

INTERNATIONAL STANDARD

NORME INTERNATIONALE

**Waveguide type dielectric resonators –
Part 2: Guidelines for oscillator and filter applications**

**Résonateurs diélectriques à modes guidés –
Partie 2: Lignes directrices pour l'application aux filtres et aux oscillateurs**

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of IEC 61338-2:2004



THIS PUBLICATION IS COPYRIGHT PROTECTED

Copyright © 2004 IEC, Geneva, Switzerland

All rights reserved. Unless otherwise specified, 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 either IEC or IEC's member National Committee in the country of the requester. If you have any questions about IEC copyright or have an enquiry about obtaining additional rights to this publication, please contact the address below or your local IEC member National Committee for further information.

Droits de reproduction réservés. Sauf indication contraire, 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'IEC ou du Comité national de l'IEC du pays du demandeur. Si vous avez des questions sur le copyright de l'IEC ou si vous désirez obtenir des droits supplémentaires sur cette publication, utilisez les coordonnées ci-après ou contactez le Comité national de l'IEC de votre pays de résidence.

IEC Central Office
3, rue de Varembe
CH-1211 Geneva 20
Switzerland

Tel.: +41 22 919 02 11
Fax: +41 22 919 03 00
info@iec.ch
www.iec.ch

About the IEC

The International Electrotechnical Commission (IEC) is the leading global organization that prepares and publishes International Standards for all electrical, electronic and related technologies.

About IEC publications

The technical content of IEC publications is kept under constant review by the IEC. Please make sure that you have the latest edition, a corrigenda or an amendment might have been published.

IEC Catalogue - webstore.iec.ch/catalogue

The stand-alone application for consulting the entire bibliographical information on IEC International Standards, Technical Specifications, Technical Reports and other documents. Available for PC, Mac OS, Android Tablets and iPad.

IEC publications search - www.iec.ch/searchpub

The advanced search enables to find IEC publications by a variety of criteria (reference number, text, technical committee,...). It also gives information on projects, replaced and withdrawn publications.

IEC Just Published - webstore.iec.ch/justpublished

Stay up to date on all new IEC publications. Just Published details all new publications released. Available online and also once a month by email.

Electropedia - www.electropedia.org

The world's leading online dictionary of electronic and electrical terms containing more than 30 000 terms and definitions in English and French, with equivalent terms in 14 additional languages. Also known as the International Electrotechnical Vocabulary (IEV) online.

IEC Glossary - std.iec.ch/glossary

More than 55 000 electrotechnical terminology entries in English and French extracted from the Terms and Definitions clause of IEC publications issued since 2002. Some entries have been collected from earlier publications of IEC TC 37, 77, 86 and CISPR.

IEC Customer Service Centre - webstore.iec.ch/csc

If you wish to give us your feedback on this publication or need further assistance, please contact the Customer Service Centre: csc@iec.ch.

A propos de l'IEC

La Commission Electrotechnique Internationale (IEC) est la première organisation mondiale qui élabore et publie des Normes internationales pour tout ce qui a trait à l'électricité, à l'électronique et aux technologies apparentées.

A propos des publications IEC

Le contenu technique des publications IEC est constamment revu. Veuillez vous assurer que vous possédez l'édition la plus récente, un corrigendum ou amendement peut avoir été publié.

Catalogue IEC - webstore.iec.ch/catalogue

Application autonome pour consulter tous les renseignements bibliographiques sur les Normes internationales, Spécifications techniques, Rapports techniques et autres documents de l'IEC. Disponible pour PC, Mac OS, tablettes Android et iPad.

Recherche de publications IEC - www.iec.ch/searchpub

La recherche avancée permet de trouver des publications IEC en utilisant différents critères (numéro de référence, texte, comité d'études,...). Elle donne aussi des informations sur les projets et les publications remplacées ou retirées.

IEC Just Published - webstore.iec.ch/justpublished

Restez informé sur les nouvelles publications IEC. Just Published détaille les nouvelles publications parues. Disponible en ligne et aussi une fois par mois par email.

Electropedia - www.electropedia.org

Le premier dictionnaire en ligne de termes électroniques et électriques. Il contient plus de 30 000 termes et définitions en anglais et en français, ainsi que les termes équivalents dans 14 langues additionnelles. Egalement appelé Vocabulaire Electrotechnique International (IEV) en ligne.

Glossaire IEC - std.iec.ch/glossary

Plus de 55 000 entrées terminologiques électrotechniques, en anglais et en français, extraites des articles Termes et Définitions des publications IEC parues depuis 2002. Plus certaines entrées antérieures extraites des publications des CE 37, 77, 86 et CISPR de l'IEC.

Service Clients - webstore.iec.ch/csc

Si vous désirez nous donner des commentaires sur cette publication ou si vous avez des questions contactez-nous: csc@iec.ch.

INTERNATIONAL STANDARD

NORME INTERNATIONALE

**Waveguide type dielectric resonators –
Part 2: Guidelines for oscillator and filter applications**

**Résonateurs diélectriques à modes guidés –
Partie 2: Lignes directrices pour l'application aux filtres et aux oscillateurs**

INTERNATIONAL
ELECTROTECHNICAL
COMMISSION

COMMISSION
ELECTROTECHNIQUE
INTERNATIONALE

PRICE CODE
CODE PRIX



ICS 31.140

ISBN 978-2-8322-1338-4

**Warning! Make sure that you obtained this publication from an authorized distributor.
Attention! Veuillez vous assurer que vous avez obtenu cette publication via un distributeur agréé.**

CONTENTS

FOREWORD.....	4
INTRODUCTION.....	5
1 Scope.....	7
2 Normative references.....	7
3 Technical overview	8
4 Fundamentals of waveguide type dielectric resonators	8
4.1 Principle of operation.....	8
4.2 Basic structure	9
5 Dielectric resonator characteristics	9
5.1 Characteristics of dielectric resonator materials	9
5.2 Characteristics of shielding conductor.....	10
5.3 Characteristics of resonance modes	10
5.4 Example of applications	16
6 Application guide for oscillators.....	17
6.1 Practical remarks for oscillators	17
6.2 Oscillator using $TE_{01\delta}$ mode resonator.....	18
6.3 Oscillator using TEM mode resonator.....	19
Annex A (normative)	29
Bibliography.....	30
Figure 1 – Electromagnetic wave passing through a dielectric waveguide with relative permittivity ϵ'	20
Figure 2 – $TE_{01\delta}$ mode, TM_{010} mode, and quarter wavelength TEM mode dielectric resonators.....	20
Figure 3 – Equivalent circuits of dielectric resonator coupled to external circuit.....	21
Figure 4 – Cross-section of $TE_{01\delta}$ mode resonator with excitation terminal	21
Figure 5 – Dimension of $TE_{01\delta}$ mode resonator	22
Figure 6 – Mode chart for $TE_{01\delta}$ mode resonator	22
Figure 7 – Cross-section of TM_{010} mode resonator with excitation terminal.....	22
Figure 8 – Rectangular type $\lambda/4$ TEM mode resonator mounted on PWB.....	23
Figure 9 – TEM mode resonator with metal terminal moulded by resin	23
Figure 10 – Cylinder type and rectangular type $\lambda/4$ TEM mode resonators.....	23
Figure 11 – $\lambda/4$ TEM mode resonators with stepped inner diameter.....	23
Figure 12 – Microstripline resonator	24
Figure 13 – Stripline resonator	24
Figure 14 – Example of a frequency tuning mechanism of a dielectric resonator	24
Figure 15 – Example of a reflection-type oscillator.....	25
Figure 16 – Example of a feedback-type oscillator	25
Figure 17 – Simplified diagram of a reflection-type oscillator.....	25

Figure 18 – Example of a reflection-type voltage-controlled oscillator.....	26
Figure 19 – Example of a feedback-type voltage-controlled oscillator.....	26
Figure 20 – Configuration of VCO using a TEM mode resonator.....	26
Table 1 – Characteristics of available dielectric resonator materials.....	27
Table 2 – Characteristics of substrate materials	27
Table 3 – Comparison of size and unloaded Q of dielectric resonators with three resonance modes.....	27
Table 4 – Example of applications	28
Table A.1 – References to relevant publications	29

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of IEC 61338-2:2004

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION

WAVEGUIDE TYPE DIELECTRIC RESONATORS –

Part 2: Guidelines for oscillator and filter applications

FOREWORD

- 1) The International Electrotechnical Commission (IEC) is a worldwide organization for standardization comprising all national electrotechnical committees (IEC National Committees). The object of IEC is to promote international co-operation on all questions concerning standardization in the electrical and electronic fields. To this end and in addition to other activities, IEC publishes International Standards, Technical Specifications, Technical Reports, Publicly Available Specifications (PAS) and Guides (hereafter referred to as "IEC Publication(s)"). Their preparation is entrusted to technical committees; any IEC National Committee interested in the subject dealt with may participate in this preparatory work. International, governmental and non-governmental organizations liaising with the IEC also participate in this preparation. IEC collaborates closely with the International Organization for Standardization (ISO) in accordance with conditions determined by agreement between the two organizations.
- 2) The formal decisions or agreements of IEC on technical matters express, as nearly as possible, an international consensus of opinion on the relevant subjects since each technical committee has representation from all interested IEC National Committees.
- 3) IEC Publications have the form of recommendations for international use and are accepted by IEC National Committees in that sense. While all reasonable efforts are made to ensure that the technical content of IEC Publications is accurate, IEC cannot be held responsible for the way in which they are used or for any misinterpretation by any end user.
- 4) In order to promote international uniformity, IEC National Committees undertake to apply IEC Publications transparently to the maximum extent possible in their national and regional publications. Any divergence between any IEC Publication and the corresponding national or regional publication shall be clearly indicated in the latter.
- 5) IEC provides no marking procedure to indicate its approval and cannot be rendered responsible for any equipment declared to be in conformity with an IEC Publication.
- 6) All users should ensure that they have the latest edition of this publication.
- 7) No liability shall attach to IEC or its directors, employees, servants or agents including individual experts and members of its technical committees and IEC National Committees for any personal injury, property damage or other damage of any nature whatsoever, whether direct or indirect, or for costs (including legal fees) and expenses arising out of the publication, use of, or reliance upon, this IEC Publication or any other IEC Publications.
- 8) Attention is drawn to the normative references cited in this publication. Use of the referenced publications is indispensable for the correct application of this publication.
- 9) Attention is drawn to the possibility that some of the elements of this IEC Publication may be the subject of patent rights. IEC shall not be held responsible for identifying any or all such patent rights.

International Standard IEC 61338-2 has been prepared by IEC technical committee 49: Piezoelectric and dielectric devices for frequency control and selection.

This standard cancels and replaces IEC/PAS 61338-2 published in 2000. This first edition constitutes a technical revision.

This bilingual version (2014-02) corresponds to the monolingual English version, published in 2004-05.

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

FDIS	Report on voting
49/656/FDIS	49/674/RVD

Full information on the voting for the approval of this standard can be found in the report on voting indicated in the above table.

The French version of this standard has not been voted upon.

This publication has been drafted in accordance with the ISO/IEC Directives, Part 2.

The committee has decided that the contents of this publication will remain unchanged until 2008. At this date, the publication will be

- reconfirmed;
- withdrawn;
- replaced by a revised edition, or
- amended.

IEC 61338 consists of the following parts, under the general title *Waveguide type dielectric resonators*:

- Part 1: Generic specification ¹
- Part 1-1: General information and test conditions – General information ²
- Part 1-2: General information and test conditions – Test conditions ²
- Part 1-3: General information and test conditions – Measurement method of complex relative permittivity for dielectric resonator materials at microwave frequency
- Part 1-4: General information and test conditions – Measurement method of complex relative permittivity for dielectric resonator materials at millimeter-wave frequency ³
- Part 2: Guidelines for oscillator and filter applications (the present standard)
- Part 4: Sectional specification ¹
- Part 4-1: Blank detail specification ¹

¹ To be published.

² To be replaced by IEC 61338-1 in the near future.

³ Under consideration.

INTRODUCTION

This part of IEC 61338 gives practical guidance on the use of waveguide type dielectric resonators that are used in telecommunications and radar systems (for general information, standard values, and test conditions, see the other parts of this series).

The features of these dielectric resonators are small size without degradation of quality factor, low mass, high reliability and high stability against temperature and ageing. The dielectric resonators are suitable for applications to miniaturized oscillators and filters with high performance.

This standard has been compiled in response to a generally expressed desire on the part of both users and manufacturers for guidelines for the use of dielectric resonators, so that the resonators may be used to their best advantage. For this purpose, general and fundamental characteristics have been explained in this standard.

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of IEC 61338-2:2004

WAVEGUIDE TYPE DIELECTRIC RESONATORS –

Part 2: Guidelines for oscillator and filter applications

1 Scope

This part of IEC 61338, which contains guidelines for use, is limited to the waveguide type dielectric resonators that are used for oscillator and filter applications. These types of resonators are now widely used in oscillators for direct broadcasting or communication satellite systems, oscillators for radio links, voltage-controlled oscillators for mobile communication systems and so on. In addition, these dielectric resonators are also used as an essential component of miniaturized filters for the same kind of applications.

It is not the aim of this standard either to explain theory or to attempt to cover all the eventualities that may arise in practical circumstances. This standard draws attention to some of the more fundamental questions, which should be considered by the user before he places an order for dielectric resonators for a new application. Such a procedure will be the user's insurance against unsatisfactory performance.

Standard specifications, such as those in the IEC 61338 series and national specifications or detail specifications issued by manufacturers, will define the available combinations of resonance frequency, the quality factor, the temperature coefficient of resonance frequency, etc. These specifications are compiled to include a wide range of dielectric resonators with standardized performances. It cannot be over-emphasized that the user should, wherever possible, select his dielectric resonators from these specifications, when available, even if it may lead to making small modifications to his circuit to enable standard resonators to be used. This applies particularly to the selection of the nominal frequency.

2 Normative references

The following referenced documents are indispensable for the application of this document. For dated references, only the edition cited applies. For undated references, the latest edition of the referenced document (including any amendments) applies.

IEC 60068-1, *Environmental testing – Part 1: General and guidance*

IEC 60068-2-1, *Environmental testing – Part 2: Tests – Test A: Cold*

IEC 60068-2-2, *Environmental testing – Part 2: Tests – Tests B: Dry heat*

IEC 60068-2-6, *Environmental testing – Part 2: Tests – Test Fc: Vibration (sinusoidal)*

IEC 60068-2-7, *Environmental testing – Part 2: Tests – Test Ga: Acceleration, steady state*

IEC 60068-2-13, *Environmental testing – Part 2: Tests – Test M: Low air pressure*

IEC 60068-2-14, *Environmental testing – Part 2: Tests – Test N: Change of temperature*

IEC 60068-2-20, *Environmental testing – Part 2: Tests – Test T: Soldering*

IEC 60068-2-21, *Environmental testing – Part 2-21: Tests – Test U: Robustness of terminations*

IEC 60068-2-27, *Environmental testing – Part 2: Tests – Test Ea and guidance: Shock*

IEC 60068-2-29, *Environmental testing – Part 2: Tests – Test Eb and guidance: Bump*

IEC 60068-2-30, *Environmental testing – Part 2: Tests – Test Db and guidance: Damp heat, cyclic (12 + 12-hour cycle)*

IEC 60068-2-58, *Environmental testing – Part 2-58: Tests – Test Td: Test methods for solderability, resistance to dissolution of metallization and to soldering heat of surface mounting devices (SMD)*

IEC 60068-2-78, *Environmental testing – Part 2-78: Tests – Test Cab: Damp heat, steady state*

IEC 61338-1-1, *Waveguide type dielectric resonators – Part 1-1: General information and test conditions – General information*

IEC 61338-1-2, *Waveguide type dielectric resonators – Part 1-2: General information and test conditions – Test conditions*

IEC 61338-1-3, *Waveguide type dielectric resonators – Part 1-3: General information and test conditions – Measurement method of complex relative permittivity for dielectric resonator materials at microwave frequency*

3 Technical overview

It is of prime interest to a user that the resonator characteristics should satisfy particular specifications. The selection of oscillating circuits and dielectric resonators to meet that specification should be a matter of agreement between user and manufacturer.

Resonator characteristics are usually expressed in terms of resonance frequency, quality factor, etc. These characteristics are related to the dielectric characteristics in 5.3.

The specifications shall be satisfied between the lowest and highest temperatures of the specified operating temperature range and before and after environmental tests.

4 Fundamentals of waveguide type dielectric resonators

4.1 Principle of operation

When an electromagnetic wave passes through a dielectric waveguide with a relative permittivity of ϵ' , the interface between air and a dielectric will be a perfect reflector if the angle of incidence is greater than the critical angle θ , $\theta = \arcsin (1/\sqrt{\epsilon'})$, as shown in Figure 1.

In a very rough approximation, the air/dielectric interface can be considered to work as a magnetic wall (open-circuit), on which a normal component of the electric field and a tangential component of a magnetic field vanish. Thus, a dielectric rod with finite length functions as a resonator due to internal reflections of electromagnetic waves at the air/dielectric interface.

The size of a dielectric resonator can be considerably smaller than an empty resonant cavity at the same frequency. This is because the resonance frequency is determined when the resonator dimensions are of the order of half a wavelength of the electromagnetic wave, and because the wavelength is shortened in the dielectric according to the following equation:

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon'}} \quad (1)$$

where λ_g and λ_0 are the wavelengths in a dielectric with relative permittivity ϵ' and in vacuum. This size-reduction effect on microwave components is the biggest advantage in using the dielectric resonator.

4.2 Basic structure

The shape of a dielectric resonator is usually a disc or a cylinder which is a dielectric rod waveguide with finite length. Although the air/dielectric interface is considered to work roughly as a magnetic wall, some of the field actually leaks out (radiates) especially at the end faces, where the angle of incidences is less than the critical angle. In order to prevent such radiation losses, the resonator must be inside some form of shielding conductor.

As in a conventional metal wall cavity, there are various types of dielectric resonator structure and a number of modes can exist in each structure. Among these modes, the one with the lowest resonance frequency for certain diameter/length ratio is designated as the dominant mode. Figure 2 shows the three most commonly utilized dominant modes for dielectric resonators.

The $TE_{01\delta}$ mode dielectric resonator is characterized by a dominant TE (transverse electric) mode field distribution, the field of which leaks in the direction of wave propagation. This kind of mode resonator consists of a disc or a cylindrical-shaped dielectric resonator, a low ϵ' dielectric support, and a shielding conductor made of high-conductivity metals such as copper and silver. A high unloaded quality factor can be achieved using this mode.

The TM_{010} mode dielectric resonator is characterized by a TM (transverse magnetic) mode field distribution. This mode resonator has the middle levels of unloaded Q and size reduction effect between $TE_{01\delta}$ and TEM mode resonators. The TM_{010} mode resonator is often used for high-power applications such as filters for cellular base stations because of its construction which aids in the release of heat.

The TEM (transverse electromagnetic) mode dielectric resonator is characterized by a guided mode field distribution of a TEM mode with standing wave of a quarter wavelength. The inside, outside and one end of walls of a cylindrical dielectric resonator are fired or plated with a high-conductivity metal such as copper and silver. This mode dielectric resonator causes a significant size-reduction effect.

5 Dielectric resonator characteristics

5.1 Characteristics of dielectric resonator materials

The materials used to produce dielectric resonators should have a high relative permittivity (ϵ'), a low loss factor ($\tan \delta$) and a minimal temperature coefficient of resonance frequency (TCF). Table 1 shows the composition of several resonator materials with their dielectric properties at microwave frequencies.

Table 2 shows the dielectric properties of substrate materials. Dielectric resonators are mounted on these boards.

5.1.1 Relative permittivity (ϵ')

Relative permittivity of dielectric resonator materials is independent of frequency (i.e. constant) over the practical microwave frequency range, because the materials are made of para-electric ceramics. Materials with ϵ' from 20 to 100 are now typically used for dielectric resonators.

5.1.2 Loss factor ($\tan \delta$)

The quality factor of a material (Q_0) is defined as the reciprocal of loss factor:

$$Q_0 = 1/\tan \delta \quad (2)$$

As $\tan \delta$ increases proportionately with frequency for the ionic crystals, the product of Q_0 and frequency is approximately constant at microwave frequencies. So, the $Q_0 f$ product is often used as a figure of merit for each material. The materials with lower ε' generally have the lower $\tan \delta$.

5.1.3 Temperature coefficient of resonance frequency (TCF)

The TCF is given by the following equation as a material constant:

$$TCF = -\frac{1}{2}TC\varepsilon - \alpha \quad (3)$$

where

$TC\varepsilon$ is the temperature coefficient of relative permittivity, and
 α is the coefficient of thermal expansion of the dielectric resonator.

The TCF is obtained by the following equation:

$$TCF = \frac{f_T - f_{ref}}{f_{ref}(T - T_{ref})} \times 10^6 \quad (4)$$

where

f_T is the resonance frequency at temperature T , and

f_{ref} is the resonance frequency at reference temperature T_{ref} .

The TCF of dielectric resonator material can be selected with a precision of $\pm 1 \cdot 10^{-6}/K$.

In the case where a material has a significant non-linear dependency on temperature, the following second-order temperature coefficient of resonance frequency TCF'' is used.

$$\frac{f_T - f_{ref}}{f_{ref}} = TCF'(T - T_{ref}) + TCF''(T - T_{ref})^2 \quad (5)$$

5.1.4 Insulation breakdown voltage

The breakdown voltage of dielectric resonator materials is usually higher than 10 kV/mm. For high-power applications such as filters for cellular base stations, precautions should be taken to ensure good heat dissipation from dielectric resonators, so as to prevent the decrease of breakdown voltage.

5.1.5 Coefficient of linear thermal expansion (α)

Dielectric resonators have a coefficient of linear thermal expansion from $+6 \cdot 10^{-6}/K$ to $+12 \cdot 10^{-6}/K$. When the resonator is soldered direct on a printed wired board (PWB), care must be taken to avoid the cracking of the ceramic body caused by the difference of coefficient of linear thermal expansion between the dielectric resonator and the PWB.

5.1.6 Mechanical strength

Dielectric resonators have practical robustness for usual application usage, the bending strength of which is approximately 80 MPa to 200 MPa. When the dielectric resonators are mounted on a PWB, precautions are needed to ensure that the mechanical stress caused by the bending of the PWB does not break the dielectric resonators.

5.1.7 Resistance to soldering heat

In the case of large-size TEM mode resonators, abrupt temperature elevation by soldering might cause cracking in the body. Preheating in advance of soldering is recommended. Users should follow the soldering conditions issued by suppliers.

5.1.8 Long-term stability

The relative permittivity and loss factor of dielectric resonator materials have good long-term stability. However, the resonator element should be handled in a dry atmosphere to avoid the deterioration of unloaded Q value due to the existence of moisture and the oxidation of shielding conductor. Handling with bare hands should also be avoided to protect the conductor from being sulfurized, chloridized or stained.

5.1.9 Available frequency range

Dielectric resonators currently available in the market are used at the frequencies from 200 MHz to 60 GHz.

5.2 Characteristics of shielding conductors

5.2.1 Shielding conductors for TE_{01δ} mode dielectric resonator

Silver-plated brass and copper are usually selected because of their high electrical conductivity and preferable mechanical properties. Aluminum is occasionally selected according to its low cost.

5.2.2 Shielding conductors for TEM and TM₀₁₀ mode dielectric resonators

Electrodes are directly formed on the dielectric surface of TEM and TM₀₁₀ mode resonators by using silver or copper. The electrode layer is usually electroplated with an appropriate top layer to improve solderability.

5.3 Characteristics of resonance modes

5.3.1 Quality factors

In practice, dielectric resonators are excited by external circuits. Figure 3 shows the equivalent circuits of dielectric resonators coupled to external circuits. Most of the TE_{01δ} and TM₀₁₀ mode resonators are coupled magnetically and electrically to the external circuits, respectively. The TEM mode resonators are generally coupled electrically to the external circuits.

In Figure 3, Q_L indicates the loaded quality factor, which is the total quality factor for the resonator system including energy losses both in the resonator and in the external circuit. Q_L is given by the following equations:

$$\frac{1}{Q_L} = \frac{1}{Q_u} + \frac{1}{Q_e} \quad (\text{for reflection and reaction type}) \quad (6)$$

$$\frac{1}{Q_L} = \frac{1}{Q_u} + \frac{1}{Q_{eg}} + \frac{1}{Q_{el}} \quad (\text{for transmission type}) \quad (7)$$

where

Q_e , Q_{eg} and Q_{el} indicate the external quality factors determined by the coupling coefficient between the resonator and the external circuits;

Q_{eg} is the Q_e on the generator side and Q_{el} is that on the load side;

Q_u indicates the unloaded quality factor of a dielectric resonator with shielding conductor.

The unloaded quality factor is mainly determined by the loss factor of a dielectric resonator material and the conduction loss on surfaces of a shielding conductor. Q_u is given by the following equation:

$$\frac{1}{Q_u} = \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_c} \quad (8)$$

where

Q_d is the quality factor due to the $\tan \delta$ of a material; and

Q_c is the quality factor due to the conduction loss of a shielding conductor.

The quality factor of a material is defined as $Q_0 = 1/\tan \delta$. Using Q_0 , Q_d is given by the following equation:

$$Q_d = (1 + A) \cdot Q_0 \quad (9)$$

where

A is the geometrical factor determined by the structure of the dielectric resonator and given by $A = W_O/W_I$, where W_O and W_I are the electric energy stored outside and inside of the dielectric element, respectively. The value A equals zero when all the electric field energy is concentrated inside the dielectric element.

The value Q_c is strongly dependent on the resonance mode and the dimension of the dielectric resonator.

Table 3 shows an example of the Q_d , Q_c and Q_u for three kinds of dielectric resonators with different resonance modes. The values Q_d and Q_c were calculated under the conditions that a dielectric resonator material has the property of the $\epsilon' = 38$ and $Q_0 = 1/\tan \delta = 50\,000$. The value $5,8 \times 10^7$ (S/m) was used as the conductivity of a shielding conductor for Cu. The size of each resonator was determined so that each one has the same resonance frequency of 1 GHz.

As shown in Table 3, the value Q_u is determined by Q_d for the $TE_{01\delta}$ mode resonator and by Q_c for the TEM mode resonator (these being the lower value between Q_d and Q_c in each case).

5.3.2 $TE_{01\delta}$ mode resonator

a) Structure

Figure 4 shows a cross-section of a $TE_{01\delta}$ mode resonator with an excitation terminal. The dielectric element with the shape of a disc or a ring is fixed at the centre of a shielding conductor by using a low ϵ' support that is usually made of forstelite, alumina or quartz.

b) Resonance frequency

Figure 5 shows the dimensions of the TE_{01δ} mode resonator. The height of the shielding conductor h should be less than $\lambda_0/2$, where λ_0 is the wavelength in vacuum at the resonance frequency.

Under the condition of $d \approx 2D$ to $3D$, $h \approx 2L$ to $3L$, the resonance frequency is given by

$$f_0 = 1,1 \frac{c}{D\sqrt{\epsilon'}} \quad (10)$$

where c is the velocity of light in vacuum.

Figure 6 shows a mode chart for a TE_{01δ} mode resonator. At the ratio of $D/L \approx \sqrt{5}$, the TE_{01δ} dominant mode is mostly separated from the adjacent higher mode. It is, therefore, recommended to use this ratio to obtain the desirable spurious response. A ring-shaped dielectric element gives a more improved spurious response.

c) Quality factor

The unloaded Q of this mode is given by the following equation:

$$\frac{1}{Q_u} = \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_c} = (A_1 \tan \delta + A_2 \tan \delta_s + A_3 \tan \delta_a) + A_4 R_s \quad (11)$$

where $\tan \delta$, $\tan \delta_s$ and $\tan \delta_a$ are the loss factors for a dielectric element, a dielectric support and adhesive glue, respectively. R_s is the surface resistance of a shielding conductor that is given by the following equation:

$$R_s = \sqrt{\frac{\omega \mu_0}{2\sigma}} \quad (12)$$

where

ω is the angular resonance frequency;

μ_0 is the permeability in vacuum; and

σ is the conductivity of the shielding conductor.

The constants A_1 to A_4 are determined by ϵ' of a dielectric element and by dimensions of the resonator.

d) Temperature coefficient of resonance frequency

The temperature coefficient of resonance frequency TCF of a material is selected so that it compensates the effect of thermal expansion of a shielding conductor on a resonator's temperature coefficient of resonance frequency. The value $TCF \approx 3$ is recommended for the TE_{01δ} mode resonator with dimensions of $d \approx 2D$ to $3D$, $h \approx 2L$ to $3L$.

5.3.3 TM₀₁₀ mode resonators

a) Structure

Figure 7 shows a cross-section of the TM₀₁₀ mode resonator with an excitation terminal. A rod type dielectric element is set at the centre of a shielding conductor. Both ends of it are electrically contacted to the upper and the lower conductor.

b) Resonance frequency

The resonance frequency of the TM_{010} mode resonator is determined by the diameter of dielectric element. Under the conditions of ϵ' of 30 to 40 and $D/d = 1/3$, where D is the diameter of dielectric element and d is the inner diameter of shielding conductor, the resonance frequency of TM_{010} mode resonator is given by the following equation:

$$f_0 = \frac{c}{D} \sqrt{\frac{0,13}{\epsilon'}} \quad (13)$$

c) Unloaded quality factor

The unloaded Q of this mode is given by the following equation:

$$\frac{1}{Q_u} = \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_c} = (A_1 \tan \delta + A_2 R_s) \quad (14)$$

where

$\tan \delta$ is the loss factor of the dielectric element; and

R_s is a surface resistance of the shielding conductor.

The constants A_1 and A_2 are determined by the ϵ' of the dielectric element and the dimensions of the resonator. The effect of R_s on Q_u for the TM_{010} mode resonator is comparatively larger than that for the $TE_{01\delta}$ mode resonator. A longer dielectric element gives a higher unloaded Q .

d) Temperature coefficient of resonance frequency

The air gap between a dielectric element and a shielding conductor shifts the resonance frequency drastically. Therefore, the thermal expansion of these two materials must be coincided to prevent the creation of an air gap.

5.3.4 TEM mode resonator

a) Structure

Figure 8 shows a rectangular type $\lambda/4$ TEM mode resonator mounted on a PWB by reflow soldering. For coupling with a transmission line, a metal terminal is connected to the inner wall of the resonator. In the case where a capacitance is needed on the resonator side, a resin is inserted between a metal terminal and an inner wall of the resonator (Figure 9).

b) Resonance frequency

Figure 10 shows the dimensions of a cylinder type and a rectangular type $\lambda/4$ TEM mode resonators. The outer wall, inner wall and one end of the resonator are metallized by silver or copper.

The resonance frequency of this mode is determined by the length of the resonator:

$$f_0 = \frac{c}{4L\sqrt{\epsilon'}} \quad (15)$$

The next higher mode response appears at $3f_0$. A different higher mode appears at the frequency given by the following equation:

$$\frac{c}{f} = \lambda = 2\pi \left(\frac{a+b}{2} \right) \quad (16)$$

Figure 11 shows a $\lambda/4$ TEM mode resonator with a step in the inner diameter. This step shortens the length by 10 % to 20 % compared with the straight inner diameter resonator but degrades the unloaded quality factor according to the shorter length.

c) Unloaded quality factor

The unloaded Q of this mode is given by the following equation:

$$\frac{1}{Q_u} = \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_c} \quad (17)$$

where $Q_d = 1/\tan \delta$ and Q_c is given by the following equation for a cylinder type $\lambda/4$ TEM mode resonator:

$$Q_c = \sqrt{2\sigma\omega\mu_0 \frac{\ln(b/a)}{1/a + 1/b + (2/L)\ln(b/a)}} \quad (18)$$

For a rectangular type resonator, the transformation of $4W = 2\pi b$ is acceptable. The dimensional condition of $b/a = 3,6$ gives the maximum Q_c value.

d) Temperature coefficient of resonance frequency

The temperature coefficient of the resonance frequency of this mode coincides approximately with the *TCF* of a dielectric element.

5.3.5 Microstripline resonator

a) Structure

Figure 12 shows a microstripline resonator. This operates as a $\lambda/4$ resonator when one end of the microstripline is shorted and as a $\lambda/2$ resonator when both ends of the microstripline are open- or short-circuited.

b) Resonance frequency

Resonance frequency is given by the following equation for a $\lambda/4$ microstripline resonator:

$$f_0 = \frac{c}{4L\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \quad (19)$$

where ϵ_{eff} is the effective permittivity of the microstripline resonator. ϵ_{eff} is given by the following equation using a width w of microstripline and a thickness h of substrate:

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{\epsilon' + 1}{2} + \frac{\epsilon' - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 10h/w}} \quad (20)$$

c) Unloaded quality factor

The unloaded Q of this mode is given by the following equation:

$$\frac{1}{Q_u} = \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_C} = (A_1 \tan \delta + A_2 R_{S1} + A_3 R_{S2}) \quad (21)$$

where

$\tan \delta$ is the loss factor of dielectric substrate; and

R_{S1} and R_{S2} are the surface resistances of the microstripline and the ground-plane electrode, respectively.

This type of resonator is usually set in a shielding conductor to avoid electromagnetic radiation loss.

d) Temperature coefficient of resonance frequency

The temperature coefficient of resonance frequency of this mode coincides approximately with the TCF of dielectric substrate.

5.3.6 Stripline resonator

a) Structure

Figure 13 shows a stripline resonator. This operates as a $\lambda/4$ resonator when one end of the stripline is shorted and as a $\lambda/2$ resonator when both ends of the stripline are open- or short-circuited.

b) Resonance frequency

This resonator has a similar structure to the TEM mode resonator. Resonance frequency is given by the following equation for a $\lambda/4$ stripline resonator:

$$f_0 = \frac{c}{4L\sqrt{\epsilon'}} \quad (22)$$

c) Unloaded quality factor

The unloaded Q of this mode is given by the following equation:

$$\frac{1}{Q_u} = \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_C} = (A_1 \tan \delta + A_2 R_{S1} + A_3 R_{S2}) \quad (23)$$

where

$\tan \delta$ is the loss factor of dielectric substrate; and

R_{S1} and R_{S2} are the surface resistances of the microstripline and the ground-plane electrode, respectively.

The ratio of W/w is recommended to be greater than 3 to prevent the deterioration of unloaded Q caused by the interference at the edge of the stripline.

d) Temperature coefficient of resonance frequency

The temperature coefficient of resonance frequency of this mode coincides approximately with the TCF of dielectric substrate.

5.4 Example of applications

Table 4 shows the application of dielectric resonators in microwave filters and oscillators. For the filters of mobile communication systems at 900 MHz, the BaO-Nd₂O₃-TiO₂ based materials with a ϵ' higher than 90 are popularly used. The $\lambda/4$ TEM resonance mode is utilized for this application to obtain the greatest size-reduction effect.

The applicable frequency range of (Zr,Sn)TiO₄ and Ba₂Ti₉O₂₀ materials is as wide as 0,2 GHz to 10 GHz. They have a high ϵ' of 38 and a high Q_0 value and are used for the filters of cellular base stations, for the filters of many kinds of communication systems and for the oscillators of direct broadcasting satellite TV. The TE_{01 δ} resonance mode is used when an application needs the high unloaded quality factor. For high-power applications such as cellular base stations, the TM₀₁₀ resonance mode has the advantage of aiding the release of heat from the dielectric element to the shielding conductors. Designers of high-power applications should take care to avoid the electric discharge that rises around a dielectric element at low air pressure. The low third harmonic distortion level is another subject to be considered to avoid the crosstalk between signals. (Zr,Sn)TiO₄ material has a low third harmonic distortion level.

The complex perovskite materials such as Ba(Zn,Ta)O₃ and Ba(Mg,Ta)O₃ have an extremely high Q_0 value. They are used at higher frequencies from 10 GHz to 80 GHz. The TE_{01 δ} resonance mode is mainly used to obtain a higher unloaded quality factor.

6 Application guide for oscillators

6.1 Practical remarks for oscillators

Dielectric resonators are used for stabilizing the oscillation frequency and reducing the phase noise of microwave oscillators. A TEM mode dielectric resonator is generally used for oscillators with oscillation frequencies from 0,3 GHz to 3,0 GHz, and a TE_{01 δ} mode resonator is used for those with frequencies higher than 3,0 GHz.

An Si bipolar transistor or a GaAs FET is used for active elements. The former can be used at frequencies lower than 10 GHz and the latter can be used at frequencies higher than 10 GHz. However, because the phase noise in the 1/f area of GaAs FET oscillators is 20 dB higher than that of Si bipolar transistor oscillators, a dielectric resonator with high unloaded Q is often utilized to stabilize the oscillation frequency of GaAs FET oscillators.

Figure 14 shows an example of a mechanical tuning system for a resonance frequency of a TE_{01 δ} mode dielectric resonator. A metal screw above the dielectric element usually tunes the oscillation frequency by about 5 %. The oscillation frequency of an oscillator is mainly determined by the resonance frequency of the dielectric resonator and affected by the parameters of transistors and circuits. In the case of VCO (Voltage Controlled Oscillator), it is also affected by the capacitance of the varactor diode.

The temperature stability of the oscillator frequency is mainly determined by the temperature coefficient of the resonance frequency of the dielectric resonator (TCF) and affected by the thermal expansion coefficient of the metal case. The effect of the thermal expansion coefficient of the metal case is a function of the distance between the dielectric element and the metal case. To get a stable oscillation frequency, the TCF of the dielectric resonator is selected so that it compensates for the thermal expansion coefficient of the metal case.

Dielectric resonator materials such as (Zr,Sn)TiO₄, Ba(Zn,Ta)O₃ and Ba(Mg,Ta)O₃ have linear temperature dependence of resonance frequency that enables the frequency stability to be within $\pm 100 \cdot 10^{-6}$ from -50 °C to 100 °C. The automatic phase control system (phase-lock loop system) is sometimes adopted to obtain the higher frequency stability.

The phase noise $L(f_{\text{osc}})$ is another important parameter for evaluating oscillators. $L(f_{\text{osc}})$ is given by the following equation:

$$L(f_m) \approx 10 \log \left[\alpha \left(\frac{f_{\text{osc}}}{2Q_{\text{osc}}} \right)^2 \frac{1}{f_m^3} + \frac{FkT}{P_{\text{FET}}} \left\{ \left(\frac{f_{\text{osc}}}{2Q_{\text{osc}}} \right)^2 \frac{1}{f_m^2} + 1 \right\} \right] \quad (\text{dB/Hz}) \quad (24)$$

where

f_{osc} is the oscillation frequency;

f_m is the offset frequency from carrier frequency;

Q_{osc} is the loaded quality factor of the oscillator excluding the negative resistance of the FET;

P_{FET} is the output power of the oscillator transistor;

α is the flicker noise coefficient;

F is the noise figure of the FET;

k is the Boltzman constant; and

T is the temperature of the FET.

In order to get a lower phase noise with minimal output power in the transistor, a higher Q_{osc} value is needed. A higher Q_{osc} value is obtained by using a $\text{TE}_{01\delta}$ mode dielectric resonator.

6.2 Oscillator using $\text{TE}_{01\delta}$ mode resonator

A $\text{TE}_{01\delta}$ mode, high Q dielectric resonator is used to stabilize the oscillation frequency and to reduce the FM noise. There are two types of oscillators: reflection-type and feedback-type. Figure 15 shows a reflection-type oscillator where a dielectric resonator is utilized as a narrowband-rejection filter. Figure 16 shows a feedback type oscillator where a dielectric resonator is utilized as a narrowband-pass filter. Due to easiness of design, the reflection-type oscillator is commonly used.

Figure 17 is a simplified diagram for analysing the oscillation condition of a reflection type oscillator. The oscillation condition is given by the following equations.

$$|\Gamma_{\text{in}}| \cdot |\Gamma_r'| > 1 \quad (25)$$

$$\arg(\Gamma_{\text{in}}) + \arg(\Gamma_r') = 2n\pi \quad (n : \text{integer}) \quad (26)$$

where

Γ_{in} is the input reflection coefficient of the FET gate terminal; and

Γ_r' is the reflection coefficient seen from the FET gate terminal to the direction of the dielectric resonator.

Γ_{in} is given as follows:

$$\Gamma_{\text{in}} = \frac{Z_{\text{in}} - Z_0}{Z_{\text{in}} + Z_0} \quad (27)$$

where Z_{in} is the input impedance of the FET. Under the condition that the input reflection coefficient Γ_{in} is greater than 1, $|\Gamma_{in}| > 1$, the input impedance Z_{in} is expressed as follows.

$$Z_{in} = -R_{in} + jX_{in} \quad (28)$$

where $-R_{in}$ and X_{in} are the negative input resistance and the input reactance of the FET respectively. The feedback reactance of Figure 17 is adjusted to obtain an appropriate ratio of gain-to-reflection coefficient Γ_{in} over a desired frequency range, while the reflection coefficient Γ_r' is expressed as follows:

$$\Gamma_r' = \Gamma_r e^{-j\theta} \quad (29)$$

where

Γ_r is the reflection coefficient of a band-stop filter;

θ is the phase angle of a transmission line; and

Γ_r is a function of coupling coefficient β that is determined by the distance between a dielectric resonator and a microstripline.

The values Γ_{in} and Γ_r' are measured by a vector network analyser. The coupling coefficient, phase angle, and feedback reactance are designed to satisfy equations (25) and (26).

The coupling coefficient is adjusted to satisfy equation (25) at a desired frequency, and the phase angle is adjusted to satisfy equation (26). The stronger coupling gives a stable oscillation and a wider frequency tuning range but the excess coupling gives a low loaded-quality factor of the resonator and an inferior oscillation performance. On the other hand, the weaker coupling results in a lower FM noise characteristic. The strength of β must be determined by considering the situation described above.

Figures 18 and 19 show examples of a reflection-type voltage controlled oscillator (VCO) and a feedback-type VCO. A highly stabilized oscillation frequency is obtained by using a $TE_{01\delta}$ mode, high Q dielectric resonator. Low FM noise in the low frequency range is obtained by using a PLL technique. These VCO can be constructed by coupling a varactor diode to the resonator.

6.3 Oscillator using TEM mode resonator

Figure 20 shows an example of a voltage-controlled oscillator (VCO) with an oscillation frequency of 900 MHz where V_{ctrl} denotes a control voltage, V_{cc} is the bias voltage of the transistor, and RF_{out} is the output signal. A TEM mode dielectric resonator is used for stabilizing the oscillation frequency.

This VCO constitutes the common base-type oscillation circuit with a $\lambda/4$ TEM mode dielectric resonator, having a ϵ' of 90 and a Q_u value of 400 at 900 MHz. The common base-type oscillation circuit realizes a low phase noise and the varactor diode gives a wide tunable frequency range. A portable phone for 900 MHz band is the representative application of this VCO.

For a VCO with an oscillation frequency higher than 1,5 GHz, the length of a TEM mode resonator with ϵ' of 90 is too short and it degrades the Q values. Thus, the dielectric resonators with ϵ' from 20 to 40 are often used for high-frequency oscillators.

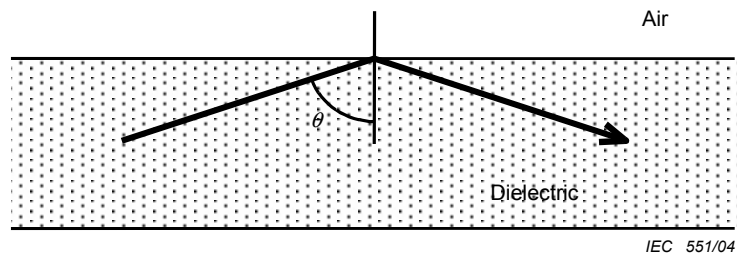
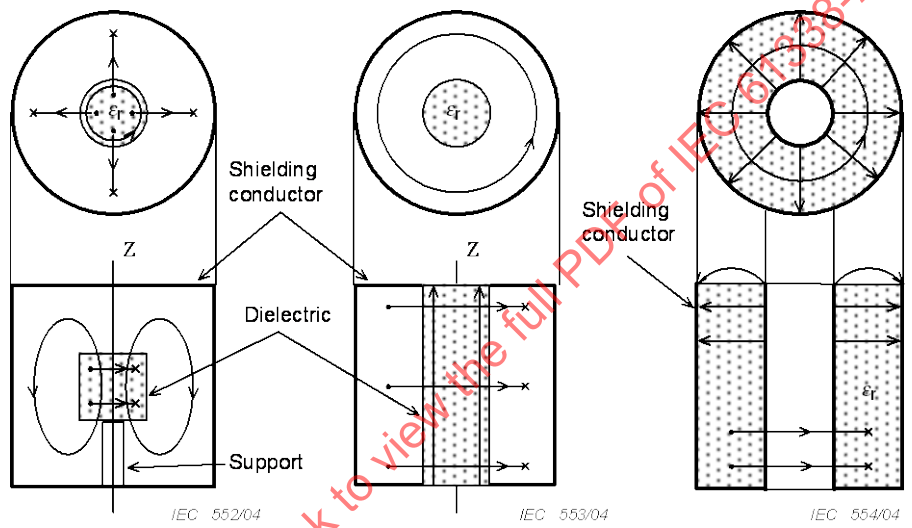


Figure 1 – Electromagnetic wave passing through a dielectric waveguide with relative permittivity ϵ'



2a) – $TE_{01\delta}$ mode

2b) – TM_{010} mode

2c) – $\lambda/4$ TEM mode

Figure 2 – $TE_{01\delta}$ mode, TM_{010} mode, and quarter wavelength TEM mode dielectric resonators

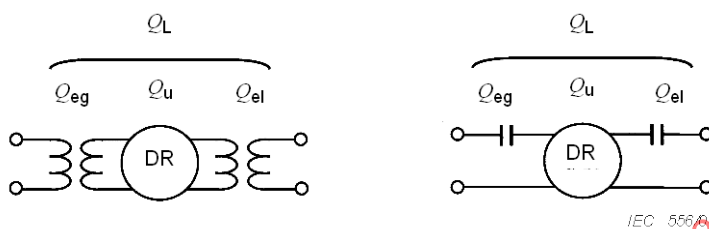
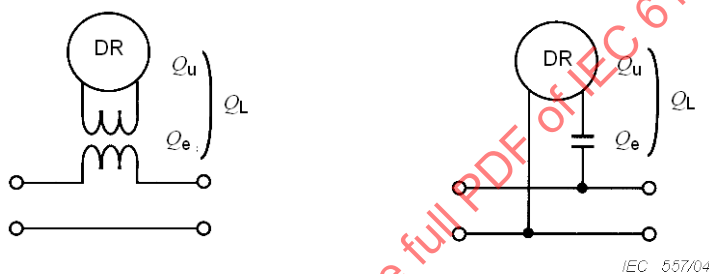
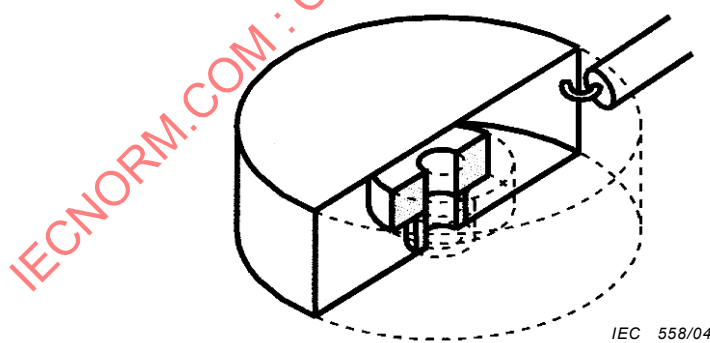
**3a – Reflection type resonator****3b – Transmission type resonator****3c – Reaction type resonator****Figure 3 – Equivalent circuits of dielectric resonator coupled to external circuit****Figure 4 – Cross-section of $TE_{01\delta}$ mode resonator with excitation terminal**



Figure 5 – Dimension of TE_{01δ} mode resonator

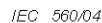


Figure 6 – Mode chart for TE_{01δ} mode resonator

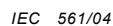


Figure 7 – Cross-section of TM₀₁₀ mode resonator with excitation terminal

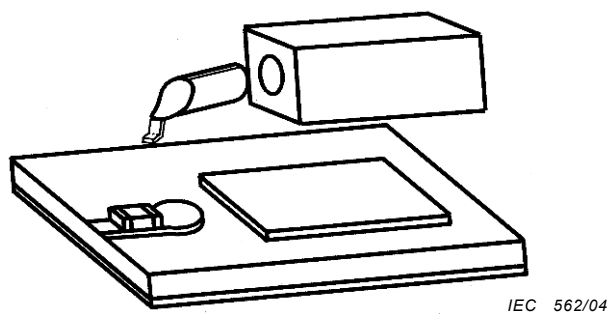


Figure 8 – Rectangular type $\lambda/4$ TEM mode resonator mounted on PWB

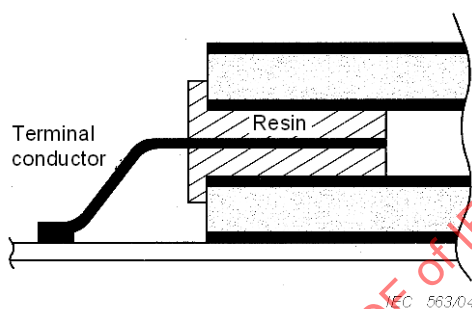


Figure 9 – TEM mode resonator with metal terminal moulded by resin

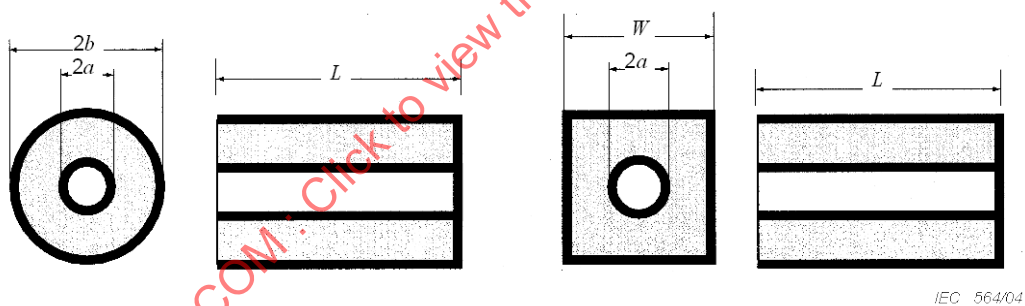


Figure 10 – Cylinder type and rectangular type $\lambda/4$ TEM mode resonators

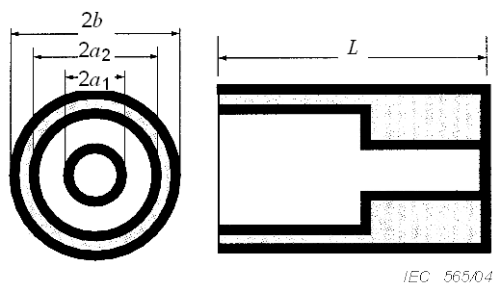


Figure 11 – $\lambda/4$ TEM mode resonators with stepped inner diameter

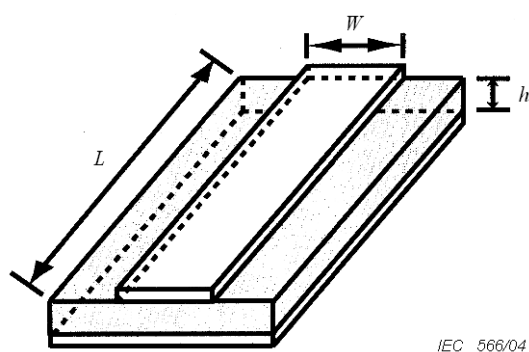


Figure 12 – Microstripline resonator

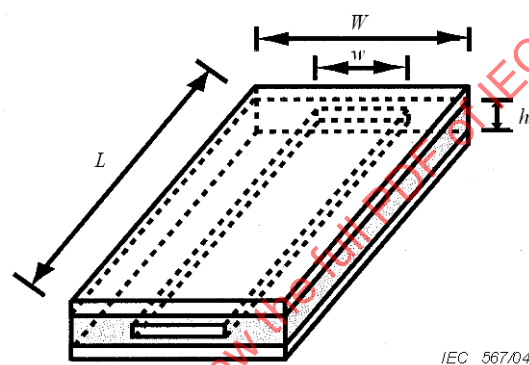


Figure 13 – Stripline resonator

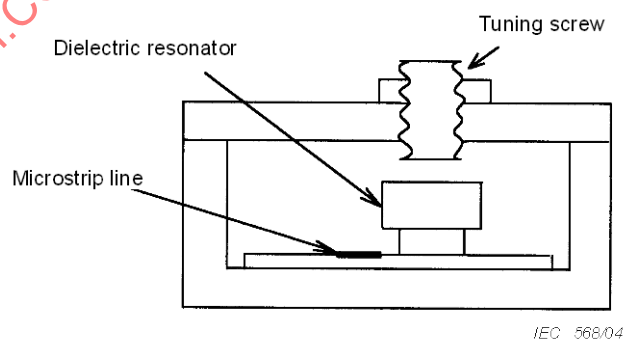
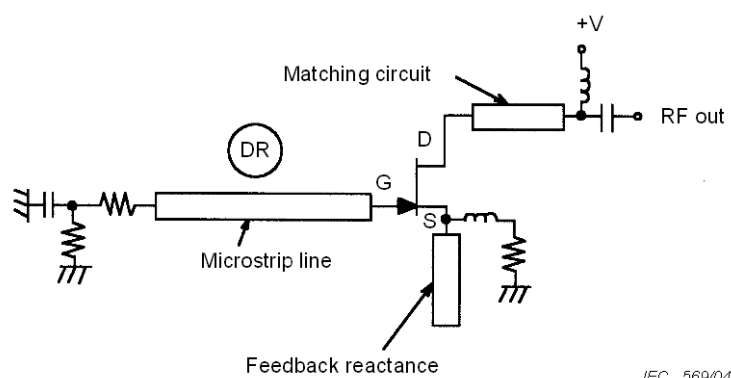
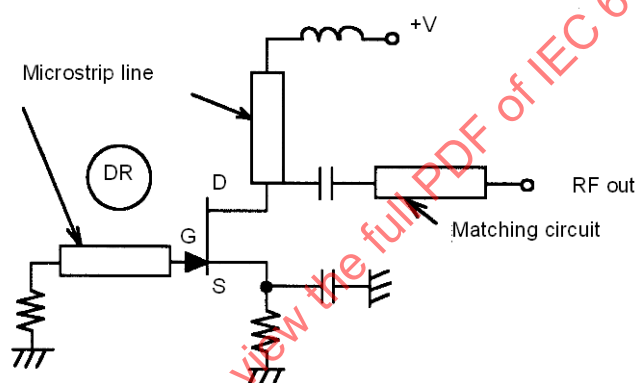


Figure 14 – Example of a frequency tuning mechanism of a dielectric resonator



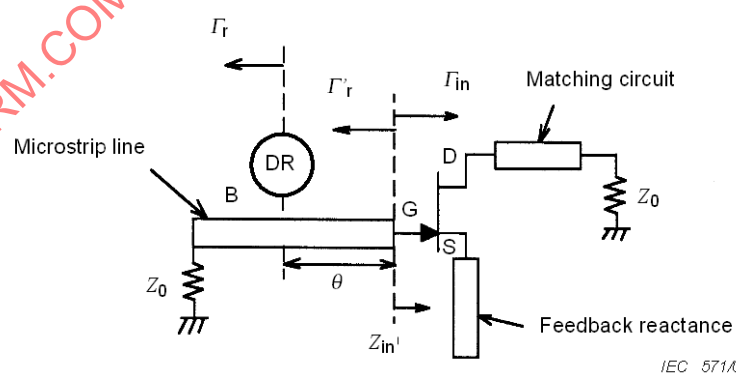
IEC 569/04

Figure 15 – Example of a reflection-type oscillator



IEC 570/04

Figure 16 – Example of a feedback-type oscillator



IEC 571/04

Figure 17 – Simplified diagram of a reflection-type oscillator

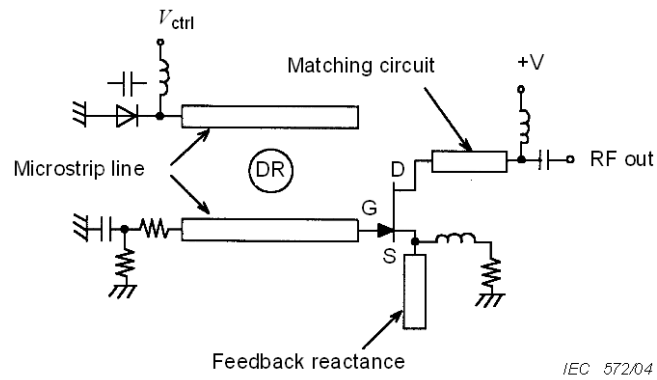


Figure 18 – Example of a reflection-type voltage controlled oscillator

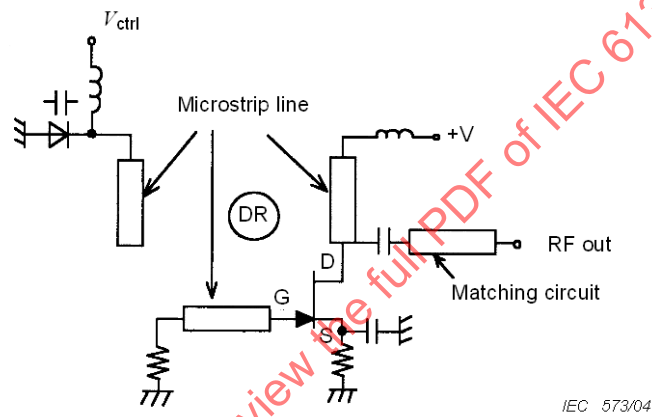


Figure 19 – Example of a feedback-type voltage-controlled oscillator

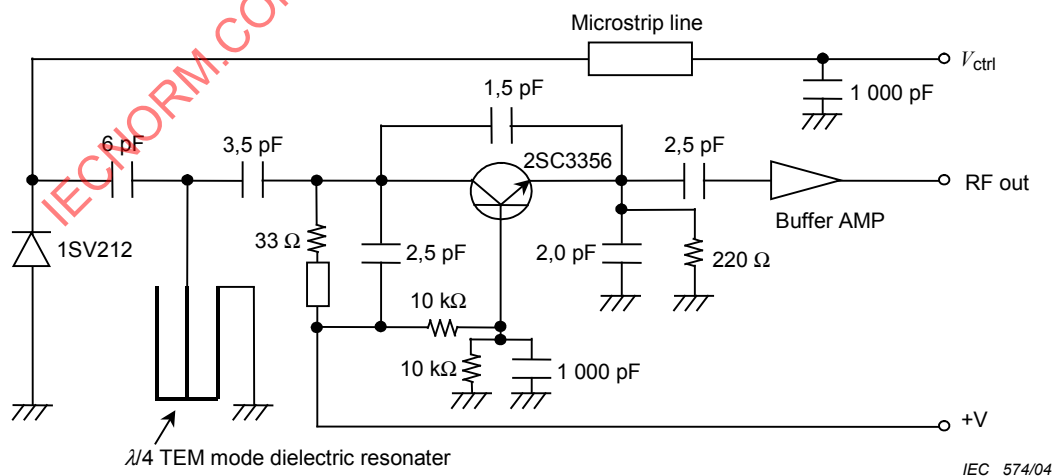


Figure 20 – Configuration of VCO using a TEM mode resonator

Table 1 – Characteristics of available dielectric resonator materials

Materials	ϵ'	$Q_0 f$ product GHz	TCF $10^{-6}/K$
MgTiO ₃ -CaTiO ₃ system	21	50 000	–10 to 10
Ba(Mg,Ta)O ₃ system	24	300 000	0 to 10
Ba(Zn,Ta)O ₃ system	30	150 000	–10 to 10
Ba(Zn,Nb)O ₃ system	34	85 000	0 to 10
(Zr,Sn)TiO ₄ system	38	50 000	–10 to 10
Ba ₂ Ti ₉ O ₂₀ system	38	40 000	4 to 10
BaO-PbO-Bi ₂ O ₃ -Nd ₂ O ₃ -TiO ₂ system	90	5 000	–20 to 20
NOTE Measured at 7 GHz by the TE ₀₁₁ mode.			

Table 2 – Characteristics of substrate materials

Materials	ϵ'	$\tan \delta$ at 1 GHz (*at 1 MHz)	TCF $10^{-6}/K$
PTFE	1,9 to 2,8	0,0002 to 0,0025	
Epoxy	2,5	0,01 to 0,02	
Glass-PTFE	2,7	0,002	
BT resin	3,4	0,003	
Glass-epoxy	2,6 to 4,2	0,01	
Polyimide	2,7 to 3,2	*0,005 to 0,008	
Glass-polyimide	4,0 to 4,4	*0,006 to 0,012	
Al ₂ O ₃	9,8	<0,00001	–55
NOTE PTFE = Polytetrafluoro ethylene, BT = Bismaleimide-Triazine.			

Table 3 – Comparison of size and unloaded Q of dielectric resonators with three resonance modes

Resonance mode	Inner size of shielding conductor	Size of dielectric element	Q_d	Q_c	Q_u
			at 1 GHz		
TE ₀₁₀ mode	163 mm ϕ $\times$ 65 mm	54 mm ϕ $\times$ 22 mm	51 000	180 000	40 000
TM ₀₁₀ mode	64 mm ϕ $\times$ 52 mm	17 mm ϕ $\times$ 52 mm	52 000	16 000	12 000
$\lambda/4$ TEM mode	10 mm ϕ $\times$ 12 mm	10 mm ϕ $\times$ 12 mm	50 000	1 030	1 010
NOTE ϕ denotes diameter. A $\lambda/4$ TEM mode resonator has an inner diameter of 4 mm.					

Table 4 – Example of applications

Frequency range	Resonance modes	Materials	Example of applications
0,2 GHz to 3 GHz	$\lambda/4$ TEM TM ₀₁₀ TE _{01δ}	BaO-Nd ₂ O ₃ -TiO ₂ system MgTiO ₃ -CaTiO ₃ system (Zr,Sn)TiO ₄ system Ba ₂ Ti ₉ O ₂₀ system	Mobile communication service Mobile satellite communication service
3 GHz to 30 GHz	$\lambda/4$ TEM TE _{01δ} EH _{11δ}	(Zr,Sn)TiO ₄ system Ba ₂ Ti ₉ O ₂₀ system Ba(Zn,Nb)O ₃ system Ba(Zn,Ta)O ₃ system	Microwave terrestrial communication service Fixed satellite communication service Broadcasting service Broadcasting satellite service
30 GHz to 80 GHz	TE _{01δ}	Ba(Mg,Ta)O ₃ system	Intelligent transport system Wireless LAN

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of IEC 61338-2:2004

Annex A (normative)

Checklist of dielectric resonator specification

The following checklist provides guidance for the manufacturer to complete specifications for a particular dielectric resonator, including parameters and operating environmental characteristics. It will also be useful for operating the resonator and for drawing up specifications. The prospective user is then able to evaluate more accurately the applicability of the resonator to his intended use. The list also assists the user when he finds it necessary to specify a new dielectric resonator for a particular application, by alerting him to the various operating conditions and performance characteristics which need definition.

When the requirements can be met by a standard item, it will be sufficient to specify the corresponding specifications. When the requirements cannot be wholly met by the existing detailed specifications, the specifications should be referred to, together with a list of known differences.

In rare cases where the differences are such that it is not reasonable to quote the existing detailed specifications, new specifications are to be prepared in a format similar to those already used for standard detailed specifications.

Clearly, it is not necessary to specify all of the parameters listed for every application. Only those which are of importance in a particular case should be imposed. Specifications regarding non-critical parameters, as well as the imposition of unnecessarily close tolerances, would result in excessive costs.

In Table A.1, references are made to the relevant subclauses of IEC 61338-1-1, IEC 61338-1-2, IEC 61338-1-3, IEC 60068-1 and IEC 60068-2.

Table A.1 – References to relevant publications

	Relevant publications, clauses and subclauses
Dielectric characteristics	
Relative permittivity (ϵ')	IEC 61338-1-1, 3.1.4
Loss factor ($\tan \delta$)	IEC 61338-1-1, 3.1.6, IEC 61338-1-3
Quality factor of material (Q_0)	IEC 61338-1-1, 3.1.7, IEC 61338-1-3
Temperature coefficient of permittivity ($TC\epsilon$)	IEC 61338-1-1, 3.1.8, IEC 61338-1-3
Coefficient of linear thermal expansion (α)	IEC 61338-1-1, 3.1.9, IEC 61338-1-3
Electrical characteristics	
Quality factor (Q)	IEC 61338-1-1, 3.3.1
Unloaded quality factor (Q_U)	IEC 61338-1-1, 3.3.2, IEC 61338-1-2, 5.2
External quality factor (Q_e)	IEC 61338-1-1, 3.3.3
Loaded quality factor (Q_L)	IEC 61338-1-1, 3.3.4, IEC 61338-1-2, 5.2
Resonance frequency (f_0)	IEC 61338-1-1, 3.3.5, IEC 61338-1-2, 5.2
Temperature coefficient of resonance frequency (TCF)	IEC 61338-1-1, 3.3.6, IEC 61338-1-2, 5.2

	Relevant publications, clauses and subclauses
Environmental characteristics	
Storage test	IEC 61338-1-2, Clause 6
High temperature ageing	IEC 61338-1-2, Clause 7
Rapid change of temperature	IEC 61338-1-2, Clause 10, IEC 60068-2-14
Bump	IEC 61338-1-2, Clause 11, IEC 60068-2-29
Vibration	IEC 61338-1-2, Clause 12, IEC 60068-2-6
Shock	IEC 61338-1-2, Clause 13, IEC 60068-2-27
Acceleration, steady state	IEC 61338-1-2, Clause 14, IEC 60068-2-7
Climatic test	IEC 61338-1-2, Clause 15, IEC 60068-1
Dry heat	IEC 61338-1-2, 15.1, IEC 60068-2-2
Damp heat, cyclic	IEC 61338-1-2, 15.2, IEC 60068-2-30
Cold	IEC 61338-1-2, 15.3, IEC 60068-2-1
Damp heat, steady state	IEC 61338-1-2, Clause 16, IEC 60068-2-78
Low air pressure	IEC 61338-1-2, Clause 17, IEC 60068-2-13
Other factors	
Physical characteristics	
Strength of terminations	IEC 61338-1-2, Clause 8, IEC 60068-2-21
Resistance to soldering heat and to dissolution of metallization	IEC 61338-1-2, 9.1, IEC 60068-2-58
Solderability of terminations	IEC 61338-1-2, 9.2, IEC 60068-2-20
Adhesion strength of metallized electrode	IEC 61338-1-2, 9.3
Marking	IEC 61338-1-1, Clause 4
Other factors	
Inspection requirements	
Applicable documents (related specifications)	
Inspection authority	
Type test	
Type test procedure	IEC 61338-1-2, Annex A
Acceptable quality level	IEC 61338-1-2, Annex A
Other factors	

Bibliography

- [1] KAJFEZ, D. and GUILLON, P. eds, *Dielectric Resonators*, Artech House Inc., Dedham, MA, 1986.
 - [2] KONISHI, Y. *Microwave Integrated Circuits*, Marcel Dekker Inc., New York, Basel, Hong Kong, 1991.
 - [3] KOBAYASHI, Y. and NAKAYAMA, S. *Design Chart for Shielded Dielectric Rod and Ring Resonator*, IEEE MTT-S Digest, p. 241-244, 1986.
 - [4] SOARES, R., GRAFFEUIL J. and OBREGON, J. *Applications of GaAs MESFETs*, Artech House Inc., Ch.6, 1983.
 - [5] LESSON, DB. *Simple Model of Feedback Oscillator Noise Spectrum*, Proc. Letters IEEE, p.329-330, 1966.
-

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of IEC 61338-2:2004

SOMMAIRE

AVANT-PROPOS	34
INTRODUCTION	36
1 Domaine d'application	37
2 Références normatives	37
3 Aperçu technique	38
4 Principes essentiels des résonateurs diélectriques à modes guidés	39
4.1 Principe de fonctionnement	39
4.2 Structure de base	39
5 Caractéristiques de résonateur diélectrique	40
5.1 Caractéristiques des matériaux de résonateur diélectrique	40
5.2 Caractéristiques des conducteurs de blindage	42
5.3 Caractéristiques des modes de résonance	42
5.4 Exemples d'applications	48
6 Guide d'application pour oscillateurs	48
6.1 Remarques pratiques pour oscillateurs	48
6.2 Oscillateur avec résonateur en mode $TE_{01\delta}$	49
6.3 Oscillateur avec résonateur en mode TEM	51
Annexe A (normative) Liste de contrôle des spécifications du résonateur diélectrique	60
Bibliographie	62
Figure 1 – Onde électromagnétique passant par un guide d'ondes diélectrique avec permittivité relative de ϵ'	51
Figure 2 – Résonateurs diélectriques en mode $TE_{01\delta}$, en mode TM_{010} et en mode TEM avec un quart de longueur d'onde	51
Figure 3 – Circuits équivalents du résonateur diélectrique couplé à un circuit externe	52
Figure 4 – Section du résonateur en mode $TE_{01\delta}$ avec borne d'excitation	52
Figure 5 – Dimension du résonateur en mode $TE_{01\delta}$	53
Figure 6 – Graphique de mode du résonateur en mode $TE_{01\delta}$	53
Figure 7 – Section du résonateur en mode TM_{010} avec borne d'excitation	53
Figure 8 – Résonateur en mode TEM $\lambda/4$ de type rectangulaire monté sur une carte de circuit imprimé	54
Figure 9 – Résonateur en mode TEM avec borne métallique moulée en résine	54
Figure 10 – Résonateurs en mode TEM $\lambda/4$ de type rectangulaire et cylindrique	54
Figure 11 – Résonateurs en mode TEM $\lambda/4$ avec diamètre interne à pas	54
Figure 12 – Résonateur à ligne microruban	55
Figure 13 – Résonateur à ligne ruban	55
Figure 14 – Exemple de mécanisme d'ajustement de fréquence d'un résonateur diélectrique	55
Figure 15 – Exemple d'oscillateur en réflexion	56
Figure 16 – Exemple d'oscillateur à rétroaction	56
Figure 17 – Schéma simplifié d'oscillateur en réflexion	56

Figure 18 – Exemple d'oscillateur à commande par tension en réflexion	57
Figure 19 – Exemple d'oscillateur à commande par tension à rétroaction	57
Figure 20 – Configuration d'oscillateur à commande par tension avec résonateur en mode TEM	57
Tableau 1 – Caractéristiques des matériaux disponibles de résonateur diélectrique	58
Tableau 2 – Caractéristiques des matériaux substrats	58
Tableau 3 – Comparaison de la taille et du facteur de qualité à vide Q des résonateurs diélectriques à trois modes de résonance	58
Tableau 4 – Exemples d'applications	59
Tableau A.1 – Références aux publications pertinentes	60

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of IEC 61338-2:2004

COMMISSION ÉLECTROTECHNIQUE INTERNATIONALE

RÉSONATEURS DIÉLECTRIQUES À MODES GUIDÉS –

Partie 2: Lignes directrices pour l'application aux filtres et aux oscillateurs

AVANT-PROPOS

- 1) La Commission Electrotechnique Internationale (CEI) est une organisation mondiale de normalisation composée de l'ensemble des comités électrotechniques nationaux (Comités nationaux de la CEI). La CEI a pour objet de favoriser la coopération internationale pour toutes les questions de normalisation dans les domaines de l'électricité et de l'électronique. A cet effet, la CEI – entre autres activités – publie des Normes internationales, des Spécifications techniques, des Rapports techniques, des Spécifications accessibles au public (PAS) et des Guides (ci-après dénommés "Publication(s) de la CEI"). Leur élaboration est confiée à des comités d'études, aux travaux desquels tout Comité national intéressé par le sujet traité peut participer. Les organisations internationales, gouvernementales et non gouvernementales, en liaison avec la CEI, participent également aux travaux. La CEI collabore étroitement avec l'Organisation Internationale de Normalisation (ISO), selon des conditions fixées par accord entre les deux organisations.
- 2) Les décisions ou accords officiels de la CEI concernant les questions techniques représentent, dans la mesure du possible, un accord international sur les sujets étudiés, étant donné que les Comités nationaux de la CEI intéressés sont représentés dans chaque comité d'études.
- 3) Les Publications de la CEI se présentent sous la forme de recommandations internationales et sont agréées comme telles par les Comités nationaux de la CEI. Tous les efforts raisonnables sont entrepris afin que la CEI s'assure de l'exactitude du contenu technique de ses publications; la CEI ne peut pas être tenue responsable de l'éventuelle mauvaise utilisation ou interprétation qui en est faite par un quelconque utilisateur final.
- 4) Dans le but d'encourager l'uniformité internationale, les Comités nationaux de la CEI s'engagent, dans toute la mesure possible, à appliquer de façon transparente les Publications de la CEI dans leurs publications nationales et régionales. Toutes divergences entre toutes Publications de la CEI et toutes publications nationales ou régionales correspondantes doivent être indiquées en termes clairs dans ces dernières.
- 5) La CEI elle-même ne fournit aucune attestation de conformité. Des organismes de certification indépendants fournissent des services d'évaluation de conformité et, dans certains secteurs, accèdent aux marques de conformité de la CEI. La CEI n'est responsable d'aucun des services effectués par les organismes de certification indépendants.
- 6) Tous les utilisateurs doivent s'assurer qu'ils sont en possession de la dernière édition de cette publication.
- 7) Aucune responsabilité ne doit être imputée à la CEI, à ses administrateurs, employés, auxiliaires ou mandataires, y compris ses experts particuliers et les membres de ses comités d'études et des Comités nationaux de la CEI, pour tout préjudice causé en cas de dommages corporels et matériels, ou de tout autre dommage de quelque nature que ce soit, directe ou indirecte, ou pour supporter les coûts (y compris les frais de justice) et les dépenses découlant de la publication ou de l'utilisation de cette Publication de la CEI ou de toute autre Publication de la CEI, ou au crédit qui lui est accordé.
- 8) L'attention est attirée sur les références normatives citées dans cette publication. L'utilisation de publications référencées est obligatoire pour une application correcte de la présente publication.
- 9) L'attention est attirée sur le fait que certains des éléments de la présente Publication de la CEI peuvent faire l'objet de droits de propriété intellectuelle ou de droits analogues. La CEI ne saurait être tenue pour responsable de ne pas avoir identifié de tels droits de propriété et de ne pas avoir signalé leur existence.

La Norme internationale CEI 61338-2 a été établie par le comité d'études 49 de la CEI: Dispositifs piézoélectriques et diélectriques pour la commande et le choix de la fréquence.

La présente norme annule et remplace la CEI/PAS 61338-2 publiée en 2000. Cette première édition constitue une révision technique.

La présente version bilingue (2014-02) correspond à la version anglaise monolingue publiée en 2004-05.

Le texte anglais de cette norme est issu des documents 49/656/FDIS et 49/674/RVD.

Le rapport de vote 49/674/RVD donne toute information sur le vote ayant abouti à l'approbation de cette norme.

La version française de cette norme n'a pas été soumise au vote.

Cette publication a été rédigée selon les Directives ISO/CEI, Partie 2.

Le comité a décidé que le contenu de cette publication ne sera pas modifié avant 2008. A cette date, la publication sera

- reconduite;
- supprimée;
- remplacée par une édition révisée, ou
- amendée.

La CEI 61338 comprend les parties suivantes, sous le titre général *Résonateurs diélectriques à modes guidés*:

Partie 1: Spécification générique ¹

Partie 1-1: Informations générales et conditions d'essais – Informations générales ²

Partie 1-2: Informations générales et conditions d'essais – Conditions d'essais ²

Partie 1-3: Informations générales et conditions d'essais – Méthode de mesure de la permittivité relative complexe des matériaux diélectriques pour les résonateurs diélectriques fonctionnant aux hyperfréquences

Partie 1-4: Informations générales et conditions d'essais – Méthode de mesure de permittivité relative complexe des matériaux des résonateurs diélectriques fonctionnant à des fréquences millimétriques ³

Partie 2: Lignes directrices pour l'application aux filtres et aux oscillateurs (présente norme)

Partie 4: Spécification intermédiaire ¹

Partie 4-1: Spécification particulière cadre ¹

¹ A publier.

² A remplacer par la CEI 61338-1 dans un futur proche.

³ A l'étude.

INTRODUCTION

La présente partie de la CEI 61338 indique des lignes directrices pratiques sur l'exploitation des résonateurs diélectriques à modes guidés utilisés dans les systèmes de télécommunication et de radar (pour des informations générales, des valeurs normalisées et des conditions d'essais, voir les autres parties de cette série).

Ces résonateurs diélectriques se distinguent par leur petite taille, l'absence de dégradation de leur facteur de qualité, leur faible masse, leur niveau de fiabilité élevé et leur stabilité supérieure malgré les variations de température et le vieillissement. Les résonateurs diélectriques conviennent aux applications impliquant des oscillateurs et des filtres miniaturisés hautes performances.

La présente norme a été rédigée après que les utilisateurs et les fabricants ont généralement exprimé le besoin de lignes directrices pour l'utilisation des résonateurs diélectriques, de sorte que les résonateurs puissent être utilisés au mieux. A cette fin, leurs caractéristiques générales et fondamentales sont explicitées dans la présente norme.

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of IEC 61338-2:2004

RÉSONATEURS DIÉLECTRIQUES À MODES GUIDÉS –

Partie 2: Lignes directrices pour l'application aux filtres et aux oscillateurs

1 Domaine d'application

La présente partie de la CEI 61338, qui contient des directives d'utilisation, se limite aux résonateurs diélectriques à modes guidés utilisés dans des applications impliquant des oscillateurs et des filtres. Ces types de résonateurs sont maintenant largement utilisés avec des oscillateurs pour systèmes de radiodiffusion directe ou de télécommunication par satellite, des oscillateurs pour liaisons radio, des oscillateurs à commande par tension pour systèmes de communications mobiles, etc. Par ailleurs, ces résonateurs diélectriques sont également utilisés comme composant essentiel des filtres miniaturisés pour le même type d'applications.

La présente norme n'a pas pour objectif de fournir des explications théoriques ni d'essayer d'aborder toutes les éventualités pouvant survenir dans la pratique. Cette norme attire l'attention sur certaines des questions les plus fondamentales qu'il convient que l'utilisateur prenne en compte avant de commander des résonateurs diélectriques pour une nouvelle application. Cette procédure permettra à l'utilisateur de se prémunir contre toute performance insatisfaisante.

Les spécifications normalisées, telles que celles de la série CEI 61338 et les spécifications nationales ou particulières publiées par les fabricants, définiront les combinaisons disponibles de fréquences de résonance, le facteur de qualité, le coefficient de température de la fréquence de résonance, etc. Ces spécifications sont rédigées dans le but d'inclure une vaste gamme de résonateurs diélectriques aux performances normalisées. Il est capital de rappeler qu'il convient que l'utilisateur, dans la mesure du possible, sélectionne ses résonateurs diélectriques compte tenu de ces spécifications, le cas échéant, même si cela peut impliquer de légères modifications du circuit afin de permettre l'utilisation de résonateurs normalisés. Ceci s'applique plus particulièrement à la sélection de la fréquence nominale.

2 Références normatives

Les documents de référence suivants sont indispensables pour l'application du présent document. Pour les références datées, seule l'édition citée s'applique. Pour les références non datées, la dernière édition du document de référence s'applique (y compris les éventuels amendements).

CEI 60068-1, *Essais d'environnement – Partie 1: Généralités et guide*

CEI 60068-2-1, *Essais d'environnement – Partie 2-1: Essais – Essais A: Froid*

CEI 60068-2-2, *Essais d'environnement – Partie 2-2: Essais – Essais B: Chaleur sèche*

CEI 60068-2-6, *Essais d'environnement – Partie 2-6: Essais – Essai Fc: Vibrations (sinusoïdales)*

IEC 60068-2-7, *Essais d'environnement – Partie 2-7: Essais – Essai Ga: Accélération constante*

CEI 60068-2-13, *Essais d'environnement – Partie 2-13: Essais – Essai M: Basse pression atmosphérique*

CEI 60068-2-14, *Essais d'environnement – Partie 2-14: Essais – Essai N: Variation de température*

CEI 60068-2-20, *Essais d'environnement – Partie 2-20: Essais – Essai T: Méthodes d'essai de la soudabilité et de la résistance à la chaleur de brasage des dispositifs plombés*

CEI 60068-2-21, *Essais d'environnement – Partie 2-21: Essais – Essai U: Robustesse des sorties et des dispositifs de fixation*

CEI 60068-2-27, *Essais d'environnement – Partie 2-27: Essais – Essai Ea et guide: Chocs*

IEC 60068-2-29, *Environmental testing – Part 2-29: Tests – Test Eb and guidance: Bump (disponible en anglais uniquement)*

CEI 60068-2-30, *Essais d'environnement – Partie 2-30: Essais – Essai Db: Essai cyclique de chaleur humide (cycle de 12 h + 12 h)*

CEI 60068-2-58, *Essais d'environnement – Partie 2-58: Essais – Essai Td: Méthodes d'essai de la soudabilité, de la résistance de la métallisation à la dissolution et de la résistance à la chaleur de soudage des composants pour montage en surface (CMS)*

CEI 60068-2-78, *Essais d'environnement – Partie 2-78: Essais – Essai Cab: Chaleur humide, essai continu*

CEI 61338-1-1, *Résonateurs diélectriques à modes guidés – Partie 1-1: Informations générales et conditions d'essais – Informations générales*

CEI 61338-1-2, *Résonateurs diélectriques à modes guidés – Partie 1-2: Informations générales et conditions d'essais – Conditions d'essais*

CEI 61338-1-3, *Résonateurs diélectriques à modes guidés – Partie 1-3: Informations générales et conditions d'essais – Méthode de mesure de la permittivité relative complexe des matériaux diélectriques pour les résonateurs diélectriques fonctionnant aux hyperfréquences*

3 Aperçu technique

Il est capital pour un utilisateur qu'il convienne que les caractéristiques du résonateur satisfassent des spécifications particulières. Il convient que la sélection de circuits oscillants et de résonateurs diélectriques satisfaisant à ces spécifications soit effectuée d'un commun accord entre l'utilisateur et le fabricant.

En général, les caractéristiques du résonateur sont exprimées en termes de fréquence de résonance, de facteur de qualité, etc. Ces caractéristiques sont liées aux caractéristiques diélectriques spécifiées en 5.3.

Les spécifications doivent être satisfaites de la température la plus basse à la température la plus élevée de la plage de températures de fonctionnement spécifiée, avant et après les essais d'environnement.

4 Principes essentiels des résonateurs diélectriques à modes guidés

4.1 Principe de fonctionnement

Lorsqu'une onde électromagnétique passe par un guide d'ondes diélectrique avec une permittivité relative de ϵ' , l'interface air-diélectrique est un réflecteur parfait si l'angle d'incidence est supérieur à l'angle critique θ , $\theta = \arcsin (1/\sqrt{\epsilon'})$, tel qu'indiqué sur la Figure 1.

De façon approximative, il peut être considéré que l'interface air-diélectrique fonctionne comme une paroi magnétique (circuit ouvert) sur laquelle un composant normal du champ électrique et un composant tangentiel d'un champ magnétique disparaissent. Ainsi, un barreau diélectrique d'une longueur finie fonctionne comme un résonateur en raison des réflexions internes des ondes électromagnétiques au niveau de l'interface air-diélectrique.

La taille d'un résonateur diélectrique peut être considérablement inférieure à celle d'une cavité résonante vide pour une fréquence identique. En effet, la fréquence de résonance est déterminée lorsque les dimensions du résonateur sont de l'ordre de la moitié d'une longueur d'onde électromagnétique et la longueur d'onde est raccourcie dans le diélectrique, conformément à l'équation suivante:

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon'}} \quad (1)$$

où λ_g et λ_0 sont les longueurs d'ondes dans un diélectrique avec la permittivité relative ϵ' et dans le vide. Cet effet de réduction de taille sur les composantes fonctionnant aux hyperfréquences est le principal avantage de l'utilisation du résonateur diélectrique.

4.2 Structure de base

Un résonateur diélectrique est en général en forme de disque ou de cylindre qui est un guide d'ondes en barreau diélectrique d'une longueur finie. Même s'il est considéré que l'interface air-diélectrique fonctionne plus ou moins comme une paroi magnétique, une partie du champ fuit réellement (rayonne), en particulier au niveau des extrémités, où l'angle d'incidence est inférieur à l'angle critique. Afin d'éviter ces pertes par rayonnement, le résonateur doit se trouver à l'intérieur d'un type de conducteur de blindage.

Comme dans une cavité à parois métalliques types, il peut exister divers types de structures de résonateur diélectrique et un certain nombre de modes pour chaque structure. Parmi ces modes, celui qui présente la fréquence de résonance la plus basse pour un rapport diamètre/longueur donné est désigné comme mode dominant. La Figure 2 illustre les trois modes dominants couramment utilisés pour les résonateurs diélectriques.

Le résonateur diélectrique en mode $TE_{01\delta}$ se caractérise par une distribution de champ dominante en mode TE (électrique transversal), dont le champ fuit dans la direction de la propagation des ondes. Ce type de résonateur à modes comprend un résonateur diélectrique en forme de disque ou de cylindre, un support diélectrique bas ϵ' et un conducteur de blindage en métaux à conductivité élevée tels que le cuivre et l'argent. Un facteur de qualité à vide élevé peut être atteint à l'aide de ce mode.

Le résonateur diélectrique en mode TM_{010} se caractérise par une distribution de champ en mode TM (magnétique transversal). Ce résonateur à modes présente des niveaux moyens de facteur de qualité à vide Q et un effet de réduction de taille entre les résonateurs en mode $TE_{01\delta}$ et TEM. Le résonateur en mode TM_{010} est souvent utilisé pour les applications haute puissance telles que les filtres pour stations de base cellulaires en raison de sa construction qui favorise le dégagement de chaleur.

Le résonateur diélectrique en mode TEM (électromagnétique transversal) se caractérise par la distribution de champ à mode guidé d'un mode TEM avec onde stationnaire d'un quart de longueur d'onde. L'intérieur, l'extérieur et une extrémité des parois d'un résonateur diélectrique cylindrique sont chauffés ou plaqués à l'aide d'un métal haute conductivité tel que le cuivre ou l'argent. Ce résonateur diélectrique à modes provoque un effet de réduction de taille significatif.

5 Caractéristiques de résonateur diélectrique

5.1 Caractéristiques des matériaux de résonateur diélectrique

Il convient que les matériaux utilisés pour produire des résonateurs diélectriques disposent d'une permittivité relative élevée (ϵ'), d'un facteur de perte bas ($\tan \delta$) et d'un coefficient de température de fréquence de résonance minimal (TCF). Le Tableau 1 indique la composition de plusieurs matériaux de résonateur ainsi que leurs propriétés diélectriques aux hyperfréquences.

Le Tableau 2 indique les propriétés diélectriques des matériaux de substrat. Les résonateurs diélectriques sont montés sur ces tableaux.

5.1.1 Permittivité relative (ϵ')

La permittivité relative des matériaux de résonateur diélectrique est indépendante de la fréquence (c'est-à-dire constante) sur la plage d'hyperfréquences appliquée car les matériaux sont composés de céramique para-électrique. Dorénavant, les matériaux dont la valeur ϵ' est comprise entre 20 et 100 sont normalement utilisés pour les résonateurs diélectriques.

5.1.2 Facteur de perte ($\tan \delta$)

Le facteur de qualité d'un matériau (Q_0) est défini comme la réciproque du facteur de perte:

$$Q_0 = 1/\tan \delta \quad (2)$$

Etant donné que $\tan \delta$ augmente proportionnellement à la fréquence des cristaux ioniques, le produit de Q_0 et de la fréquence est approximativement constant aux hyperfréquences. Par conséquent, le produit $Q_0 f$ est souvent utilisé comme facteur de qualité pour chaque matériau. Les matériaux dont la valeur ϵ' est inférieure présentent en général une valeur $\tan \delta$ inférieure.

5.1.3 Coefficient de température de la fréquence de résonance (TCF)

La valeur TCF est obtenue au moyen de l'équation suivante comme constante du matériau:

$$TCF = -\frac{1}{2}TC\epsilon - \alpha \quad (3)$$

où

$TC\epsilon$ est le coefficient de température de la permittivité relative et

α est le coefficient de dilatation thermique du résonateur diélectrique.

La valeur TCF est obtenue au moyen de l'équation suivante:

$$TCF = \frac{f_T - f_{ref}}{f_{ref}(T - T_{ref})} \times 10^6 \quad (4)$$

où

f_T est la fréquence de résonance à la température T et

f_{ref} est la fréquence de résonance à la température de référence T_{ref} .

La valeur TCF du matériau de résonateur diélectrique peut être sélectionnée avec une précision de $\pm 1 \cdot 10^{-6}/K$.

Dans l'éventualité où un matériau présente une dépendance en température non linéaire significative, le coefficient de température de fréquence de résonance du deuxième ordre TCF'' est utilisé.

$$\frac{f_T - f_{\text{ref}}}{f_{\text{ref}}} = TCF'(T - T_{\text{ref}}) + TCF''(T - T_{\text{ref}})^2 \quad (5)$$

5.1.4 Tension de claquage d'isolement

La tension de claquage des matériaux du résonateur diélectrique est en général supérieure à 10 kV/mm. Pour des applications haute puissance, par exemple avec des filtres pour stations de base cellulaires, il convient de prendre des précautions afin de s'assurer une bonne dissipation thermique des résonateurs diélectriques de façon à éviter la diminution de la tension de claquage.

5.1.5 Coefficient de dilatation thermique linéaire (α)

Les résonateurs diélectriques présentent un coefficient de dilatation thermique linéaire compris entre $+6 \cdot 10^{-6}/K$ et $+12 \cdot 10^{-6}/K$. Si le résonateur est soudé directement sur une carte de circuit imprimé, une attention particulière doit être accordée afin d'éviter la fissuration du corps en céramique provoquée par la différence du coefficient de dilatation thermique linéaire entre le résonateur diélectrique et la carte de circuit imprimé.

5.1.6 Force mécanique

Les résonateurs diélectriques présentent une robustesse pratique pour les applications habituelles. Sa résistance à la flexion est comprise entre 80 MPa et 200 MPa. Si les résonateurs diélectriques sont montés sur une carte de circuit imprimé, des précautions doivent être prises pour s'assurer que les contraintes mécaniques provoquées par la flexion de la carte de circuit imprimé ne cassent pas les résonateurs diélectriques.

5.1.7 Résistance à la chaleur de brasage

En ce qui concerne les résonateurs en mode TEM de grande taille, une hausse de température brutale par brasage pourrait engendrer la fissuration du corps. Il est recommandé de procéder à un réchauffage avant le brasage. Il convient que les utilisateurs respectent les conditions de brasage publiées par les fournisseurs.

5.1.8 Stabilité à long terme

La permittivité relative et le facteur de perte des matériaux du résonateur diélectrique présentent une bonne stabilité à long terme. Cependant, il convient que l'élément du résonateur soit manipulé dans une atmosphère sèche afin d'éviter la détérioration de la valeur du facteur de qualité à vide Q en raison de la présence d'humidité et de l'oxydation du conducteur de blindage. Il convient également d'éviter toute manipulation mains nues afin de protéger le conducteur contre toute sulfuration, chloration ou tache.

5.1.9 Gamme de fréquences disponible

Les résonateurs diélectriques actuellement commercialisés sont utilisés aux fréquences comprises entre 200 MHz et 60 GHz.

5.2 Caractéristiques des conducteurs de blindage

5.2.1 Conducteurs de blindage pour résonateur diélectrique en mode TE_{01δ}

Du laiton et du cuivre plaqués argent sont en général choisis en raison de leur conductivité électrique élevée et de leurs propriétés mécaniques préférables. A l'occasion, de l'aluminium est choisi du fait de son faible coût.

5.2.2 Conducteurs de blindage pour résonateurs diélectriques en mode TEM et TM₀₁₀

Les électrodes sont directement formées au niveau de la surface diélectrique des résonateurs en modes TEM et TM₀₁₀ à l'aide d'argent ou de cuivre. En général, la couche d'électrodes est recouverte par électrolyse avec une couche supérieure appropriée afin d'améliorer la soudabilité.

5.3 Caractéristiques des modes de résonance

5.3.1 Facteurs de qualité

Dans la pratique, les résonateurs diélectriques sont excités par des circuits externes. La Figure 3 illustre les circuits équivalents des résonateurs diélectriques couplés à des circuits externes. La plupart des résonateurs en modes TE_{01δ} et TM₀₁₀ sont couplée d'un point de vue magnétique et électrique aux circuits externes, respectivement. Les résonateurs en mode TEM sont en général couplés d'un point de vue électrique aux circuits externes.

Sur la Figure 3, Q_L indique le facteur de qualité à vide, à savoir le facteur de qualité total du système de résonateur, y compris les pertes d'énergie du résonateur et du circuit externe. La valeur Q_L est obtenue au moyen des équations suivantes:

$$\frac{1}{Q_L} = \frac{1}{Q_u} + \frac{1}{Q_e} \text{ (pour le type réflexion et réaction)} \quad (6)$$

$$\frac{1}{Q_L} = \frac{1}{Q_u} + \frac{1}{Q_{eg}} + \frac{1}{Q_{el}} \text{ (pour le type transmission)} \quad (7)$$

où

Q_e , Q_{eg} et Q_{el} indiquent les facteurs de qualité externe déterminés par le coefficient de couplage entre le résonateur et les circuits externes;

Q_{eg} est la valeur Q_e du côté générateur et Q_{el} celle du côté aval;

Q_u indique le facteur de qualité à vide d'un résonateur diélectrique avec conducteur de blindage.

Le facteur de qualité à vide est principalement déterminé par le facteur de perte d'un matériau de résonateur diélectrique et la perte par conduction au niveau des surfaces d'un conducteur de blindage. La valeur Q_u est obtenue au moyen de l'équation suivante:

$$\frac{1}{Q_u} = \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_c} \quad (8)$$

où

Q_d est le facteur de qualité découlant de la valeur $\tan \delta$ d'un matériau; et

Q_c est le facteur de qualité découlant de la perte par conduction d'un conducteur de blindage.

Le facteur de qualité d'un matériau est défini comme $Q_0 = 1/\tan \delta$. Avec Q_0 , la valeur Q_d est obtenue au moyen de l'équation suivante:

$$Q_d = (1 + A) \cdot Q_0 \quad (9)$$

où

A est le facteur géométrique déterminé par la structure du résonateur diélectrique, obtenu par $A = W_O/W_I$, où W_O et W_I représentent l'énergie électrique stockée à l'extérieur et à l'intérieur de l'élément diélectrique, respectivement. La valeur A est égale à zéro si l'ensemble de l'énergie du champ électrique est concentré à l'intérieur de l'élément diélectrique.

La valeur Q_c dépend fortement du mode de résonance et de la dimension du résonateur diélectrique.

Le Tableau 3 donne un exemple des valeurs Q_d , Q_c et Q_u pour trois types de résonateurs diélectriques avec différents modes de résonance. Les valeurs Q_d et Q_c ont été calculées dans des conditions impliquant un matériau de résonateur diélectrique présentant les propriétés suivantes: $\epsilon' = 38$ et $Q_0 = 1/\tan \delta = 50\,000$. La valeur $5,8 \times 10^7$ (S/m) a été utilisée comme conductivité d'un conducteur de blindage pour le cuivre. La taille de chaque résonateur a été déterminée de sorte que chacun présente la même fréquence de résonance de 1 GHz.

Tel qu'indiqué dans le Tableau 3, la valeur Q_u est déterminée par Q_d pour le résonateur en mode $TE_{01\delta}$ et par Q_c pour le résonateur en mode TEM (valeur inférieure entre Q_d et Q_c dans chaque cas).

5.3.2 Résonateur en mode $TE_{01\delta}$

a) Structure

La Figure 4 illustre la section d'un résonateur en mode $TE_{01\delta}$ avec une borne d'excitation. L'élément diélectrique ayant la forme d'un disque ou d'un anneau est fixé au centre d'un conducteur de blindage à l'aide d'un faible support ϵ' habituellement composé de forstérite, d'alumine ou de quartz.

b) Fréquence de résonance

La Figure 5 illustre les dimensions du résonateur en mode $TE_{01\delta}$. Il convient que la hauteur du conducteur de blindage h soit inférieure à $\lambda_0/2$, où λ_0 est la longueur d'onde dans le vide à la fréquence de résonance.

Dans les conditions $d \approx 2D$ à $3D$, $h \approx 2L$ à $3L$, la fréquence de résonance est obtenue par

$$f_0 = 1,1 \frac{c}{D\sqrt{\epsilon'}} \quad (10)$$

où c est la vitesse de la lumière dans le vide.

La Figure 6 illustre un graphique de mode pour un résonateur en mode $TE_{01\delta}$. Avec un rapport de $D/L \approx \sqrt{5}$, le mode dominant $TE_{01\delta}$ est le plus souvent séparé du mode adjacent supérieur. Par conséquent, il est recommandé d'utiliser ce rapport pour obtenir la réponse aux brouillages

désirée. Un élément diélectrique en forme d'anneau permet d'améliorer la réponse aux brouillages.

c) Facteur de qualité

Le facteur de qualité à vide Q de ce mode est obtenu au moyen de l'équation suivante:

$$\frac{1}{Q_u} = \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_c} = (A_1 \tan \delta + A_2 \tan \delta_s + A_3 \tan \delta_a) + A_4 R_s \quad (11)$$

où $\tan \delta$, $\tan \delta_s$ et $\tan \delta_a$ sont les facteurs de perte pour un élément diélectrique, un support diélectrique et un collage par adhésif, respectivement. R_s est la résistance de la surface d'un conducteur de blindage obtenue au moyen de l'équation suivante:

$$R_s = \sqrt{\frac{\omega \mu_0}{2\sigma}} \quad (12)$$

où

ω est la fréquence de résonance angulaire;

μ_0 est la perméabilité dans le vide; et

σ est la conductivité du conducteur de blindage.

Les constantes A_1 à A_4 sont déterminées par la valeur ε' d'un élément diélectrique et par les dimensions du résonateur.

d) Coefficient de température de la fréquence de résonance

Le coefficient de température de la fréquence de résonance TCF d'un matériau est sélectionné de sorte qu'il compense l'effet de la dilatation thermique d'un conducteur de blindage sur le coefficient de température de la fréquence de résonance d'un résonateur. La valeur $TCF \approx 3$ est recommandée pour le résonateur en mode $TE_{01\delta}$ avec les dimensions de $d \approx 2D$ à $3D$, $h \approx 2L$ à $3L$.

5.3.3 Résonateurs en mode TM_{010}

a) Structure

La Figure 7 illustre la section d'un résonateur en mode TM_{010} avec une borne d'excitation. Un élément diélectrique de type en barreau est placé au centre d'un conducteur de blindage. D'un point de vue électrique, ses deux extrémités sont en contact avec les conducteurs supérieur et inférieur.

b) Fréquence de résonance

La fréquence de résonance du résonateur en mode TM_{010} est déterminée par le diamètre de l'élément diélectrique. Si la valeur ε' est comprise entre 30 et 40 et $D/d = 1/3$, où D est le diamètre de l'élément diélectrique et d est le diamètre interne du conducteur de blindage, la fréquence de résonance du résonateur en mode TM_{010} est obtenue au moyen de l'équation suivante:

$$f_0 = \frac{c}{D} \sqrt{\frac{0,13}{\varepsilon'}} \quad (13)$$

c) Facteur de qualité à vide

Le facteur de qualité à vide Q de ce mode est obtenu au moyen de l'équation suivante:

$$\frac{1}{Q_u} = \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_c} = (A_1 \tan \delta + A_2 R_S) \quad (14)$$

où

$\tan \delta$ est le facteur de perte de l'élément diélectrique; et

R_S est la résistance de la surface du conducteur de blindage.

Les constantes A_1 et A_2 sont déterminées par la valeur ε' de l'élément diélectrique et par les dimensions du résonateur. L'effet de la valeur R_S sur Q_u pour le résonateur en mode TM_{010} est plus important que pour le résonateur en mode $TE_{01\delta}$. Un élément diélectrique plus long permet d'obtenir un facteur de qualité à vide Q supérieur.

d) Coefficient de température de la fréquence de résonance

L'entrefer entre un élément diélectrique et un conducteur de blindage modifie considérablement la fréquence de résonance. Par conséquent, la dilatation thermique de ces deux matériaux doit coïncider afin d'éviter la création d'un entrefer.

5.3.4 Résonateur en mode TEM

a) Structure

La Figure 8 représente un résonateur en mode TEM $\lambda/4$ de type rectangulaire monté sur une carte de circuit imprimé au moyen d'un brasage par fusion. Pour un couplage avec une ligne de transmission, une borne métallique est raccordée à la paroi interne du résonateur. Si une capacité est nécessaire du côté résonateur, une résine est insérée entre une borne métallique et une paroi interne du résonateur (Figure 9).

b) Fréquence de résonance

La Figure 10 indique les dimensions de résonateurs en mode TEM $\lambda/4$ de type rectangulaire et cylindrique. Les parois externe et interne et une extrémité du résonateur sont métallisées avec de l'argent ou du cuivre.

La fréquence de résonance de ce mode est déterminée au moyen de la longueur du résonateur:

$$f_0 = \frac{c}{4L\sqrt{\varepsilon'}} \quad (15)$$

La réponse du mode supérieur suivant apparaît à $3f_0$. Un mode supérieur différent apparaît à la fréquence obtenue au moyen de l'équation suivante:

$$\frac{c}{f} = \lambda = 2\pi \left(\frac{a+b}{2} \right) \quad (16)$$

La Figure 11 représente un résonateur en mode TEM $\lambda/4$ avec un pas au niveau du diamètre interne. Ce pas raccourcit la longueur de 10 % à 20 % par rapport au résonateur à diamètre interne droit, mais dégrade le facteur de qualité à vide proportionnellement au raccourcissement de la longueur.

c) Facteur de qualité à vide

Le facteur de qualité à vide Q de ce mode est obtenu au moyen de l'équation suivante:

$$\frac{1}{Q_u} = \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_c} \quad (17)$$

où les valeurs $Q_d = 1/\tan \delta$ et Q_c sont obtenues au moyen de l'équation suivante pour un résonateur en mode TEM $\lambda/4$ de type cylindrique:

$$Q_c = \sqrt{2\sigma\omega\mu_0 \frac{\ln(b/a)}{1/a + 1/b + (2/L)\ln(b/a)}} \quad (18)$$

Pour un résonateur de type rectangulaire, la transformation de la valeur $4W = 2\pi b$ est admissible. La condition dimensionnelle de $b/a = 3,6$ permet d'obtenir la valeur maximale Q_c .

d) Coefficient de température de la fréquence de résonance

Le coefficient de température de la fréquence de résonance de ce mode coïncide approximativement avec la valeur TCF d'un élément diélectrique.

5.3.5 Résonateur à ligne microruban

a) Structure

La Figure 12 présente un résonateur à ligne microruban. Ce résonateur fonctionne comme un résonateur $\lambda/4$ lorsqu'une extrémité de la ligne microruban est raccourcie et comme un résonateur $\lambda/2$ si les deux extrémités de la ligne microruban sont à circuit ouvert ou court-circuitées.

b) Fréquence de résonance

La fréquence de résonance est obtenue au moyen de l'équation suivante pour un résonateur à ligne microruban $\lambda/4$:

$$f_0 = \frac{c}{4L\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \quad (19)$$

où ϵ_{eff} est la permittivité effective du résonateur à ligne microruban. La valeur ϵ_{eff} est obtenue au moyen de l'équation suivante, avec une largeur w de ligne microruban et une épaisseur h de substrat:

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{\epsilon' + 1}{2} + \frac{\epsilon' - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 10h/w}} \quad (20)$$

c) Facteur de qualité à vide

Le facteur de qualité à vide Q de ce mode est obtenu au moyen de l'équation suivante:

$$\frac{1}{Q_u} = \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_C} = (A_1 \tan \delta + A_2 R_{S1} + A_3 R_{S2}) \quad (21)$$

où

$\tan \delta$ est le facteur de perte du substrat diélectrique; et

R_{S1} et R_{S2} sont les résistances de la surface de la ligne microruban et de l'électrode plane, respectivement.

Ce type de résonateur est en général installé dans un conducteur de blindage afin d'éviter la perte de rayonnement électromagnétique.

d) Coefficient de température de la fréquence de résonance

Le coefficient de température de la fréquence de résonance de ce mode coïncide approximativement avec la valeur TCF du substrat diélectrique.

5.3.6 Résonateur à ligne ruban

a) Structure

La Figure 13 représente un résonateur à ligne ruban. Ce résonateur fonctionne comme un résonateur $\lambda/4$ lorsqu'une extrémité de la ligne ruban est raccourcie et comme un résonateur $\lambda/2$ si les deux extrémités de la ligne ruban sont à circuit ouvert ou court-circuitées.

b) Fréquence de résonance

Ce résonateur possède une structure similaire à celle du résonateur en mode TEM. La fréquence de résonance est obtenue au moyen de l'équation suivante pour un résonateur à ligne ruban $\lambda/4$:

$$f_0 = \frac{c}{4L\sqrt{\epsilon'}} \quad (22)$$

c) Facteur de qualité à vide

Le facteur de qualité à vide Q de ce mode est obtenu au moyen de l'équation suivante:

$$\frac{1}{Q_u} = \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_C} = (A_1 \tan \delta + A_2 R_{S1} + A_3 R_{S2}) \quad (23)$$

où

$\tan \delta$ est le facteur de perte du substrat diélectrique; et

R_{S1} et R_{S2} sont les résistances de la surface de la ligne microruban et de l'électrode plane, respectivement.

Il est recommandé que le rapport de W/w soit supérieur à 3 afin d'éviter la détérioration du facteur de qualité à vide Q provoquée par l'interférence au bord de la ligne ruban.

d) Coefficient de température de la fréquence de résonance

Le coefficient de température de la fréquence de résonance de ce mode coïncide approximativement avec la valeur TCF du substrat diélectrique.

5.4 Exemples d'applications

Le Tableau 4 présente l'application des résonateurs diélectriques aux filtres et oscillateurs hyperfréquences. Pour les filtres des systèmes de communication mobiles à 900 MHz, des matériaux à base de $\text{BaO-Nd}_2\text{O}_3\text{-TiO}_2$ avec une valeur ε' supérieure à 90 sont couramment utilisés. Le mode de résonance TEM $\lambda/4$ est utilisé pour cette application afin d'obtenir l'effet de réduction de taille le plus important.

La gamme de fréquences applicable des matériaux $(\text{Zr,Sn})\text{TiO}_4$ et $\text{Ba}_2\text{Ti}_9\text{O}_{20}$ s'étend entre 0,2 GHz et 10 GHz. Ils présentent une valeur élevée ε' de 38 et une valeur Q_0 élevée. Ils sont utilisés pour les filtres des stations de base cellulaires, les filtres de nombreux types de systèmes de communications et pour les oscillateurs pour systèmes de télédiffusion directe par satellite. Le mode de résonance $\text{TE}_{01\delta}$ est utilisé lorsqu'une application requiert le facteur de qualité à vide élevé. Pour les applications haute puissance telles que les stations de base cellulaires, le mode de résonance TM_{010} présente l'avantage de favoriser le dégagement de chaleur de l'élément diélectrique vers les conducteurs de blindage. Il convient que les concepteurs d'applications haute puissance prennent soin d'éviter toute décharge électrique autour d'un élément diélectrique à pression d'air basse. Le faible niveau de distorsion des troisièmes harmoniques doit également être pris en compte pour éviter toute diaphonie entre les signaux. Le matériau $(\text{Zr,Sn})\text{TiO}_4$ présente un faible niveau de distorsion des troisièmes harmoniques.

Les matériaux pérovskite complexes tels que le $\text{Ba}(\text{Zn,Ta})\text{O}_3$ et le $\text{Ba}(\text{Mg,Ta})\text{O}_3$ présentent une valeur Q_0 extrêmement élevée. Ils sont utilisés à des fréquences plus élevées comprises entre 10 GHz et 80 GHz. Le mode de résonance $\text{TE}_{01\delta}$ est principalement utilisé afin d'obtenir un facteur de qualité à vide supérieur.

6 Guide d'application pour oscillateurs

6.1 Remarques pratiques pour oscillateurs

Les résonateurs diélectriques sont utilisés pour stabiliser la fréquence d'oscillation et réduire le bruit de phase des oscillateurs hyperfréquences. Un résonateur diélectrique en mode TEM est en général utilisé avec les oscillateurs dont les fréquences d'oscillation sont comprises entre 0,3 GHz et 3,0 GHz. Un résonateur en mode $\text{TE}_{01\delta}$ est quant à lui utilisé avec les oscillateurs dont les fréquences sont supérieures à 3,0 GHz.

Un transistor bipolaire Si ou à TEC GaAs est utilisé pour les éléments actifs. Le premier peut être utilisé à des fréquences inférieures à 10 GHz et le dernier peut être utilisé à des fréquences supérieures à 10 GHz. Cependant, étant donné que le bruit de phase de la zone 1/f des oscillateurs à TEC GaAs est supérieur de 20 dB à celui des oscillateurs du transistor bipolaire Si, un résonateur diélectrique avec facteur de qualité à vide Q élevé est souvent utilisé afin de stabiliser la fréquence d'oscillation des oscillateurs à TEC GaAs.

La Figure 14 illustre un exemple de système de syntonisation mécanique pour la fréquence de résonance d'un résonateur diélectrique en mode $\text{TE}_{01\delta}$. En général, une vis métallique située au-dessus de l'élément diélectrique permet de régler la fréquence d'oscillation d'environ 5 %. La fréquence d'oscillation d'un oscillateur est principalement déterminée par la fréquence de résonance du résonateur diélectrique et affectée par les paramètres des transistors et des circuits. En cas d'utilisation d'un oscillateur à commande par tension (VCO), la fréquence d'oscillation est également affectée par la capacité de la diode varactor.

La stabilité de la température de la fréquence de l'oscillateur est principalement déterminée par le coefficient de température de la fréquence de résonance du résonateur diélectrique (TCF)

et affectée par le coefficient de dilatation thermique du boîtier métallique. L'effet du coefficient de la dilatation thermique du boîtier métallique dépend de la distance entre l'élément diélectrique et le boîtier métallique. Afin d'obtenir une fréquence d'oscillation stable, la valeur TCF du résonateur diélectrique est sélectionnée de sorte qu'elle compense le coefficient de dilatation thermique du boîtier métallique.

Les matériaux du résonateur diélectrique tels que le $(Zr,Sn)TiO_4$, le $Ba(Zn,Ta)O_3$ et le $Ba(Mg,Ta)O_3$ présentent une dépendance en température linéaire de la fréquence de résonance qui permet à la stabilité de la fréquence de se situer à $\pm 100 \cdot 10^{-6}$ entre $-50^\circ C$ et $100^\circ C$. Le système de contrôle de phase automatique (système à verrouillage de phase) est parfois adopté afin d'obtenir une stabilité de fréquence supérieure.

Le bruit de phase $L(f_{osc})$ fait partie des paramètres importants pour l'évaluation des oscillateurs. La valeur $L(f_{osc})$ est obtenue au moyen de l'équation suivante:

$$L(f_m) \approx 10 \log \left[\alpha \left(\frac{f_{osc}}{2Q_{osc}} \right)^2 \frac{1}{f_m^3} + \frac{FkT}{P_{FET}} \left\{ \left(\frac{f_{osc}}{2Q_{osc}} \right)^2 \frac{1}{f_m^2} + 1 \right\} \right] \quad (\text{dB/Hz}) \quad (24)$$

où

f_{osc} est la fréquence d'oscillation;

f_m est le décalage de fréquence par rapport à la fréquence de porteuse;

Q_{osc} est le facteur de qualité à vide de l'oscillateur, à l'exclusion de la résistance négative du TEC;

P_{FET} est la puissance de sortie du transistor de l'oscillateur;

α est le coefficient du bruit de papillotement;

F est le facteur de bruit du TEC;

k est la constante de Boltzmann; et

T est la température du TEC.

Afin d'obtenir un bruit de phase inférieur avec une puissance de sortie minimale dans le transistor, une valeur Q_{osc} supérieure est nécessaire. Une valeur Q_{osc} supérieure est obtenue à l'aide d'un résonateur diélectrique en mode $TE_{01\delta}$.

6.2 Oscillateur avec résonateur en mode $TE_{01\delta}$

Un résonateur diélectrique en mode $TE_{01\delta}$, à facteur de qualité à vide Q élevé est utilisé afin de stabiliser la fréquence d'oscillation et de réduire le bruit FM. Il existe deux types d'oscillateurs: en réflexion et à rétroaction. La Figure 15 représente un oscillateur en réflexion où un résonateur diélectrique est utilisé comme filtre à réjection de bande de transmission étroite. La Figure 16 représente un oscillateur à rétroaction où un résonateur diélectrique est utilisé comme filtre passe-bande de transmission étroite. En raison de la simplicité de sa conception, l'oscillateur en réflexion est couramment utilisé.

La Figure 17 est un schéma simplifié pour l'analyse de la condition d'oscillation d'un oscillateur en réflexion. La condition d'oscillation est obtenue au moyen des équations suivantes.

$$|\Gamma_{in}| \cdot |\Gamma_r'| > 1 \quad (25)$$

$$\arg(\Gamma_{in}) + \arg(\Gamma_r') = 2n\pi \quad (n : \text{entier}) \quad (26)$$

où

Γ_{in} est le coefficient de réflexion d'entrée de la borne de gâchette du TEC; et

Γ_r' est le coefficient de réflexion relevé au niveau de la borne de gâchette du TEC en direction du résonateur diélectrique.

Γ_{in} est obtenue comme suit:

$$\Gamma_{in} = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} \quad (27)$$

où Z_{in} est l'impédance d'entrée du TEC. Si le coefficient de réflexion d'entrée Γ_{in} est supérieur à 1, $|\Gamma_{in}| > 1$, l'impédance d'entrée Z_{in} est exprimée comme suit.

$$Z_{in} = -R_{in} + jX_{in} \quad (28)$$

où $-R_{in}$ et X_{in} sont la résistance d'entrée négative et la réactance d'entrée du TEC, respectivement. La réactance de rétroaction de la Figure 17 est ajustée afin d'obtenir un rapport approprié gain/coefficient de réflexion Γ_{in} sur une gamme de fréquences donnée, alors que le coefficient de réflexion Γ_r' est exprimé comme suit:

$$\Gamma_r' = \Gamma_r e^{-j\theta} \quad (29)$$

où

Γ_r est le coefficient de réflexion d'un filtre coupe-bande;

θ est l'angle de phase d'une ligne de transmission; et

Γ_r dépend du coefficient de couplage β déterminé par la distance entre un résonateur diélectrique et une ligne microruban.

Les valeurs Γ_{in} et Γ_r' sont mesurées au moyen d'un analyseur de réseaux vectoriel. Le coefficient de couplage, l'angle de phase et la réactance de rétroaction sont conçus pour résoudre les équations (25) et (26).

Le coefficient de couplage est ajusté pour résoudre l'équation (25) à une fréquence donnée et l'angle de phase est ajusté pour résoudre l'équation (26). Le couplage supérieur permet d'obtenir une oscillation stable et une gamme d'ajustement de fréquence plus vaste, mais un couplage excessif implique un facteur de qualité à vide bas pour le résonateur et des performances d'oscillation inférieures. Par ailleurs, le couplage inférieur engendre des caractéristiques de bruit FM inférieures. La valeur de β doit être déterminée en tenant compte de la situation décrite ci-avant.

Les Figures 18 et 19 illustrent des exemples d'oscillateur à commande par tension en réflexion et d'oscillateur à commande par tension à rétroaction. Une fréquence d'oscillation très bien stabilisée est obtenue à l'aide d'un résonateur diélectrique en mode TE_{010} , à facteur de qualité à vide Q élevé. Un bruit FM faible dans la gamme de fréquences basse est obtenu à l'aide d'une technique de boucle à verrouillage de phase. Ces oscillateurs à commande par tension peuvent être construits au moyen du couplage d'une diode varactor au résonateur.