beaucoup plus rustique utilise à la fois les composantes réelles et imaginaires des données d'admittance de transfert. Cette méthode utilise la technique linéaire des moindres carrés pour adapter le cercle dans le plan Y aux points Y_{12} mesurés; elle utilise ensuite les données mesurées pour obtenir la réactance en fonction de la fréquence pour permettre l'estimation de la fréquence de résonance série et de l'inductance, comme il est décrit ci-dessous.

La dérivation des paramètres dynamiques des mesures à deux portes est montrée à la figure 14. En premier, les valeurs corrigées d'admittance de transfert

$$Y_{12} = G_{12} + jB_{12}$$

$$E = K_1 + fK_2 + f^2K_3 \quad (16)$$

Series resonance frequency is:

$$f_s = -\frac{K_2}{2K_3}$$

Substituting this value for f in the expression for E above, R_1 is:

$$R_1 = K_1 - \frac{K_2^2}{4K_3}$$

It should be noted that in the presence of a shunt conductance term G_0 the value of R_1 will be in error.

Equating the coefficients of the f^2 terms in equations (15) and (16) above, the value of L_1 may be calculated as:

$$L_1 = \frac{1}{4\pi} \sqrt{K_3 R_1}$$

and C_1 may be calculated from the defining equation

$$C_1 = \frac{1}{L_1 \omega_s^2}$$

Since C_0 is not contained in the theoretical expression for G_{12} , no estimate of C_0 is obtained from this analysis.

The advantage of this method of estimating the motional parameters is that it is very fast, requiring few calculations. It has the disadvantages that accuracy is degraded if points lying further than about one Q-bandwidth from series resonance are included in the calculation, and it is quite susceptible to error in the presence of random noise in the measured data. A much more robust linear method makes use of both real and imaginary components of the transadmittance data. This method makes use of a linear least squares technique to fit a circle in the Y-plane to the measured Y_{12} -points, and then uses the measured data to obtain the reactance as a function of frequency to allow estimation of series resonance frequency and inductance, as described below.

The derivation of motional parameters from two-port measurements is illustrated in figure 14. First, the corrected transadmittance values

$$Y_{12} = G_{12} + jB_{12}$$

sont calculées à chaque fréquence de mesure, et les vecteurs d'impédance de transfert sont calculés comme suit:

$$Z_{12} = \frac{G_{12}}{G_{12}^2 + B_{12}^2} - j \frac{B_{12}}{G_{12}^2 + B_{12}^2} = R_s + jX_s$$

Les valeurs de R_s et X_s sont graphiquement représentées à la figure 14 et les courbes en trait plein représentent les fonctions polynomiales adaptées des moindres carrés correspondant aux points de données. (Pour éviter des difficultés de calcul, les coordonnées de fréquence sont transformées en soustrayant une valeur constante approximativement égale à la fréquence de résonance.) La fréquence de résonance f_r est alors déterminée à l'interception de la fonction lisse X_s sur l'axe de réactance nulle. La résistance de résonance R_r est la valeur de la fonction lisse de R_s à cette valeur de coordonnée de la fréquence.

Pour obtenir les valeurs de f_s , L_1 et R_1 un cercle dans le plan Y est adapté aux valeurs de Y_{12} mesurées; ce cercle est centré au point

$$G_c = G_0 + \frac{1}{2R_1}, \quad B_c = \omega_s C_0$$

Les points des données mesurées sont alors transférées le long des rayons vers la circonférence estimée du cercle pour lisser ces données. (Il sera admis que les erreurs aléatoires de chaque composante mesurée sont également probables.) En utilisant alors les valeurs «lissées» (après transfert sur la circonférence du cercle adapté) B_0 est soustrait de chaque composante de susceptance, ce qui mathématiquement ôte les effets de C_0 des données.

Après avoir ôté les effets de C_0 , les nouveaux vecteurs d'admittances représentent seulement les paramètres du bras dynamique. La transformation au plan Z donne maintenant une composante réelle constante $R_s = R_1$. La composante X_s est maintenant essentiellement une ligne droite dans une relativement large gamme de fréquences, interceptant l'axe de réactance nulle à f_s et ayant une pente

$$dX_s/df = 4\pi L_1$$

avec la précision de l'approximation de la bande étroite.

Ces calculs sont effectués mathématiquement par l'ordinateur mais la représentation graphique illustre la méthode.

Les paramètres à la charge, f_L et R_L , peuvent être calculés à partir des paramètres dynamiques et de la valeur de C_0 , cependant pour des petites valeurs de C_L en particulier, la précision de cette extrapolation peut ne pas convenir. Avec l'analyseur de réseaux, des mesures complémentaires peuvent être effectuées dans une gamme de fréquences dans laquelle la réactance d'insertion du résonateur à quartz est approximativement égale à la valeur de réactance de la capacité de charge, et les paramètres à la charge peuvent alors être déduits avec précision. Pour faire cela sans l'utilisation d'un montage d'essai spécial, la fréquence de résonance à la charge approximative est calculée en utilisant les

are calculated at each frequency of measurement, and the transimpedance vectors are calculated as:

$$Z_{12} = \frac{G_{12}}{G_{12}^2 + B_{12}^2} - j \frac{B_{12}}{G_{12}^2 + B_{12}^2} = R_s + jX_s$$

The values of R_s and X_s are plotted in figure 14, and the solid curves represent least-squares fitted polynomial functions fitted to the data points. (To avoid computational difficulties, the frequency co-ordinates are transformed by subtracting a constant value approximately equal to the resonance frequency.) Resonance frequency, f_r , is then determined at the intercept of the smoothed X_s function on the zero reactance axis. The resonance resistance, R_r , is the value of the smoothed R_s function at this value of the frequency co-ordinate.

To obtain values of f_s , L_1 and R_1 a circle in the Y-plane is fitted to the measured Y_{12} values; this circle will be centred at the point

$$G_c = G_0 + \frac{1}{2R_1}, \quad B_c = \omega_s C_0$$

The measured data points are then translated along radii to lie on the fitted circle to smooth the data effectively. (This is a tacit assumption that random errors in each measured component are equally probable.) Then, using the "smoothed" values (after being translated to lie on the fitted circle) B_0 is subtracted from each susceptance component, thus mathematically removing C_0 effects from the data.

After removing C_0 effects, the new admittance vectors will represent only the motional arm parameters. Transformation to the Z-plane results now in a constant real component $R_s = R_1$. The X_s component will now be essentially a straight line over a relatively wide frequency range, intercepting the zero reactance axis at f_s , and having a slope

$$dX_s/df = 4\pi L_1$$

with the accuracy of the narrow band approximation.

These calculations are performed mathematically by the computer, but the graphical representation illustrates the method.

The load parameters, f_L and R_L , can be calculated from the motional parameters and the value of C_0 ; however, for small values of C_L particularly, the accuracy of this extrapolation may not be adequate. With the network analyzer, additional measurements can be made in the frequency range at which the insertion reactance of the crystal unit is approximately equal to the magnitude of the load capacitor reactance, and the load parameters can then be interpolated quite accurately. To accomplish this without the use of a special test fixture, the approximate load resonance frequency is calculated using the f_s , C_1 and C_0 parameters already determined. Then, measurements are made at several frequencies

paramètres f_s , C_1 et C_0 déjà déterminés. Ensuite les mesures sont faites à plusieurs fréquences proches de cette valeur et les vecteurs Z_{12} sont calculés à chaque fréquence. Comme il est montré graphiquement à la figure 15, les composantes résistives et réactives sont alors appliquées aux fonctions polynomiales de fréquence comme auparavant. La fonction de réactance «lissée» est utilisée pour interpoler la valeur précise de f pour laquelle X_s est exactement égale à la valeur de réactance du condensateur de charge spécifié donnant ainsi la valeur exacte de f_L . La fonction de R_s est alors évaluée à cette valeur de f pour obtenir la mesure exacte de R_L .

La fonction lissée X_s peut être alors utilisée pour le calcul de plusieurs paires de valeurs de fréquence à la charge et de la capacité à la charge dans la gamme de ± 10 % de la valeur de C_L spécifiée. De ces valeurs une fonction polynomiale reliant la fréquence à la capacité de charge peut être formée par la méthode des moindres carrés,

$$f_L = K_1 + K_2 C_L + K_3 C_L^2 + K_4 C_L^3$$

et la sensibilité de fréquence relative, S , calculée comme une dérivée de cette fonction

$$S = df_L/dC_L = K_2 + 2K_3 C_L + 3K_4 C_L^2$$

et peut être évaluée pour une capacité de charge spécifiée ainsi que pour d'autres valeurs dans la gamme des données. (Une extrapolation en dehors de la gamme pour laquelle les données ont été obtenues est toujours dangereuse!)

Il est nécessaire de tenir compte du fait que les paramètres de résonance à la charge ne peuvent pas être isolés de l'influence de C_0 , incorporant chaque capacité parasite introduite par le chemin de câblage, etc. Ces capacités parasites incluent toujours les valeurs de C_{13} et C_{23} du résonateur à quartz ainsi que toute capacité parasite du circuit utilisé. Il est de la responsabilité du constructeur de circuit d'établir la valeur totale de C_L effective pour son application. Pour cette raison il est souvent utile d'obtenir les paramètres à la charge f_L , R_L et S à plusieurs valeurs de C_L , telles que $\pm 0,5$ pF; $\pm 1,0$ pF et $\pm 1,5$ pF, différentes de la valeur spécifiée.

Tous ces paramètres peuvent être aussi déterminés à partir des mesures à une porte en tenant compte du fait que le paramètre C_0 est différent lorsqu'une connexion à une porte est utilisée.

13 Précautions pour améliorer la précision des mesures

Lorsqu'on désire obtenir la meilleure estimation possible des paramètres de circuit équivalent, une attention spéciale est nécessaire pour éviter les effets de l'environnement qui pourraient avoir une influence très importante sur les résultats. Ces effets sont ceux de la température, des gradients de température, du niveau d'excitation et des caractéristiques du montage d'essai, comme on le verra ci-dessous.

13.1 Effets thermiques

La fréquence, la résistance et l'impédance dynamique d'un résonateur à quartz dépendent toutes à un certain degré de la température et du taux de changement de la température du résonateur pendant la mesure. En outre, les paramètres étant évalués à partir d'une série de mesures à plusieurs fréquences au voisinage de la résonance, il est extrêmement important que le résonateur ne soit pas perturbé pendant le processus d'obtention de ces

near this value, and the Z_{12} -vectors calculated at each frequency. The resistive and reactive components are then fitted to polynomial functions of frequency as before, as shown graphically in figure 15. The "smoothed" reactance function is used to interpolate the precise value of f for which X_s is precisely equal to the magnitude of the reactance of the specified load capacitor, giving an accurate value of f_L . The R_s function is then evaluated at this value of f to obtain an accurate measure of R_L .

The smoothed X_s function may then be used to calculate several paired values of load frequency and load capacitance over a range of $\pm 10\%$ of the specified C_L value. From these, a polynomial function relating frequency to load capacitance can be formed by a least squares method,

$$f_L = K_1 + K_2 C_L + K_3 C_L^2 + K_4 C_L^3$$

and the pulling sensitivity, S , calculated as the derivative of this function

$$S = df_L/dC_L = K_2 + 2K_3 C_L + 3K_4 C_L^2$$

and may be evaluated for the specified load capacitance, as well as for other values within the data range. (Extrapolation beyond the range for which data were obtained is always dangerous!).

It must be kept in mind that load resonance parameters cannot be isolated from the influence of C_0 , including any stray capacitances introduced by wiring paths, etc. These strays will include the C_{13} and C_{23} values of the crystal unit as well as any strays from the circuit being used. It is the responsibility of the circuit designer to establish the total effective C_L value for his application. It is often useful, for this reason to obtain the f_L , R_L and S load parameters at several C_L values, such as $\pm 0,5$ pF, $\pm 1,0$ pF and $\pm 1,5$ pF different from the specified value.

All of these parameters may also be determined from one-port measurements as well, bearing in mind that the C_0 -parameter is different with the one-port connection.

13 Precautions for making precise measurements

When the best possible estimation of the equivalent circuit parameters is desired, special attention shall be given to avoiding environmental effects which can have a very significant influence on the results. These include the temperature, temperature gradients, drive level, and characteristics of the test fixture, as discussed below.

13.1 Thermal effects

The frequency, resistance and motional impedance of a crystal unit all depend to some degree on the temperature and the rate of change of temperature of the unit during the measurement. In addition, since parameters are estimated from a series of measurements at several frequencies near resonance, it is especially important that the unit should not be disturbed during the process of obtaining these measurements as any drift would

mesures car chaque dérive déformerait la fonction d'évaluation la plus adaptée. En outre, si une corrélation étroite des résultats obtenus à différents moments est désirée, il est important que les mesures soient effectuées exactement à la même température ou que les coefficients de température des paramètres soient exactement connus pour que toutes les mesures puissent être corrigées à une valeur de température commune.

Pour minimiser les effets du gradient de température, il est nécessaire que les résonateurs à essayer, les montages d'essai et les instruments de mesure aient pu atteindre l'équilibre avec l'environnement de la chambre d'essai avant de tenter d'effectuer les mesures. En outre, les résonateurs à quartz doivent être manipulés avec des pinces en plastique ou avec d'autres instruments non conducteurs pour éviter un échauffement au contact des doigts. La protection contre les courants d'air, les sources de chaleur et les petites fluctuations de la température dans la chambre peut être assurée par l'utilisation d'un écran relativement massif placé au-dessus du résonateur après son installation dans le montage d'essai. La température du résonateur pendant l'essai peut être déterminée en contrôlant la température de cet écran avec un thermomètre de précision, si un délai suffisant a été autorisé pour l'équilibre à atteindre. Une précision supérieure à $0,1\text{ }^{\circ}\text{C}$ est exigée, si une corrélation de la fréquence avec une précision supérieure à $0,05 \times 10^{-6}$ est nécessaire, car il est courant de constater que la fréquence d'un résonateur à quartz présente des variations aussi importantes que $0,5 \times 10^{-6}$ par degré.

A cause de cette sensibilité, il est recommandé d'utiliser en usine des résonateurs à quartz spéciaux ayant de très bas coefficients de température/fréquence aux environs de la température ambiante pour corréler les équipements de mesure.

13.2 Effets du niveau d'excitation

Il est largement observé et rapporté que les paramètres des résonateurs à quartz, surtout la fréquence et la résistance, dépendent du niveau d'excitation. Les effets sont approximativement proportionnels au carré du courant d'excitation, aussi les mesures de précision doivent être idéalement effectuées à des bas niveaux d'excitation. Pour les modes de cisaillement d'épaisseur, un courant d'essai n'excédant pas environ $200\text{ }\mu\text{A}$ ou $300\text{ }\mu\text{A}$ efficace est habituellement suffisant, alors que pour les résonateurs de type basse fréquence à mode de flexion des niveaux aussi bas que $10\text{ }\mu\text{A}$ peuvent être nécessaires. Aussi, si les résultats de mesure doivent être répétés à des temps différents, il est nécessaire que toutes les mesures soient effectuées essentiellement à un même niveau d'excitation.

13.3 Considérations sur le montage d'essai

La plupart des résonateurs à quartz sont équipés soit avec des sorties à fil radiales, partant d'une surface de l'enveloppe, soit avec des parties métalliques sur l'une des surfaces pour le «montage en surface» sur l'équipement. Malheureusement aucune de ces configurations n'est compatible avec les connecteurs coaxiaux habituellement trouvés sur l'équipement d'essai r.f.; pour cette raison une sorte de montage d'essai est nécessaire pour le raccordement. La précision des mesures effectuées sur le quartz ne peut pas être meilleure que celle qui caractérise le montage d'essai lui-même. Si on utilise la méthode de l'analyseur automatique de réseaux, on inclura le montage jusqu'au plan de référence dans l'étalonnage de l'équipement; la principale exigence réside dans le fait qu'alors l'ensemble ainsi étalonné doit demeurer inchangé pendant les mesures.

Il faut prendre en considération, surtout pour les mesures haute fréquence, qu'une longueur excessive de sorties du résonateur peut être la cause, à la connexion de ces

distort the best-fit estimation function. In addition, if close correlation of results obtained at different times is desired, it is important that the measurements be made at precisely the same temperature or that the temperature coefficients of the parameters be accurately known so that all measurements can be corrected to a common temperature value.

Minimizing thermal gradient effects requires that all the units to be tested, the test fixtures and the instruments be allowed to reach equilibrium with the environment of the test room before attempting to make measurements. In addition, crystal units should be handled with plastic tweezers or other non-conducting means to avoid heating by finger contact. Protection from air currents, heat sources and small fluctuations in room temperature can be provided by placing a relatively massive shield over the unit when it is installed in the test fixture. The temperature of the unit during test can be determined by monitoring the temperature of this shield with a precision thermometer if sufficient time has been allowed for equilibrium to be reached. An accuracy of better than $0,1\text{ }^{\circ}\text{C}$ is required if frequency correlation to within better than $0,05 \times 10^{-6}$ is needed, as it is not unusual for a crystal unit to exhibit frequency changes as great as $0,5 \times 10^{-6}$ per degree.

Because of this sensitivity, special crystal units having very low temperature coefficients of frequency near room temperature are advisable for correlating measurement equipment in the factory.

13.2 Drive level effects

It has been widely observed and reported that the parameters of quartz crystal units, especially frequency and resistance, depend on the level of excitation. The effects are approximately proportional to the square of the drive current, so that precision measurements should ideally be made at low drive levels. For thickness shear modes, a test current of no more than about $200\text{ }\mu\text{A}$ or $300\text{ }\mu\text{A}$ r.m.s. is usually satisfactory, while low-frequency flexure types may require levels as low as $10\text{ }\mu\text{A}$. Also, if measurement results are to be repeated at different times, it is necessary that all measurements be performed at essentially the same drive level.

13.3 Test fixture considerations

Most crystal units are equipped with either radial lead wires extending from one surface of the enclosure, or with metallic pads on one surface for "surface mounting" to the equipment. Unfortunately, neither of these configurations is compatible with the coaxial connectors usually found on r.f. test equipment so that some kind of adapting test fixture is needed. The crystal unit measurements can be no more accurate than the characterization of the test fixture itself. If an automatic network analyzer method is used, the fixture up to the reference plane will be included in the calibration of the equipment, and the main requirement is that the system as calibrated remains unchanged during the measurement.

One point to consider especially for high frequency measurements is the added capacitance and inductance that might be introduced at the connection between crystal leads and the test fixture due to excess lead length of the crystal unit. To eliminate this problem,

sorties et du montage d'essai, de l'introduction d'une capacité et d'une inductance supplémentaires. Pour éliminer ce problème, il est recommandé que le connecteur du montage d'essai soit équipé de bornes creuses de façon que les fils de sortie du résonateur puissent y coulisser pour en éliminer les longueurs excessives. En outre, il doit être possible d'étalonner le système avec des impédances connues qui ne modifient pas le caractère du plan de référence. Si un suivi de conformité des mesures aux normes nationales est nécessaire, il faut que les impédances de référence soient homologables à partir des premiers principes, tels que les courts-circuits ou les circuits ouverts, ou soient équipées de connexions coaxiales ou autres adaptateurs homologables par un laboratoire d'essais. Des montages d'essai et des normes d'étalonnage répondant à ces exigences sont maintenant disponibles dans le commerce.

13.4 Transitoires dans le système de mesure

Lorsqu'on mesure les résonateurs à quartz, on doit tenir compte du fait qu'un comportement transitoire aura lieu, lorsque la fréquence d'excitation est changée, non seulement dans l'instrumentation (comme le temps d'établissement pour un synthétiseur après la programmation de la fréquence, ou le temps exigé pour que la fermeture d'un commutateur devienne stable ou le temps exigé pour qu'un détecteur donne une indication stable) mais aussi dans le dispositif lui-même. En particulier pour les dispositifs basse fréquence et pour ceux avec un facteur de qualité Q élevé, ce dernier temps peut être le plus long.

Le comportement de la réponse d'un résonateur à quartz immédiatement après qu'un changement de la fréquence d'excitation a été effectué peut être expliqué comme consistant en deux transitoires simultanés. En premier, le signal initial de la fréquence décroît avec une constante de temps proportionnelle au rapport Q/f , et en même temps le nouveau signal de la fréquence monte avec une constante de temps similaire. Quand les deux signaux sont présents, on observe un comportement transitoire non seulement d'amplitude, mais aussi de phase, de la réponse, de telle sorte que des données valables représentant le comportement à la nouvelle fréquence ne seront obtenus qu'après avoir attendu que les transitoires se soient suffisamment amortis.

Les figures 16 et 17 montrent une simulation de la réponse d'un résonateur à quartz connecté dans un système de transmission de $50\ \Omega$. Il est supposé que la fréquence initiale a été stabilisée, et qu'au temps $t = 0$, le synthétiseur a été réglé à une nouvelle fréquence sans aucune discontinuité soit dans l'amplitude soit dans la phase (le synthétiseur «parfait»). L'échelle de temps a été normalisée en unités Q/f_s du résonateur à quartz, car ce sont des valeurs habituellement et approximativement connues pour un résonateur que l'on mesure. Les lignes horizontales représentent les écarts de $\pm 0,5\%$ en amplitude et de $\pm 0,5^\circ$ en phase par rapport à la réponse finale en régime stable: ces écarts sont considérés comme étant la précision minimale que l'on puisse exiger pour une mesure exacte. Les figures 18 et 19 représentent des graphiques similaires pour un résonateur à quartz avec des paramètres très différents; cependant en termes de Q/f_s le temps d'établissement requis est approximativement le même. Il est donc évident que le temps de branchement de l'appareil de mesure, son temps d'établissement comme celui du dispositif doivent tous être pris en considération dans le programme de mesure.

14 Méthodes de mesure dans l'environnement de la production série

Les essais et les mesures des résonateurs à quartz dans la production série posent des problèmes particuliers. En général, un rendement élevé est exigé, et les dispositifs sont contrôlés pour répondre aux tolérances spécifiées sur la base «accepté» ou «refusé». Dans la plupart des cas, tous les paramètres ne sont pas spécifiés et pour cette raison les

the test fixture connector should be a hollow conductor so that any excess lead wire can extend within the connector pin. Also it should be possible to calibrate the system with known impedances which do not disturb the character of the reference plane. If the measurement is to be "traceable" to national standards, the reference impedances shall be certified from first principles, such as short or open circuits, or they shall be equipped with coaxial connections or other adapters which are certified by a standards laboratory. Test fixtures and calibration standards which meet these requirements are now commercially available.

13.4 *Transients in the measuring system*

When measuring crystal units it should be recognized that transient behaviour will occur, when excitation frequency is changed in both the instrumentation (such as the settling time for a synthesizer after a frequency is programmed or the time required for a switch closure to become stable or the time required for a detector to reach a stable indication), and in the device itself. The latter may well be the longer time, particularly for low frequency or high Q devices.

The behaviour of the crystal unit response immediately after a step change in excitation frequency has been made can be explained as consisting of two simultaneous transients. First, the initial frequency signal will decay with a time constant proportional to the ratio Q/f , and at the same time the new frequency signal will build up with a similar time constant. While both signals are present, transient behaviour of both amplitude and phase of the response will be observed, so that valid data representing the behaviour at the new frequency will be obtained only after waiting for the transients to decay adequately.

Figures 16 and 17 show a simulation of the response of a crystal unit connected in a $50\ \Omega$ transmission system. It is assumed that the initial frequency was stabilized, and at time $t = 0$, the synthesizer was set to a new frequency without any discontinuity of either amplitude or phase - a "perfect" synthesizer. The time scale has been normalized to units of Q/f_s of the crystal unit, as these are values which would normally be known approximately for a crystal unit being measured. The horizontal lines represent deviations from the final steady state response of $\pm 0,5\%$ amplitude and $\pm 0,5^\circ$ phase, which are considered to be the minimum accuracy required for a precision measurement. Figures 18 and 19 are similar plots for a crystal unit having very different parameters; in terms of Q/f_s , however, the settling time required is about the same. It is clear that instrument switching time and settling time as well as device settling time shall all be taken into consideration in the measurement programme.

14 **Measurement methods in the production environment**

Test and measurement of crystal units in a production facility pose some specific problems. Generally, high throughput is required and devices are checked against specified tolerances on a "go" or "no-go" basis. In most cases not all parameters are specified, and therefore testing may be limited to include only those specified parameters together

essais peuvent être limités pour ne couvrir que ces paramètres spécifiés en y ajoutant quelques mesures complémentaires pour assurer la qualité d'ensemble du produit. Il est évident que tous les résonateurs doivent être essayés comme répondant à la valeur de tolérance d'un paramètre spécifié; cependant l'assurance de qualité basée sur l'échantillonnage peut être utilisée, surtout si les quantités de production sont importantes.

L'équipement utilisé pour les essais en production peut être choisi en fonction des exigences imposées au dispositif, par exemple, si seules la fréquence et la résistance sont spécifiées, des oscillateurs ou réseaux de transmission relativement simples sont suffisants. Le degré d'automatisation de l'équipement d'essai dépend de la quantité de produits à vérifier. Les avantages d'une capacité plus élevée et d'une meilleure reproductibilité des données qui résultent de l'automatisation des essais sont habituellement en eux-mêmes une justification suffisante. Lorsqu'une portion du produit exige la mesure des valeurs de L_1 (C_1), et/ou la détermination des paramètres à la charge, f_L , R_L et S_L , un équipement de mesure des paramètres S à une porte ou à deux portes donnera une mesure assez rapide de tous les paramètres sans qu'il soit nécessaire de disposer de montages d'essai complémentaires; pour cette raison cet équipement sera un bon choix. L'équipement de réflexion à une porte exige moins de temps de mesure que les systèmes à deux portes, mais il possède d'autres limitations, comme on l'a vu précédemment. Les équipements automatiques du type à réseau de transmission sont particulièrement adaptés pour les applications exigeant des essais en température des dispositifs.

Indépendamment des méthodes d'essai choisies pour la production série, il est recommandé qu'au moins un système soit disponible qui permette la caractérisation complète du dispositif avec des mesures se référant à des étalons acceptables et traçables d'impédance et de phase. Avec ce système on peut régulièrement contrôler l'étalonnage et la précision de l'équipement d'essai de production série, et/ou effectuer des essais par prélèvement des résonateurs de production série pour suivre sur une base statistique non seulement la performance du produit, mais aussi la validité de l'équipement d'essai de production. La clé du succès est l'«étalonnage» régulièrement effectué de l'équipement d'essai de production série en termes d'étalons de transfert, ayant pour référence le système normalisé, lequel en retour, est étalonné par rapport à des étalons suivis d'impédance et de phase.

15 Conclusions

En résumé, la caractérisation complète des paramètres électriques équivalents statiques et dynamiques des résonateurs à quartz n'est pas une chose simple. En termes généraux, plusieurs méthodes de mesure possibles ont été décrites et des descriptions succinctes des méthodes d'obtention des données ont été présentées pour les systèmes automatiques possédant la meilleure exactitude et précision.

On a pratiquement passé sous silence le problème très important de la fourniture des montages d'essai qui conviennent, et on n'a pas abordé les questions relatives aux essais en température, à l'exploration des modes indésirables et aux caractéristiques des circuits en fonctionnement. Ces questions présentent autant de difficultés que celles qui sont liées à la sélection des méthodes fondamentales de mesures; elles devront être examinées avec soin dans la pratique.

with any additional measurements needed to assess the general quality of the product. Obviously, all devices need to be tested against specified parameter value tolerances; quality assessment, however, may be implemented on a sampling basis, especially if production quantities are large.

The equipment used for production testing can be selected on the basis of device requirements; i.e. if only frequency and resistance are specified, then relatively simple oscillator or transmission test facilities are adequate. The degree of automation of the test equipment will depend upon the quantity of product involved. The advantages of higher capacity and better reproducibility of data resulting from automated testing are usually sufficient justification in themselves. When some portion of the product requires measurement of L_1 (C_1) values, and/or determination of load parameters, f_L , R_L and S_L , the one- or two-port S-parameter equipments will provide relatively fast measurement of all parameters without the need for additional test fixtures, and therefore will be a good choice. The one-port reflection equipment requires less measurement time than two-port systems but has other limitations, as previously discussed. The automated transmission type equipments are particularly suited to applications requiring temperature testing of devices.

Regardless of the test methods chosen for the production floor, it is advisable that at least one system be available which will permit complete characterization of a device, with measurements referred to acceptable, traceable impedance and phase standards. With this system, checks of calibration and accuracy of the production test equipment can be regularly conducted, and/or sampling tests of production units may be carried out to track, on a statistical basis, both the product performance and the validity of the production test equipment. The key to success is a regularly scheduled "calibration" of the production test equipment in terms of transfer standards which are referenced to the standard system, which, in turn, is calibrated to traceable impedance and phase standards.

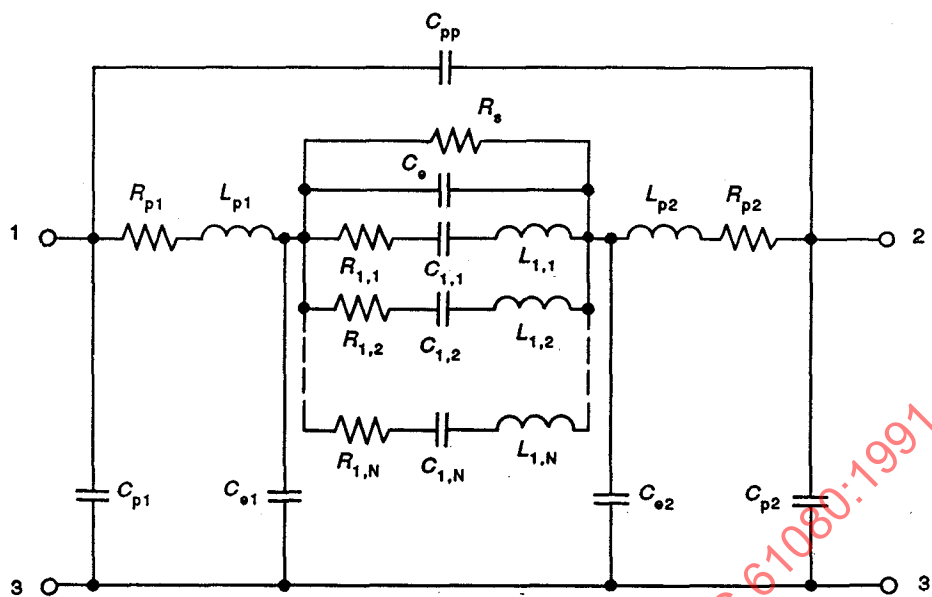
15 Conclusion

In summary, the complete characterization of the static and motional equivalent electrical parameters of quartz crystal units is not a trivial undertaking. Several possible methods of measurement have been described in general terms, and brief descriptions of data reduction methods given for those automated systems offering the best obtainable accuracy and precision.

Very little has been said here about the very significant problem of providing adequate test fixtures, nor have the questions of temperature-testing, unwanted mode scanning, and use-circuit characterization been addressed here. These questions present as much difficulty as the selection of basic measuring methods and need to be carefully considered in practice.

16 Bibliographie - Bibliography

- [1] IEC Publication 302: *Définitions normalisées et méthodes de mesure pour les résonateurs piézoélectriques de fréquences inférieures à 30 MHz - Standard definitions and methods of measurement for piezoelectric vibrators operating over the frequency range up to 30 MHz*, 1969.
- [2] IEEE Standard No. 177: *Standard definitions and methods of measurement for piezoelectric vibrators*, 1968.
- [3] Gerber E.A. *A review of methods for measuring the constants of piezoelectric vibrators*, Proc. IRE, v. 41, No. 9, p. 1103, September 1953.
- [4] Hafner E. *The piezoelectric crystal unit: Definitions and methods of measurement*, Proc. IEEE, v. 57, No. 2, p. 179, February 1969.
- [5] Malinowski G. and Hafner E. *Automated microcircuit bridge for measurement of quartz crystal units*, Proc. 32nd Annual Frequency Control Symposium (AFCS), p. 354, 1978.
- [6] Smythe R.C. *An automated resonator measurement system using a reflection coefficient bridge*, Proc. 35th AFCS, p. 280, 1981.
- [7] Malinowski G., Snider G. and Nyholm C. *Implementation of an automatic microcircuit measuring system for quartz crystal*, Proc. 35th AFCS, p. 286, 1981.
- [8] Horton W., Payne T., Smythe R.C. and Symonds D. *Comparison of methods for measurement of quartz crystal resonators with load capacitance*, Proc. 35th AFCS, p. 271, 1981.
- [9] Geldart W., Haynie G. and Schleich R. *A 50 Hz -250 MHz computer operated transmission measuring set*, BSTJ, v. 48, No. 5, p. 1339, May-June 1969.
- [10] Pusterfi H.S. and Smith W.L. *An automated crystal measuring system*, Proc. 27th AFCS, p. 63, 1973.
- [11] Peach R.C., Dyer A.J. et al., *New method for the measurement of quartz crystal resonator parameters*, Proc. 36th AFCS, p. 297, 1982.
- [12] Smolarski A.J. and Wojcicki M.S. *Quartz crystal measurement system based on transmission line T-network*, IEEE Trans. SU, No. 25, p. 300, 1978.
- [13] Smolarski A.J. and Wojcicki M.S. *Extension of frequency range of quartz crystal measurement method based on transmission line T-network*, IEEE Trans. SU, September 1981.
- [14] Smith W.L. *An overview of a proposed standard method for the measurement of the equivalent circuit parameters of quartz crystal units up to 1 GHz*, Proc. 6th Quartz Devices Conference, p. 1, 1984.
- [15] Smith W.L. *EIA standard 512: Some further discussion and comment*, Proc. 7th Quartz Devices Conference, p. 13, 1985.
- [16] Semones Timothy, *Software implementation of EIA 512*, Proc. 8th Quartz Devices Conference, p. 108, 1986.
- [17] Smith W.L. *Final report, P-11 round robin crystal measurement experiment*, Proc. 10th Quartz Devices Conference, p. 51, 1988.



CEI-IEC 992/91

NOTE – Ce réseau est valable jusqu'à 350 MHz.

This network is valid up to 350 MHz.

Figure 1 - Réseau électrique équivalent presque exact d'un résonateur piézoélectrique à quartz

Nearly exact equivalent electrical network of a piezoelectric quartz resonator

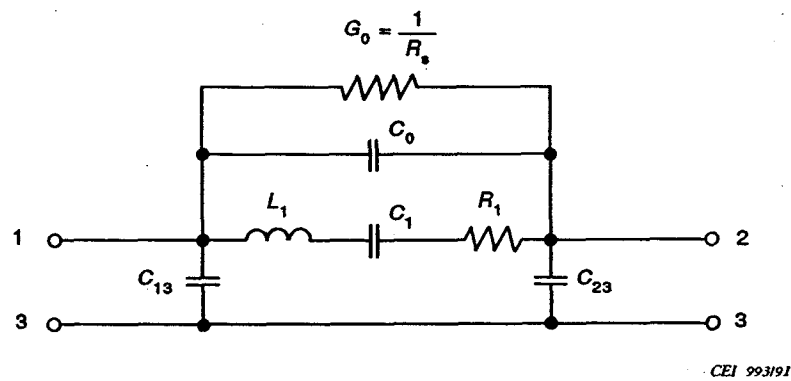
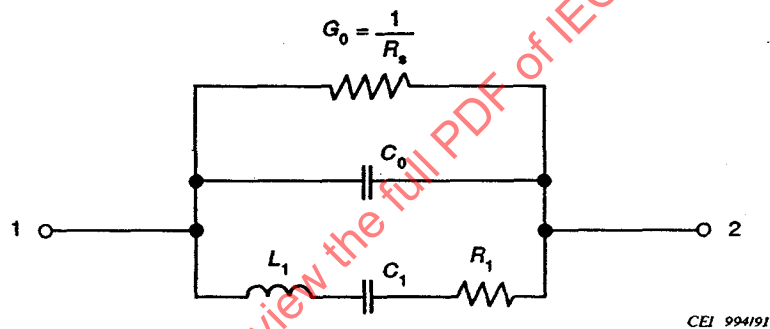


Figure 2a - Réseau équivalent convenant pour la plupart des applications. Modèle à trois bornes et à deux portes convenant dans la largeur de bande de $\pm$ quelques pour-cent de $\omega_s = 1 / \sqrt{L_1 C_1}$



NOTE - Ce réseau est valable jusqu'à 200 MHz.

Figure 2b - Représentation à deux bornes lorsque l'enveloppe n'est pas mise à la masse. C_{13} et C_{23} sont incorporées dans la valeur de C_0

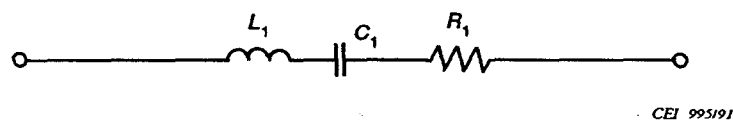


Figure 2c - Réseau équivalent simple à deux bornes, utile dans une bande très étroite lorsqu'on peut négliger C_0

Figure 2 - Simplifications du réseau électrique équivalent

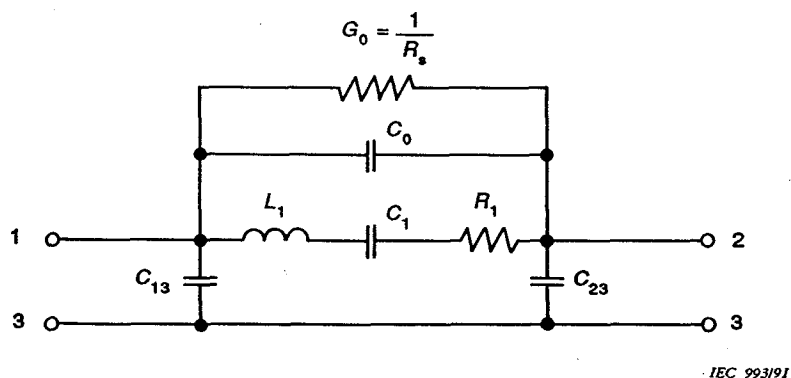
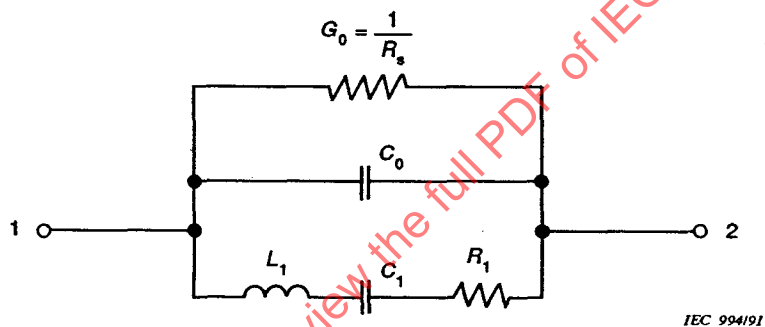


Figure 2a - Equivalent network adequate for most applications.
Three-terminal, two-port model suitable over a
bandwidth of $\pm$ a few percent from $\omega_s = 1 / \sqrt{L_1 C_1}$



NOTE - This network is valid up to 200 MHz.

Figure 2b - Two-terminal representation when enclosure is not grounded.
 C_{13} and C_{23} are included in the C_0 value

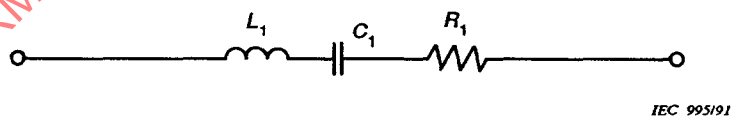
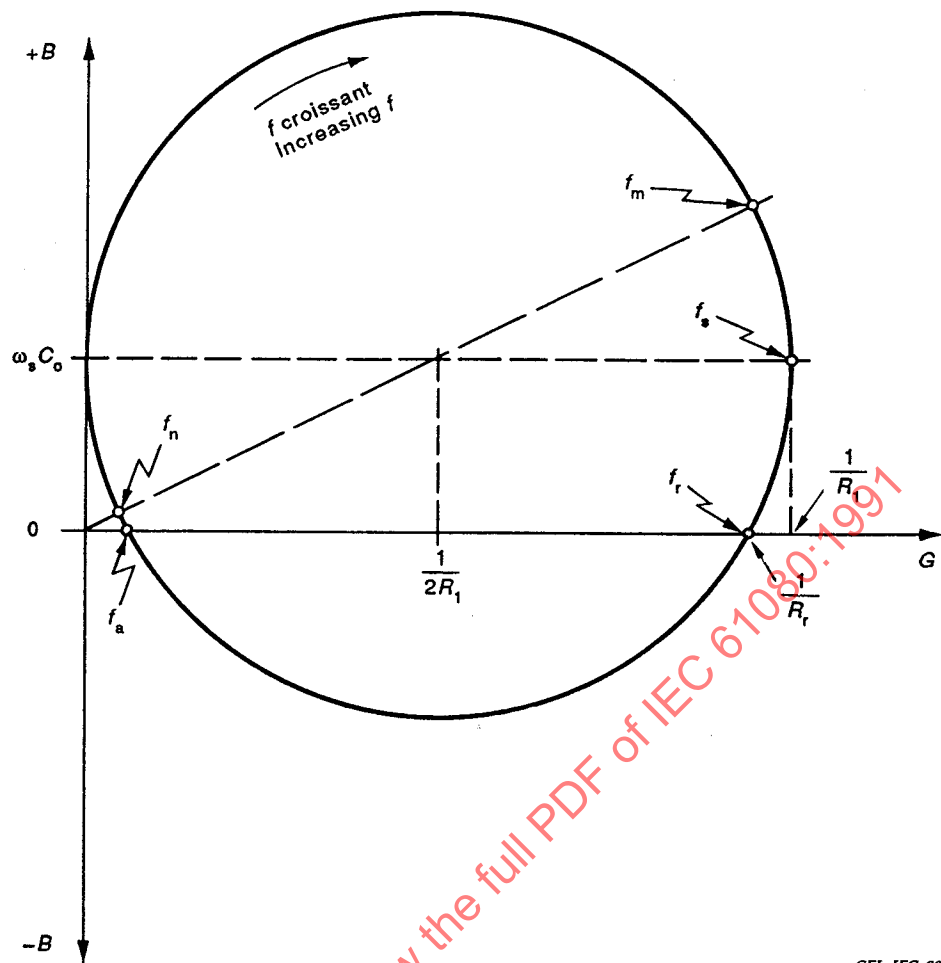


Figure 2c - Simple two-terminal equivalent network, useful over
very narrow bandwidth when C_0 may be neglected

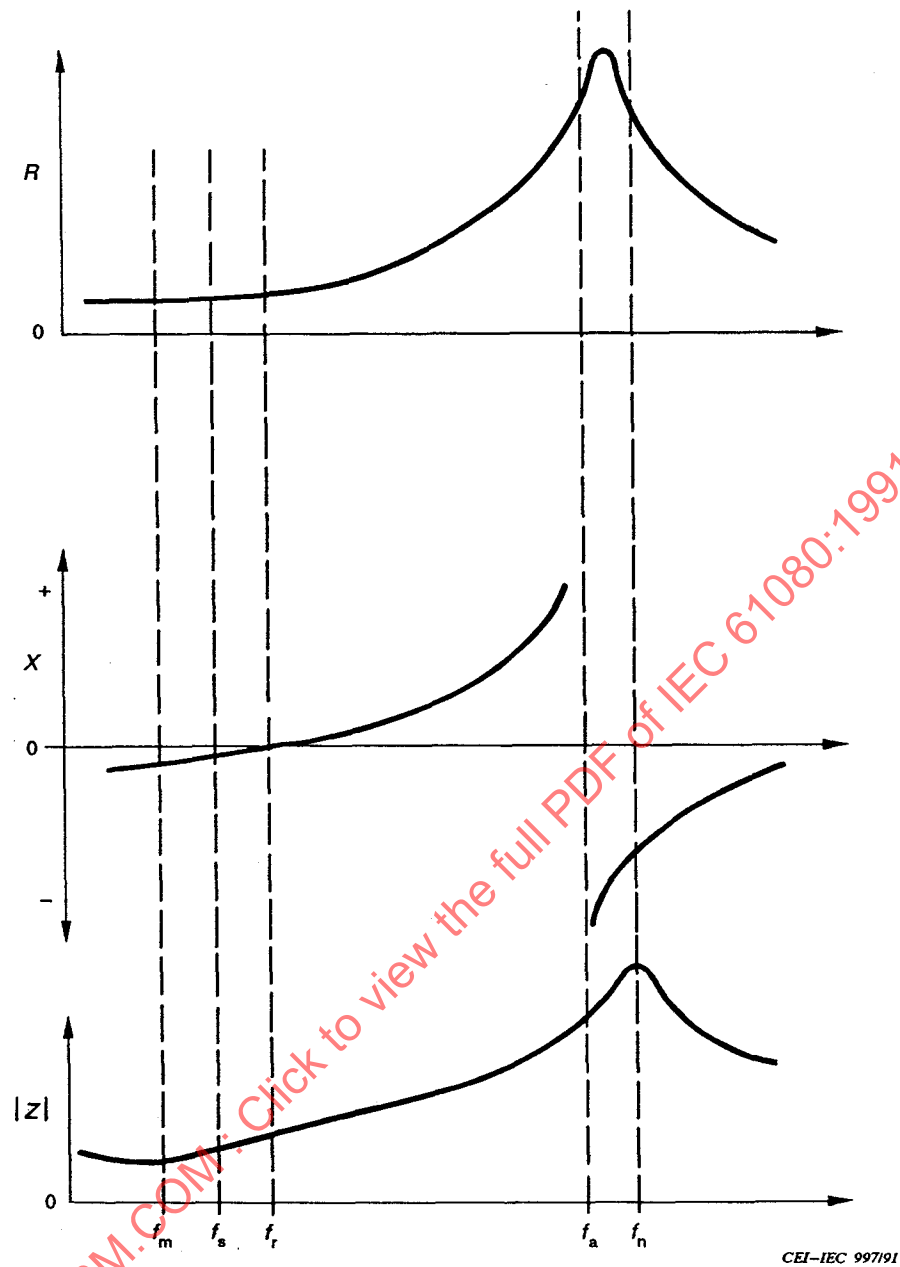
Figure 2 - Simplifications of the equivalent electrical network



CEI-IEC 996/91

Figure 3 - Lieu géométrique de la fonction d'admittance de transfert d'un résonateur à quartz dans le plan Y (lorsqu'une conductance parallèle G_0 n'est pas présente) montrant les points correspondant aux cinq fréquences caractéristiques

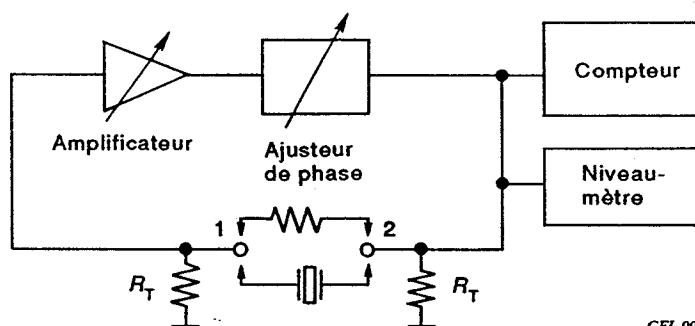
Locus of a crystal unit transadmittance function in the Y-plane (when no shunt conductance G_0 is present) showing the points corresponding to the five characteristic frequencies



CEI-IEC 997/91

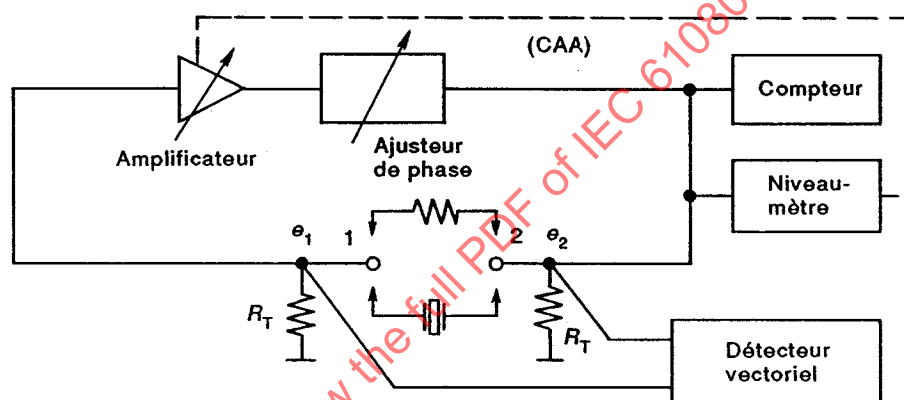
Figure 4 - Caractéristiques impédance-fréquence d'un résonateur à quartz au voisinage de la résonance

Impedance versus frequency characteristics of a quartz crystal unit near resonance



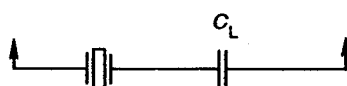
CEI 998/91

Figure 5a - Circuit d'essai oscillateur pour des résonateurs à quartz (f_r et R_r)



CEI 999/91

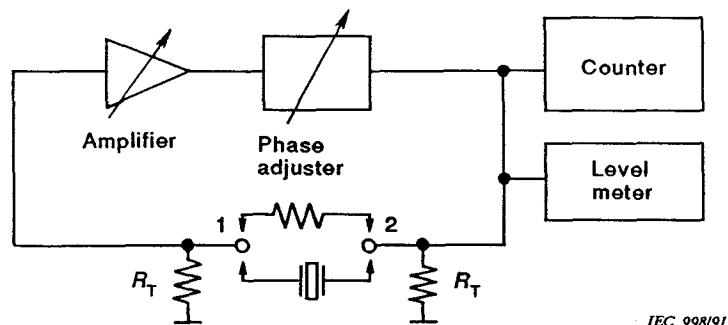
Figure 5b - Modifications de la méthode d'oscillateur pour améliorer l'exactitude et la précision



CEI 1 000/91

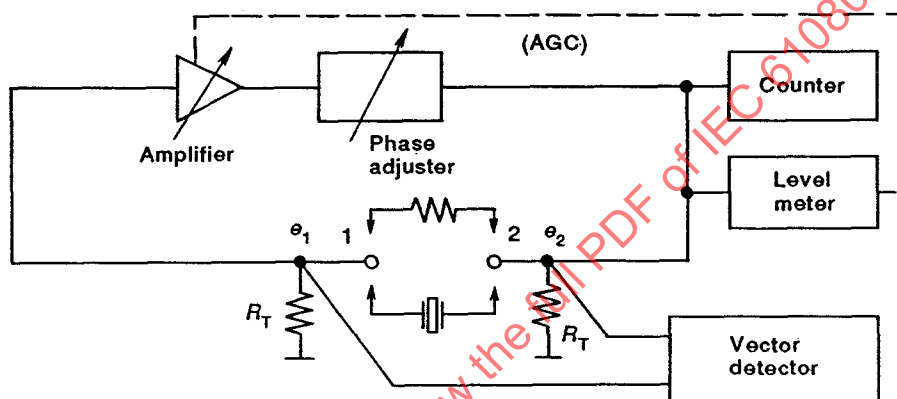
Figure 5c - La détermination de f_L et R_L exige un montage d'essai avec un condensateur de charge ajouté

Figure 5 - Certaines configurations possibles des circuits d'oscillateur pour la mesure des résonateurs à quartz



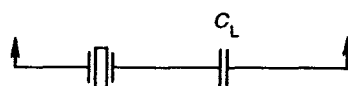
IEC 998/91

Figure 5a - Oscillator test circuit for crystal units (f_r and R_r)



IEC 999/91

Figure 5b - Modifications to oscillator method for improved accuracy and precision



IEC 1 000/91

Figure 5c - Determination of f_L and R_L requires test fixture with added series capacitor

Figure 5 - Some possible oscillator test circuit configurations for crystal resonator measurements

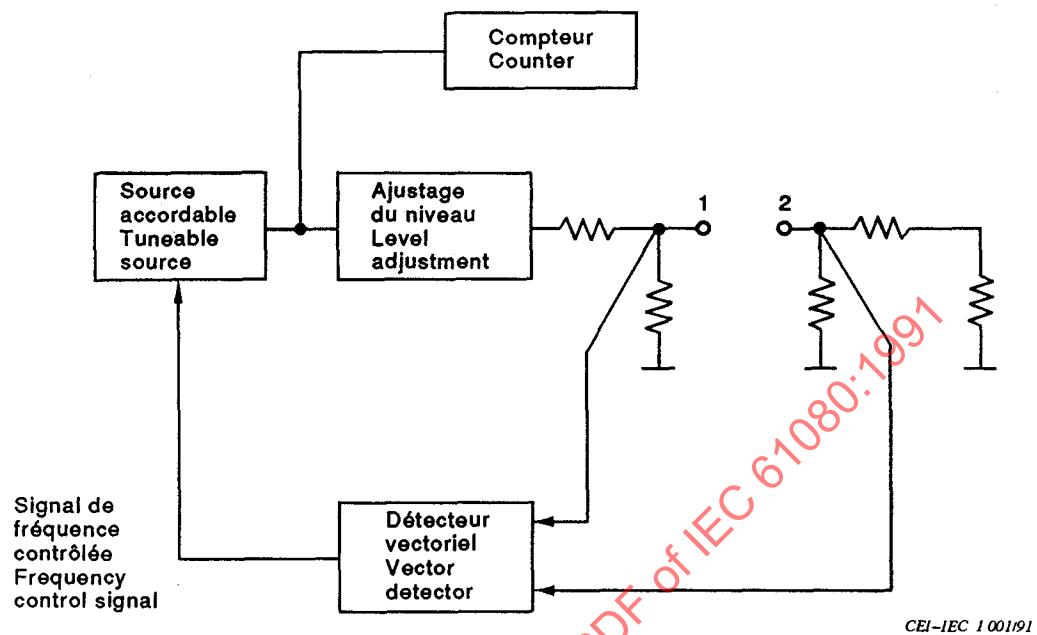


Figure 6 - Méthode de mesure de transmission pour les résonateurs à quartz

Transmission measurement method for crystal resonators

Pour la mesure à une porte (réflexion), le circuit équivalent correspond à ce qui est montré à la figure 7.

For a single-port measurement (reflection), the equivalent circuit is as shown in figure 7.

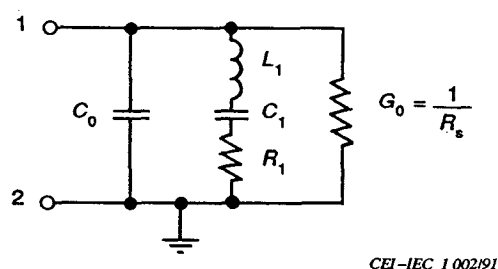


Figure 7

Pour la mesure à deux portes sur un résonateur unique, le circuit correspond à ce qui est montré à la figure 8.

For a two-port measurement on a single resonator, the circuit is as given in figure 8.

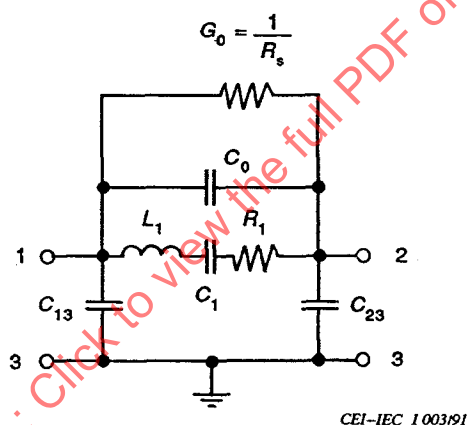
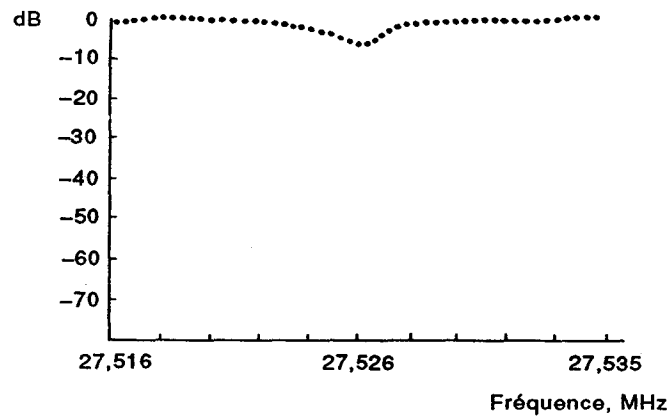


Figure 8



CEI 1004/91

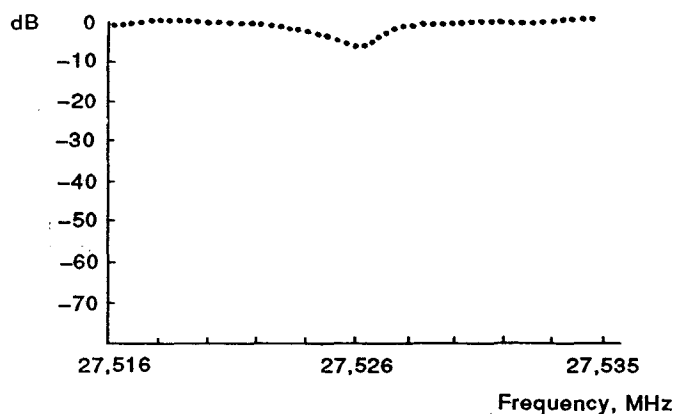
Nombre de fréquences d'étalonnage: 100
 Dossier des points de fréquence: F5-600
 Dossier des erreurs du paramètre: ER5-600
 Date d'étalonnage: 16 juillet 1984
 Démonstration de la mesure: 16 juillet 1984
 Numéro du résonateur: #37
 Température: 23,2 °C
 Fréquence de démarrage: 27,516000 MHz
 Fréquence d'arrêt: 27,536000 MHz
 Nombre de points de fréquence mesurés: 100
 Résultat calculé en utilisant un point seulement: 5
 Niveau du synthétiseur: - 4,0 dBm

Fréquence (MHz)	C_0 (pF)	R_m (Ω)	L_m (mH)	C_m (pF)	Q	P (μ W)
27,5262301	3,19	15,61	2,7948	1,19617E-02	30957	9,19

ΔF (Hz) = 0,000 ΔC_0 (pF) = 0,494 ΔR_m (Ω) = 0,515 ΔL_m (mH) = 0,00000

Fréquence de résonance à la charge: Sensibilité de fréquence relative:
 $f(20) = 27,533329$ MHz $S(20) = -11,1206 \cdot 10^{-6}$ /pF
 $f(30) = 27,531190$ MHz $S(30) = -5,4291 \cdot 10^{-6}$ /pF

Figure 9 - Mesure de la réflexion



IEC 1004/91

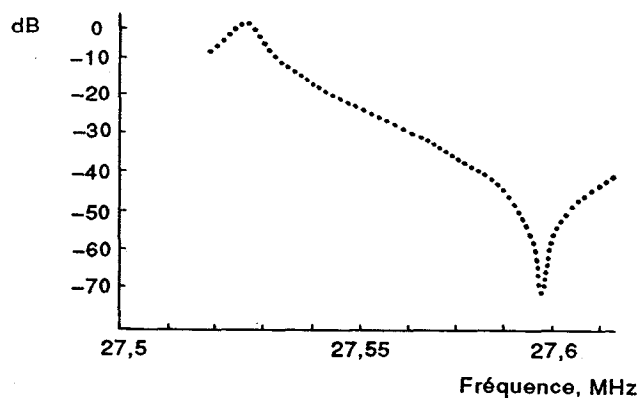
Number of calibration frequencies: 100
 Frequency point file: F5-600
 Error parameter file: ER5-600
 Calibration date: 16 July 1984
 Measurement demo: 16 July 1984
 Crystal No.: #37
 Temperature: 23,2 °C
 Start frequency: 27,516000 MHz
 Stop frequency: 27,536000 MHz
 No. of measured frequency points: 100
 Result calculated using one point in: 5
 Synthesizer level: - 4,0 dBm

Frequency (MHz)	C_0 (pF)	R_m (Ω)	L_m (mH)	C_m (pF)	Q	P (μ W)
27,5262301	3,19	15,61	2,7948	1,19617E-02	30957	9,19

ΔF (Hz) = 0,000 ΔC_0 (pF) = 0,494 ΔR_m (Ω) = 0,515 ΔL_m (mH) = 0,00000

Load resonance frequency: Pulling sensitivity:
 $f(20) = 27,533329$ MHz $S(20) = -11,1206 \cdot 10^{-6}$ /pF
 $f(30) = 27,531190$ MHz $S(30) = -5,4291 \cdot 10^{-6}$ /pF

Figure 9 - Reflection measurement



CEI 1005/91

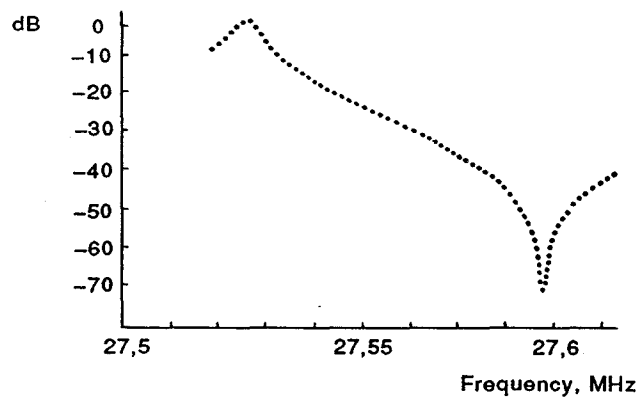
Nombre de fréquences d'étalonnage: 100
 Dossier des points de fréquence: F5-600
 Dossier des erreurs du paramètre: ET5-600
 Date d'étalonnage: 16 juillet 1984
 Démonstration de la mesure: 16 juillet 1984
 Numéro du résonateur: #37
 Température: 23,2 °C
 Fréquence de démarrage: 27,500000 MHz
 Fréquence d'arrêt: 27,600000 MHz
 Nombre de points de fréquence mesurés: 100
 Résultat calculé en utilisant un point seulement: 5
 Niveau du synthétiseur: -0,3 dBm

Fréquence (MHz)	C_0 (pF)	R_m (Ω)	L_m (mH)	C_m (pF)	Q	P (μ W)
27,5263940	2,56	15,77	2,9118	1,14810E-02	31934	6,98

ΔF (Hz) = 0,017 ΔC_0 (pF) = 0,022 ΔR_m (Ω) = 2,135 ΔL_m (mH) = 0,00002

Fréquence de résonance à la charge:	Sensibilité de fréquence relative:
$f(20) = 27,533400$ MHz	$S(20) = -11,2833 \cdot 10^{-6}/\text{pF}$
$f(30) = 27,531248$ MHz	$S(30) = -5,4162 \cdot 10^{-6}/\text{pF}$

Figure 10 - Mesure de la transmission



IEC 1005/91

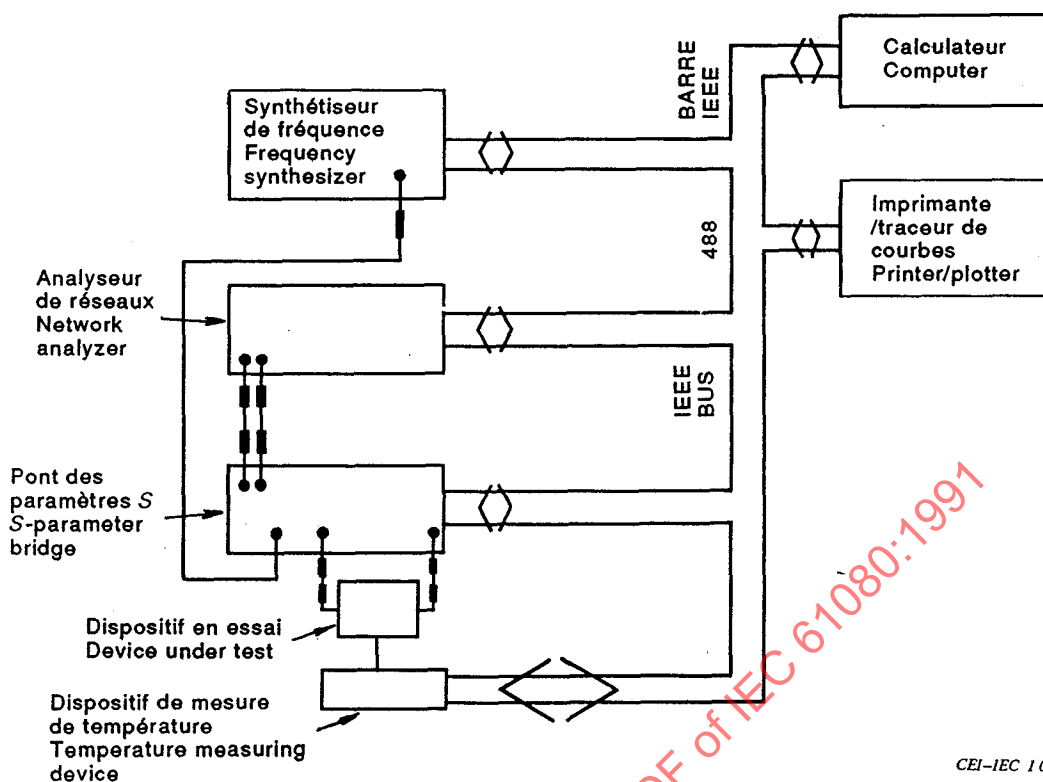
Number of calibration frequencies: 100
 Frequency point file: F5-600
 Error parameter file: ET5-600
 Calibration date: 16 July 1984
 Measurement demo: 16 July 1984
 Crystal No.: #37
 Temperature: 23,2 °C
 Start frequency: 27,500000 MHz
 Stop frequency: 27,600000 MHz
 No. of measured frequency points: 100
 Result calculated using one point in: 5
 Synthesizer level: -0,3 dBm

Frequency (MHz)	C_0 (pF)	R_m (Ω)	L_m (mH)	C_m (pF)	Q	P (μ W)
27,5263940	2,56	15,77	2,9118	1,14810E-02	31934	6,98

ΔF (Hz) = 0,017 ΔC_0 (pF) = 0,022 ΔR_m (Ω) = 2,135 ΔL_m (mH) = 0,00002

Load resonance frequency:	Pulling sensitivity:
$f(20) = 27,533400$ MHz	$S(20) = -11,2833 \cdot 10^{-6}$ /pF
$f(30) = 27,531248$ MHz	$S(30) = -5,4162 \cdot 10^{-6}$ /pF

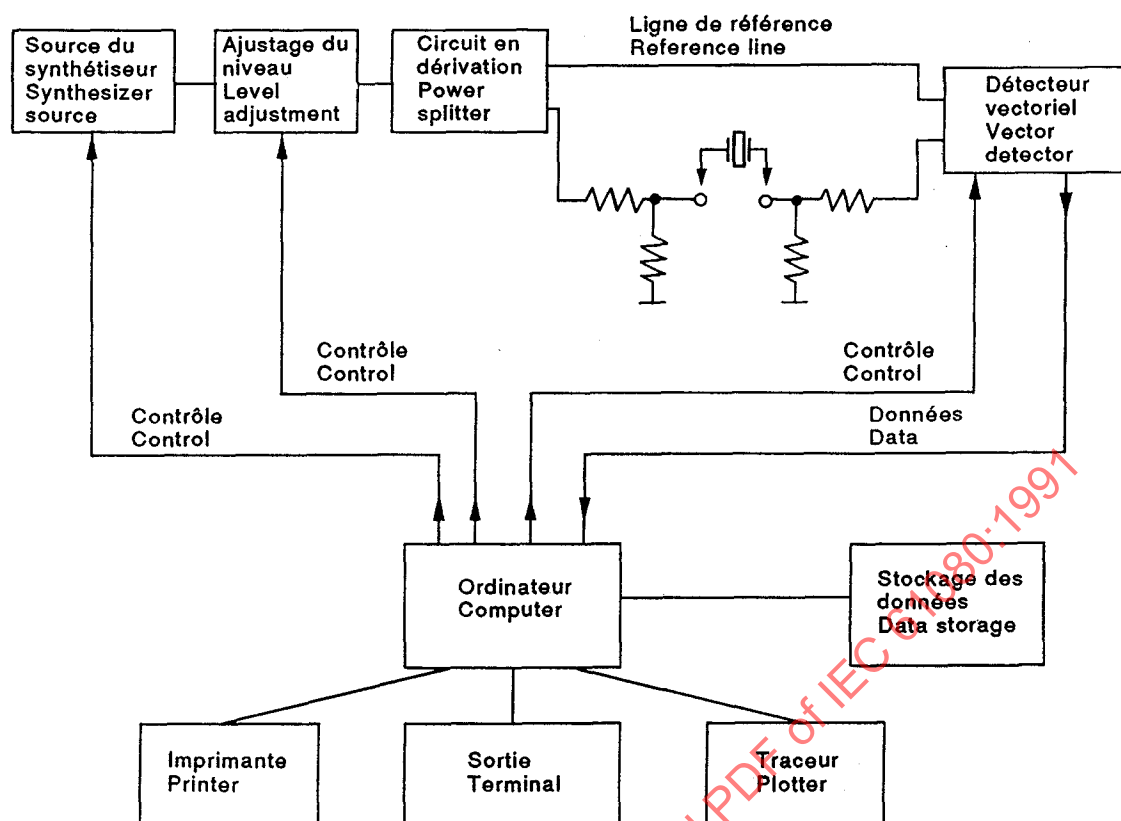
Figure 10 - Transmission measurement



CEI-IEC 1006/91

Figure 11 - Schéma synoptique des appareils de mesure

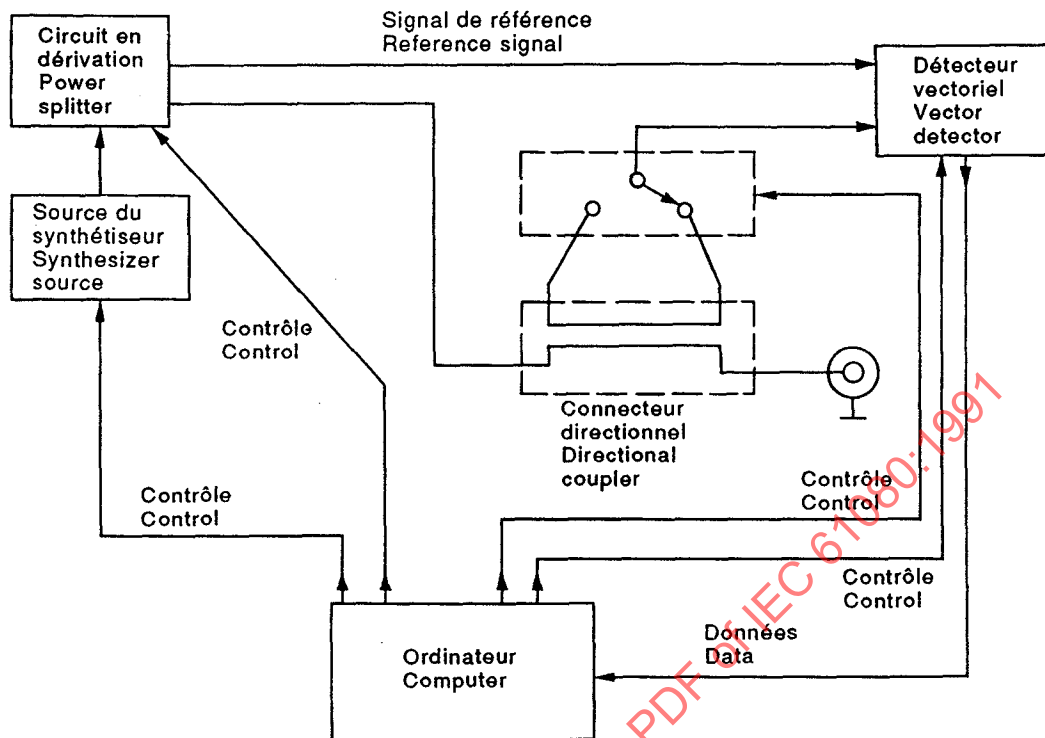
Instrumentation block diagram



CEI-IEC 1004/91

Figure 12 - Automatisation de la méthode de mesure de transmission

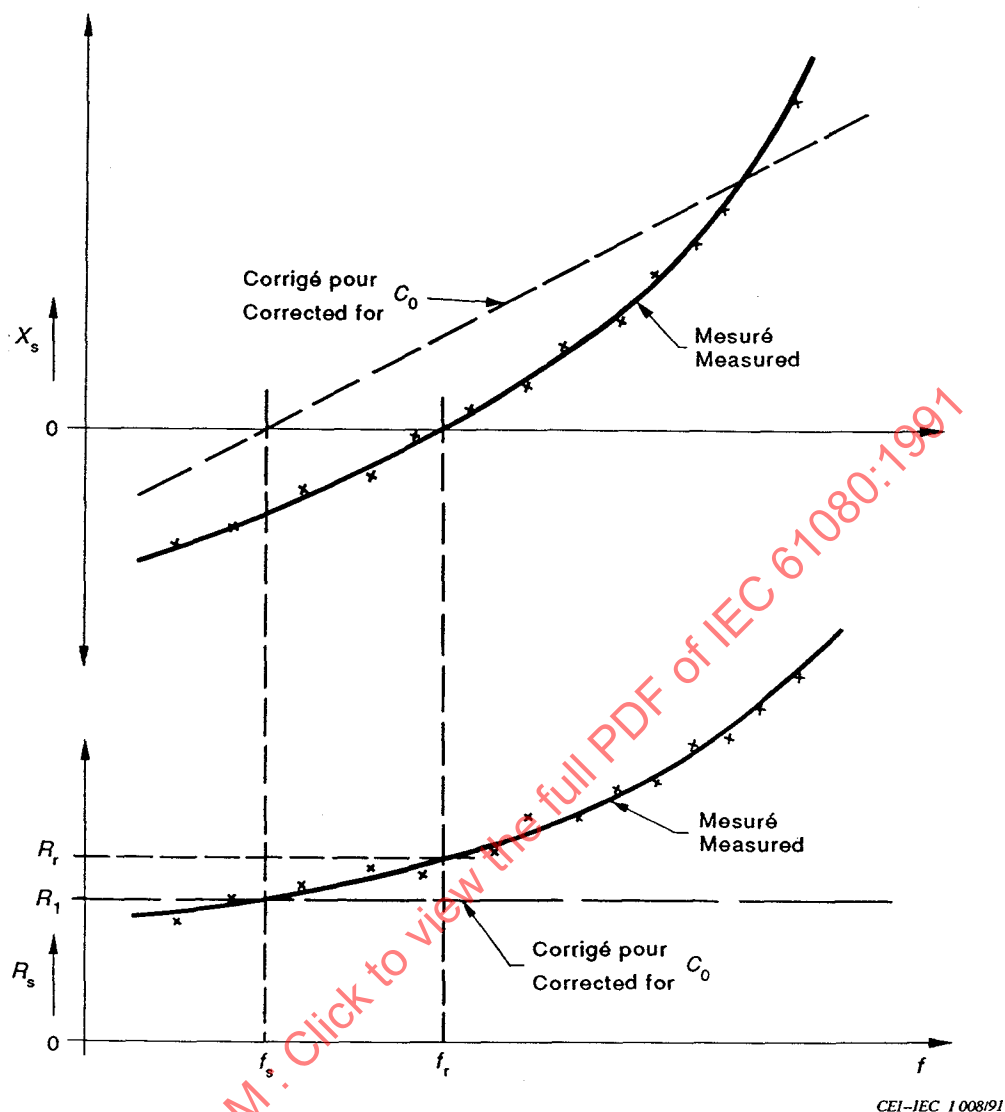
Automation of the transmission measurement method



CEI-IEC 1 007/91

Figure 13 - Méthode automatique de réflectomètre pour la mesure d'impédance

Automatic reflectometer impedance measurement method



CEI-IEC 1008/91

$$Y_{12} \text{ mesuré} = G_{12} + jB_{12}$$

$$\text{Corrigé pour } C_0, B'_{12} = B_{12} - \omega_s C_0$$

$$\text{et } Y'_{12} = G_{12} + jB'_{12}$$

Des fonctions polynomiales d'interpolation adaptées fournissent un lissage des données.

$$\text{Measured } Y_{12} = G_{12} + jB_{12}$$

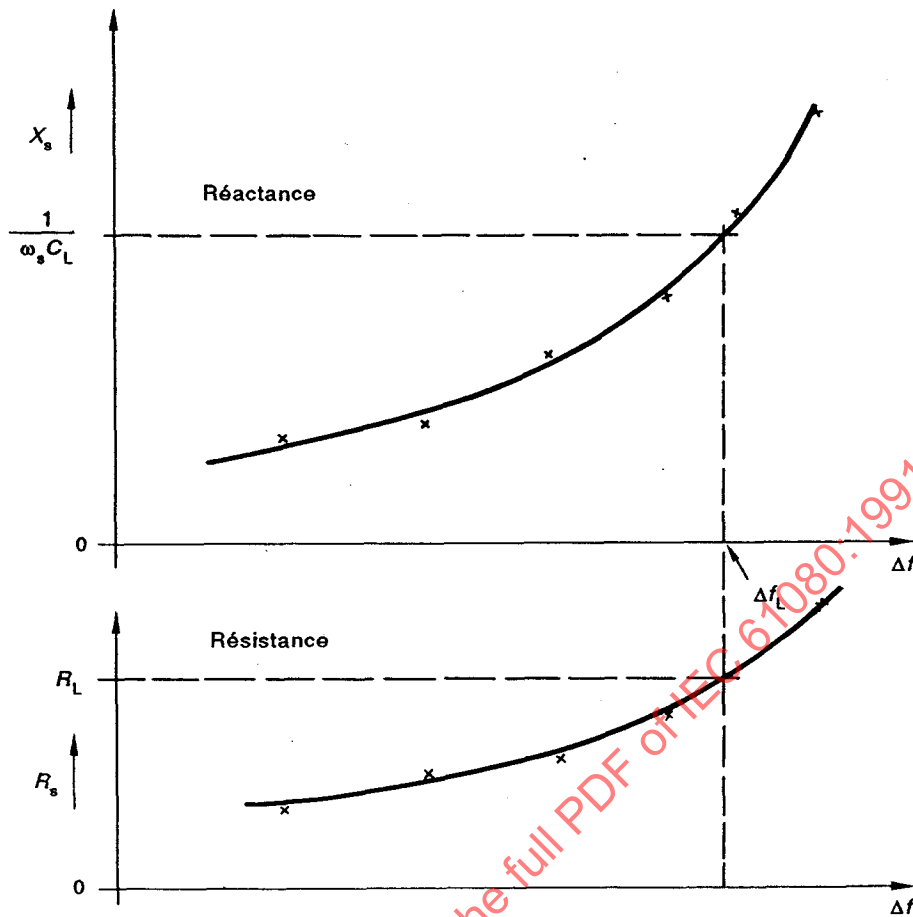
$$\text{Corrected for } C_0, B'_{12} = B_{12} - \omega_s C_0$$

$$\text{and } Y'_{12} = G_{12} + jB'_{12}$$

Fitted polynomial interpolation functions provide data smoothing.

Figure 14 - Etablissement des paramètres dynamiques à partir des mesures de l'admittance de transfert

Derivation of motional parameters from transadmittance measurements



CEI 1006/91

Figure 15 - Etablissement des paramètres à la charge à partir des mesures de l'admittance de transfert au-dessus de la résonance:

$$Z_{12} = \frac{1}{Y_{12}} = \frac{G_{12}}{G_{12}^2 + B_{12}^2} - \frac{j B_{12}}{G_{12}^2 + B_{12}^2} = R_s + j X_s$$

Des fonctions polynomiales d'interpolation adaptées fournissent un lissage des données.

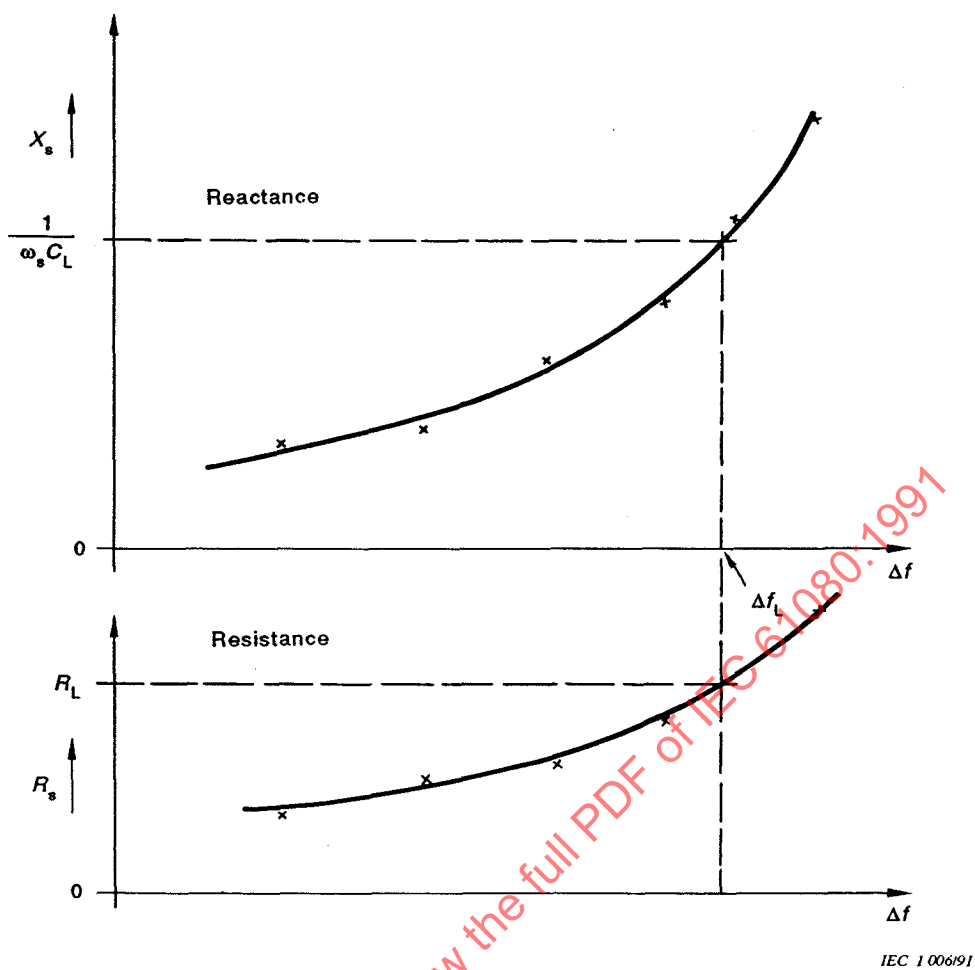


Figure 15 - Derivation of load parameters from measured transadmittance above resonance:

$$Z_{12} = \frac{1}{Y_{12}} = \frac{G_{12}}{G_{12}^2 + B_{12}^2} - \frac{j B_{12}}{G_{12}^2 + B_{12}^2} = R_s + j X_s$$

Fitted polynomial interpolation functions provide data smoothing.

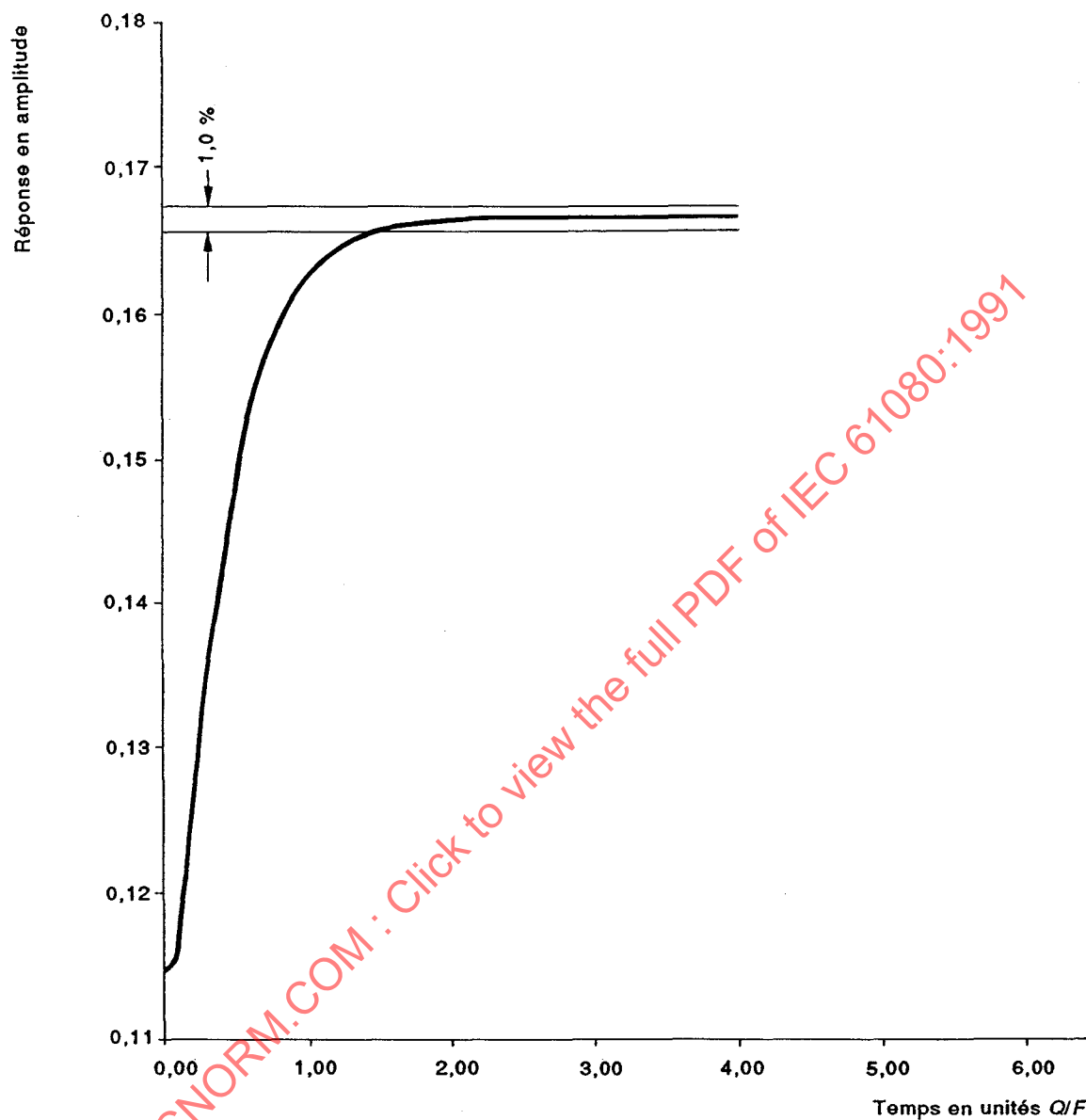
Fréquence de résonance série f_s (kHz) du résonateur = 5 000,085

Facteur de qualité Q du résonateur = 2 500 000

Fréquence initiale à partir de f_0 (Hz) = -2,000

Taux de montée de la fréquence (Hz) = 2,10

(Q/F) , secondes = 0,26190



CEI 100791

Figure 16 - Réponse en amplitude d'un résonateur à 5 MHz, cinquième partiel, dans un système à résistance de 50 Ω

Resonator f_s (kHz) = 5 000,085
Resonator Q = 2 500 000
Initial frequency from f_0 (Hz) = -2,000
Frequency step (Hz) = 2,10
(Q/F), seconds = 0,26190

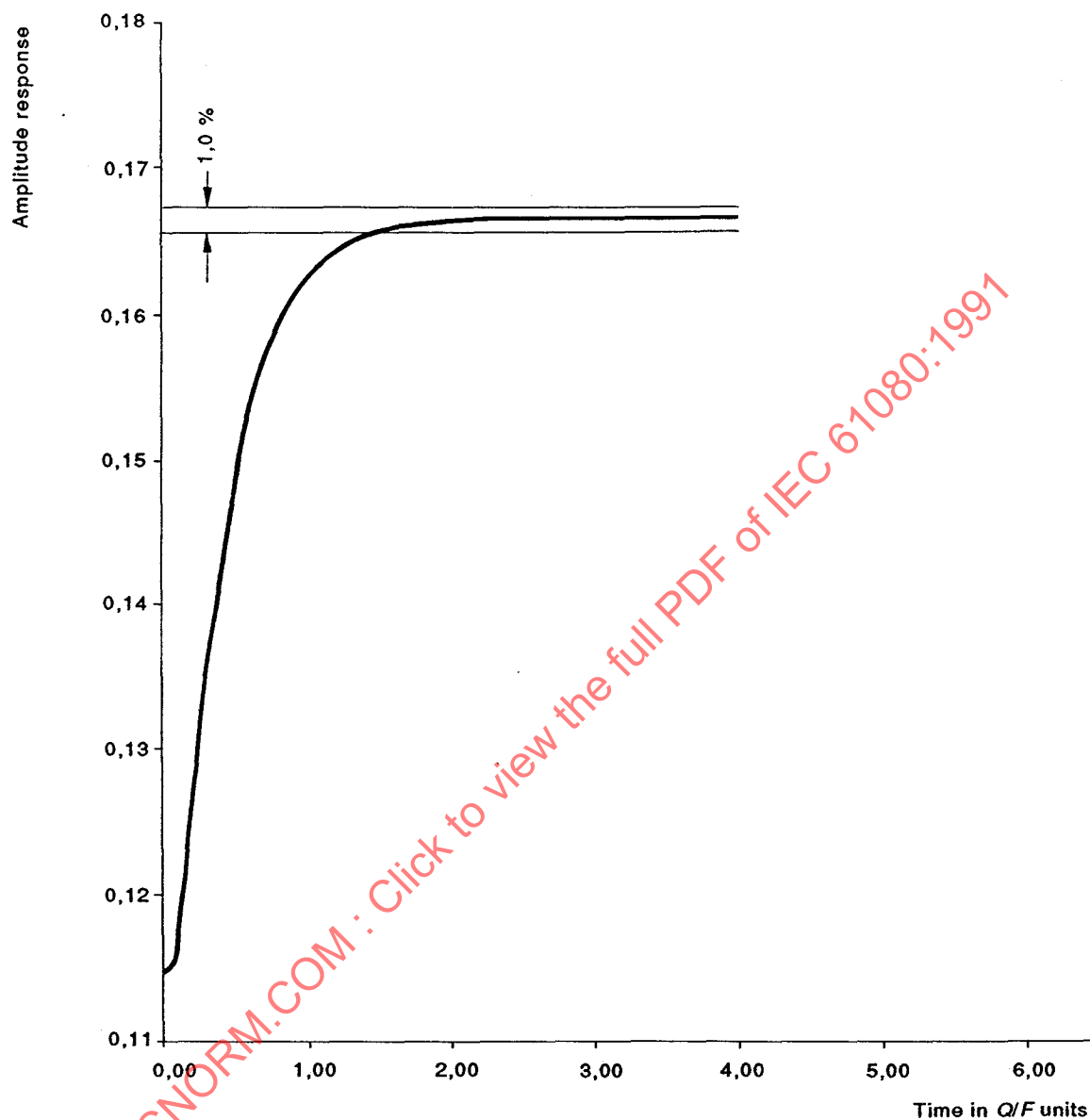


Figure 16 - Amplitude response of 5 MHz, 5th overtone resonator
in 50 Ω system

IEC 1007/91

Fréquence de résonance série f_s (kHz) du résonateur = 5 000,085
 Facteur de qualité Q du résonateur = 2 500 000
 Fréquence initiale à partir de f_0 (Hz) = -2,000
 Taux de montée de la fréquence (Hz) = 2,10
 (Q/F), secondes = 0,26190

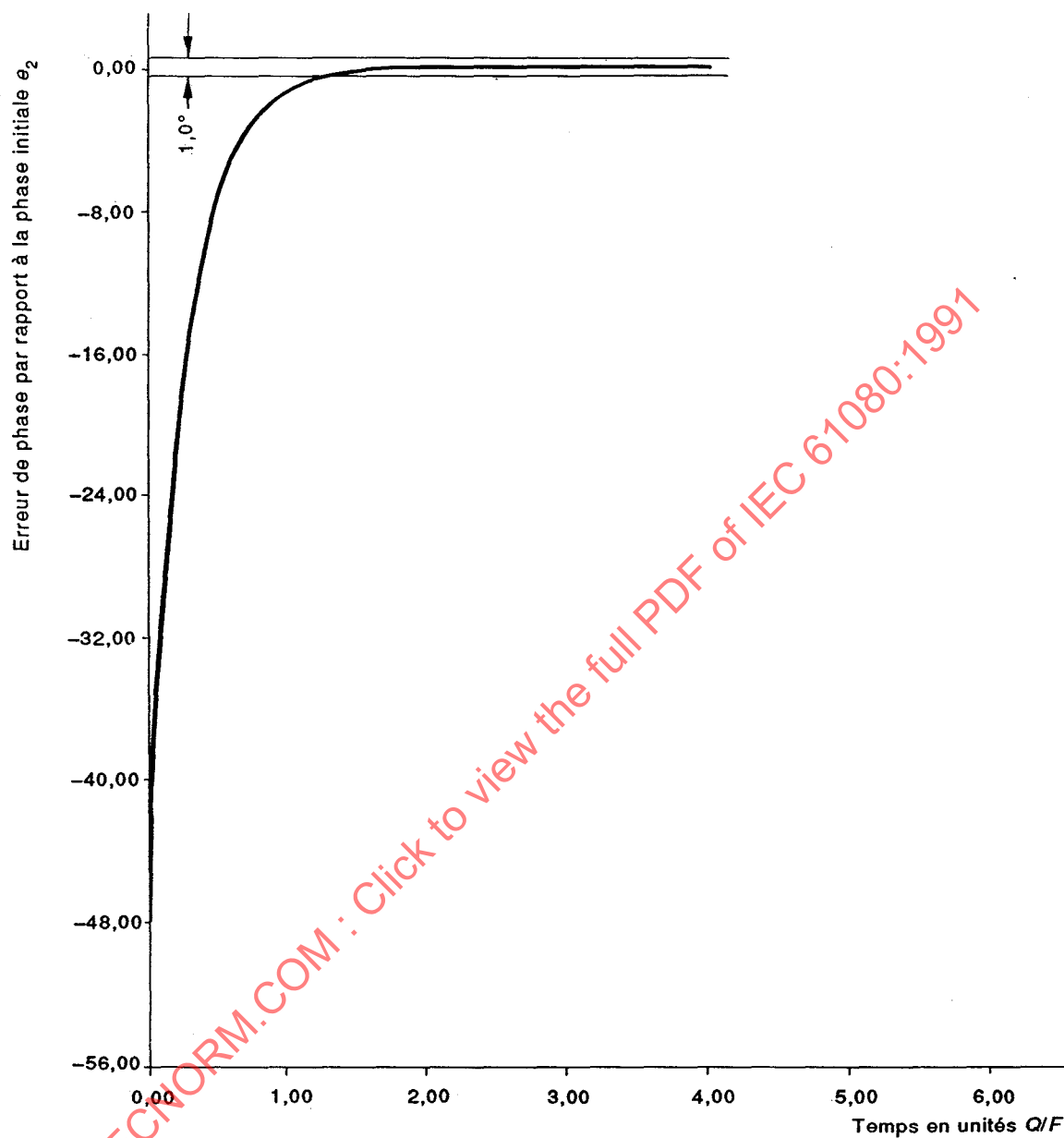


Figure 17 - Réponse en phase d'un résonateur à 5 MHz,
 cinquième partiel, dans un système à résistance de 50 Ω

CEI 100891

Resonator f_s (kHz) = 5 000,085
Resonator Q = 2 500 000
Initial frequency from f_0 (Hz) = -2,000
Frequency step (Hz) = 2,10
(Q/F), seconds = 0,26190

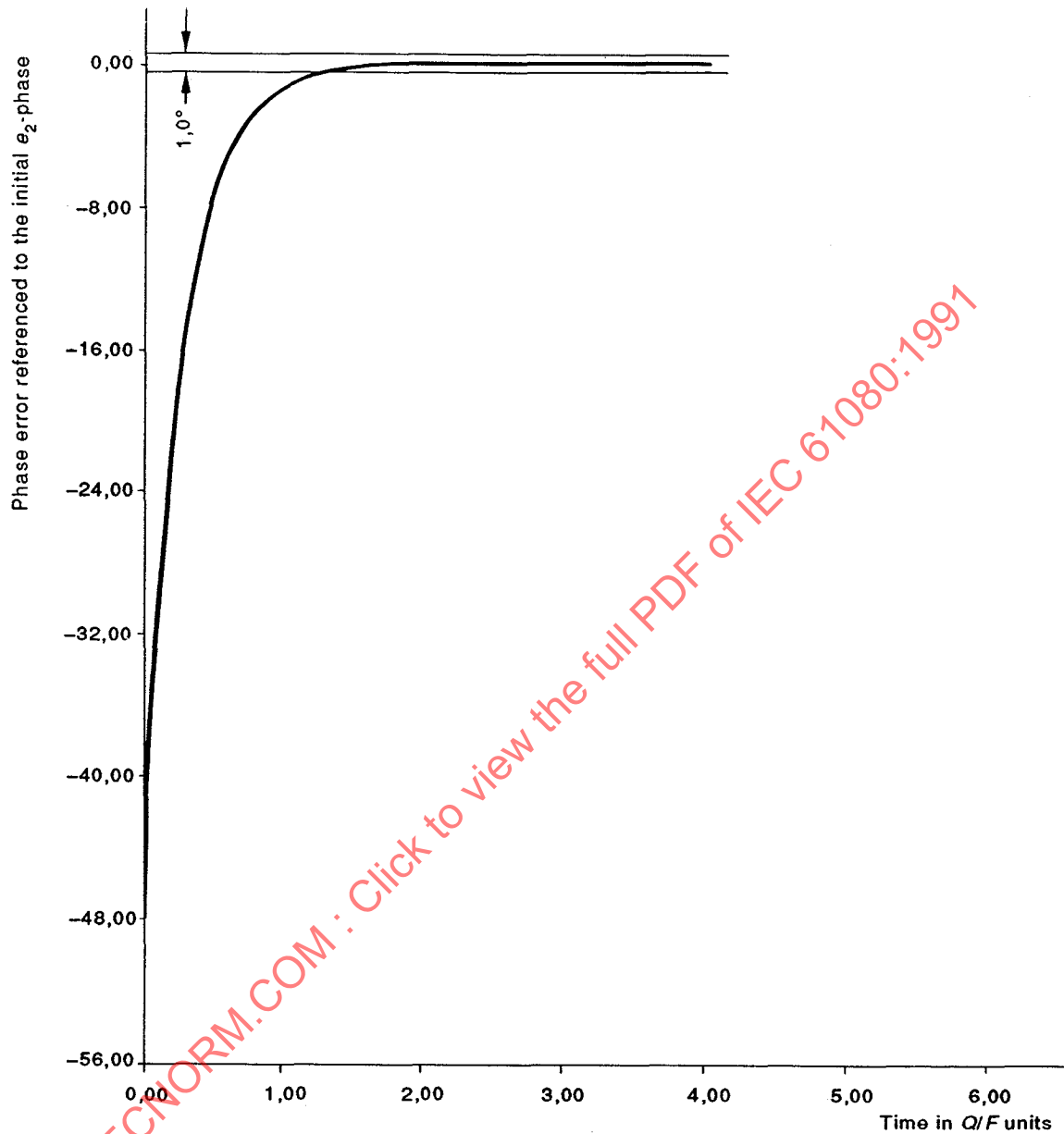
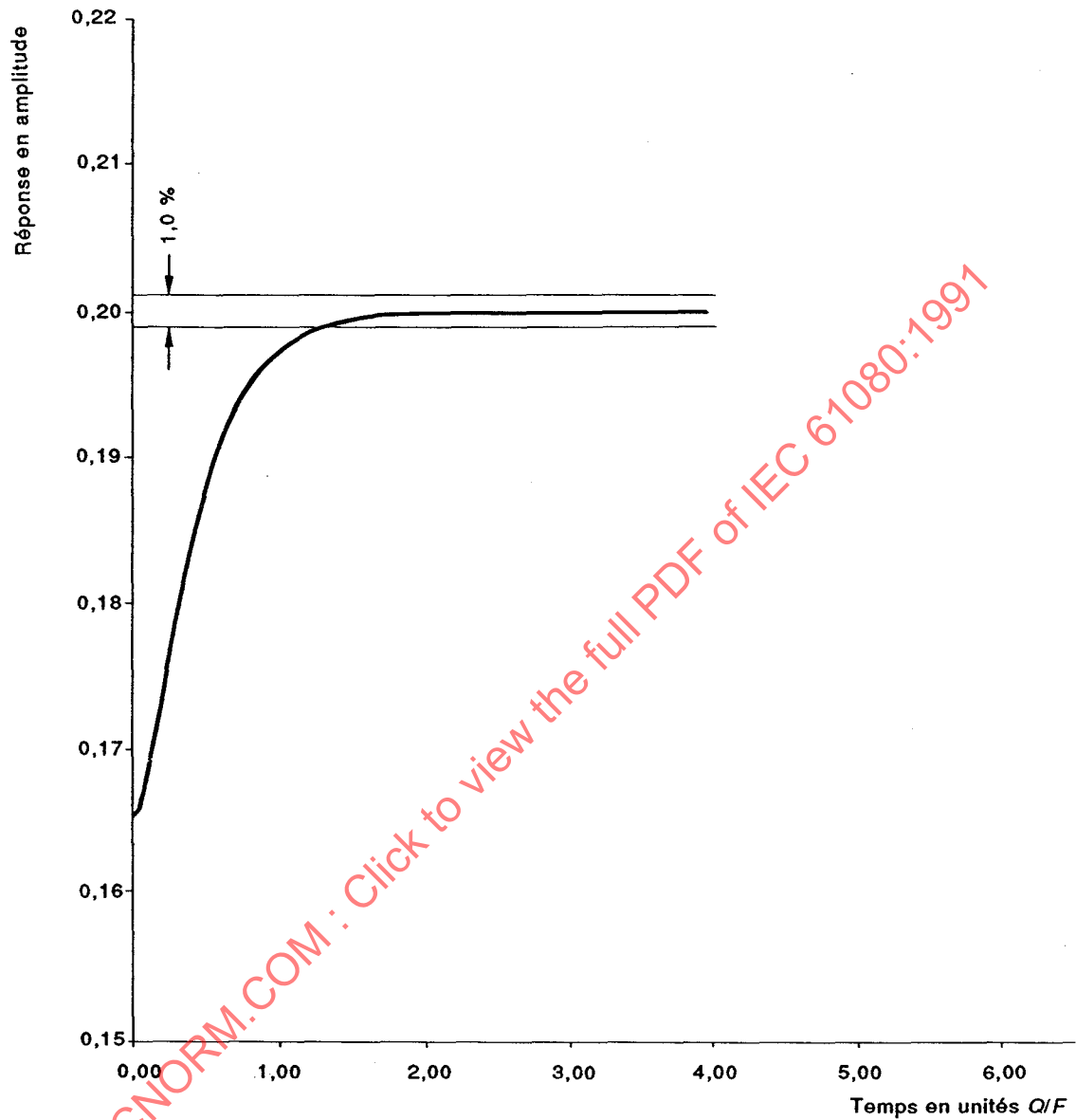


Figure 17 - Phase response of 5 MHz, 5th overtone resonator,
in 50 Ω system

IEC 1 008/91

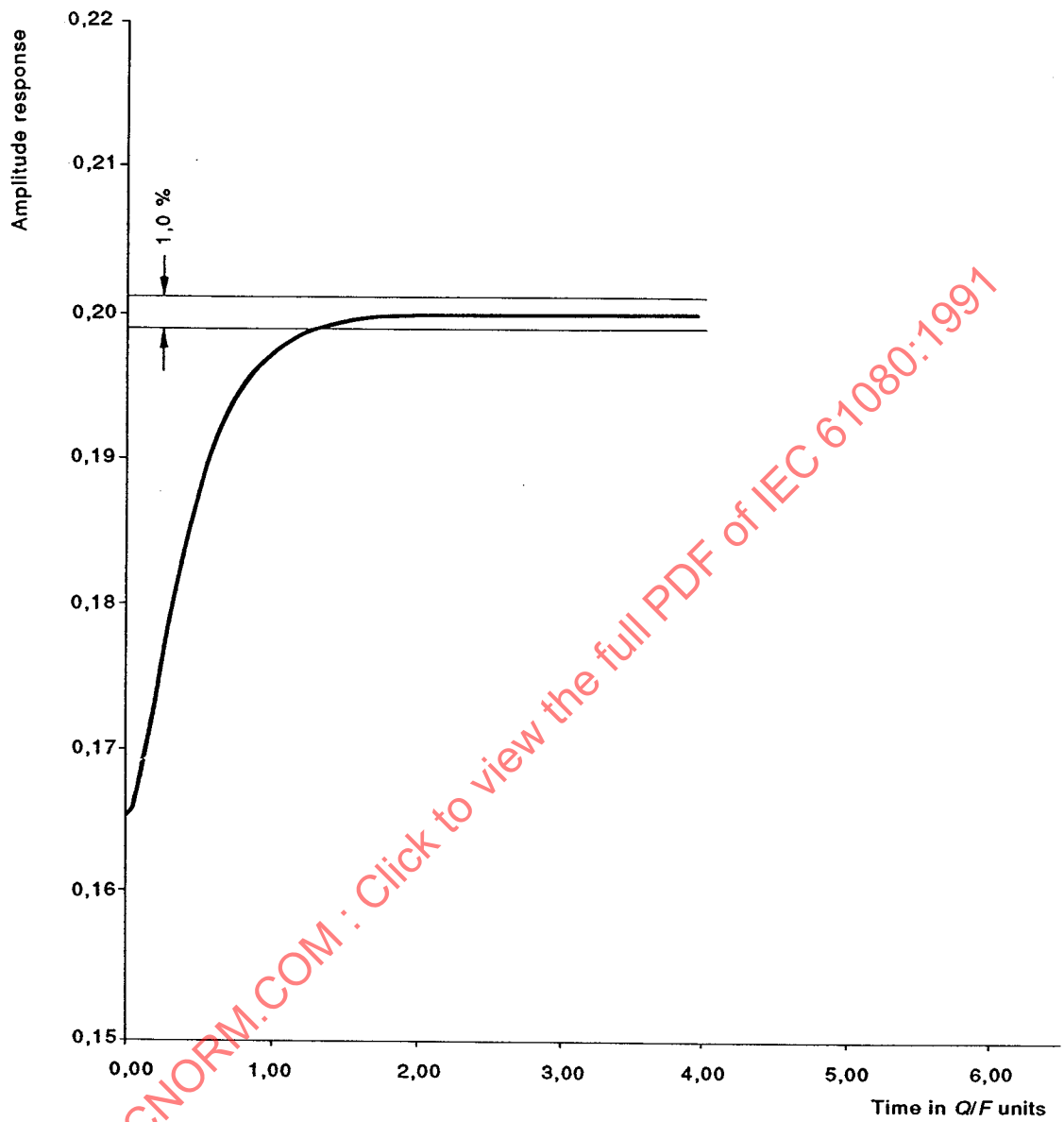
Fréquence de résonance série f_s (kHz) du résonateur = 75,565
 Facteur de qualité Q du résonateur = 120 000
 Fréquence initiale à partir de f_0 (Hz) = -0,500
 Taux de montée de la fréquence (Hz) = 0,50
 (Q/F), secondes = 0,68059



CEI 1 009/91

Figure 18 - Réponse en amplitude d'un résonateur à flexion de 75 kHz,
 dans un système à résistance de 50 Ω

Resonator f_s (kHz) = 75,565
Resonator Q = 120 000
Initial frequency from f_0 (Hz) = -0,500
Frequency step (Hz) = 0,50
(Q/F), seconds = 0,68059



IEC 1009191

Figure 18 - Amplitude response of 75 kHz flexure resonator
in 50 Ω system

Fréquence de résonance série f_s (kHz) du résonateur = 75,565
 Facteur de qualité Q du résonateur = 120 000
 Fréquence initiale à partir de f_0 (Hz) = -0,500
 Taux de montée de la fréquence (Hz) = 0,50
 (Q/F), secondes = 0,68059

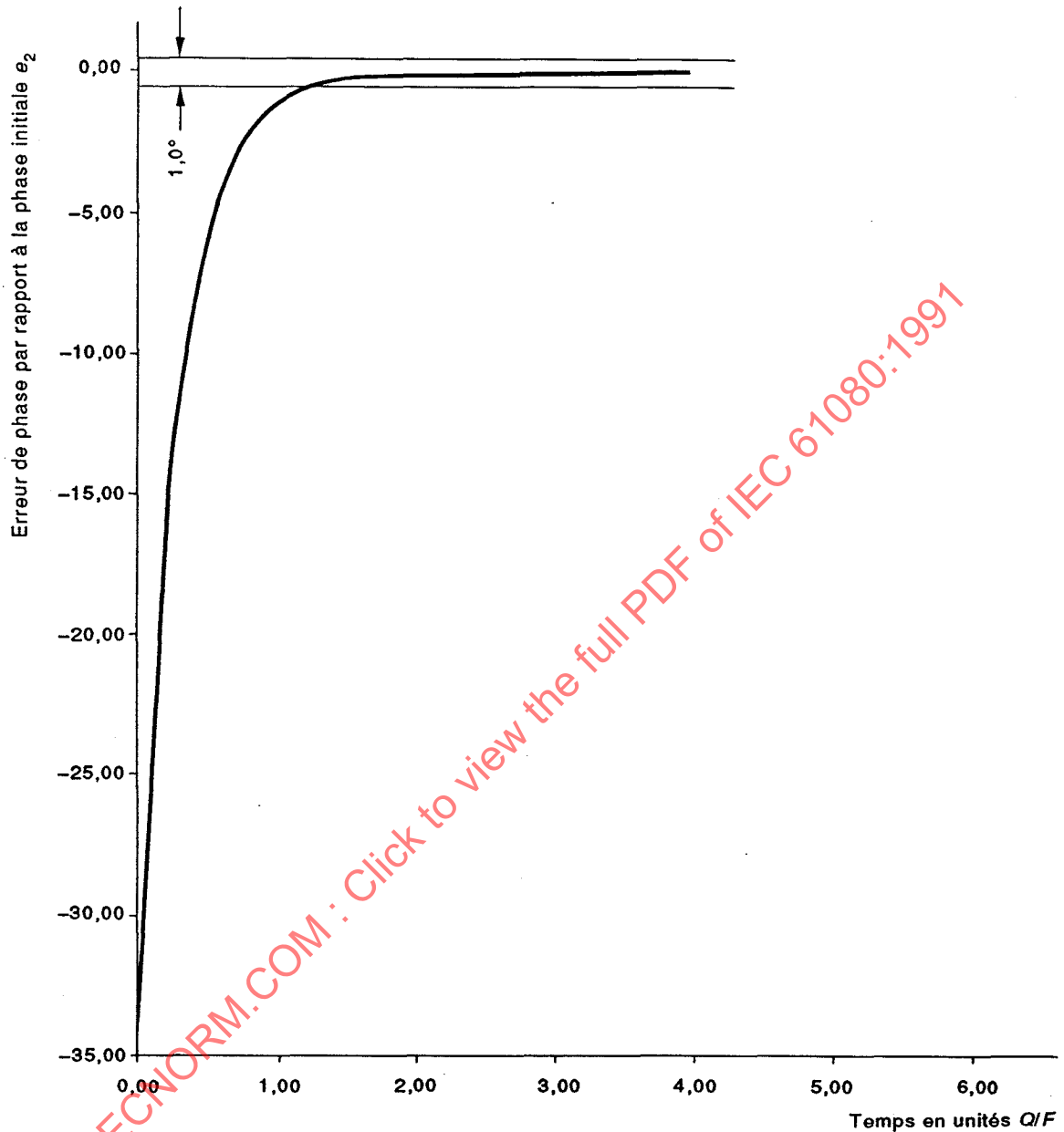


Figure 19 - Réponse en phase d'un résonateur à flexion de 75 kHz,
 dans un système à résistance de 50 Ω

CEI 1010/91