

**NORME  
INTERNATIONALE  
INTERNATIONAL  
STANDARD**

**CEI  
IEC  
122-2-1**

Première édition  
First edition  
1991-07

---

---

**Quartz pour le contrôle et la sélection de la  
fréquence**

**Deuxième partie:**

Guide pour l'emploi des résonateurs à quartz  
pour le contrôle et la sélection de la fréquence –  
Section un: Résonateurs à quartz comme base  
de temps dans les microprocesseurs

**Quartz crystal units for frequency control and  
selection**

**Part 2:**

Guide to the use of quartz crystal units for frequency  
control and selection – Section one: Quartz crystal  
units for microprocessor clock supply



Numéro de référence  
Reference number  
CEI/IEC 122-2-1: 1991

## Numéros des publications

Depuis le 1<sup>er</sup> 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  
122-2-1**

**Première édition  
First edition  
1991-07**

---

---

**Quartz pour le contrôle et la sélection de la  
fréquence**

**Deuxième partie:**

Guide pour l'emploi des résonateurs à quartz  
pour le contrôle et la sélection de la fréquence –  
Section un: Résonateurs à quartz comme base  
de temps dans les microprocesseurs

**Quartz crystal units for frequency control and  
selection**

**Part 2:**

Guide to the use of quartz crystal units for frequency  
control and selection – Section one: Quartz crystal  
units for microprocessor clock supply

© CEI 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

Bureau central de la Commission Electrotechnique Internationale 3, rue de Varembé Genève Suisse  
Téléfax: +41 22 919 0300 e-mail: [inmail@iec.ch](mailto:inmail@iec.ch) IEC web site <http://www.iec.ch>



Commission Electrotechnique Internationale  
International Electrotechnical Commission  
Международная Электротехническая Комиссия

CODE PRIX  
PRICE CODE

**R**

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

## SOMMAIRE

|                                                                                                                            | Pages |
|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-------|
| AVANT-PROPOS .....                                                                                                         | 4     |
| <br>Articles                                                                                                               |       |
| 1    Domaine d'application .....                                                                                           | 8     |
| 2    Généralités .....                                                                                                     | 8     |
| 3    Résonateurs à quartz pour microprocesseurs .....                                                                      | 8     |
| 3.1    Types de boîtiers .....                                                                                             | 8     |
| 3.2    Gamme de fréquences et types de boîtiers des résonateurs à quartz<br>fonctionnant à la fréquence fondamentale ..... | 8     |
| 3.3    Paramètres du circuit électrique équivalent .....                                                                   | 10    |
| 3.4    Conditions de résonance indésirable .....                                                                           | 10    |
| 3.5    Gamme de décalage .....                                                                                             | 14    |
| 4    Mesure de la fréquence de fonctionnement $f_w$ et des paramètres du circuit .....                                     | 26    |
| 4.1    Fréquence de fonctionnement $f_w$ .....                                                                             | 26    |
| 4.2    Détermination de $C_L$ et $C_{CI}$ .....                                                                            | 26    |
| 4.3    Détermination de $L_{CI}$ .....                                                                                     | 28    |
| 5    Considérations pratiques de construction des circuits .....                                                           | 28    |
| 5.1    Circuits inverseurs MOS à un étage .....                                                                            | 28    |
| 5.2    Circuits bipolaires à résonance série .....                                                                         | 30    |
| 6    Valeurs typiques des tolérances sur la fréquence de fonctionnement $f_w$ .....                                        | 32    |
| 7    Recommandations pour la connexion des résonateurs à quartz aux circuits intégrés .....                                | 36    |
| 7.1    Utilisation des circuits convertisseurs MOS à un étage .....                                                        | 36    |
| 7.2    Utilisation des circuits bipolaires .....                                                                           | 38    |
| 8    Bibliographie .....                                                                                                   | 40    |

## CONTENTS

|                                                                                    | Page |
|------------------------------------------------------------------------------------|------|
| FOREWORD .....                                                                     | 5    |
| Clause                                                                             |      |
| 1 Scope .....                                                                      | 9    |
| 2 General .....                                                                    | 9    |
| 3 Crystal units for microprocessors .....                                          | 9    |
| 3.1 Types of enclosures .....                                                      | 9    |
| 3.2 Frequency range and enclosure types of fundamental crystal units .....         | 9    |
| 3.3 Equivalent electrical parameters .....                                         | 11   |
| 3.4 Unwanted response conditions .....                                             | 11   |
| 3.5 Pulling range .....                                                            | 15   |
| 4 Measurement of working frequency $f_w$ and circuit parameters .....              | 27   |
| 4.1 Working frequency $f_w$ .....                                                  | 27   |
| 4.2 Determination of $C_L$ and $C_{IC}$ .....                                      | 27   |
| 4.3 Determination of $L_{IC}$ .....                                                | 29   |
| 5 Practical circuit design considerations .....                                    | 29   |
| 5.1 Single-stage inverter MOS circuits .....                                       | 29   |
| 5.2 Bipolar series resonance circuits .....                                        | 31   |
| 6 Typical values for working frequency $f_w$ tolerance .....                       | 33   |
| 7 Recommendations for the connection of crystal units to integrated circuits ..... | 37   |
| 7.1 Using single-stage inverter MOS circuits .....                                 | 37   |
| 7.2 Using bipolar circuits .....                                                   | 39   |
| 8 Bibliography .....                                                               | 40   |

## COMMISSION ÉLECTROTECHNIQUE INTERNATIONALE

### QUARTZ POUR LE CONTRÔLE ET LA SÉLECTION DE LA FRÉQUENCE

#### Deuxième partie: Guide pour l'emploi des résonateurs à quartz pour le contrôle et la sélection de la fréquence

#### Section un: Résonateurs à quartz comme base de temps dans les microprocesseurs

##### 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 piézoélectriques et diélectriques pour la commande et le choix de la fréquence.

Il constitue la section un de la deuxième partie de la Norme CEI pour des résonateurs à quartz pour le contrôle et la sélection de la fréquence et couvre le guide d'emploi des résonateurs à quartz comme base de temps dans les microprocesseurs.

La Publication 122 de la CEI: Quartz pour le contrôle et la sélection de la fréquence, est composée des parties suivantes:

122-1: Première partie: Valeurs normalisées et conditions de mesures et d'essais (chapitres I et II);

122-2: Deuxième partie: Guide pour l'emploi des résonateurs à quartz pour le contrôle et la sélection de la fréquence (chapitre III);

122-3: Troisième partie: Encombrements normalisés et connexions des broches (chapitres IV et V).

**INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION****QUARTZ CRYSTAL UNITS FOR FREQUENCY CONTROL  
AND SELECTION****Part 2: Guide to the use of quartz crystal units for  
frequency control and selection****Section one: Quartz crystal units for  
microprocessor clock supply****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.

It constitutes Section one of Part 2 of the IEC Standard for quartz crystal units for frequency control and selection and deals with the guide to the use of quartz crystal units for microprocessor clock supply.

IEC Publication 122: Quartz crystal units for frequency control and selection, comprises the following parts:

122-1: Part 1: Standard values and test conditions (Chapters I and II);

122-2: Part 2: Guide to the use of quartz crystal units for frequency control and selection (Chapter III);

122-3: Part 3: Standard outlines and pin connections (Chapters IV and V).

Le texte de ce guide est issu des documents suivants:

| Règle des Six Mois | Rapport de vote |
|--------------------|-----------------|
| 49(BC)199          | 49(BC)204       |

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<sup>os</sup> 122: Quartz pour le contrôle et la sélection de la fréquence.
- 122-1 (1976): Première partie: Valeurs normalisées et conditions de mesure et d'essais.
- 122-2 (1983): Deuxième partie: Guide pour l'emploi des résonateurs à quartz pour le contrôle et la sélection de la fréquence.
- 122-3 (1977): Troisième partie: Encombrements normalisés et connexions des broches.
- 444: Mesure des paramètres des quartz piézoélectriques par la technique de phase nulle dans le circuit en  $\pi$ .
- 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  $\pi$ .
- 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.

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

| Six Months' Rule | Report on Voting |
|------------------|------------------|
| 49(CO)199        | 49(CO)204        |

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:

- Publication Nos. 122: Quartz crystal units for frequency control and selection.
- 122-1 (1976): Part 1: Standard values and test conditions.
- 122-2 (1983): Part 2: Guide to the use of quartz crystal units for frequency control and selection.
- 122-3 (1977): Part 3: Standard outlines and pin connections.
- 444: Measurement of quartz crystal unit parameters by zero phase technique in a  $\pi$ -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  $\pi$ -network.
- 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.

## QUARTZ POUR LE CONTRÔLE ET LA SÉLECTION DE LA FRÉQUENCE

### Deuxième partie: Guide pour l'emploi des résonateurs à quartz pour le contrôle et la sélection de la fréquence

#### Section un: Résonateurs à quartz comme base de temps dans les microprocesseurs

##### 1 Domaine d'application

Le présent guide traite de certains problèmes spéciaux rencontrés lorsqu'on spécifie et utilise des résonateurs à quartz pour la commande de la fréquence avec des circuits oscillateurs intégrés habituellement incorporés dans les dispositifs au silicium des microprocesseurs. Ces problèmes spéciaux comprennent le retard de phase (habituellement non spécifié) et les paramètres parasites des dispositifs actifs qui résultent souvent du comportement imprévisible du circuit d'oscillateur. Ces applications entraînent habituellement une production en grande série et sont très sensibles non seulement en ce qui concerne la fiabilité, mais aussi le prix. Aussi, est-il important que non seulement le constructeur de circuit, mais aussi le fabricant de résonateurs à quartz soient conscients des problèmes et arrivent à une spécification mutuellement acceptable.

##### 2 Généralités

Les fréquences horloges exigées dans les microprocesseurs ( $\mu P$ ) sont souvent produites par des résonateurs à quartz qui, à la place des circuits RC ou LC, sont capables de satisfaire aux exigences relativement sévères sur la précision de la fréquence. Un circuit séparé ou un circuit qui est intégré dans la chip  $\mu P$  est utilisé pour exciter le résonateur à quartz. Dans chaque cas, les capacités de charge sont connectées au résonateur à quartz comme il est exigé pour opérer à la fréquence de fonctionnement  $f_w$  désirée. Les circuits oscillateurs intégrés ont des impédances qui sont dépendantes de la fréquence, de la température et de la tension et qui souvent diffèrent considérablement d'un lot à l'autre parce qu'ils sont très sensibles aux techniques de traitement des circuits intégrés. Dans les cas où il convient que la fréquence soit très précise, il est important de connaître l'influence des différents circuits et leur emplacement.

##### 3 Résonateurs à quartz pour microprocesseurs

###### 3.1 Types de boîtiers

Il convient que les types appropriés soient choisis dans la gamme des boîtiers normalisés de la Publication 122-3 de la CEI.

###### 3.2 Gamme de fréquences et types de boîtiers des résonateurs à quartz fonctionnant à la fréquence fondamentale

Il convient que l'utilisateur sache que le choix du boîtier pour un résonateur à quartz avec une fréquence donnée peut influencer le prix du résonateur à quartz.

## QUARTZ CRYSTAL UNITS FOR FREQUENCY CONTROL AND SELECTION

### Part 2: Guide to the use of quartz crystal units for frequency control and selection

#### Section one: Quartz crystal units for microprocessor clock supply

##### 1 Scope

This guide addresses some of the special problems encountered in specifying and using quartz crystal units for frequency control with the integrated circuit oscillators commonly incorporated on microprocessor silicon devices. The special problems include the (usually unspecified) phase delay and parasitic parameters of the active circuits which often result in unpredictable behaviour of the oscillator circuit. These applications commonly involve large volume manufacture and are very sensitive to both reliability and cost. Thus, it is important that both the circuit designer and the crystal manufacturer be aware of the problems and arrive at a mutually acceptable specification.

##### 2 General

The clock frequencies required in microprocessors ( $\mu P$ ) are often produced by crystal units which, as substitutes for LC- or RC-circuits, are capable of satisfying the relatively severe requirements placed on the frequency accuracy. A separate circuit, or a circuit that is integrated into the  $\mu P$  chip, is used to excite the crystal unit. In either case, load capacitances are connected to the crystal unit as required to ensure operation at the desired working frequency  $f_w$ . Integrated oscillator circuits have impedances that are dependent on frequency, temperature and voltage, and often differ considerably from one batch to another as they are very sensitive to processing techniques. In cases where the frequency should be very accurate, it is therefore important to know the influence of the various circuits and their spread between units.

##### 3 Crystal units for microprocessors

###### 3.1 *Types of enclosures*

Suitable types should be selected from the range of standard enclosures in IEC Publication 122-3.

###### 3.2 *Frequency range and enclosure types of fundamental crystal units*

It should be noted by the user that the choice of enclosure for a given frequency crystal unit may have an influence on the cost of the unit.

Pour obtenir le prix optimal, il convient d'utiliser le boîtier de type DP dans la gamme de fréquences de 3 MHz à 25 MHz (coupe AT, mode fondamental).

Les boîtiers ayant des dimensions plus petites que le type DP sont destinés à être utilisés à des fréquences supérieures à 6 MHz seulement, mais dans la gamme de fréquences de 6 MHz à 12 MHz, l'utilisation de ces boîtiers plus petits peut entraîner une pénalité de prix en comparaison avec l'utilisation du boîtier de type DP.

C'est pourquoi, il convient que ces boîtiers de dimensions réduites soient utilisés seulement dans le cas où l'espace disponible dans un équipement nouveau prohibe l'utilisation de boîtiers de plus grandes dimensions à bon marché.

Dans la gamme de fréquences de 12 MHz à 25 MHz, les boîtiers de plus petites dimensions peuvent être utilisés sans augmentation substantielle de prix.

### 3.3 Paramètres du circuit électrique équivalent (voir Publication 122-1 de la CEI)

Pour assurer un fonctionnement défini du résonateur à quartz dans un circuit oscillateur, il faut connaître les données du circuit autant que les paramètres électriques équivalents des résonateurs à quartz avec leurs tolérances. Les valeurs normalisées typiques de  $C_1$ ,  $R_r$  et  $C_0$  sont données à la figure 1 pour les boîtiers de types DP, CK et EB. Il est nécessaire de noter que les valeurs des paramètres des résonateurs à quartz dans d'autres types de boîtiers peuvent être d'une différence marquée. Généralement la donnée suivante s'applique aux résonateurs à quartz normalisés proposés dans ce guide: niveau d'excitation maximal  $P_c = 0,5$  mW ou  $I_c = 5$  mA. La plus petite valeur du courant d'excitation  $I_c$  obtenue dans chaque cas s'applique.

### 3.4 Conditions de résonance indésirable (voir Publication 122-2 de la CEI)

Les résonances indésirables qui sont habituellement présentes dans les résonateurs à quartz fonctionnant en mode fondamental de cisaillement d'épaisseur comprennent les modes d'oscillation en partiel, tel que le troisième, le cinquième, le septième, etc., ainsi que les modes non harmoniques associés avec le mode fondamental et le mode en partiel. Les modes non harmoniques sont habituellement trouvés juste au-dessus des fréquences des modes harmoniques (dans quelques pour-cent). Parce que les circuits oscillateurs des circuits intégrés sont des amplificateurs à large bande, la suppression du fonctionnement à chacune de ces résonances indésirables, sans utilisation de circuit additionnels limitant la bande, exige que la résistance de la résonance indésirable ( $R_{ri}$ ) la plus forte soit spécifiée pour être:

$$R_{ri} \geq 2,5 R_r \quad (1)$$

où  $R_r$  est la résistance de résonance du mode de fonctionnement désiré.

For optimum costs the enclosure Type DP should be used in the frequency range of 3 MHz to 25 MHz (AT-cut, fundamental mode).

Enclosures smaller than Type DP are intended only for frequencies above 6 MHz, but in the range of 6 MHz to 12 MHz the use of these smaller enclosures may incur a cost penalty when compared to the use of enclosure Type DP.

Therefore, these smaller enclosures should only be used where the available space in the new equipment prohibits the use of the lower cost larger enclosures.

In the frequency range of 12 MHz to 25 MHz the smaller enclosures may be used without substantially increasing costs.

### 3.3 Equivalent electrical parameters (see IEC Publication 122-1)

In order to ensure a defined operation of the crystal unit in the oscillator circuit, the circuit data as well as the crystal unit equivalent electrical parameters and their tolerances have to be known. Typical standard values for  $C_1$ ,  $R_1$  and  $C_0$  are given in figure 1 for the enclosure Types DP, CK and EB. It should be noted that the values of crystal unit parameters in other enclosure types may be markedly different. In general, the following applies to the standard crystal units proposed in this guide: maximum level of drive  $P_c = 0,5$  mW or  $I_c = 5$  mA. The smaller value for the drive current  $I_c$  obtained in each case applies.

### 3.4 Unwanted response conditions (see IEC Publication 122-2)

Unwanted responses normally present in fundamental-mode thickness-shear crystal units include the overtone modes of oscillation, such as third, fifth, seventh, etc., as well as the inharmonic modes associated with fundamental and overtone modes. The inharmonic modes are usually found just above the frequencies of the harmonic modes (within a few per cent). Because the IC oscillator circuits are broad-band amplifiers, suppression of operation at any of these unwanted resonances without the use of additional band limiting circuits requires that the resistance of the strongest unwanted resonance ( $R_{ur}$ ) be specified as:

$$R_{ur} \geq 2,5 R_r \quad (1)$$

where  $R_r$  is the resonance resistance of the wanted mode of operation.

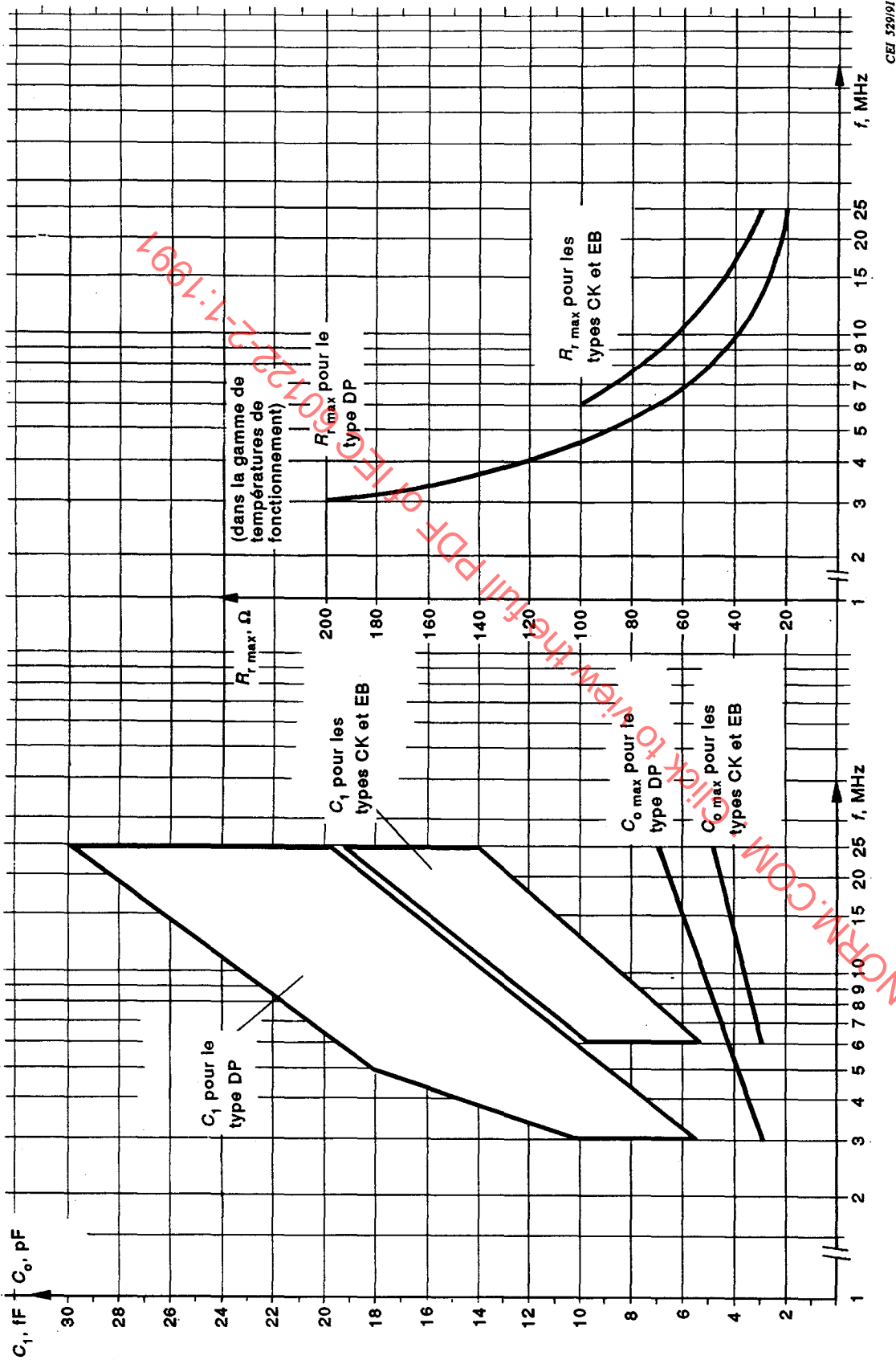


Figure 1 - Données électriques équivalentes pour les résonateurs à quartz (résonateur à la fréquence fondamentale) pour les boîtiers de types DP, CK et EB

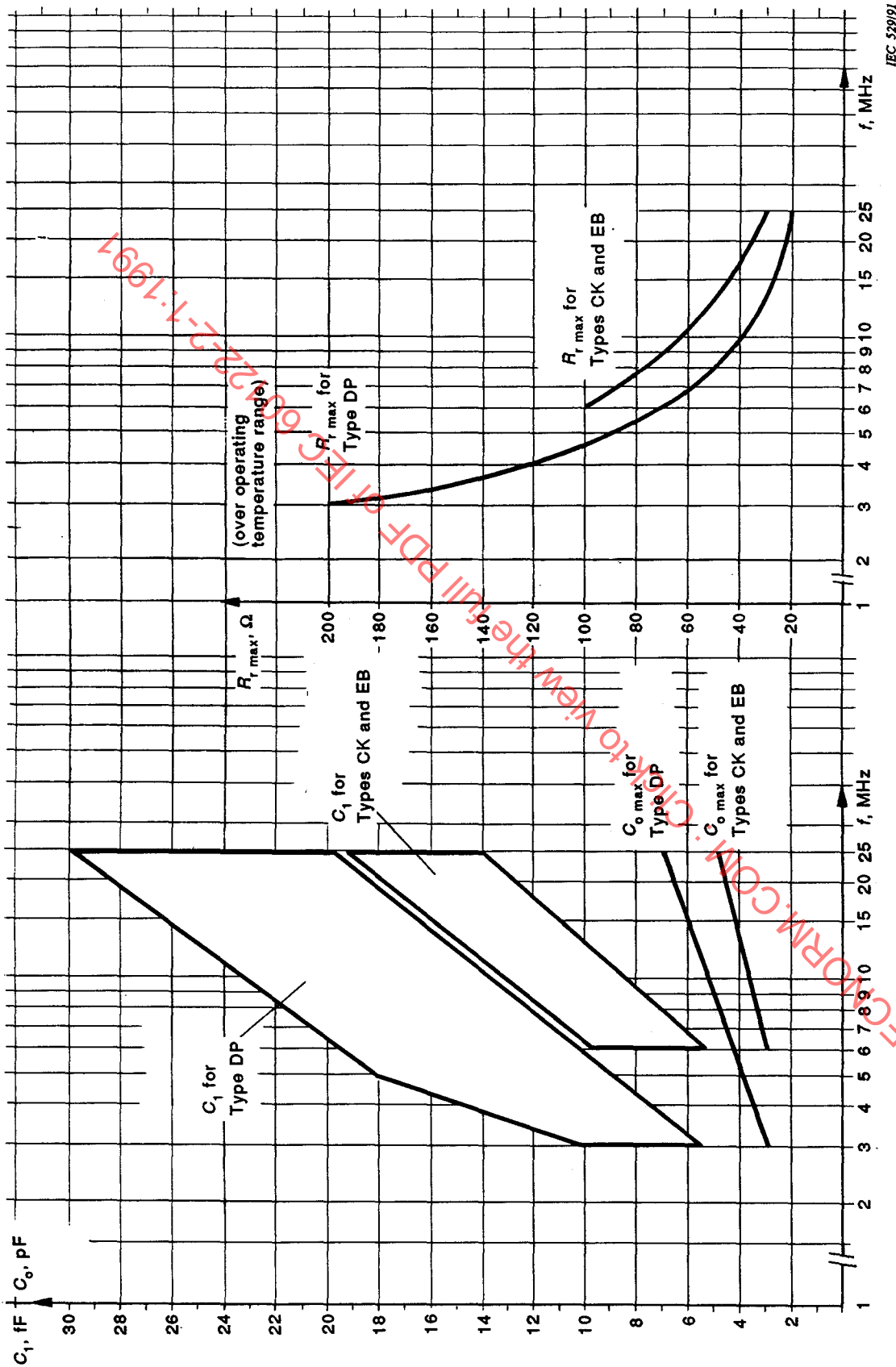


Figure 1 - Equivalent electrical data for crystal units (fundamental mode crystal) for enclosure Types DP, CK and EB

### 3.5 Gamme de décalage (voir Publication 444-4 de la CEI)

La gamme de décalage de la fréquence de fonctionnement  $f_w$  dépend des paramètres équivalents du résonateur à quartz et de la gamme admissible de la capacité de charge  $C_L$ .

#### 3.5.1 Circuits inverseurs à un étage (Inverseur à 180°)

Dans les circuits inverseurs typiques à un étage tels que les circuits MOS intégrés dans les chips  $\mu P$  (par exemple dans des oscillateurs fonctionnant en réactance positive utilisant des amplificateurs inverseurs ayant généralement un gain de boucle bas pour les fréquences jusqu'à  $f_w = 12$  MHz, la capacité de charge maximale admissible  $C_{L \max}$  pour le résonateur à quartz, qui a une réactance inductive pour remplir les exigences du circuit à réaction, est donnée par le gain de boucle (voir figure 2).

Le gain de boucle peut être calculé à l'aide de la formule suivante:

$$\frac{1}{Z_L} = \frac{Z_{X1} + Z_{X2} + Z_q}{Z_{X1} \cdot Z_{X2}} \quad (2)$$

où:

$Z_{X1}$  est l'impédance d'entrée de l'inverseur incorporant  $C_{X1}$  (voir figure 3a)

$Z_{X2}$  est l'impédance de sortie de l'inverseur incorporant  $C_{X2}$

$Z_q$  est l'impédance du résonateur, incorporant les capacités parasites

A partir de l'équation (2):

$$C_L = \frac{C_{X1} \cdot C_{X2}}{C_{X1} + C_{X2}} + (C_s + C_{Cl}) \quad (3)$$

où:

$C_{Cl}$  est la capacité intrinsèque effective du circuit intégré

A partir de l'équation (2) il s'ensuit aussi que:

$$(C_L)_{\max} = \frac{1}{2 \pi f_w} \cdot \sqrt{\frac{1}{|Z_L|_{\min} \cdot R_{r \max}}} - C_{o \max} \quad (2a)$$

où:

$C_o$  est la capacité parallèle

$R_r$  est la résistance de résonance

$R_{r \max}$  et  $C_{o \max}$  sont prises à la place des valeurs minimales pour considérer le cas le plus défavorable (figure 3b).

### 3.5 Pulling range (see IEC Publication 444-4)

The pulling range for the working frequency  $f_w$  is dependent on the equivalent parameters of the crystal unit and the permissible range of the load capacitance  $C_L$ .

#### 3.5.1 Single stage inverter circuits (180° inverter)

In typical single-stage inverter circuits such as the MOS circuits integrated into the  $\mu P$  chips (e.g. positive reactance oscillators using inverter amplifiers with generally low loop gain for frequencies up to  $f_w = 12$  MHz), the maximum permissible load capacitance  $C_{L \max}$  for the crystal unit, which has an inductive reactance to meet feedback requirements, is given by the loop gain (see figure 2).

The loop gain can be calculated from the following formula:

$$\frac{1}{Z_L} = \frac{Z_{X1} + Z_{X2} + Z_q}{Z_{X1} \cdot Z_{X2}} \quad (2)$$

where:

$Z_{X1}$  is the input impedance of the inverter including  $C_{X1}$  (see figure 3a)

$Z_{X2}$  is the output impedance of the inverter including  $C_{X2}$

$Z_q$  is the crystal impedance including stray capacitances.

From equation (2):

$$C_L \approx \frac{C_{X1} \cdot C_{X2}}{C_{X1} + C_{X2}} + (C_s + C_{IC}) \quad (3)$$

where:

$C_{IC}$  is the effective intrinsic capacitance of the integrated circuit

From equation (2) it also follows that:

$$(C_L)_{\max} = \frac{1}{2 \pi f_w} \cdot \sqrt{\frac{1}{|Z_L|_{\min} \cdot R_{r \max}}} - C_{o \max} \quad (2a)$$

where:

$C_o$  is the shunt capacitance

$R_r$  is the resonance resistance

$R_{r \max}$  and  $C_{o \max}$  are taken instead of the minimum values in order to consider the worst case (figure 3b).

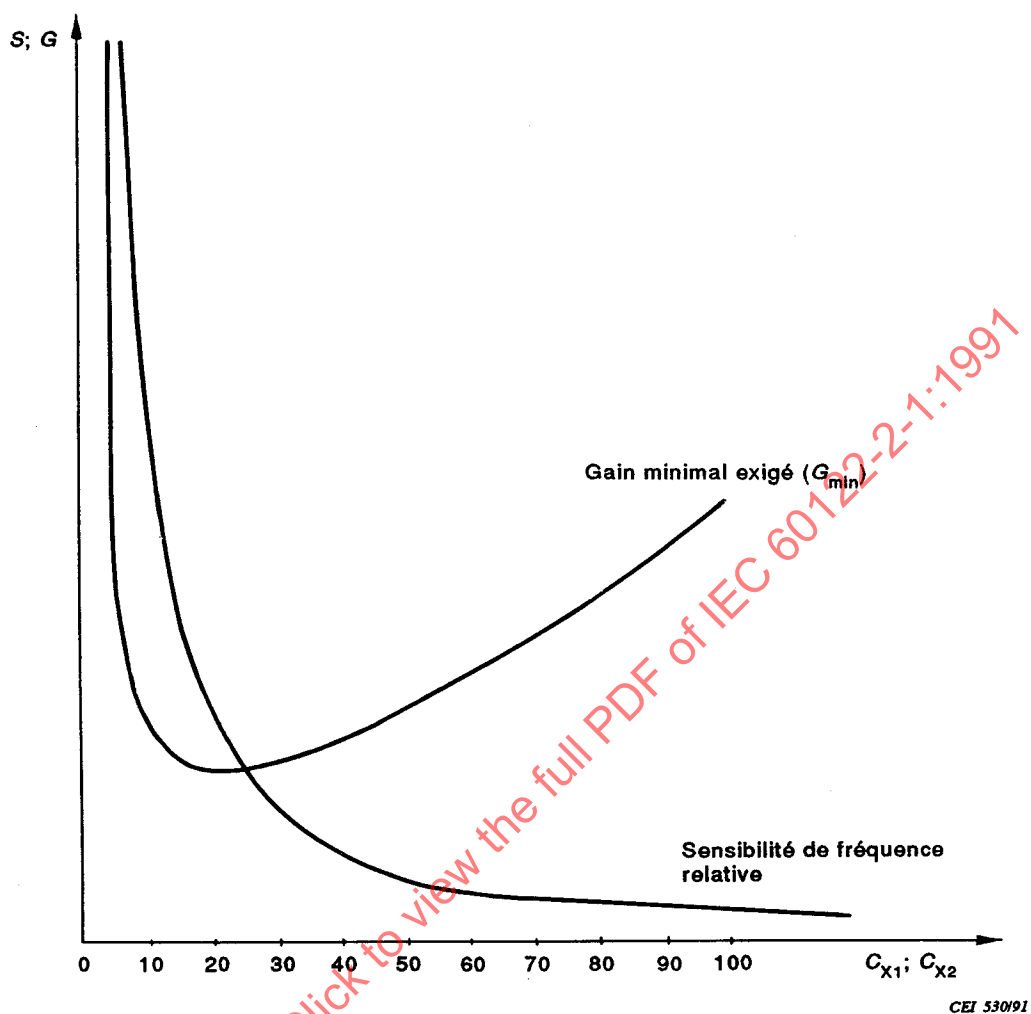


Figure 2 - Dépendance du gain minimal et de la sensibilité de fréquence relative sur la capacité de charge effective d'un oscillateur inverseur

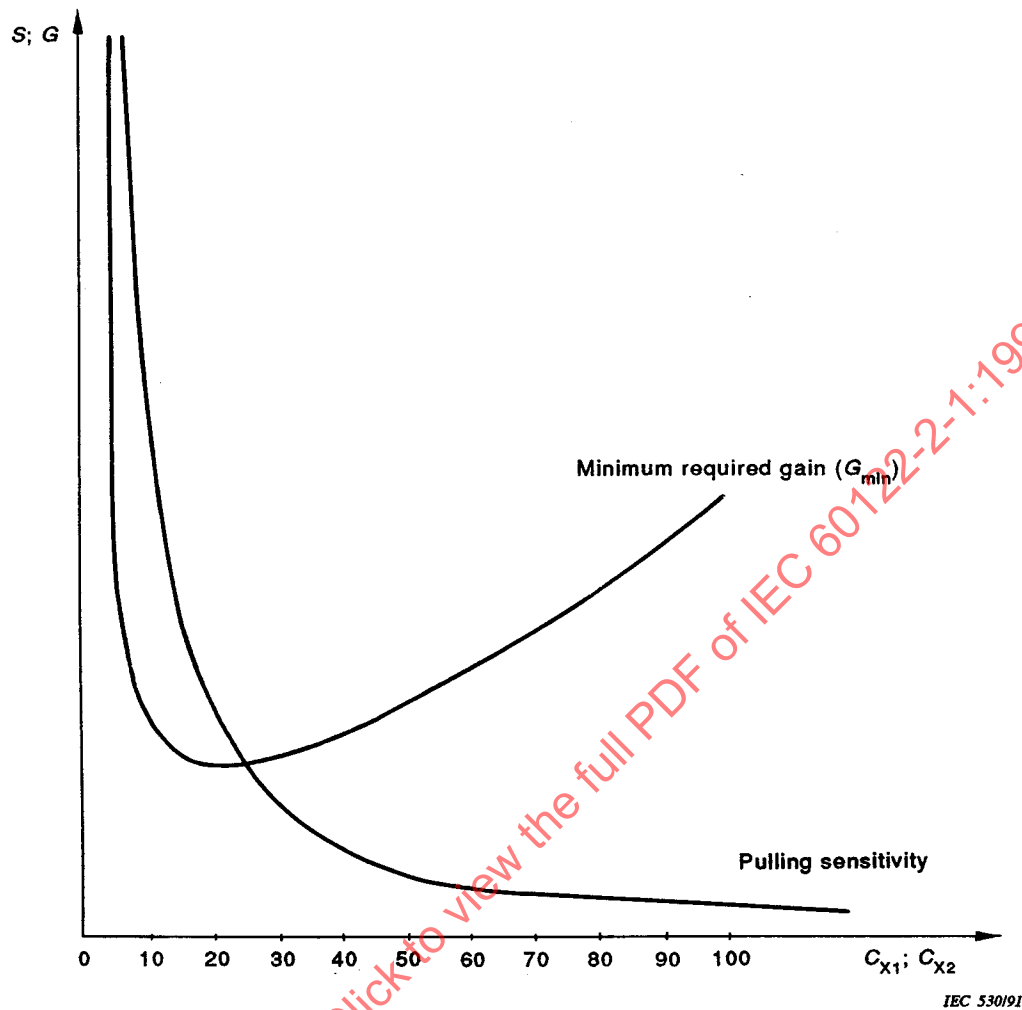


Figure 2 - Dependence of the minimum gain and the pulling sensitivity on the effective load capacitance of an inverting oscillator



$C_s$  est la capacité parasite  
 $C_{Cl}$  est la capacité intrinsèque effective du circuit intégré



**Figure 3b**

### Figure 3 - Circuits équivalents d'un oscillateur à quartz

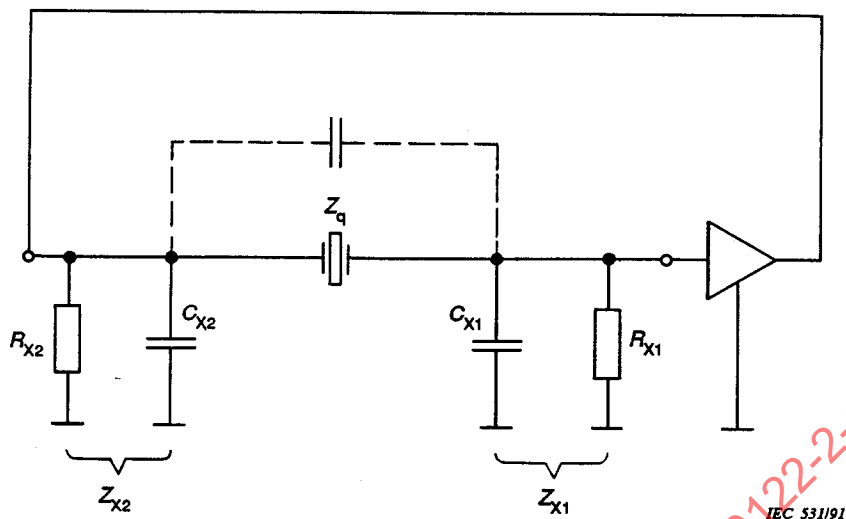
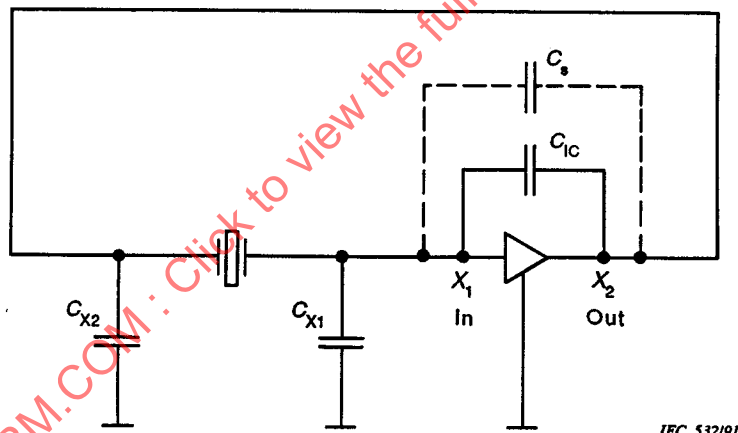


Figure 3a - The oscillator conditions are fulfilled if the loop gain exceeds unity at a frequency at which the total loop phase is  $2n\pi$  ( $n=0$  or some whole integer).



$C_s$  is the stray capacitance

$C_{IC}$  is the effective intrinsic capacitance of IC

Figure 3b

Figure 3 - Crystal oscillator equivalent circuits

Pour s'éloigner suffisamment de la fréquence d'antirésonance  $f_a$  instable, il convient que la capacité de charge minimale soit:

$$(C_L)_{\min} \geq 2 \cdot C_o \quad (4)$$

D'autre part une basse capacité de charge  $C_{L \min}$  augmentera le gain de boucle minimal nécessaire et la sensibilité de fréquence relative (par exemple pour diminuer la stabilité de fréquence) jusqu'au point où la condition de phase d'oscillation n'est plus remplie (voir figure 2).

La moyenne géométrique de  $C_{L \max}$  et  $C_{L \min}$  est définie, dans ce cas, comme la capacité de charge optimale:

$$C_{L \text{ opt}} = \sqrt{(C_L)_{\max} \cdot (C_L)_{\min}} \quad (5)$$

Si le gain de boucle maximal pour les circuits inverseurs MOS à un étage est limité à  $\leq 1,5 \text{ mA/V}$ , la figure 2 peut être utilisée pour calculer respectivement les valeurs limites pour la capacité de charge  $C_{L \max}$ ,  $C_{L \min}$  et  $C_{L \text{ opt}}$  (voir figure 4a dans la gamme de fréquences de 3 MHz à 12 MHz, par exemple). La gamme de décalage maximale pour les résonateurs à quartz qui peut être ainsi obtenue avec des valeurs limites  $C_{1 \max}$  et  $C_{o \max}$  est montrée à la figure 4b. Elle est calculée comme suit:

$$\frac{f_{L1} - f_{L2}}{f_w} \approx C_1 \frac{(C_L)_{\max} - (C_L)_{\min}}{2 \left[ C_o + (C_L)_{\min} \right] \left[ C_o + (C_L)_{\max} \right]} \quad (6)$$

### 3.5.2 Circuits de résonance série

Des circuits bipolaires (comportant des amplificateurs à deux étages non inverseurs avec une inductance intrinsèque effective  $L_{Cl}$  relativement grande due au retard de phase, voir figure 5) sont généralement utilisés pour produire les fréquences horloges jusqu'à 25 MHz approximativement. Il y a lieu que la résistance d'entrée et la résistance de sortie du circuit amplificateur (qui n'est pas montré) soient suffisamment petites. Le résonateur à quartz dont la réactance doit être capacitive pour remplir les exigences du circuit à réaction, fonctionne au-dessous de sa fréquence de résonance série, lorsqu'une capacité série extérieure additionnelle n'est pas prévue.

To ensure a sufficiently large distance from the unstable anti-resonance frequency  $f_a$ , the minimum load capacitance should be:

$$(C_L)_{\min} \geq 2 \cdot C_o \quad (4)$$

On the other hand, a low load capacitance  $C_{L \min}$  will increase the minimum necessary loop gain and the pulling sensitivity (e.g. to decrease the frequency stability) up to the point where the phase oscillating condition is no longer fulfilled (see figure 2).

The geometric mean of  $C_{L \max}$  and  $C_{L \min}$  is defined in this case as the optimum load capacitance:

$$C_{L \text{ opt}} = \sqrt{(C_L)_{\max} \cdot (C_L)_{\min}} \quad (5)$$

If the maximum loop gain for single-stage inverter MOS circuits is limited to  $\leq 1,5 \text{ mA/V}$ , figure 2 can be used to calculate respectively the limit values for the load capacitance  $C_{L \max}$ ,  $C_{L \min}$  and  $C_{L \text{ opt}}$  (see figure 4a in the 3 MHz to 12 MHz frequency range, for instance). The maximum pulling range for crystal units that can thus be attained with the limit values  $C_{L \max}$  and  $C_{o \max}$  is shown in figure 4b. It is calculated as follows:

$$\frac{f_{L1} - f_{L2}}{f_w} \approx C_1 \frac{(C_L)_{\max} - (C_L)_{\min}}{2 \left[ C_o + (C_L)_{\min} \right] \left[ C_o + (C_L)_{\max} \right]} \quad (6)$$

### 3.5.2 Series resonance circuits

Bipolar circuits (including two-stage non-inverting amplifiers with a relatively large effective intrinsic inductance  $L_{ic}$  due to phase delay, figure 5) are generally used for producing clock frequencies up to approximately 25 MHz. The input and output resistance of the amplifier circuit (not shown) should be sufficiently small. The crystal unit, the reactance of which shall be capacitive to meet feedback requirements, is operated below its series resonance frequency if no additional external series capacitance is provided.

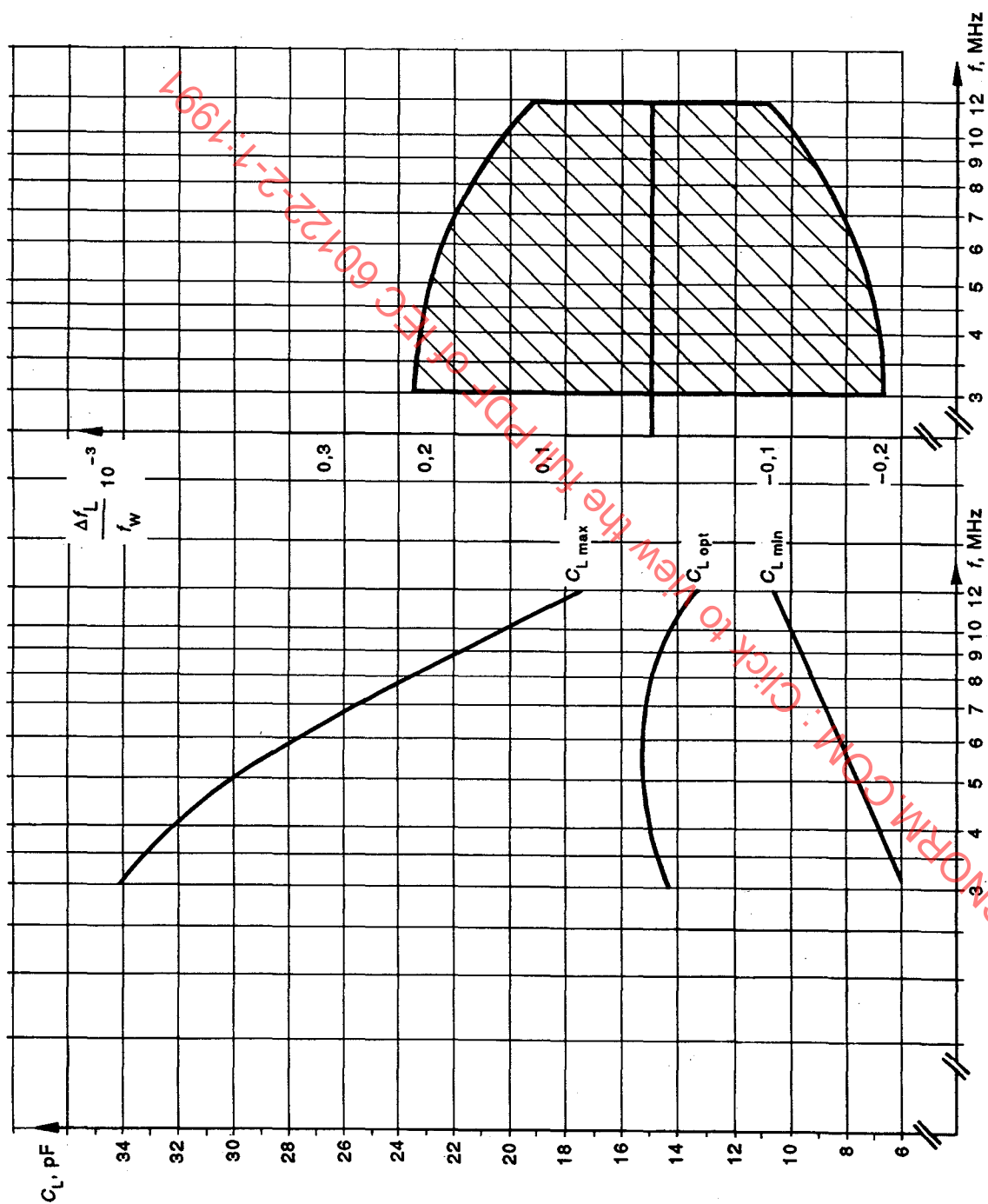
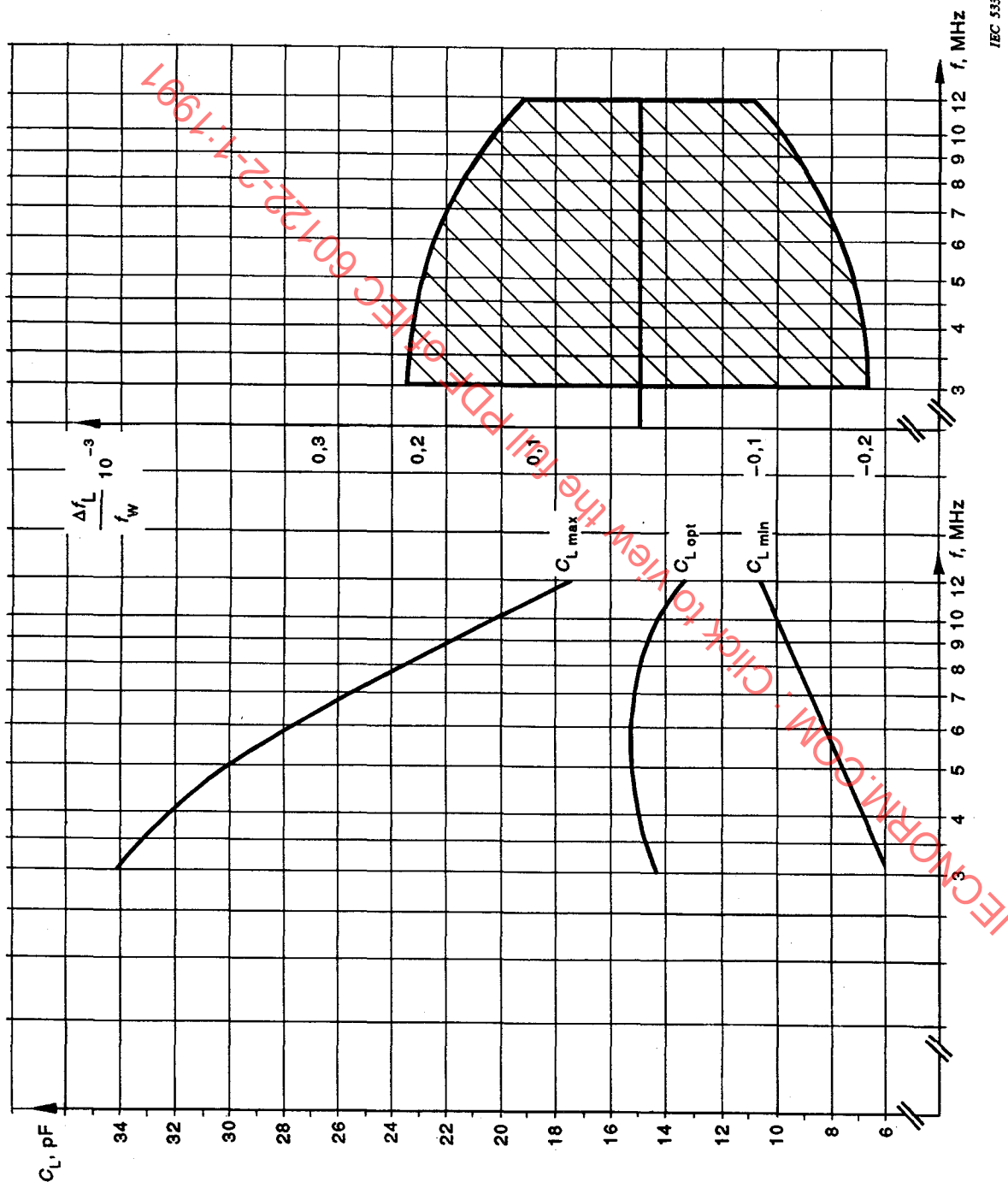


Figure 4a - Valeurs limites pour  $C_L$   
(boîtiers type DP)

Figure 4b - Gamme de décalage maximale pour  $C_L$   
Voir figure 4a (boîtiers type DP)

Figure 4

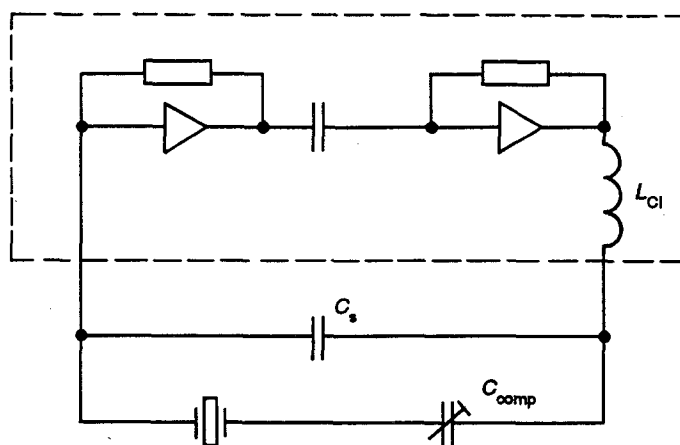


IEC 533/91

Figure 4a - Limit values for  $C_L$   
(Type DP)

Figure 4b - Maximum pulling range for  $C_L$   
See figure 4a (Type DP)

Figure 4



CEI 534/91

Figure 5 - Circuit équivalent d'un oscillateur à quartz à résonance série

L'inductance intrinsèque  $L_{CI}$  du circuit intégré peut devenir tellement grande que l'oscillation passe d'un état stable commandé par le résonateur à un état instable extrêmement changeant. Il est habituel de compenser  $L_{CI}$  en connectant une capacité  $C_{comp}$  en série avec le résonateur à quartz obligeant ce dernier à fonctionner à nouveau au voisinage de sa fréquence de résonance  $f_r$ . Il est recommandé de fixer la capacité  $C_{comp}$  à une valeur telle que le résonateur à quartz fonctionne à la fréquence:

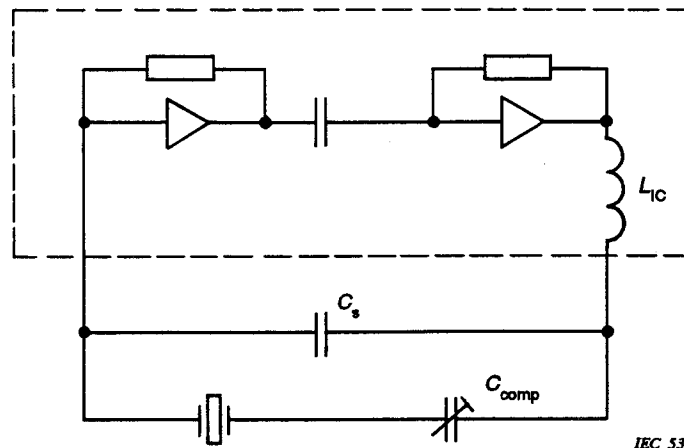
$$f_w \approx f_r (1 \pm 0,2 \times 10^{-3})$$

Pour cela,  $C_{comp}$  doit être tout d'abord ajustée jusqu'à ce que  $f_w = f_r$ . Il est ensuite nécessaire de déterminer la gamme admissible dans laquelle  $C_{comp}$  peut varier pour produire un changement relatif de fréquence suivant:

$$\Delta f_w / f_w \approx \pm 0,2 \times 10^{-3}$$

Le tableau III et la publication [1]\* donnent les valeurs de  $C_{comp}$  pour les résonateurs à quartz normalisés montés dans les boîtiers de types DP et CK lorsqu'on utilise des circuits bipolaires.

\* Les références entre crochets se rapportent à la bibliographie.



IEC 534191

Figure 5 - Equivalent circuit of a series resonance oscillator

The intrinsic inductance  $L_{IC}$  of the integrated circuit may become so large that the oscillation passes from a stable, crystal-controlled state to an unstable, widely varying state. It is usual to compensate for  $L_{IC}$  by connecting a capacitance  $C_{comp}$  in series with the crystal unit, causing the latter to operate again near its resonance frequency  $f_r$ . The value of the capacitance  $C_{comp}$  should be chosen so that the crystal unit will operate at a frequency:

$$f_w \approx f_r (1 \pm 0,2 \times 10^{-3})$$

To do this,  $C_{comp}$  shall first be adjusted until  $f_w = f_r$ . It is then necessary to determine the permissible range over which  $C_{comp}$  can be varied to produce a relative change in frequency of:

$$\Delta f_w / f_w \approx \pm 0,2 \times 10^{-3}$$

Table III and publication [1] give values of  $C_{comp}$  for standard crystal units mounted in enclosure Types DP and CK when using bipolar circuits.

\* The references in brackets refer to the bibliography.

#### 4 Mesure de la fréquence de fonctionnement $f_w$ et des paramètres du circuit

##### 4.1 Fréquence de fonctionnement $f_w$

La fréquence de fonctionnement  $f_w$  est la fréquence produite par la combinaison d'un circuit oscillateur et d'un résonateur à quartz. La plupart des chips de microprocesseur donnent un signal horloge de sortie capable de piloter l'équipement de mesure, qui est généralement un sous-multiple connu de la fréquence de commande de l'oscillateur. En mesurant la fréquence de cette sortie, on peut déduire la fréquence d'oscillation sans perturbations dues aux impédances additionnelles dans la boucle de l'oscillateur. Fréquemment les circuits n'ont pas de point d'essai correspondant pour la mesure de la fréquence de fonctionnement  $f_w$  qui permettrait de faire des mesures sans effet négatif sur le fonctionnement du résonateur, effet qui, dans la plupart des cas, est causé par une charge capacitive excessive produite par l'élément sensible. Dans ces cas, la fréquence de fonctionnement  $f_w$  peut être mesurée au point d'essai (PE) par un condensateur relativement petit (par exemple  $C_k = 0,5$  pF) (voir figure 6).

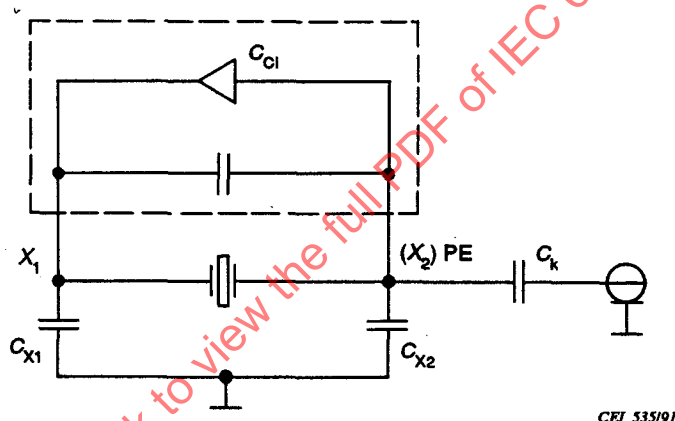


Figure 6 - Circuit équivalent d'un oscillateur utilisant le résonateur à quartz comme l'inductance

Lorsque la tension de sortie RF est trop basse par suite de couplage faible il convient qu'elle soit élevée au moyen d'un amplificateur à large bande pour entraîner un compteur de fréquence disponible dans le commerce.

##### 4.2 Détermination de $C_L$ et $C_{C1}$

Il est bon que le résonateur à quartz et les composants de l'oscillateur soient connectés au circuit intégré d'oscillateur au moyen de sorties courtes pour empêcher des effets nuisibles des tensions de bruit.

4.2.1 En appliquant la méthode de mesure passive (Publication 444-4 de la CEI) au même résonateur à quartz et en ajustant la capacité de charge à la valeur donnant  $f_L = f_w$ , on peut obtenir la capacité de charge  $C_L$ . La substitution de cette valeur dans l'équation (3) permet de déterminer la capacité intrinsèque du circuit intégré, lorsque les valeurs de  $C_{X1}$  et  $C_{X2}$  sont connues.

## 4 Measurement of working frequency $f_w$ and circuit parameters

### 4.1 Working frequency $f_w$

The working frequency  $f_w$  is the frequency which is generated by the combination of an oscillator circuit and a crystal unit. Most microprocessor chips provide an output clock signal capable of driving measurement equipment, which is usually some known submultiple of the controlling oscillator frequency. By measuring the frequency of this output, one may infer the oscillator frequency without perturbations due to added impedances in the oscillator loop. Circuits are frequently not provided with a suitable test point for measuring the working frequency  $f_w$  which would allow measurements to be made without impairing the crystal unit operation due mostly to the excessive capacitive load produced by the sensor. In these cases the working frequency  $f_w$  may be measured at a test point (TP) via a relatively small capacitor (e.g.  $C_k = 0,5$  pF) (see figure 6).

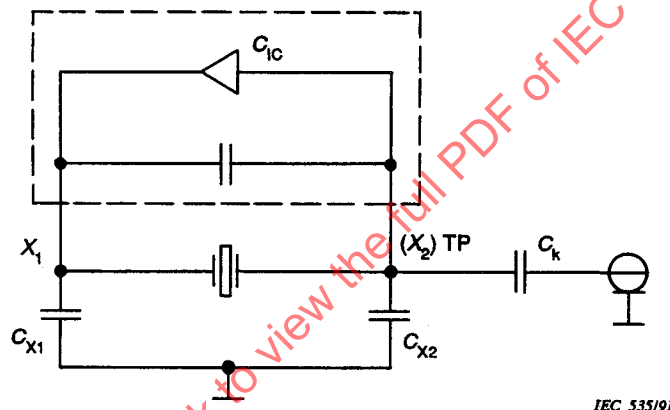


Figure 6 - Crystal oscillator equivalent circuit using crystal unit as an inductance

If the RF output voltage is too low as a result of weak coupling, it should be increased by a wide-band amplifier to drive a commercially available frequency counter.

### 4.2 Determination of $C_L$ and $C_{IC}$

The crystal unit and the oscillator components should be connected to the oscillator integrated circuit by means of short leads to prevent the harmful effect of noise voltages.

4.2.1 By applying the passive measurement method (IEC Publication 444-4) to the same crystal and adjusting the load capacitor to a value yielding  $f_L = f_w$ , the load capacitance  $C_L$  can be obtained. The substitution of this value in equation (3) allows the determination of the intrinsic capacitance of the IC, if  $C_{X1}$  and  $C_{X2}$  are known.

Pour déterminer les valeurs typiques de la capacité intrinsèque effective  $C_{CI}$  d'un circuit inverseur MOS à un étage, le résonateur à quartz doit être amené le plus près possible des points  $X_1$  et  $X_2$ . Une autre méthode pour déterminer  $C_{CI}$  consiste à mesurer  $f_r$  et à calculer  $C_{CI}$  de l'équation de décalage:

$$C_L \approx C_1 \cdot \frac{f_r}{2 \Delta f} - C_o \quad (7)$$

où  $\Delta f = f_w - f_r$ .

#### 4.3 Détermination de $L_{CI}$ (voir figure 5 et voir 3.5.2)

Les valeurs typiques pour l'inductance effective intrinsèque  $L_{CI}$  des circuits bipolaires peuvent être déterminées analogiquement (il faut noter que  $L_{CI}$  varie habituellement en fonction de la tension, de la fréquence et de la température). Lorsque le circuit de la figure 5 est utilisé sans  $C_{comp}$ , la fréquence de fonctionnement  $f_w = f_{LCI}$  est obtenue.

Avec cette valeur et la fréquence de résonance  $f_r$ , l'inductance intrinsèque est donnée par:

$$L_{CI} = \frac{1}{\omega^2 C_o - \frac{f_r}{2L_1 \Delta f}} \approx -L_1 \frac{2 \Delta f}{f_r} \quad (8)$$

lorsque le premier terme  $\omega^2 C_o$  peut être négligé

où  $\Delta f = f_{LCI} - f_r$ .

## 5 Considérations pratiques de construction des circuits

### 5.1 Circuits inverseurs MOS à un étage

Voir la figure 7.

Exemple:  $C_{CI} \approx 4$  pF  
 $C_s \approx 1$  pF

applicable aux résonateurs à quartz dans le boîtier de type DP avec  $C_{1 \max}$  et  $C_{o \max}$  (voir figure 1).

Tableau I - Valeurs typiques de  $C_{X1}$ ,  $C_{X2}$  d'un résonateur à quartz

| $f_w$<br>(MHz) | $(C_{X1})_{\min}$<br>(pF) | $(C_{X1})_{\max}$<br>(pF) | $(C_{X2})_{\min}$<br>(pF) | $(C_{X2})_{\max}$<br>(pF) | $(C_{X1})_{\text{opt}}$<br>(pF) | $(C_{X2})_{\text{opt}}$<br>(pF) |
|----------------|---------------------------|---------------------------|---------------------------|---------------------------|---------------------------------|---------------------------------|
| 3              | 4                         | 58                        | 4                         | 58                        | 19                              | 19                              |
| 5              | 6                         | 50                        | 6                         | 50                        | 21                              | 21                              |
| 6              | 8                         | 46                        | 8                         | 46                        | 21                              | 21                              |
| 8              | 10                        | 36                        | 10                        | 36                        | 20                              | 20                              |
| 10             | 12                        | 30                        | 12                        | 30                        | 19                              | 19                              |
| 12             | 12                        | 24                        | 12                        | 24                        | 17                              | 17                              |

To determine typical values for the effective intrinsic capacitance  $C_{IC}$  of a single-stage inverter MOS circuit, the crystal unit shall be brought as close to points  $X_1$  and  $X_2$  as possible. Another method of determining  $C_{IC}$  is to measure  $f_r$  and calculate  $C_{IC}$  from the pulling equation:

$$C_L \approx C_1 \cdot \frac{f_r}{2 \Delta f} - C_o \quad (7)$$

where  $\Delta f = f_w - f_r$ .

#### 4.3 Determination of $L_{IC}$ (see figure 5 and sub-clause 3.5.2)

Typical values for the effective intrinsic inductance  $L_{IC}$  of bipolar circuits can be determined analogously (note that  $L_{IC}$  generally changes with voltage, frequency and temperature). If the circuit of figure 5 is used without  $C_{comp}$ , the working frequency  $f_w = f_{L IC}$  is obtained.

With this value and the resonance frequency  $f_r$ , the intrinsic inductance is given by:

$$L_{IC} = \frac{1}{\omega^2 C_o - \frac{f_r}{2 L_1 \Delta f}} \approx -L_1 \frac{2 \Delta f}{f_r} \quad (8)$$

if the first term  $\omega^2 C_o$  can be neglected

where  $\Delta f = f_{L IC} - f_r$ .

## 5 Practical circuit design considerations

### 5.1 Single-stage inverter MOS circuits

See figure 7.

Example:  $C_{IC} \approx 4 \text{ pF}$   
 $C_s \approx 1 \text{ pF}$

applies to crystal units in the enclosure Type DP with  $C_{1 \text{ max}}$  and  $C_{o \text{ max}}$  (see figure 1)

Table I - Typical values of  $C_{X1}$ ;  $C_{X2}$  of a crystal unit

| $f_w$<br>(MHz) | $(C_{X1})_{\min}$<br>(pF) | $(C_{X1})_{\max}$<br>(pF) | $(C_{X2})_{\min}$<br>(pF) | $(C_{X2})_{\max}$<br>(pF) | $(C_{X1})_{\text{opt}}$<br>(pF) | $(C_{X2})_{\text{opt}}$<br>(pF) |
|----------------|---------------------------|---------------------------|---------------------------|---------------------------|---------------------------------|---------------------------------|
| 3              | 4                         | 58                        | 4                         | 58                        | 19                              | 19                              |
| 5              | 6                         | 50                        | 6                         | 50                        | 21                              | 21                              |
| 6              | 8                         | 46                        | 8                         | 46                        | 21                              | 21                              |
| 8              | 10                        | 36                        | 10                        | 36                        | 20                              | 20                              |
| 10             | 12                        | 30                        | 12                        | 30                        | 19                              | 19                              |
| 12             | 12                        | 24                        | 12                        | 24                        | 17                              | 17                              |

De la formule (5) et des équations (2a) et (4):

$$C_{X2} \geq C_{X1} \geq \frac{C_{X2}}{2}$$

Les tensions RF (amplitudes) présentes à l'entrée  $X_1$  et à la sortie  $X_2$  peuvent être modifiées en changeant le rapport de  $C_{X1}$  à  $C_{X2}$  (à la terre dans chaque cas). Une augmentation de  $C_{X2}$  diminue l'amplitude à  $X_2$  et augmente l'amplitude à  $X_1$  de la même valeur jusqu'à saturation.

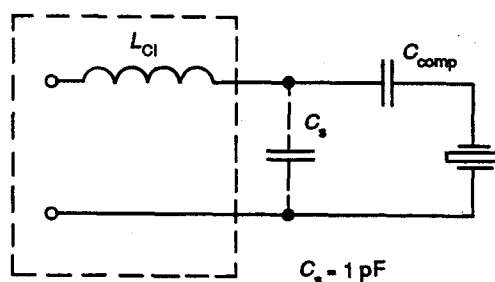
En augmentant la capacité de charge  $C_L$ , la stabilité de la fréquence s'améliore, mais le temps de démarrage de l'oscillation augmente. Il est bon que la capacité de charge optimale  $(C_L)_{opt}$  soit généralement utilisée lorsqu'un compromis est exigé.

## 5.2 Circuits bipolaires à résonance série (TTL normales)

Compensation de  $L_{Cl}$  (voir Tableau II)

Tableau II - Valeurs de  $C_{comp}$  pour les résonateurs à quartz dans les boîtiers de type CK. Valeurs moyennes (voir figure 1)

| $f_w$<br>(MHz) | $(C_{comp})_{min}$<br>(pF) | $(C_{comp})_{max}$<br>(pF) | $(C_{comp})_{opt}$<br>(pF) |
|----------------|----------------------------|----------------------------|----------------------------|
| 12             | ≈14                        | ≈250                       | ≈30                        |
| 15             | ≈11                        | ≈32                        | ≈18                        |
| 18             | ≈8,5                       | ≈16,5                      | ≈12                        |
| 20             | ≈7,5                       | ≈12                        | ≈9                         |
| 22             | ≈6                         | ≈9                         | ≈7,5                       |
| 25             | ≈5                         | ≈7                         | ≈6                         |



CEI 536/91

Figure 7- Circuit équivalent pour la compensation de l'inductance parasite du circuit équivalent

From formula (5) and equations (2a) and (4):

$$C_{X2} \geq C_{X1} \geq \frac{C_{X2}}{2}$$

The RF voltages (amplitudes) present at input  $X_1$  and output  $X_2$  can be varied by changing the ratio of  $C_{X1}$  to  $C_{X2}$  (to ground in each case). Increasing  $C_{X2}$  decreases the amplitude at  $X_2$  and increases the amplitude at  $X_1$  by the same amount up to saturation.

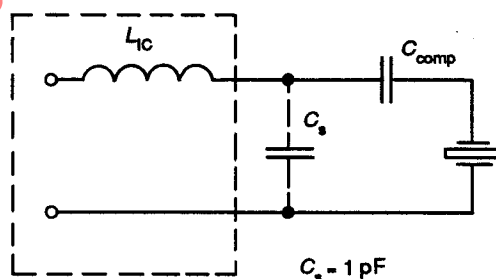
With increasing load capacitance  $C_L$ , the frequency stability improves but the start-up time of the oscillation increases. The optimum load capacitance  $(C_L)_{opt}$  should generally be used when a compromise is required.

## 5.2 Bipolar series resonance circuits (Standard TTL)

Compensation of  $L_{IC}$  (see Table II)

Table II -  $C_{comp}$  values for crystal units in enclosures Type CK.  
Mean values (figure 1)

| $f_w$<br>(MHz) | $(C_{comp})_{min}$<br>(pF) | $(C_{comp})_{max}$<br>(pF) | $(C_{comp})_{opt}$<br>(pF) |
|----------------|----------------------------|----------------------------|----------------------------|
| 12             | ≈14                        | ≈250                       | ≈30                        |
| 15             | ≈11                        | ≈32                        | ≈18                        |
| 18             | ≈8,5                       | ≈16,5                      | ≈12                        |
| 20             | ≈7,5                       | ≈12                        | ≈9                         |
| 22             | ≈6                         | ≈9                         | ≈7,5                       |
| 25             | ≈5                         | ≈7                         | ≈6                         |



IEC 536/91

Figure 7 - Equivalent circuit for parasitic IC inductance compensation

## 6 Valeurs typiques des tolérances sur la fréquence de fonctionnement $f_w$

La variation des paramètres du circuit équivalent électrique du résonateur à quartz (figure 1) et des propriétés ( $C_{C1}$  et  $L_{C1}$ ) des circuits utilisés d'une part, le choix des composants de l'oscillateur et leurs tolérances d'autre part ont un effet relativement important sur la fréquence de fonctionnement  $f_w$ .

La tolérance spécifiée par l'utilisateur détermine dans quelle mesure ces influences sur  $f_w$  doivent être prises en considération par le fabricant de résonateurs à quartz normalisés ainsi que par l'utilisateur lui-même. Une vue d'ensemble des gammes usuelles de tolérances avec les conséquences pour les utilisateurs et les fabricants est donnée dans le tableau III. La tolérance globale est divisée en deux termes, l'un dépendant, l'autre indépendant de la température:

$$\left( \frac{\Delta f_w}{f_w} \right)_{\text{glob}} = \left( \frac{\Delta f_w}{f_w} \right)_{25^\circ\text{C}} + \left( \frac{\Delta f_w}{f_w} \right)_{\theta} \quad (9)$$

Le changement de la fréquence dans la gamme de températures dépend principalement de la configuration et de la coupe du résonateur à quartz et dans une certaine mesure de l'influence du circuit. Il peut être optimisé, lorsque cela est nécessaire, de manière que la partie de l'équation (9) dépendant de la température soit la moitié de la tolérance globale dans une gamme usuelle des températures de fonctionnement  $\Delta \theta = 0$  à  $70^\circ\text{C}$ :

$$\left( \frac{\Delta f_w}{f_w} \right)_{\theta} \approx 0,5 \left( \frac{\Delta f_w}{f_w} \right)_{\text{glob}} \quad (10)$$

La tolérance spécifiée par le fabricant des résonateurs à quartz à la température de  $25^\circ\text{C}$  peut également être réduite conformément au tableau III. Cela inclut une tolérance de  $\pm 10 \times 10^{-6}$  pour couvrir la différence en caractéristique température-fréquence pour un fonctionnement en résonance à la charge en comparaison avec un fonctionnement en résonance série et une autre  $\pm 10 \times 10^{-6}$  pour permettre un décalage de la fréquence avec le temps (vieillessement).

## 6 Typical values for working frequency $f_w$ tolerances

The variation of the crystal unit equivalent electrical parameters (figure 1) and the properties ( $C_{IC}$  and  $L_{IC}$ ) of the circuits used on the one hand, and the choice of the oscillator components and their tolerances on the other hand, have a relatively great effect on working frequency  $f_w$ .

The specified tolerance of the user determines to what extent these influences on  $f_w$  shall be considered by the manufacturer of the standard type crystal units as well as by the user himself. A survey of usual tolerance ranges together with the consequences for users and manufacturers is given in table III. The total tolerance is split into two terms, one dependent and the other independent of the temperature:

$$\left( \frac{\Delta f_w}{f_w} \right)_{\text{tot}} = \left( \frac{\Delta f_w}{f_w} \right)_{25^\circ\text{C}} + \left( \frac{\Delta f_w}{f_w} \right)_{\theta} \quad (9)$$

The frequency change over the temperature range is mainly dependent on the shape and cut of the crystal resonator and to a certain extent on the circuit influence. It can be optimized, if necessary, so that the temperature-dependent part in (9) takes only half the total tolerance over the usual operating temperature range  $\Delta\theta = 0$  to  $70^\circ\text{C}$ :

$$\left( \frac{\Delta f_w}{f_w} \right)_{\theta} \approx 0,5 \left( \frac{\Delta f_w}{f_w} \right)_{\text{tot}} \quad (10)$$

The crystal unit manufacturer's tolerance at  $25^\circ\text{C}$  may also be reduced according to Table III. This includes an allowance of  $\pm 10 \times 10^{-6}$  to cover the difference in the frequency-temperature characteristic when operating at load resonance compared with the series resonance and a further  $\pm 10 \times 10^{-6}$  to allow for the frequency shift with time (ageing).