

INTERNATIONAL STANDARD

NORME INTERNATIONALE



**Surface acoustic wave (SAW) filters of assessed quality –
Part 2: Guidelines for the use**

**Filtres à ondes acoustiques de surface (OAS) sous assurance de la qualité –
Partie 2: Lignes directrices d'utilisation**





THIS PUBLICATION IS COPYRIGHT PROTECTED

Copyright © 2012 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 la CEI ou du Comité national de la CEI du pays du demandeur.

Si vous avez des questions sur le copyright de la CEI ou si vous désirez obtenir des droits supplémentaires sur cette publication, utilisez les coordonnées ci-après ou contactez le Comité national de la CEI de votre pays de résidence.

IEC Central Office
3, rue de Varembé
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.

Useful links:

IEC publications search - www.iec.ch/searchpub

The advanced search enables you 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It also gives information on projects, replaced and withdrawn publications.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 on-line 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 additional languages. Also known as the International Electrotechnical Vocabulary (IEV) on-line.

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 la CEI

La Commission Electrotechnique Internationale (CEI) 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 CEI

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

Liens utiles:

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

La recherche avancée vous permet de trouver des publications CEI 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.

Just Published CEI - webstore.iec.ch/justpublished

Restez informé sur les nouvelles publications de la CEI. 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 au monde 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 les langues additionnelles. Egalement appelé Vocabulaire Electrotechnique International (VEI) en ligne.

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.



IEC 60862-2

Edition 3.0 2012-05

INTERNATIONAL STANDARD

NORME INTERNATIONALE



**Surface acoustic wave (SAW) filters of assessed quality –
Part 2: Guidelines for the use**

**Filtres à ondes acoustiques de surface (OAS) sous assurance de la qualité –
Partie 2: Lignes directrices d'utilisation**

INTERNATIONAL
ELECTROTECHNICAL
COMMISSION

COMMISSION
ELECTROTECHNIQUE
INTERNATIONALE

PRICE CODE
CODE PRIX

XB

ICS 31.140

ISBN 978-2-88912-074-1

**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.....	5
INTRODUCTION.....	7
1 Scope.....	8
2 Normative references	8
3 Technical considerations	8
4 Fundamentals of SAW transversal filters	9
4.1 Frequency response characteristics	9
4.2 Weighting methods.....	10
4.3 Filter configurations and their general characteristics	13
4.3.1 General	13
4.3.2 Bidirectional IDT filters	14
4.3.3 Unidirectional IDT (UDT) filters.....	15
4.3.4 Tapered IDT filters.....	22
4.3.5 Reflector filters	23
4.3.6 RSPUDT filters	27
5 Fundamentals of SAW resonator filters.....	30
5.1 Classification of SAW resonator filters.....	30
5.2 Ladder and lattice filters	30
5.2.1 Basic structure	30
5.2.2 Principle of operation.....	31
5.2.3 Characteristics of ladder and lattice filters	32
5.3 Coupled resonator filters	35
5.3.1 General	35
5.3.2 Transversely coupled type	36
5.3.3 Longitudinally coupled type	36
5.3.4 Other characteristics of coupled resonator filters	36
5.3.5 Balanced connection	41
5.4 Interdigitated interdigital transducer (IIDT) resonator filters	45
5.4.1 Configuration.....	45
5.4.2 Principle	45
5.4.3 Characteristics	45
6 Application guidelines.....	46
6.1 Substrate materials and their characteristics	46
6.2 Application to electronics circuits.....	50
6.3 Availability and limitations	52
6.4 Input levels.....	53
6.5 Packaging of SAW filters	54
7 Practical remarks.....	56
7.1 General.....	56
7.2 Feed-through signals.....	56
7.3 Impedance matching condition	57
7.4 Miscellaneous	57
7.4.1 Soldering conditions	57
7.4.2 Static electricity	57
8 Ordering procedure	58

Bibliography.....	61
Figure 1 – Frequency response of a SAW filter	10
Figure 2 – Applicable range of frequency and relative bandwidth of the SAW filter and the other filters	11
Figure 3 – Schematic diagram showing signal flow through a transversal filter.....	11
Figure 4 – Basic configuration of a SAW transversal filter	12
Figure 5 – Frequency response of the SAW transversal filter shown in Figure 4, where f_0 is the centre frequency and N is the number of finger pairs of the IDT	12
Figure 6 – Apodization weighting obtained by apodizing fingers.....	13
Figure 7 – Withdrawal weighting obtained by selective withdrawal of the fingers	13
Figure 8 – Series weighting obtained by the dog-leg structure	13
Figure 9 – Split-finger configuration	14
Figure 10 – Typical characteristics of a SAW IF filter for radio transmission equipment (nominal frequency of 70,0 MHz)	17
Figure 11 – Typical characteristics of a frequency asymmetrical SAW filter (nominal frequency of 58,75 MHz for TV-IF use)	17
Figure 12 – SAW three-IDT filter	18
Figure 13 – Typical frequency response of a 900 MHz range SAW filter for communication (mobile telephone use)	18
Figure 14 – Schematic of the IIDT (multi-IDT) filter.....	19
Figure 15 – Multi-phase unidirectional transducer	19
Figure 16 – Single-phase unidirectional transducers	20
Figure 17 – Frequency characteristics of a filter using multi-phase unidirectional transducers.....	21
Figure 18 – Frequency characteristics of a filter using single-phase unidirectional transducers.....	21
Figure 19 – Tapered IDT filter	22
Figure 20 – Frequency response of a 140 MHz tapered IDT filter	22
Figure 21 – Various reflector filter configurations	24
Figure 22 – Z-path filter configuration	25
Figure 23 – Dual-track reflector filter configuration.....	25
Figure 24 – SPUDT-based dual-track filter	26
Figure 25 – Frequency characteristics of Z-path filter.....	26
Figure 26 – Frequency characteristics of dual-track reflector filter.....	27
Figure 27 – Frequency characteristics of SPUDT-based reflector filter	27
Figure 28 – A part of DART electrode in RSPUDT filter.....	28
Figure 29 – Distribution of internal reflection and detection inside RSPUDT filter	28
Figure 30 – Frequency and time responses of a 456 MHz RSPUDT filter	29
Figure 31 – Structure of ladder and lattice filters.....	32
Figure 32 – Equivalent circuit of basic section of ladder and lattice filter	33
Figure 33 – Pattern layout of ladder filter	33
Figure 34 – Basic concept of ladder and lattice filter	34
Figure 35 – Typical characteristics of a 1,5 GHz range ladder filter.....	35

Figure 36 – SAW energy distribution and equivalent circuit of transversely coupled resonator filter	37
Figure 37 – Typical characteristics of a transversely coupled resonator filter	38
Figure 38 – Basic configuration and SAW energy distribution of longitudinally coupled resonator filter	39
Figure 39 – Typical characteristics of a longitudinally coupled resonator filter	40
Figure 40 – Configuration of balanced type transversely coupled resonator filter	41
Figure 41 – Frequency characteristics of balanced type transversely coupled resonator filter	42
Figure 42 – Configuration of balanced type longitudinally coupled resonator filter	43
Figure 43 – Typical characteristics of a balanced type longitudinally coupled resonator filter	45
Figure 44 – Schematic of IIDT resonator filter	46
Figure 45 – Frequency characteristics of a 820 MHz range IIDT resonator filter	46
Figure 46 – Minimum theoretical conversion losses for various substrates	48
Figure 47 – Relationship between relative bandwidth and insertion attenuation for various SAW filters, with the practical SAW filters' bandwidth for their typical applications	52
Figure 48 – Ripples in the characteristics of a SAW filter caused by TTE or feed-through signal: $\delta f = 1/(2t)$ for the TTE, and $\delta f = 1/t$ for the feed-through, where t is the delay of the SAW main signal	53
Figure 49 – Example of SAW metal package	54
Figure 50 – Example of SAW ceramic package	55
Figure 51 – Example of SAW resin package	55
Figure 52 – Example of SAW CSP	56
Table 1 – Properties of typical single-crystal substrate materials	50
Table 2 – Properties of typical thin-film substrate materials	50
Table 3 – Properties of typical ceramic substrate materials	50

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION

**SURFACE ACOUSTIC WAVE (SAW) FILTERS
OF ASSESSED QUALITY –****Part 2: Guidelines for the use****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 itself does not provide any attestation of conformity. Independent certification bodies provide conformity assessment services and, in some areas, access to IEC marks of conformity. IEC is not responsible for any services carried out by independent certification bodies.
- 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 60862-2 has been prepared by IEC technical committee 49: Piezoelectric, dielectric and electrostatic devices and associated materials for frequency control, selection and detection.

This third edition cancels and replaces the second edition published in 2002 and constitutes a technical revision.

This edition includes the following significant technical changes with respect to the previous edition:

- Clause 3-"Terms and definitions" has been deleted to be included in the next edition of IEC 60862-1;
- the tapered IDT filter and the RSPUDT filter have been added to the clause of SAW transversal filters. Also DART, DWSF and EWC have been added as variations of SPUDT;
- the balanced connection has been added to the subclause of coupled resonator filters;

- recent substrate materials have been described;
- a subclause about packaging of SAW filters has been added.

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

CDV	Report on voting
49/933/CDV	49/970A/RVC

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

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

A list of all parts of the IEC 60862 series, published under the general title *Surface acoustic wave (SAW) filters of assessed quality*, can be found on the IEC web site.

The committee has decided that the contents of this publication will remain unchanged until the stability date indicated on the IEC web site under "<http://webstore.iec.ch>" in the data related to the specific publication. At this date, the publication will be

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

IMPORTANT – The 'colour inside' logo on the cover page of this publication indicates that it contains colours which are considered to be useful for the correct understanding of its contents. Users should therefore print this document using a colour printer.

INTRODUCTION

This standard has been compiled in response to a generally expressed desire on the part of both users and manufacturers for guidance on the use of SAW filters, so that the filters may be used to their best advantage. To this end, general and fundamental characteristics have been explained here.

The features of these SAW filters are their small size, light weight, adjustment-free, high stability and high reliability. SAW filters add new features and applications to the field of crystal filters and ceramic filters. At the beginning, SAW filters meant transversal filters which have two interdigital transducers (IDT). Although SAW transversal filters have a relatively higher minimum insertion attenuation, they have excellent amplitude and phase characteristics. Extensive studies have been made to reduce minimum insertion attenuation, such as resonator filter configurations, unidirectional interdigital transducers (UDT), interdigitated interdigital transducers (IIDT). Nowadays, various kinds of SAW filters with low insertion attenuation are widely used in various applications and SAW filters are available in the gigahertz range.

SURFACE ACOUSTIC WAVE (SAW) FILTERS OF ASSESSED QUALITY –

Part 2: Guidelines for the use

1 Scope

This part of IEC 60862 gives practical guidance on the use of SAW filters which are used in telecommunications, measuring equipment, radar systems and consumer products. IEC 60862-1 should be referred to for general information, standard values and test conditions.

SAW filters are now widely used in a variety of applications such as TV, satellite communications, optical fibre communications, mobile communications and so on. While these SAW filters have various specifications, many of them can be classified within a few fundamental categories.

This part of IEC 60862 includes various kinds of filter configuration, of which the operating frequency range is from approximately 10 MHz to 3 GHz and the relative bandwidth is about 0,02 % to 50 % of the centre frequency.

It is not the aim of this standard to explain theory, nor to attempt to cover all the eventualities which 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 a SAW filter for a new application. Such a procedure will be the user's insurance against unsatisfactory performance.

Standard specifications, given in IEC 60862 series, and national specifications or detail specifications issued by manufacturers, define the available combinations of nominal frequency, pass bandwidth, ripple, shape factor, terminating impedance, etc. These specifications are compiled to include a wide range of SAW filters with standardized performances. It cannot be over-emphasized that the user should, wherever possible, select his SAW filters from these specifications, when available, even if it may lead to making small modifications to his circuit to enable standard filters to be used. This applies particularly to the selection of the nominal frequency.

2 Normative references

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

None.

3 Technical considerations

It is of prime interest to a user that the filter characteristics should satisfy a particular specification. The selection of tuning networks and SAW filters to meet that specification should be a matter of agreement between the user and the manufacturer.

Filter characteristics are usually expressed in terms of insertion attenuation and group delay as a function of frequency, as shown in Figure 1. A standard method for measuring insertion attenuation and group delay is described in 4.5.2 of IEC 60862-1:2003. In some applications, such characteristics as phase distortion are also important.

Insertion attenuation characteristics are further specified by nominal frequency, minimum insertion attenuation or maximum insertion attenuation, pass-band ripple and shape factor. The specification is to be satisfied between the lowest and highest temperatures of the specified operating temperature range and before and after environmental tests.

SAW filters are classified roughly into two types: transversal filters and resonator filters. Transversal filters are further classified into five types: bidirectional IDT filter, unidirectional IDT filter, tapered IDT filter, reflector filter and RSPUDT (resonant single-phase unidirectional transducer) filter. Also resonator filters are further classified into three types i.e. ladder and lattice filters, coupled resonator filter and IIDT resonator filter. Fundamentals of SAW transversal filters and SAW resonator filters are described in Clauses 4 and 5 of this standard, respectively. In Figure 2, the applicable frequency range and relative bandwidth of the SAW filters are shown in comparison with those of ceramic, crystal, dielectric, helical and stripline filters.

4 Fundamentals of SAW transversal filters

4.1 Frequency response characteristics

A brief description of SAW filters is given here to help users unfamiliar with these filters to understand their operating principles and characteristics. The SAW filter uses a surface acoustic wave, usually the Rayleigh wave. The mechanical energy transported by the wave is concentrated in a surface region of the order of a wavelength in depth. The wave travels on a solid surface at a velocity, 10^3 m/s to 10^4 m/s, which offers the possibility of filtering operations in the VHF and UHF regions in practical SAW filters. The SAW filter has a planar structure, in which electrodes are formed on one surface of a piezoelectric substrate, incorporating a suitable configuration of electrodes as a means of conversion between surface acoustic waves and electrical signals.

Figure 3 is a diagram showing the signal flow through a transversal filter. The filter consists of N taps separated by delays D_n . Each tap is weighted by a coefficient A_n . Filtering is achieved by passing the signal through a number of delay paths and adding these delayed signals. The delays correspond to the positions of IDT fingers on a substrate. The coefficients correspond to weighting coefficients given to the IDT fingers. The frequency response of the filter $H(f)$ is given by a discrete Fourier transformation, expressed as the following Equation (1) at a frequency f :

$$H(f) = \sum_{n=1}^N A_n \exp(-j2\pi f T_n) \quad T_n = \sum_{i=1}^n D_i \quad (1)$$

where T_n is the accumulated delay at the n th tap.

Both amplitude and phase characteristics of the transversal filter are given by two sets of variables: weighting coefficients A_n and delays D_n of the sampling taps.

The SAW transversal filter is essentially constructed with a pair of transducers on a piezoelectric substrate as shown in Figure 4. When an electrical signal is applied to the input IDT, the surface wave is generated by means of the piezoelectric effect and propagates in both directions along the substrate surface. The surface wave is converted again into an electrical signal at the output IDT. If the IDT spatial period $2d$ is uniform, maximum conversion efficiency can be achieved at the frequency for which the surface wave propagates one

transducer period synchronously in one RF signal period. The centre frequency f_0 of the IDT is given by this synchronization condition:

$$2df_0 = v_s \quad (2)$$

where v_s is the SAW velocity.

When the SAW transversal filter has two uniform identical transducers, its frequency response is as shown in Figure 5. The transfer function $T(f)$ is approximately expressed as:

$$T(f) = \left(\frac{\sin x}{x} \right)^2 \quad (3)$$

where

$$x = \frac{N\pi(f - f_0)}{f_0} \text{ and}$$

N is the number of finger pairs.

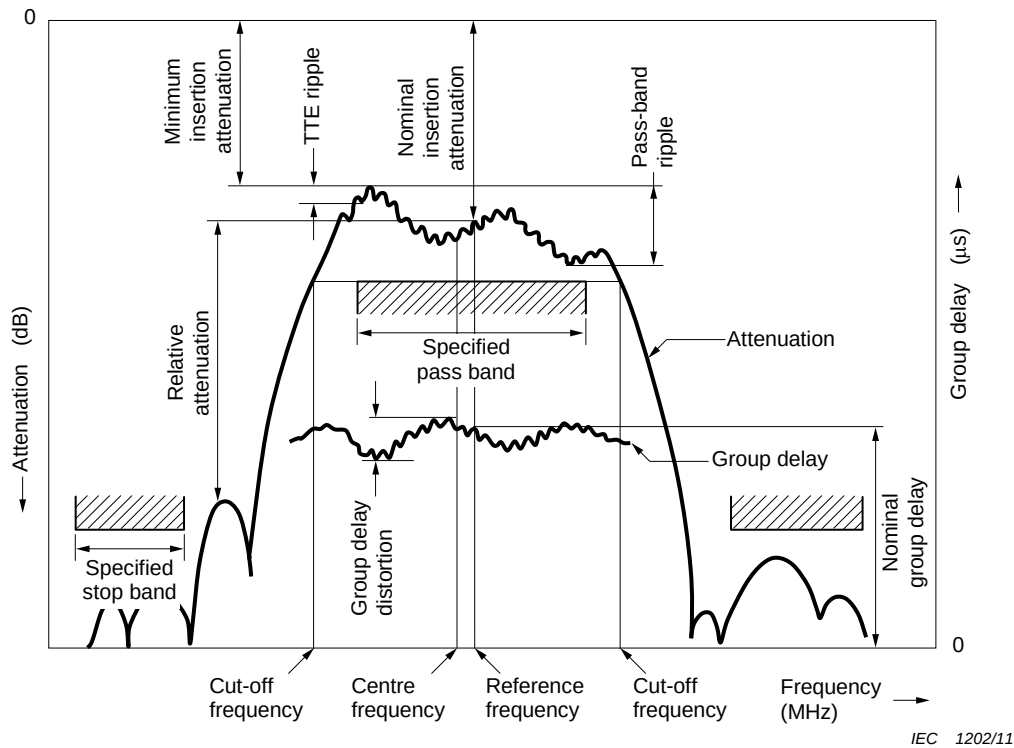


Figure 1 – Frequency response of a SAW filter

4.2 Weighting methods

The IDT operates as a kind of transversal filter with N taps for the weighting. A number of weighting methods are applicable, for example apodization, withdrawal and series (dog-leg) weighting.

a) Apodization weighting

An apodized transducer, as shown in Figure 6, is most commonly used to achieve weighting. An acoustic wave is generated or detected only in regions where adjacent electrodes of opposite polarity overlap.

b) Withdrawal weighting

Weighting is achieved by selectively withdrawing electrodes, as illustrated in Figure 7, to equate with the desired weighting function.

c) Series (dog-leg) weighting

Weighting is achieved by dividing the voltage by segmenting each electrode pair, as shown in Figure 8.

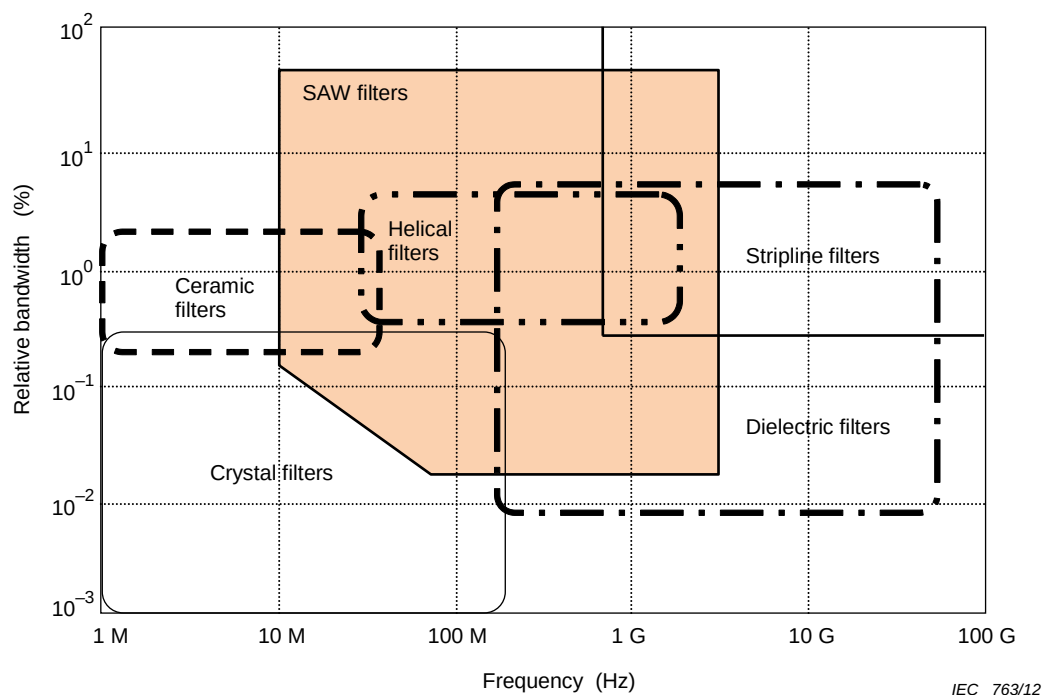


Figure 2 – Applicable range of frequency and relative bandwidth of the SAW filter and the other filters

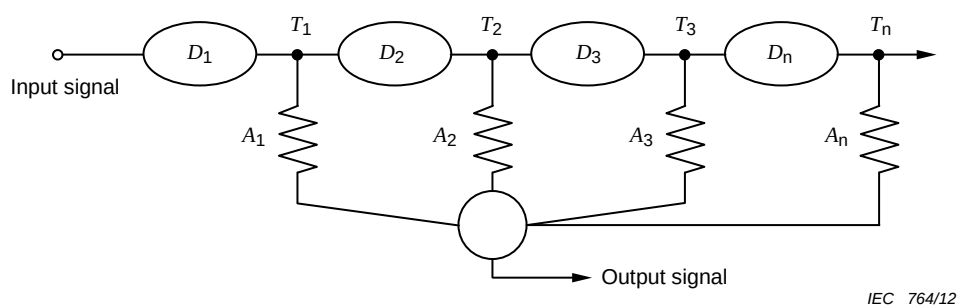


Figure 3 – Schematic diagram showing signal flow through a transversal filter

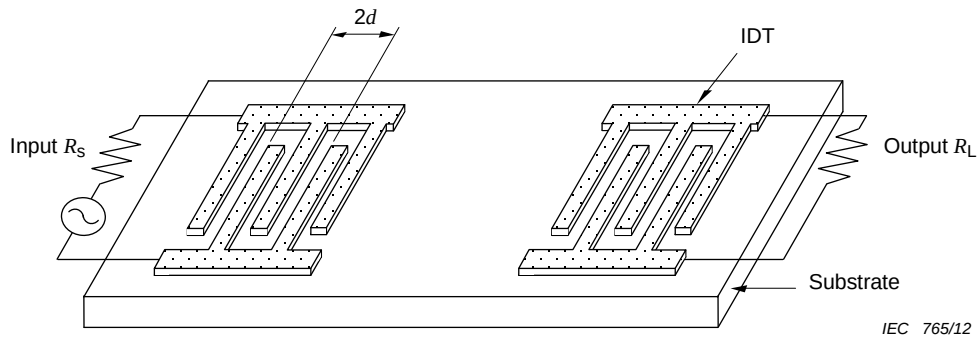


Figure 4 – Basic configuration of a SAW transversal filter

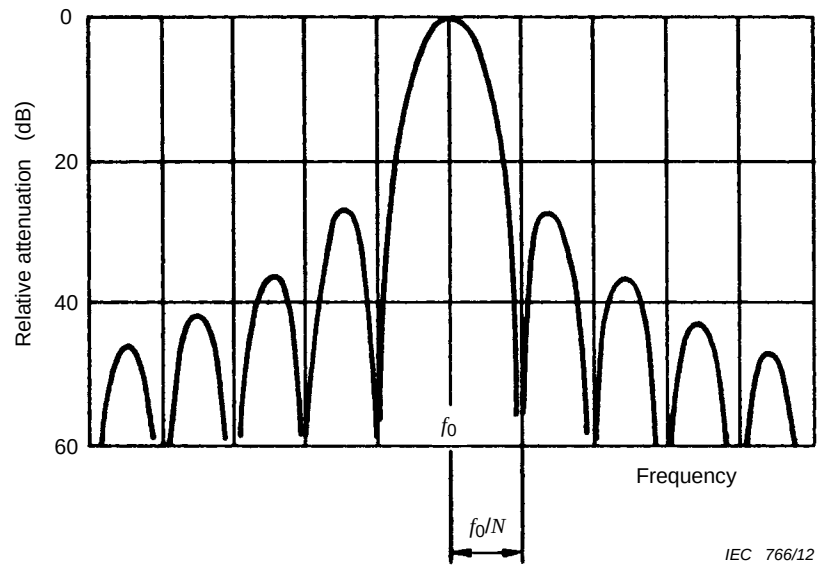
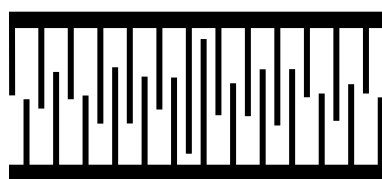


Figure 5 – Frequency response of the SAW transversal filter shown in Figure 4, where f_0 is the centre frequency and N is the number of finger pairs of the IDT



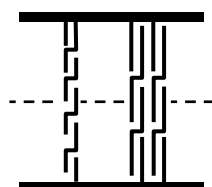
IEC 767/12

Figure 6 – Apodization weighting obtained by apodizing fingers



IEC 768/12

Figure 7 – Withdrawal weighting obtained by selective withdrawal of the fingers



IEC 769/12

Figure 8 – Series weighting obtained by the dog-leg structure

4.3 Filter configurations and their general characteristics

4.3.1 General

In some cases, the split-finger configuration, as shown in Figure 9, is used as the replacement of the solid-finger configuration shown in Figure 4 to reduce SAW reflections at the metal electrodes. With this geometry, the individual reflections, caused by the discontinuity in acoustic impedances on the surface, are cancelled in each finger pair. This finger configuration is now popular in SAW TV-IF filters, etc.

Ordinary IDTs show bidirectional property. These bidirectional IDTs transmit and receive SAWs to and from two directions respectively. For instance, a transmitting IDT converts an electric signal into SAWs. The SAW propagates both forwards and backwards with the same intensities. A receiving IDT will receive either of them with the same efficiency. This means that bidirectional loss values can be estimated at 3 dB each at the transmitting and receiving IDT. Therefore, the bidirectional loss of 6 dB is inherent and is the minimum insertion attenuation in a bidirectional two-transducer SAW filter. Moreover, in these ordinary SAW filters accompanying the bidirectionality, strong pass-band ripple is induced by the triple transit echo (TTE) when the impedances of transmitting IDT and the receiving IDT are matched to the outer loads.

In order to reduce the bidirectional loss and the triple transit echo (TTE) in SAW transversal filters, multi-IDT (IIDT) filters (including three-IDT SAW filters) and unidirectional IDT filters (including tapered IDT filters) are utilized.

Additionally, reflector filters (see Figures 21 and 22) can be included as one type of the transversal filters. Grating technology is widely used as a reflector which changes SAW's propagation direction with some reflection frequency response. The reflector filters utilize not

only their own transversal filter characteristics which are derived from the transducers but also the reflection frequency responses of the reflector in various grating constitutions in order to actively shape the filter transfer function and to reduce their chip length by folding the SAW propagation. And the studies of these various reflector filters have brought new filter technologies called resonant single-phase unidirectional transducer (RSPUDT) filters.

A brief summary of the configurations, the principles and/or the characteristics of individual types of SAW filters is given in the following subclauses.

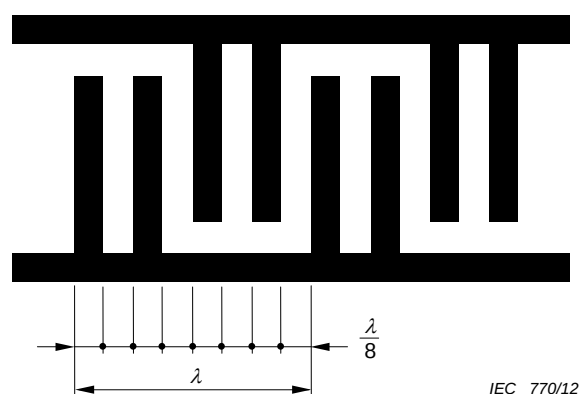


Figure 9 – Split-finger configuration

4.3.2 Bidirectional IDT filters

4.3.2.1 Bidirectional two-IDT filters

In the ordinary bidirectional two-IDT filters, as shown in Figure 4, the TTE is reduced to a sufficiently low level at the sacrifice of the insertion attenuation, by mis-matching the IDTs to the outer loads.

a) Frequency symmetrical band-pass filter

The centre frequency and bandwidth for an IDT are given by the periods of the fingers and the number of finger pairs of the IDT, respectively. In phase characteristics, phase lag increases proportionally with frequency. Therefore, group delay is invariant in the pass-band. One typical application of a frequency symmetric band-pass filter is as an IF filter for radio transmission equipment. Linear-phase characteristics and flat pass-band amplitude characteristics are preferable for the system requirement. Figure 10 shows a typical frequency response of a SAW filter whose nominal frequency is 70,0 MHz. High-frequency SAW filters are also available with higher selectivity.

b) Frequency asymmetrical band-pass filter

In the SAW transversal filters, the amplitude and phase characteristics can be designed independently. Asymmetrical pass-band, stop-band and/or group delay characteristics in relation to the reference frequency are obtainable by means of a sophisticated design technique. SAW TV-IF filters have frequency asymmetrical characteristics, as shown in Figure 11.

c) Other filter categories

Comb filters have also been proposed and are available. SAW matched filters are applied to recent civil spread spectrum (SS) systems, for example wireless LAN, etc. SAW filters with Nyquist characteristics have been developed for recent communication systems.

4.3.2.2 Multi IDT/interdigitated interdigital transducer (IIDT) SAW filters

Multi-IDT or interdigitated interdigital transducer filters have been developed from three-IDT filters, as demand for low-loss filtering increased. For this reason, a brief explanation for three-IDT filters is given.

a) Three-IDT filters

A three-IDT type SAW filter provides two identical receiving IDTs, symmetrically placed to the central transmitting IDT, as shown in Figure 12. When the symmetric central transducer is tuned and matched at the centre frequency, the two opposite directed SAWs are completely absorbed, this being the inverse process to the generation of the two SAWs by a tuned and matched transducer. At the same time, when the two receiving transducers connected are tuned and matched at the centre frequency, the insertion attenuation can be improved to 3 dB, and the TTE is eliminated. A typical frequency response of a 900 MHz range SAW three-IDT filter is shown in Figure 13.

This operation principle is extended to the multi-IDT filters.

b) Multi-IDT/Interdigitated interdigital transducer filters

Multi-IDT or interdigitated interdigital transducer filters provide input IDTs inter-digitally placed to output IDTs. This filter, as an example, schematically illustrated in Figure 14 comprises $(N + 1)$ input transducers and N output transducers. By this configuration, the bidirectional 6 dB loss in two-IDT filters is reduced to a much smaller value, and the triple transit echo is eliminated when the input and output port are matched to the outer loads.

When the input transducers and output transducers are tuned and matched to the circuit, the insertion attenuation of the filter shown in Figure 14 is reduced to the residual bidirectional loss caused by the outermost input transducers, which is inversely proportional to the number of transducers, as follows:

$$10 \log \{(N + 1)/N\} \text{ dB}$$

4.3.3 Unidirectional IDT (UDT) filters

4.3.3.1 Configuration

Both low insertion attenuation and excellent frequency characteristics in unidirectional filters are based upon directivity of surface wave propagation. Ideally, the filters have insertion attenuation of less than 1 dB, and both amplitude and phase characteristics can be controlled independently. They are divided roughly into two categories. One of them is the multi-phase unidirectional transducer, to which electrical fields with various phase differences are applied. The other category is the single-phase unidirectional transducer applied with the same phase field.

a) Multi-phase unidirectional transducers

The three-phase unidirectional and group-type unidirectional transducers are representative of the class. The unidirectionality of the three-phase transducers arises from applying three voltages with phase differences of 120° each. In this case, however, a third electrode shall cross over one of the other electrodes using an insulated bridge, making the filter no longer truly planar and less reliable.

The group-type unidirectional transducer shown in Figure 15 is capable of overcoming the above-mentioned shortcomings. The unidirectional transducer with only a few pairs of electrodes, excited with an electrical phase shift of 90° , is thought of as one group. Many groups can then be collinearly arranged, the signal of each group adding in phase with the signals of all the other groups so as to yield a filter with a low insertion attenuation. Conventional weighting techniques are also applicable in this transducer.

b) Single-phase unidirectional transducers (SPUDTs)

These single-phase unidirectional transducers (SPUDTs) utilize internal reflections within the transducer to achieve unidirectional behavior. The basic arrangement of a uni-

directional transducer using internal floating electrode reflection, which is called floating electrode unidirectional transducer (FEUDT), is shown schematically in Figures 16a-16c. The transducer shown in Figure 16a can obtain unidirectionality, caused by the offset arrangement of floating open metal strips from the centre of positive and negative electrodes. Similarly, there are other cases of floating short metal strips and combinations of them, which are shown in Figures 16b and 16c respectively. Other SPUDTs using internal reflection not by floating electrode are shown in Figures 16d and 16e. Figure 16d is called a distributed acoustic reflective transducer (DART), and Figure 16e is called a different width split finger (DWSF). Similar transducer to DART is called as an electrode width controlled (EWC) SPUDT, and the difference between DART and EWC is only thick finger width. Its width of DART and EWC is $3/8\lambda$ and $1/4\lambda$. DWSF is based on the conventional split finger transducer. In DWSF, one finger's width of one split finger pair and another finger's width of the pair are different, but the period of the pair keeps a half wavelength. And this configuration brings unidirectionality.

4.3.3.2 Principle

a) Multi-phase unidirectional transducers

In a group of multi-phase unidirectional transducers, the phase difference between the wave excited by the sending electrodes (applied 90° shifted electrical field in Figure 15) and the wave excited by the reflecting electrodes is zero (in phase) in the forward direction and is 180° (opposite-phase) in the reverse direction. The simple and experimental filter configuration shows a minimum insertion attenuation of 1,0 dB and a pass-band ripple of less than 0,2 dB at the centre frequency of 99,2 MHz. Here, the transducer has four pairs and eleven group electrodes. A 128° rotated Y-cut X-propagated LiNbO_3 substrate and a $50\ \Omega$ coaxial cable have been used as a SAW propagation medium and a 90° phase shifter respectively.

Figure 17 shows an experimental attenuation-frequency characteristic of a 70 MHz SAW IF filter for a digital-cellular base-station. Here, the input transducer is an unapodized multi-phase unidirectional transducer, while the output transducer is an apodized bidirectional transducer. These transducers are on a 128° rotated Y-cut X-propagated LiNbO_3 single crystalline substrate. This filter shows insertion attenuation of 8 dB and pass-band ripple of 0,2 dB peak-to-peak in the frequency range of $70\ \text{MHz} \pm 1,6\ \text{MHz}$.

b) Single-phase unidirectional transducers

In a single-phase unidirectional transducer, the phase difference between excited and reflected waves is zero (in phase) in the forward direction and is 180° (opposite phase) in the reverse direction due to the bilateral asymmetry of the internal structure of the transducer. Mass-loading effect, reflector array, change of the electromechanical coupling coefficient and internal floating electrode reflection are used to obtain asymmetry. These transducers are fabricated in one photolithographic process and do not need any phase shifter in the external circuit. Figure 18 shows the experimental result of a single-phase unidirectional transducer using internal floating, short and open strips, which is shown in Figure 16c. Tuning is achieved for each transducer with a shunt wire wound inductor of 200 nH. The resulting insertion attenuation of 2,3 dB at 97,3 MHz is obtained. The bandwidth of the filter is about 3,0 %.

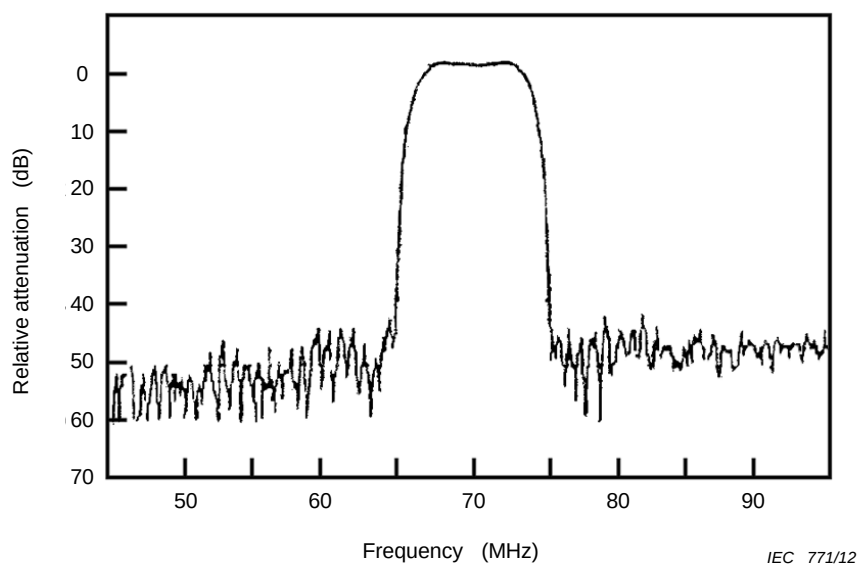


Figure 10 – Typical characteristics of a SAW IF filter for radio transmission equipment (nominal frequency of 70,0 MHz)

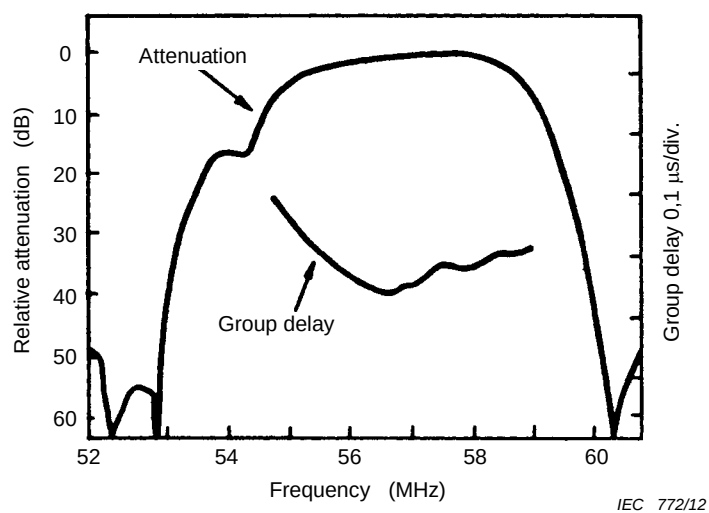


Figure 11 – Typical characteristics of a frequency asymmetrical SAW filter (nominal frequency of 58,75 MHz for TV-IF use)

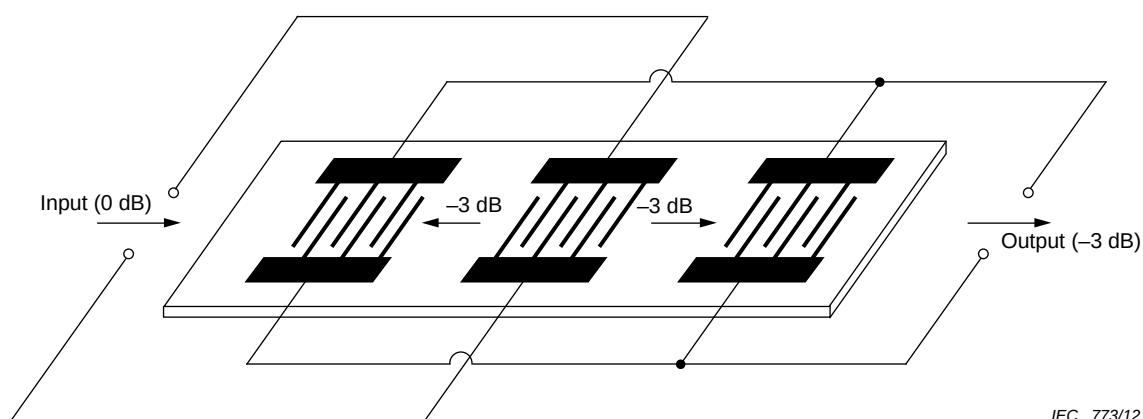


Figure 12 – SAW three-IDT filter

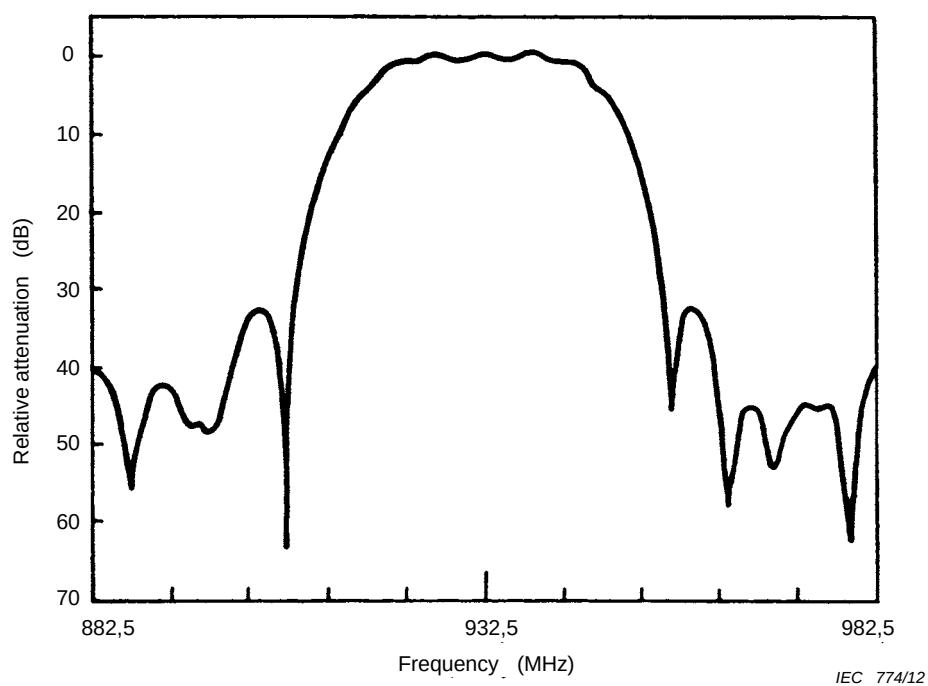


Figure 13 – Typical frequency response of a 900 MHz range SAW filter for communication (mobile telephone use)

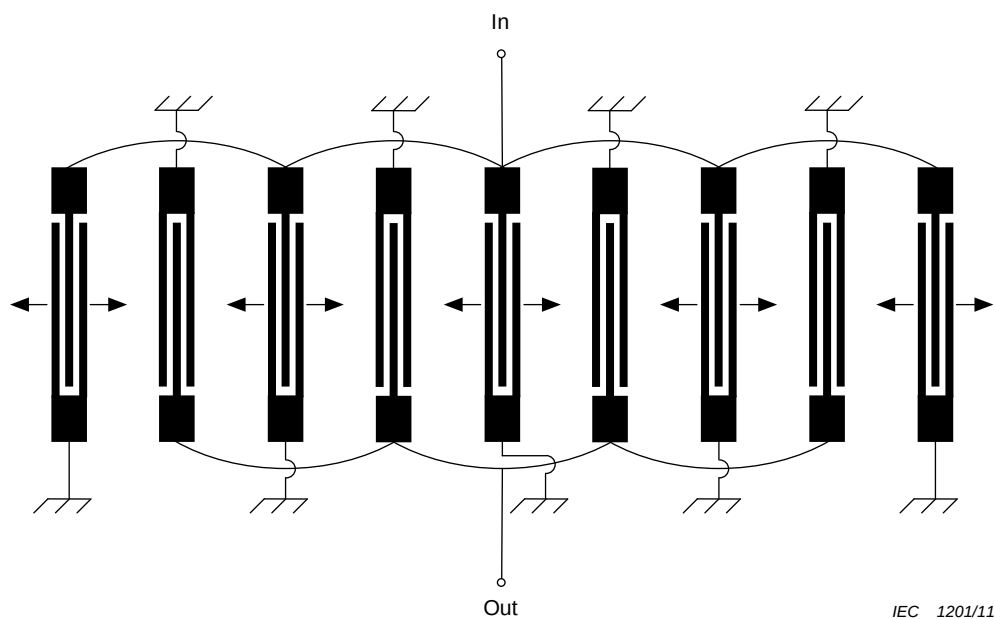


Figure 14 – Schematic of the IIDT (multi-IDT) filter

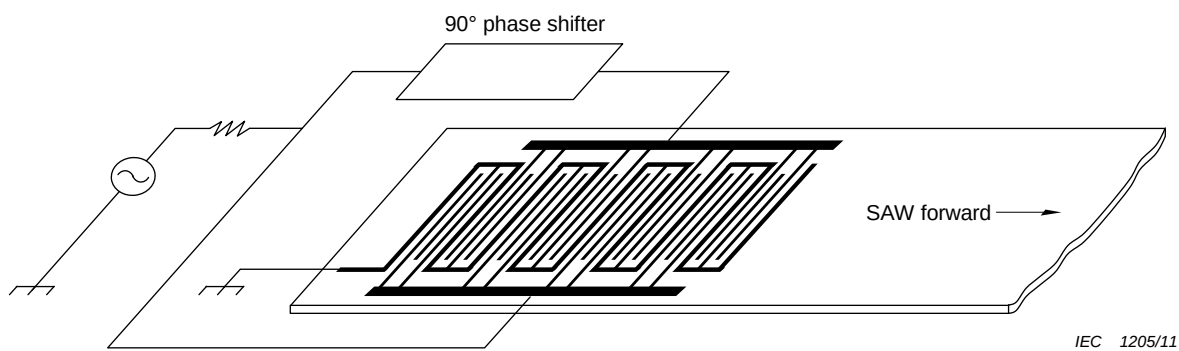


Figure 15 – Multi-phase unidirectional transducer

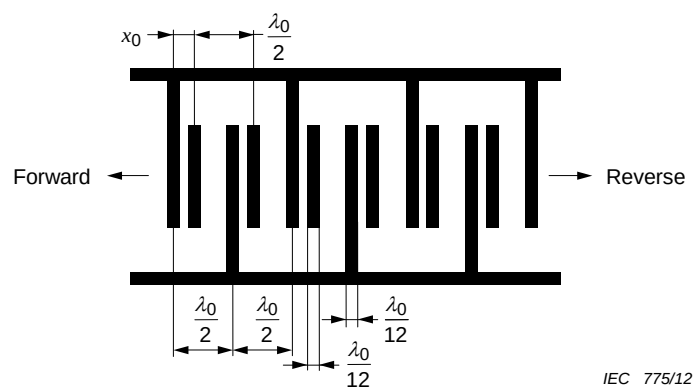


Figure 16a

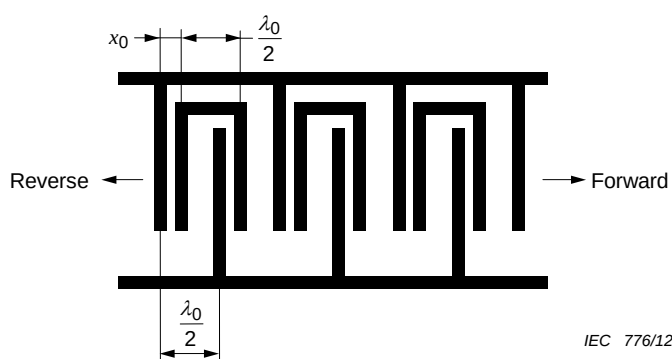


Figure 16b

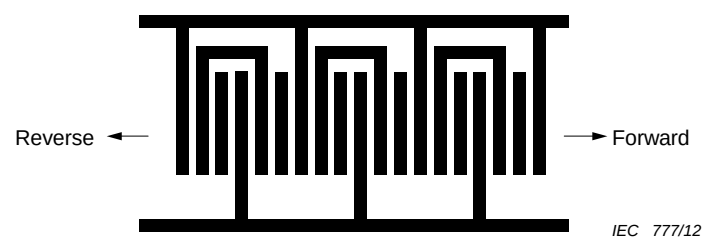


Figure 16c

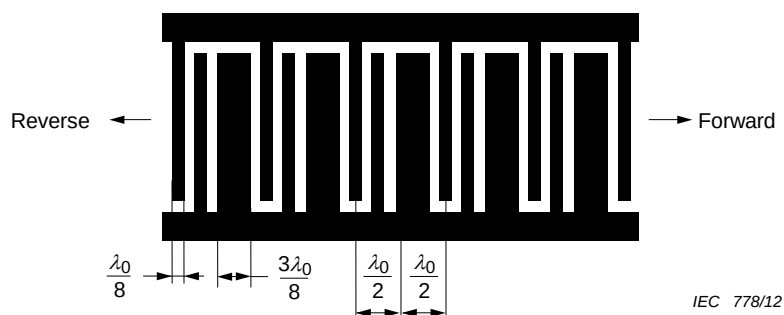


Figure 16d

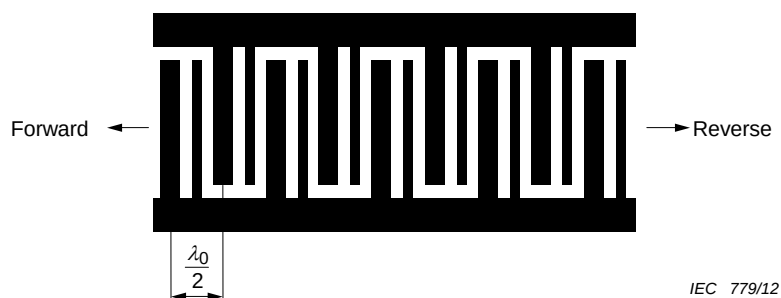


Figure 16e

Figure 16 – Single-phase unidirectional transducers

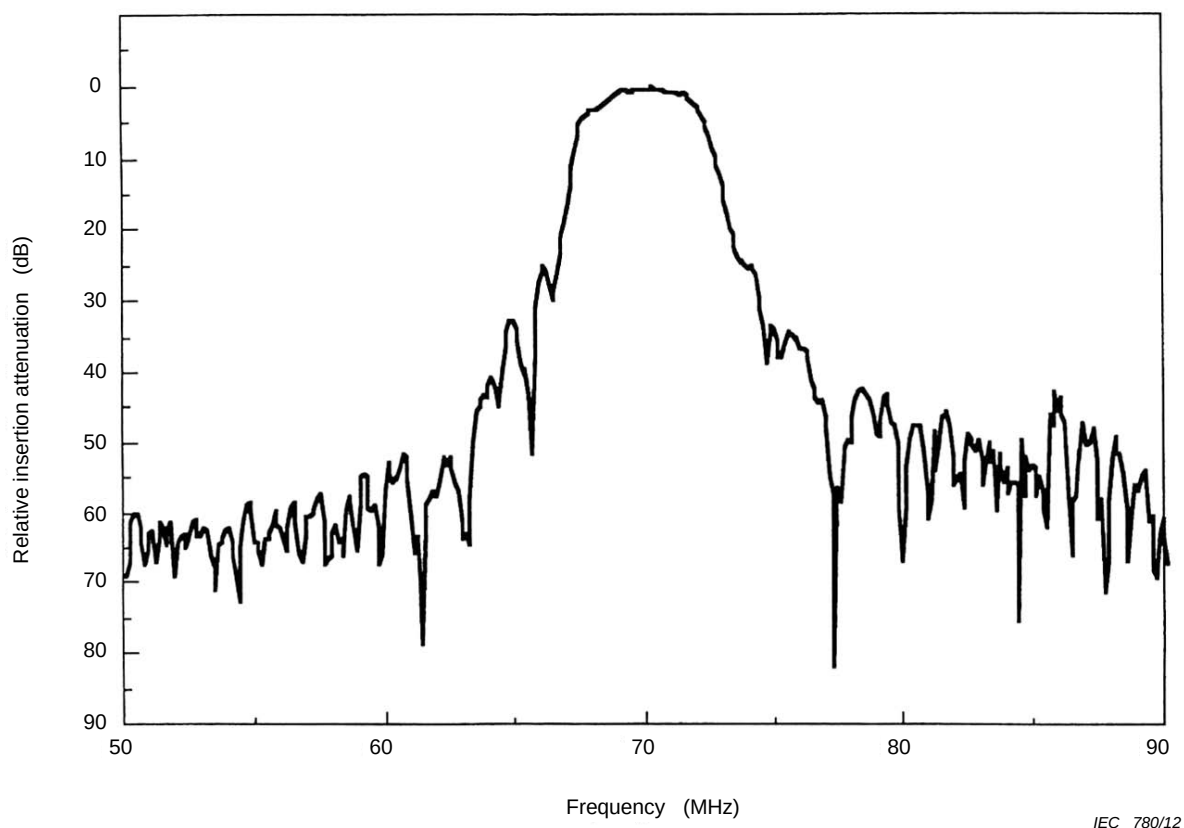


Figure 17 – Frequency characteristics of a filter using multi-phase unidirectional transducers

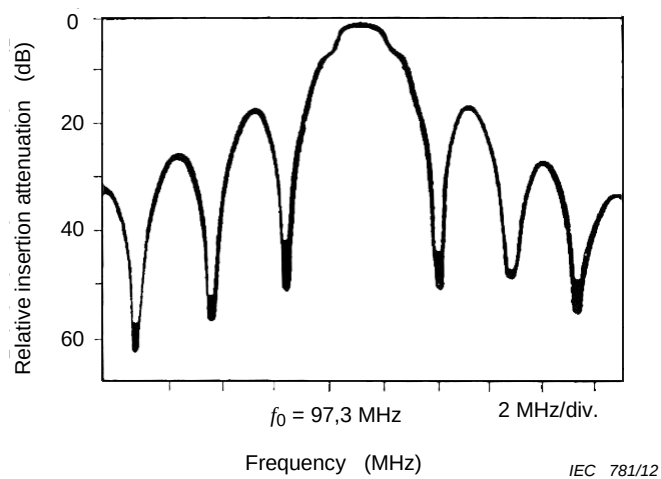
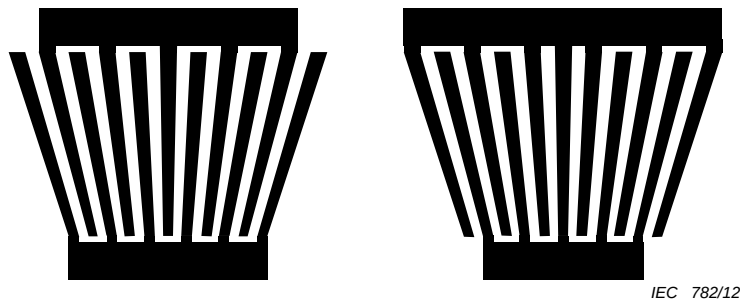


Figure 18 – Frequency characteristics of a filter using single-phase unidirectional transducers

4.3.4 Tapered IDT filters

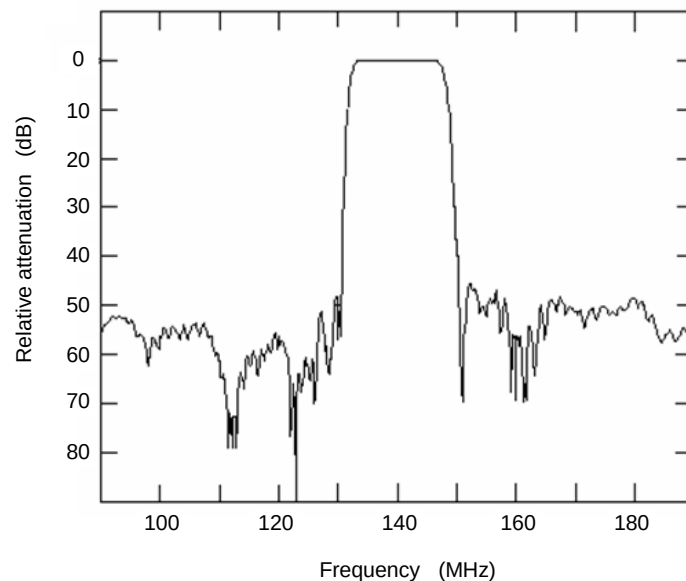
One of the classical transversal type SAW filters is a broad-band SAW filter using fan-shaped IDT called “tapered IDT” or “slanted finger IDT”, in which electrode pitch is varied in perpendicular to the propagation direction as shown in Figure 19. Because the tapered IDT can broaden the filter bandwidth easily by changing its electrode pitch, it is very suitable for broad-band filter application. Its bandwidth is determined by the pitch's variation span, and the transient width from pass-band to stop-band is generally relative to the electrode number. Since the track aperture of the unit frequency point corresponding to the electrode pitch is extremely narrow, the filter response is highly influenced by diffraction effect and sometimes becomes unexpectedly worse than theoretical response.

By applying the unidirectional IDT shown in Figure 16 to the tapered IDT filter, the low loss filter can be designed and the insertion loss of less than 10 dB can be achieved. Figure 20 is a filter response example of the low loss type tapered IDT filter. Its insertion loss is about 7,5 dB with a centre frequency of 140 MHz and a pass-band width of 14 MHz using a 128° rotated Y-cut LiNbO₃ substrate.



IEC 782/12

Figure 19 – Tapered IDT filter



IEC 783/12

Figure 20 – Frequency response of a 140 MHz tapered IDT filter

4.3.5 Reflector filters

4.3.5.1 Configuration

Various reflection grating filters have been reported, and their basic configurations are shown in Figure 21. All of the configurations utilize the grating reflection functions and they have been used as filter and delay lines.

The most popular reflection grating filter can be said to be the reflective array compressor (RAC) filter shown in Figure 21d. By changing array periods gradually along the SAW propagation direction and using doubly 90° (U-shaped) reflections, the acoustic wave propagates and reflects in the U-shape. The RAC filter has been used mostly in radar systems.

Another practical variation is the Z-path filter which is shown in Figure 22. This configuration is a modification of the conventional one shown in Figure 21e in order to minimize the chip size dimension. An input transducer excites the SAW, and then a pair of weakly inclined reflectors (typically some 4°) serves to couple the wave from the upper track into the lower one where it is detected by the output transducer configuration.

Because the direct-path signal which comes from the input transducer to the output transducer will exist as a high-level spurious signal, the in-line configuration of Figure 21a is not useful. However, using the dual-track concept shown in Figure 23, the direct spurious signals cancel each other and the filter response is much improved.

Another variation of the dual-track filter is shown in Figure 24a. In this case, the reflectors are centred in the middle of both tracks and are designed to be almost identical. The difference between those two tracks is only one reflective electrode distance, i.e. their lengths of $\lambda/2$. Transducers are chosen to be single-phase unidirectional transducers (SPUDT, see 4.3.3.1 b)) and hence themselves reflective. SPUDT-reflector filters represent an alternative if low attenuation is an additional requirement.

4.3.5.2 Principle

RAC filters have mainly been used as pulse expansion/compression devices with dispersive grating arrays. All of the configurations can be utilized as a band-pass filter with their reflective responses. Z-path filters offer most advantages for fairly narrow band filters (0,2 % to 1 % relative bandwidth) in the frequency range below 100 MHz. The substrate material employed is quartz. The effects caused by the temperature dependence of the reflection angle in the two weakly inclined reflectors are cancelled and the good temperature stability of the crystal is maintained. Insertion attenuations in the range of 6 dB to 10 dB can be achieved. Figure 25 shows the frequency response of a Z-path filter at 71 MHz. The disturbances in the upper stop-band are typical for Z-path designs and stem from direct acoustic feed through from input to output.

In the dual-track filter, the four IDTs in the two tracks are arranged in a mutually blind configuration. The two input transducers are electrically driven 180° out of phase, whereas the two output transducers are in phase. The transfer function of the entire filter can be described as the product in the frequency domain of the transfer functions of input and output transducers and of the reflector response. Figure 26 shows the transfer function in the frequency domain of a reflector filter for IF application in mobile communication. The main advantages of this filter configuration lie in a considerable reduction of filter length with respect to conventional transversal designs, in the independent design of transducers and the reflector and in a good stop-band rejection resulting from three cascaded filter mechanisms. Disadvantages are the additional die width needed for two tracks, a somewhat more complex layout and additional loss from signal reflection.

SPUDT-reflector filter provides for four constructive propagation paths from input to output, two in each track, as indicated in Figure 24b. The first path travels from input through the centre reflector, then is reflected first by the output transducer and next by the centre reflector until it is detected by the output transducer. Similarly, the second propagation path consists of two reflections before passing through the centre reflector. Consequently, four selection mechanisms, consisting of input transduction, centre grating reflection, one transducer reflection and output transduction, shape the stop-band and an impulse response duration about twice that of transversal filters is available. SPUDT-reflector filters offer moderate bandwidths in the range of 0,5 % to 2 % with an insertion attenuation of some 6 dB to 10 dB. Figure 27 shows the frequency response of a 110 MHz filter on X-cut $112,2^\circ$ rotated Y-propagated LiTaO_3 .

Generally, reflector filter designs exploit the fact that the reflection function of a grating structure is twice as long in time as the excitation or detection function of a transducer of the same geometrical length. This is because the reflected acoustic signal has to go into the reflector and back out again. A total time domain corresponding to twice the length of the reflector structure is available for, for example, narrow bandwidths, pass-band shaping or pulse expansion and compression. Consequently, reflector filters tend to be shorter than conventional transversal filters.

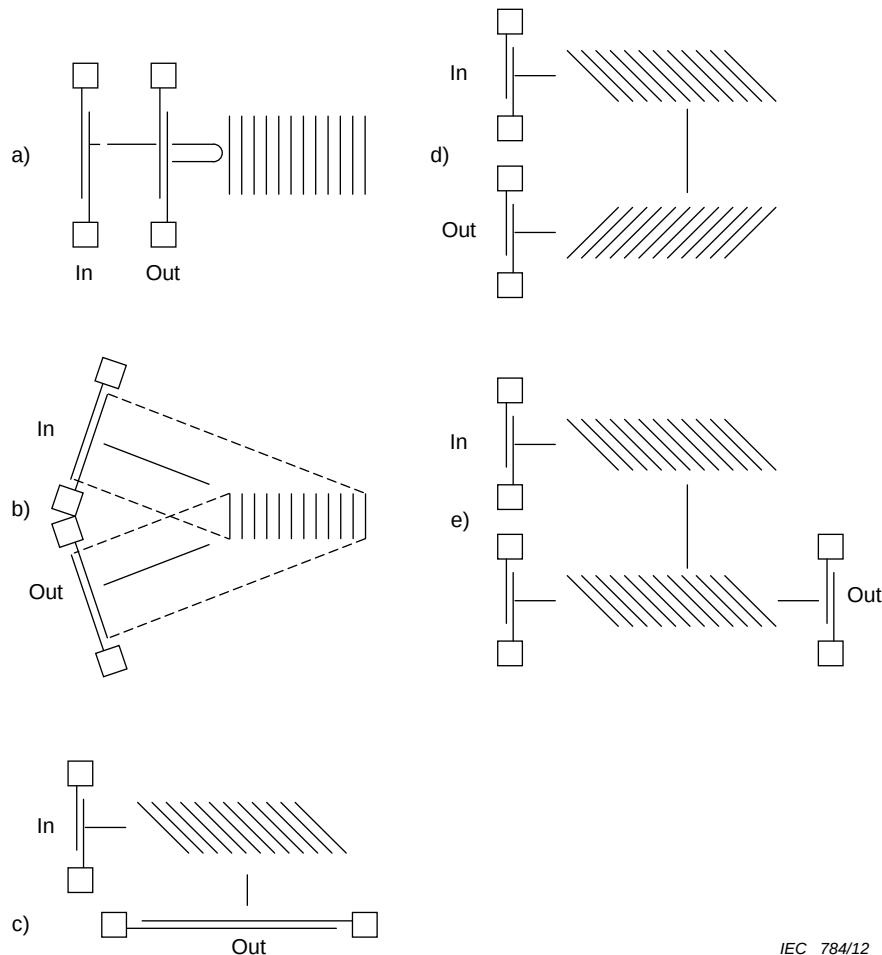


Figure 21 – Various reflector filter configurations

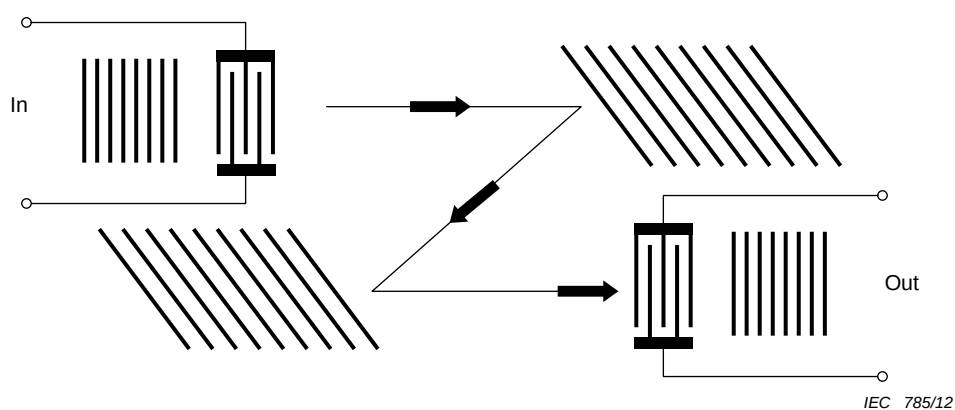


Figure 22 – Z-path filter configuration

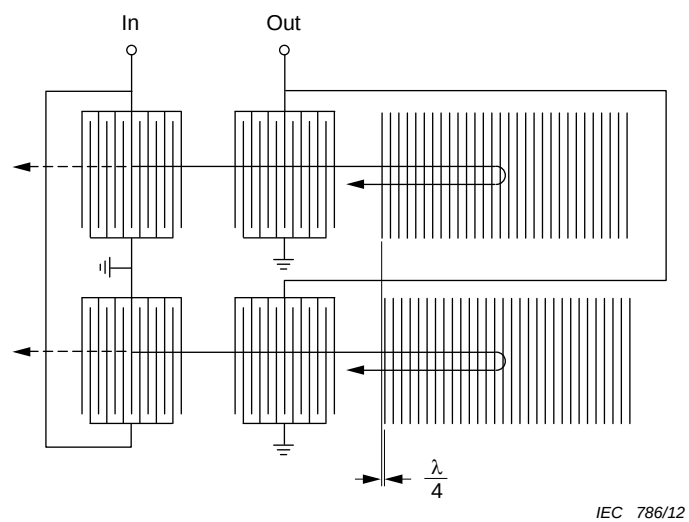


Figure 23 – Dual-track reflector filter configuration

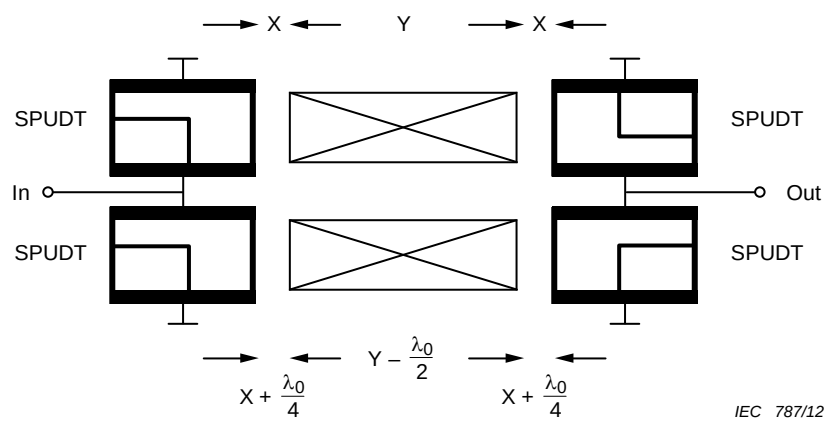


Figure 24a – SPUDT-based dual-track filter configuration

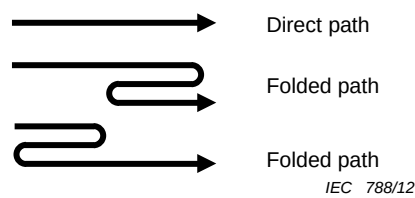


Figure 24b – Propagation paths on SPUDT-based dual track filter

Figure 24 – SPUDT-based dual-track filter

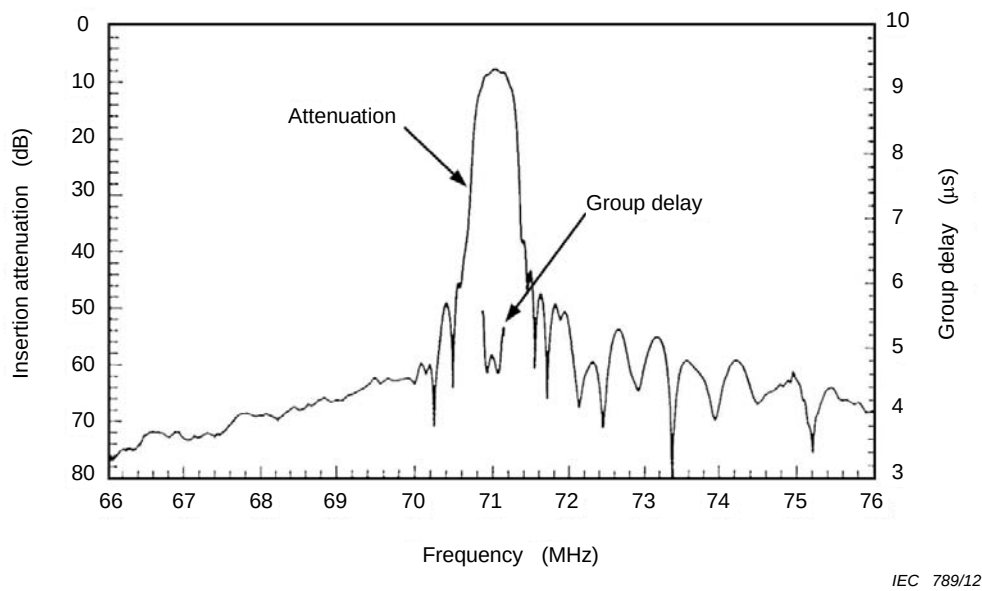


Figure 25 – Frequency characteristics of Z-path filter

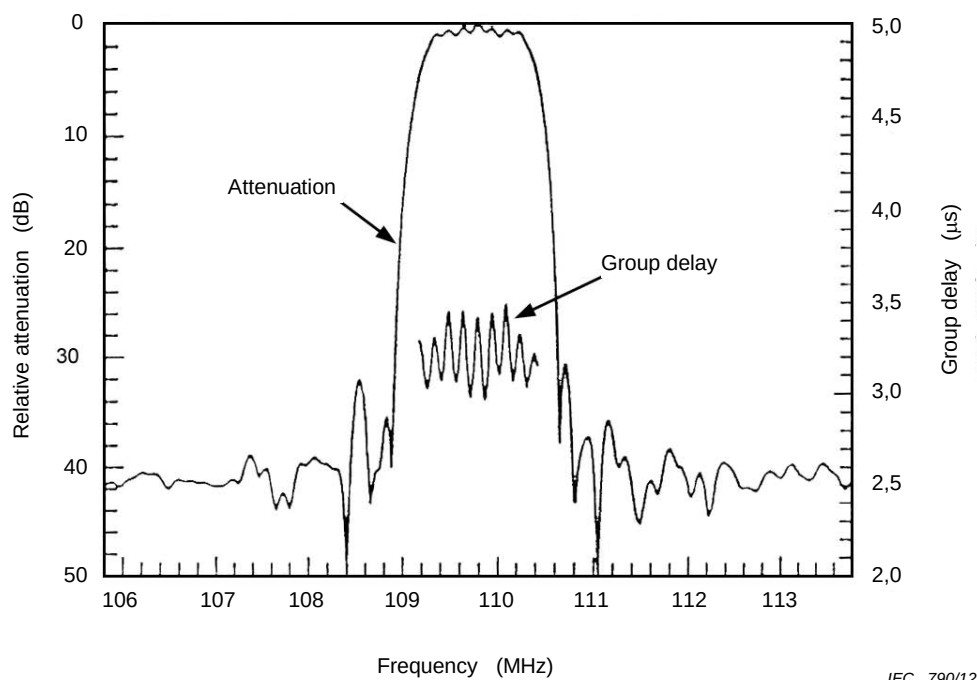


Figure 26 – Frequency characteristics of dual-track reflector filter

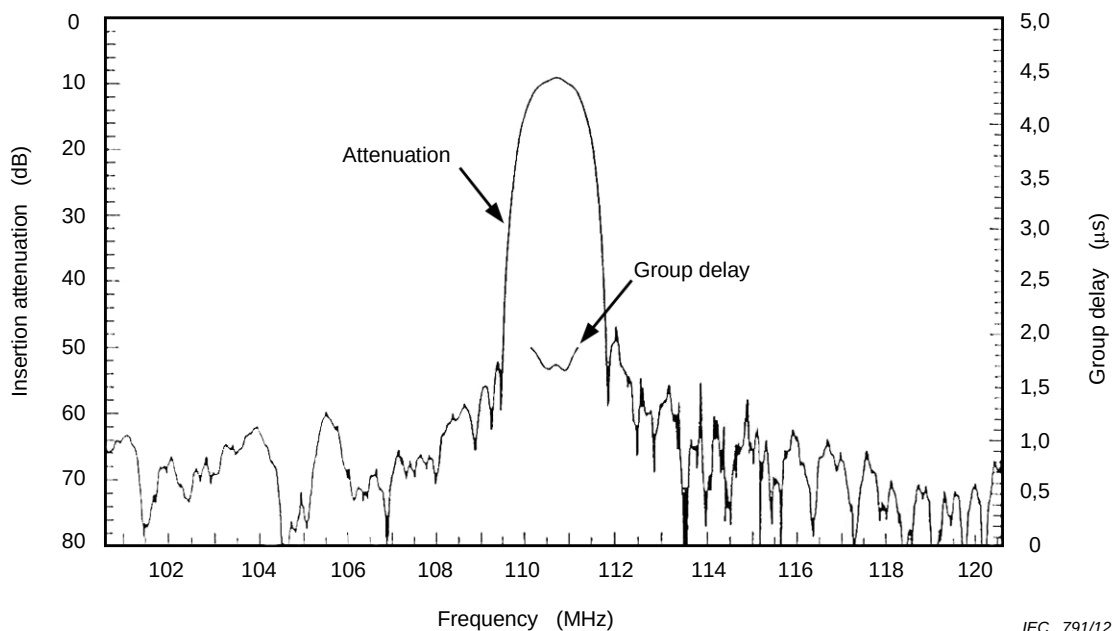
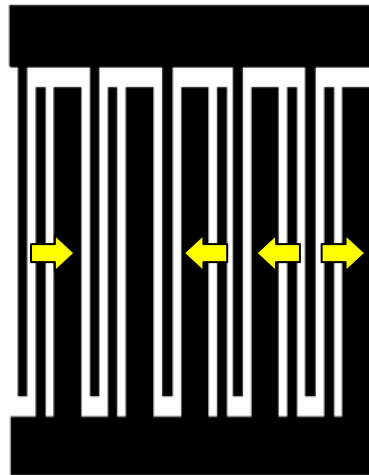


Figure 27 – Frequency characteristics of SPUDT-based reflector filter

4.3.6 RSPUDT filters

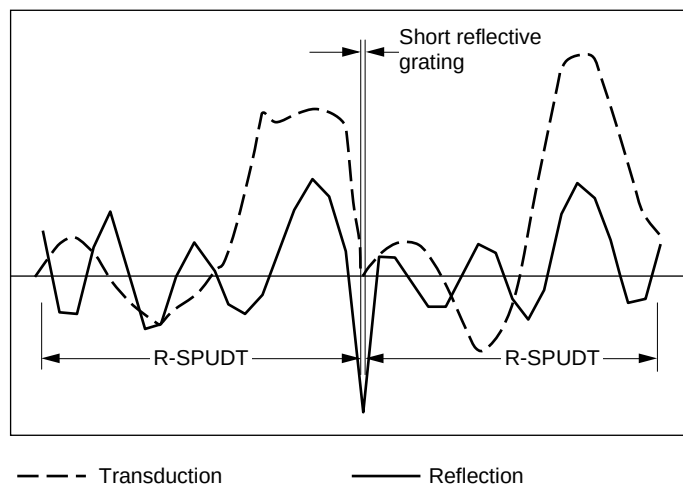
Classical transversal filters utilize their transfer function from transmitter side IDT to receiver side IDT as their filter responses. Therefore, internal reflection inside IDT and multi-reflection between input and output IDTs such as triple transit echo (TTE) are designed to be eliminated as small as possible. Against this conventional technique, novel design technique called resonant SPUDT (RSPUDT) filter has been developed and has recently become popular. This

technique utilizes internal reflection inside IDT and multi-reflection between input and output IDTs in order to achieve required filter response. Figure 28 shows a part of DART electrode in RSPUDT filter. In this case, inside the DART electrode, the direction and magnitude of each electrode and its transduction magnitude in each period are changed spatially as shown in Figure 28 and consequently complicated multi-reflection occurred inside the RSPUDT filter and the total response is designed to meet the target filter response artificially with shorter length than the conventional transversal type filter. Figure 29 shows an example of how the RSPUDT filter is designed to control the direction and amplitude of the internal reflection and the transduction amplitude.



IEC 792/12

Figure 28 – A part of DART electrode in RSPUDT filter



IEC 793/12

Figure 29 – Distribution of internal reflection and detection inside RSPUDT filter

Figure 30 is a filter response example of the RSPUDT filter. Its insertion loss is 9 dB with the centre frequency of 456 MHz and the pass-band width of 7 MHz using X-cut 112° propagated LiTaO_3 . Its amplitude response is shown in Figure 30a and its impulse response is shown in Figure 30b. Figure 30b shows very clearly that RSPUDT filter's time domain response is not symmetric like a normal transversal type and the response continues in very long time.

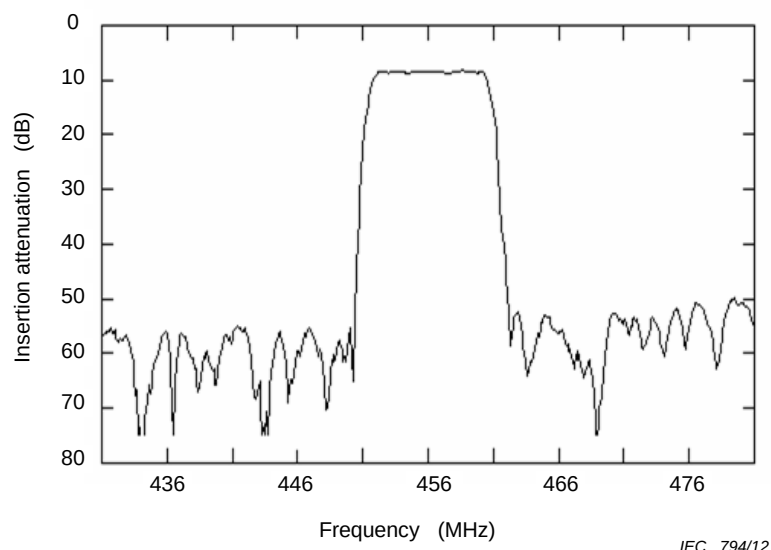


Figure 30a – Amplitude frequency response

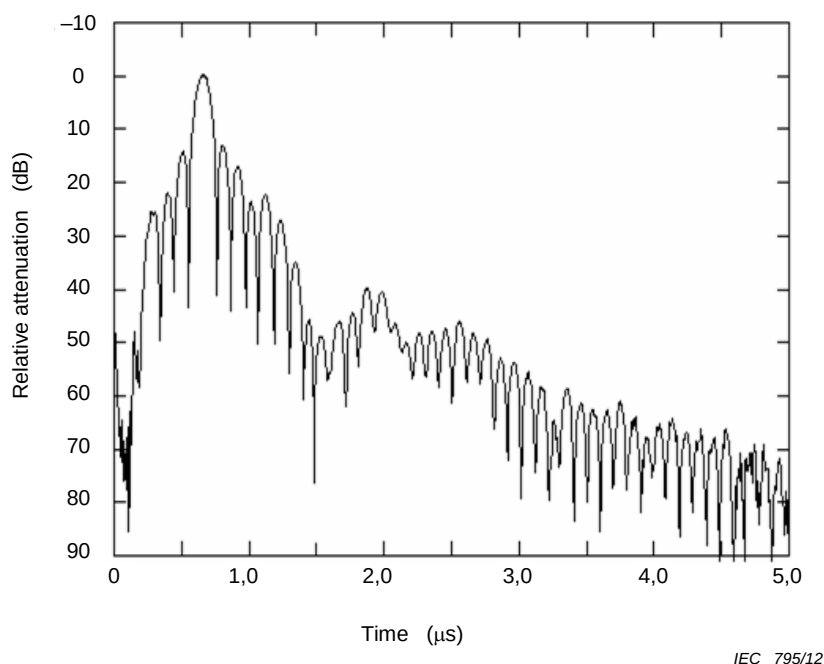


Figure 30b – Time domain response

Figure 30 – Frequency and time responses of a 456 MHz RSPUDT filter

5 Fundamentals of SAW resonator filters

5.1 Classification of SAW resonator filters

SAW resonator filters are becoming rapidly popular as SAW low insertion attenuation filters for mobile communication application in addition to the conventional SAW transversal filters. SAW resonator filters can realize low insertion attenuation easily and a smaller size than that of the transversal filters with the same bandwidth. Their feasible bandwidth is, however, limited by substrate materials, design methods and so on, and their amplitude characteristics and phase characteristics cannot be designed independently. It is desirable for users to understand these factors for SAW resonator filters. This standard explains the principles and characteristics of SAW resonator filters.

Various kinds of SAW resonator filters have been proposed and put into practice. Basically, all of them can be represented in and near the pass-band with resonant circuits using lumped elements of inductance L , capacitance C and resistance R . The difference between various resonator filters is in the way the basic resonators are linked together. The concept regarding the resonant circuits is very common and can be applied to other piezoelectric filters like crystal filters. It is helpful to refer to IEC 60368-2-1 to understand the basic concept.

Generally, SAW resonator filters can be classified into two types. One is a ladder and lattice filter, which are constituted by ladder and lattice connection of multiple one-port SAW resonators that correspond to each series resonant arm in the equivalent circuits. The other is a coupled resonator filter and IIDT resonator filter. Those filters utilize multiple modes which occur in a single cavity simultaneously and enable the filter structure to be simplified.

The concept and equivalent circuit of the ladder and lattice filter is the same as the crystal filter, and the difference is the use of a one-port SAW resonator in place of a crystal resonator. The practical constitution and the filter characteristics are given in 5.2.

The coupled resonator filters utilize multi-mode resonances in a single SAW resonator, and a region of multiple resonances corresponds to its pass-band. They can be classified further to transverse mode type and longitudinal mode type from the point of resonant modes. The transverse mode coupled resonator filters usually utilize double modes which occur transversely to SAW propagation direction. Their concept, equivalent circuit and filter characteristics are very close to those of monolithic crystal filters. Since the longitudinal mode coupled resonator filters utilize resonant modes which occur along the SAW propagation direction, their mode couplings are stronger than that of the transverse mode, and as a result their bandwidth can be wider than that of the transverse mode filter. The constitution and filter characteristics of the two types are discussed in 5.3.

IIDT resonator filters are composed of a number of relatively small-pair IDTs for input and output in a line, alternating with grating reflectors put on the outside of IDTs. This structure can make strong coupling between input and output IDTs and utilizes multiple resonant modes. This type is discussed in 5.4.

For SAW filters using SH (shear horizontal) type wave, substrate edges can be substituted for grating reflectors and can contribute to the miniaturization of SAW filters as SAW resonators described in 5.1 of IEC 61019-2:2005.

5.2 Ladder and lattice filters

5.2.1 Basic structure

Two kinds of one-port SAW resonators having slightly different resonance frequencies are designed to be connected in ladder or lattice circuit. The lattice filter is used especially for the balanced circuit.

a) Ladder filter

Figure 31a shows an example of a filter structure and Figure 32a shows an example of an equivalent circuit of a half-section of a ladder filter assuming that the resistance is negligible. The half-section of the filter consists of a series-arm resonator (R1) and a parallel-arm resonator (R2). A series-arm resonator has slightly higher resonance frequency than that of a parallel-arm resonator. The resonator has one IDT between two reflectors. SAW resonators' electrodes are formed on a piezoelectric substrate shown in Figure 33. The resonators R1' and R2' are synthesized resonators. R1' has half-static capacitance of R1, and R2' has twice static capacitance of R2.

b) Lattice filter

This type of filter comprises a pair of series-arm SAW resonators (R1) and a pair of parallel-arm SAW resonators (R2) electrically coupled to form a lattice circuit shown in Figure 31b. Figure 32b shows an equivalent circuit of a lattice filter assuming that the resistance is negligible. The frequency shift is chosen so that resonance frequency of one pair of resonators approximately coincides with the anti-resonance frequencies of the other pair of resonators.

5.2.2 Principle of operation

a) Ladder filter

Figure 34a shows the variations of X_s and B_p as a function of frequency. Here, the anti-resonance frequency (f_{ap}) of the parallel-arm resonator is nearly equal to the resonance frequency (f_{rs}) of the series-arm resonator. The image transfer constant γ is expressed with X_s and B_p in the following equation:

$$\tanh \gamma = \sqrt{B_p X_s / (B_p X_s - 1)} \quad (4)$$

where

X_s is the equivalent series reactance of the resonator;

B_p is the equivalent parallel susceptance of the resonator.

According to the theory of image-parameter filters, a filter shows a pass-band characteristic when Equation (4) has an imaginary number. However, it shows a stop-band characteristic when Equation (4) has a real number. Therefore, the condition $0 < B_p X_s < 1$ gives the pass-band, and the condition $B_p X_s > 1$ or $B_p X_s < 0$ gives the stop-band shown in Figure 34a.

b) Lattice filter

Figure 34b shows the variations of X_s and X_p as a function of frequency. In this example, the anti-resonance frequency (f_{as}) of the series-arm pair is nearly equal to the resonance frequency (f_{rp}) of the parallel-arm pair. The image transfer constant γ is expressed with X_s and X_p in the following equation:

$$\tanh(\gamma/2) = \sqrt{X_s / X_p} \quad (5)$$

A filter shows a pass-band characteristic when Equation (5) has an imaginary number. However, it shows a stop-band characteristic when Equation (5) has a real number. Therefore, the condition $X_s/X_p < 0$ gives the pass-band. The condition $X_p > X_s$ or $X_p < X_s$ gives the stop-band when the Equation (5) has a real number. Condition $X_p = X_s$ gives maximum insertion attenuation shown in Figure 34b.

5.2.3 Characteristics of ladder and lattice filters

The pass bandwidth of ladder and lattice filters is affected by a substrate material. It is effective to use a substrate material having a high electromechanical coupling coefficient in order to obtain a filter with a wide pass-band. The insertion attenuation of a filter is determined by the Q factor (quality factor) of the resonators which compose a filter. The stop-band attenuation is basically determined by the capacitance ratio of a parallel-arm resonator to a series-arm resonator and the stage number of the resonators' connection. In the case of a lattice filter, when the static capacitance of a pair of series-arm resonators ($R1$) is equal to the static capacitance of a pair of parallel-arm resonators ($R2$) shown in Figure 31b, the stop-band attenuation becomes maximum.

a) Ladder filter

As a ladder filter example, the RF filter was designed and fabricated for portable telephone terminals. An Al-Cu sputtered film for the electrodes and a 36° rotated Y-cut X-propagated LiTaO_3 crystal for the piezoelectric substrate was used. Figure 35 shows the frequency characteristic of a 1,5 GHz band-pass filter for a digital system. The minimum insertion attenuation of less than 3 dB and the voltage standing wave ratio of less than 2 were obtained without an external matching circuit.

b) Lattice filter

As a lattice filter example, a 1,5 GHz range filter was reported which was designed and fabricated using a quartz substrate. The measured insertion attenuation was 3 dB, the stop-band attenuation was more than 35 dB and the 3 dB bandwidth was about 1 MHz.

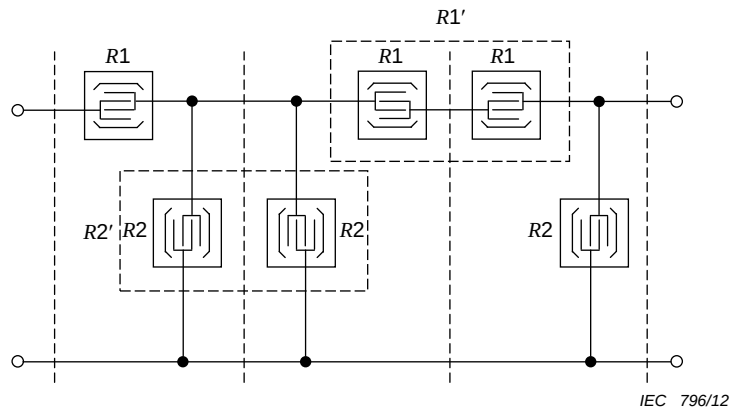


Figure 31a – Ladder filter

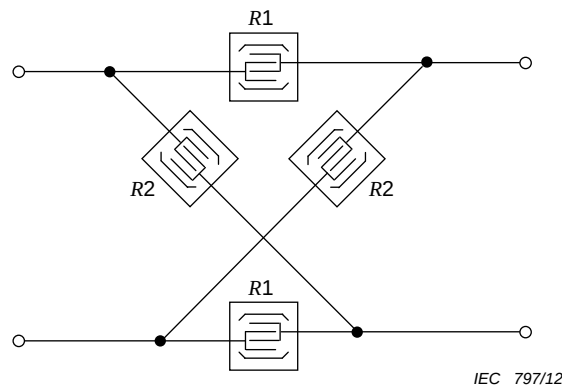


Figure 31b – Lattice filter

Figure 31 – Structure of ladder and lattice filters

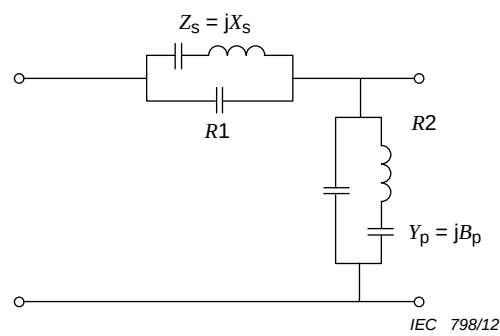


Figure 32a – Ladder filter of half section

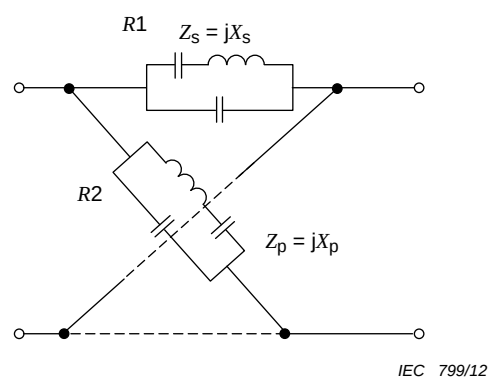


Figure 32b – Lattice filter of full section

Figure 32 – Equivalent circuit of basic section of ladder and lattice filter

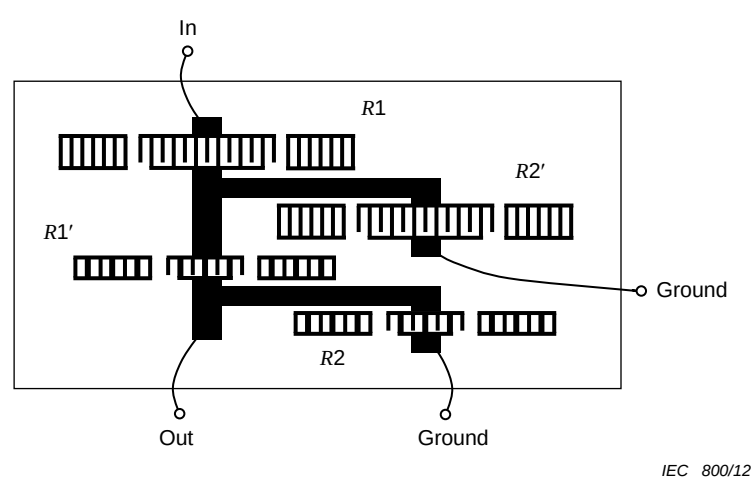


Figure 33 – Pattern layout of ladder filter

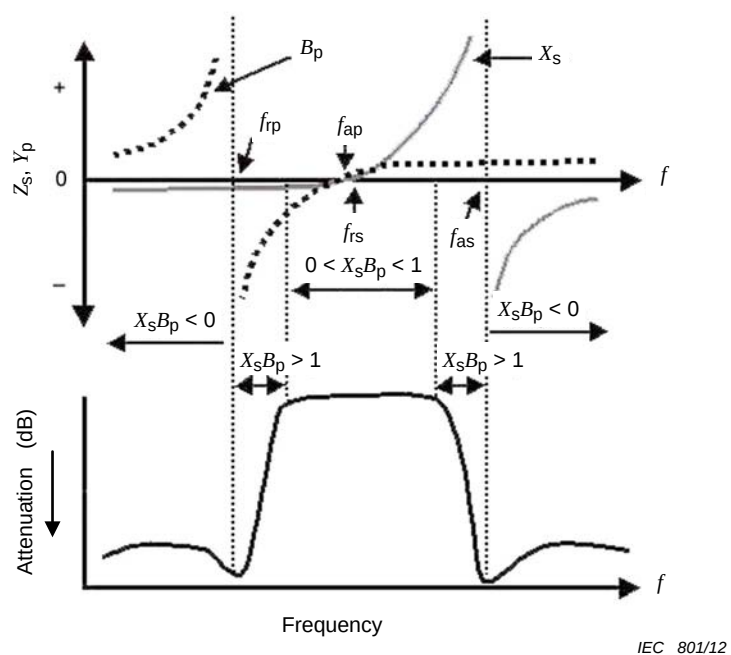


Figure 34a – Ladder filter

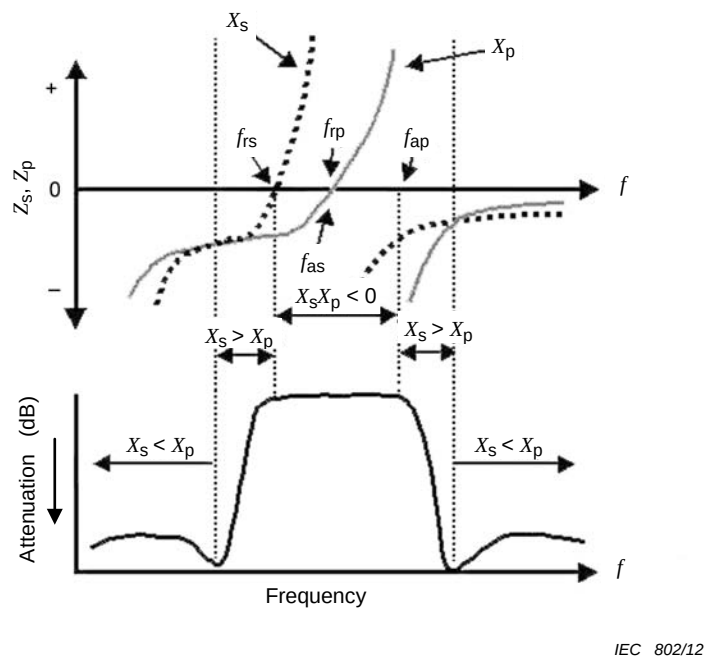


Figure 34b – Lattice filter

Figure 34 – Basic concept of ladder and lattice filter

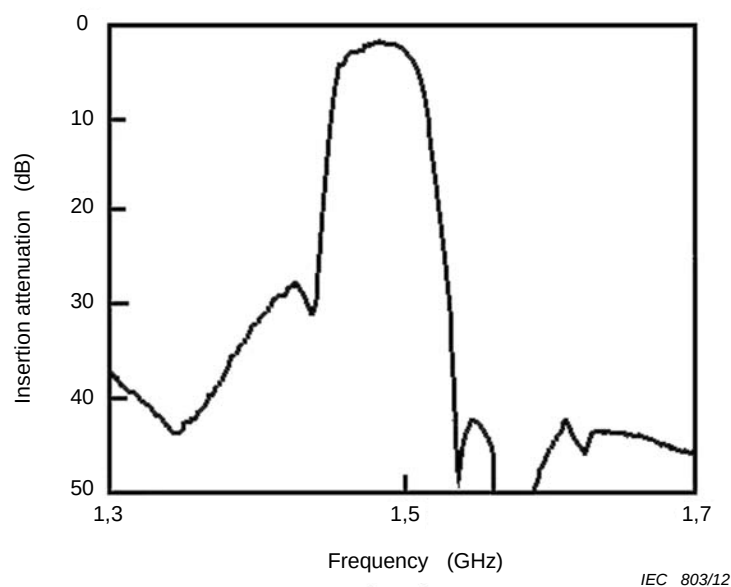


Figure 35a – Stop-band response

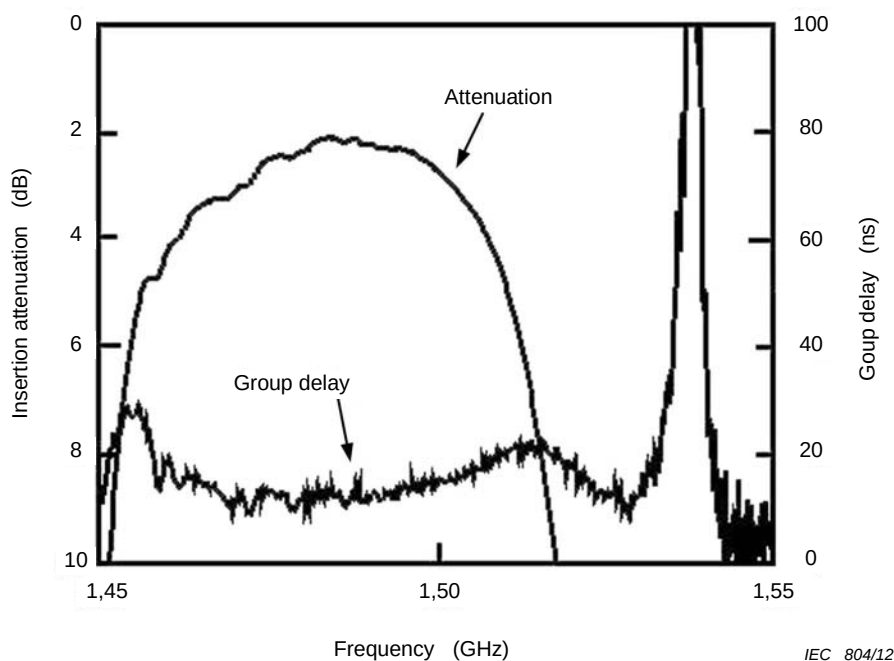


Figure 35b – Pass-band response of amplitude and group delay time

Figure 35 – Typical characteristics of a 1,5 GHz range ladder filter

5.3 Coupled resonator filters

5.3.1 General

The operation of coupled resonator filters is similar to that of monolithic crystal filters (MCF). By means of an acoustic coupling between the identical resonators, various kinds of resonance modes having different frequency are generated, which are called symmetric mode, anti-symmetric mode or higher order modes. As these resonance modes have different

frequencies and opposite phases, provided the termination is correct, a band-pass filter is achieved.

5.3.2 Transversely coupled type

In the case of a transversely coupled filter with two one-port resonators placed close in the transverse direction as shown in Figure 36a, the zero order transverse mode (symmetric mode) which has a symmetric distribution of SAW amplitude and the first order transverse mode (anti-symmetric mode) which has an anti-symmetric distribution are generated. The frequency difference is determined by the distance between the two resonators, the aperture of IDTs and the degree of energy trapping. Figure 36b shows the equivalent circuit of this filter. Figure 37 shows typical transmission characteristics of a transversely coupled filter. The bandwidth of this filter is very narrow. In most cases, this type of filter uses substrate material which has stable temperature characteristics such as quartz to keep the pass-band at specified frequency. From the point of view of size, in spite of very narrow bandwidth, this filter is much smaller than the transversal filter the size of which is in inverse proportion to the bandwidth.

5.3.3 Longitudinally coupled type

In the case of a longitudinally coupled resonator filter with two IDTs arranged in series between grating reflectors as shown in Figure 38a, the zero order resonance mode (symmetric mode) and the first order resonance mode (anti-symmetric mode) are generated in a similar way. Generally, the resonance frequency of the higher order longitudinal mode is lower than that of the lower order mode. The frequency difference of these two modes is determined mainly by the number of IDT fingers, and the degree of energy trapping. Figure 38b shows another configuration of double-mode filter using zero order and second order longitudinal modes. As the frequency of the second order mode is lower than that of the first order mode, this filter has wider pass-band than the former one. Figure 39 shows the typical transmission characteristics of a longitudinally coupled resonator filter. This filter, which has stronger acoustic coupling between IDTs, has wider pass-band than the transversely coupled filter. As the pass bandwidth of the coupled resonator filter is restricted by the capacitance ratio of the resonator, it is necessary to reduce the capacitance ratio in order to achieve a wider pass-band. To reduce the capacitance ratio of the resonators, it is effective to adopt substrate material with a high electromechanical coupling coefficient such as LiTaO_3 or LiNbO_3 .

5.3.4 Other characteristics of coupled resonator filters

The insertion attenuation of both types of filters is determined by the Q of the resonators. Higher Q leads to lower insertion attenuation. There are various kinds of spurious responses in these filters. The major ones are caused by the configuration of IDTs and reflectors such as higher order inharmonic resonance modes or responses of IDTs and reflectors themselves. The next ones are caused by different kinds of waves generated in IDTs or converted from SAW in IDTs and reflectors or at the edge of the substrate.

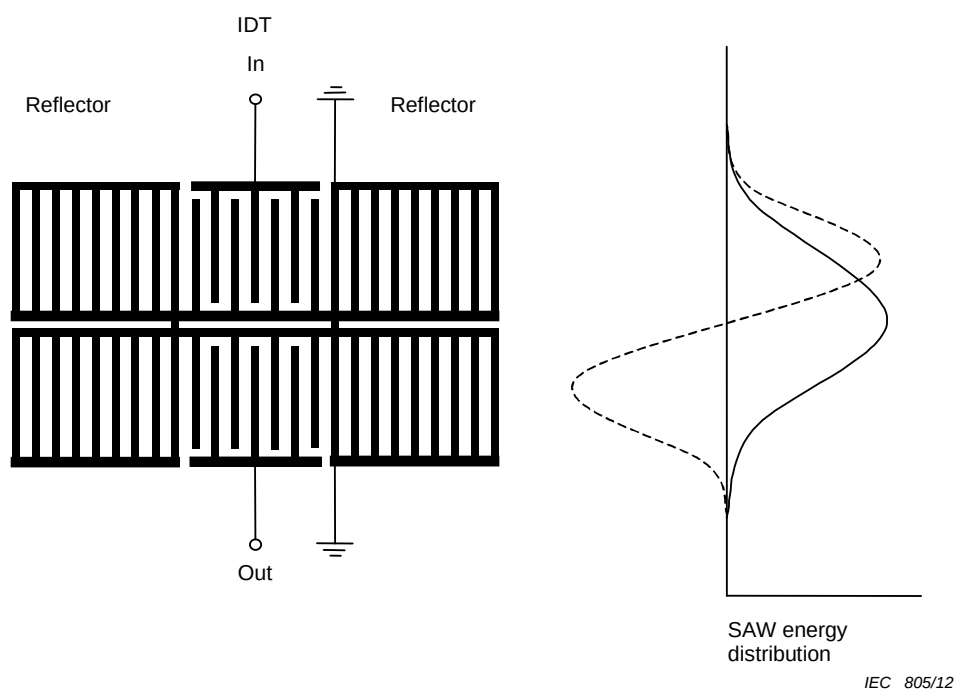


Figure 36a – Basic configuration and SAW energy distribution of transversely coupled resonator filter

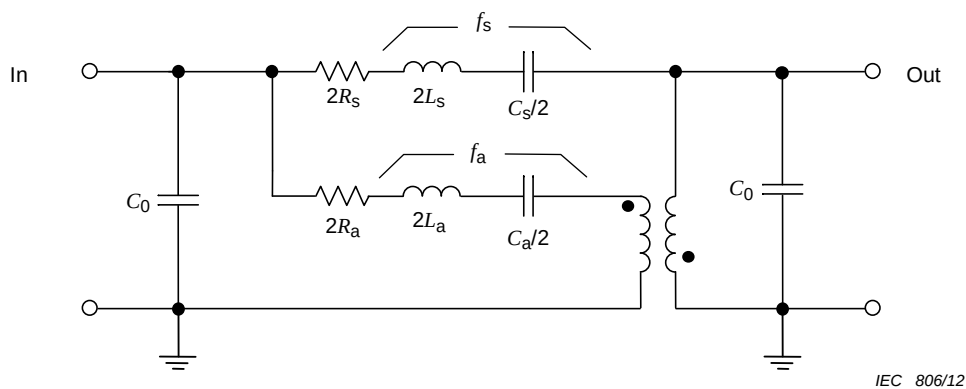


Figure 36b – Equivalent circuit of transversely coupled resonator filter

Figure 36 – SAW energy distribution and equivalent circuit of transversely coupled resonator filter

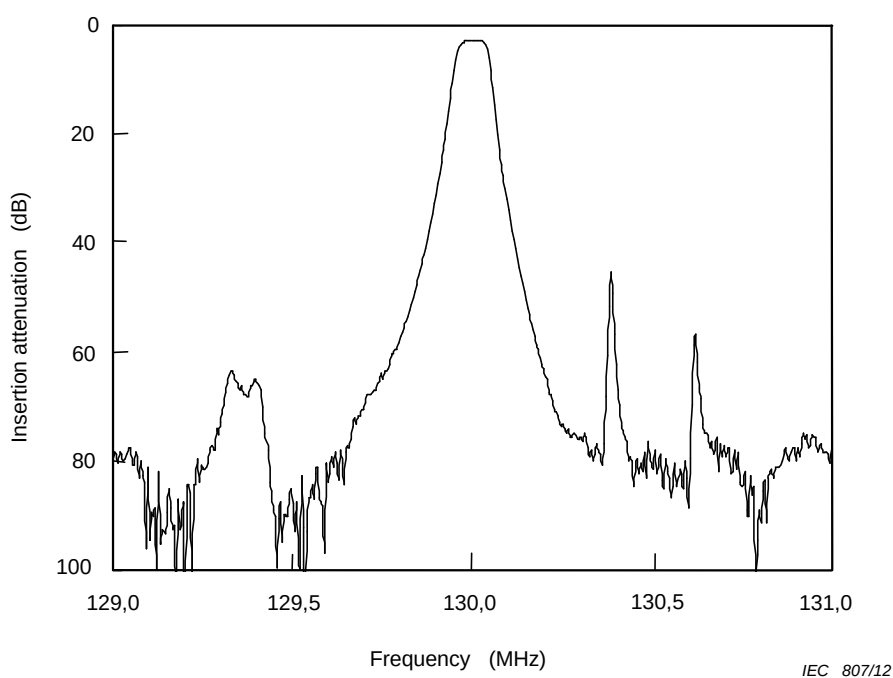


Figure 37a – Stop-band response

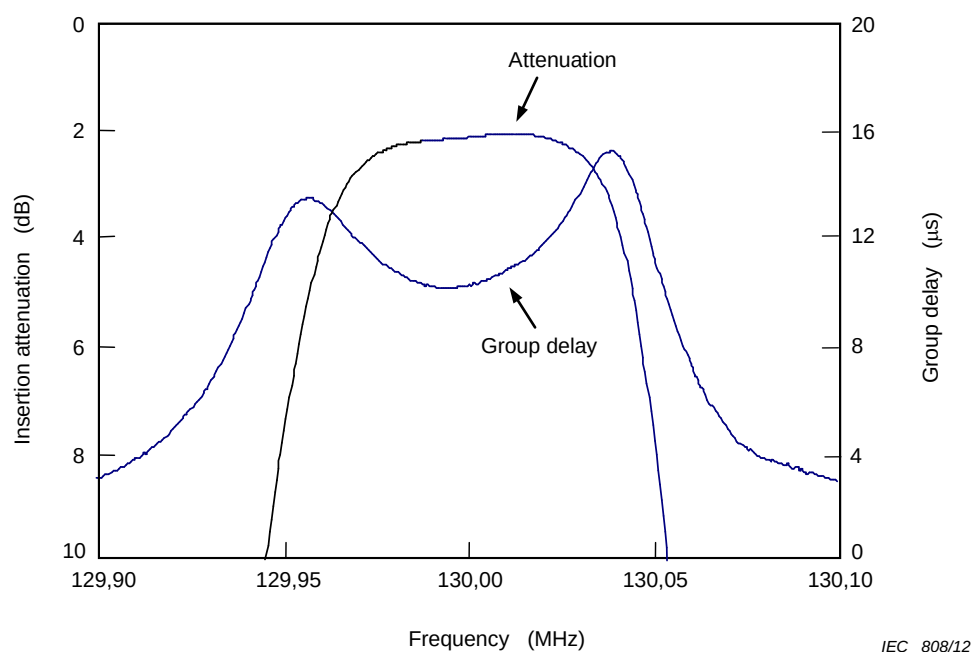


Figure 37b – Pass-band response of amplitude and group delay time

Figure 37 – Typical characteristics of a transversely coupled resonator filter

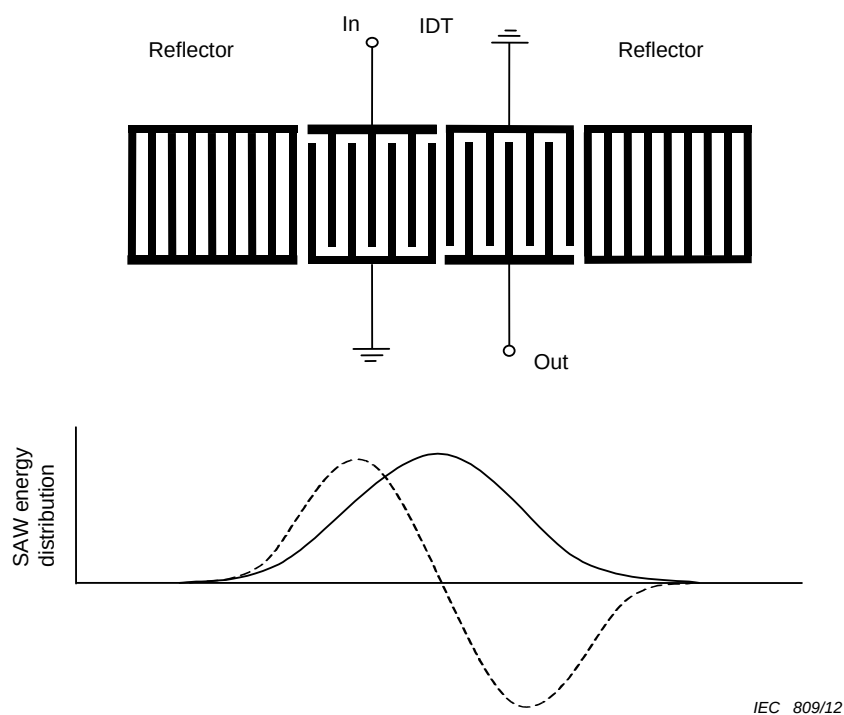


Figure 38a – SAW energy distribution of longitudinally coupled resonator filter using zero order and 1st order modes

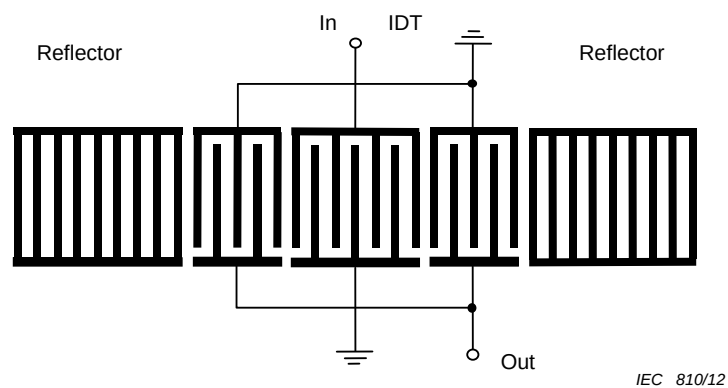
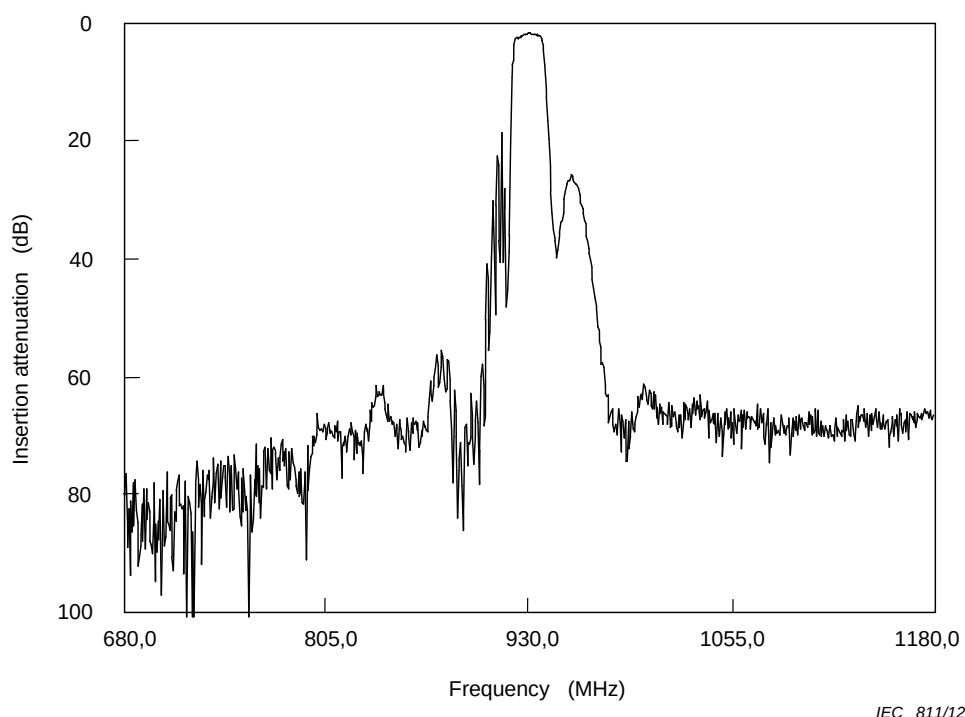


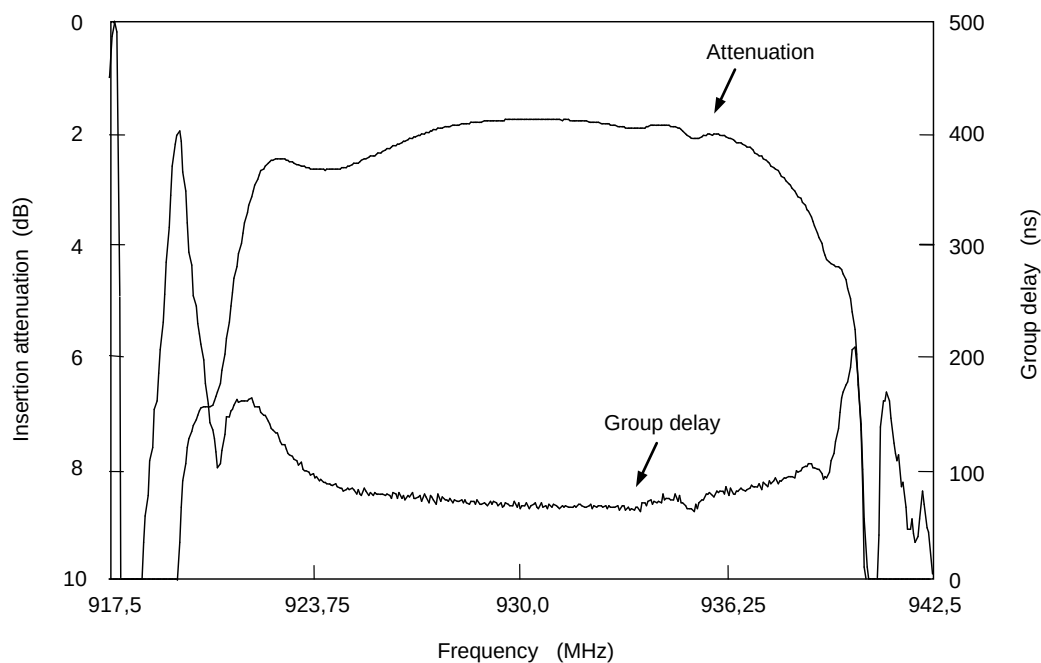
Figure 38b – Resonator filter using zero order and 2nd order modes

Figure 38 – Basic configuration and SAW energy distribution of longitudinally coupled resonator filter



IEC 811/12

Figure 39a – Stop-band response



IEC 812/12

Figure 39b – Pass-band response of amplitude and group delay time

Figure 39 – Typical characteristics of a longitudinally coupled resonator filter

5.3.5 Balanced connection

In cell phones etc., amplifiers or mixers used are often balanced type in order to reduce noise. In order to connect without using an unbalanced – balanced conversion circuit such as a balun, a balanced terminal is needed even on an SAW filter. While it is difficult to have a balanced terminal on a ladder type, using a coupled resonator filter, a balanced type can be achieved easily without grounding either terminal on the IDT.

A transversely coupled type, with the structure shown in Figure 36a, divides its common grounding electrodes to input and output separately, and is configured as shown in Figure 40. Figure 41 shows an example of frequency characteristics of a transversely coupled type. Its characteristics are similar to those of an unbalanced type, but its benefit is that it easily ensures attenuation. A longitudinally coupled type, with the electrode structure shown in Figure 38b, can also achieve balanced terminals without grounding either of the terminals on the IDT. A longitudinally coupled type which operates in zero order and second order longitudinal mode uses, in addition to the configuration shown in Figure 42a, a configuration that performs balanced output of IDT on both sides as shown in Figure 42b.

For balanced output, amplitudes need to be equal and phases need to be 180° different, so that the IDT and shape of the bus bar are arranged to be geometrically symmetrical. Figure 43a shows an example of the frequency characteristics of the longitudinally coupled type, while Figure 43b shows an example of amplitude and phase balance characteristics. And Figure 43c shows an example of stopband attenuation characteristics across a wide band range that is a benefit of the balanced filters.

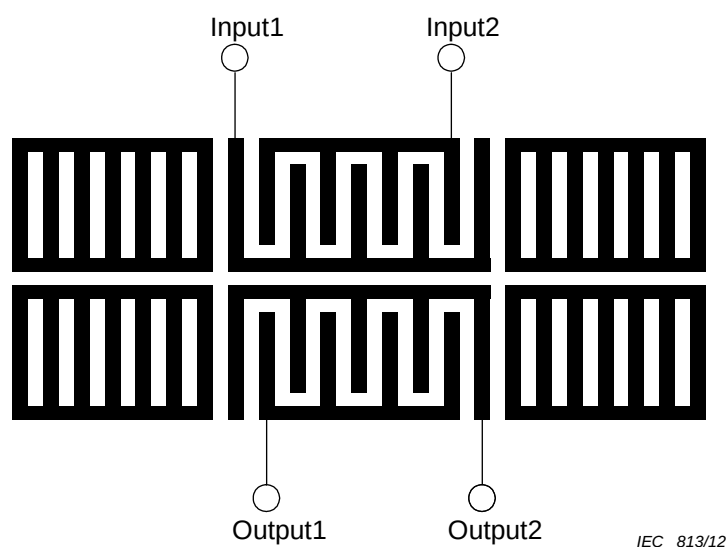
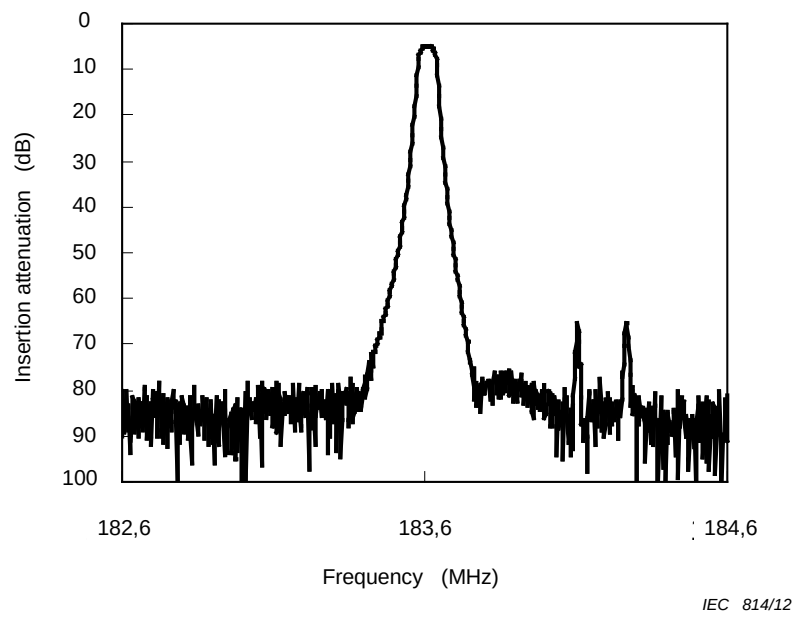


Figure 40 – Configuration of balanced type transversely coupled resonator filter



IEC 814/12

Figure 41 – Frequency characteristics of balanced type transversely coupled resonator filter

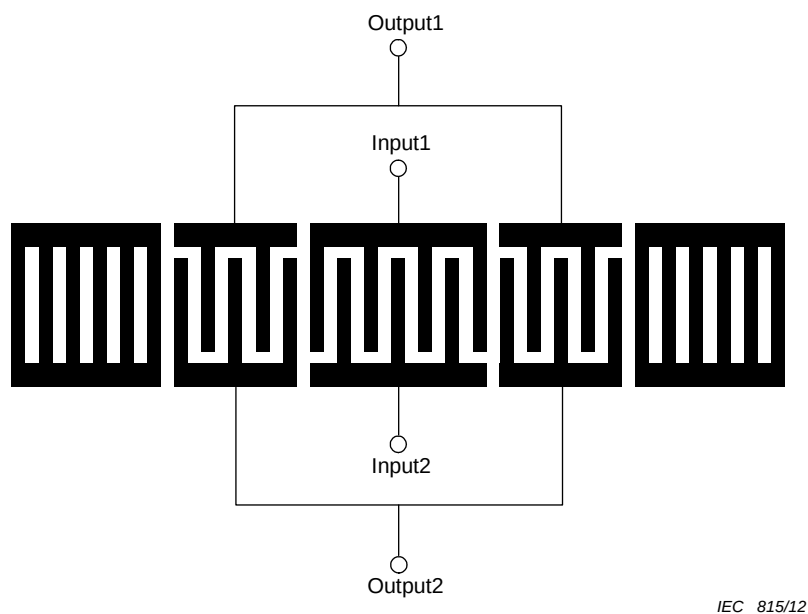


Figure 42a – Basic configuration

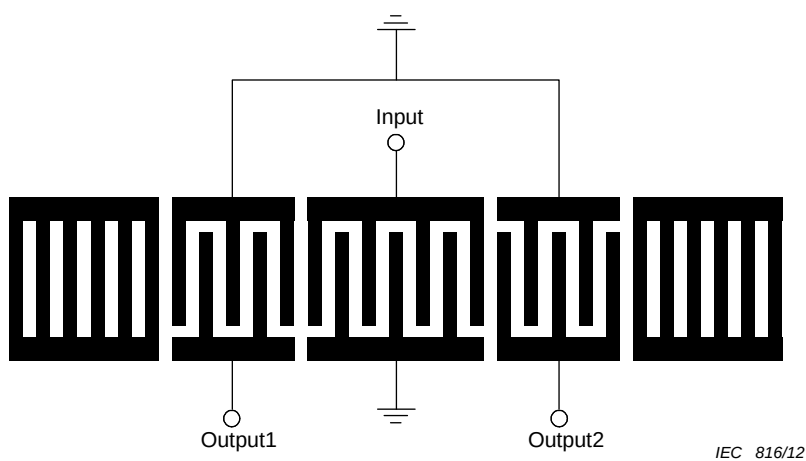


Figure 42b – Other configuration

Figure 42 – Configuration of balanced type longitudinally coupled resonator filter

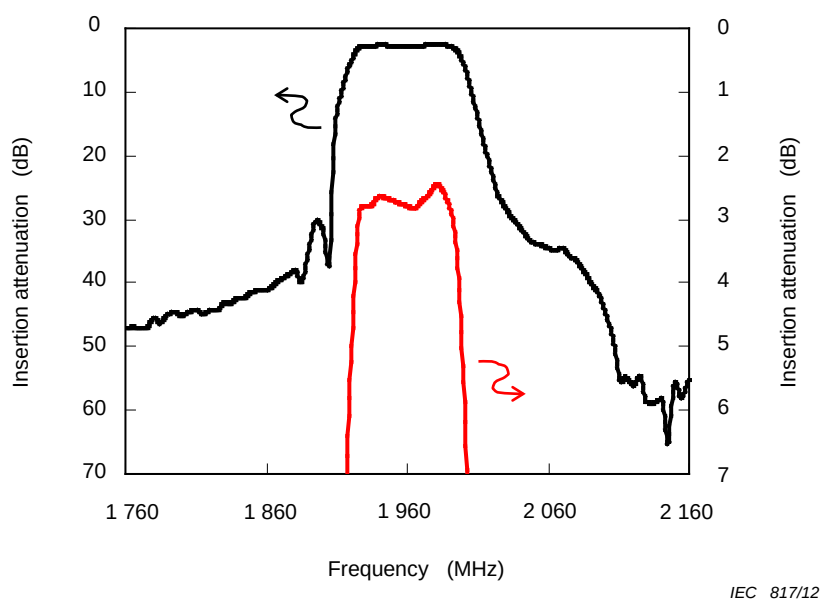


Figure 43a — Frequency characteristics

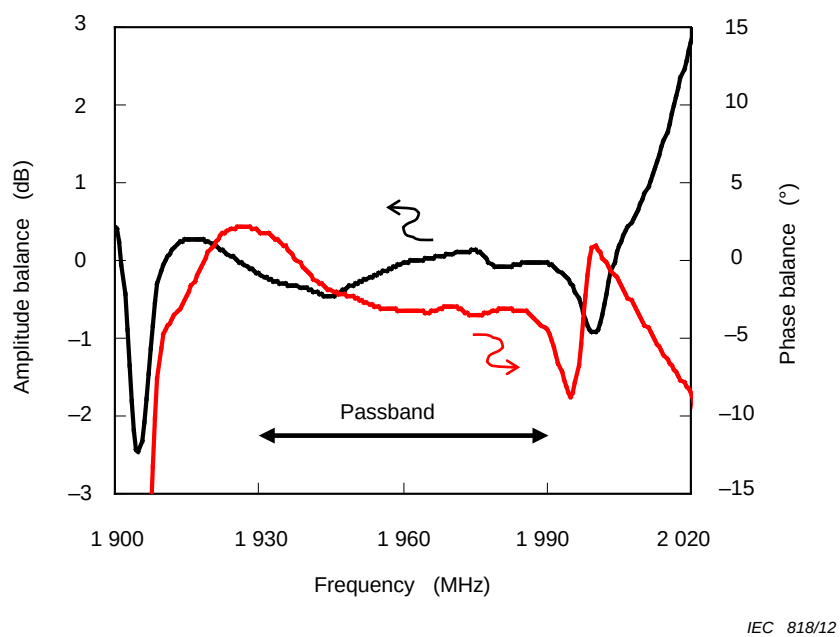


Figure 43b — Amplitude and phase balance characteristics

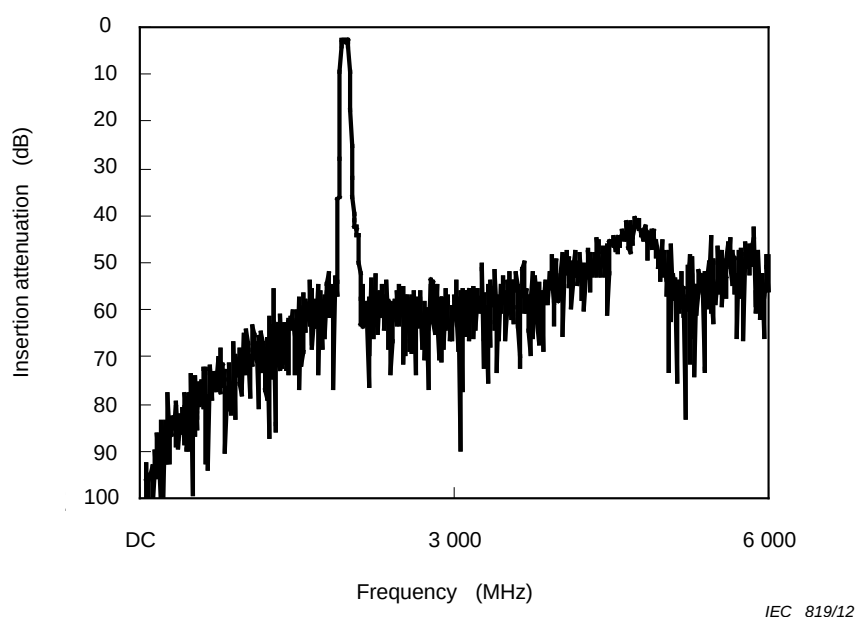


Figure 43c — Stop-band response

Figure 43 – Typical characteristics of a balanced type longitudinally coupled resonator filter

5.4 Interdigitated interdigital transducer (IIDT) resonator filters

5.4.1 Configuration

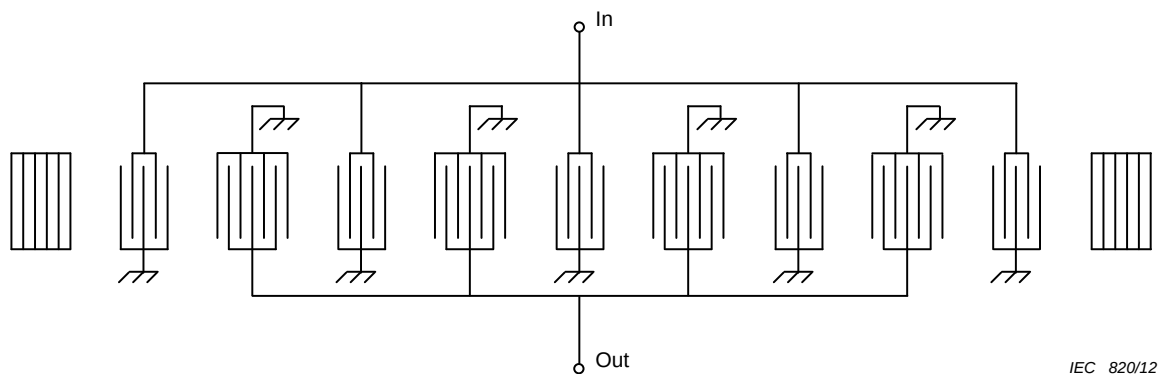
The IIDT filter described in 4.3 shows residual bidirectional loss caused by the outermost electrodes. For the reduction of such residual losses, several configurations are proposed. As an example, Figure 44 schematically shows an IIDT filter equipped with grating reflectors on either side of the IIDT configuration. An increase in the out-band rejection compatible with the loss reduction is required.

5.4.2 Principle

The grating reflectors shown in Figure 44 reflect the SAWs launched from the outermost transducers, thereby reducing the residual bidirectional loss occurring at the outermost transducers. Variation in the placement and the finger-pair number of the transducers can give reduced SAW power flow densities at the outermost transducers, thereby reducing the loss.

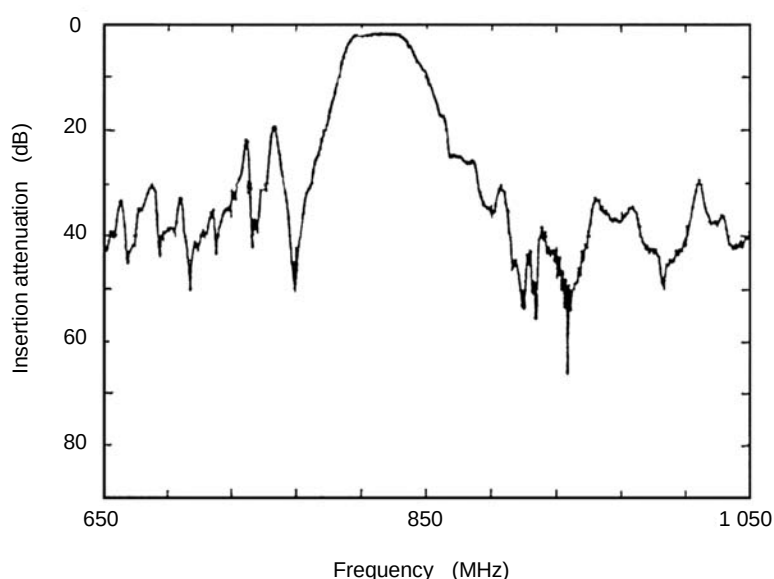
5.4.3 Characteristics

Some recent IIDT filters have an insertion attenuation lower than 2 dB to 2,5 dB in a 50 Ω circuit with no outer matching element, when the fractional bandwidth is adequate and a high coupling piezoelectric single-crystalline substrate is utilized (for example, 64° rotated Y-cut X-propagated LiNbO₃). The frequency characteristics of this type are shown in Figure 45. A three-transducer-configuration filter with reflector gratings, as a kind of IIDT, also shows small insertion attenuation lower than 2 dB. Some configuration variations and optimization methods for IIDT filter designing are discussed in the scientific literature.



IEC 820/12

Figure 44 – Schematic of IIDT resonator filter



IEC 821/12

Figure 45 – Frequency characteristics of a 820 MHz range IIDT resonator filter

6 Application guidelines

6.1 Substrate materials and their characteristics

Various kinds of piezoelectric substrates are available for SAW filter applications. Piezoelectric substrates for SAW filters are selected according to the following:

- propagation velocity (v_s);
- coupling coefficient (k_s^2);
- temperature coefficient of delay (TCD) or frequency (TCF);
- relative permittivity (ϵ_r);
- propagation loss;
- reproducibility, reliability and availability;
- price.

Items a) to e) presented below are constants concerned mainly with materials and items f) and g) presented below are conditions depending on both materials and substrate fabrication techniques. Several kinds of substrates have been developed and put into practical use.

Ideally, a high coupling coefficient and a zero temperature coefficient are desired. At present, this is not possible, so design trade-offs are required. It is necessary to select a substrate according to the required specifications. Relationships between material constants and filter characteristics are described in the following subclauses.

Displacement of SAW is composed of three components, propagating direction: L (longitudinal), vertical to the substrate: SV (shear vertical) and perpendicular direction to both: SH (shear horizontal). Rayleigh wave, which is the earliest known mode, has L and SV components as its dominant components. The dominant component of SH wave is shear horizontal.

When a slow propagation velocity layer is formed on a substrate, a kind of SH wave called Love wave may exist. Heavy metal electrode fingers of IDTs and reflectors such as copper or gold act similarly with a slow layer to make effective velocity lower.

In thick layered structures, propagation modes whose energy concentrates to boundary region may exist. Those boundary modes offer the advantage that they do not need hollow space for vibration on the surface of the substrate comparing with normal SAW modes.

a) Propagation velocity

Propagation velocity v_s (m/s) is an important factor, which determines centre frequency f_0 (MHz) given approximately by

$$f_0 = v_s / (2d)$$

where

d (μm) is one-half of the IDT periodic length, as shown in Figure 4.

For a specified centre frequency, slower velocities require a shorter finger period and, consequently, a smaller chip size. Faster velocity is desirable for high-frequency filters in order to make the IDT fabrication easier. Propagation velocity for a practical substrate is usually in the range of 2 000 m/s to 5 000 m/s.

b) Coupling coefficient

The SAW coupling coefficient k_s^2 is the transformation ratio between the electric energy and the mechanical (SAW) energy. In transversal filters, the minimum insertion attenuation and maximum relative bandwidth depend on the coupling coefficient. This is discussed in 6.2 and Figure 46. When the coupling coefficient is large enough, it is possible to reduce the insertion attenuation and broaden the bandwidth. In resonator filters, the coupling coefficient is the principal factor that determines the capacitance ratio r . When the coupling coefficient of the substrate is large enough, it is easy to design a SAW resonator with low capacitance ratio; consequently, it is possible to broaden the bandwidth.

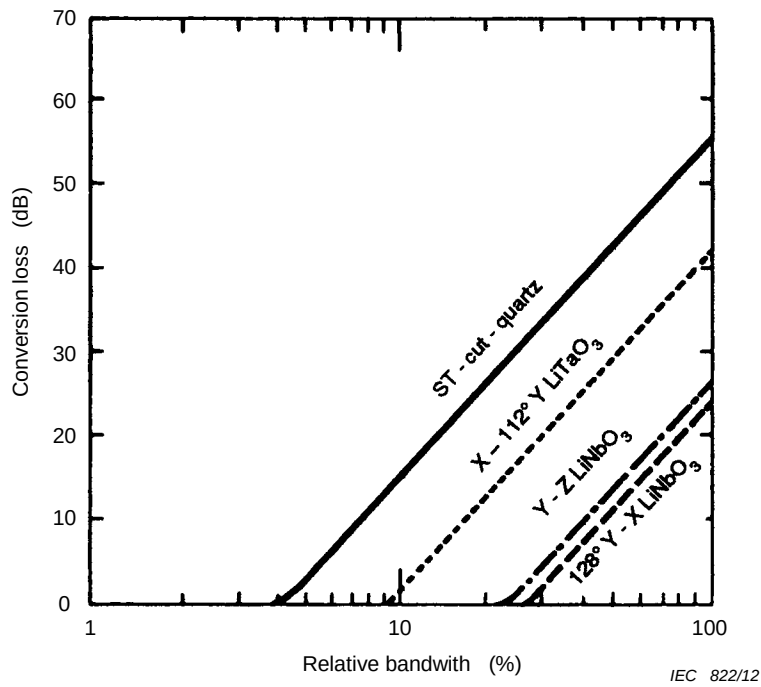


Figure 46 – Minimum theoretical conversion losses for various substrates

c) Temperature coefficient

The frequency response for the filter changes with the ambient temperature. The major problem is the shift in the centre frequency. Most substrate materials exhibit a linear temperature dependence of relative frequency shift, that is, the magnitude of relative frequency shift is almost equal to the product of temperature coefficient of frequency and change of temperature. The temperature coefficient of frequency (TCF) is almost the same in magnitude but opposite in polarity to the temperature coefficient of delay (TCD). Rotated Y-cut (around ST-cut) quartz, $\text{Li}_2\text{B}_4\text{O}_7$ and some kinds of ZnO thin films on glasses have zero TCF at a certain temperature.

d) Relative permittivity

The permittivity of the piezoelectric material is a second-order symmetric tensor.

In the case of a normal IDT whose line and space (metallization) ratio is 1:1, the static capacitance of the IDT, C_T , is approximately expressed as

$$C_T = w N (1 + \epsilon_r) \epsilon_0$$

where

w is the IDT aperture;

N is the number of finger pairs;

ϵ_r is the relative permittivity of the substrate;

ϵ_0 is the permittivity of vacuum.

The electric field distributions are complicated, therefore, an effective relative permittivity ϵ_r , defined as $\sqrt{\epsilon_{11}\epsilon_{33} - \epsilon_{13}^2}$, is usually used. Permittivities ϵ_{11} , ϵ_{33} and ϵ_{13} are tensor components of the material. High permittivity value obviously results in high static capacitance. The ϵ_r values of typical substrates are shown in Tables 1, 2 and 3.

e) Propagation loss

There are three factors relating to the insertion attenuation. They are propagation loss, beam-steering loss and air-loading loss. The propagation loss depends on the material and the surface finishing of the substrate. In the case of well-polished high-coupling single-crystal substrate, propagation loss is usually less than 1 dB/ μ s at 1 GHz.

The propagation loss is proportional to the square of the frequency. Beam-steering loss occurs when the phase-velocity vector direction differs from the acoustic power-flow direction. Generally, substrate orientation is determined so that both the above-mentioned directions coincide. The air-loading loss is caused by acoustic waves radiating into the air, and the loss is proportional to the frequency. This loss is negligibly small, in comparison with other losses.

f) Typical single-crystal materials

Properties of single-crystal substrates are governed by the angle of cut and the SAW propagation direction because of the crystal anisotropy. Single crystals have advantages of reproducibility, reliability, and low propagation loss. However, it is still difficult to obtain a material which satisfies both large coupling coefficient and small temperature coefficient simultaneously. Typical crystals and their angles of cut recommended for SAW filters are listed in Table 1 with their material constants. For low loss RF filter and duplexer, around 36° rotated Y cut LiTaO₃ is widely used in the present state.

Recently, using single-crystal substrates which have high coupling coefficient like LiTaO₃ and LiNbO₃ with dielectric thin film such as SiO₂, which has an opposite temperature coefficient, is being tried, and it is expected to result in a device with high coupling coefficient and low temperature coefficient. For example, the cut angle of the piezoelectric substrate, which is close to that of 15° rotated Y cut LiNbO₃, is used.

Many kinds of coupling coefficient, temperature coefficient and propagation velocity are enabled by choice of good combination of dielectric material, IDT material, thickness of those, cut angle of piezoelectric and propagation direction.

g) Typical thin-film materials

There are a variety of combinations of thin-film materials, bases and structures in thin-film SAW filters. By a suitable combination and design, it is possible to achieve improvement in coupling coefficient, temperature coefficient, and other properties. The total temperature coefficient can be improved by using a substrate whose temperature coefficient is opposite in polarity to the thin film. Some combinations exhibit zero TCF at a certain temperature. Polycrystalline zinc oxide (ZnO) is usually used as thin-film material for its strong electromechanical coupling. Single-crystal films have also been developed for high-frequency use. Typical combinations are listed in Table 2.

h) Typical ceramic materials

Ceramic materials have advantages in that various characteristics can be improved by the selection of material compositions. They exhibit a relatively large coupling coefficient. Ceramics are composed of small crystal grains but because the grain size is around several microns in diameter, the propagation loss is very high in the high-frequency region, for example, >100 MHz. Typical data for ceramics are listed in Table 3.

Table 1 – Properties of typical single-crystal substrate materials

Material	Angle of cut	Propagation direction	Velocity v_s	Coupling coefficient k_s^2	Temperature coefficient		Relative permittivity ϵ_r
	Degrees	Degrees	m/s	%	$10^{-6}/K$	$10^{-9}/K^2$	
ST-quartz	42,75° Y	X	3 157	0,16	0	–34	4,5
LST-quartz	–75° Y	X	3 960	0,11	9	(3rd order)	4,5
LiNbO ₃	Y	Z	3 488	4,82	–94	–	36,7
LiNbO ₃	128° Y	X	4 000	5,56	–74	–	39,1
LiNbO ₃	64° Y	X	4 742	11,3	–79	–	37,4
LiNbO ₃	41° Y	X	4 792	17,2	–50	–	40,6
LiTaO ₃	X	112° Y	3 295	0,64	–18	–	44,0
LiTaO ₃	36° Y	X	4 178	4,8	–33	–	48,3
Li ₂ B ₄ O ₇	45° X	Z	3 401	1,0	0	–270	9,6
La ₃ Ga ₅ SiO ₁₄	50° Y	25° X	2762	0,38	0	–80	27,3

Table 2 – Properties of typical thin-film substrate materials

Thin-film and base materials and structure	Velocity v_s	Coupling coefficient k_s^2	Temperature coefficient	Relative permittivity ϵ_r
	m/s	%	$10^{-6}/K$	
p-ZnO/IDT/glass base	2 576	1,4	–11	10,8
Metal/p-ZnO/IDT/glass base	3 200	0,8	–7	10
IDT/s-ZnO/sapphire base	5 500	3,4	–35	10
NOTE p and s represent polycrystalline films and single-crystal films respectively. The glass bases are borosilicate glass.				

Table 3 – Properties of typical ceramic substrate materials

Material composition	Velocity v_s	Coupling coefficient k_s^2	Temperature coefficient	Relative permittivity ϵ_r
	m/s	%	$10^{-6}/K$	
Pb(Sn _{1/2} Sb _{1/2})O ₃ -PbTiO ₃ -PbZrO ₃	2 420	2,4	–38	270
0,1Pb(Mn _{1/3} Nb _{2/3})O ₃ -0,9Pb(Zr _{0,74} Ti _{0,26})O ₃	2 430	2,9	–17	460

6.2 Application to electronics circuits

SAW filter characteristics are also governed by the tuning networks and external circuits. In order to obtain a satisfactory performance, certain precautions are required.

a) Insertion attenuation

Insertion attenuation for SAW filters is mainly caused by conversion loss of transducers, ohmic loss of metal electrodes in the IDT, acoustic propagation loss, bulk mode conversion loss, leakage losses from sides of reflectors, loss due to bidirectional propagation, and apodization loss. In practical cases, in the case of the bidirectional IDT filter, the conversion loss and the bidirectional loss are usually the main contributors to the insertion attenuation.

The IDT conversion loss depends on the impedance matching between the IDT and the external circuits. According to the equivalent circuit model, the impedance of the IDT of SAW transversal filters is capacitive. The conversion loss can be minimized by tuning with suitable coils at the centre frequency of the SAW filter. The conversion loss can be ignored, when the impedance matching is perfect, i.e. in the case expressed as:

$$k_s^2 > (\pi / 4) (\Delta f / f_0)^2$$

where

k_s^2 and $\Delta f / f_0$ denote the coupling coefficient and relative bandwidth, respectively.

On the other hand, in the case expressed as:

$$k_s^2 < (\pi / 4) (\Delta f / f_0)^2$$

the attainable minimum conversion loss is limited and the minimum conversion loss is inversely proportional to k_s^2 . Figure 46 gives the minimum theoretical conversion losses for various substrates.

In order to reduce the bidirectional loss of 6 dB, the three-IDT structure is available. The output transducers at the right and left ends are electrically connected in parallel, so that the loss decreases by 3 dB. An ideal unidirectional IDT can make the bidirectional loss zero.

b) Noise figures and other problems in applied circuits

The insertion attenuations for ordinary bidirectional IDT filters are usually larger than those for conventional LC filters. When conventional LC filters are replaced by SAW filters, an additional amplifier with appropriate gain may be required in order to compensate for additional insertion attenuation. There are two kinds of amplifiers, i.e. a pre-amplifier and a post-amplifier, with regard to the SAW filter. Both of them have advantages and disadvantages, which users and circuit designers should duly consider. The following discussion may be of some help.

In the case of a pre-amplifier, since it amplifies the signal at a preliminary stage in the system, the signal becomes so large that the non-linearity in the amplifier may cause interference in cross-modulation and/or intermodulation. To reduce this interference, a negative feedback loop can be applied to the pre-amplifier. It is preferable to keep the gain as low as permissible. In the case of a post-amplifier, the interference problem is solved. The noise figure of an entire system which employs a post-amplifier may possibly be worse owing to the large insertion attenuation of a SAW filter. If the input signal is attenuated at the SAW filter, the noise of the post-amplifier degrades the noise figure of the system. Precise impedance matching is one of the easiest ways to lower the noise figure of the system because it saves conversion loss at the SAW filter. It is recommended that the amplifiers in the front stages be designed with sufficient gain with respect to the system noise figure and sufficient linearity to avoid cross-modulation and intermodulation interference.

c) Triple transit echo (TTE) in a SAW transversal filter

TTE is one of the unwanted signals caused by the multiple acoustic reflections between input and output transducers. This signal has a delay of $2t$ behind the main signal, where t is the delay for the main signal between the transducers. As shown in Figure 48, the TTE causes ripples having a period of $1/(2t)$ in the amplitude and group delay characteristics in the pass-band of a SAW filter. A TTE 40 dB below the main signal causes approximately $\pm 0,1$ dB amplitude ripple and $\pm 0,02t$ group delay distortion. Since TTE arrives at the output with a delay behind the main signal, a television set equipped with a SAW filter in a video intermediate frequency stage exhibits "ghost" interference (duplicate picture) on the screen.

TTE is caused by electrical regeneration of the SAW at the IDT. To reduce regeneration, it is usually effective to increase the terminating impedances and increase the IDT

conversion loss. The improvement in TTE suppression can be estimated as twice as much as the increase in the insertion attenuation in decibels. To suppress TTE caused by regeneration the terminating impedance should be much greater than the IDT impedance. In the case where the insertion attenuation is compensated by an amplifier in front of the filter, the output impedance of the amplifier should be as high as possible.

As long as SAW filters employ ordinary bidirectional transducers, there will always be such TTE problems. A unidirectional IDT filter and an IIDT filter are capable of lowering the insertion attenuation and suppressing the TTE simultaneously. Such SAW filters are designed under a specific impedance matching condition, and impedance mismatching increases the TTE and the insertion attenuation.

6.3 Availability and limitations

The relationship between relative bandwidth and insertion attenuation for each type of SAW filter with the bandwidth of SAW filters used in a typical telecommunication system is shown in Figure 47 as a general concept. Because a SAW filter has a complex mechanical structure, there are numerous unwanted responses besides TTE and they may disturb the filter characteristics. Such unwanted responses must be suppressed or reduced below a certain level. In practical use, long-term stability should also be considered.

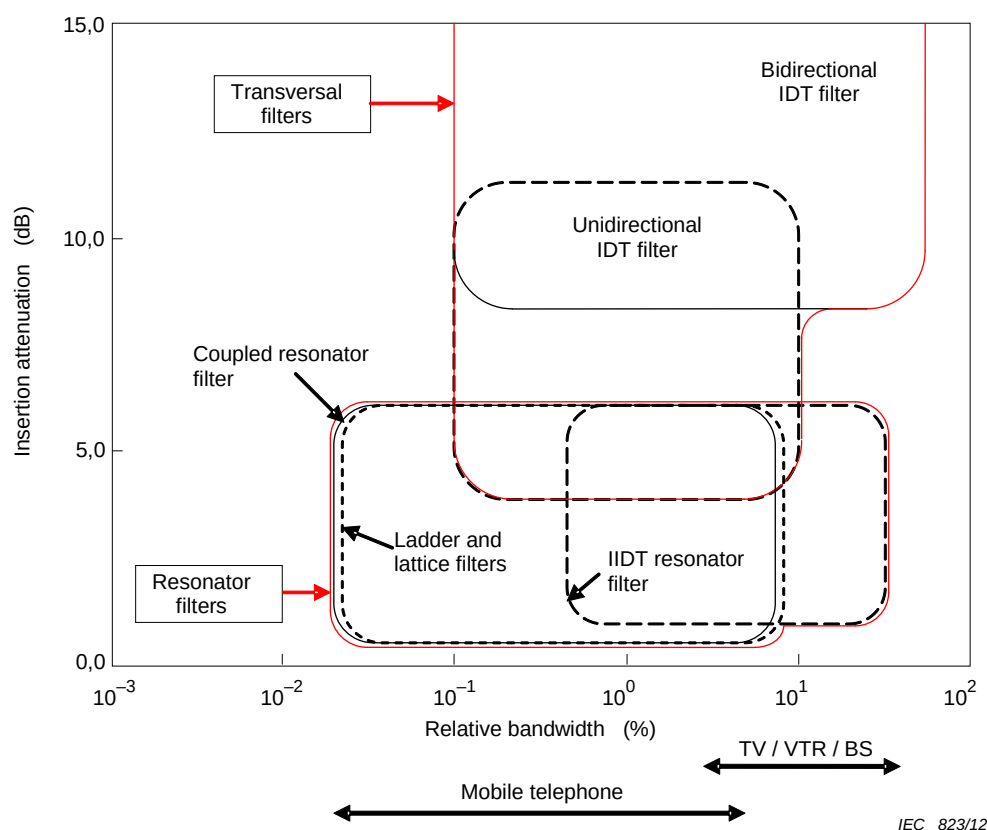


Figure 47 – Relationship between relative bandwidth and insertion attenuation for various SAW filters, with the practical SAW filters' bandwidth for their typical applications

a) Harmonic response signals

Harmonic response signals are also excited in a SAW filter as in a piezoelectric filter and disturb the stop-band characteristics. The spurious level of the harmonic response signal depends on the metallization ratio and the configuration of the electrodes in the SAW filter.

b) Bulk-wave signals

Bulk-wave signals are generated at an input IDT as well as SAW and are detected by the output IDT after reflection from the bottom of the substrate, or directly if they propagate close to the surface. Because they are faster than SAW, they affect the stop-band attenuation at the upper frequency region in the pass-band. In order to eliminate these signals, it is recommended that the bottom of the substrate be roughened and/or a multistrip coupler be deposited between the input and output transducers.

c) Feed-through signals

Because feed-through signals travel directly between the input and output circuits due to the electrostatic or electromagnetic coupling, they appear at the output terminal instantly when the input voltage is applied. Like TTE, they cause ripple in the pass-band, as shown in Figure 48, but the frequency period (δf) is equal to $1/t$, which is twice as wide as that of TTE, where t is the delay of the main signals. Sometimes, they fill the traps in the stop-band and degrade the stop-band characteristics. In order to reduce these effects, a shielding electrode is often placed between the input and output transducers.

d) Reflections from substrate edges

Such reflections cause ripple in the pass-band, but can be easily reduced by inclining the substrate edges and by placing an absorber on the substrate.

e) Ageing performance

SAW filters exhibit excellent long-term stability as well as bulk acoustic wave filters. The long-term ageing rate depends on the input level of a SAW filter, the substrate mounting method, the atmosphere in which the substrate is located, etc. Hermetically sealed packages are usually used for narrow pass bandwidth filters and low insertion attenuation filters.

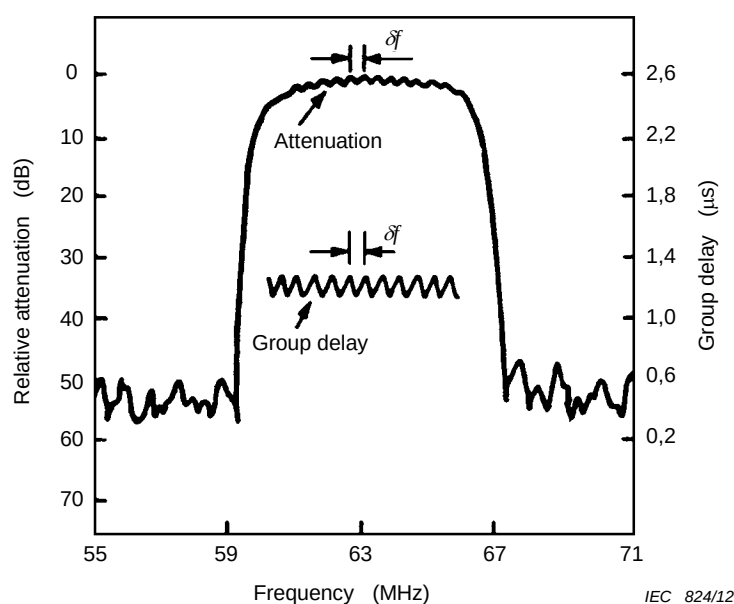


Figure 48 – Ripples in the characteristics of a SAW filter caused by TTE or feed-through signal: $\delta f = 1/(2t)$ for the TTE, and $\delta f = 1/t$ for the feed-through, where t is the delay of the SAW main signal

6.4 Input levels

Drive level performance is limited by

- finger damage;
- frequency shift and/or response change;

- d.c. voltage overdrive;
- power durability.

a) Finger damage

This damage is irrecoverable. The spacing gap between the IDT fingers is usually very narrow. In the case of a 100 MHz IDT, the gap is around 5 μm to 10 μm . When an excessive drive level is applied to such an IDT, a flashover between the fingers is often caused by such a strong electric field. Sometimes, physical erosion of the electrodes is also caused by intense acoustic strains.

b) Frequency and/or response change

SAW acoustic power is confined to the surface of an elastic substrate. Therefore, SAW devices may exhibit non-linear characteristics at lower drive levels more easily than conventional bulk-wave devices.

c) DC voltage overdrive

Even if an RF signal input level is low, d.c. voltage application may damage the SAW filter or affect the filter characteristics undesirably. The d.c. voltage level should be agreed upon with the manufacturer.

d) Power durability

The excessive repeated mechanical stress may induce electrode deterioration, such as voids and hillocks. This brings about centre frequency shift, pass-band distortion and insertion attenuation degradation. The RF signal drive level should be agreed upon with the manufacturer.

6.5 Packaging of SAW filters

Ceramic or metal packages have been widely used for SAW filters so far. Piezoelectric substrates on which IDTs are fabricated, are mounted in the package by adhesive. Electrical connection between the substrate and the package is achieved by wire bonding as shown in Figures 49 and 50.

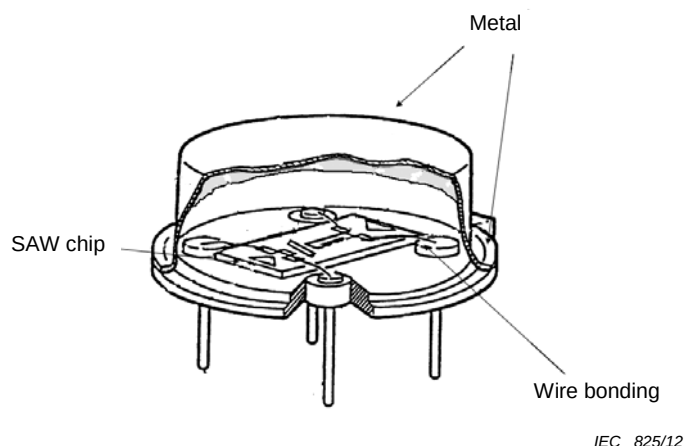


Figure 49 – Example of SAW metal package

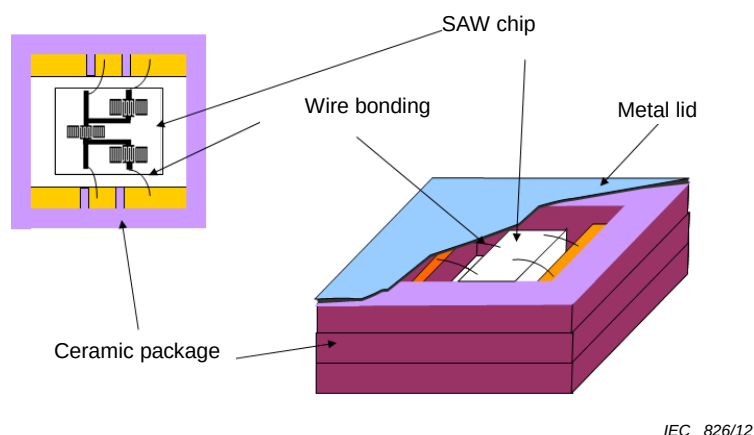


Figure 50 – Example of SAW ceramic package

In other cases, a SAW filter chip is mounted on a metallic lead frame, and then molded by resin. Figure 51 shows this structure.

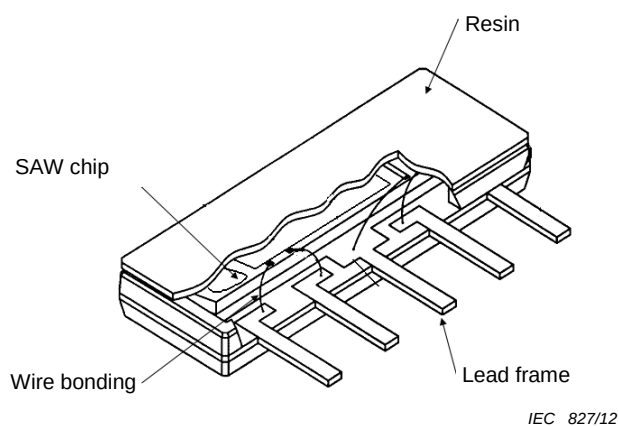
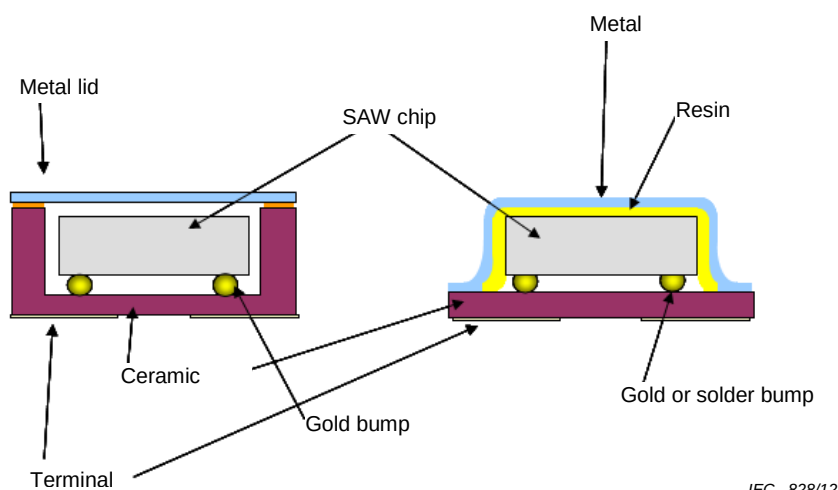


Figure 51 – Example of SAW resin package

Flip chip technology is also used to miniaturize the device. In this case, gold stud bumps are formed, or solder paste is printed on the SAW chip and solder balls are formed by reflow. Then the chips are mounted on the substrate such as ceramics by flip chip, and then molded by resin or metal. As an another structure, cavity type ceramic packages and metal lids are also used. These small size SAW devices as shown in Figure 52 are often called CSPs (Chip Size Package).



IEC 828/12

Figure 52 – Example of SAW CSP

Further miniaturization is achieved recently by WLP (Wafer Level Package). In WLP, a piezoelectric substrate itself, on which SAW filters are formed, plays a role of some part of package.

7 Practical remarks

7.1 General

An incorrect usage of a SAW filter may at times result in its unsatisfactory performance. It is necessary to take care of direct feed-through, impedance matching conditions, etc.

7.2 Feed-through signals

Feed-through signals are caused mainly by the electrostatic and electromagnetic couplings between the input and output circuits.

There are several ways to reduce the feed-through. The most effective method is to employ a balanced (differential) circuit to cancel the undesirable coupling signals induced by stray capacitance (electrostatic) or current loop (electromagnetic). Integrated circuits (ICs) can easily adopt balanced input and/or balanced output circuits. A balanced output (input) SAW filter connected with a balanced input (output) IC is effective to reduce the feed-through. However, it is not effective to use a balun transformer to connect an unbalanced SAW filter with a balanced IC.

Another method to reduce the electrostatic feed-through is a shield between the input and output circuits on the printed circuit board (PCB). In practice, in most cases, some modifications to the circuit pattern on the PCB, especially the ground configuration, are effective.

In order to reduce the electromagnetic feed-through, it is effective to design the input and output circuit patterns so that the electromagnetic coupling induced by the current loop of the input circuit is totally cancelled at the output circuit. Thus, the circuit pattern should be designed so as to reduce or cancel both the electrostatic and the electromagnetic couplings.

In the case of high-frequency range and low terminating impedance, common residual impedance in input and output ground patterns (commonly called "ground loop") also results in the same effects as feed-through signals. In order to avoid common impedance, input and output ground patterns on the PCB should be designed separately.

7.3 Impedance matching condition

The impedance matching condition affects mainly the pass-band characteristics and is generally more strict for low insertion attenuation SAW filters than for conventional SAW transversal filters.

As for the low insertion attenuation SAW filter, such as a resonator filter, the specified terminating (load) impedances have to be used to obtain the specified performance. Such a SAW filter is designed under specific impedance matching conditions and impedance mismatching increases the amplitude ripple and the insertion attenuation of the SAW filter.

As for the ordinary (high insertion attenuation) bidirectional IDT filter, the impedance-matching condition is not so strict and 10 % variation of matching impedance does not give a large difference in the pass-band characteristics of the SAW filter. The impedance matching condition is investigated mainly in view of the triple transit echo (TTE) suppression. The TTE suppression is given mainly by the impedance matching condition. The simplest and most effective way to reduce the TTE signal is to increase the insertion attenuation, namely to mismatch the load as much as the circuit gain allows. If the minimum echo suppression is specified in the detail specification, the specified terminating impedances have to be used to obtain the appropriate TTE suppression.

7.4 Miscellaneous

7.4.1 Soldering conditions

Incorrect soldering methods or soldering conditions may at times damage the SAW filter or affect the filter characteristics undesirably. In order to prevent such deterioration, the soldering method has to be an allowable method and soldering conditions have to be within the allowable soldering temperature and time ranges. When the soldering is repeated, the cumulative soldering time should be within the allowable time.

In recent years, surface mounted devices (SMD) type SAW filters have been widely used, especially hand-held equipment such as cordless telephones or cellular terminals. For SMD-type SAW filters, it is necessary to be more careful with soldering conditions than conventional leaded parts.

7.4.2 Static electricity

As the electrode (IDT) gap is very narrow, especially for the high-frequency range, and it might be a cause of degradation or destruction to apply static electricity to a SAW filter, it is necessary to take care not to apply static electricity or excessive voltage while transporting, assembling and measuring.

If the substrate material has large pyroelectricity, excessive voltage may occur during rapid temperature change. In order to prevent such occurrence, it is necessary to take care to reduce the thermal shock. In the soldering process, adequate preheating is effective.

8 Ordering procedure

When the requirements can be met by a standard item, it will be specified in the corresponding detail specification.

When the requirements cannot completely be met by an existing detail specification, the specification should be referred to, together with a deviation sheet. In rare cases, where the differences are such that it is not reasonable to quote an existing detail specification, a new specification is to be prepared in a similar form to that already used for a standard detail specification.

The following checklist will be useful when ordering a SAW filter and should be considered in drawing up a specification.

Application

Description

Electrical requirements:

- Test fixture(s) and test circuit(s)
- Reference frequency
- Centre frequency
- Pass-band amplitude characteristics
 - Bandwidth
 - Minimum/nominal/maximum insertion attenuation
 - Pass-band ripple
 - TTE ripple (if necessary)
 - Cut-off frequency (if necessary)
 - Other factors
- Pass-band phase characteristics (if necessary)
- Pass-band group delay characteristics (if necessary)
 - Absolute group delay
 - Maximum distortion
 - Other factors
- Transition-band characteristics (if necessary)
 - Amplitude characteristics
 - Group delay characteristics
- Stop-band characteristics
 - Guaranteed relative insertion attenuation (____ MHz to ____ MHz)
 - Trap frequency (if necessary)
- Unwanted responses
 - TTE suppression
 - Feed-through signal suppression
 - Intermodulation distortion
 - Other factors

- Impedances
- Temperature coefficients
 - Temperature coefficient of delay (TCD)
 - Temperature coefficient of frequency (TCF)
- Input level
 - Absolute maximum input level
 - Testing input level
- Insulation resistance
- DC voltage overdrive
- Ageing
- Power capability
- Time/maximum temperature/signal waveform/signal frequency range (pass-band, stop-band) for power durability
- Other factors

Environmental requirements:

- Temperature ranges
 - Operable temperature range
 - Operating temperature range
 - Storage temperature range
- Temperature cycling
- Soldering temperature
- Shock, vibration
- Acceleration
- Humidity
- Radiation
- Sealing
- Ageing
- Other factors (for example, electrostatic damage, etc.)

Physical requirements:

- Outline dimensions
- Marking
- Solderability
- Terminals and accessories
- Packaging form (for example, bulk, taping, magazine, etc.)
- Other factors (for example, weight, colour, etc.)

Inspection requirements:

- Applicable documents (related specifications)
- Inspection authority
- Type test
- Type test procedure

- Acceptable quality levels
- Other factors

In a filter with asymmetric filter response, it is recommended that the pass-band and stop-band requirements be specified with reference to specified frequencies.

It should be clearly stated in the specification whether the filter is required to operate under conditions of shock, vibration or acceleration.

Bibliography

IEC 60368-2-1, *Piezoelectric filters – Part 2: Guide to the use of piezoelectric filters – Section One: Quartz crystal filters*

IEC 60862 (all parts), *Surface acoustic wave (SAW) filters of assessed quality*

IEC 60862-1:2003, *Surface acoustic wave (SAW) filters of assessed quality – Part 1: Generic specification*

IEC 61019-2:2005, *Surface acoustic wave (SAW) resonators – Part 2: Guide to the use*

SOMMAIRE

AVANT-PROPOS	65
INTRODUCTION.....	67
1 Domaine d'application	68
2 Références normatives.....	68
3 Aspects techniques	68
4 Considérations générales sur les filtres transversaux à OAS	69
4.1 Caractéristiques de la réponse en fréquence.....	69
4.2 Méthodes de pondération	71
4.3 Configurations des filtres et leurs caractéristiques générales	74
4.3.1 Généralités.....	74
4.3.2 Filtres à TID bidirectionnels.....	75
4.3.3 Filtres à transducteurs interdigités unidirectionnels (TUD)	76
4.3.4 Filtres à TID coniques.....	83
4.3.5 Filtres à réflecteurs.....	84
4.3.6 Filtres à TUDMR.....	89
5 Considérations générales sur les filtres à OAS à résonateurs.....	92
5.1 Classification des filtres à OAS à résonateurs	92
5.2 Filtres en échelle et en treillis.....	93
5.2.1 Structure de base	93
5.2.2 Principe de fonctionnement	93
5.2.3 Caractéristiques des filtres en échelle et en treillis	94
5.3 Filtres à résonateurs couplés	99
5.3.1 Généralités.....	99
5.3.2 Type à couplage transversal.....	99
5.3.3 Type à couplage longitudinal	99
5.3.4 Autres caractéristiques des filtres à résonateurs couplés.....	99
5.3.5 Connexion symétrique	104
5.4 Filtres à résonateurs à multi-transducteurs interdigités (TIDI, multi-TID).....	108
5.4.1 Configuration.....	108
5.4.2 Principe	108
5.4.3 Caractéristiques	108
6 Guide d'application	109
6.1 Matériaux des substrats et leurs caractéristiques	109
6.2 Application dans les circuits électroniques	113
6.3 Utilisation pratique et limitations.....	115
6.4 Niveaux d'entrée	117
6.5 Encapsulation des filtres à OAS	118
7 Remarques pratiques	120
7.1 Généralités.....	120
7.2 Signaux de couplage direct	120
7.3 Condition d'adaptation d'impédance	120
7.4 Divers	121
7.4.1 Conditions de brasage.....	121
7.4.2 Electricité statique	121
8 Procédure de commande.....	121

Bibliographie.....	124
Figure 1 – Réponse en fréquence d'un filtre à OAS.....	71
Figure 2 – Gamme de fréquences applicable et bande passante relative d'un filtre à OAS et d'autres filtres.....	72
Figure 3 – Schéma montrant le passage d'un signal dans un filtre transversal.....	72
Figure 4 – Configuration fondamentale d'un filtre transversal à OAS.....	72
Figure 5 – Réponse en fréquence du filtre transversal à OAS donné à la Figure 4, où f_0 est la fréquence centrale et N est le nombre de paires de doigts du TID.....	73
Figure 6 – Pondération par apodisation obtenue en modifiant la longueur d'emboîtement des doigts.....	73
Figure 7 – Pondération par suppression obtenue par suppression sélective des doigts.....	73
Figure 8 – Pondération série obtenue par la structure en patte de chien.....	73
Figure 9 – Configuration du doigt fendu.....	74
Figure 10 – Caractéristiques typiques d'un filtre à OAS de fréquence intermédiaire pour l'utilisation dans l'équipement de transmission radio (fréquence nominale égale à 70,0 MHz).....	77
Figure 11 – Caractéristiques typiques d'un filtre à OAS dissymétrique en fréquence (fréquence nominale égale à 58,75 MHz pour une utilisation en fréquence intermédiaire de télévision).....	78
Figure 12 – Filtre à OAS à trois TID.....	78
Figure 13 – Réponse en fréquence typique d'un filtre à OAS dans la gamme des 900 MHz pour une utilisation dans les communications (téléphone portable).....	79
Figure 14 – Schéma d'un filtre à multi-transducteurs interdigités (multi-TID).....	79
Figure 15 – Transducteur unidirectionnel multiphasé.....	80
Figure 16 – Transducteurs unidirectionnels monophasés.....	81
Figure 17 – Caractéristiques en fréquence d'un filtre utilisant des transducteurs unidirectionnels multiphasés.....	82
Figure 18 – Caractéristiques en fréquence d'un filtre utilisant des transducteurs unidirectionnels monophasés.....	82
Figure 19 – Filtre à TID conique.....	83
Figure 20 – Réponse en fréquence d'un filtre à TID conique à 140 MHz.....	83
Figure 21 – Différentes configurations des filtres à réflecteurs.....	86
Figure 22 – Configuration d'un filtre avec le chemin de propagation en Z.....	86
Figure 23 – Configuration d'un filtre à réflecteurs à deux voies.....	87
Figure 24 – Filtre à deux voies à transducteurs unidirectionnels monophasés (TUDM).....	87
Figure 25 – Caractéristiques de fréquence d'un filtre avec le chemin de propagation en Z.....	88
Figure 26 – Caractéristiques de fréquence d'un filtre à réflecteurs à deux voies.....	88
Figure 27 – Caractéristiques de fréquence d'un filtre à réflecteurs à transducteurs unidirectionnels monophasés (TUDM).....	89
Figure 28 – Une partie d'électrode à DART dans le filtre à TUDMR.....	90
Figure 29 – Distribution de réflexion interne et de détection à l'intérieur du filtre à TUDMR.....	90
Figure 30 – Réponses en fréquence et temporelle d'un filtre à TUDMR de 456 MHz.....	91
Figure 31 – Structures de filtres en échelle et en treillis.....	95

Figure 32 – Circuit équivalent de la section de base d'un filtre en échelle et d'un filtre en treillis.....	96
Figure 33 – Implantation d'un filtre en échelle.....	96
Figure 34 – Concept de base des filtres en échelle et en treillis.....	97
Figure 35 – Caractéristiques typiques d'un filtre en échelle dans la gamme 1,5 GHz.....	98
Figure 36 – Distribution d'énergie de l'OAS et circuit équivalent d'un filtre à résonateurs couplés transversalement.....	100
Figure 37 – Caractéristiques typiques d'un filtre à résonateurs couplés transversalement.....	101
Figure 38 – Configuration de base et distribution d'énergie de l'OAS d'un filtre à résonateurs couplés longitudinalement.....	102
Figure 39 – Caractéristiques typiques d'un filtre à résonateurs couplés longitudinalement.....	103
Figure 40 – Configuration d'un filtre à résonateurs couplés transversalement de type symétrique.....	104
Figure 41 – Caractéristiques de fréquence d'un filtre à résonateurs couplés transversalement de type symétrique.....	105
Figure 42 – Configuration d'un filtre à résonateurs couplés longitudinalement de type symétrique.....	106
Figure 43 – Caractéristiques typiques d'un filtre à résonateurs couplés longitudinalement de type symétrique.....	108
Figure 44 – Schéma d'un filtre à résonateurs multi-TID.....	109
Figure 45 – Caractéristiques de fréquence d'un filtre à résonateurs multi-TID dans la gamme 820 MHz.....	109
Figure 46 – Pertes de conversion théoriques minimales pour différents substrats.....	111
Figure 47 – Relation entre la largeur de bande relative et l'affaiblissement d'insertion de divers types de filtre à OAS et leurs largeurs de bande réalisables pour des applications typiques.....	116
Figure 48 – Ondulations dans les caractéristiques d'un filtre à OAS dues à l'ETT ou au signal de couplage direct: $\delta f = 1/(2t)$ pour l'ETT, et $\delta f = 1/t$ pour le signal de couplage direct, où t est le retard du signal principal de l'OAS.....	117
Figure 49 – Exemple d'emballage en métal pour OAS.....	118
Figure 50 – Exemple d'emballage en céramique pour OAS.....	118
Figure 51 – Exemple d'emballage en résine pour OAS.....	119
Figure 52 – Exemple de CSP OAS.....	119
Tableau 1 – Propriétés de matériaux types pour substrats monocristallins.....	113
Tableau 2 – Propriétés de matériaux types pour substrats à couche mince.....	113
Tableau 3 – Propriétés de matériaux typiques pour substrats en céramique.....	113

COMMISSION ÉLECTROTECHNIQUE INTERNATIONALE

**FILTRES À ONDES ACOUSTIQUES DE SURFACE (OAS)
SOUS ASSURANCE DE LA QUALITÉ –****Partie 2: Lignes directrices d'utilisation**

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 éléments de la présente Publication de la CEI peuvent faire l'objet de droits de brevet. La CEI ne saurait être tenue pour responsable de ne pas avoir identifié de tels droits de brevets et de ne pas avoir signalé leur existence.

La Norme internationale CEI 60862-2 a été établie par le comité d'études 49 de la CEI: Dispositifs piézoélectriques, diélectriques et électrostatiques pour la commande, le choix et la détection de la fréquence.

Cette troisième édition annule et remplace la deuxième édition parue en 2002 et constitue une révision technique.

Cette édition inclut les modifications techniques majeures suivantes par rapport à l'édition précédente:

- L'Article 3 "Termes et définitions" a été supprimé en vue d'être inclus dans la prochaine édition de la CEI 60862-1;

- le filtre à TID conique et le filtre à TUDMR ont été ajoutés à l'article des filtres transversaux à OAS. De même, les DART, DWSF et EWC ont été ajoutés en tant que variantes de TUDM;
- la connexion symétrique a été ajoutée au paragraphe des filtres à résonateurs couplés;
- les matériaux récents pour substrats ont été décrits;
- un paragraphe relatif à l'emballage des filtres à OAS a été ajouté.

Le texte de cette norme est issu des documents suivants:

CDV	Rapport de vote
49/933/CDV	49/970A/RVC

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

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

Une liste de toutes les parties de la série CEI 60862, présentées sous le titre général *Filtres à ondes acoustiques de surface (oas) sous assurance de la qualité*, peut être consultée sur le site web de la CEI.

Le comité a décidé que le contenu de cette publication ne sera pas modifié avant la date de stabilité indiquée sur le site web de la CEI sous "<http://webstore.iec.ch>" dans les données relatives à la publication recherchée. A cette date, la publication sera

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

IMPORTANT – Le logo "colour inside" qui se trouve sur la page de couverture de cette publication indique qu'elle contient des couleurs qui sont considérées comme utiles à une bonne compréhension de son contenu. Les utilisateurs devraient, par conséquent, imprimer cette publication en utilisant une imprimante couleur.

INTRODUCTION

La présente norme a été établie pour répondre à un désir régulièrement exprimé, de la part des utilisateurs et des fabricants de disposer de lignes directrices d'emploi des filtres à OAS, afin qu'ils puissent être utilisés à bon escient. A cette fin, les caractéristiques générales et fondamentales y sont expliquées.

Les filtres à OAS sont caractérisés par leurs petites dimensions, leur faible poids, leur stabilité et leur fiabilité élevées qui n'exigent pas d'ajustage. Les filtres à OAS apportent de nouvelles caractéristiques et étendent le champ d'application des filtres à quartz et des filtres à céramique. Au début, les filtres à OAS étaient constitués de filtres transversaux comportant deux transducteurs interdigités (TID). Bien que les filtres transversaux à OAS aient un affaiblissement d'insertion minimal relativement plus élevé, ils ont d'excellentes caractéristiques d'amplitude et de phase. De nombreuses études ont été effectuées pour réduire l'affaiblissement d'insertion minimal, tel que des configurations de filtres à résonateurs, à transducteurs interdigités unidirectionnels (TUD) et à multi-transducteurs interdigités (multi-TID). Actuellement, divers types de filtres à OAS avec un faible affaiblissement d'insertion sont largement répandus dans de nombreuses applications et sont disponibles dans la gamme du gigahertz.

FILTRES À ONDES ACOUSTIQUES DE SURFACE (OAS) SOUS ASSURANCE DE LA QUALITÉ –

Partie 2: Lignes directrices d'utilisation

1 Domaine d'application

La présente partie de la CEI 60862 indique des lignes directrices concernant l'emploi pratique des filtres à OAS pour l'utilisation dans les télécommunications, dans les équipements de mesure, les systèmes radars et les produits de grande consommation. Il convient de se reporter à la CEI 60862-1 pour les informations générales, les valeurs normalisées et les conditions d'essais.

Les filtres à OAS sont maintenant largement répandus dans de nombreuses applications telles que les appareils de télévision, les communications par fibres optiques, les communications par satellite, les communications mobiles, etc. Bien que ces filtres à OAS aient des spécifications différentes, bon nombre d'entre eux peuvent être regroupés dans quelques catégories fondamentales.

Cette partie de la CEI 60862 englobe les divers types de configuration de filtre dont la gamme de fréquences de fonctionnement s'étend approximativement de 10 MHz à 3 GHz et la largeur de bande relative est d'environ 0,02 % à 50 % de la fréquence centrale.

Cette norme n'a pas pour but de développer des notions théoriques ni de couvrir tous les cas qui peuvent se poser en pratique. Cette norme attire l'attention sur certaines questions plus fondamentales qu'il convient que l'utilisateur examine avant de commander un filtre à OAS pour une nouvelle application. Une telle procédure servira de garantie à l'utilisateur en cas de fonctionnement non satisfaisant.

Les spécifications normalisées, données dans la série CEI 60862, ainsi que les spécifications nationales ou les spécifications particulières, publiées par les fabricants, déterminent les combinaisons possibles de fréquence nominale, de largeur de la bande passante, d'ondulation, de facteur de forme, d'impédance de charge, etc. Ces spécifications sont groupées pour couvrir une large gamme de filtres à OAS possédant des caractéristiques normalisées. On ne saurait trop insister sur le fait qu'il convient que l'utilisateur, chaque fois que cela est possible, choisisse ses filtres à OAS à partir de ces spécifications, quand elles sont disponibles, même si cela peut l'amener à apporter de légères modifications à son circuit, pour permettre l'emploi de filtres normalisés. Ceci s'applique particulièrement à la sélection de la fréquence nominale.

2 Références normatives

Les documents suivants sont cités en référence de manière normative, en intégralité ou en partie, dans le présent document et sont indispensables pour son application. 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).

Aucune.

3 Aspects techniques

Il est du plus grand intérêt pour l'utilisateur que les caractéristiques d'un filtre satisfassent à une spécification particulière. Pour satisfaire à cette spécification, il convient que les choix

des réseaux d'adaptation et des filtres à OAS fassent l'objet d'un accord entre l'utilisateur et le fabricant.

Les caractéristiques des filtres sont habituellement exprimées en termes d'affaiblissement d'insertion et de retard de groupe en fonction de la fréquence, comme l'illustre la Figure 1. Une méthode normalisée en vue de mesurer l'affaiblissement d'insertion et le retard de groupe est décrite en 4.5.2 de la CEI 60862-1:2003. Dans certaines applications, des caractéristiques telles que la distorsion de phase sont également importantes.

Les caractéristiques de l'affaiblissement d'insertion sont en plus déterminées par la fréquence nominale, l'affaiblissement d'insertion minimal ou l'affaiblissement d'insertion maximal, l'ondulation dans la bande passante et le facteur de forme. Il faut que les spécifications soient satisfaites entre les températures minimales et maximales de la gamme de températures de fonctionnement spécifiée ainsi qu'avant et après les essais d'environnement.

Les filtres à OAS sont classés grossièrement en deux types: les filtres transversaux et les filtres à résonateurs. Les filtres transversaux se subdivisent eux-mêmes encore en cinq types: le filtre à TID bidirectionnels, le filtre à TID bidirectionnel, le filtre à TID conique, le filtre à réflecteurs et filtre à TUDMR (transducteur unidirectionnel monophasé résonant). Les filtres à résonateurs se subdivisent encore en trois types: les filtres en échelle et en treillis, les filtres à résonateurs couplés et les filtres à résonateurs multi-TID. Les principes fondamentaux des filtres transversaux à OAS et des filtres à résonateurs à OAS sont respectivement décrits aux Articles 4 et 5 de la présente norme. Dans la Figure 2 sont représentées la gamme des fréquences utilisée et la largeur de bande relative des filtres à OAS, en comparaison avec celles des filtres à céramique, à quartz, diélectriques, en hélice et à ligne triplaques («stripline»).

4 Considérations générales sur les filtres transversaux à OAS

4.1 Caractéristiques de la réponse en fréquence

Une brève description des filtres à OAS est donnée afin d'aider les utilisateurs qui ne sont pas familiers avec ces filtres à comprendre leurs caractéristiques et leurs principes de fonctionnement. Le filtre à OAS utilise une onde acoustique de surface, habituellement l'onde appelée l'onde de Rayleigh. L'énergie mécanique transportée par l'onde est concentrée dans une région de la surface de l'ordre d'une longueur d'onde en profondeur. Cette onde se propage dans un solide à la vitesse de 10^3 m/s à 10^4 m/s, ce qui donne la possibilité de faire des opérations de filtrage dans les régions VHF et UHF, pour les filtres à OAS usuels. Le filtre à OAS a une structure plane dans laquelle des électrodes sont déposées sur la surface d'un substrat piézoélectrique, la disposition judicieuse des électrodes fournissant un moyen de conversion entre les ondes acoustiques de surface et les signaux électriques.

La Figure 3 est un schéma montrant le passage du signal dans un filtre transversal. Le filtre consiste en N nœuds séparés par des retards D_n . Chaque nœud est pondéré par un coefficient A_n . Le filtrage est obtenu par passage du signal au travers d'un certain nombre de lignes à retard puis par addition de ces signaux retardés. Les retards correspondent aux positions des doigts du transducteur interdigité sur un substrat. Les coefficients correspondent aux coefficients de pondération appliqués aux doigts du TID. La réponse en fréquence du filtre $H(f)$ est donnée par une transformation de Fourier discrète exprimée par l'Equation (1) suivante à la fréquence f :

$$H(f) = \sum_{n=1}^N A_n \exp(-j2\pi f T_n) \quad T_n = \sum_{i=1}^n D_i \quad (1)$$

où T_n est le retard accumulé au n ième nœud.

Les caractéristiques d'amplitude et de phase du filtre transversal sont données par deux groupes de variables: les coefficients de pondération A_n et les retards D_n entre les nœuds d'échantillonnage.

Le filtre transversal à OAS est essentiellement constitué d'une paire de transducteurs sur un substrat piézoélectrique comme il est montré à la Figure 4. Lorsqu'un signal électrique est appliqué au TID d'entrée, l'onde de surface est engendrée par effet piézoélectrique et se propage dans les deux directions le long de la surface du substrat. L'onde de surface est de nouveau convertie en un signal électrique par le transducteur interdigité de sortie. Lorsque la période spatiale $2d$ d'un TID est uniforme, l'efficacité maximale de conversion est atteinte à la fréquence pour laquelle l'onde de surface se propage pendant une période de transducteur en synchronisation avec une période du signal RF. La fréquence centrale f_0 du TID est donnée par la condition de synchronisation:

$$2df_0 = v_s \quad (2)$$

où v_s est la vitesse de l'OAS.

Lorsque le filtre transversal à OAS possède deux transducteurs uniformes identiques, sa réponse en fréquence est telle que représentée à la Figure 5. La fonction de transfert $T(f)$ est approximativement exprimée ainsi:

$$T(f) = \left(\frac{\sin x}{x} \right)^2 \quad (3)$$

où

$$x = \frac{N\pi(f - f_0)}{f_0} \text{ et}$$

N est le nombre de paires de doigts.

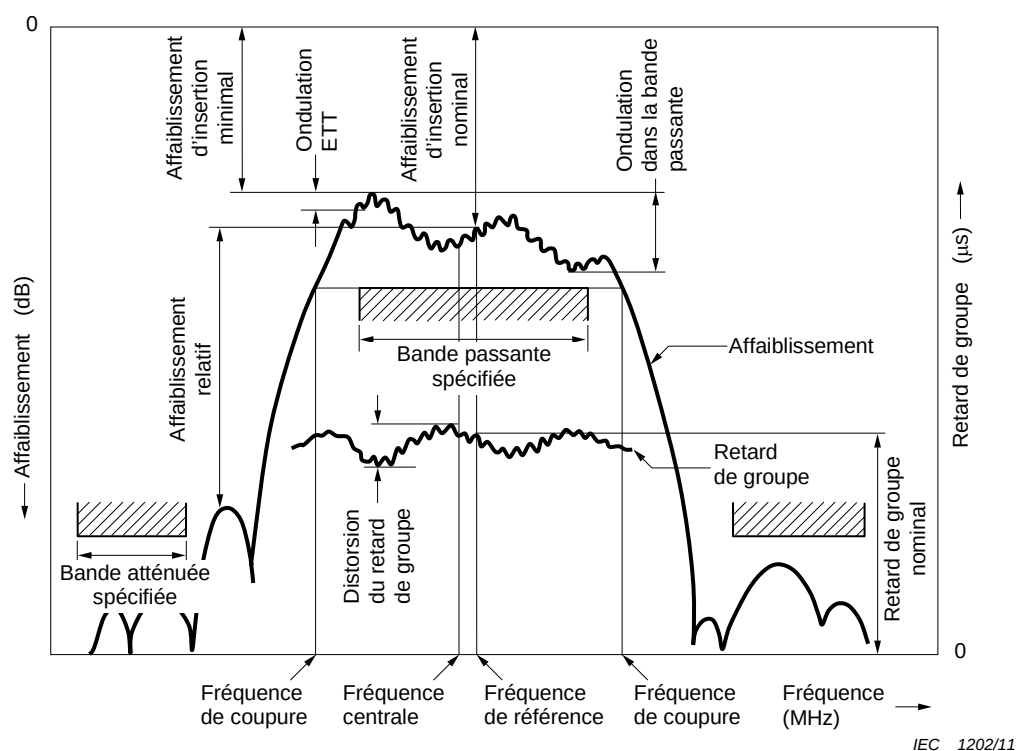


Figure 1 – Réponse en fréquence d'un filtre à OAS

4.2 Méthodes de pondération

Le TID fonctionne comme une sorte de filtre transversal à N nœuds de pondération. Plusieurs méthodes de pondération sont applicables, par exemple, l'apodisation, la pondération par suppression et la pondération série (en patte de chien).

a) Pondération par apodisation

Un transducteur apodisé, comme celui montré à la Figure 6, est utilisé le plus souvent pour obtenir la pondération. L'onde acoustique est engendrée ou détectée seulement dans les régions où les électrodes adjacentes de polarité opposée s'emboîtent.

b) Pondération par suppression

La pondération est obtenue par une suppression sélective des électrodes pour obtenir la fonction de pondération désirée, comme cela est illustré par la Figure 7.

c) Pondération série (patte de chien)

La pondération est obtenue en divisant la tension par découpage de chaque paire d'électrodes comme il est montré à la Figure 8.

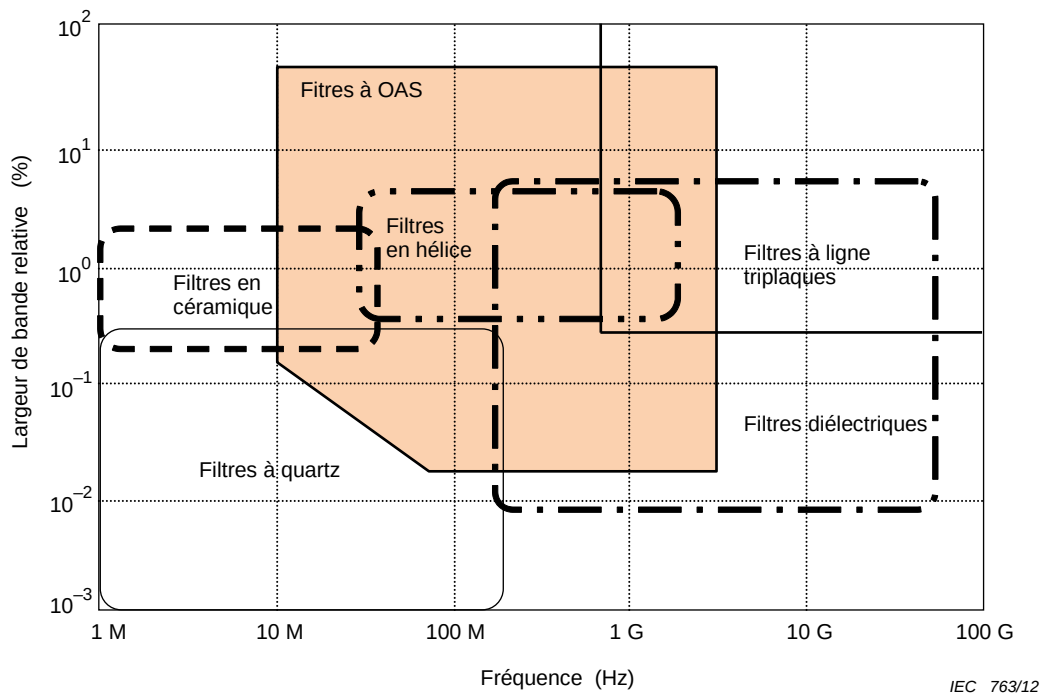


Figure 2 – Gamme de fréquences applicable et bande passante relative d'un filtre à OAS et d'autres filtres

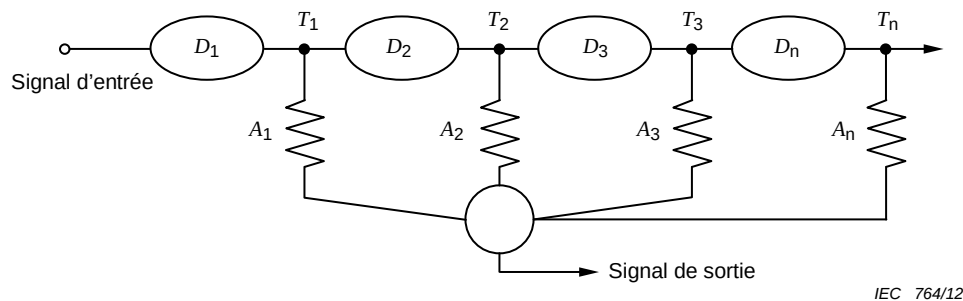


Figure 3 – Schéma montrant le passage d'un signal dans un filtre transversal

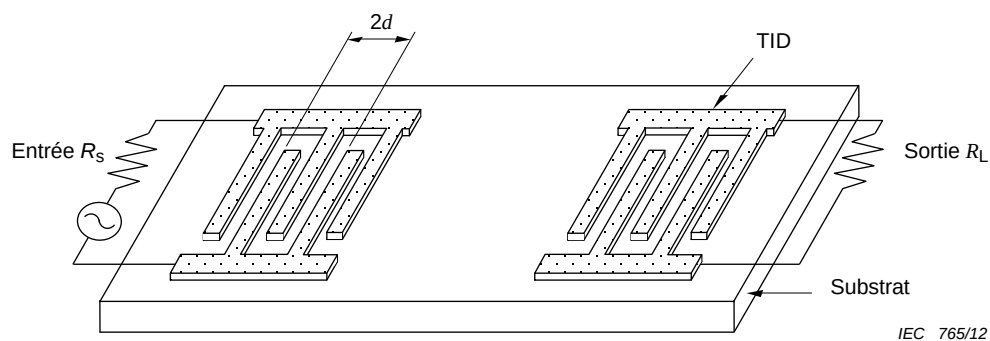


Figure 4 – Configuration fondamentale d'un filtre transversal à OAS

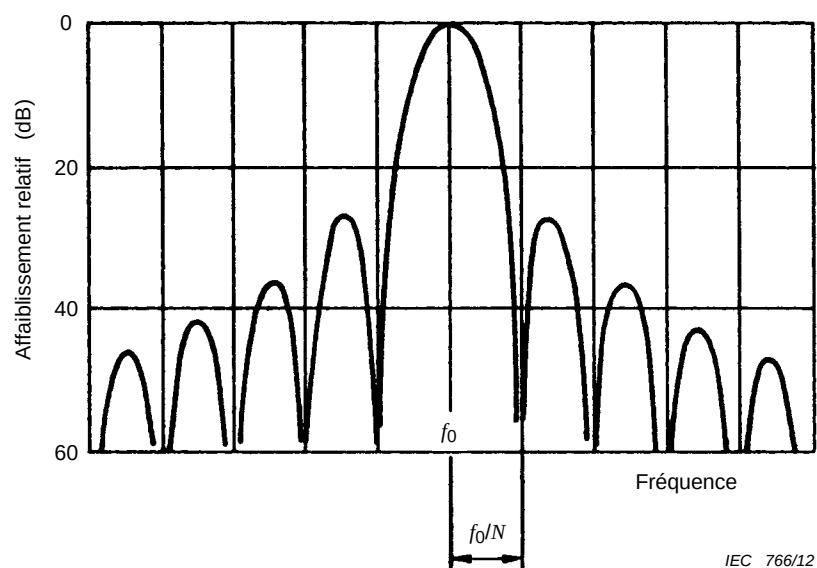
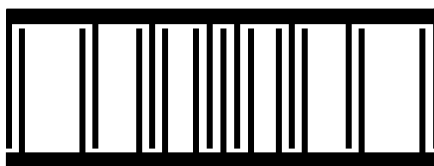


Figure 5 – Réponse en fréquence du filtre transversal à OAS donné à la Figure 4, où f_0 est la fréquence centrale et N est le nombre de paires de doigts du TID



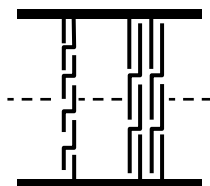
IEC 767/12

Figure 6 – Pondération par apodisation obtenue en modifiant la longueur d'emboîtement des doigts



IEC 768/12

Figure 7 – Pondération par suppression obtenue par suppression sélective des doigts



IEC 769/12

Figure 8 – Pondération série obtenue par la structure en patte de chien

4.3 Configurations des filtres et leurs caractéristiques générales

4.3.1 Généralités

Dans certains cas, la configuration avec doigt fendu, comme montré à la Figure 9, est utilisée en remplacement de la configuration du doigt solide, illustrée à la Figure 4, pour réduire les réflexions des OAS sur les électrodes métalliques. Une telle géométrie annule, pour chaque paire de doigts, les réflexions individuelles causées par la discontinuité des impédances acoustiques sur la surface. Cette configuration de doigts est maintenant courante dans les filtres à OAS de fréquence intermédiaire pour TV, etc.

Les TID ordinaires ont des propriétés bidirectionnelles. Ces TID bidirectionnels transmettent et reçoivent les OAS de et vers respectivement deux directions. Par exemple, un TID émetteur convertit un signal électrique en des OAS. L'OAS se propage non seulement vers l'avant, mais aussi vers l'arrière avec la même intensité. Un TID récepteur recevra l'une ou l'autre avec la même efficacité. Ceci signifie que les valeurs des pertes bidirectionnelles peuvent être estimées à 3 dB sur le TID émetteur et sur le TID récepteur. En conséquence, la perte bidirectionnelle est égale à 6 dB et est l'affaiblissement d'insertion minimal dans un filtre à OAS bidirectionnel à deux transducteurs. D'ailleurs, dans ces filtres à OAS bidirectionnels ordinaires, le corollaire à la bidirectionnalité est une forte ondulation dans la bande passante, qui est induite par l'écho de triple transit (ETT), lorsque les impédances du TID émetteur et du TID récepteur sont adaptées aux charges externes.

Afin de réduire la perte bidirectionnelle et l'écho de triple transit (ETT) dans les filtres transversaux à OAS, les filtres multi-TID (TIDI), (comportant les filtres à OAS à trois TID) et les filtres à TID unidirectionnels (y compris les filtres à TID coniques), sont utilisés.

De plus, les filtres à réflecteurs (voir les Figures 21 et 22) peuvent être considérés comme un type de filtres transversaux. La technologie en réseau est largement utilisée comme un réflecteur qui modifie la direction de propagation de l'OAS avec une certaine réponse en fréquence de réflexion. Les filtres à réflecteurs utilisent non seulement leurs propres caractéristiques de filtres transversaux, qui dérivent des transducteurs, mais également les réponses en fréquence de réflexion du réflecteur dans diverses constructions de grilles afin de mettre en forme dynamiquement la fonction de transfert du filtre et de réduire leur longueur de substrat en repliant la propagation des OAS. Et les études de ces divers filtres à réflecteurs ont donné lieu à de nouvelles technologies de filtres portant le nom de filtres à transducteur unidirectionnel monphasé résonant (TUDMR).

Un résumé succinct des configurations, des principes et/ou des caractéristiques de différents types de filtres à OAS est donné dans les paragraphes suivants.

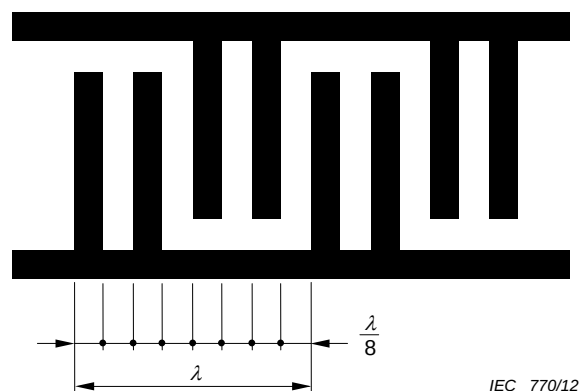


Figure 9 – Configuration du doigt fendu

4.3.2 Filtres à TID bidirectionnels

4.3.2.1 Filtres à deux TID bidirectionnels

Dans les filtres à deux TID bidirectionnels ordinaires, comme illustrés à la Figure 4, l'ETT est réduit à un niveau suffisamment bas au détriment de l'affaiblissement d'insertion, en désaccordant les TID par rapport aux charges externes.

a) Filtre passe-bande symétrique en fréquence

La fréquence centrale et la largeur de bande d'un TID sont données respectivement par la période des doigts et par le nombre de paires de doigts du TID. Dans la caractéristique de phase, le retard de phase augmente proportionnellement à la fréquence. C'est pourquoi le retard de groupe ne varie pas dans la bande passante. Une application typique de filtre passe-bande symétrique en fréquence est le filtre de fréquence intermédiaire dans un appareil de transmission radio. Les caractéristiques de phase linéaire et les caractéristiques d'amplitude plates dans la bande passante sont avantageuses, compte tenu des exigences du système. La Figure 10 montre un exemple typique de réponse en fréquence d'un filtre à OAS dont la fréquence nominale est égale à 70,0 MHz. Les filtres à OAS hautes fréquences sont aussi disponibles avec une sélectivité plus étroite.

b) Filtre passe-bande dissymétrique en fréquence

Dans les filtres transversaux à OAS, les caractéristiques d'amplitude et de phase peuvent être définies indépendamment. La bande passante dissymétrique, les caractéristiques de bande passante et/ou de retard de groupe par rapport à la fréquence de référence peuvent être obtenues au moyen de techniques de conception élaborées. Les filtres à OAS de fréquence intermédiaire pour TV ont des caractéristiques dissymétriques en fréquence comme cela est indiqué à la Figure 11.

c) Autres catégories de filtres

Des filtres en peigne ont aussi été proposés et sont disponibles. Des filtres à OAS adaptés ont été appliqués aux systèmes civils modernes à étalement de spectre, par exemple, réseau local sans fil, etc. Des filtres à OAS avec des caractéristiques de Nyquist ont été développés pour de nouveaux systèmes de communication.

4.3.2.2 Filtres à OAS à multi-TID/Filtres à multi-transducteurs interdigités (TIDI)

Les filtres multi-TID ou filtres à multi-transducteurs interdigités ont été développés à partir des filtres à trois TID, comme réponse à la demande croissante de filtrage à faibles pertes. Pour cette raison, une brève explication des filtres à trois TID est donnée ici.

a) Filtres à trois TID

Un filtre à OAS à trois TID comporte deux TID récepteurs identiques placés symétriquement par rapport au TID émetteur central, comme le montre la Figure 12. Lorsque le transducteur central symétrique est accordé et adapté à la fréquence centrale, les deux OAS dirigées dans les directions opposées sont complètement absorbées, ceci étant le processus inverse de la génération de deux OAS par un transducteur accordé et adapté. Par la même occasion, quand les deux transducteurs de réception interconnectés sont accordés et adaptés à la fréquence centrale, l'affaiblissement d'insertion peut être amélioré de 3 dB et l'ETT est éliminé. La réponse en fréquence typique d'un filtre à OAS à trois TID fonctionnant dans la gamme des 900 MHz, est donnée à la Figure 13.

Ce principe de fonctionnement est étendu aux filtres multi-TID.

b) Filtres multi-TID/Filtres à multi-transducteurs interdigités

Les filtres multi-TID ou filtres à multi-transducteurs interdigités sont constitués de TID d'entrée eux-mêmes interdigités avec les TID de sortie. A titre d'exemple, le filtre schématiquement illustré à la Figure 14 comporte $(N + 1)$ transducteurs d'entrée et N transducteurs de sortie. Avec cette configuration, les pertes bidirectionnelles de 6 dB dans le filtre à deux TID sont réduites à une valeur beaucoup plus faible et l'écho de triple

transit est éliminé lorsque les portes d'entrée et de sortie sont adaptées aux charges externes.

Lorsque les transducteurs d'entrée et les transducteurs de sortie sont accordés et adaptés au circuit, l'affaiblissement d'insertion du filtre montré à la Figure 14 est réduit à la perte bidirectionnelle résiduelle due aux transducteurs d'entrée les plus externes et qui est inversement proportionnelle au nombre de transducteurs comme suit:

$$10 \log \{(N + 1)/N\} \text{ dB}$$

4.3.3 Filtres à transducteurs interdigités unidirectionnels (TUD)

4.3.3.1 Configuration

Le faible affaiblissement d'insertion et les excellentes caractéristiques de fréquence des filtres unidirectionnels sont basés sur la directivité de la propagation des ondes de surface. Dans le cas idéal, les filtres ont un affaiblissement d'insertion de moins de 1 dB, et les caractéristiques d'amplitude et de phase peuvent être commandées indépendamment. Ils sont divisés à peu près en deux catégories. L'une d'elles est celle du transducteur unidirectionnel multiphasé auquel des champs électriques de diverses différences de phase sont appliqués. L'autre catégorie est celle du transducteur unidirectionnel monophasé avec application de champ de même phase.

a) Transducteurs unidirectionnels multiphasés

Le transducteur interdigité unidirectionnel (TUD) triphasé et le TUD à doigts en paquets représentent cette classe. L'unidirectionnalité des transducteurs triphasés provient de l'application de trois tensions avec des différences de phase individuelles de 120°. Dans ce cas cependant, une troisième électrode doit passer au-dessus de l'une des autres électrodes à l'aide d'un pont isolé, rendant le filtre non coplanaire et moins fiable.

Le transducteur interdigité unidirectionnel à doigts en paquets montré à la Figure 15 permet d'éviter les inconvénients mentionnés ci-dessus. Le transducteur unidirectionnel avec seulement quelques paires d'électrodes, excitées avec un déphasage électrique de 90°, est considéré comme étant un paquet. Beaucoup de paquets peuvent alors être disposés de manière colinéaire, le signal de chaque paquet s'ajoutant en phase avec les signaux de tous les autres paquets, pour constituer un filtre avec un faible affaiblissement d'insertion. Les méthodes de pondération conventionnelles sont également applicables pour ce transducteur.

b) Transducteurs unidirectionnels monophasés (TUDM)

Ces transducteurs unidirectionnels monophasés (TUDM) utilisent des réflexions internes dans le transducteur pour obtenir un comportement unidirectionnel. La configuration de base du transducteur unidirectionnel utilisant la réflexion sur l'électrode flottante interne, que l'on désigne par le terme de transducteur unidirectionnel à électrode flottante (ou FEUDT, abréviation de *Floating Electrode Unidirectional Transducer*), est montrée schématiquement aux Figures 16a-16c. Le transducteur de la Figure 16a peut obtenir une unidirectionnalité du fait de la disposition excentrée des bandes métalliques ouvertes flottantes au centre des électrodes positives et négatives. De même, d'autres cas de courtes bandes métalliques flottantes et de leurs combinaisons sont représentés par les Figures 16b et 16c respectivement. D'autres TUDM utilisant la réflexion interne sans électrode flottante sont représentés aux Figures 16d et 16e. La Figure 16d représente un transducteur à réflexion acoustique distribuée (DART, *Distributed Acoustic Reflective Transducer*), et la Figure 16e correspond à un doigt fendu de largeur différente (ou DWSF, *Different Width Split Finger*). Un transducteur similaire au DART est connu sous le nom de TUDM à largeur d'électrode contrôlée (EWC, abréviation de *Electrode Width Controlled*), et la différence entre le DART et l'EWC correspond seulement à l'épaisseur de la largeur du doigt. La largeur du DART et celle de l'EWC sont égales à $3/8\lambda$ et à $1/4\lambda$. Le DWSF est fondé sur le transducteur à doigt fendu conventionnel. Dans le DWSF, une largeur de doigt d'une paire de doigts fendus et une autre largeur de doigt de la paire sont différentes, mais la période de la paire conserve une demi-longueur d'onde. Et cette configuration apporte l'unidirectionnalité.

4.3.3.2 Principe

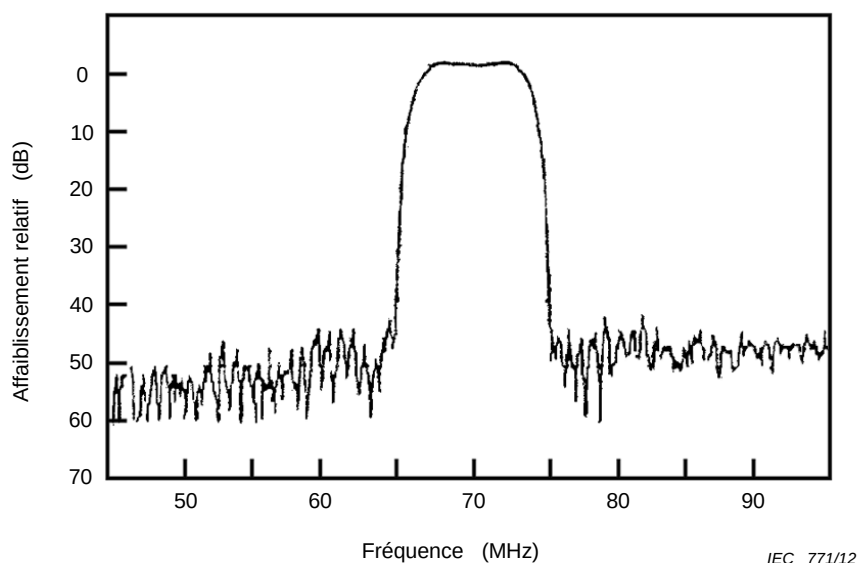
a) Transducteurs unidirectionnels multiphasés

Dans un groupe de transducteurs unidirectionnels multiphasés, la différence de phase entre l'onde excitée par les électrodes d'émission (champ électrique appliqué décalé de 90° , de la Figure 15), et l'onde excitée par les électrodes réfléchissantes est égale à zéro (en phase) dans la direction avant (directe) et elle est de 180° (phase opposée) dans la direction opposée (inverse). La configuration simple et expérimentale du filtre donne un affaiblissement d'insertion minimal de 1,0 dB et une ondulation dans la bande passante de moins de 0,2 dB à la fréquence centrale de 99,2 MHz. Ici, le transducteur a quatre paires et onze électrodes de paquet. Un substrat de LiNbO_3 d'angle de coupe 128° Y tourné et de la direction de propagation selon X et un câble coaxial de 50Ω ont été utilisés respectivement comme milieu de propagation d'OAS et comme déphaseur à 90° .

La Figure 17 montre la caractéristique expérimentale d'affaiblissement en fonction de la fréquence d'un filtre à OAS de fréquence intermédiaire à 70 MHz destiné pour l'utilisation dans une station de téléphonie numérique cellulaire. Dans ce cas, le transducteur d'entrée est un transducteur unidirectionnel multiphasé non apodisé, alors que le transducteur de sortie est un transducteur bidirectionnel apodisé. Ces transducteurs sont placés sur un substrat monocristallin de LiNbO_3 d'angle de couple 128° Y tourné et de direction de propagation selon X. Ce filtre montre un affaiblissement d'insertion de 8 dB et une ondulation dans la bande passante de 0,2 dB crête-à-crête dans la gamme de fréquences de $70 \text{ MHz} \pm 1,6 \text{ MHz}$.

b) Transducteurs unidirectionnels monophasés

Dans un transducteur unidirectionnel monophasé, la différence de phase entre les ondes excitées et réfléchies est égale à zéro (en phase) dans la direction avant, et elle est égale à 180° (opposition de phase) dans la direction opposée, en raison de l'asymétrie bilatérale de la structure interne du transducteur. L'effet de charge massique, le réseau des réflecteurs, le changement du coefficient de couplage électromécanique et la réflexion sur les électrodes internes flottantes sont utilisés pour obtenir l'asymétrie. Ces transducteurs sont fabriqués avec un seul processus photo-lithographique et n'ont besoin d'aucun déphaseur dans le circuit externe. La Figure 18 montre le résultat expérimental d'un transducteur unidirectionnel monophasé utilisant des bandes métalliques internes flottantes en court-circuit et en circuit ouvert, comme illustré par la Figure 16c. L'ajustage est réalisé pour chaque transducteur avec une inductance shunt de fil bobiné de 200 nH. Un affaiblissement d'insertion résultant de 2,3 dB à 97,3 MHz est obtenu. La largeur de bande du filtre est d'environ 3,0 %.



IEC 771/12

Figure 10 – Caractéristiques typiques d'un filtre à OAS de fréquence intermédiaire pour l'utilisation dans l'équipement de transmission radio (fréquence nominale égale à 70,0 MHz)

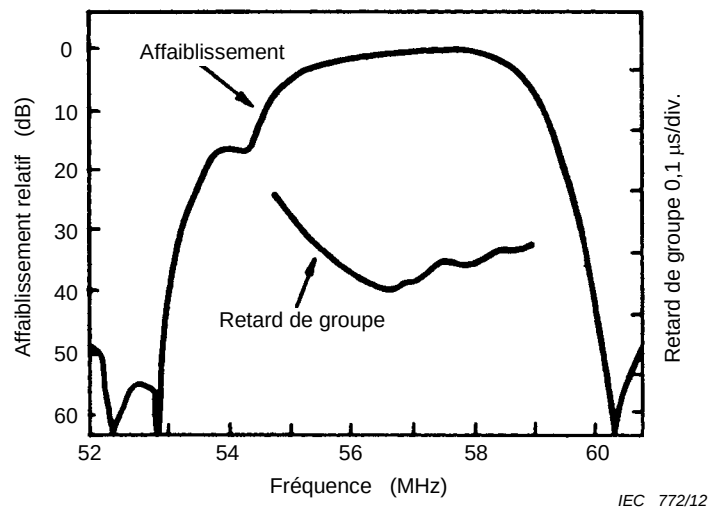


Figure 11 – Caractéristiques typiques d'un filtre à OAS dissymétrique en fréquence (fréquence nominale égale à 58,75 MHz pour une utilisation en fréquence intermédiaire de télévision)

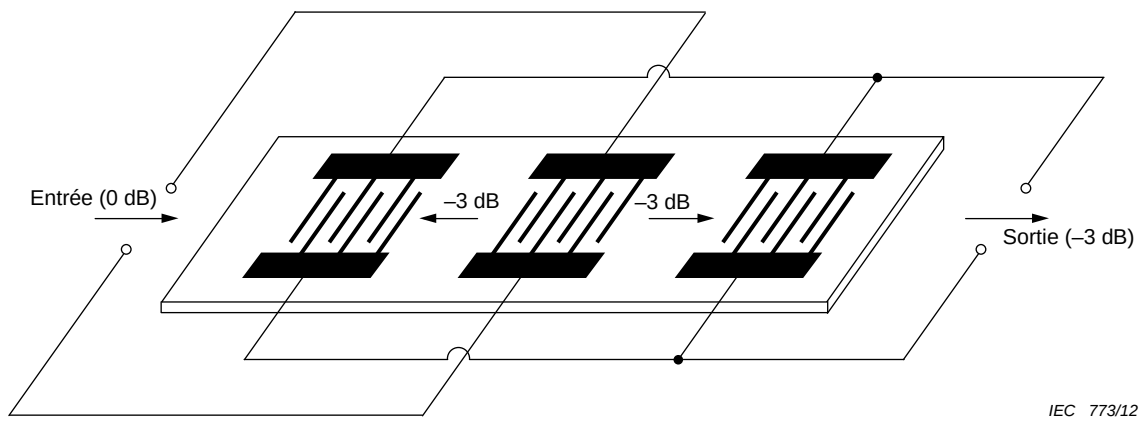


Figure 12 – Filtre à OAS à trois TID

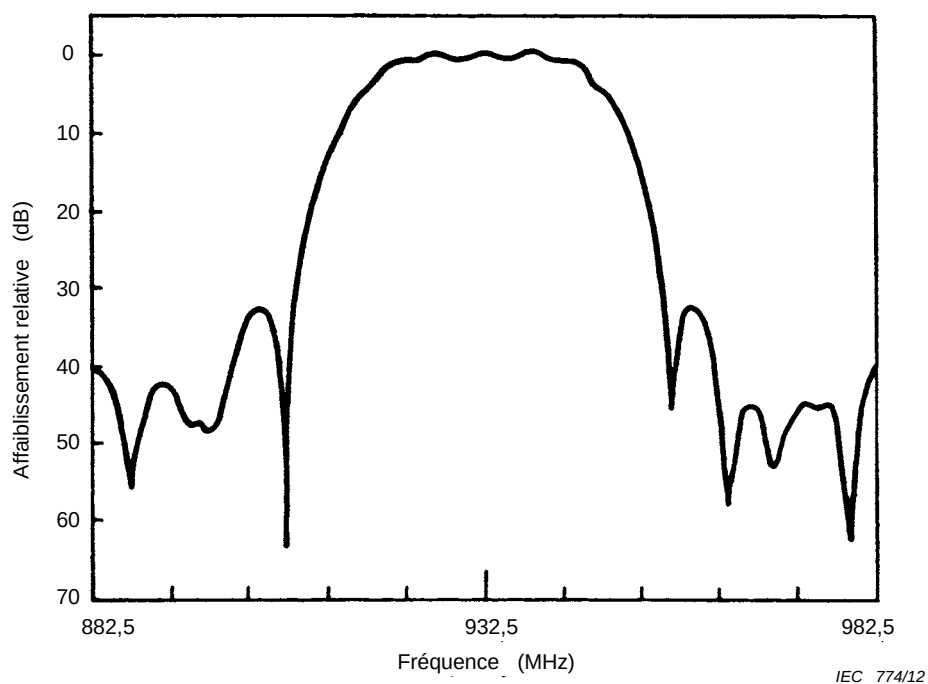


Figure 13 – Réponse en fréquence typique d'un filtre à OAS dans la gamme des 900 MHz pour une utilisation dans les communications (téléphone portable)

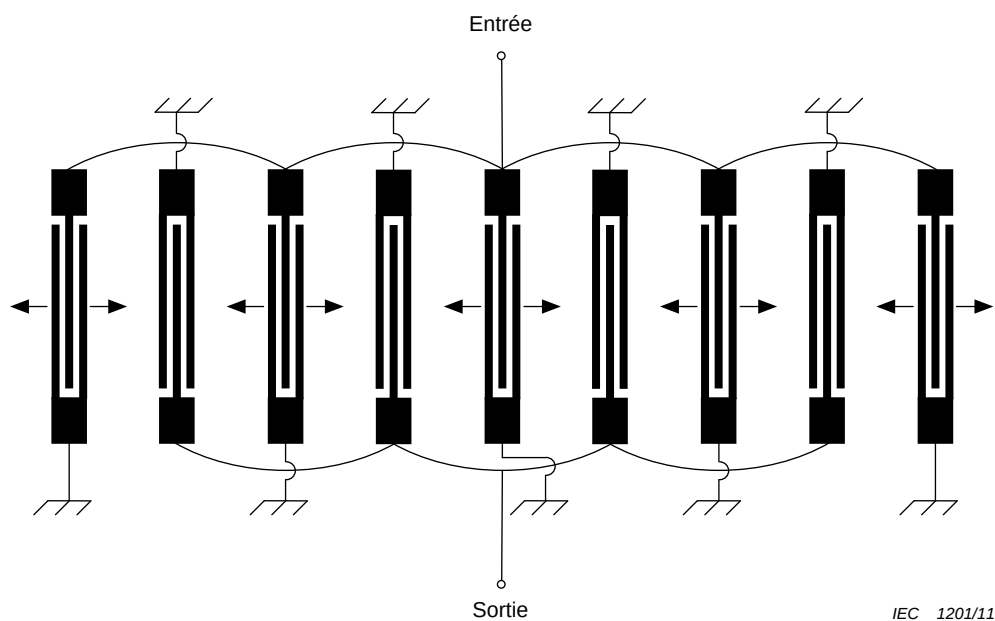


Figure 14 – Schéma d'un filtre à multi-transducteurs interdigités (multi-TID)

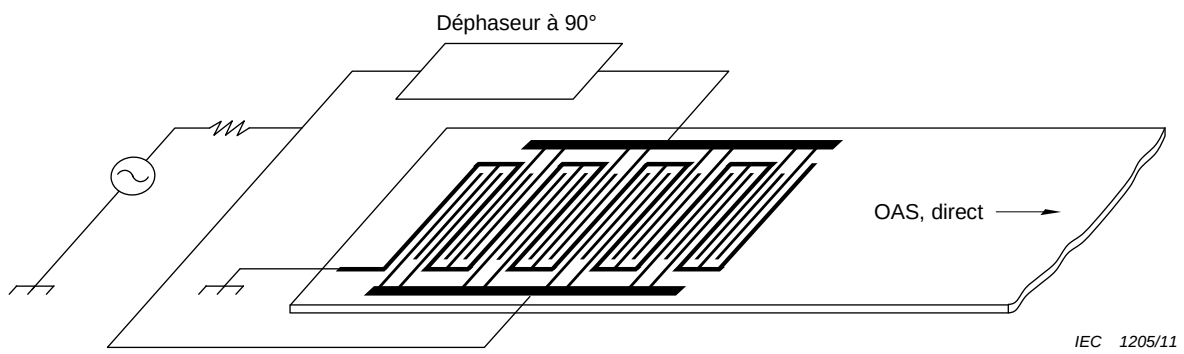


Figure 15 – Transducteur unidirectionnel multiphasé

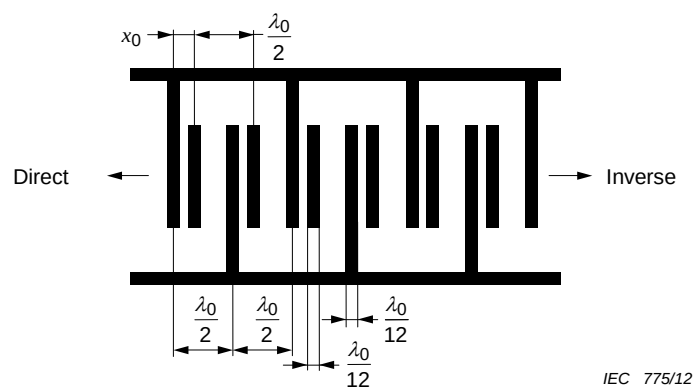


Figure 16a

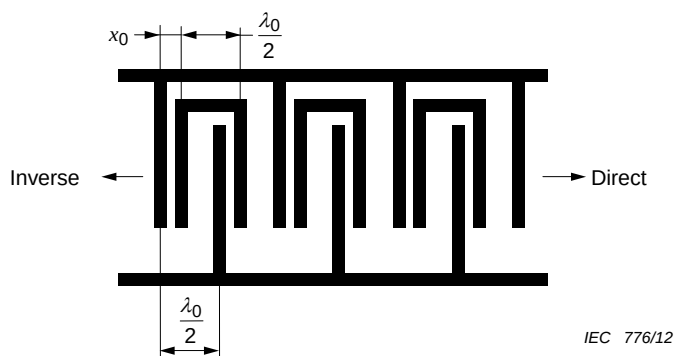


Figure 16b

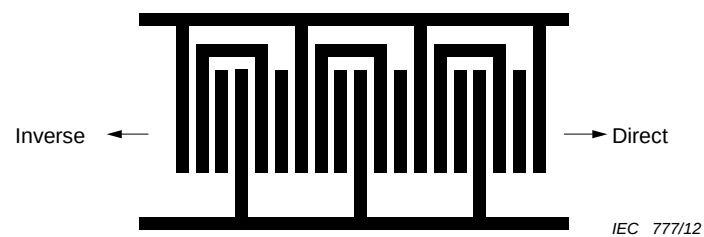


Figure 16c

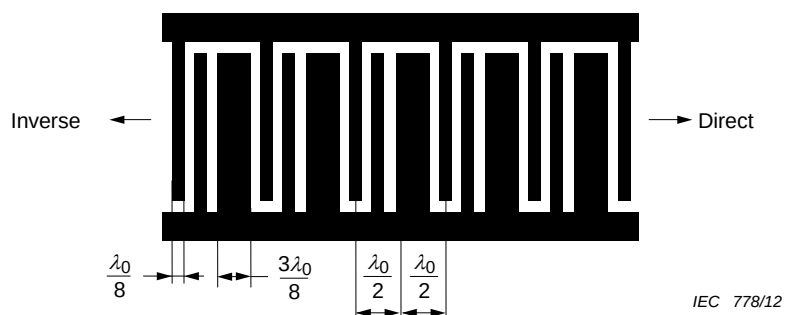


Figure 16d

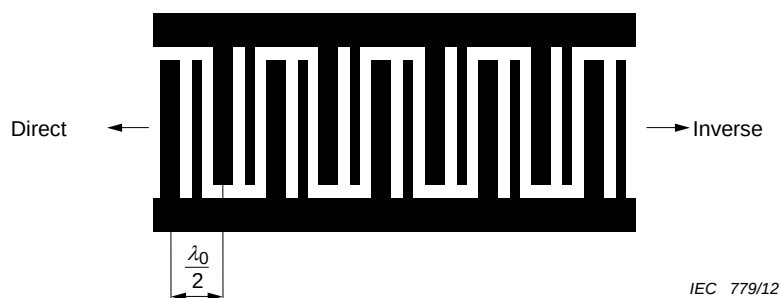


Figure 16e

Figure 16 – Transducteurs unidirectionnels monophasés

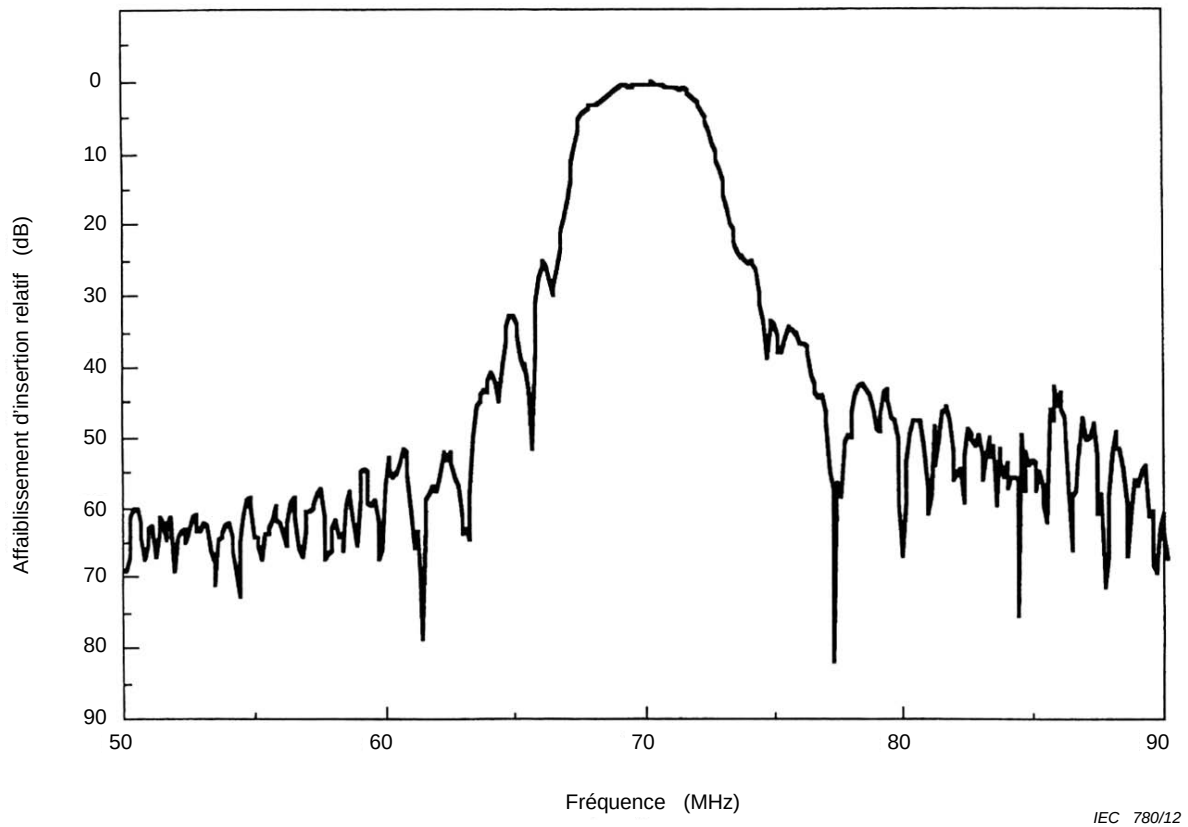


Figure 17 – Caractéristiques en fréquence d'un filtre utilisant des transducteurs unidirectionnels multiphasés

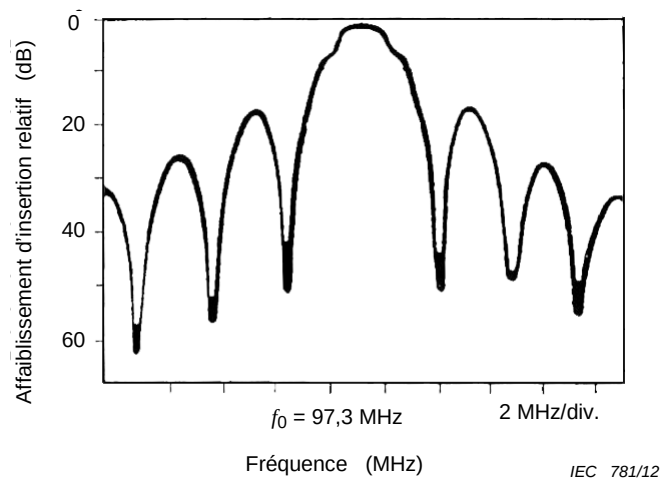


Figure 18 – Caractéristiques en fréquence d'un filtre utilisant des transducteurs unidirectionnels monophasés

4.3.4 Filtres à TID coniques

Parmi les filtres à OAS de type transversal classique, il existe un filtre à OAS à large bande utilisant un TID en éventail connu sous le nom de “TID conique” ou “TID à doigt oblique”, dans lequel on fait varier le pas de l'électrode perpendiculairement au sens de la propagation comme l'illustre la Figure 19. Du fait que le TID conique peut élargir aisément la largeur de bande du filtre en modifiant son pas d'électrode, il convient parfaitement à l'application de filtre à large bande. Sa largeur de bande est déterminée par l'étendue de variation du pas, et la largeur transitoire de la bande passante à la bande atténuée est généralement liée au nombre d'électrodes. Étant donné que l'ouverture de voie du point de fréquence unitaire correspondant au pas d'électrode est extrêmement étroite, la réponse du filtre dépend considérablement de l'effet de diffraction et parfois devient inopinément plus défavorable que la réponse théorique.

En appliquant le TID unidirectionnel représenté à la Figure 16 au filtre à TID conique, le filtre à perte faible peut être conçu et la perte d'insertion inférieure à 10 dB peut être obtenue. La Figure 20 représente un exemple de réponse de filtre pour le filtre à TID de type faible perte. Sa perte d'insertion est d'environ 7,5 dB avec une fréquence centrale de 140 MHz et une largeur de bande passante de 14 MHz utilisant un substrat de LiNbO_3 d'angle de coupe 128° Y tourné.

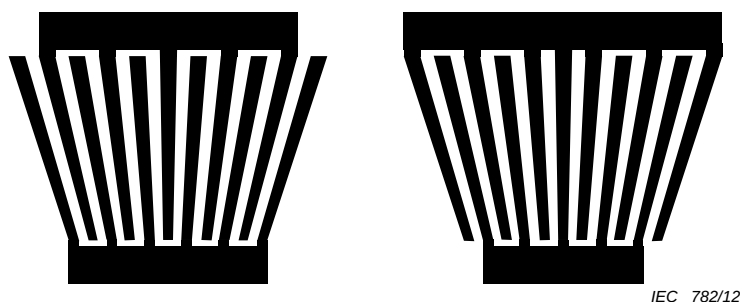


Figure 19 – Filtre à TID conique

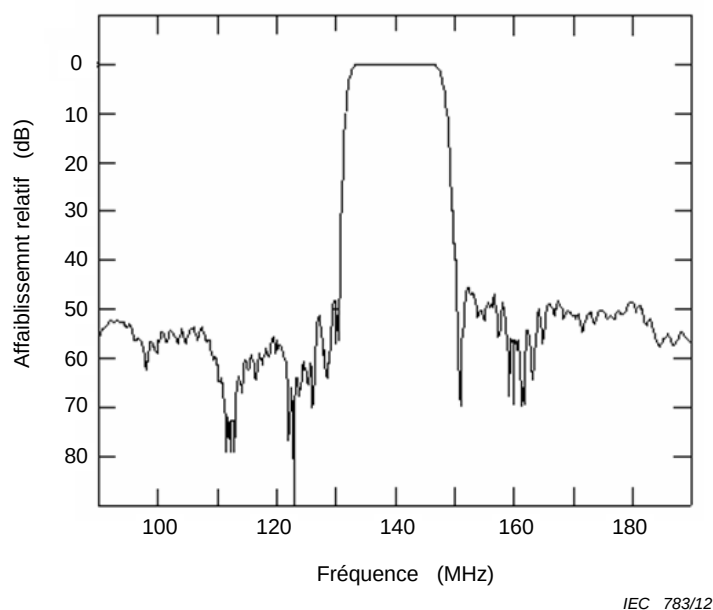


Figure 20 – Réponse en fréquence d'un filtre à TID conique à 140 MHz

4.3.5 Filtres à réflecteurs

4.3.5.1 Configuration

Divers filtres à réflecteurs en réseau ont été signalés, et leurs configurations de base sont représentées à la Figure 21. Toutes les configurations utilisent des fonctions de réflexion en réseau et elles ont été utilisées comme filtres et comme lignes à retard.

Le filtre à réflecteurs en réseau le plus populaire est le filtre compresseur à réseau réflectif ("*Reflective Array Compressor*" ou RAC) illustré par la Figure 21d. En changeant graduellement la périodicité du réseau le long de la direction de propagation de l'OAS et en utilisant deux fois les réflexions à 90° (dans la forme en U), l'onde acoustique se propage et se réfléchit dans la forme en U. Le filtre RAC a été principalement utilisé dans les systèmes radar.

Une autre variante réalisable de filtre est celui à chemin en Z représenté à la Figure 22. Cette configuration est une modification de la configuration conventionnelle représentée à la Figure 21e en vue de réduire au minimum les dimensions du substrat. Un transducteur d'entrée excite l'OAS et ensuite une paire des réflecteurs faiblement inclinés (typiquement à l'angle d'environ 4°) sert à coupler l'onde de la voie supérieure à la voie inférieure où elle est détectée par la configuration du transducteur de sortie.

Du fait que le signal sur la voie directe qui va du transducteur d'entrée directement au transducteur de sortie existe et constitue un signal parasite avec un niveau élevé, la configuration linéaire de la Figure 21a n'est pas utile. Cependant, en utilisant la conception à deux voies illustrée par la Figure 23, les signaux parasites directs s'annulent l'un l'autre et la réponse du filtre en est fort améliorée.

Une autre variante de filtre à deux voies est donnée à la Figure 24a. Dans ce cas, les réflecteurs sont centrés au milieu des deux voies et sont conçus pour être sensiblement identiques. La différence entre ces deux voies correspond seulement à une distance d'électrode de réflexion, à savoir, leurs longueurs de $\lambda/2$. Les transducteurs choisis sont les transducteurs unidirectionnels monophasés (TUDM, voir le 4.3.3.1 b)) et sont, par conséquent, eux-mêmes à réflecteurs. Les filtres à TUDM à réflecteurs représentent une alternative si un faible affaiblissement constitue une exigence supplémentaire.

4.3.5.2 Principe

Les filtres compresseurs à réseaux réflecteurs ont été principalement utilisés comme dispositifs d'expansion/compression d'impulsions avec des réseaux de grilles dispersifs. Toutes les configurations peuvent être utilisées comme filtre passe-bande avec leurs réponses de réflexion. Les filtres en Z offrent le maximum d'avantages pour les filtres à bande assez étroite (0,2 % à 1 % de largeur de bande relative) dans la gamme des fréquences inférieures à 100 MHz. Le matériau utilisé pour le substrat est le quartz. Les effets provoqués par l'influence de la température sur l'angle de réflexion sur les deux réflecteurs faiblement inclinés s'annulent et une bonne stabilité en température du cristal est conservée. Des affaiblissements d'insertion dans la gamme de 6 dB à 10 dB peuvent être réalisés. La Figure 25 donne la réponse en fréquence d'un filtre à chemin en Z à 71 MHz. Les perturbations dans la bande atténuée supérieure sont typiques des conceptions de filtre avec le chemin en Z et proviennent du couplage acoustique direct de l'entrée à la sortie.

Dans le filtre à deux voies, les quatre TID dans les deux voies sont disposés selon une configuration qui ne permet pas de visibilité mutuelle. Les deux transducteurs d'entrée sont excités électriquement à 180° en opposition de phase, tandis que les deux transducteurs de sortie sont en phase. La fonction de transfert du filtre complet peut être décrite comme le produit dans le domaine fréquence des fonctions de transfert des transducteurs d'entrée et de sortie et de la réponse du réflecteur. La Figure 26 montre la fonction de transfert dans le domaine fréquence d'un filtre à réflecteurs pour une application de fréquence intermédiaire en communications mobiles. Les avantages principaux de cette configuration de filtre résident dans une réduction considérable de longueur du filtre par rapport aux conceptions

transversales conventionnelles, dans la conception indépendante des transducteurs et du réflecteur et dans un bon affaiblissement hors bande atténuée, résultant d'un processus de trois filtrages en cascade. Les inconvénients sont la largeur de matrice additionnelle exigée pour les deux voies, le schéma de montage un peu compliqué et la perte additionnelle causée par la réflexion du signal.

Le filtre à réflecteurs à TUDM comporte quatre chemins qui participent à la propagation de l'entrée à la sortie, deux chemins pour chaque voie, comme indiqué à la Figure 24b. Le premier trajet vient de l'entrée, passe par le réflecteur central, puis est réfléchi d'abord par le transducteur de sortie et ensuite par le réflecteur central, jusqu'à ce qu'il soit détecté par le transducteur de sortie. De même, le deuxième chemin de propagation comprend deux réflexions avant de passer par le réflecteur central. En conséquence, quatre mécanismes de sélection, consistant en une conversion d'entrée, la réflexion sur la grille centrale, la réflexion sur le transducteur et une conversion de sortie, mettent en forme la bande atténuée. Une durée de réponse impulsionnelle d'environ deux fois celle des filtres transversaux est disponible. Les filtres à réflecteurs à TUDM offrent les largeurs de bande modérées dans la gamme de 0,5 % à 2 % avec un affaiblissement d'insertion d'environ 6 dB à 10 dB. La Figure 27 donne la réponse en fréquence d'un filtre à 110 MHz sur un substrat de LiTaO_3 d'angle de coupe X et de direction de propagation $112,2^\circ\text{Y}$.

En général, les conceptions des filtres à réflecteurs exploitent le fait que la fonction de réflexion d'une structure en réseau est deux fois plus longue, en termes de temps, que la fonction d'excitation ou de détection d'un transducteur de même longueur géométrique. Ceci est dû au fait que le signal acoustique réfléchi doit entrer dans le réflecteur et ressortir. Un domaine temporel correspondant à deux fois la longueur de la structure du réflecteur est disponible pour, par exemple, des largeurs de bande étroites, pour la mise en forme de bande passante, ou l'expansion et la compression d'impulsions. En conséquence, les filtres à réflecteurs ont tendance à être plus courts que les filtres transversaux conventionnels.

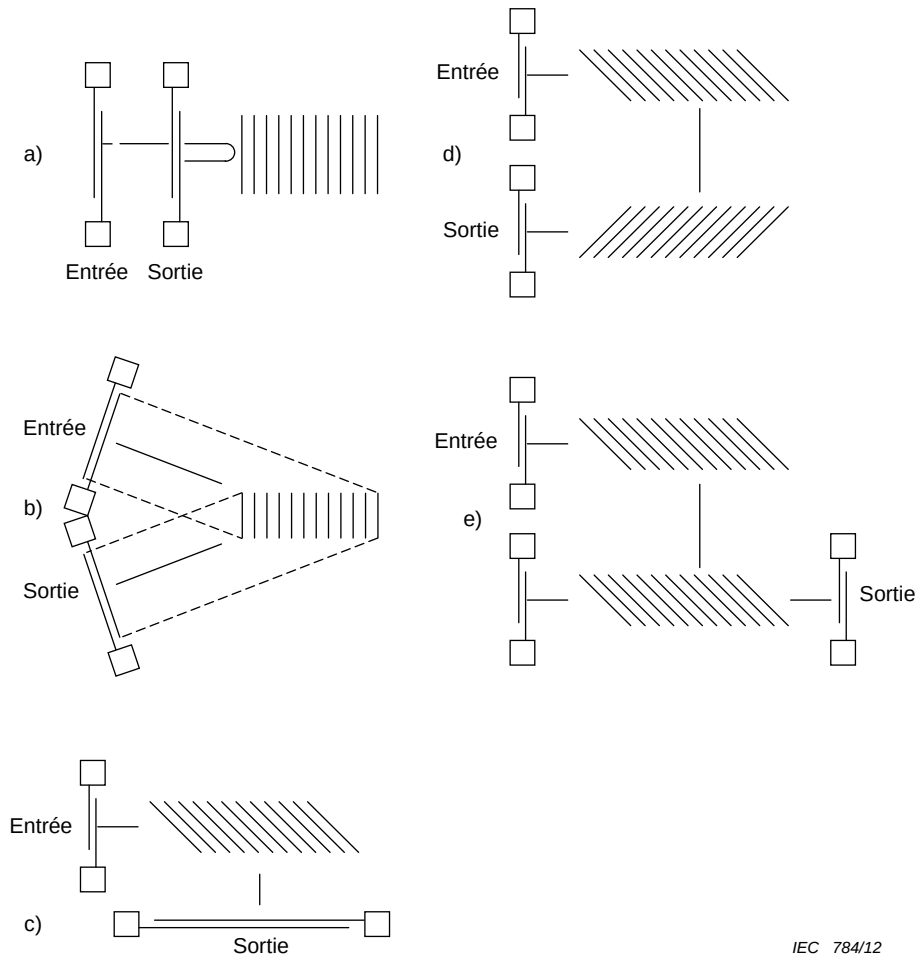


Figure 21 – Différentes configurations des filtres à réflecteurs

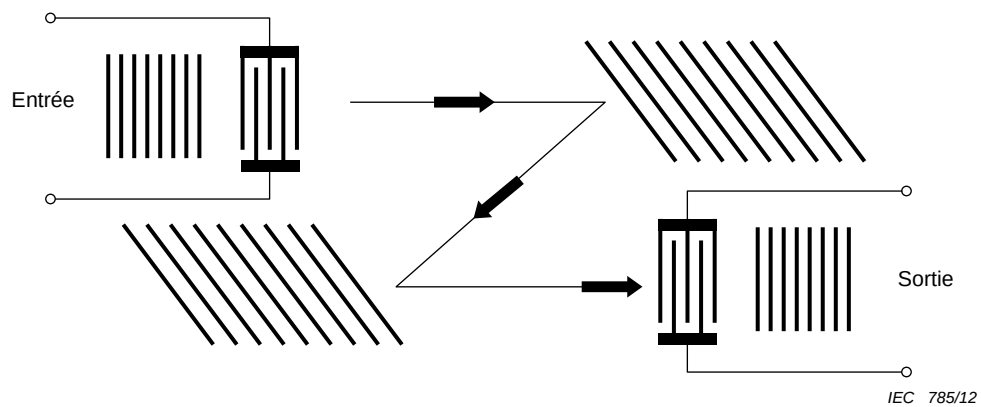


Figure 22 – Configuration d'un filtre avec le chemin de propagation en Z

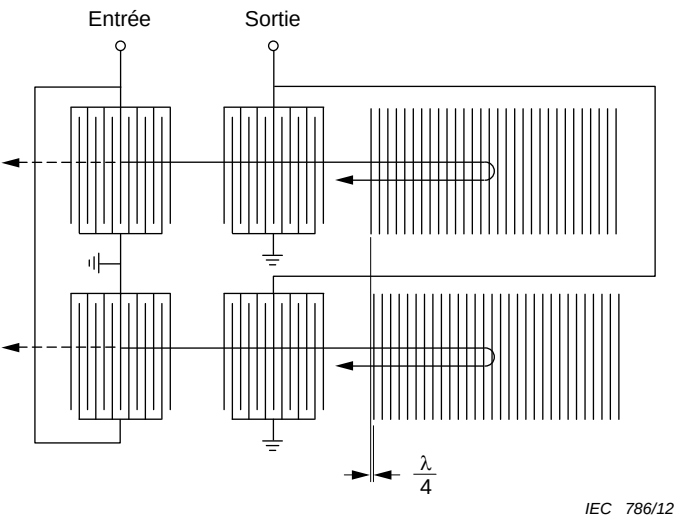


Figure 23 – Configuration d'un filtre à réflecteurs à deux voies

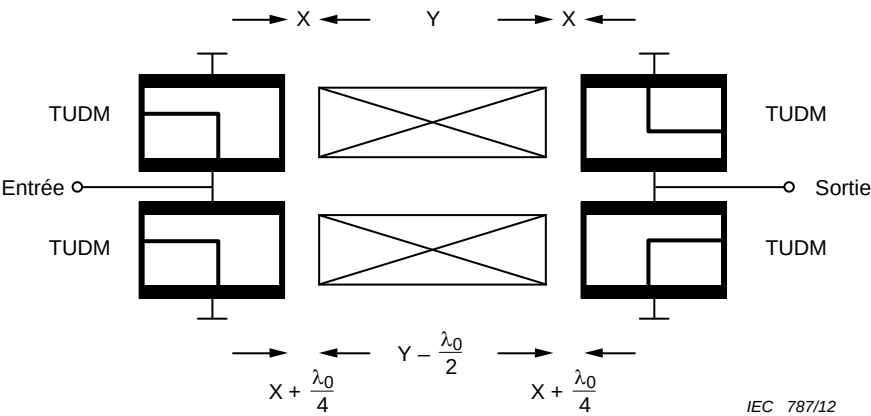


Figure 24a – Configuration d'un filtre à deux voies à transducteurs unidirectionnels monophasés

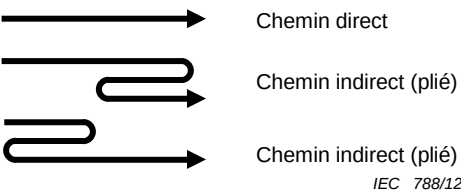


Figure 24b – Chemins de propagation de l'onde dans un filtre à deux voies à transducteurs unidirectionnels monophasés

Figure 24 – Filtre à deux voies à transducteurs unidirectionnels monophasés (TUDM)

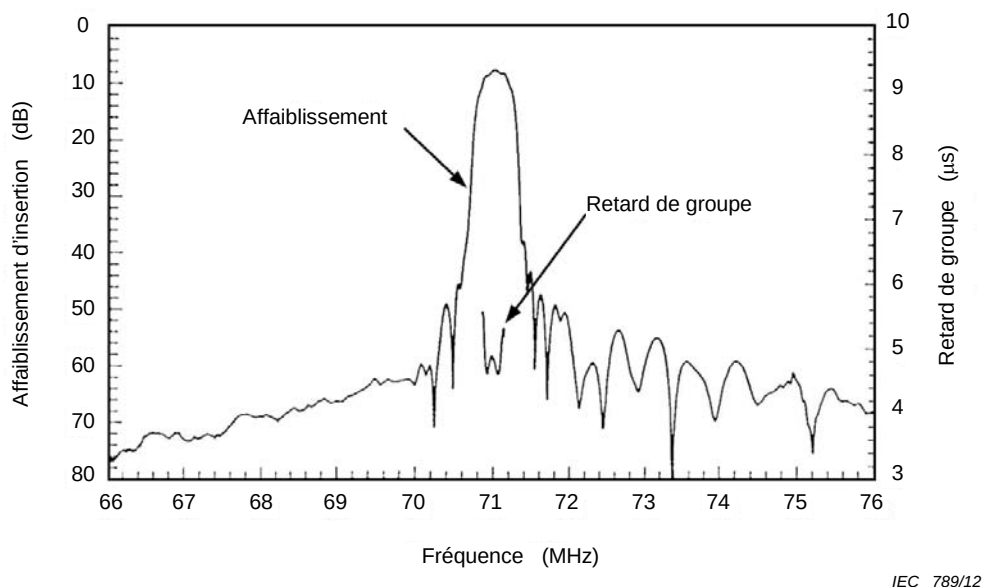


Figure 25 – Caractéristiques de fréquence d'un filtre avec le chemin de propagation en Z

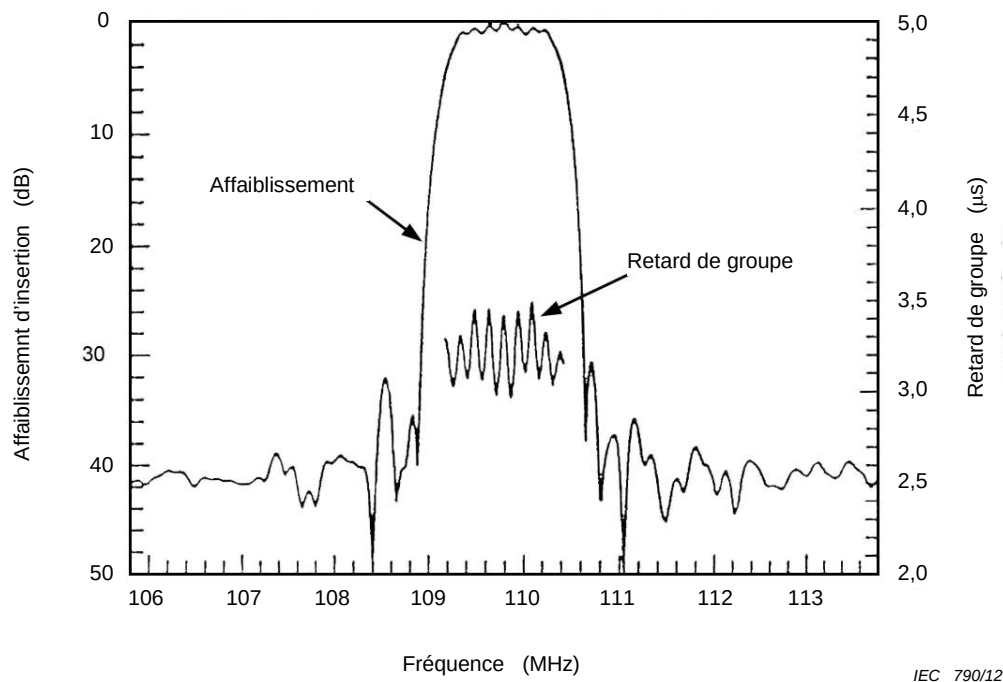


Figure 26 – Caractéristiques de fréquence d'un filtre à réflecteurs à deux voies

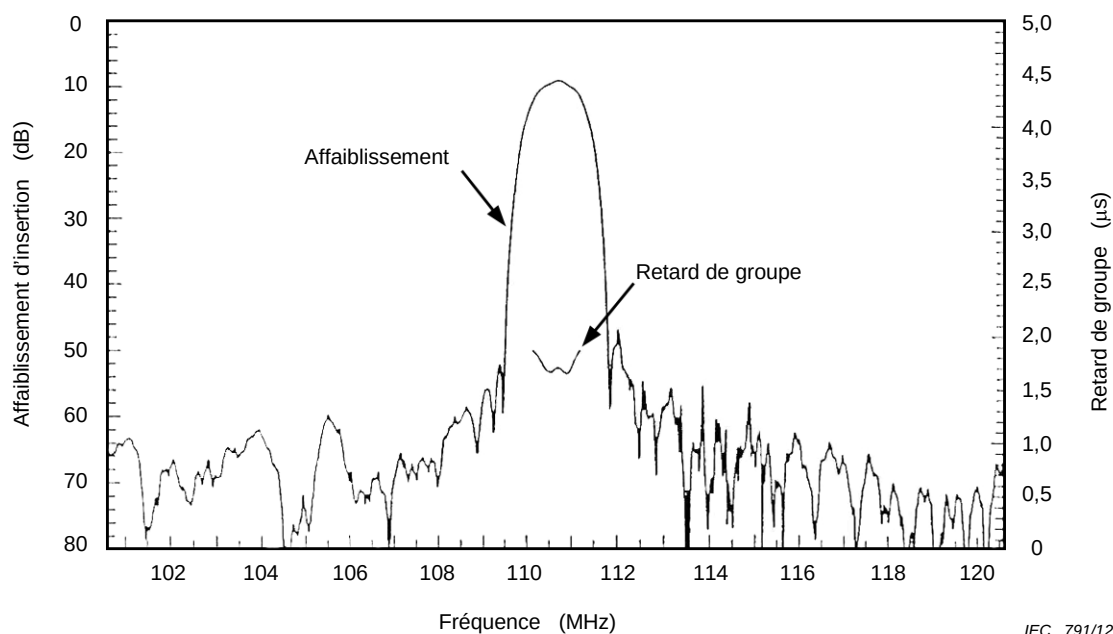
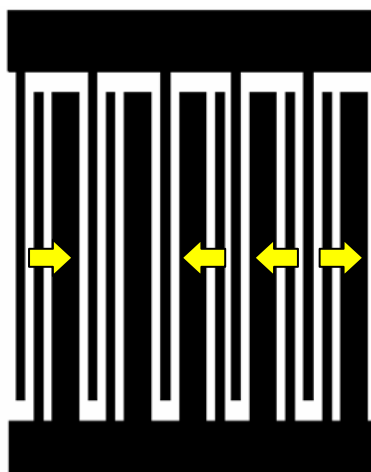


Figure 27 – Caractéristiques de fréquence d'un filtre à réflecteurs à transducteurs unidirectionnels monophasés

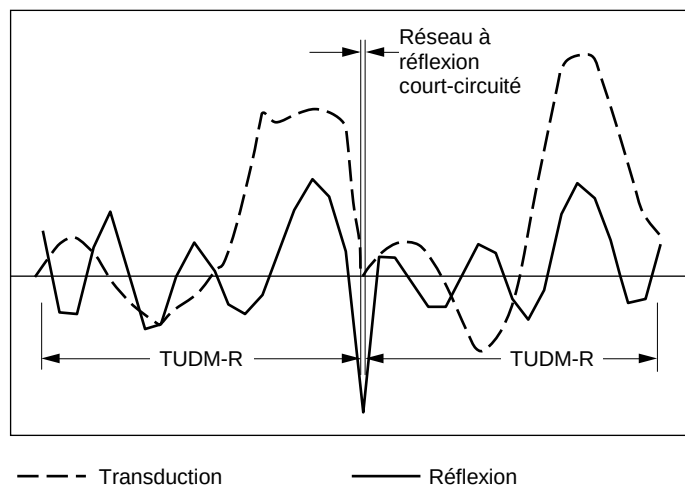
4.3.6 Filtres à TUDMR

Les filtres transversaux classiques utilisent leur fonction de transfert, du TID du côté émetteur au TID du côté récepteur comme étant les réponses de filtre. Par conséquent, la réflexion interne à l'intérieur du TID et la multi-réflexion entre le TID d'entrée et le TID de sortie, comme l'écho de triple transit (ETT), sont conçues pour être éliminées de manière aussi faible que possible. Par rapport à cette technique conventionnelle, une technique de conception novatrice connue sous le nom de filtre à TUDM résonant (TUDMR) a été élaborée et est devenue depuis peu populaire. Cette technique utilise la réflexion interne à l'intérieur du TID et la multi-réflexion entre le TID d'entrée et le TID de sortie afin d'obtenir la réponse requise du filtre. La Figure 28 illustre une partie d'électrode à DART dans le filtre à TUDMR. Dans ce cas, à l'intérieur de l'électrode à DART, la direction et l'amplitude de chaque électrode et son amplitude de transduction dans chaque période sont modifiées spatialement, comme l'illustre la Figure 28 et en conséquence une multi-réflexion complexe s'est produite à l'intérieur du filtre à TUDMR et la réponse totale est conçue pour satisfaire artificiellement à la réponse du filtre cible avec une longueur plus courte que le filtre de type transversal conventionnel. La Figure 29 représente un exemple de la façon dont le filtre à TUDMR est conçu pour commander la direction et l'amplitude de la réflexion interne ainsi que l'amplitude de transduction.



IEC 792/12

Figure 28 – Une partie d'électrode à DART dans le filtre à TUDMR



IEC 793/12

Figure 29 – Distribution de réflexion interne et de détection à l'intérieur du filtre à TUDMR

La Figure 30 constitue un exemple de réponse de filtre relatif au filtre à TUDMR. Sa perte d'insertion est égale à 9 dB avec une fréquence centrale de 456 MHz et une largeur de bande passante de 7 MHz utilisant un substrat de LiTaO_3 d'angle de coupe X et de direction de propagation à 112° . Sa réponse en amplitude est indiquée à la Figure 30a et sa réponse en impulsion est représentée à la Figure 30b. La Figure 30b illustre très clairement que la réponse dans le domaine temporel du filtre à TUDMR n'est pas symétrique tel que l'est un type transversal normal et la réponse se prolonge à très long terme.

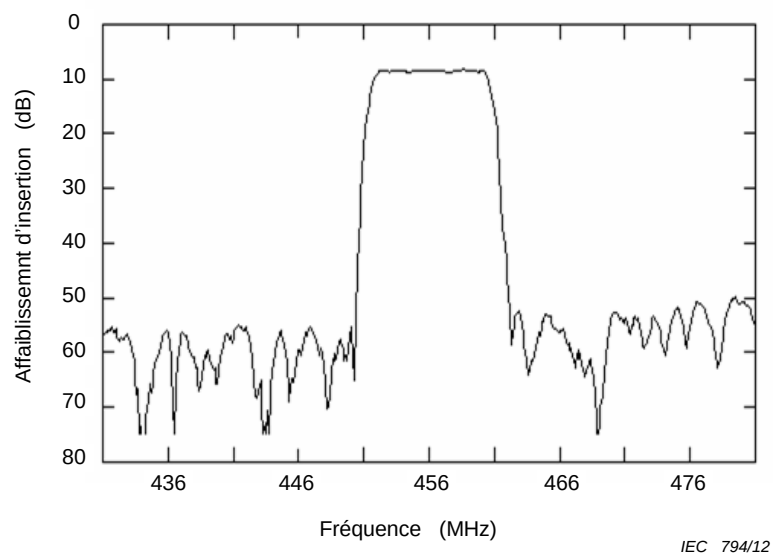


Figure 30a – Réponse en fréquence/ amplitude

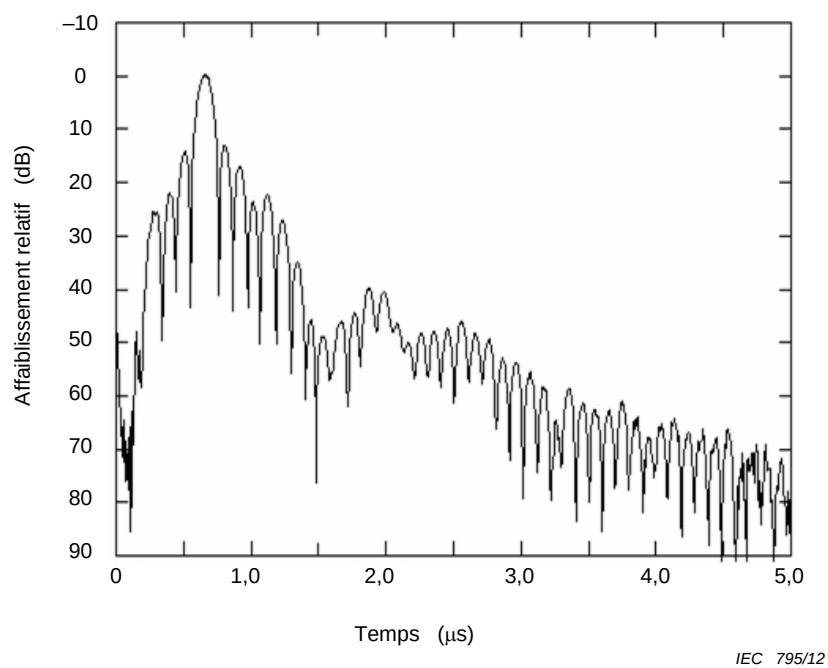


Figure 30b – Réponse dans le domaine temporel

Figure 30 – Réponses en fréquence et temporelle d'un filtre à TUDMR 456 MHz

5 Considérations générales sur les filtres à OAS à résonateurs

5.1 Classification des filtres à OAS à résonateurs

Les filtres à OAS à résonateurs deviennent rapidement populaires comme filtres à OAS à faible affaiblissement d'insertion pour les applications de communications mobiles en plus des filtres à OAS transversaux conventionnels. Les filtres à OAS à résonateurs peuvent facilement réaliser un faible affaiblissement d'insertion avec une taille plus petite que celle des filtres transversaux de même largeur de bande. La largeur de bande réalisable est cependant limitée par les matériaux du substrat, les méthodes de conception etc. et leurs caractéristiques d'amplitude et de phase ne peuvent pas être définies indépendamment. Il est souhaitable que les utilisateurs prennent en compte ces limitations pour l'utilisation des filtres à OAS à résonateurs. La présente norme explique les principes et les caractéristiques des filtres à OAS à résonateurs.

Divers types de filtres à OAS à résonateurs ont été proposés et ont été mis en application pratique. Fondamentalement, tous peuvent être représentés dans et près de la bande passante par des circuits résonants utilisant des éléments localisés d'inductance L , de capacité C et de résistance R . La différence entre divers filtres à résonateurs réside dans la manière dont les résonateurs de base sont reliés ensemble. Le concept des circuits résonants est très commun et peut être appliqué à d'autres filtres piézoélectriques comme les filtres à quartz. Il est utile de se référer à la CEI 60368-2-1 pour comprendre le concept de base.

En général, les filtres à OAS à résonateurs peuvent être classés en deux types. L'un est formé par les filtres en échelle et en treillis, qui sont constitués par des connexions, en échelle et en treillis, de multiples résonateurs à OAS à une porte qui correspondent à chaque bras résonant série des circuits équivalents. L'autre est formé par les filtres à résonateurs couplés et les filtres à résonateurs multi-TID. Ces filtres utilisent les modes multiples qui apparaissent simultanément dans une cavité unique et permettent de simplifier la structure du filtre.

Le concept et le circuit équivalent des filtres en échelle et en treillis sont identiques à ceux du filtre à quartz et la différence est l'utilisation du résonateur à OAS à une porte au lieu du résonateur à quartz. L'agencement pratique et les caractéristiques des filtres sont donnés en 5.2.

Les filtres à résonateurs couplés utilisent les résonances multimodes dans un résonateur à OAS unique et la région des résonances multiples correspond à sa bande passante. D'ailleurs ils peuvent être classés en types de mode transversal et de mode longitudinal au point des modes de résonance. Les filtres à résonateurs couplés de mode transversal utilisent habituellement les modes doubles qui se produisent transversalement à la direction de propagation de l'OAS. Leurs concept, circuit équivalent et caractéristiques de filtrage, sont très proches de ceux des filtres à quartz monolithiques. Du fait que les filtres à résonateurs couplés à mode longitudinal utilisent les modes résonnants qui se produisent le long de la direction de propagation de l'OAS, leurs couplages de mode sont plus forts que ceux du mode transversal, et en conséquence leur largeur de bande peut être plus grande que celle d'un filtre fonctionnant sur le mode transversal. L'agencement et les caractéristiques des filtres des deux types sont traités en 5.3.

Les filtres à résonateurs multi-TID se composent d'un certain nombre de paires de TID relativement petits, pour l'entrée et la sortie d'une ligne, alternant avec des réflecteurs en réseau, mis à l'extérieur des TID. Cette structure peut réaliser un fort couplage entre le TID d'entrée et le TID de sortie et utilise des modes résonnants multiples. Ce type est traité en 5.4.

Pour les filtres à OAS utilisant l'onde de type SH (Shear Horizontal: cisaillement horizontal), les bords du substrat peuvent se substituer aux réflecteurs en réseau et peuvent contribuer à la miniaturisation des filtres à OAS comme les résonateurs à OAS décrits en 5.1 de la CEI 61019-2:2005.

5.2 Filtres en échelle et en treillis

5.2.1 Structure de base

Deux sortes de résonateurs à OAS à une porte, ayant des fréquences de résonance légèrement différentes, sont conçues pour être connectées en circuit en échelle ou en treillis. Le filtre en treillis est utilisé plus particulièrement pour un circuit équilibré (symétrique).

a) Filtre en échelle

La Figure 31a montre un exemple de structure de filtre et la Figure 32a montre un exemple de circuit équivalent d'une demi-section de filtre en échelle en supposant les résistances négligeables. La demi-section de filtre se compose d'un résonateur dans le bras série (R1) et d'un résonateur dans le bras parallèle (R2). Le résonateur dans le bras série a une fréquence de résonance légèrement plus élevée que celle du résonateur du bras parallèle. Le résonateur a un TID entre deux réflecteurs. Les électrodes des résonateurs à OAS sont formées sur un substrat piézoélectrique représenté à la Figure 33. Les résonateurs R1' et R2' sont des résonateurs synthétisés. R1' a une capacité statique moitié de celle de R1, et R2' a deux fois la capacité statique de R2.

b) Type en treillis

Ce type de filtre comporte une paire de résonateurs à OAS dans les bras séries (R1) et une paire de résonateurs à OAS dans les bras parallèles (R2) électriquement couplés pour former un circuit en treillis représenté à la Figure 31b. La Figure 32b montre un circuit équivalent d'un filtre en treillis, en supposant les résistances négligeables. Le décalage de fréquence est choisi de sorte que la fréquence de résonance d'une paire de résonateurs coïncide approximativement avec les fréquences d'antirésonance de l'autre paire de résonateurs.

5.2.2 Principe de fonctionnement

a) Filtre en échelle

La Figure 34a montre les changements de X_s et B_p en fonction de la fréquence. Ici, la fréquence d'antirésonance (f_{ap}) d'un résonateur du bras parallèle est presque égale à la fréquence de résonance (f_{rs}) d'un résonateur dans le bras série. La constante de transfert image γ est exprimée avec X_s et B_p par l'équation suivante:

$$\tanh \gamma = \sqrt{B_p X_s / (B_p X_s - 1)} \quad (4)$$

où

X_s est la réactance série équivalente du résonateur;

B_p est une susceptance parallèle équivalente du résonateur.

Selon la théorie des filtres à paramètre image, un filtre présente une caractéristique de bande passante lorsque l'Equation (4) comporte un nombre imaginaire. Toutefois, il présente une caractéristique de bande atténuée lorsque l'Equation (4) comporte un nombre réel. Par conséquent, la condition de $0 < B_p X_s < 1$ donne la caractéristique en bande passante, et la condition de $B_p X_s > 1$ ou $B_p X_s < 0$ donne la caractéristique en bande atténuée comme illustré par la Figure 34a.

b) Type en treillis

La Figure 34b montre les changements de X_s et X_p en fonction de la fréquence. Dans cet exemple, la fréquence d'antirésonance (f_{as}) du bras série de la paire est presque égale à la fréquence de résonance (f_{rp}) du bras parallèle de la paire. La constante de transfert image γ est exprimée avec X_s et X_p par l'équation suivante:

$$\tanh(\gamma/2) = \sqrt{X_s / X_p} \quad (5)$$

Un filtre présente une caractéristique de bande passante lorsque l'Equation (5) comporte un nombre imaginaire. Toutefois, il présente une caractéristique de bande atténuée lorsque l'Equation (5) comporte un nombre réel. Par conséquent, la condition $X_s/X_p < 0$ donne la caractéristique en bande passante. La condition de $X_p > X_s$ ou $X_p < X_s$ donne la caractéristique en bande atténuée lorsque l'Equation (5) comporte un nombre réel. La condition $X_p = X_s$ donne l'affaiblissement d'insertion maximal comme illustré par la Figure 34b.

5.2.3 Caractéristiques des filtres en échelle et en treillis

La largeur de bande passante des filtres en échelle et en treillis est affectée par le matériau du substrat. Il est intéressant d'utiliser un matériau de substrat ayant un coefficient de couplage électromécanique élevé afin d'obtenir un filtre avec une large bande passante. L'affaiblissement d'insertion d'un filtre est déterminé par le facteur de qualité Q des résonateurs qui constituent le filtre. L'affaiblissement en bande atténuée est fondamentalement déterminé par le rapport de capacités d'un résonateur du bras parallèle à un résonateur du bras série et au nombre d'étages de connexions des résonateurs. Dans le cas d'un filtre en treillis, lorsque la capacité statique d'une paire de résonateurs d'un bras série ($R1$) est égale à la capacité statique d'une paire de résonateurs du bras parallèle ($R2$), comme indiqué à la Figure 31b, l'affaiblissement en bande atténuée devient maximal.

a) Filtre en échelle

Un exemple de filtre en échelle est un filtre RF qui a été conçu et fabriqué pour des terminaux de téléphones portables. Un film d'Al-Cu déposé par pulvérisation ionique pour les électrodes et un cristal de LiTaO_3 d'angle de coupe tourné à 36° Y, direction de propagation selon X pour le substrat piézoélectrique ont été utilisés. La Figure 35 montre la caractéristique de fréquence d'un filtre passe-bande à 1,5 GHz pour un système numérique. L'affaiblissement d'insertion minimal inférieur à 3 dB et le rapport d'onde stationnaire en tension inférieur à 2 ont été obtenus sans circuit d'adaptation externe.

b) Type en treillis

Un exemple de filtre en treillis est un filtre fonctionnant dans la gamme 1,5 GHz qui a été conçu et fabriqué en utilisant un substrat de quartz. L'affaiblissement d'insertion mesuré est de 3 dB, l'affaiblissement de la bande atténuée est plus de 35 dB et la largeur de bande à 3 dB est d'environ 1 MHz.

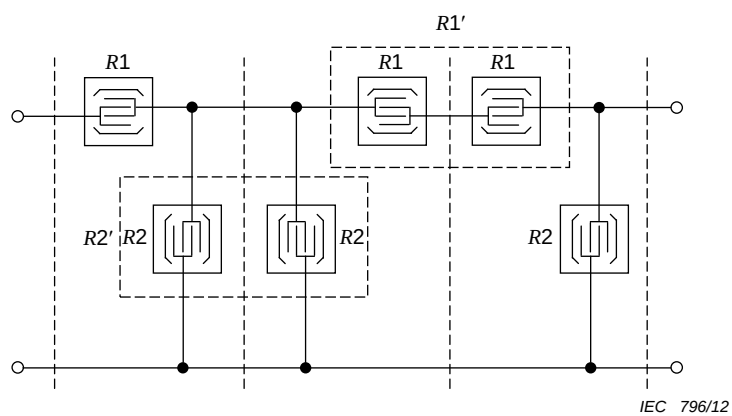


Figure 31a – Filtre en échelle

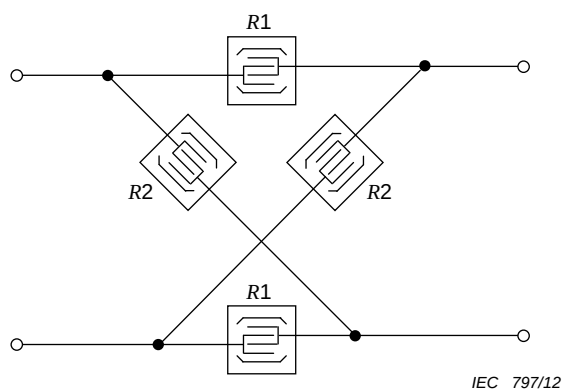


Figure 31b– Filtre en treillis

Figure 31 – Structures de filtres en échelle et en treillis

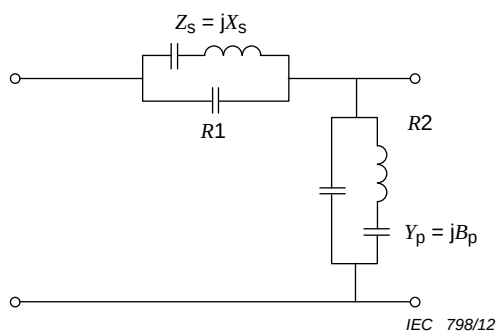


Figure 32a – Demi-section d'un filtre en échelle

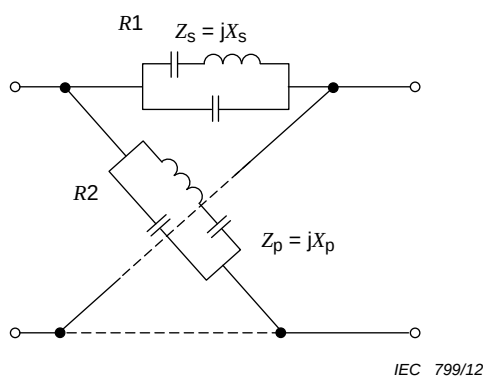


Figure 32b– Section complète d'un filtre en treillis

Figure 32 – Circuit équivalent de la section de base d'un filtre en échelle et d'un filtre en treillis

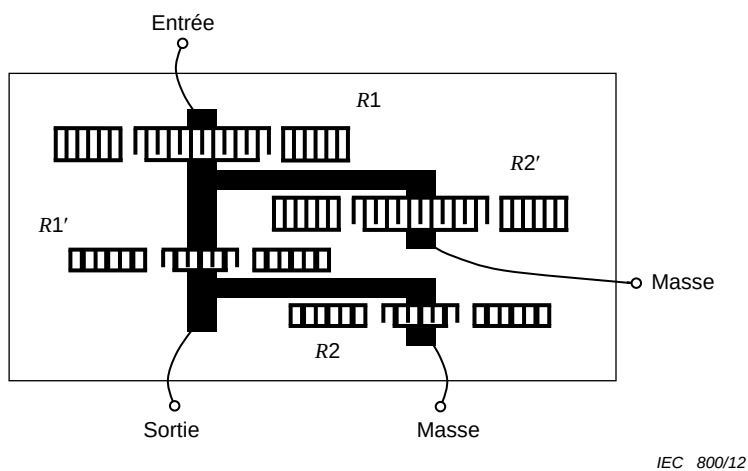


Figure 33 – Implantation d'un filtre en échelle

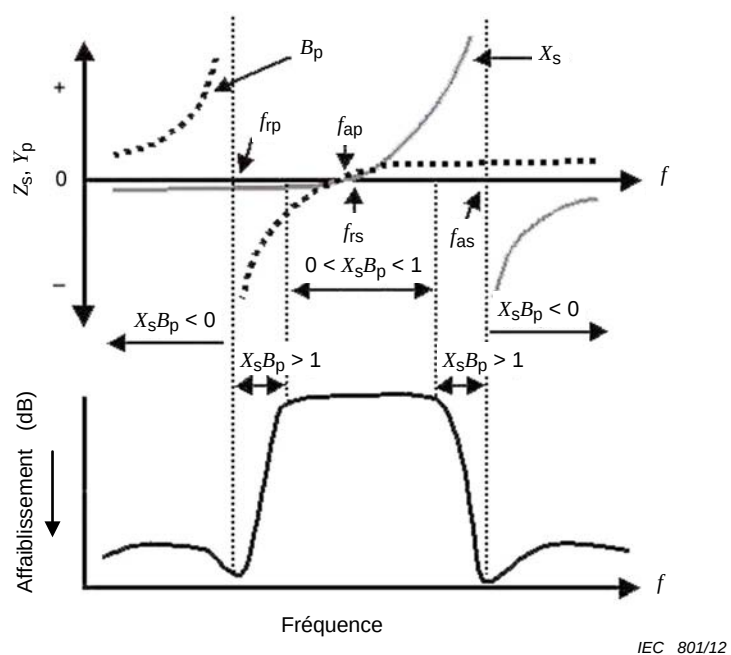


Figure 34a – Filtre en échelle

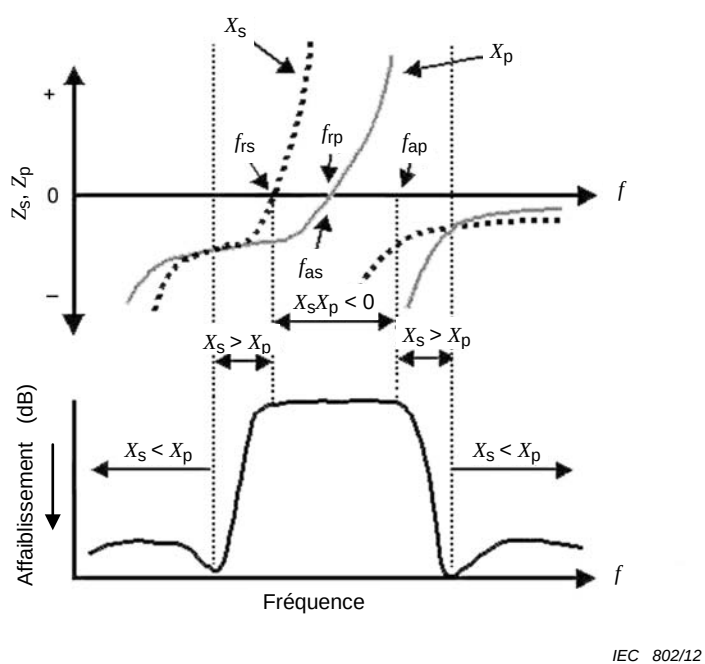


Figure 34b– Filtre en treillis

Figure 34 – Concept de base des filtres en échelle et en treillis

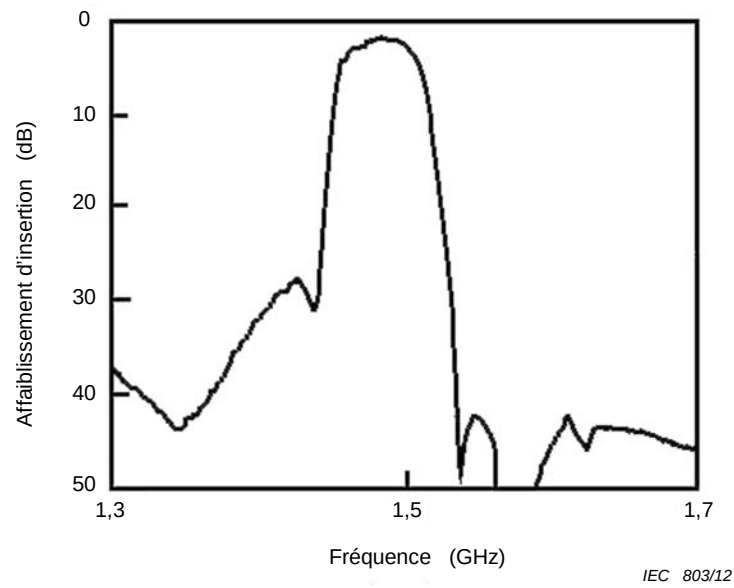


Figure 35a – Réponse dans la bande atténuée

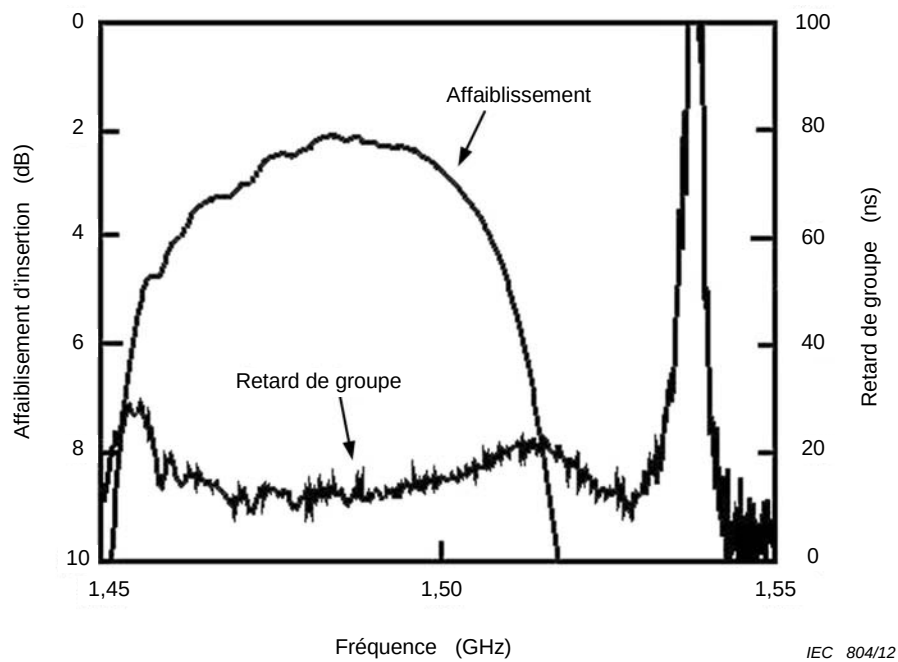


Figure 35b – Réponse en amplitude et en temps de retard de groupe dans la bande passante

Figure 35 – Caractéristiques typiques d'un filtre en échelle dans la gamme 1,5 GHz

5.3 Filtres à résonateurs couplés

5.3.1 Généralités

Le fonctionnement des filtres à résonateurs couplés est semblable à celui des filtres à cristaux monolithiques (FCM). Au moyen d'un couplage acoustique entre des résonateurs identiques, divers types de modes de résonance de différentes fréquences sont engendrés. Ils sont nommés: mode symétrique, mode antisymétrique ou modes d'ordres supérieurs. Comme ces modes de résonance ont différentes fréquences et des phases opposées, à condition que les charges terminales soient correctes, un filtre passe-bande est obtenu.

5.3.2 Type à couplage transversal

Dans le cas d'un filtre à couplage transversal avec deux résonateurs à une porte placés à proximité dans la direction transversale, comme illustré par la Figure 36a, le mode transversal d'ordre 0 (mode symétrique), qui a une distribution symétrique d'amplitude de l'OAS et le mode transversal du premier ordre (mode antisymétrique), qui a une distribution antisymétrique sont engendrés. La différence de fréquence est déterminée par la distance entre les deux résonateurs, l'ouverture des TID et le degré de piégeage d'énergie. La Figure 36b montre le circuit équivalent de ce filtre. La Figure 37 donne les caractéristiques typiques de transmission d'un filtre à couplage transversal. La largeur de bande de ce filtre est très étroite. Dans la plupart des cas, ce type de filtre utilise un matériau de substrat qui a des caractéristiques stables en température, tel que le quartz, pour conserver la bande passante à la fréquence spécifiée. Du point de vue de ses dimensions et malgré la largeur de bande très étroite, ce filtre est beaucoup plus petit que le filtre transversal dont la taille est dans la proportion inverse de la largeur de bande.

5.3.3 Type à couplage longitudinal

Dans le cas d'un filtre à résonateurs à couplage longitudinal avec deux TID disposés en série entre les réflecteurs en réseau, comme illustré par la Figure 38a, le mode de résonance d'ordre 0 (le mode symétrique) et le mode de résonance du premier ordre (mode antisymétrique) sont engendrés de manière similaire. D'une façon générale, la fréquence de résonance du mode longitudinal de l'ordre supérieur est inférieure à celle du mode de l'ordre inférieur. La différence de fréquence de ces deux modes est déterminée principalement par le nombre de doigts du TID et le degré de piégeage d'énergie. La Figure 38b montre une autre configuration de filtre double-mode utilisant les modes longitudinaux d'ordre 0 et du deuxième ordre. Comme la fréquence du mode du deuxième ordre est inférieure à celle du mode du 1er ordre, ce filtre a une bande passante plus large que celle du filtre précédent. La Figure 39 montre les caractéristiques typiques de transmission d'un filtre à résonateurs à couplage longitudinal. Ce filtre, qui a un couplage acoustique plus fort entre les TID, comporte une bande passante plus large que le filtre à couplage transversal. Comme la largeur de la bande passante du filtre à résonateurs couplés est limitée par le rapport de capacités du résonateur, il est nécessaire de réduire le rapport de capacités afin d'obtenir une bande passante plus large. Pour réduire le rapport de capacités des résonateurs, il est intéressant d'adopter un matériau de substrat avec un coefficient de couplage électromécanique élevé, tel que le LiTaO_3 ou le LiNbO_3 .

5.3.4 Autres caractéristiques des filtres à résonateurs couplés

L'affaiblissement d'insertion des deux types de filtres est déterminé par le facteur de qualité Q des résonateurs. Le facteur de qualité Q plus élevé conduit à abaisser l'affaiblissement d'insertion. Il y a divers types de réponses parasites dans ces filtres. Les principales sont provoquées par la configuration des TID et des réflecteurs telles que les modes de résonance d'ordre supérieur ou les réponses non harmoniques des TID et des réflecteurs eux-mêmes. Les autres modes sont provoqués par les différentes sortes d'ondes générées dans les TID ou converties à partir de l'OAS dans les TID et les réflecteurs ou au bord du substrat.

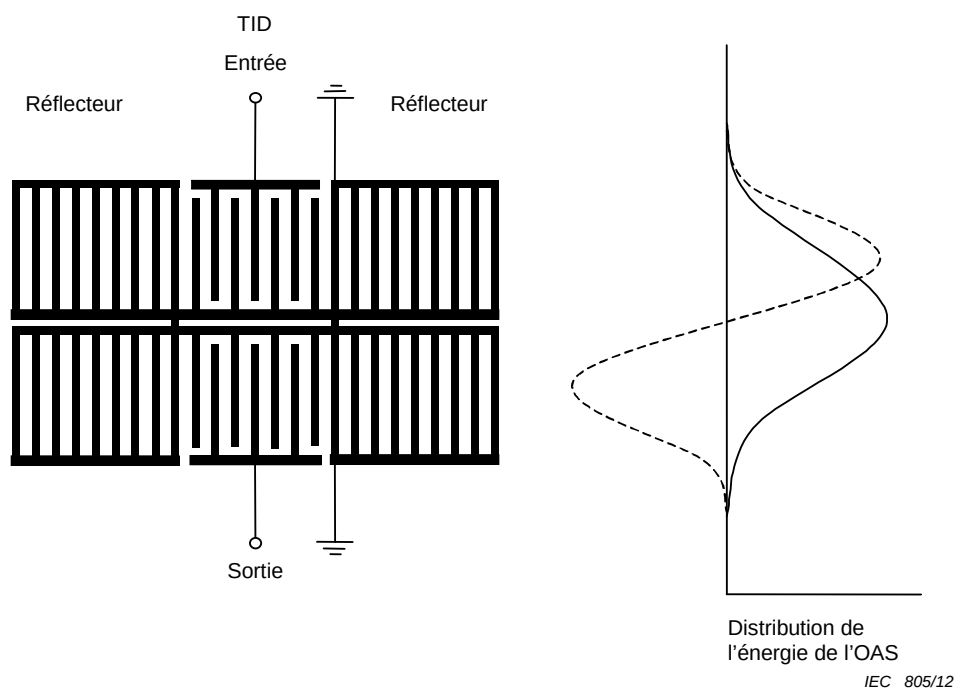


Figure 36a – Configuration de base et distribution d'énergie de l'OAS dans un filtre à résonateurs couplés transversalement

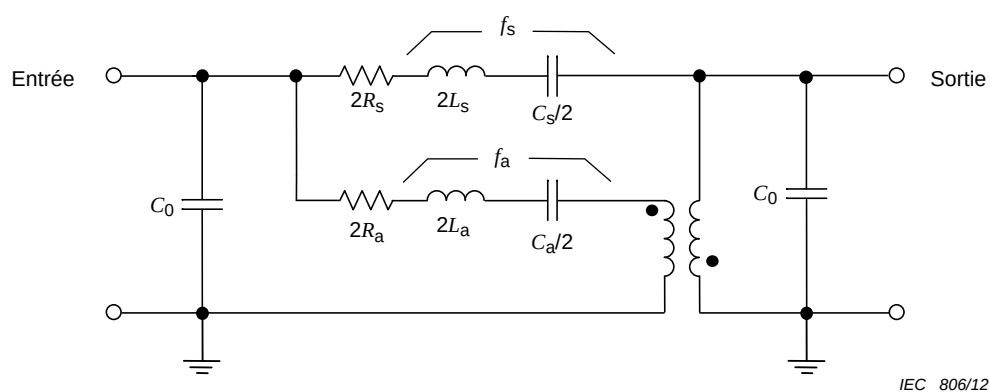


Figure 36b – Circuit équivalent d'un filtre à résonateurs couplés transversalement

Figure 36 – Distribution d'énergie de l'OAS et circuit équivalent d'un filtre à résonateurs couplés transversalement

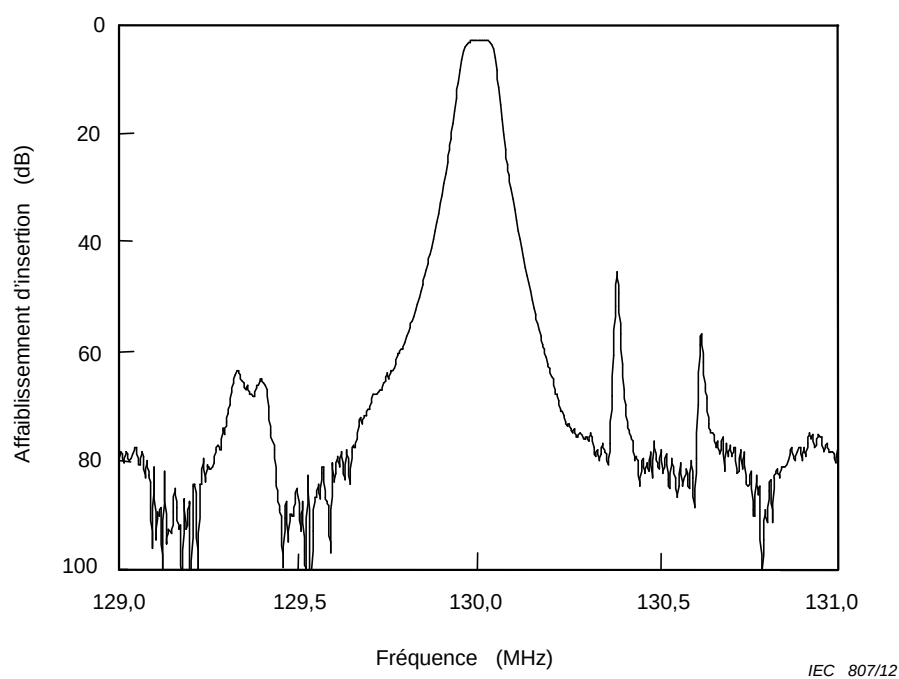


Figure 37a – Réponse dans la bande atténuée

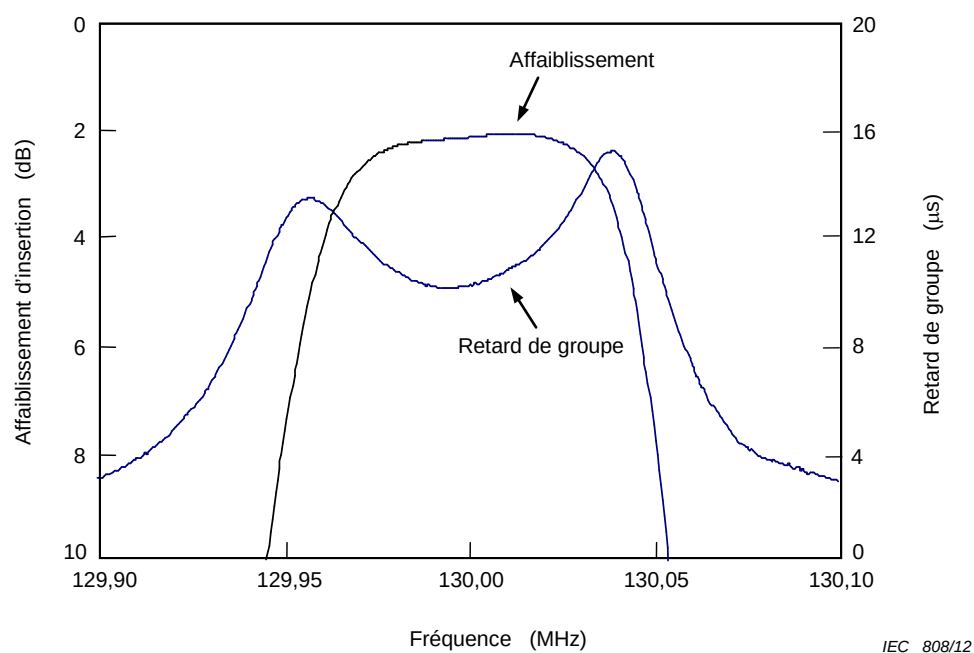


Figure 37b – Réponse en amplitude et en temps de retard de groupe dans la bande passante

**Figure 37 – Caractéristiques typiques d'un filtre
à résonateurs couplés transversalement**

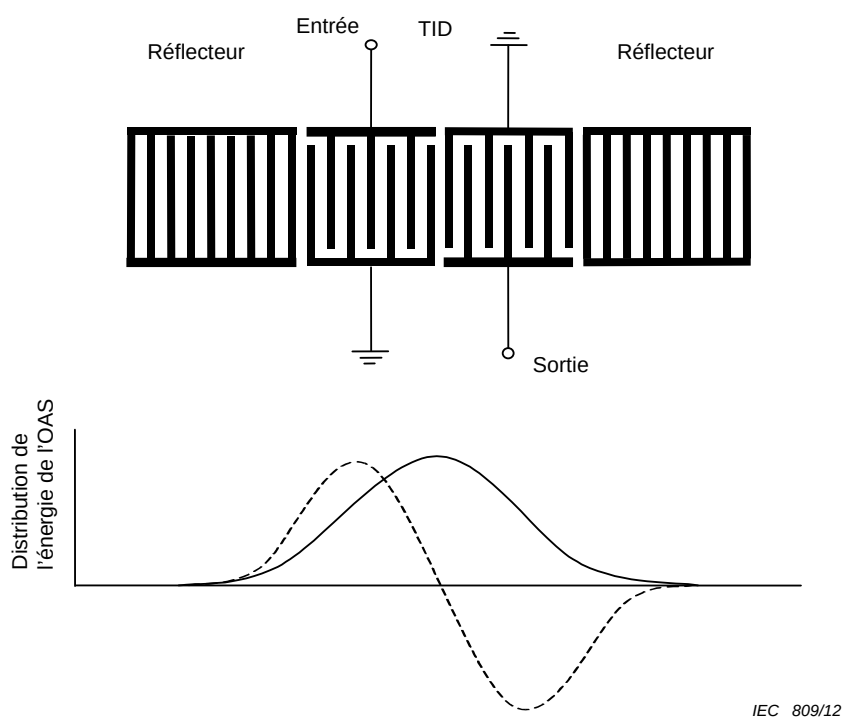


Figure 38a – Distribution de l'énergie de l'OAS dans un filtre à résonateurs couplés longitudinalement utilisant les modes d'ordre 0 et de 1er ordre

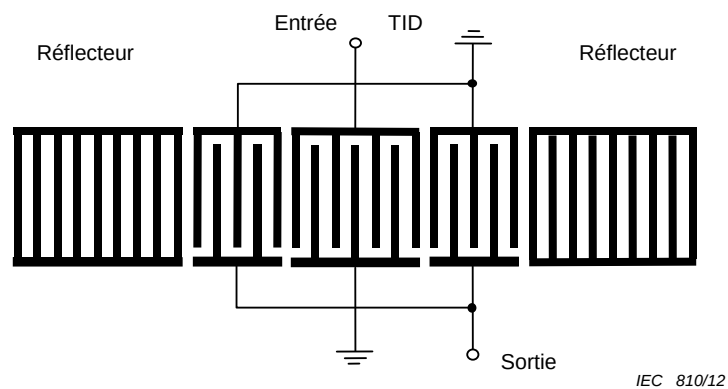


Figure 38b – Filtre à résonateurs utilisant les modes d'ordre 0 et de 2e ordre

Figure 38 – Configuration de base et distribution d'énergie de l'OAS d'un filtre à résonateurs couplés longitudinalement

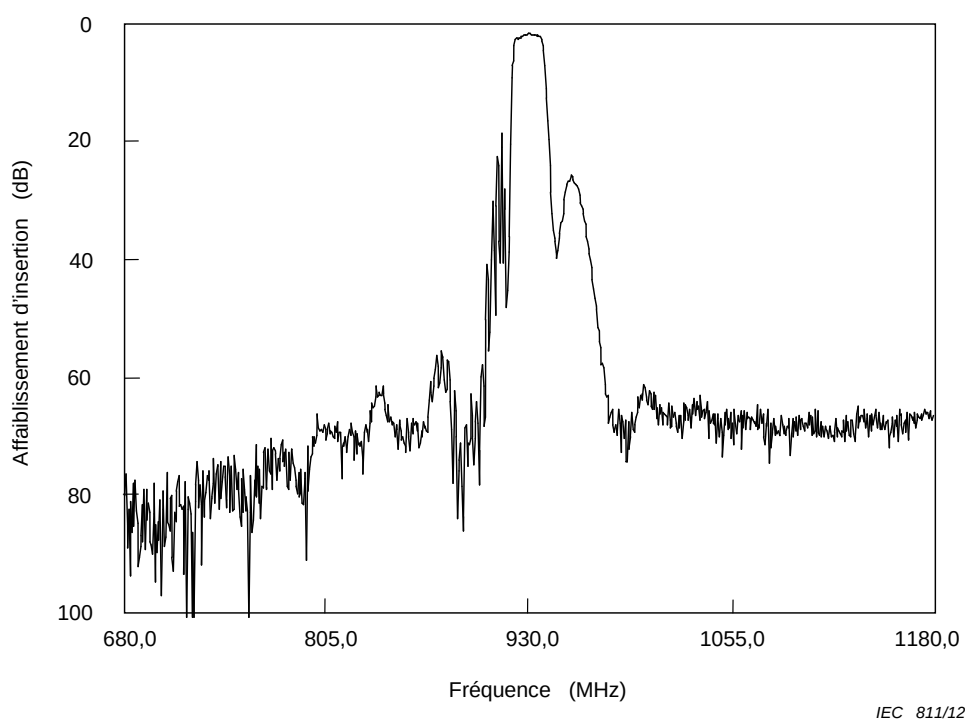


Figure 39a – Réponse dans la bande atténuée

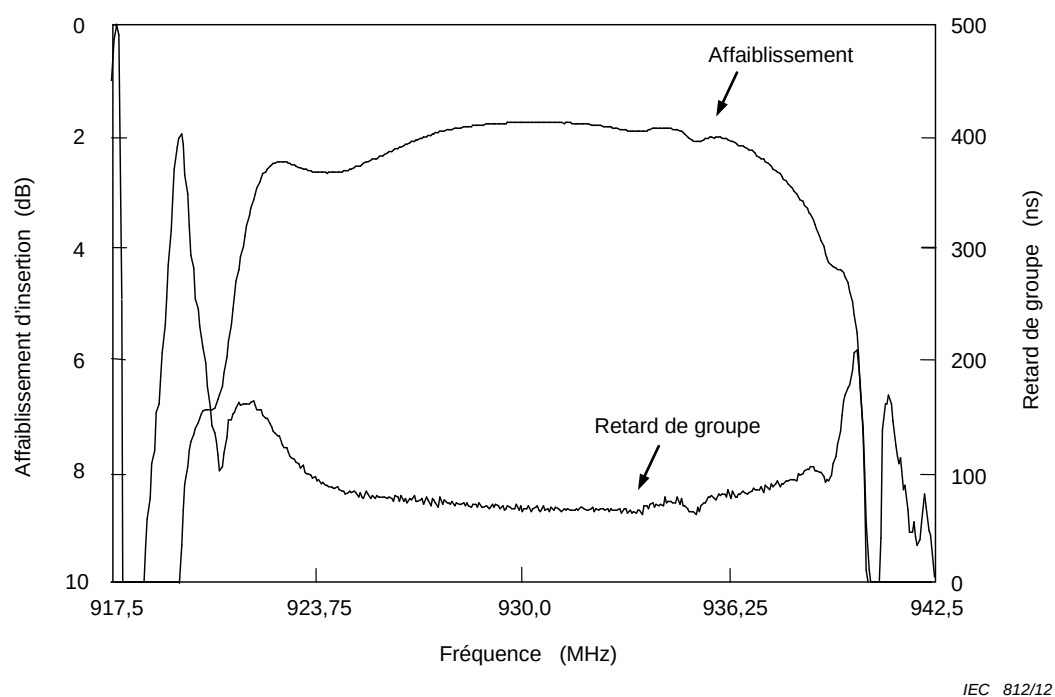


Figure 39b – Réponse en amplitude et en temps de retard de groupe dans la bande passante

**Figure 39 – Caractéristiques typiques d'un filtre
à résonateurs couplés longitudinalement**

5.3.5 Connexion symétrique

Dans les téléphones cellulaires, etc., les amplificateurs ou les mélangeurs utilisés sont souvent de type équilibré, en vue d'en réduire le bruit. Afin d'effectuer la connexion sans utiliser de circuit de conversion symétrique – non symétrique tel qu'un symétriseur, une borne symétrique est nécessaire même sur un filtre à OAS. Quoiqu'il soit difficile d'avoir une borne symétrique sur un type en échelle, en utilisant un filtre à résonateurs couplés, un type symétrique peut être aisément obtenu sans mettre à la masse chaque borne sur le TID.

Un type à couplage transversal, dont la structure est illustrée à la Figure 36a, divise ses électrodes communes de mise à la terre en entrée et sortie séparément, et il est configuré conformément à la Figure 40. La Figure 41 présente un exemple des caractéristiques de fréquences d'un type à couplage transversal. Ses caractéristiques sont analogues à celles d'un type non symétrique, mais il présente l'avantage d'assurer aisément l'affaiblissement. Un type à couplage longitudinal, dont la structure des électrodes est illustrée à la Figure 38b, peut également comporter des bornes symétriques sans mettre à la masse chaque borne sur le TID. Un type à couplage longitudinal qui fonctionne en modes longitudinaux d'ordre 0 et de deuxième ordre utilise, outre la configuration illustrée à la Figure 42a, une configuration qui réalise une sortie symétrique du TID des deux côtés conformément à la Figure 42b.

Pour la sortie symétrique, il est nécessaire que les amplitudes soient égales et que les phases soient différentes de 180° , de sorte que le TID et la forme de la barre de raccordement soient disposés de manière géométriquement symétrique. La Figure 43a représente un exemple des caractéristiques de fréquences du type à couplage longitudinal, tandis que la Figure 43b présente un exemple des caractéristiques de symétrie d'amplitude et de phase. La Figure 43c illustre un exemple de caractéristiques d'affaiblissement en bande atténuée sur une gamme à large bande, ce qui constitue l'avantage des filtres symétriques.

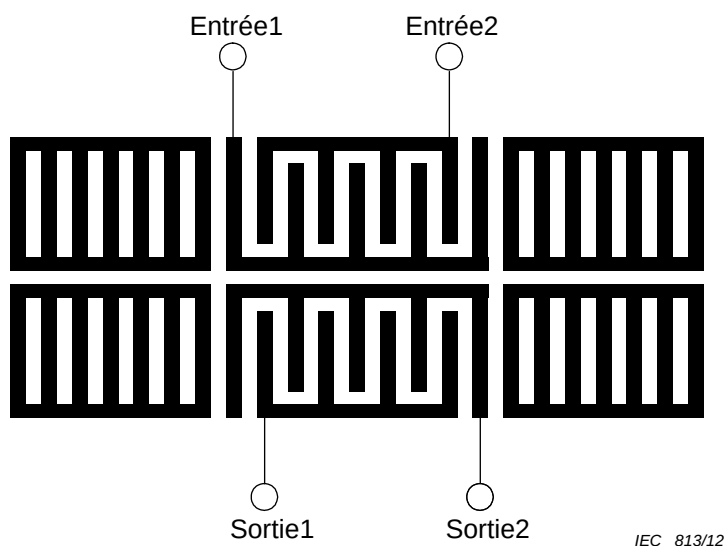


Figure 40 – Configuration d'un filtre à résonateurs couplés transversalement de type symétrique

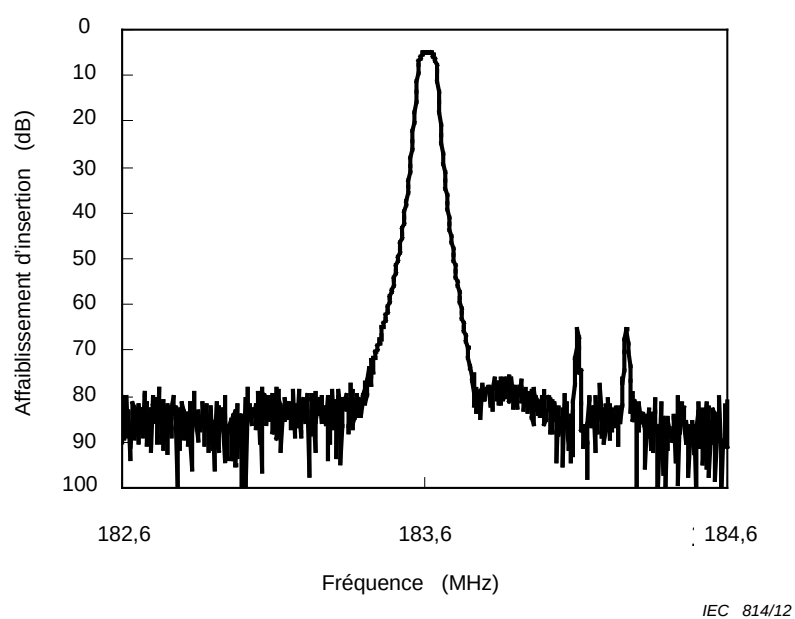
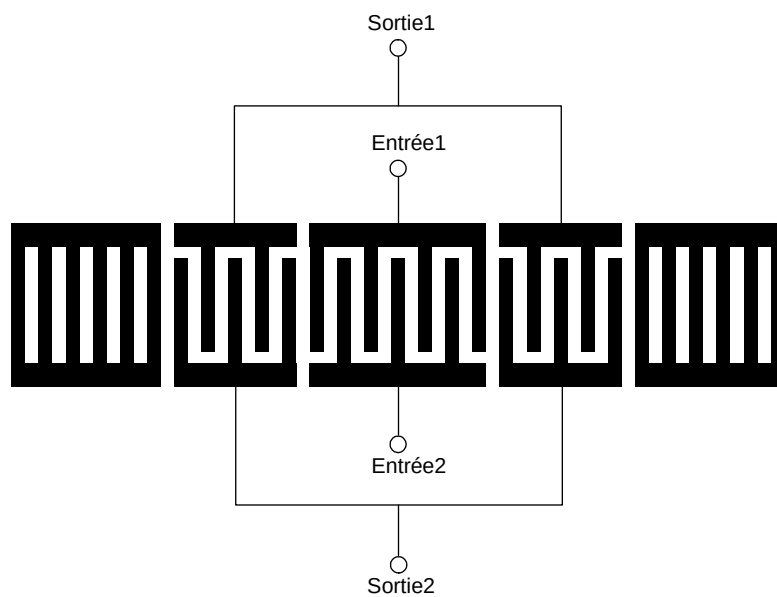
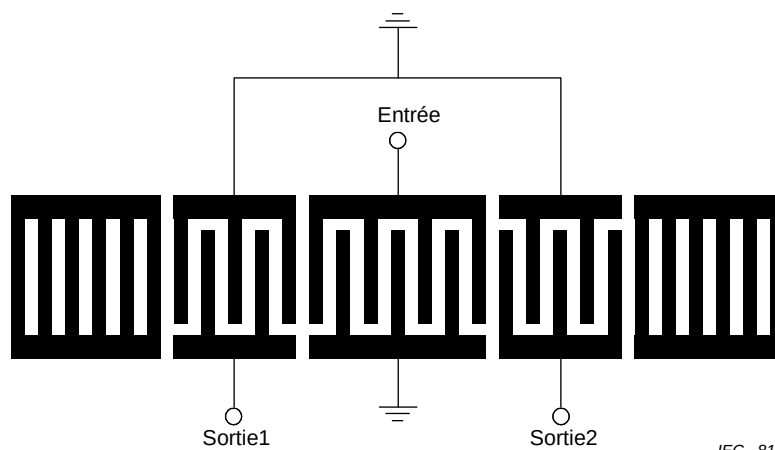


Figure 41 – Caractéristiques de fréquence d'un filtre à résonateurs couplés transversalement de type symétrique



IEC 815/12

Figure 42a – Configuration de base



IEC 816/12

Figure 42b – Autre configuration

Figure 42 – Configuration d'un filtre à résonateurs couplés longitudinalement de type symétrique

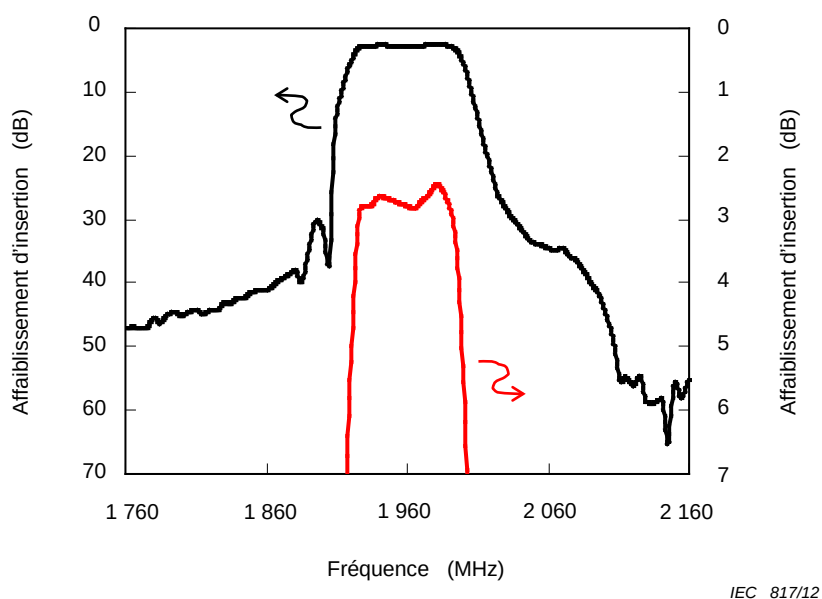


Figure 43a - Caractéristiques de fréquence

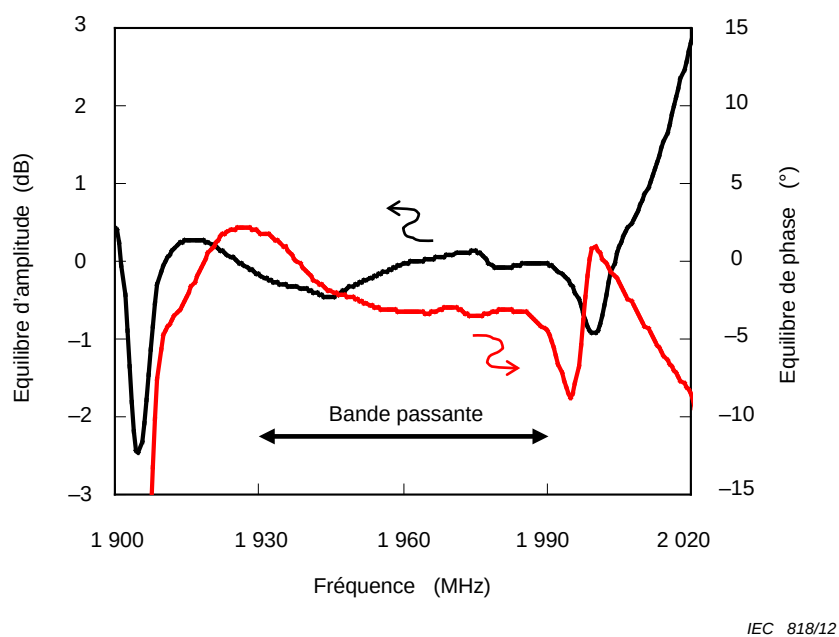


Figure 43b — Caractéristiques d'équilibre d'amplitude et de phase

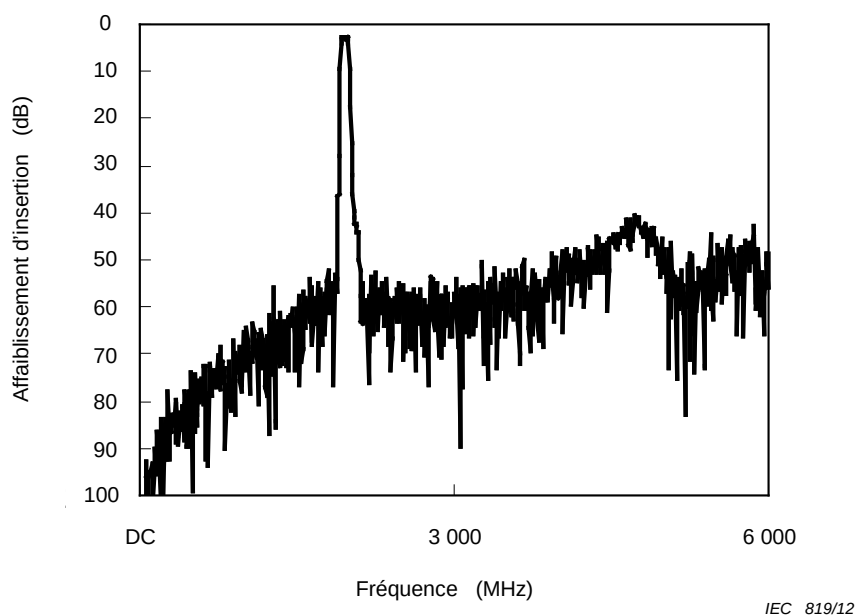


Figure 43c — Réponse dans la bande atténuée

Figure 43 – Caractéristiques typiques d'un filtre à résonateurs couplés longitudinalement de type symétrique

5.4 Filtres à résonateurs à multi-transducteurs interdigités (TIDI, multi-TID)

5.4.1 Configuration

Le filtre à multi-TID décrit en 4.3 présente une perte bidirectionnelle résiduelle due aux électrodes les plus externes. Pour réduire ces pertes résiduelles, plusieurs configurations sont proposées. L'exemple de la Figure 44 montre schématiquement un filtre à multi-TID équipé de réflecteurs en réseau de chaque côté de la configuration multi-TID. Une augmentation de l'affaiblissement hors bande compatible avec la réduction de pertes est requise.

5.4.2 Principe

Les réflecteurs en réseau montrés à la Figure 44 réfléchissent les OAS émises par les transducteurs les plus externes, réduisant de ce fait la perte bidirectionnelle résiduelle qui a lieu au niveau de ces derniers. Le changement dans l'emplacement et le nombre de paires de doigts des transducteurs peut causer une réduction des densités de flux de puissance d'OAS au niveau des transducteurs les plus externes, réduisant de ce fait les pertes.

5.4.3 Caractéristiques

Certains filtres récents à TIDI ont un affaiblissement d'insertion inférieur à des valeurs comprises entre 2 dB et 2,5 dB dans un circuit avec une résistance de 50 Ω sans élément d'adaptation externe, lorsque la largeur de bande partielle est convenable et lorsqu'un substrat monocristallin piézoélectrique avec le coefficient de couplage élevé est utilisé (par exemple un substrat de LiNbO_3 , d'angle de coupe 64° Y tourné direction de propagation X). Les caractéristiques de fréquence de ce type sont représentées à la Figure 45. Le filtre avec une configuration à trois transducteurs et des réflecteurs en réseau, faisant office de multi-TID, présente également un faible affaiblissement d'insertion, inférieur à 2 dB. Certaines variantes de configuration et méthodes d'optimisation pour la conception d'un filtre à TIDI sont traitées dans les ouvrages de référence scientifiques.

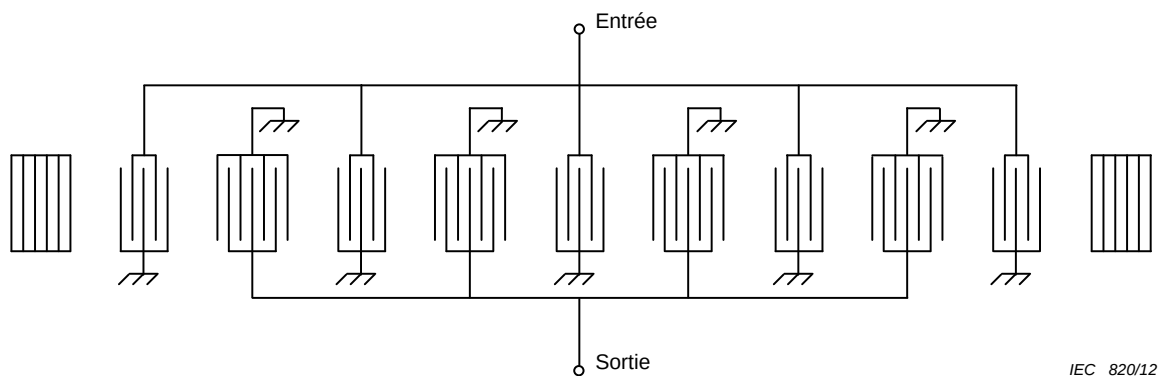


Figure 44 – Schéma d'un filtre à résonateurs multi-TID

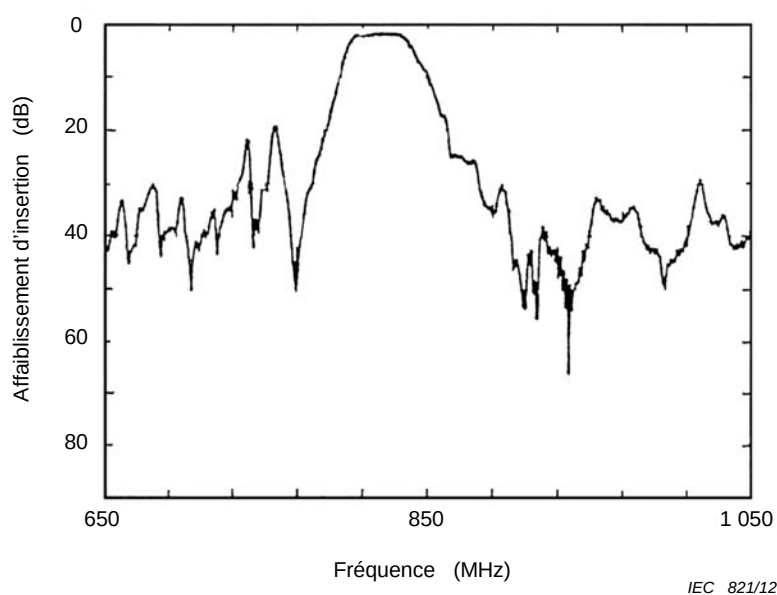


Figure 45 – Caractéristiques de fréquence d'un filtre à résonateurs multi-TID dans la gamme 820 MHz

6 Guide d'application

6.1 Matériaux des substrats et leurs caractéristiques

Différentes sortes de substrats piézoélectriques sont disponibles pour l'application dans les filtres à OAS. Les substrats piézoélectriques pour les filtres à OAS sont choisis en fonction de ce qui suit:

- vitesse de propagation (v_s);
- coefficient de couplage (k_s^2);
- coefficient de température-retard (CTR) ou coefficient de température-fréquence (CTF);
- permittivité relative (ϵ_r);
- pertes de propagation;
- reproductibilité, fiabilité et disponibilité;
- prix.

Les points a) à e) présentés ci-dessous sont des constantes concernant principalement les matériaux et les points f) et g) figurant ci-dessous sont des conditions dépendant non seulement des matériaux, mais aussi de techniques de fabrication des substrats. Plusieurs sortes de substrats ont été développées et sont utilisées.

Idéalement, il est souhaitable d'avoir un coefficient de couplage élevé et un coefficient de température égal à zéro. Pour l'instant, cela n'est pas possible, aussi des compromis de conception sont nécessaires. Il est nécessaire de choisir un substrat répondant aux spécifications exigées. Les relations entre les constantes du matériau et les caractéristiques du filtre sont décrites aux paragraphes suivants.

Le déplacement d'une OAS comprend trois composantes en direction de propagation: L(longitudinal), vertical au substrat: SV (cisaillement vertical, abréviation de l'anglais Shear Vertical) et direction perpendiculaire aux deux: SH (cisaillement horizontal, abréviation de l'anglais Shear Horizontal). L'onde de Rayleigh, qui constitue le premier mode connu, possède comme composantes prédominantes, L et SV. La composante prédominante de l'onde SH est le cisaillement horizontal.

Lorsqu'une couche à vitesse de propagation lente se forme sur un substrat, une sorte d'onde SH connue sous le nom d'onde de Love peut être présente. Les doigts d'électrode en métaux lourds des TID et des réflecteurs, tels que le cuivre et l'or, agissent de manière analogue avec une couche lente, en vue de rendre plus basse la vitesse effective.

Dans les structures en couche épaisse, il peut exister des modes de propagation dont l'énergie se concentre en région limite. Ces modes de limites comportent l'avantage qu'un espace creux ne leur est pas nécessaire pour les vibrations à la surface du substrat, en comparaison avec les modes d'OAS normaux.

a) Vitesse de propagation

La vitesse de propagation v_s (m/s) est un facteur important qui détermine la fréquence centrale f_0 (MHz) donnée approximativement par

$$f_0 = v_s / (2d)$$

où

d (μm) est la demi-période du TID, comme cela est représenté à la Figure 4.

Pour une fréquence centrale spécifiée, des vitesses plus faibles exigent une période entre doigts plus courte, d'où l'utilisation de substrats de plus petites dimensions. Une plus grande vitesse est souhaitable pour les filtres haute fréquence afin de rendre la fabrication du TID plus facile. La vitesse de propagation pour un substrat courant se situe habituellement dans une plage de 2 000 m/s à 5 000 m/s.

b) Coefficient de couplage

Le coefficient k_s^2 de couplage d'OAS est le rapport de transformation entre l'énergie électrique et l'énergie mécanique (OAS). Dans les filtres transversaux, l'affaiblissement d'insertion minimal et la largeur de bande relative maximale dépendent du coefficient de couplage. Ceci est traité en 6.2 et à la Figure 46. Lorsque le coefficient de couplage est suffisamment élevé, il est possible de réduire l'affaiblissement d'insertion et d'élargir la bande. Dans les filtres à résonateurs, le coefficient de couplage est le facteur principal qui détermine le rapport de capacités r . Lorsque le coefficient de couplage du substrat est assez grand, il est facile de concevoir un résonateur à OAS avec un faible rapport de capacité; par conséquent, il est possible d'augmenter la largeur de bande.

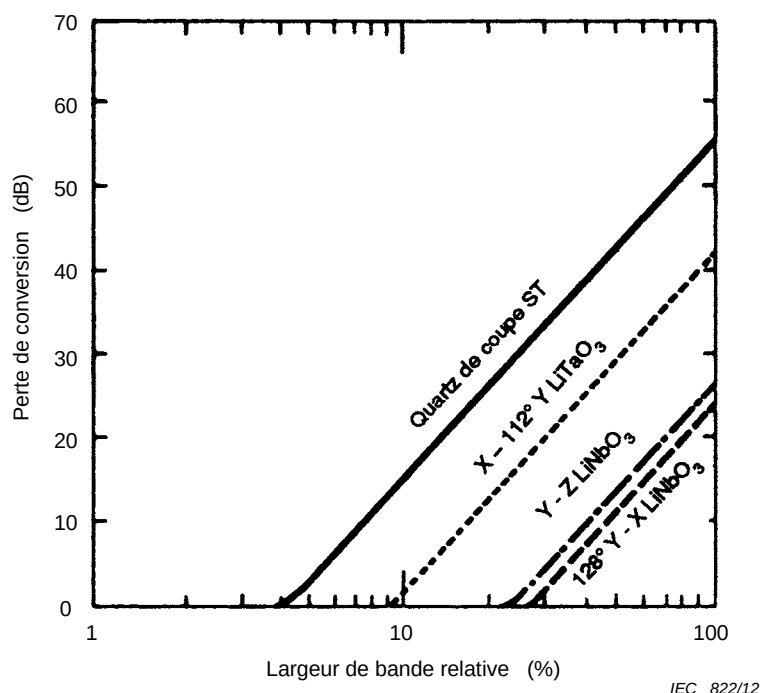


Figure 46 – Pertes de conversion théoriques minimales pour différents substrats

c) Coefficient de température

La réponse en fréquence d'un filtre change avec la température ambiante. Le problème majeur est le glissement de la fréquence centrale. La plupart des matériaux pour substrat présentent une dépendance linéaire en température du glissement de fréquence relative, plus précisément l'amplitude du glissement de la fréquence relative est pratiquement égale au produit du coefficient température-fréquence par la variation de température. Le coefficient température-fréquence (CTF) est quasiment similaire en valeur mais opposé en polarité au coefficient de température-retard (CTR). Le quartz d'angle de coupe Y (autour de la coupe ST), $\text{Li}_2\text{B}_4\text{O}_7$ et certaines couches minces de ZnO sur verre ont un CTF zéro à une certaine température.

d) Permittivité relative

La permittivité d'un matériau piézoélectrique est un tenseur symétrique de deuxième ordre.

Dans le cas d'un TID courant dont le rapport ligne (métallisation) à espace est de 1:1, la capacité statique du TID, C_T , est approximativement exprimée comme

$$C_T = w N (1 + \varepsilon_r) \varepsilon_0$$

où

w est l'ouverture du TID;

N est le nombre de paires de doigts;

ε_r est la permittivité relative du substrat;

ε_0 est la permittivité du vide.

Les distributions de champ électrique sont complexes; par conséquent, une permittivité relative effective ε_r , définie par $\sqrt{\varepsilon_{11}\varepsilon_{33} - \varepsilon_{13}^2}$, est généralement utilisée. Les permittivités ε_{11} , ε_{33} et ε_{13} sont les composantes du tenseur du matériau. Une valeur élevée de permittivité donne lieu, à l'évidence, à une capacité statique élevée. Les valeurs de ε_r de substrats typiques sont données dans les Tableaux 1, 2 et 3.

e) Perte de propagation

Trois facteurs sont liés à l'affaiblissement d'insertion. Ce sont la perte de propagation, la perte de guidage du faisceau et la perte de charge dans l'air. La perte de propagation dépend du matériau et du traitement de la surface du substrat. Dans le cas des substrats monocristallins à haut couplage, bien polis, la perte de propagation est habituellement inférieure à 1 dB/μs à la fréquence de 1 GHz.

La perte de propagation est proportionnelle au carré de la fréquence. La perte de guidage du faisceau a lieu lorsque la direction du vecteur de vitesse de phase est différente de la direction du vecteur de flux d'énergie acoustique. En général, l'orientation du substrat est déterminée de façon que les deux directions susmentionnées coïncident. La perte de charge dans l'air est causée par l'émission des ondes acoustiques dans l'air et cette perte est proportionnelle à la fréquence. Cette perte est peu importante en comparaison des autres pertes.

f) Matériaux monocristallins typiques

Les propriétés des substrats monocristallins sont gouvernées par l'angle de coupe et par la direction de propagation d'OAS à cause de l'anisotropie du cristal. Les monocristaux sont avantageux pour leur reproductibilité, leur fiabilité et leur faible perte de propagation. Cependant, il est encore difficile d'obtenir un matériau satisfaisant simultanément à un coefficient de couplage élevé et à un faible coefficient de température. Les cristaux typiques et leurs angles de coupe recommandés pour les filtres à OAS sont donnés dans le Tableau 1 avec leurs constantes de matériau. Pour le duplexeur et le filtre RF à faible perte, un substrat de LiTaO₃ d'angle de coupe Y tourné à environ 36° est largement utilisé en l'état actuel.

Depuis peu, on tente d'utiliser des substrats monocristallins comportant un coefficient de couplage élevé, tel que le LiTaO₃ et le LiNbO₃ avec couche mince diélectrique, comme le SiO₂ qui comporte un coefficient de température opposé, et il est prévu d'atteindre un dispositif avec un coefficient de couplage élevé et un coefficient de température faible. Par exemple, on utilise l'angle de coupe du substrat piézoélectrique proche de celui du LiNbO₃ d'angle de coupe Y tourné à 15°.

De nombreux types de coefficients de couplage, de coefficients de température et de vitesses de propagation sont permis de par le choix d'une bonne combinaison de matériau diélectrique, de matériau de TID, de l'épaisseur de ceux-ci, de l'angle de coupe du piézoélectrique et de la direction de propagation.

g) Matériaux en couches minces typiques

Il existe de nombreuses combinaisons de matériaux en couches minces, d'embases et de structures dans les filtres à OAS à couches minces. Par un choix convenable des combinaisons et une conception adaptée, il est possible d'améliorer le coefficient de couplage, le coefficient de température et les autres propriétés. Le coefficient de température global peut être amélioré en utilisant un substrat dont le coefficient de température a une polarité opposée à celle de la couche mince. Certaines combinaisons présentent un coefficient de température-fréquence (CTF) zéro à une certaine température. L'oxyde de zinc polycristallin (ZnO) est habituellement utilisé comme matériau pour couche mince à cause de son couplage électromécanique élevé. Des couches monocristallines ont également été développées pour l'utilisation dans les gammes des hautes fréquences. Les combinaisons typiques sont énoncées dans le Tableau 2.

h) Matériaux céramiques typiques

L'avantage des matériaux céramiques réside dans le fait que différentes caractéristiques peuvent être améliorées par sélection de la composition du matériau. Ils présentent un coefficient de couplage relativement élevé. Les céramiques sont composées de petits grains cristallins, mais du fait que le diamètre de ces grains est d'environ quelques microns, les pertes de propagation sont très élevées dans la gamme des hautes fréquences, par exemple >100 MHz. Les données typiques pour les céramiques sont énumérées dans le Tableau 3.

Tableau 1 – Propriétés de matériaux types pour substrats monocristallins

Matériaux	Angle de coupe	Direction de propagation	Vitesse v_s	Coefficient de couplage k_s^2	Coefficient de température		Permittivité relative ϵ_r
	Degrés	Degrés	m/s	%	$10^{-6}/K$	$10^{-9}/K^2$	
ST-quartz	42,75° Y	X	3 157	0,16	0	-34	4,5
LST-quartz	-75° Y	X	3 960	0,11	9	(3ème ordre)	4,5
LiNbO ₃	Y	Z	3 488	4,82	-94	–	36,7
LiNbO ₃	128° Y	X	4 000	5,56	-74	–	39,1
LiNbO ₃	64° Y	X	4 742	11,3	-79	–	37,4
LiNbO ₃	41° Y	X	4 792	17,2	-50	–	40,6
LiTaO ₃	X	112° Y	3 295	0,64	-18	–	44,0
LiTaO ₃	36° Y	X	4 178	4,8	-33	–	48,3
Li ₂ B ₄ O ₇	45° X	Z	3 401	1,0	0	-270	9,6
La ₃ Ga ₅ SiO ₁₄	50° Y	25° X	2762	0,38	0	-80	27,3

Tableau 2 – Propriétés de matériaux types pour substrats à couche mince

Matériaux en couche mince et de base et structure	Vitesse v_s	Coefficient de couplage k_s^2	Coefficient de température	Permittivité relative ϵ_r
	m/s	%	$10^{-6}/K$	
p-ZnO/TID/embase de verre	2 576	1,4	-11	10,8
Métallique/p-ZnO/TID/embase de verre	3 200	0,8	-7	10
TID/m-ZnO/embase de saphir	5 500	3,4	-35	10

NOTE p et m représentent respectivement les couches polycristallines et les couches monocristallines. Les embases de verre sont en verre borosilicate.

Tableau 3 – Propriétés de matériaux typiques pour substrats en céramique

Composition des matériaux	Vitesse v_s	Coefficient de couplage k_s^2	Coefficient de température	Permittivité relative ϵ_r
	m/s	%	$10^{-6} / K$	
Pb(Sn _{1/2} Sb _{1/2})O ₃ -PbTiO ₃ -PbZrO ₃	2 420	2,4	-38	270
0,1Pb(Mn _{1/3} Nb _{2/3})O ₃ -0,9Pb(Zr _{0,74} Ti _{0,26})O ₃	2 430	2,9	-17	460

6.2 Application dans les circuits électroniques

Les caractéristiques d'un filtre à OAS sont aussi déterminées par les réseaux d'adaptation et les circuits extérieurs. Pour obtenir un comportement satisfaisant, certaines précautions doivent être prises.

a) Affaiblissement d'insertion

L'affaiblissement d'insertion des filtres à OAS est principalement dû à la perte de conversion des transducteurs, aux pertes ohmiques des électrodes métalliques dans le TID, à la perte de propagation acoustique, à la perte de conversion de mode d'onde en volume, aux pertes par fuites de courant à partir des bords des réflecteurs, à la perte due

à la propagation bidirectionnelle et à la perte d'apodisation. En pratique, dans le cas de filtre bidirectionnel à TID, la perte de conversion et la perte bidirectionnelle contribuent habituellement et principalement à l'affaiblissement d'insertion.

La perte de conversion d'un TID dépend de l'adaptation d'impédance entre le TID et les circuits extérieurs. Conformément au modèle de circuit équivalent, l'impédance d'un TID de filtres à OAS transversaux est capacitive. La perte de conversion peut être minimisée en adaptant les impédances avec des bobines accordées sur la fréquence centrale du filtre à OAS. Les pertes de conversion peuvent être négligées, lorsque l'adaptation d'impédance est pleinement réalisée, c'est-à-dire dans la situation décrite par la relation suivante:

$$k_s^2 > (\pi / 4) (\Delta f / f_0)^2$$

où

k_s^2 et $\Delta f / f_0$ représentent respectivement le coefficient de couplage et la largeur de bande relative.

Par ailleurs, lorsque

$$k_s^2 < (\pi / 4) (\Delta f / f_0)^2$$

la perte de conversion minimale qui peut être atteinte est limitée et la perte de conversion minimale est inversement proportionnelle à k_s^2 . La Figure 46 donne les pertes de conversion minimales théoriques pour les différents substrats.

Pour réduire la perte bidirectionnelle de 6 dB, la structure comportant trois TID est disponible. Les transducteurs de sortie de droite et de gauche sont électriquement connectés en parallèle de telle sorte que la perte soit diminuée de 3 dB. Un TID unidirectionnel idéal peut présenter une perte bidirectionnelle égale à zéro.

b) Bruits et autres problèmes dans les circuits des applications

Les affaiblissements d'insertion des filtres bidirectionnels à TID ordinaires sont habituellement supérieurs à ceux des filtres LC classiques. Lorsque les filtres LC classiques sont remplacés par les filtres à OAS, un amplificateur additionnel ayant un gain approprié peut être nécessaire pour compenser l'affaiblissement d'insertion additionnel. Il y a deux sortes d'amplificateurs: le préamplificateur et le post-amplificateur, relativement à la position du filtre à OAS. Tous les deux ont des avantages et des désavantages qui devront être nécessairement pris en considération par les utilisateurs et par les constructeurs de circuit. Les considérations données ci-après peuvent les aider.

Dans le cas du préamplificateur, du fait qu'il amplifie le signal à l'entrée du système, le signal devient tellement fort que la non-linéarité dans l'amplificateur peut provoquer des interférences de transmodulation et/ou d'intermodulation. Pour réduire ces interférences, une boucle de réaction négative peut être appliquée au préamplificateur. Il est préférable de maintenir le gain aussi faible que possible. Dans le cas du post-amplificateur, le problème d'interférence est résolu. Le facteur de bruit d'un système tout entier, qui utilise un post-amplificateur, peut être aggravé par l'affaiblissement d'insertion élevé du filtre à OAS. Si le signal d'entrée est atténué dans le filtre à OAS, le bruit du post-amplificateur dégrade le bruit du système. Une adaptation d'impédance précise est l'un des moyens les plus simples pour diminuer le bruit du système, parce qu'elle diminue la perte de conversion du filtre à OAS. Il est recommandé de prévoir des amplificateurs dans les étages d'entrée, avec un gain suffisant en rapport avec le facteur de bruit du système et avec une linéarité suffisante pour éviter les phénomènes de transmodulation et d'intermodulation.

c) Echo de triple transit (ETT) dans un filtre à OAS transversal

L'ETT est l'un des signaux indésirables causés par les réflexions acoustiques multiples entre le transducteur d'entrée et le transducteur de sortie. Ce signal a un retard égal à 2τ

par rapport au signal principal, où t est le retard du signal principal entre les transducteurs. Comme le montre la Figure 48, l'ETT provoque une ondulation de période égale à $1/(2t)$ en amplitude et en retard de groupe dans la bande passante du filtre à OAS. Un ETT atténué de 40 dB sous le signal principal provoque une ondulation en amplitude approximativement égale à $\pm 0,1$ dB et une distorsion du retard de groupe de $\pm 0,02t$. Puisque l'ETT arrive à la sortie avec un retard sur le signal principal, l'image sur l'écran d'un récepteur de télévision équipé d'un filtre à OAS dans la chaîne de fréquence intermédiaire vidéo présente une image "fantôme" (image dédoublée).

L'ETT est dû à une régénération électrique de l'OAS au niveau du TID. Pour réduire la régénération, il est généralement efficace d'augmenter les impédances de charge et d'augmenter la perte de conversion du TID. L'amélioration de la suppression des ETT peut être évaluée comme le double de l'augmentation de l'affaiblissement d'insertion en décibels. Pour supprimer l'ETT dû à la régénération, il convient que l'impédance de charge soit largement supérieure à l'impédance du TID. Dans le cas où l'affaiblissement d'insertion est compensé par un amplificateur avant le filtre, il convient que l'impédance de sortie de l'amplificateur soit aussi grande que possible.

Tant que l'on utilisera des transducteurs bidirectionnels ordinaires dans un filtre à OAS, il y aura toujours des problèmes d'ETT. Un filtre à TID unidirectionnel et un filtre à multi-TID sont capables, simultanément, de diminuer l'affaiblissement d'insertion et de supprimer l'ETT. Ces filtres à OAS sont conçus pour être utilisés avec des conditions d'adaptation d'impédance spécifiques et les désadaptations d'impédance augmentent l'ETT et l'affaiblissement d'insertion.

6.3 Utilisation pratique et limitations

La relation entre la largeur de bande relative et l'affaiblissement d'insertion pour chaque type de filtre à OAS avec la largeur de bande des filtres à OAS utilisés dans les systèmes courants de télécommunication est donnée à la Figure 47, en tant que concept général. Du fait que les filtres à OAS utilisent une structure mécanique complexe, de nombreuses réponses indésirables autres que l'ETT peuvent perturber leurs caractéristiques. Ces réponses indésirables doivent être éliminées ou atténuées au-dessous d'un certain niveau. Dans l'utilisation pratique, il convient aussi de considérer la stabilité à long terme.

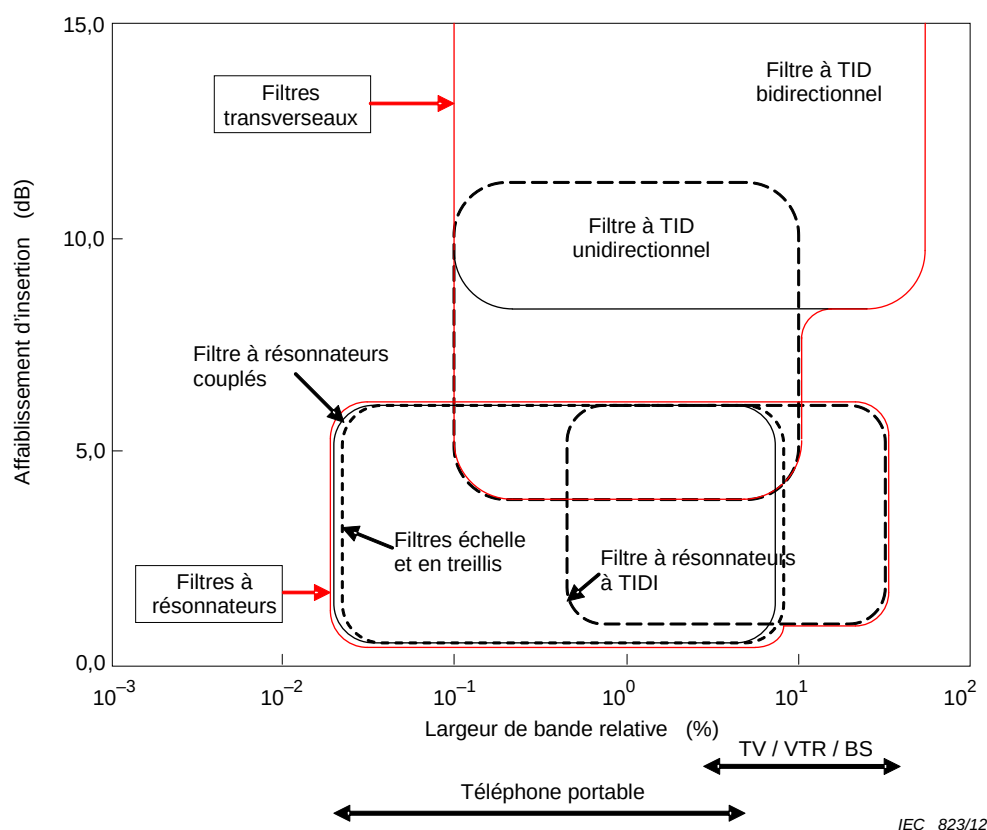


Figure 47 – Relation entre la largeur de bande relative et l'affaiblissement d'insertion de divers types de filtre à OAS et leurs largeurs de bande réalisables pour des applications typiques

a) Signaux de réponse harmonique

Les signaux de réponse harmonique sont excités dans un filtre à OAS comme dans un filtre piézoélectrique; ils perturbent les caractéristiques de la bande atténuée. Le niveau parasite du signal de réponse harmonique dans un filtre à OAS dépend du rapport de métallisation et de la configuration des électrodes.

b) Signaux des ondes de volume

Les signaux des ondes de volume sont générés au niveau du TID d'entrée de la même manière que l'OAS et ils sont détectés au niveau du TID de sortie après réflexion sur la base du substrat ou directement, s'ils se propagent dans le substrat près de la surface. Du fait qu'ils se déplacent plus vite que l'OAS, ils affectent l'affaiblissement dans la bande atténuée dans la région des hautes fréquences de la bande passante. Pour éliminer ces signaux, il est recommandé de rendre rugueuse la base du substrat et/ou de déposer un coupleur multibande entre les transducteurs d'entrée et de sortie.

c) Signaux de couplage direct

Les signaux de couplage direct suivent un trajet direct entre les circuits d'entrée et ceux de sortie par suite du couplage électrostatique ou électromagnétique et de ce fait apparaissent à la borne de sortie dès que la tension d'entrée est appliquée. Ils provoquent des ondulations dans la bande passante comme l'ETT, ainsi que le montre la Figure 48, mais la période de fréquence (δf) est égale à $1/t$, qui est deux fois plus longue que celle de l'ETT, où t est le retard des signaux principaux. Parfois, ils comblent les creux (puits d'atténuation) dans la bande atténuée et dégradent les caractéristiques de cette bande. Pour réduire ces effets, une électrode écran est souvent placée entre les transducteurs d'entrée et de sortie.

d) Réflexions sur les bords du substrat

De telles réflexions entraînent des ondulations dans la bande passante, mais elles peuvent être facilement réduites par l'inclinaison des bords du substrat et par la mise en place d'un absorbant sur le substrat.

e) Caractéristique de vieillissement

Les filtres à OAS possèdent une excellente stabilité à long terme, autant que les filtres à ondes acoustiques de volume. Le taux de vieillissement à long terme dépend du niveau du niveau d'entrée sur le filtre à OAS, de la méthode de montage du substrat, de l'atmosphère dans laquelle est placé le substrat, etc. Des boîtiers hermétiques sont généralement utilisés pour les filtres à largeur de bande passante étroite et les filtres à faible affaiblissement d'insertion.

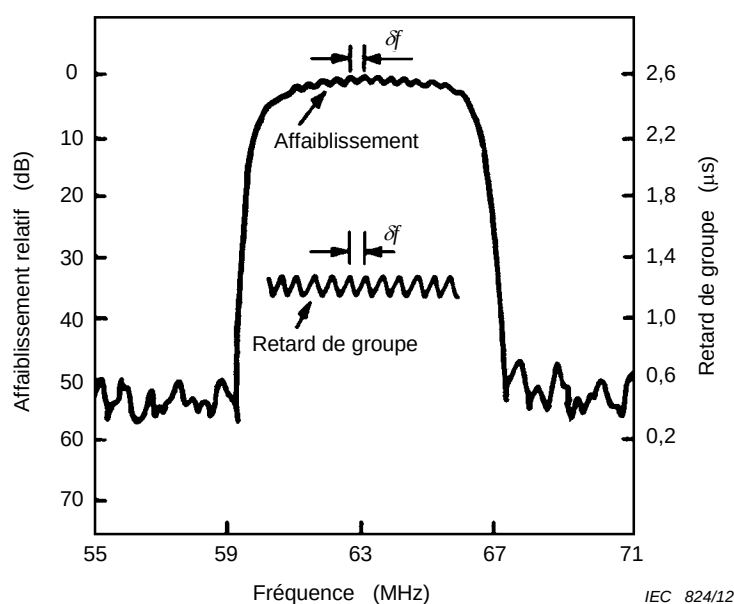


Figure 48 – Ondulations dans les caractéristiques d'un filtre à OAS dues à l'ETT ou au signal de couplage direct: $\delta f = 1/(2t)$ pour l'ETT, et $\delta f = 1/t$ pour le signal de couplage direct, où t est le retard du signal principal de l'OAS

6.4 Niveaux d'entrée

La caractéristique du niveau d'excitation est limitée par

- l'endommagement des doigts;
- la dérive de la fréquence et/ou l'altération de la réponse;
- la superposition d'une tension continue;
- la tenue à la puissance.

a) Endommagement des doigts

Cet endommagement est irréversible. L'espacement entre les doigts d'un TID est habituellement très étroit. Dans le cas d'un TID à 100 MHz, cet espacement est d'environ 5 μm à 10 μm . Si un niveau d'excitation trop fort est appliqué à ce TID, un champ électrique excessif peut être à l'origine d'un claquage entre les doigts. Des contraintes acoustiques intenses peuvent aussi provoquer une érosion physique des électrodes.

b) Variation de fréquence et/ou de la réponse

La puissance acoustique de l'OAS est localisée à la surface d'un substrat élastique. C'est pourquoi les dispositifs à OAS peuvent présenter des caractéristiques non linéaires à de faibles niveaux d'excitation, plus facilement que les dispositifs à onde de volume classique.

c) Superposition d'une tension continue

Même si le niveau d'entrée du signal RF est faible, l'application d'une tension continue peut endommager le filtre à OAS ou affecter ses caractéristiques de manière gênante. Il convient que le niveau de tension continue appliqué soit agréé par le fabricant.

d) Tenue à la puissance

Des contraintes mécaniques répétées excessives peuvent induire la détérioration des électrodes, telle que la création de vide et de boursoflures. Ceci provoque le décalage de la fréquence centrale, la déformation de la bande passante et la dégradation de l'affaiblissement d'insertion. Il convient que le niveau du signal RF appliqué fasse l'objet d'un accord avec le fabricant.

6.5 Encapsulation des filtres à OAS

Jusqu'à présent, les emballages en céramique ou en métal ont été largement utilisés pour les filtres à OAS. Les substrats piézoélectriques sur lesquels sont fabriqués les TID, sont montés dans l'emballage au moyen d'un assemblage par collage. La connexion électrique entre le substrat et l'emballage est obtenue par liaison filaire, comme l'illustrent les Figures 49 et 50.

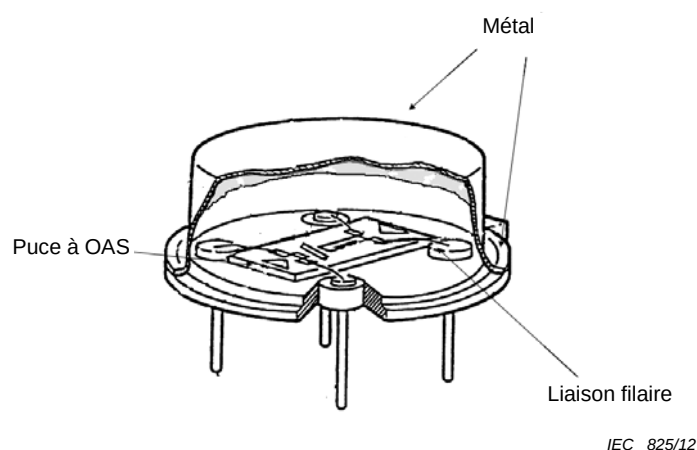


Figure 49 – Exemple d'emballage en métal pour OAS

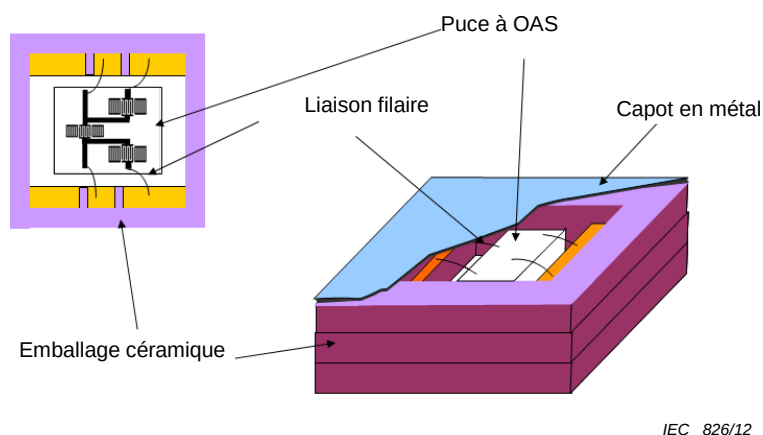


Figure 50 – Exemple d'emballage en céramique pour OAS

Dans un autre cas, une puce pour filtre à OAS est montée sur une grille de connexion métallique, et ensuite moulée par résine. La Figure 51 illustre cette structure.

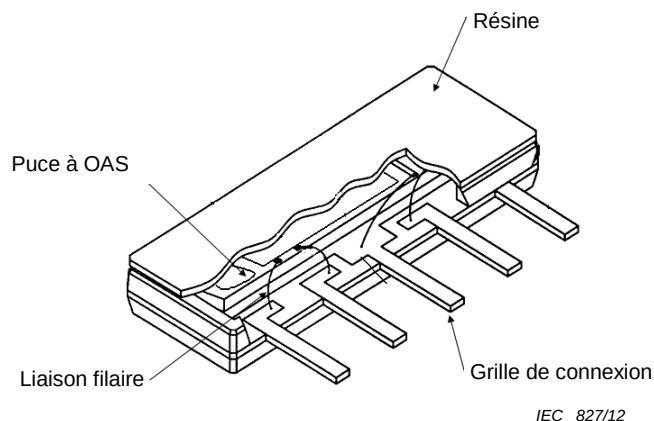


Figure 51 – Exemple d'emballage en résine pour OAS

La technologie des puces retournées est également utilisée pour miniaturiser le dispositif. Dans ce cas, des bossages de type plot en or sont formés, ou une pâte à braser est imprimée sur la puce OAS et des billes de brasure sont formées par refusion. Puis, les puces sont montées sur le substrat tel que la céramique, par "flip chip" (ou puce retournée), et ensuite moulées par de la résine ou du métal. En tant qu'autres structures, les emballages en céramique de type à cavité et les capots en métal sont également utilisés. Ces dispositifs à OAS de petite taille, comme l'illustre la Figure 52 sont communément appelés CSP (abréviation de l'anglais «Chip Size Package» : «boîtier de la taille de la puce»).

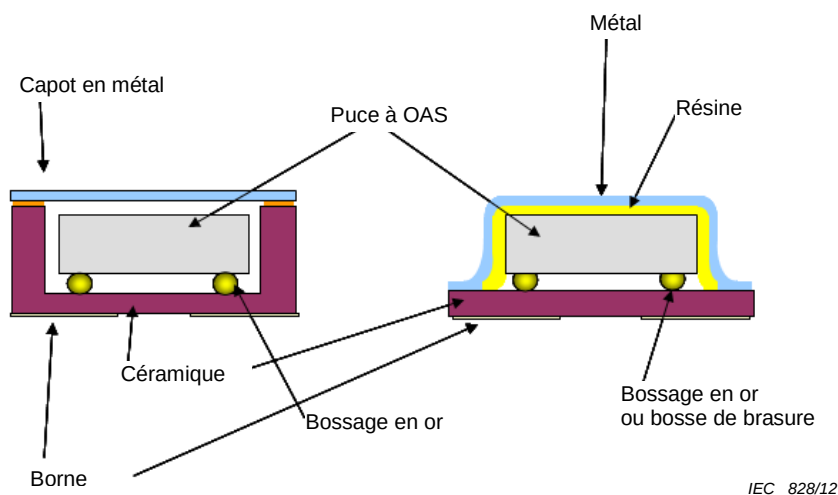


Figure 52 – Exemple de boîtier de la taille de la puce OAS

Une miniaturisation supplémentaire est obtenue depuis peu par WLP (abréviation de l'anglais «Wafer Level Package»: «emballage au niveau de la plaquette»). Dans le WLP, un substrat piézoélectrique lui-même, sur lequel sont formés les filtres à OAS, fait fonction d'une certaine partie de l'emballage.

7 Remarques pratiques

7.1 Généralités

L'utilisation incorrecte d'un filtre à OAS peut parfois conduire à un niveau de performance non satisfaisant. Il faut porter une attention particulière à la réduction des signaux de couplage direct, aux conditions d'adaptation d'impédance, etc.

7.2 Signaux de couplage direct

Les signaux de couplage direct sont principalement provoqués par des couplages électrostatiques et électromagnétiques entre les circuits d'entrée et de sortie.

Il existe plusieurs méthodes pour réduire le couplage direct. La méthode la plus efficace est d'utiliser un circuit symétrique (différentiel) pour annuler les signaux indésirables de couplage induits par les capacités parasites (couplage électrostatique) ou par les boucles de courant (couplage électromagnétique). Les circuits intégrés peuvent facilement accepter des circuits d'entrée et/ou de sortie symétriques. Un filtre à OAS à sortie (ou entrée) symétrique connecté à l'entrée (ou sortie) symétrique d'un circuit intégré permet de réduire efficacement le couplage direct. Cependant, il n'est pas efficace d'utiliser un transformateur asymétrique-symétrique (*balun*) pour connecter un filtre à OAS non symétrique à un circuit intégré symétrique.

Une autre méthode pour réduire les signaux de couplage direct électrostatique, consiste à intégrer un blindage entre les circuits d'entrée et de sortie sur la carte imprimée. En pratique, dans la plupart des cas, certaines modifications du dessin des circuits de la carte imprimée sont efficaces et en particulier celles de la configuration du plan de masse.

Pour réduire les signaux de couplage direct électromagnétique, un moyen efficace consiste à concevoir les dessins des circuits d'entrée et de sortie de manière à ce que le couplage électromagnétique introduit par la boucle du circuit d'entrée soit totalement annulé dans le circuit de sortie. Ainsi, il convient que la disposition du circuit soit conçue de manière à réduire ou à annuler, non seulement le couplage électrostatique, mais aussi le couplage électromagnétique.

Dans le cas du fonctionnement dans une gamme de hautes fréquences et avec une faible impédance de charge, l'impédance résiduelle commune des plans de masse d'entrée et de sortie (généralement appelée "boucle de masse") entraîne aussi les mêmes effets que les signaux de couplage direct. Afin d'éviter cette impédance commune, il convient de séparer les plans de masse d'entrée et de sortie sur le circuit imprimé.

7.3 Condition d'adaptation d'impédance

La condition d'adaptation d'impédance affecte principalement les caractéristiques de bande passante. Elle est généralement plus stricte pour les filtres à OAS à faible affaiblissement d'insertion que pour les filtres à OAS transversaux conventionnels.

Quant au filtre à OAS à faible affaiblissement d'insertion, tel un filtre à résonateurs, les impédances de charge spécifiées doivent être utilisées pour obtenir les performances spécifiées. Ce filtre à OAS est conçu pour être utilisé avec des conditions d'adaptation d'impédance spécifiques et les désadaptations d'impédance augmentent l'ondulation en amplitude et l'affaiblissement d'insertion du filtre à OAS.

Quant au filtre bidirectionnel à TID ordinaire (affaiblissement d'insertion élevé), la condition d'adaptation d'impédance n'est pas aussi stricte et une variation de 10 % de l'adaptation d'impédance n'affecte pas de manière significative les caractéristiques de bande passante du filtre à OAS. La condition d'adaptation d'impédance est étudiée principalement en raison de la suppression de l'écho de triple transit (ETT). La suppression de l'ETT est déterminée principalement par la condition d'adaptation d'impédance. La manière la plus simple et la plus

efficace de réduire le signal d'ETT est notamment d'augmenter l'affaiblissement d'insertion, c'est-à-dire de désadapter la charge autant que le gain du circuit le permet. Si la suppression d'écho minimale est spécifiée dans une spécification particulière, les impédances de charge spécifiées doivent être utilisées pour arriver à une suppression appropriée des ETT.

7.4 Divers

7.4.1 Conditions de brasage

Des procédés ou des conditions de brasage incorrects peuvent parfois endommager le filtre à OAS ou affecter ses caractéristiques de manière gênante. Afin d'éviter une telle détérioration, le procédé de brasage doit être un procédé reconnu et autorisé et les conditions de brasage doivent être dans les limites de température et de temps permises. Lorsque le brasage est répété, il convient que le temps de brasage cumulé soit dans les limites du temps permis.

Ces dernières années, des filtres à OAS de type composants montés en surface (CMS) ont été largement diffusés, particulièrement les équipements portatifs, tels que les téléphones sans fil ou les terminaux cellulaires. Pour les filtres à OAS de type CMS, il est nécessaire de faire plus attention aux conditions de brasage que pour les composants conventionnels soudés au plomb.

7.4.2 Electricité statique

Du fait que les espaces inter-électrodes (TID) sont très étroits, particulièrement pour la gamme des hautes fréquences, l'application d'électricité statique à un filtre à OAS pourrait être une cause de dégradation ou de destruction. Il est donc nécessaire de faire attention de ne pas appliquer d'électricité statique ou de tension excessive en transportant, en montant et en mesurant le filtre.

Si le matériau du substrat est très pyroélectrique, une tension excessive peut se produire lors de variations rapides de température. Afin d'éviter un tel événement, il est nécessaire de prendre soin de réduire les chocs thermiques. Lors du processus de brasage, un préchauffage adéquat est efficace de ce point de vue.

8 Procédure de commande

Lorsque les exigences peuvent être satisfaites par un filtre normalisé, il sera spécifié dans la spécification particulière correspondante.

Lorsque les exigences ne peuvent être complètement satisfaites d'après une spécification particulière existante, il convient de faire référence à cette spécification, associée à une fiche donnant les écarts. Dans les rares cas où les différences sont telles qu'il n'est pas raisonnable de se référer à une spécification particulière existante, il y aura lieu de préparer une nouvelle spécification particulière de conception similaire à celle déjà utilisée pour la spécification particulière normalisée.

La liste donnée ci-après sera utile à consulter avant de commander un filtre à OAS et il conviendra de l'utiliser pour élaborer une spécification.

Application

Description

Exigences électriques:

- Montage(s) d'essai et circuit(s) d'essai
- Fréquence de référence
- Fréquence centrale
- Caractéristiques d'amplitude de la bande passante

- Largeur de bande
- Affaiblissement d'insertion minimal/nominal/maximal
- Ondulation dans la bande passante
- Ondulation d'ETT (si nécessaire)
- Fréquence de coupure (si nécessaire)
- Autres facteurs
- Caractéristiques de phase de la bande passante (si nécessaire)
- Caractéristiques de retard de groupe dans la bande passante (si nécessaire)
 - Retard de groupe absolu
 - Distorsion maximale
 - Autres facteurs
- Caractéristiques de la bande de transition (si nécessaire)
 - Caractéristiques d'amplitude
 - Caractéristiques de retard de groupe
- Caractéristiques de la bande atténuée
 - Affaiblissement d'insertion relatif garanti (____ MHz à ____ MHz)
 - Fréquence piégée (si nécessaire)
- Réponses indésirables
 - Suppression d'ETT
 - Suppression des signaux de couplage direct
 - Distorsion d'intermodulation
 - Autres facteurs
- Impédances
- Coefficients de température
 - Coefficient de température-retard (CTR)
 - Coefficient de température-fréquence (CTF)
- Niveau d'entrée
 - Niveau d'entrée maximal absolu
 - Niveau d'entrée d'essai
- Résistance d'isolement
- Superposition d'une tension continue
- Vieillissement
- Tenue à la puissance
- Temps/température maximale/forme d'onde du signal/plage de fréquences du signal (bande passante, bande atténuée) pour tenue à la puissance
- Autres facteurs

Conditions d'environnement:

- Plages de températures
 - Plage de températures de service
 - Plage de températures de fonctionnement
 - Plage de températures de stockage
- Cycles de températures

- Température de brasage
- Chocs, vibrations
- Accélération
- Humidité
- Rayonnement
- Étanchéité
- Vieillissement
- Autres conditions (par exemple, endommagement électrostatique, etc.)

Exigences physiques:

- Dimensions d'encombrement
- Marquage
- Brasabilité
- Bornes et accessoires
- Conditionnement (par exemple: vrac, bande, chargeur, etc.)
- Autres facteurs (par exemple: masse, couleur, etc.)

Exigences relatives à l'inspection:

- Documents applicables (spécifications correspondantes)
- Autorité compétente d'inspection
- Essais de type
- Procédure des essais de type
- Niveaux de qualité acceptables
- Autres facteurs

Dans un filtre à réponse dissymétrique, il est recommandé que les exigences pour la bande passante et la bande atténuée soient spécifiées en se référant à des fréquences spécifiées.

Il convient d'indiquer clairement dans la spécification si le filtre est soumis en fonctionnement à des chocs, des vibrations ou des accélérations.

Bibliographie

CEI 60368-2-1, *Filtres piézoélectriques – Deuxième partie: Guide d'emploi des filtres piézoélectriques – Section un: Filtres à quartz*

CEI 60862 (toutes les parties), *Filtres à ondes acoustiques de surface (OAS) sous assurance de la qualité*

CEI 60862-1:2003, *Filtres à ondes acoustiques de surface (OAS) sous assurance de la qualité – Partie 1:Spécification générique*

CEI 61019-2:2005, *Surface acoustic wave (SAW) resonators – Part 2: Guide to the use* (disponible en anglais seulement)

INTERNATIONAL
ELECTROTECHNICAL
COMMISSION

3, rue de Varembé
PO Box 131
CH-1211 Geneva 20
Switzerland

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