

**NORME
INTERNATIONALE
INTERNATIONAL
STANDARD**

**CEI
IEC**

60862-2

Deuxième édition
Second edition
2002-05

**Filtres à ondes acoustiques de surface (OAS)
sous assurance de la qualité –**

**Partie 2:
Guide d'utilisation**

**Surface acoustic wave (SAW) filters
of assessed quality –**

**Part 2:
Guidance on use**



Numéro de référence
Reference number
CEI/IEC 60862-2:2002

Numérotation des publications

Depuis le 1er janvier 1997, les publications de la CEI sont numérotées à partir de 60000. Ainsi, la CEI 34-1 devient la CEI 60034-1.

Editions consolidées

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

Informations supplémentaires sur les publications de la CEI

Le contenu technique des publications de la CEI est constamment revu par la CEI afin qu'il reflète l'état actuel de la technique. Des renseignements relatifs à cette publication, y compris sa validité, sont disponibles dans le Catalogue des publications de la CEI (voir ci-dessous) en plus des nouvelles éditions, amendements et corrigenda. Des informations sur les sujets à l'étude et l'avancement des travaux entrepris par le comité d'études qui a élaboré cette publication, ainsi que la liste des publications parues, sont également disponibles par l'intermédiaire de:

- Site web de la CEI (www.iec.ch)
- Catalogue des publications de la CEI

Le catalogue en ligne sur le site web de la CEI (www.iec.ch/catlg-f.htm) vous permet de faire des recherches en utilisant de nombreux critères, comprenant des recherches textuelles, par comité d'études ou date de publication. Des informations en ligne sont également disponibles sur les nouvelles publications, les publications remplacées ou retirées, ainsi que sur les corrigenda.

- IEC Just Published

Ce résumé des dernières publications parues (www.iec.ch/JP.htm) est aussi disponible par courrier électronique. Veuillez prendre contact avec le Service client (voir ci-dessous) pour plus d'informations.

- Service clients

Si vous avez des questions au sujet de cette publication ou avez besoin de renseignements supplémentaires, prenez contact avec le Service clients:

Email: custserv@iec.ch
Tél: +41 22 919 02 11
Fax: +41 22 919 03 00

Publication numbering

As from 1 January 1997 all IEC publications are issued with a designation in the 60000 series. For example, IEC 34-1 is now referred to as IEC 60034-1.

Consolidated editions

The IEC is now publishing consolidated versions of its publications. For example, edition numbers 1.0, 1.1 and 1.2 refer, respectively, to the base publication, the base publication incorporating amendment 1 and the base publication incorporating amendments 1 and 2.

Further information on IEC publications

The technical content of IEC publications is kept under constant review by the IEC, thus ensuring that the content reflects current technology. Information relating to this publication, including its validity, is available in the IEC Catalogue of publications (see below) in addition to new editions, amendments and corrigenda. Information on the subjects under consideration and work in progress undertaken by the technical committee which has prepared this publication, as well as the list of publications issued, is also available from the following:

- IEC Web Site (www.iec.ch)
- Catalogue of IEC publications

The on-line catalogue on the IEC web site (www.iec.ch/catlg-e.htm) enables you to search by a variety of criteria including text searches, technical committees and date of publication. On-line information is also available on recently issued publications, withdrawn and replaced publications, as well as corrigenda.

- IEC Just Published

This summary of recently issued publications (www.iec.ch/JP.htm) is also available by email. Please contact the Customer Service Centre (see below) for further information.

- Customer Service Centre

If you have any questions regarding this publication or need further assistance, please contact the Customer Service Centre:

Email: custserv@iec.ch
Tel: +41 22 919 02 11
Fax: +41 22 919 03 00

**NORME
INTERNATIONALE
INTERNATIONAL
STANDARD**

**CEI
IEC**

60862-2

Deuxième édition
Second edition
2002-05

**Filtres à ondes acoustiques de surface (OAS)
sous assurance de la qualité –**

**Partie 2:
Guide d'utilisation**

**Surface acoustic wave (SAW) filters
of assessed quality –**

**Part 2:
Guidance on use**

© IEC 2002 Droits de reproduction réservés — Copyright - all rights reserved

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

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

International Electrotechnical Commission, 3, rue de Varembe, PO Box 131, CH-1211 Geneva 20, Switzerland
Telephone: +41 22 919 02 11 Telefax: +41 22 919 03 00 E-mail: inmail@iec.ch Web: www.iec.ch



Commission Electrotechnique Internationale
International Electrotechnical Commission
Международная Электротехническая Комиссия

CODE PRIX
PRICE CODE

XA

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

SOMMAIRE

AVANT-PROPOS.....	6
INTRODUCTION.....	10
1 Domaine d'application	12
2 Références normatives.....	12
3 Termes et définitions	12
3.1 Termes généraux	12
3.2 Caractéristiques de réponse.....	18
3.3 Termes concernant les filtres à OAS	26
4 Remarques préliminaires de nature technique	26
5 Considérations générales sur les filtres transversaux à OAS	28
5.1 Caractéristiques de la réponse en fréquence.....	28
5.2 Méthodes de pondération	30
5.3 Configurations des filtres et leurs caractéristiques générales	38
6 Considérations générales sur les filtres à OAS à résonateurs	66
6.1 Classification des filtres à OAS à résonateurs	66
6.2 Filtres en échelle et en treillis.....	66
6.3 Filtres à résonateurs couplés	70
6.4 Filtres à résonateurs à multi-transducteurs interdigités (TIDI, multi-TID).....	88
7 Guide d'application.....	88
7.1 Matériaux des substrats et leurs caractéristiques	88
7.2 Application dans les circuits électroniques.....	98
7.3 Utilisation pratique et limitations.....	100
7.4 Niveaux d'entrée	104
8 Remarques pratiques.....	106
8.1 Signaux de couplage direct.....	106
8.2 Condition d'adaptation d'impédance	108
8.3 Divers.....	108
9 Procédure de commande.....	110
Figure 1 – Réponse en fréquence d'un filtre à OAS.....	30
Figure 2 – Gamme de fréquences applicable et bande passante relative d'un filtre à OAS et d'autres filtres.....	32
Figure 3 – Schéma montrant le passage d'un signal dans un filtre transversal	32
Figure 4 – Configuration fondamentale d'un filtre transversal à OAS.....	34
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.....	34
Figure 6 – Pondération par apodisation obtenue en modifiant la longueur d'emboîtement des doigts.....	36
Figure 7 – Pondération par suppression obtenue par suppression sélective des doigts.....	36
Figure 8 – Pondération série obtenue par la structure en patte de chien.....	36
Figure 9 – Configuration à doigt fendu (électrode double).....	38

CONTENTS

FOREWORD.....	7
INTRODUCTION.....	11
1 Scope.....	13
2 Normative references	13
3 Terms and definitions	13
3.1 General terms	13
3.2 Response characteristics	19
3.3 SAW filter related terms	27
4 Preliminary remarks of a technical nature	27
5 Fundamentals of SAW transversal filters	29
5.1 Frequency response characteristics	29
5.2 Weighting methods.....	31
5.3 Filter configurations and their general characteristics	39
6 Fundamentals of SAW resonator filters.....	67
6.1 Classification of SAW resonator filters.....	67
6.2 Ladder and lattice filters	67
6.3 Coupled resonator filters	71
6.4 Interdigitated interdigital transducer (IDT) resonator filters	89
7 Application guide.....	89
7.1 Substrate materials and their characteristics	89
7.2 Application to electronics circuits.....	99
7.3 Availability and limitations	101
7.4 Input levels.....	105
8 Practical remarks	107
8.1 Feed-through signals.....	107
8.2 Impedance matching condition	109
8.3 Miscellaneous	109
9 Ordering procedure	111
Figure 1 – Frequency response of a SAW filter	31
Figure 2 – Applicable range of frequency and relative bandwidth of the SAW filter and the other filters	33
Figure 3 – Schematic diagram showing signal flow through a transversal filter.....	33
Figure 4 – Basic configuration of a SAW transversal filter	35
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	35
Figure 6 – Apodization weighting obtained by apodizing fingers.....	37
Figure 7 – Withdrawal weighting obtained by selective withdrawal of the fingers.....	37
Figure 8 – Series weighting obtained by the dog-leg structure	37
Figure 9 – Split-finger (double electrode) configuration	39

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)	44
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).....	46
Figure 12 – Filtre à OAS à trois TID	46
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).....	48
Figure 14 – Schéma d'un filtre à multi-transducteurs interdigités (multi-TID)	48
Figure 15 – Transducteur unidirectionnel multiphasé	50
Figure 16 – Transducteurs unidirectionnels monophasés	52
Figure 17 – Caractéristiques en fréquence d'un filtre utilisant des transducteurs unidirectionnels multiphasés	54
Figure 18 – Caractéristiques en fréquence d'un filtre utilisant des transducteurs unidirectionnels monophasés	54
Figure 19 – Différentes configurations des filtres à réflecteurs	58
Figure 20 – Configuration d'un filtre avec le chemin de propagation en Z	60
Figure 21 – Configuration d'un filtre à réflecteurs à deux voies	60
Figure 22 – Filtre à deux voies à transducteurs unidirectionnels monophasés (TUDM).....	62
Figure 23 – Caractéristiques de fréquence d'un filtre avec le chemin de propagation en Z.....	62
Figure 24 – Caractéristiques de fréquence d'un filtre à réflecteurs à deux voies	64
Figure 25 – Caractéristiques de fréquence d'un filtre à réflecteurs à transducteurs unidirectionnels monophasés	64
Figure 26 – Structures de filtres en échelle et en treillis	72
Figure 27 – Circuit équivalent de la section de base d'un filtre en échelle et d'un filtre en treillis	74
Figure 28 – Implantation d'un filtre en échelle	74
Figure 29 – Concept de base des filtres en échelle et en treillis	76
Figure 30 – Caractéristiques typiques d'un filtre en échelle dans la gamme 1,5 GHz.....	78
Figure 31 – Distribution d'énergie de l'OAS et circuit équivalent d'un filtre à résonateurs couplés transversalement	80
Figure 32 – Caractéristiques typiques d'un filtre à résonateurs couplés transversalement.....	82
Figure 33 – Configuration de base et distribution d'énergie de l'OAS d'un filtre à résonateurs couplés longitudinalement	84
Figure 34 – Caractéristiques typiques d'un filtre à résonateurs couplés longitudinalement	86
Figure 35 – Schéma d'un filtre à résonateurs multi-TID.....	90
Figure 36 – Caractéristiques de fréquence d'un filtre à résonateurs multi-TID dans la gamme 820 MHz.....	90
Figure 37 – Pertes de conversion théoriques minimales pour différents substrats	92
Figure 38 – 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	102
Figure 39 – Ondulations dans les caractéristiques d'un filtre à OAS dues à l'ETT ou au signal de couplage direct: $\delta f = 1/(2\tau)$ pour l'ETT et $\delta f = 1/\tau$ pour le signal de couplage direct, où τ est le retard du signal principal de l'OAS.	104
Tableau 1 – Propriétés de matériaux types pour substrats monocristallins	96
Tableau 2 – Propriétés de matériaux types pour substrats à couche mince	96
Tableau 3 – Propriétés de matériaux types pour substrats en céramique	98

Figure 10 – Typical characteristics of a SAW IF filter for radio transmission equipment (nominal frequency of 70,0 MHz)	45
Figure 11 – Typical characteristics of a frequency asymmetrical SAW filter (nominal frequency of 58,75 MHz for TV-IF use)	47
Figure 12 – SAW three-IDT filter	47
Figure 13 – Typical frequency response of a 900 MHz range SAW filter for communication (mobile telephone use)	49
Figure 14 – Schematic of the IIDT (multi-IDT) filter	49
Figure 15 – Multi-phase unidirectional transducer	51
Figure 16 – Single-phase unidirectional transducers	53
Figure 17 – Frequency characteristics of a filter using multi-phase unidirectional transducers	55
Figure 18 – Frequency characteristics of a filter using single-phase unidirectional transducers	55
Figure 19 – Various reflector filter configurations	59
Figure 20 – Z-path filter configuration	61
Figure 21 – Dual-track reflector filter configuration	61
Figure 22 – SPUDT-based dual-track filter	63
Figure 23 – Frequency characteristics of Z-path filter	63
Figure 24 – Frequency characteristics of dual-track reflector filter	65
Figure 25 – Frequency characteristics of SPUDT-based reflector filter	65
Figure 26 – Structure of ladder and lattice filters	73
Figure 27 – Equivalent circuit of basic section of ladder and lattice filter	75
Figure 28 – Pattern layout of ladder filter	75
Figure 29 – Basic concept of ladder and lattice filter	77
Figure 30 – Typical characteristics of a 1,5 GHz range ladder filter	79
Figure 31 – SAW energy distribution and equivalent circuit of transversely coupled resonator filter	81
Figure 32 – Typical characteristics of a transversely coupled resonator filter	83
Figure 33 – Basic configuration and SAW energy distribution of longitudinally coupled resonator filter	85
Figure 34 – Typical characteristics of a longitudinally coupled resonator filter	87
Figure 35 – Schematic of IIDT resonator filter	91
Figure 36 – Frequency characteristics of a 820 MHz range IIDT resonator filter	91
Figure 37 – Minimum theoretical conversion losses for various substrates	93
Figure 38 – Relationship between relative bandwidth and insertion attenuation for various SAW filters, with the practical SAW filters' bandwidth for their typical applications	103
Figure 39 – 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	105
Table 1 – Properties of typical single-crystal substrate materials	97
Table 2 – Properties of typical thin-film substrate materials	97
Table 3 – Properties of typical ceramic substrate materials	99

COMMISSION ÉLECTROTECHNIQUE INTERNATIONALE

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

Partie 2: Guide d'utilisation

AVANT-PROPOS

- 1) La CEI (Commission Electrotechnique Internationale) 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. 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 intéressés sont représentés dans chaque comité d'études.
- 3) Les documents produits se présentent sous la forme de recommandations internationales. Ils sont publiés comme normes, spécifications techniques, rapports techniques ou guides et agréés comme tels par les Comités nationaux.
- 4) Dans le but d'encourager l'unification internationale, les Comités nationaux de la CEI s'engagent à appliquer de façon transparente, dans toute la mesure possible, les Normes internationales de la CEI dans leurs normes nationales et régionales. Toute divergence entre la norme de la CEI et la norme nationale ou régionale correspondante doit être indiquée en termes clairs dans cette dernière.
- 5) La CEI n'a fixé aucune procédure concernant le marquage comme indication d'approbation et sa responsabilité n'est pas engagée quand un matériel est déclaré conforme à l'une de ses normes.
- 6) L'attention est attirée sur le fait que certains des éléments de la présente Norme internationale peuvent faire l'objet de droits de propriété intellectuelle ou de droits analogues. La CEI ne saurait être tenue pour responsable de ne pas avoir identifié de tels droits de propriété et de ne pas avoir signalé leur existence.

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

Cette deuxième édition annule et remplace la première édition parue en 1991 et constitue une révision technique.

Le texte de cette norme est issu des documents suivants:

FDIS	Rapport de vote
49/542/FDIS	49/550/RVD

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 3.

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION

**SURFACE ACOUSTIC WAVE (SAW) FILTERS
OF ASSESSED QUALITY –****Part 2: Guidance on use**

FOREWORD

- 1) The IEC (International Electrotechnical Commission) is a worldwide organization for standardization comprising all national electrotechnical committees (IEC National Committees). The object of the 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, the IEC publishes International Standards. 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. The 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 the 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 National Committees.
- 3) The documents produced have the form of recommendations for international use and are published in the form of standards, technical specifications, technical reports or guides and they are accepted by the National Committees in that sense.
- 4) In order to promote international unification, IEC National Committees undertake to apply IEC International Standards transparently to the maximum extent possible in their national and regional standards. Any divergence between the IEC Standard and the corresponding national or regional standard shall be clearly indicated in the latter.
- 5) The IEC provides no marking procedure to indicate its approval and cannot be rendered responsible for any equipment declared to be in conformity with one of its standards.
- 6) Attention is drawn to the possibility that some of the elements of this International Standard may be the subject of patent rights. The 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 and dielectric devices for frequency control and selection.

This second edition cancels and replaces the first edition published in 1991 and constitutes a technical revision.

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

FDIS	Report on voting
49/542/FDIS	49/550/RVD

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

This publication has been drafted in accordance with the ISO/IEC Directives, Part 3.

La CEI 60862 comprend les parties suivantes présentées sous le titre général *Filtres à ondes acoustiques de surface (OAS) sous assurance de la qualité*

- Partie 1: Informations générales, valeurs normalisées et conditions d'essais ¹⁾
- Partie 2: Guide d'utilisation
- Partie 3: Encombrements normalisés ²⁾
- Partie 4: Spécification intermédiaire – Agrément de savoir-faire (à l'étude)
- Partie 4-1: Spécification particulière cadre – Agrément de savoir-faire (à l'étude)

Les normes futures de cette série porteront dorénavant le nouveau titre général cité ci-dessus. Le titre des normes existant déjà dans cette série sera mis à jour lors d'une prochaine édition.

Le comité a décidé que le contenu de cette publication ne sera pas modifié avant 2007. A cette date, la publication sera

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

¹⁾ Une deuxième édition (spécification générique) est à l'étude.

²⁾ Une deuxième édition est à l'étude.

IEC 60862 consists of the following parts, under the general title *Surface acoustic wave (SAW) filters of assessed quality*

- Part 1: General information, standard values and test conditions ¹⁾
- Part 2: Guidance on use
- Part 3: Standard outlines ²⁾
- Part 4: Sectional specification – Capability approval (under consideration)
- Part 4-1: Blank detail specification – Capability approval (under consideration)

Future standards in this series will carry the new general title as cited above. Titles of existing standards in this series will be updated at the time of the next edition.

The committee has decided that the contents of this publication will remain unchanged until 2007. At this date, the publication will be

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

¹⁾ A second edition (generic specification) is under consideration.

²⁾ A second edition is under consideration.

INTRODUCTION

Cette partie de la CEI 60862 est un guide d'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 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.

La présente norme a été établie pour répondre à un désir régulièrement exprimé, de la part des utilisateurs et des fabricants de disposer d'un guide 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.

INTRODUCTION

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.

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.

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.

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

Partie 2: Guide d'utilisation

1 Domaine d'application

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 100 % 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 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 de référence suivants sont indispensables pour l'application du présent document. Pour les références datées, seule l'édition citée s'applique. Pour les références non datées, la dernière édition du document de référence s'applique (y compris les éventuels amendements).

CEI 60368-2-1:1988, *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*

3 Termes et définitions

Pour les besoins de la présente partie de la CEI 60862, les termes et définitions suivantes sont applicables.

3.1 Termes généraux

3.1.1

onde acoustique de surface (OAS)

onde acoustique se propageant le long de la surface d'un substrat élastique et dont l'amplitude décroît exponentiellement suivant la profondeur dans le substrat

SURFACE ACOUSTIC WAVE (SAW) FILTERS OF ASSESSED QUALITY –

Part 2: Guidance on use

1 Scope

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 100 % 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, 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 referenced documents are indispensable for the application of this document. For dated references, only the edition cited applies. For undated references, the latest edition of the referenced document (including any amendments) applies.

IEC 60368-2-1:1988, *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*

3 Terms and definitions

For the purpose of this part of IEC 60862, the following terms and definitions apply.

3.1 General terms

3.1.1

surface acoustic wave (SAW)

acoustic wave, propagating along a surface of an elastic substrate, whose amplitude decays exponentially with substrate depth

3.1.2

filtre à onde acoustique de surface (filtre à OAS)

filtre qui est caractérisé par une onde acoustique de surface, généralement engendrée par un transducteur interdigité, se propageant le long de la surface d'un substrat avant d'être détectée par un transducteur récepteur

3.1.3

vecteur de flux d'énergie

vecteur caractérisant la propagation de l'énergie d'une onde acoustique de surface et analogue au vecteur de Poynting

3.1.4

vecteur de propagation

vecteur caractérisant la propagation de la phase d'une onde

3.1.5

angle de flux d'énergie

angle entre le vecteur de flux d'énergie et le vecteur de propagation

3.1.6

guidage du faisceau d'OAS

phénomène de propagation des OAS dans les matériaux anisotropiques, caractérisé par un angle de flux d'énergie différent de zéro

3.1.7

diffraction de l'OAS

phénomènes (analogues à la diffraction de la lumière d'une source d'ouverture finie) provoquant un étalement du faisceau d'OAS et une distorsion du front d'onde

3.1.8

coefficient de couplage de l'OAS (k_s^2)

le coefficient de couplage électromécanique de l'OAS est défini comme suit:

$$k_s^2 = 2 \left| \frac{\Delta v_s}{v_s} \right|$$

où

$\Delta v_s/v_s$ est la variation relative de vitesse produite en court-circuitant le potentiel de surface à partir de l'état à circuit ouvert

3.1.9

transducteur interdigité (TID)

transducteur à OAS composé de structures conductrices en forme de deux peignes déposées sur un substrat piézoélectrique transformant une énergie électrique en énergie acoustique ou réciproquement

3.1.10

transducteur interdigité unidirectionnel (TUD)

transducteur qui émet et reçoit des OAS dans une seule direction

3.1.11

transducteur multiphasé

transducteur interdigité ayant plus de deux entrées, lesquelles sont excitées avec des phases différentes, habituellement utilisé comme transducteur interdigité unidirectionnel

3.1.12

doigt

élément d'une électrode en peigne d'un TID

3.1.2**surface acoustic wave filter (SAW filter)**

filter characterized by a surface acoustic wave which is usually generated by an interdigital transducer and propagates along a substrate surface to a receiving transducer

3.1.3**power flow vector**

vector, analogous to a Poynting vector, characterizing energy propagation caused by a surface acoustic wave

3.1.4**propagation vector**

vector characterizing the phase progression of a wave

3.1.5**power flow angle**

angle between the direction of the power flow vector and the direction of the propagation vector

3.1.6**SAW beam steering**

SAW propagation phenomenon in anisotropic materials described by an angle of power flow which is not zero

3.1.7**SAW diffraction**

phenomenon (analogous to diffraction of light from a source of finite aperture) which causes SAW beam spreading and wavefront distortion

3.1.8**SAW coupling coefficient (k_s^2)**

SAW electromechanical coupling coefficient is defined as follows:

$$k_s^2 = 2 \left| \frac{\Delta v_s}{v_s} \right|$$

where

$\Delta v_s/v_s$ is the relative velocity change produced by short-circuiting the surface potential from the open-circuit condition

3.1.9**interdigital transducer (IDT)**

SAW transducer made of two comb-like conductive structures deposited on a piezoelectric substrate transforming electrical energy into acoustic energy or vice versa

3.1.10**unidirectional interdigital transducer (UDT)**

transducer capable of radiating and receiving surface acoustic waves in or from a single direction

3.1.11**multiphase transducer**

interdigital transducer having more than two inputs which are driven in different phases. Usually used as a unidirectional transducer

3.1.12**finger**

element of the IDT comb electrode

3.1.13

doigt mort

doigt passif qui peut être ajouté pour supprimer la distorsion du front d'onde

3.1.14

doigt tendu

doigt formé de plusieurs éléments de façon à produire des propriétés d'antiréflexion

3.1.15

barre de raccordement

électrode commune reliant chacun des doigts entre eux et destinée aussi à connecter le filtre au circuit externe

3.1.16

transducteur à réponse pondérée

transducteur, dont la structure est conçue pour produire une réponse impulsionnelle spécifiée (voir, comme exemples, 3.1.17 à 3.1.22)

3.1.17

emboîtement des doigts ou robustesse de la source

position relative d'une paire de doigts; c'est dans la longueur d'emboîtement seule qu'est engendrée l'interaction électromécanique

3.1.18

apodisation

pondération produite par modification de la longueur d'emboîtement des doigts dans la longueur du TID

3.1.19

pondération par suppression

pondération par suppression des doigts ou des sources

3.1.20

pondération capacitive

pondération par variation de la capacité interélectrode

3.1.21

pondération série

pondération par découpe d'un doigt en éléments individuels ayant un couplage capacitif entre eux. Les éléments peuvent être séparés de la barre de raccordement

3.1.22

pondération par la phase

pondération par modification de la période d'arrangement des doigts à l'intérieur d'un TID

3.1.23

ouverture

largeur normalisée du faisceau d'OAS engendré à la fréquence centrale et normalisé à la longueur d'onde correspondante

3.1.24

coupleur multibande (CMB)

réseau de bandes métalliques additionnelles déposées sur un substrat piézoélectrique perpendiculairement à la direction de propagation, qui transfère de l'énergie acoustique d'une voie acoustique à une voie adjacente

3.1.13**dummy finger**

passive finger which may be included in order to suppress wavefront distortion

3.1.14**split finger**

finger formed of more than one element, so as to produce antireflection properties

3.1.15**bus bar**

common electrode which connects individual fingers together and also connects the filter to an external circuit

3.1.16**weighted-response transducer**

transducer intended to produce a specified impulse response by design of the structure (see, for example, 3.1.17 to 3.1.22)

3.1.17**finger overlap or source strength**

length of a finger pair between which only electromechanical interaction is generated

3.1.18**apodization**

weighting produced by the change of finger overlap over the length of the IDT

3.1.19**withdrawal weighting**

weighting by removal of fingers or sources

3.1.20**capacitive weighting**

weighting by change of capacitance between electrodes

3.1.21**series weighting**

weighting by separation of a finger into individual elements having capacitive coupling between them. The elements may be separated from the bus bar

3.1.22**phase weighting**

weighting by change in period of finger arrangement inside the IDT

3.1.23**aperture**

normalized beamwidth of the SAW generated at centre frequency and normalized to the corresponding wavelength

3.1.24**multistrip coupler (MSC)**

array of additional metal strips deposited on a piezoelectric substrate, in a direction transverse to the propagation direction, which transfers acoustic power from one acoustic track to an adjacent track

3.1.25

réflecteur

composant réfléchissant les OAS et faisant normalement appel aux discontinuités périodiques produites par un réseau de bandes métalliques ou de sillons

3.1.26

réflexions parasites

signaux indésirables provoqués par la réflexion des OAS ou des ondes de volume sur les bords du substrat ou les électrodes

3.1.27

écho de triple transit (ETT)

signaux indésirables produits par un filtre à OAS ayant parcouru trois fois le chemin de propagation entre les TID d'entrée et de sortie causés par des réflexions sur les transducteurs d'entrée et de sortie

3.1.28

signaux des ondes de volume

signaux indésirables produits par une excitation des ondes de volume, détectés en sortie du filtre

3.1.29

signaux de couplage direct (signaux d'interférences électromagnétiques)

signaux indésirables, provenant de l'entrée et apparaissant à la sortie du filtre, dus aux capacités parasites et autres couplages électromagnétiques

3.1.30

striures de suppression

sillons gravés sur la face inactive du substrat, destinés à supprimer les signaux des ondes de volume

3.1.31

absorbant acoustique

matériau de fort affaiblissement des ondes acoustiques placé en certains endroits du substrat à l'effet d'absorber l'énergie acoustique

3.1.32

électrode écran

électrode destinée à réduire les signaux dus aux interférences électromagnétiques

3.1.33

multi-transducteur interdigité (TIDI, multi-TID)

transducteur d'OAS fait d'une combinaison de trois transducteurs interdigités ou plus. Identique à multi-TID

NOTE Dans cette norme, les filtres à résonateurs à multi-TID se réfèrent à des filtres à OAS à résonateurs composés d'un certain nombre de TID d'entrée et de sortie en alternance, sur une ligne, avec des réflecteurs en réseau fermant la structure en TID aux deux extrémités.

3.2 Caractéristiques de réponse

3.2.1

fréquence nominale

fréquence donnée par le fabricant ou par la spécification pour identifier le filtre

3.2.2

fréquence centrale

moyenne arithmétique des fréquences de coupure

3.1.25**reflector**

SAW reflecting component which normally makes use of the periodic discontinuity provided by a metal strip array or a grooved array

3.1.26**spurious reflections**

unwanted signals caused by reflection of SAW or bulk waves from substrate edges or electrodes

3.1.27**triple transit echo (TTE)**

unwanted signals in a SAW filter which have traversed three times the propagation path between input and output IDTs caused by reflections from output and input transducers

3.1.28**bulk-wave signals**

unwanted signals caused by bulk-wave excitation, detected at the filter output

3.1.29**feed-through signals (signals of electromagnetic interference)**

unwanted signals from the input appearing at the filter output due to stray capacitances and other electromagnetic couplings

3.1.30**suppression corrugation**

grooves in the non-active side of a substrate for suppressing bulk-wave signals

3.1.31**acoustic absorber**

material with high acoustic loss placed on any part of the substrate for acoustic absorption purposes

3.1.32**shielding electrode**

electrode intended for the reduction of electromagnetic interference signals

3.1.33**interdigitated interdigital transducer (IIDT)**

SAW transducer made of a combination of three or more interdigital transducers. Same as a multi-IDT

NOTE In this standard, IIDT (or multi-IDT) resonator filters are referred to as SAW resonator filters composed of a number of IDTs for input and output in a line alternating with grating reflectors confirming the IDT structure at both ends.

3.2 Response characteristics**3.2.1****nominal frequency**

frequency given by the manufacturer or the specification to identify the filter

3.2.2**centre frequency**

arithmetic mean of the cut-off frequencies

3.2.3

fréquence de référence

fréquence définie par la spécification et qui est prise comme référence pour d'autres fréquences

3.2.4

fréquence de coupure

fréquence de la bande passante pour laquelle l'affaiblissement relatif atteint une valeur spécifiée

3.2.5

affaiblissement de puissance global

rapport logarithmique de la puissance disponible d'une source donnée à la puissance que le filtre à OAS transmet à une impédance de charge, dans des conditions de fonctionnement spécifiées

3.2.6

affaiblissement d'insertion

rapport logarithmique de la puissance transmise directement à l'impédance de charge avant l'insertion du filtre à la puissance transmise à l'impédance de charge après l'insertion du filtre

3.2.7

affaiblissement d'insertion nominal

affaiblissement d'insertion à une fréquence de référence spécifiée

3.2.8

affaiblissement relatif

différence entre l'affaiblissement à une fréquence donnée et l'affaiblissement à la fréquence de référence

3.2.9

bande passante

bande des fréquences pour lesquelles l'affaiblissement relatif est égal ou inférieur à celui qui est spécifié

3.2.10

largeur de bande passante

intervalle des fréquences entre lesquelles l'affaiblissement relatif est égal ou inférieur à une valeur spécifiée

3.2.11

ondulation dans la bande passante

variation de l'affaiblissement d'insertion dans la bande passante spécifiée

3.2.12

ondulation d'ETT

variation maximale des caractéristiques de l'affaiblissement causée par ETT dans la bande passante spécifiée

3.2.13

affaiblissement d'insertion minimal

valeur minimale de l'affaiblissement d'insertion dans la bande passante

3.2.14

bande atténuée

bande des fréquences pour lesquelles l'affaiblissement relatif est égal ou supérieur à celui qui est spécifié

3.2.3**reference frequency**

frequency defined by the specification to which other frequencies may be referred

3.2.4**cut-off frequency**

frequency of the pass-band at which the relative attenuation reaches a specified value

3.2.5**total power loss**

logarithmic ratio of the available power at the given source to the power that the SAW filter delivers to a load impedance under specified operating conditions

3.2.6**insertion attenuation**

logarithmic ratio of the power delivered directly to the load impedance before insertion of the filter to the power delivered to the load impedance after insertion of the filter

3.2.7**nominal insertion attenuation**

insertion attenuation at a specified reference frequency

3.2.8**relative attenuation**

difference between the attenuation at a given frequency and the attenuation at the reference frequency

3.2.9**pass-band**

band of frequencies in which the relative attenuation is equal to, or less than, a specified value

3.2.10**pass bandwidth**

separation of frequencies between which the relative attenuation is equal to, or less than, a specified value

3.2.11**pass-band ripple**

variation in insertion attenuation within a specified pass-band

3.2.12**TTE ripple**

maximum variation in attenuation characteristics caused by TTE within a specified pass-band

3.2.13**minimum insertion attenuation**

minimum value of insertion attenuation in the pass-band

3.2.14**stop-band**

band of frequencies in which the relative attenuation is equal to, or greater than, a specified value

3.2.15

largeur de bande atténuée

intervalle des fréquences entre lesquelles l'affaiblissement relatif est égal ou supérieur à une valeur spécifiée

3.2.16

facteur de forme

rapport de deux largeurs de bande pour les valeurs spécifiées d'affaiblissement relatif

3.2.17

retard de groupe

temps égal à la dérivée première de déphasage, en radians, par rapport à la pulsation

3.2.18

retard de groupe nominal

retard de groupe à une valeur spécifiée de la fréquence de référence

3.2.19

distorsion de retard de groupe

différence entre la valeur la plus basse et la valeur la plus élevée du retard de groupe dans une bande de fréquences spécifiée

3.2.20

fréquence piégée

fréquence spécifiée pour laquelle l'affaiblissement relatif est égal ou supérieur à une valeur spécifiée

3.2.21

affaiblissement piégé

affaiblissement relatif à la fréquence piégée spécifiée

3.2.22

bande de transition

bande des fréquences entre la fréquence de coupure et le point le plus proche de la bande atténuée adjacente

3.2.23

coefficient de réflexion

mesure sans dimension du degré de dérèglement entre les deux impédances Z_a et Z_b , donnée par l'expression:

$$\left| \frac{Z_a - Z_b}{Z_a + Z_b} \right|$$

où

Z_a et Z_b représentent respectivement l'impédance d'entrée et l'impédance de la source ou l'impédance de sortie et l'impédance de la charge

3.2.24

affaiblissement d'écho

valeur réciproque du module du coefficient de réflexion, donnée en décibels. Elle est quantitativement égale à:

$$20 \log \left| \frac{Z_a + Z_b}{Z_a - Z_b} \right| \text{ dB}$$

3.2.15**stop bandwidth**

separation of frequencies between which the relative attenuation is equal to, or greater than, a specified value

3.2.16**shape factor**

ratio of two bandwidths at specified values of the relative attenuation

3.2.17**group delay**

time equal to the first derivative of the phase shift, in radians, with respect to the angular frequency

3.2.18**nominal group delay**

group delay at a specified reference frequency

3.2.19**group delay distortion**

difference between the lowest and highest value of group delay in a specified frequency band

3.2.20**trap frequency**

specified frequency at which the relative attenuation is equal to, or greater than, a specified value

3.2.21**trap attenuation**

relative attenuation at a specified trap frequency

3.2.22**transition band**

band of frequencies between the cut-off frequency and the nearest point of the adjacent stop-band

3.2.23**reflection coefficient**

dimensionless measure of the degree of mismatch between two impedances Z_a and Z_b , given by the expression

$$\left| \frac{Z_a - Z_b}{Z_a + Z_b} \right|$$

where

Z_a and Z_b represent respectively the input and source impedance or the output and load impedance

3.2.24**return attenuation**

value of the reciprocal of the modulus of the reflection coefficient expressed in decibels. Quantitatively, it is equal to:

$$20 \log \left| \frac{Z_a + Z_b}{Z_a - Z_b} \right| \text{ dB}$$

3.2.25

suppression du signal de l'onde réfléchie

affaiblissement relatif des signaux indésirables provoqués par la réflexion des OAS ou des ondes de volume sur les bords du substrat ou les électrodes dans un intervalle de temps spécifié

3.2.26

suppression des signaux de couplage direct

affaiblissement relatif qui implique la suppression des signaux couplés directement par le couplage électromagnétique et électrostatique entre les électrodes d'entrée et de sortie

3.2.27

réponse indésirable

réponse autre que celle associée au mode de vibration prévu pour l'application

3.2.28

niveau d'entrée

valeur de puissance, de tension ou de courant appliquée aux bornes d'entrée d'un filtre

3.2.29

niveau de sortie

valeur de puissance, de tension ou de courant fournie au circuit de charge

3.2.30

niveau nominal

valeur de puissance, de tension ou de courant pour laquelle les mesures des caractéristiques sont spécifiées

3.2.31

impédance d'entrée

impédance présentée par le filtre à la source de signal lorsque la sortie est terminée par l'impédance de charge spécifiée

3.2.32

impédance de sortie

impédance présentée par le filtre à la charge lorsque l'entrée est terminée par l'impédance de source spécifiée

3.2.33

impédance de charge (impédance aux bornes)

chacune des impédances présentées au filtre par la source ou par la charge

3.2.34

puissance disponible

puissance maximale qui peut être obtenue d'une source donnée par un réglage optimal de l'impédance de charge

3.2.35

taux d'affaiblissement (pente)

indicateur décrivant les caractéristiques d'affaiblissement (de pente) pour les filtres «roll-off» à OAS pour communications numériques. C'est un rapport de la bande de transition à la fréquence de coupure idéale, qui est égale à la demi-fréquence d'échantillonnage, dans le cas des caractéristiques de fréquence avec une enveloppe de l'affaiblissement en cosinus

3.2.36

distorsion d'intermodulation

distorsion non linéaire d'une réponse de transducteur à OAS ou celle de filtre caractérisée par l'apparition de fréquences à la sortie égales aux différences (ou aux sommes) des multiples entiers de deux composantes ou plus, des fréquences présentes à l'entrée

3.2.25**reflected wave signal suppression**

relative attenuation of unwanted signals caused by reflection of SAW or bulk waves from substrate edges or electrodes within a specified time window

3.2.26**feed-through signal suppression**

relative attenuation which implies the suppression of directly coupled signals by the electromagnetic and electrostatic coupling between the input and output electrodes

3.2.27**unwanted response**

response other than that associated with the mode of vibration intended for the application

3.2.28**input level**

power, voltage or current value applied to the input terminal pair of a filter

3.2.29**output level**

power, voltage or current value delivered to the load

3.2.30**nominal level**

power, voltage or current value at which the performance measurement is specified

3.2.31**input impedance**

impedance presented by the filter to the signal source when the output is terminated by a specified load impedance

3.2.32**output impedance**

impedance presented by the filter to the load when the input is terminated by a specified source impedance

3.2.33**terminating impedance**

either of the impedances presented to the filter by the source or by the load

3.2.34**available power**

maximum power obtainable from a given source by suitable adjustment of the load impedance

3.2.35**roll-off rate**

index describing the rise-up characteristics for digital communication SAW roll-off filters. It is a ratio of the transition band to the ideal cut-off frequency, which is equal to half of the sampling frequency, in the case of cosine roll-off frequency characteristics

3.2.36**intermodulation distortion**

non-linear distortion of a SAW transducer or filter response characterized by the appearance of frequencies at the output equal to the differences (or sums) of integral multiples of the two or more component frequencies present at the input

3.3 Termes concernant les filtres à OAS

3.3.1

filtre transversal

filtre composé de transducteurs interdigités d'entrée et de sortie sur un substrat piézo-électrique. La réponse de fréquence du filtre est fondamentalement donnée par la réponse impulsionnelle du transducteur

3.3.2

filtre à fréquence symétrique

filtre dont la caractéristique de fréquence est symétrique par rapport à la fréquence de référence

3.3.3

filtre à fréquence dissymétrique

filtre dont les caractéristiques de la bande passante ou de la bande atténuée spécifiée sont dissymétriques par rapport à la fréquence de référence

3.3.4

filtre dispersif

filtre conçu de façon que le retard de groupe soit une fonction de la fréquence, habituellement par changement de la périodicité des doigts

3.3.5

filtre en peigne

filtre ayant deux bandes passantes ou plus entre trois bandes atténuées ou plus

3.3.6

filtre à résonateurs

filtre dans lequel deux ou plusieurs résonateurs à OAS sont incorporés

3.3.7

filtre en échelle

filtre ayant une cascade ou un raccordement en tandem de résonateurs à OAS connectés alternativement en série et en parallèle

3.3.8

filtre en treillis

filtre ayant au moins quatre résonateurs à OAS connectés en série pour former une maille, deux points de jonction non adjacents sont utilisés comme connexion d'entrée, alors que les deux points de jonction restants sont utilisés comme connexion de sortie (circuit en pont). Il peut être utilisé de préférence pour les circuits équilibrés (symétriques).

4 Remarques préliminaires de nature technique

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 soient agréés par l'utilisateur et par le fabricant.

Les caractéristiques du filtre sont habituellement exprimées par l'affaiblissement d'insertion et le retard de groupe en fonction de la fréquence, comme il est montré à la figure 1. Une méthode normalisée pour la mesure de l'affaiblissement d'insertion et de retard de groupe est décrite en 4.5.2 de la CEI 60862-1¹⁾. 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 exigences entre les températures minimales et maximales de la gamme de températures de fonctionnement spécifiée ainsi qu'avant et après les essais d'environnement soient satisfaites.

¹⁾ A publier.

3.3 SAW filter related terms

3.3.1

transversal filter

filter consisting of input and output interdigital transducers on a piezoelectric substrate. The frequency response of the filter is fundamentally given by the impulse response of the transducer

3.3.2

frequency symmetrical filter

filter having a symmetrical frequency characteristic in relation to the reference frequency

3.3.3

frequency asymmetrical filter

filter having a specified asymmetrical pass-band or stop-band characteristic in relation to the reference frequency

3.3.4

dispersive filter

filter designed so as to have group delay which is a function of frequency, usually by varying the finger periodicity

3.3.5

comb filter

filter having two or more pass-bands between three or more stop-bands

3.3.6

resonator filter

filter in which two or more SAW resonators are incorporated

3.3.7

ladder filter

filter having a cascade or tandem connection of alternating series and shunt SAW resonators

3.3.8

lattice filter

filter having at least four SAW resonators connected in series to form a mesh, two non-adjacent junction points are used as input terminals, while the remaining two junction points are used as output terminals (bridge circuit). Preferably it can be used for balanced circuits

4 Preliminary remarks of a technical nature

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 user and 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 60862-1¹⁾. 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.

¹⁾ To be published.

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 deux types: les filtres à transducteurs interdigités bidirectionnels et les filtres à transducteurs interdigités unidirectionnels. 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 décrits aux articles 5 et 6 de cette norme. La figure 2 illustre 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 filtres à ligne triplaques («stripline»).

5 Considérations générales sur les filtres transversaux à OAS

5.1 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'équation 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 ème nœud.

La caractéristique d'amplitude, ainsi que la caractéristique de phase d'un 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.

SAW filters are classified roughly into two types: transversal filters and resonator filters. Transversal filters are further classified into two types: bidirectional IDT filter and unidirectional IDT 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 5 and 6 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.

5 Fundamentals of SAW transversal filters

5.1 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 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 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.

Lorsque le filtre à OAS transversal possède deux transducteurs uniformes identiques, sa réponse en fréquence est celle qui est montrée à la figure 5. La fonction de transfert $T(f)$ est exprimée approximativement par:

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

où

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

N est le nombre de paires de doigts.

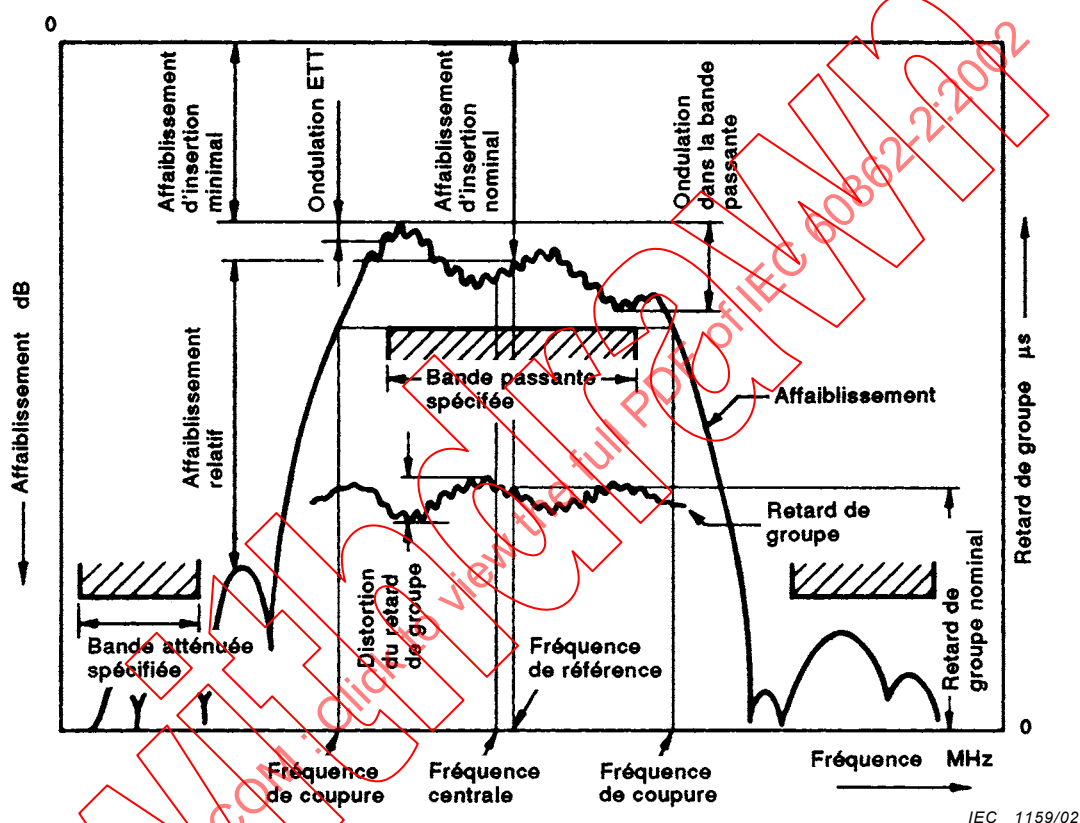


Figure 1 – Réponse en fréquence d'un filtre à OAS

5.2 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.

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.

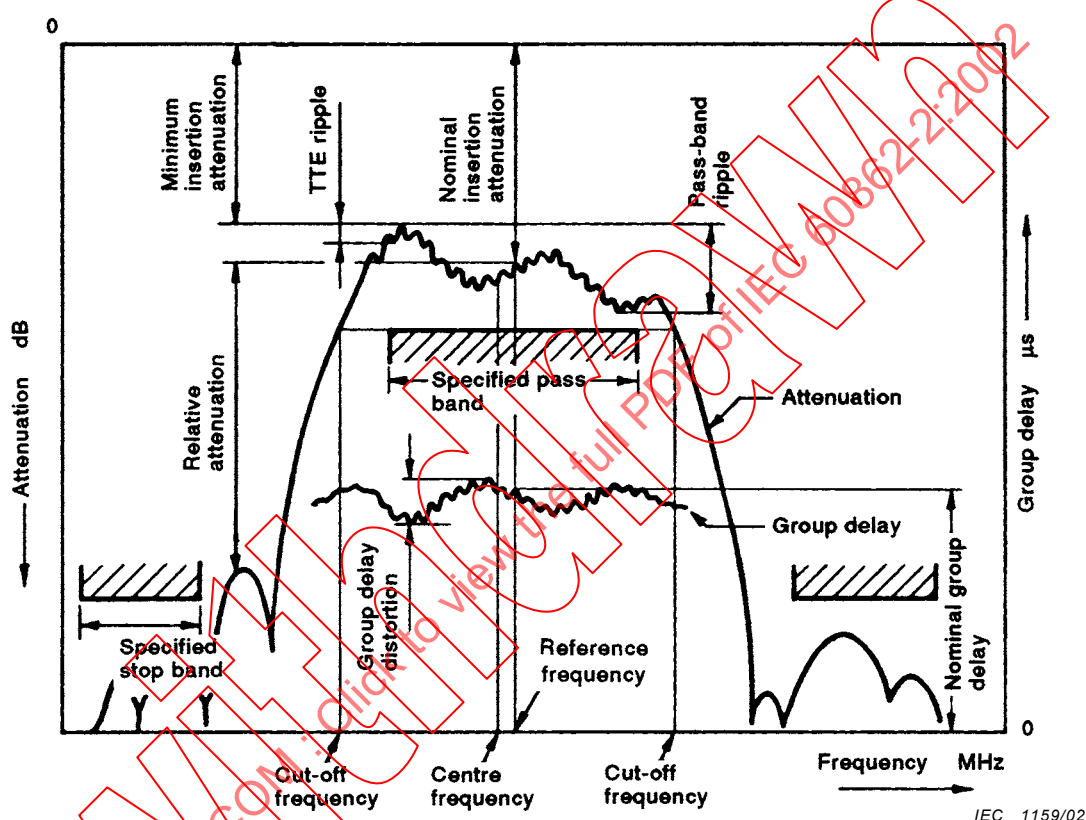


Figure 1 – Frequency response of a SAW filter

5.2 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.

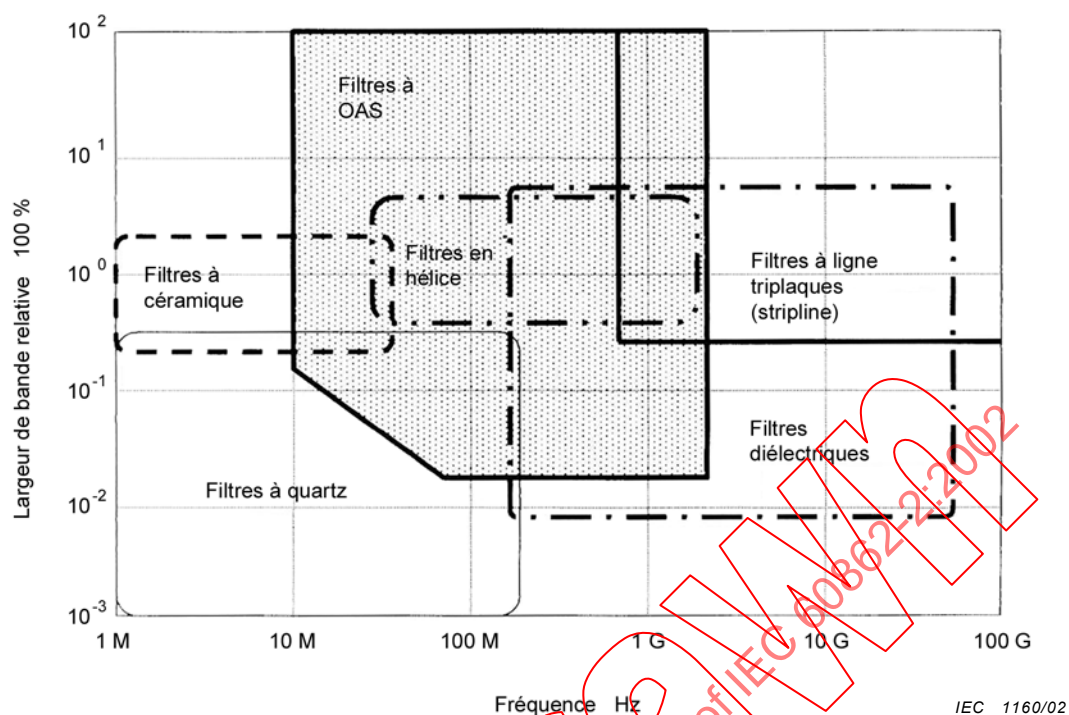


Figure 2 – Gamme de fréquences applicable et bande passante relative d'un filtre à OAS et d'autres filtres

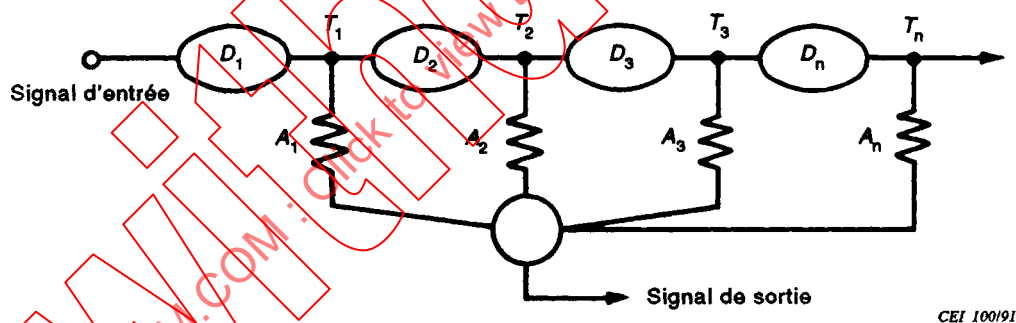


Figure 3 – Schéma montrant le passage d'un signal dans un filtre transversal

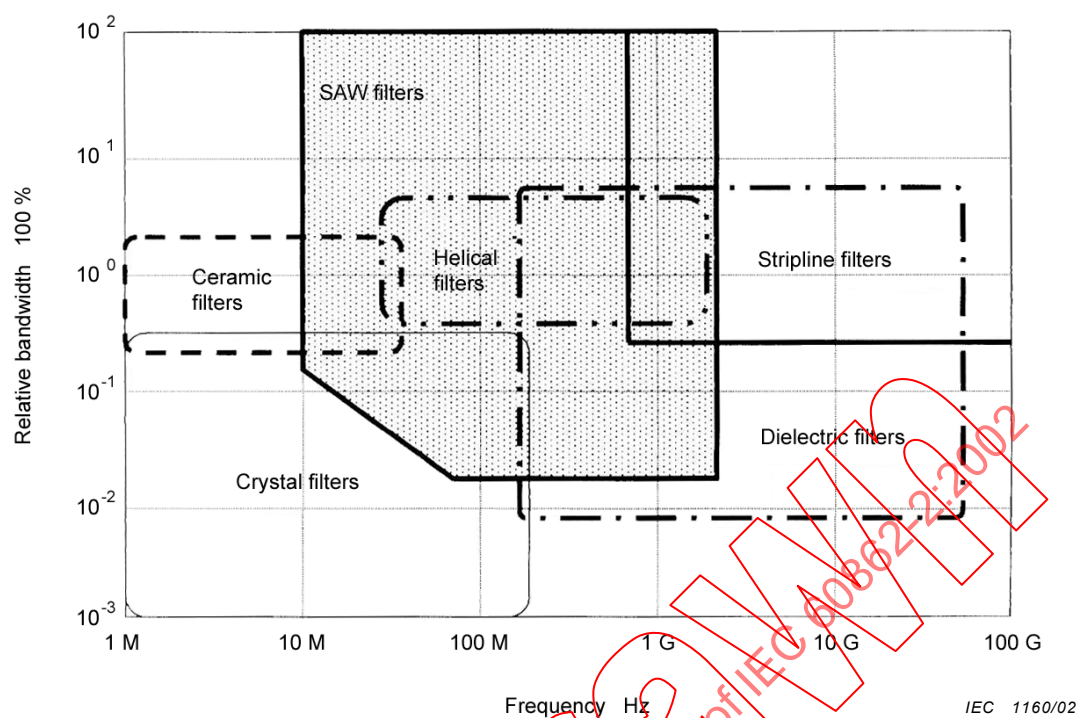


Figure 2 – Applicable range of frequency and relative bandwidth of the SAW filter and the other filters

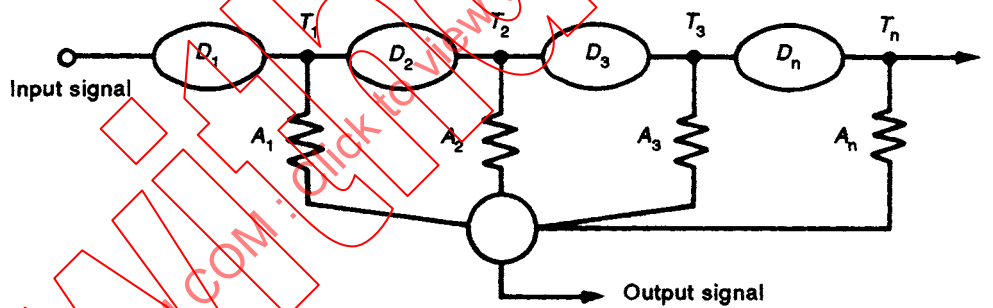


Figure 3 – Schematic diagram showing signal flow through a transversal filter

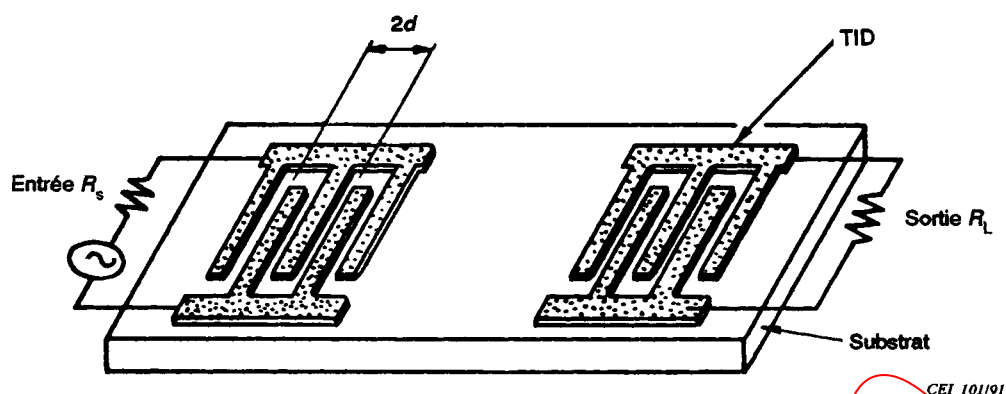


Figure 4 – Configuration fondamentale d'un filtre transversal à OAS

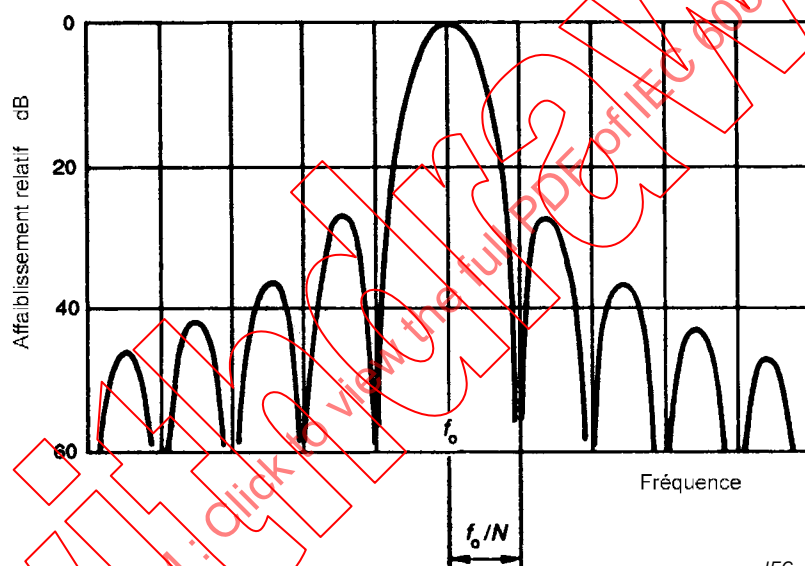


Figure 5 – Réponse en fréquence du filtre transversal à OAS donné à la figure 4, où f_0 est la fréquence centrale et N est le nombre de paires de doigts du TID

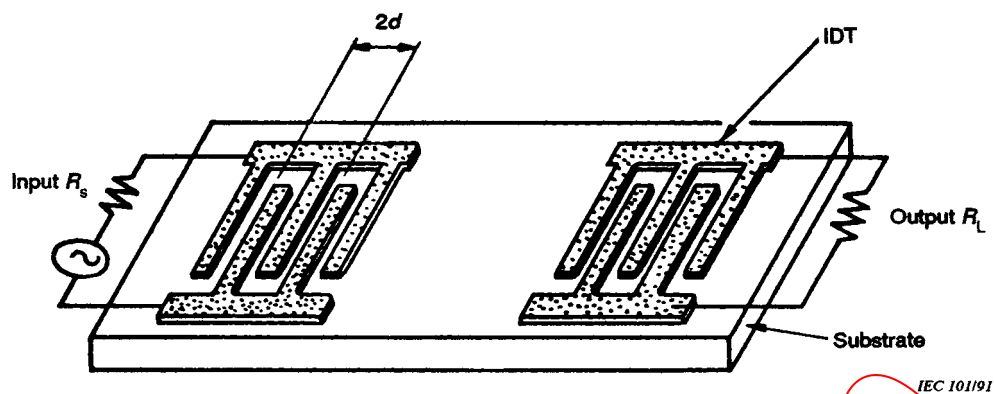


Figure 4 – Basic configuration of a SAW transversal filter

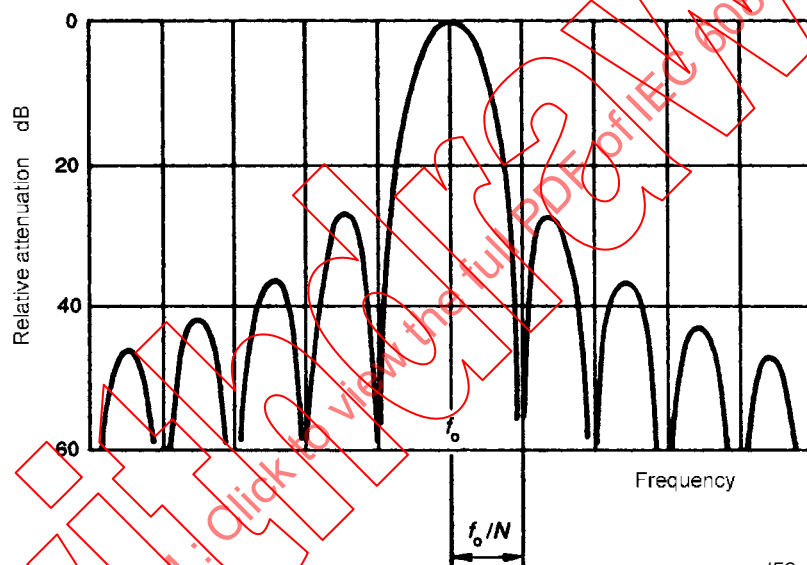


Figure 5 – Frequency response of the SAW transversal filter shown in figure 4, where f_0 is the centre frequency and N is the number of finger pairs of the IDT



IEC 103/91

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



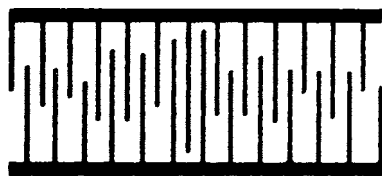
IEC 104/91

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



IEC 105/91

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



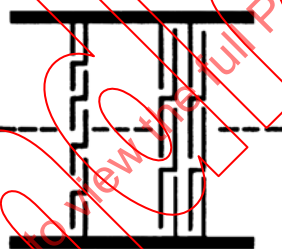
IEC 103/91

Figure 6 – Apodization weighting obtained by apodizing fingers



IEC 104/91

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



IEC 105/91

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

5.3 Configurations des filtres et leurs caractéristiques générales

Dans certains cas, la configuration avec doigt fendu (électrode double), comme montré à la figure 9, est utilisée 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 opposées. Par exemple, un TID émetteur convertit le 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, sont utilisés.

De plus, les filtres à réflecteurs (voir les figures 19 et 20) peuvent être considérés comme des 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.

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

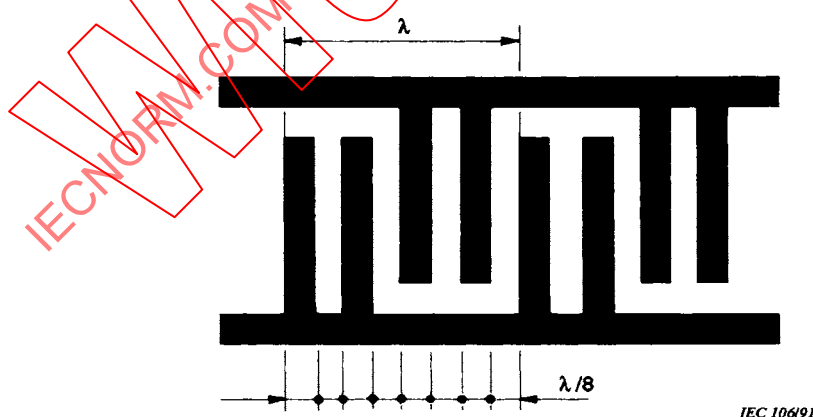


Figure 9 – Configuration à doigt fendu (électrode double)

5.3 Filter configurations and their general characteristics

In some cases, the split-finger (double electrode) configuration, as shown in figure 9, is used 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 are utilized.

Additionally, reflector filters (see figures 19 and 20) can be included as one 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.

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

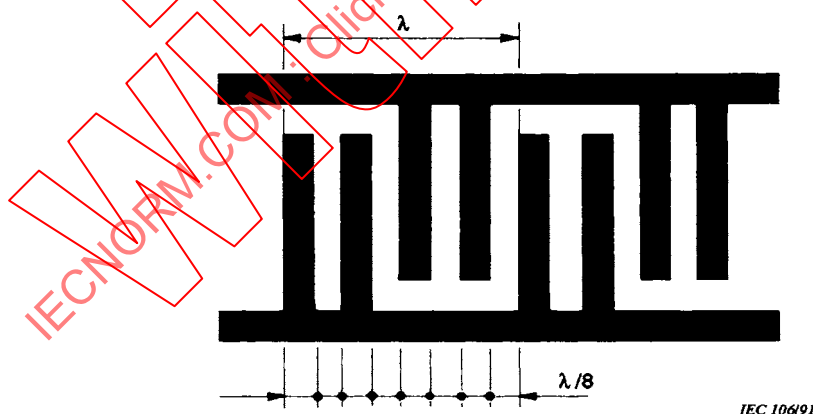


Figure 9 – Split-finger (double electrode) configuration

5.3.1 Filtres à TID bidirectionnels

5.3.1.1 Filtres à deux TID bidirectionnels

Dans les filtres à OAS 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 à fréquence symétrique

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 à fréquence symétrique 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 prescriptions 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 la bande passante, de la bande atténuée 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, RLE (réseau local d'entreprise ou LAN), etc. Des filtres à OAS avec des caractéristiques de Nyquist ont été développés pour de nouveaux systèmes de communication.

5.3.1.2 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 OAS 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 il est montré à 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 (TIDI).

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

Les filtres multi-TID ou filtres à multi-transducteurs interdigités (TIDI) sont constitués de TID d'entrée eux-mêmes interdigités avec les TID de sortie (également interdigités). 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.

5.3.1 Bidirectional IDT filters

5.3.1.1 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.

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

Multi-IDT or interdigitated interdigital transducer (IIDT) 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 (IIDT) filters.

b) Multi-IDT/Interdigitated interdigital transducer (IIDT) filters

Multi-IDT or interdigitated interdigital transducer (IIDT) filters provide input IDTs interdigitally 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.

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:

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

5.3.2 Filtres à transducteurs interdigités unidirectionnels (TUD)

5.3.2.1 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 définies indépendamment. Ils sont divisés grossièrement en deux catégories. L'une est le transducteur unidirectionnel multiphasé auquel des champs électriques de diverses différences de phase sont appliqués. L'autre est le 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 noncoplanaire et moins fiable.

Le transducteur interdigité unidirectionnel à doigts en paquets montré à la figure 15 permet d'éviter les inconvénients 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 est montrée schématiquement à la figure 16. 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.

5.3.2.2 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 LiNbO₃ d'angle de coupe 128° Y tourné et de la direction de propagation selon X et un câble coaxial de 50 Ω ont été utilisés respectivement comme milieu de propagation d'OAS et comme déphaseur à 90°.

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 number of the transducers, as follows;

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

5.3.2 Unidirectional IDT (UDT) filters

5.3.2.1 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 is the multi-phase unidirectional transducer, to which electrical fields with various phase differences are applied. The other 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 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 colinearly 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 behaviour. The basic arrangement of a unidirectional transducer using internal floating electrode reflection is shown schematically in figure 16. 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.

5.3.2.2 Principle

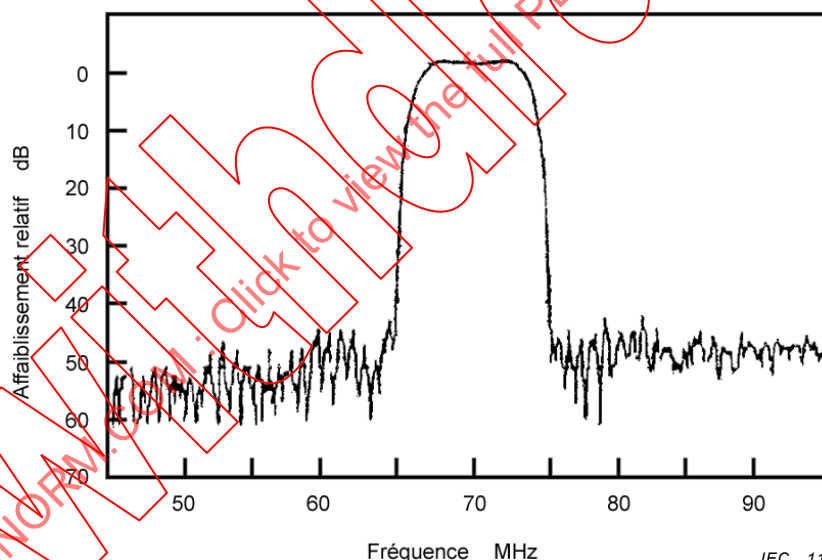
a) Multi-phase unidirectional transducers

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 50Ω coaxial cable have been used as a SAW propagation medium and a 90° phase shifter respectively.

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 la caractéristique expérimentale d'un transducteur unidirectionnel monophasé utilisant des bandes métalliques internes flottantes courtes et ouvertes 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 1162/02

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 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 %.

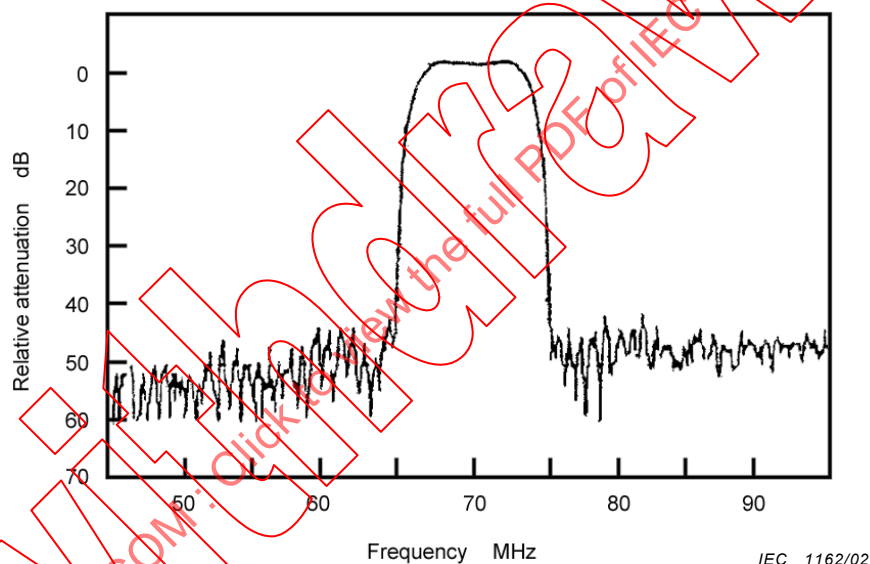


Figure 10 – Typical characteristics of a SAW IF filter for radio transmission equipment (nominal frequency of 70,0 MHz)

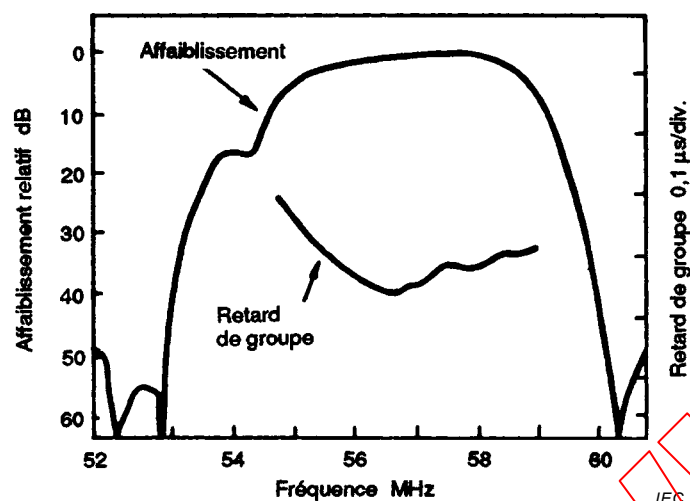


Figure 11 – Caractéristiques typiques d'un filtre à OAS dissymétrique en fréquence (fréquence nominale égale à 58,75 MHz pour une utilisation en fréquence intermédiaire de télévision)

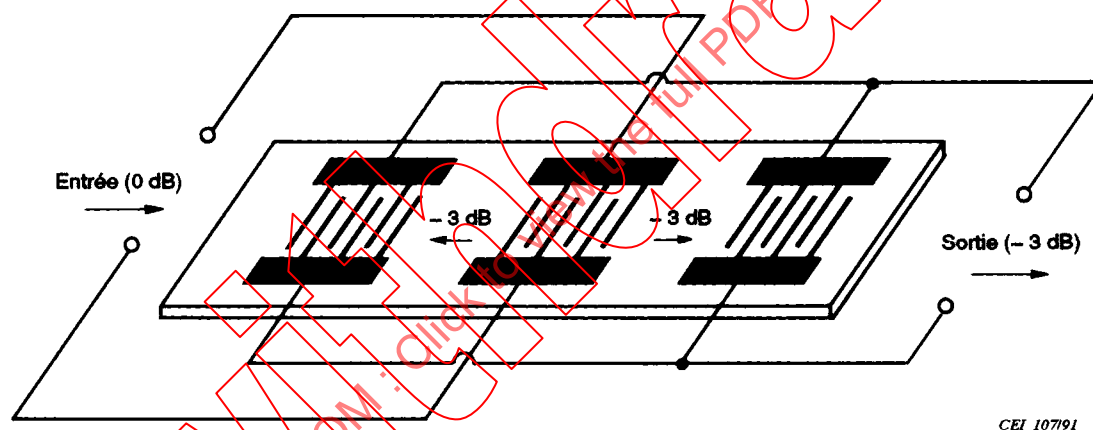


Figure 12 – Filtre à OAS à trois TID

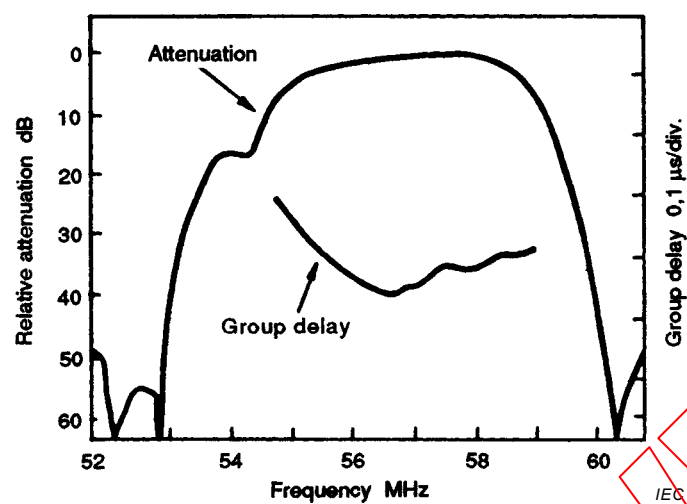


Figure 11 – Typical characteristics of a frequency asymmetrical SAW filter
(nominal frequency of 58,75 MHz for TV-IF use)

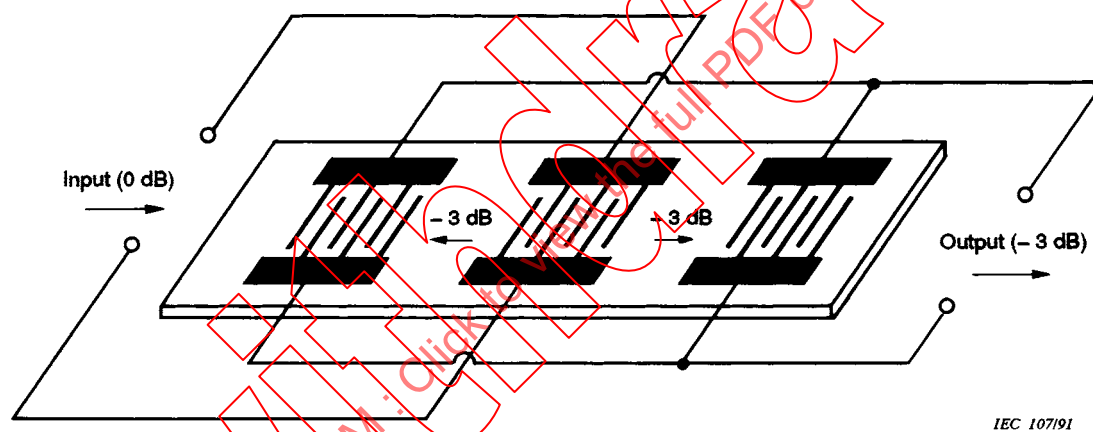


Figure 12 – SAW three-IDT filter

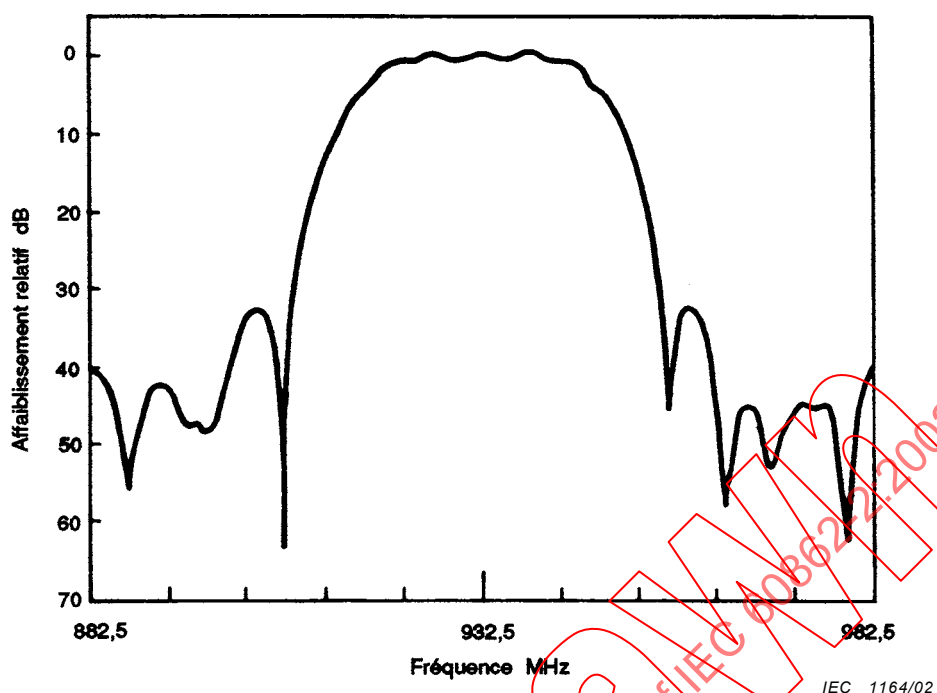


Figure 13 – Réponse en fréquence typique d'un filtre à OAS dans la gamme des 900 MHz pour une utilisation dans les communications (téléphone portable)

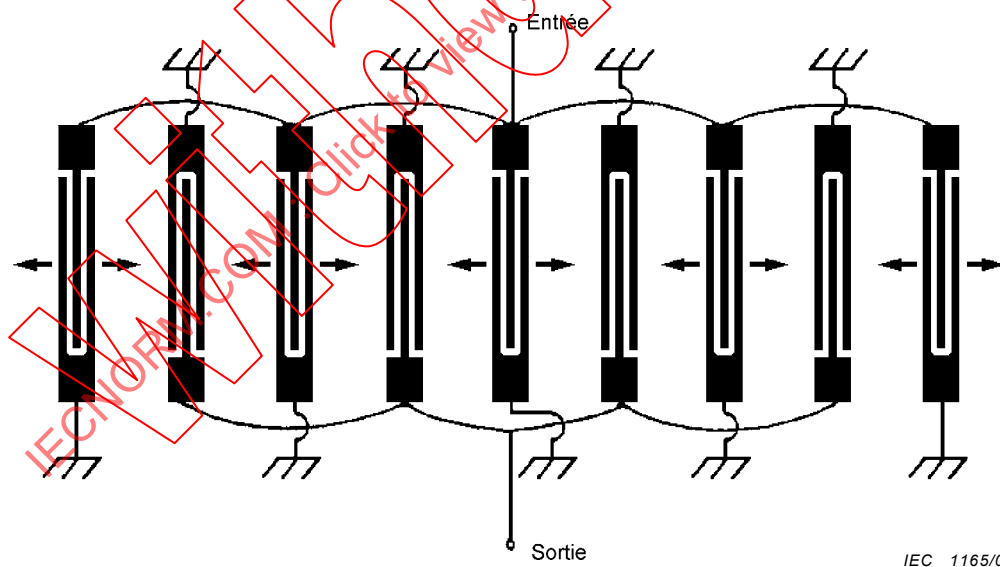


Figure 14 – Schéma d'un filtre à multi-transducteurs interdigités (multi-TID)

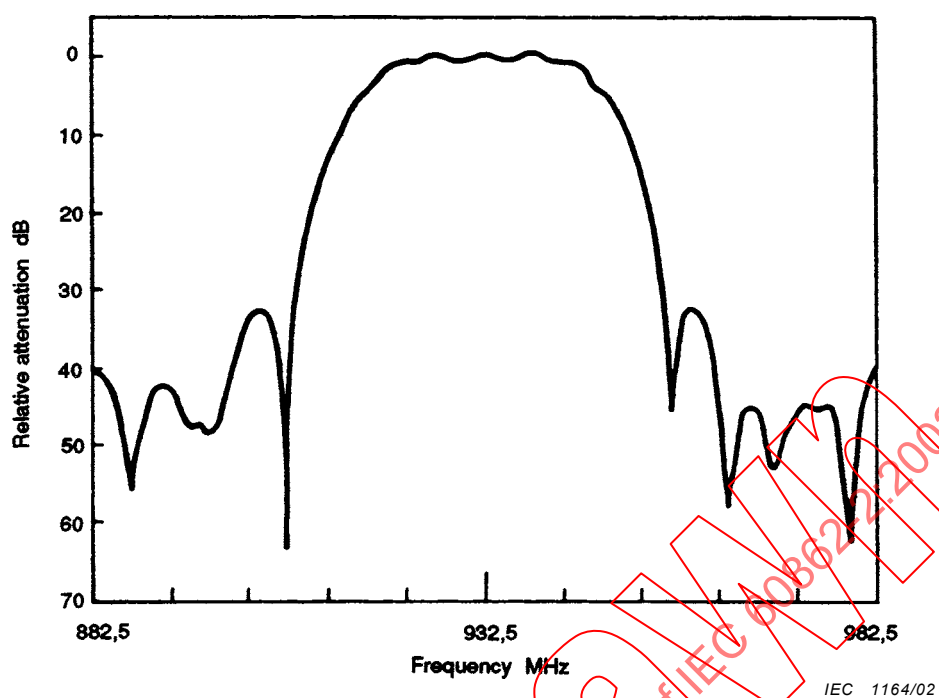


Figure 13 – Typical frequency response of a 900 MHz range SAW filter for communication (mobile telephone use)

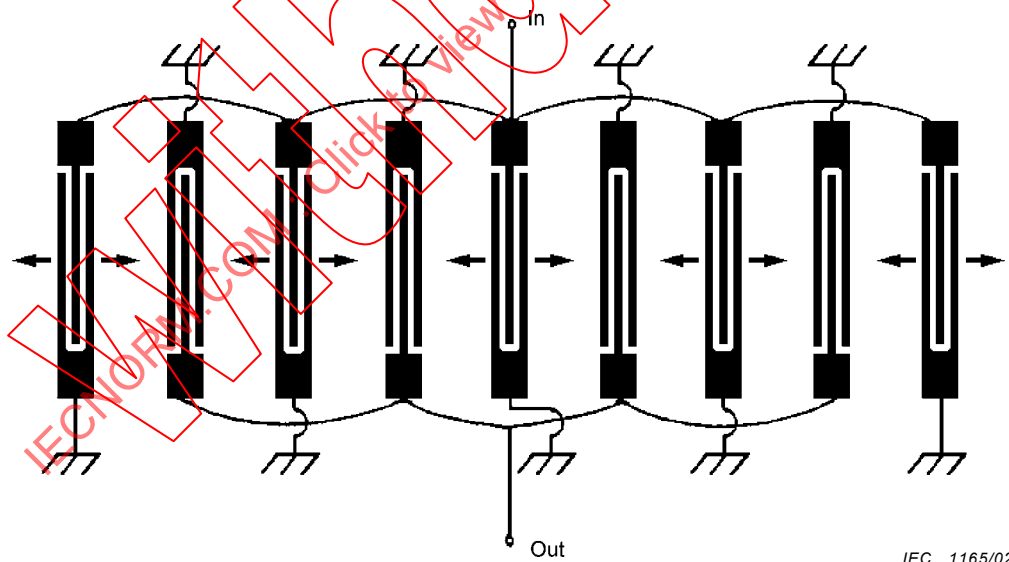


Figure 14 – Schematic of the IIDT (multi-IDT) filter

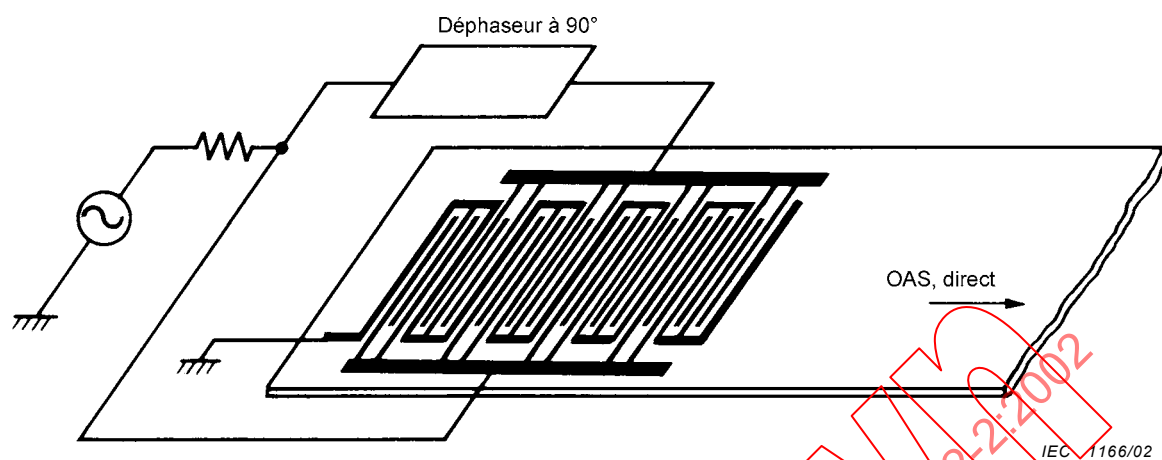


Figure 15 – Transducteur unidirectionnel multiphase

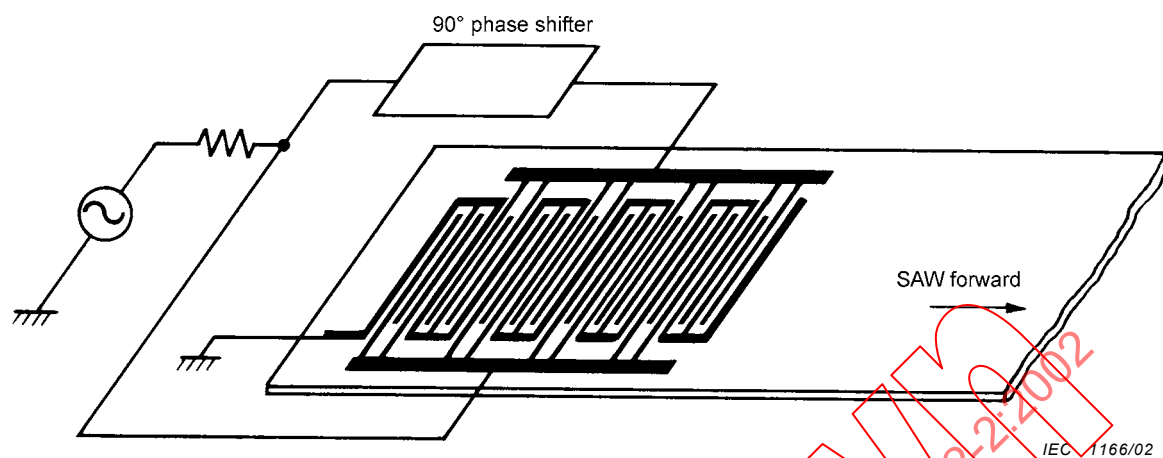


Figure 15 – Multi-phase unidirectional transducer

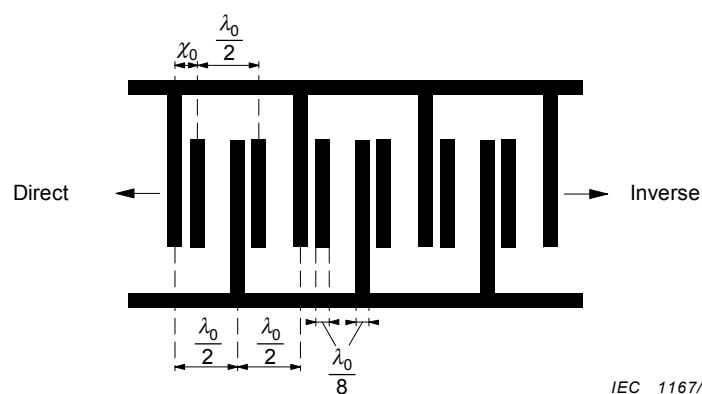


Figure 16a

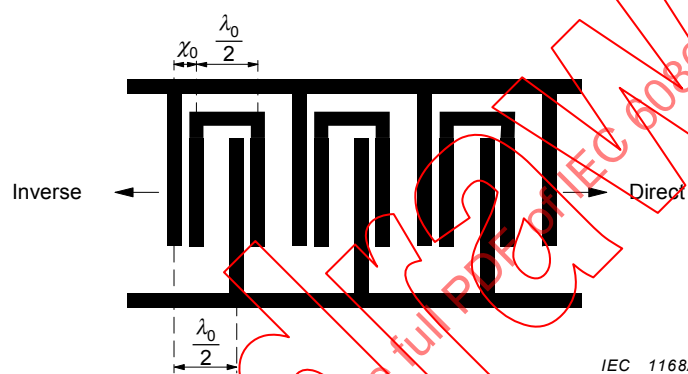


Figure 16b

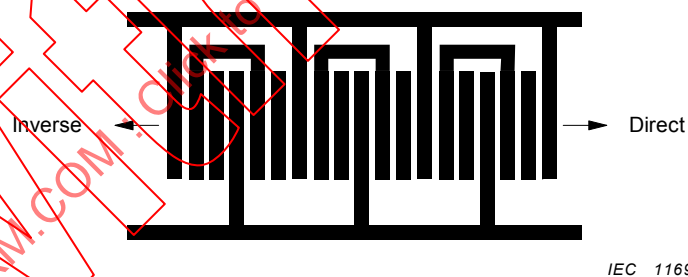


Figure 16c

Figure 16 – Transducteurs unidirectionnels monophasés

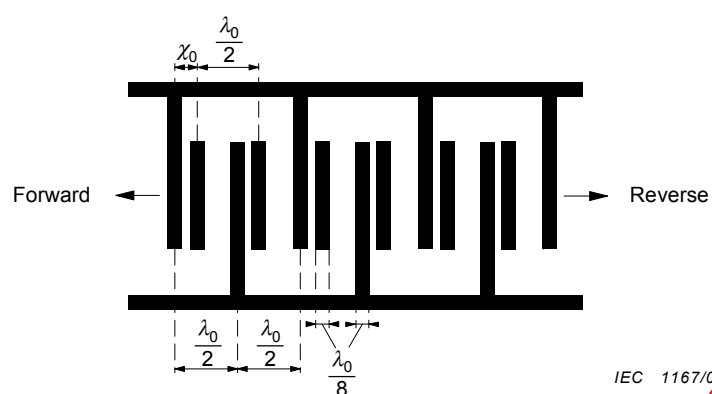


Figure 16a

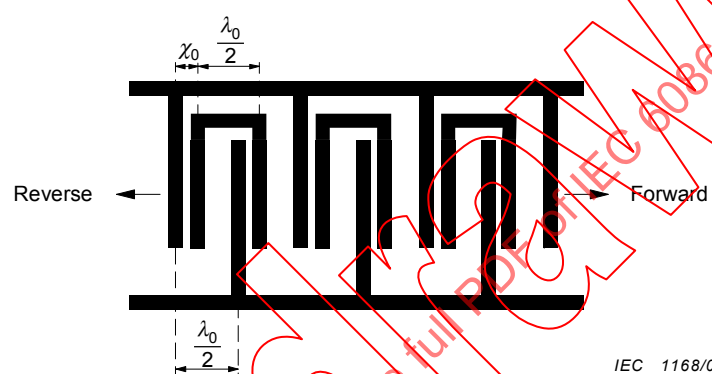


Figure 16b

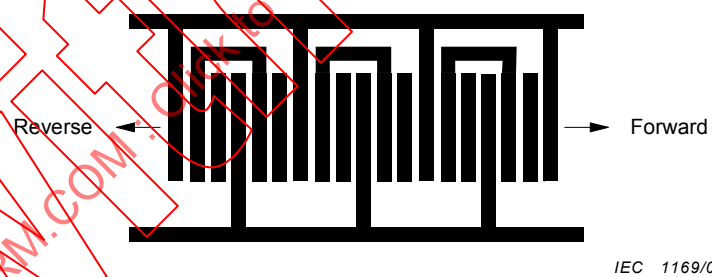


Figure 16c

Figure 16 – Single-phase unidirectional transducers

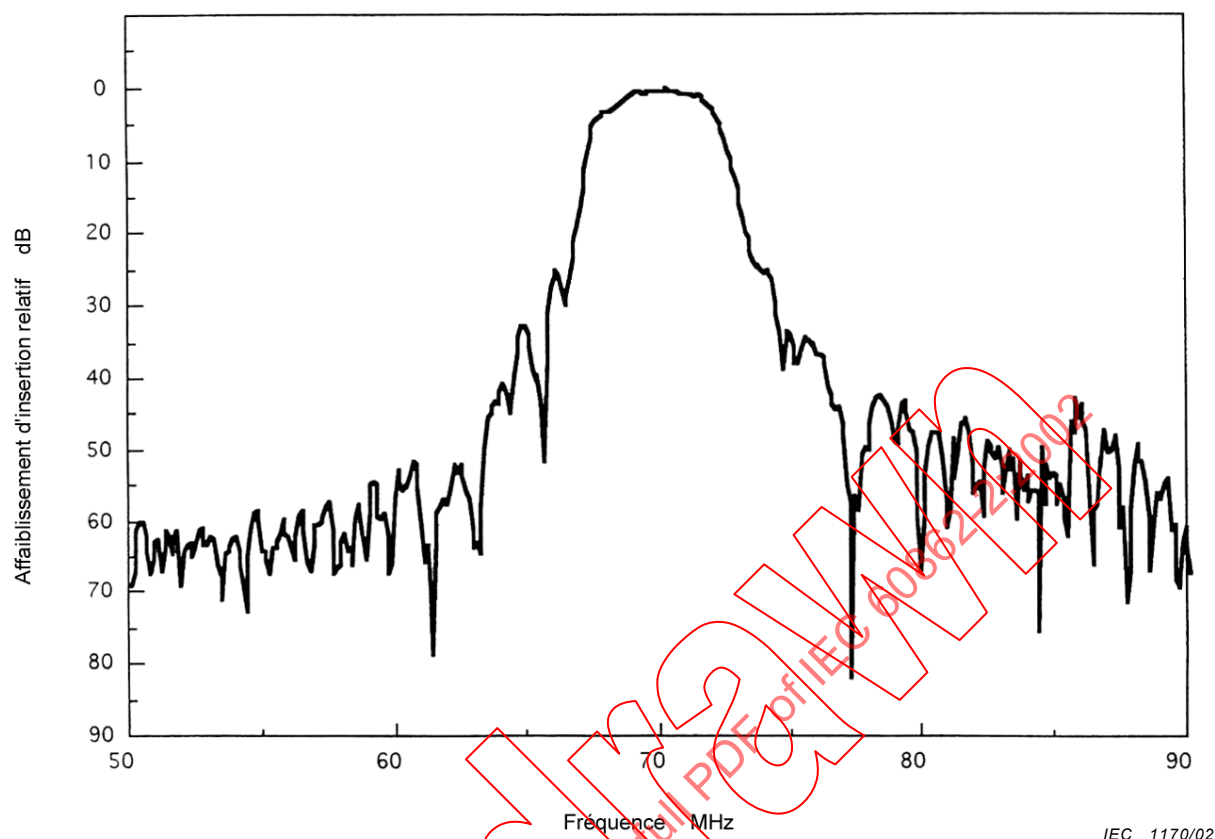


Figure 17 – Caractéristiques en fréquence d'un filtre utilisant des transducteurs unidirectionnels multiphasés

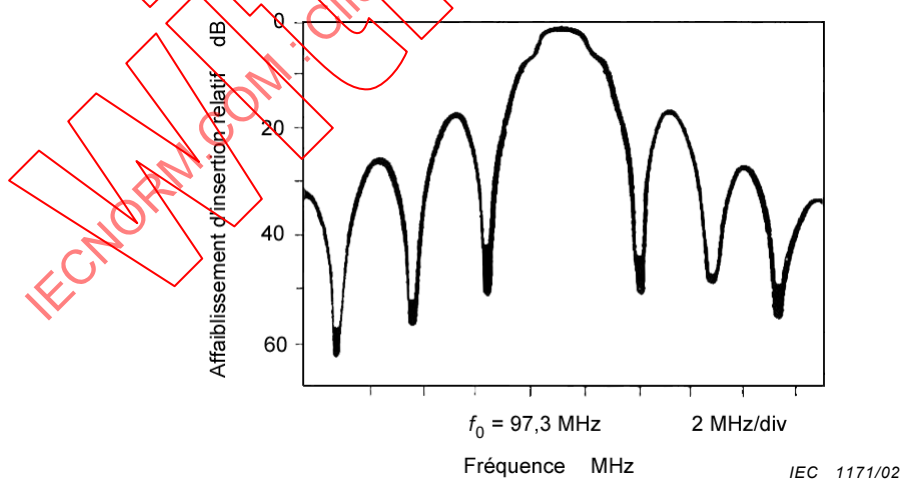


Figure 18 – Caractéristiques en fréquence d'un filtre utilisant des transducteurs unidirectionnels monophasés

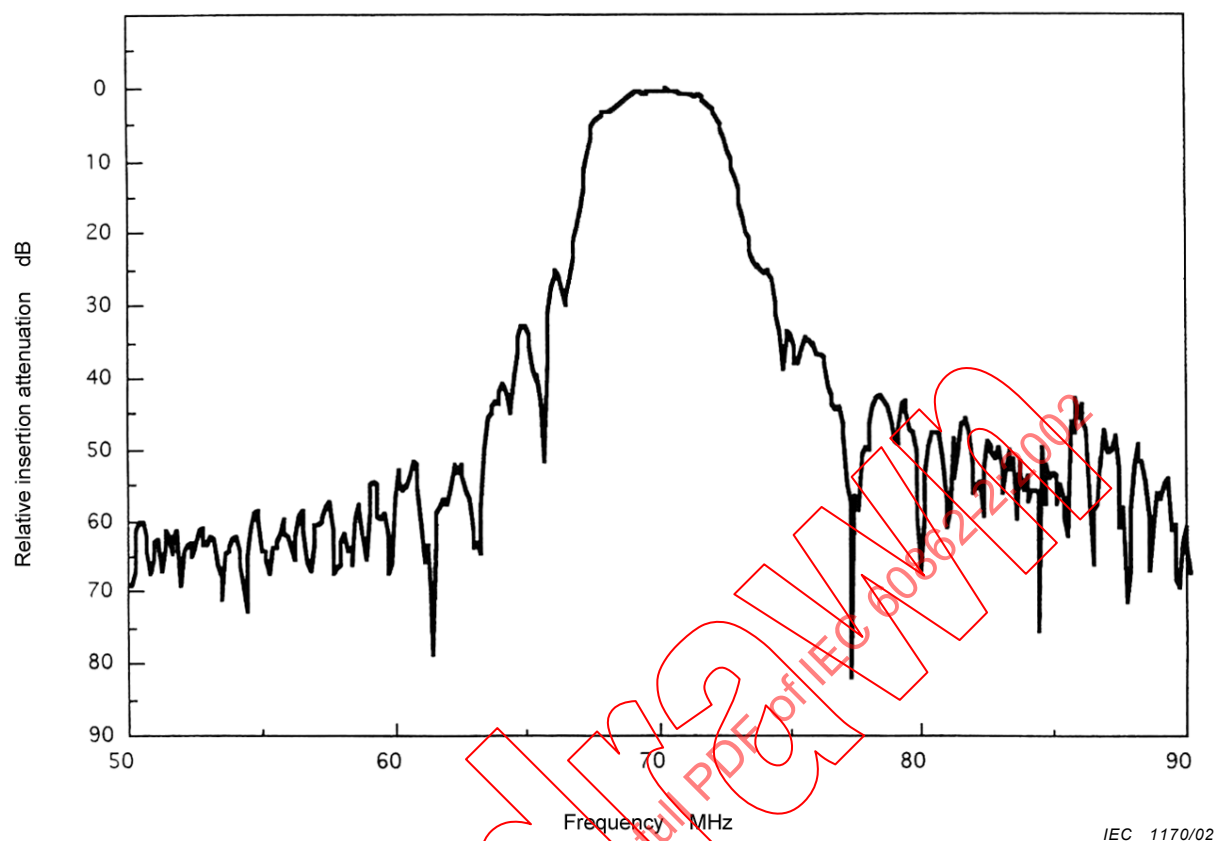


Figure 17 – Frequency characteristics of a filter using multi-phase unidirectional transducers

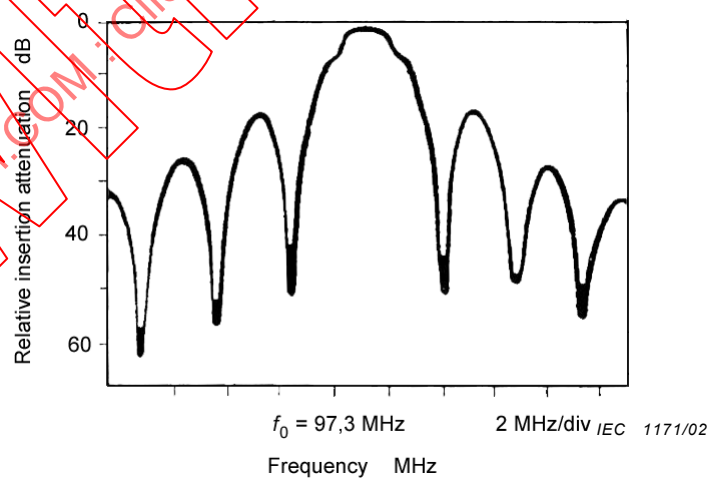


Figure 18 – Frequency characteristics of a filter using single-phase unidirectional transducers

5.3.3 Filtres à réflecteurs

5.3.3.1 Configuration

Des filtres à réflecteurs en réseau divers ont été proposés et leurs configurations de base sont données à la figure 19. 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 19d. 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 pratique est le filtre avec le chemin de parcours en Z illustré par la figure 20. Cette configuration est une modification de la configuration conventionnelle représentée à la figure 19e, destinée à 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 19a n'est pas utilisée. Cependant, en utilisant la conception à deux voies illustrée par la figure 21, les signaux parasites directs s'annulent l'un l'autre et la réponse du filtre est beaucoup améliorée.

Une autre variante de filtre à deux voies est donnée à la figure 22a. 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 est seulement d'une distance d'électrode réflecteur, i.e. leurs longueurs de $\lambda/2$. Les transducteurs sont les transducteurs unidirectionnels monophasés (TUDM, voir 5.3.2) et par conséquent eux-mêmes à réflecteurs. Les filtres à TUDM à réflecteurs représentent une alternative si un faible affaiblissement est une prescription supplémentaire.

5.3.3.2 Principe

Les filtres compresseurs à réseaux réflectifs ont été principalement utilisés comme dispositifs d'expansion/compression d'impulsions avec des réseaux de grilles dispersifs. Et toutes les configurations peuvent être utilisées comme filtre passe-bande avec leurs réponses réfléchies. 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 23 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 24 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 se situent 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.

5.3.3 Reflector filters

5.3.3.1 Configuration

Various reflection grating filters have been reported, and their basic configurations are shown in figure 19. 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 19d. 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 20. This configuration is a modification of the conventional one shown in figure 19e 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 19a is not useful. However, using the dual-track concept shown in figure 21, 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 22a. 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 5.3.2) and hence themselves reflective. SPUDT-reflector filters represent an alternative if low attenuation is an additional requirement.

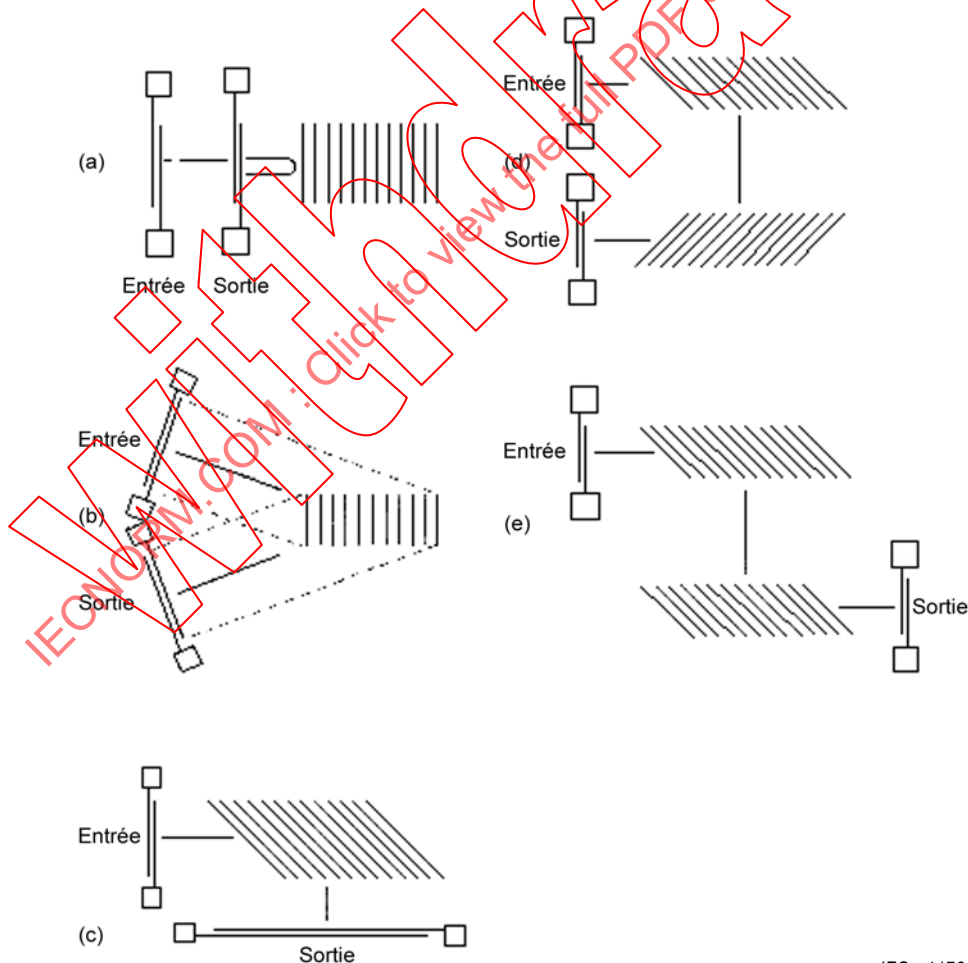
5.3.3.2 Principle

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 23 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 feedthrough 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 24 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.

Le filtre à réflecteurs à transducteurs unidirectionnels monophasés comporte quatre chemins qui participent à la propagation de l'entrée à la sortie, deux chemins pour chaque voie, comme indiqué à la figure 22b. Le premier chemin de parcours 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 25 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 $112,2^\circ$ 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 terme 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. Dans le domaine temps, un temps total correspondant à deux fois la longueur de la structure du réflecteur est obtenu 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.

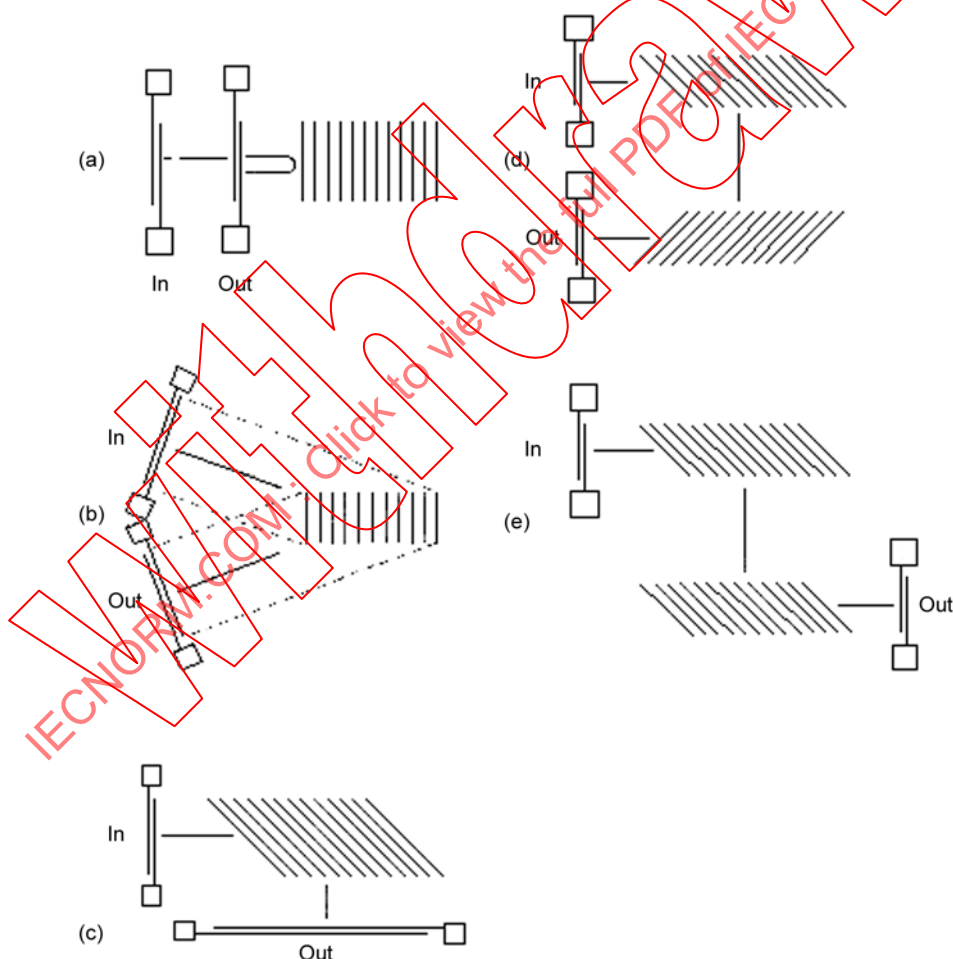


IEC 1172/02

Figure 19 – Différentes configurations des filtres à réflecteurs

SPUDT-reflector filter provides for four constructive propagation paths from input to output, two in each track, as indicated in figure 22b. 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 25 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.



IEC 1172/02

Figure 19 – Various reflector filter configurations

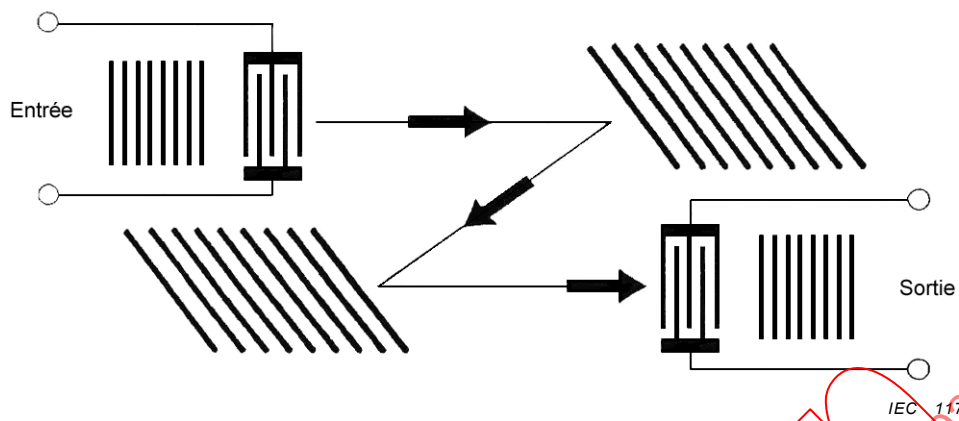


Figure 20 – Configuration d'un filtre avec le chemin de propagation en Z

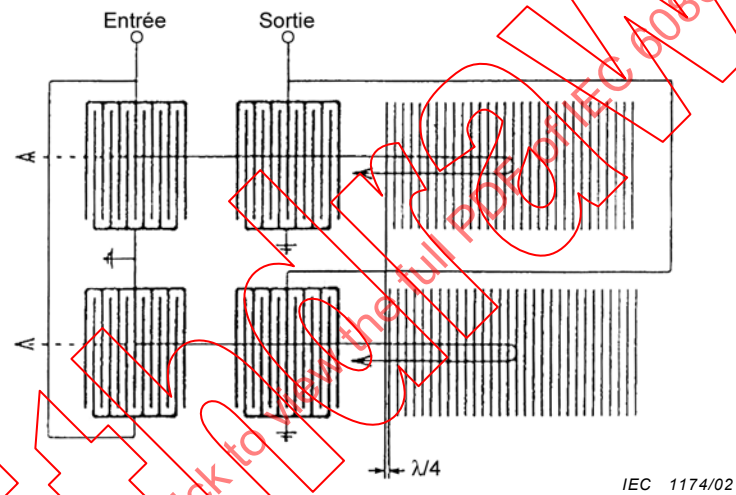


Figure 21 – Configuration d'un filtre à réflecteurs à deux voies

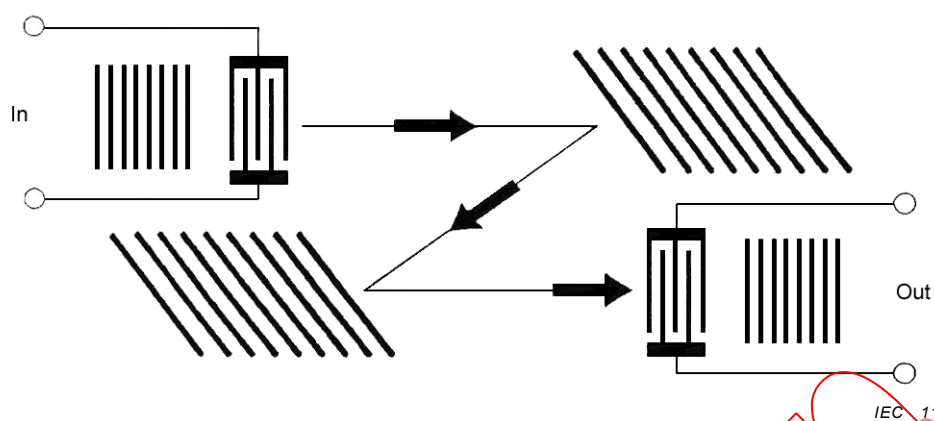


Figure 20 – Z-path filter configuration

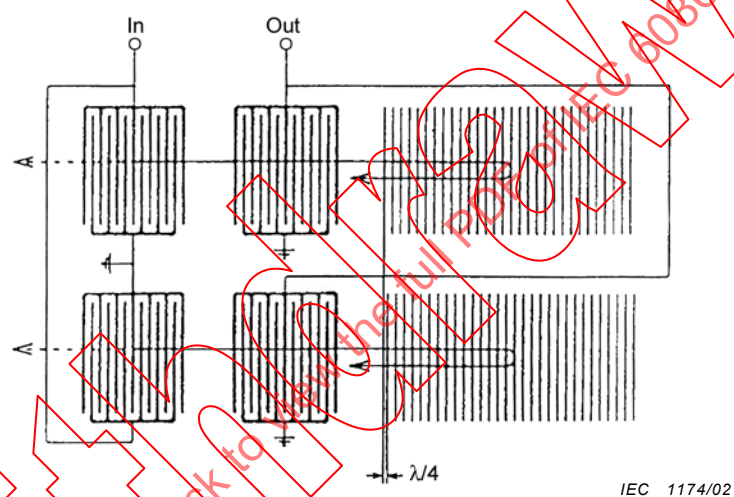


Figure 21 – Dual-track reflector filter configuration

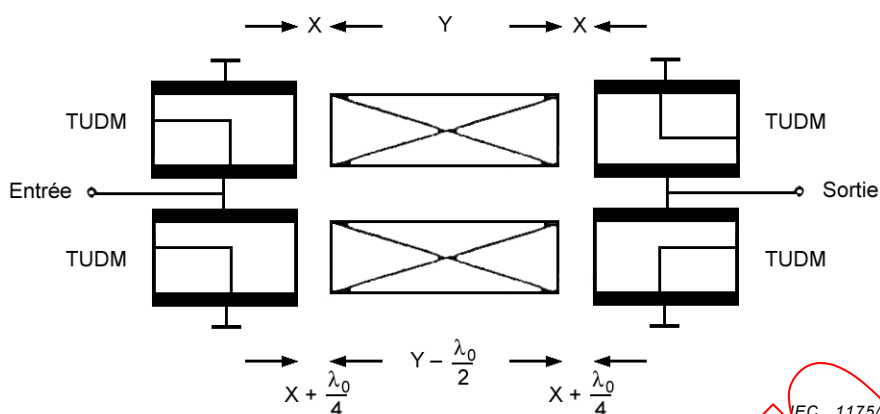


Figure 22a – Configuration d'un filtre à deux voies à transducteurs unidirectionnels monophasés

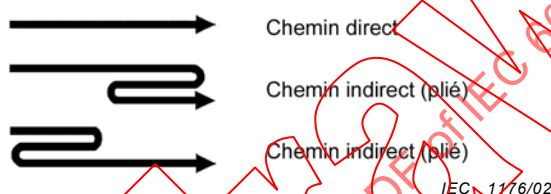


Figure 22b – Chemins de propagation de l'onde dans un filtre à deux voies à transducteurs unidirectionnels monophasés

Figure 22 – Filtre à deux voies à transducteurs unidirectionnels monophasés (TUDM)

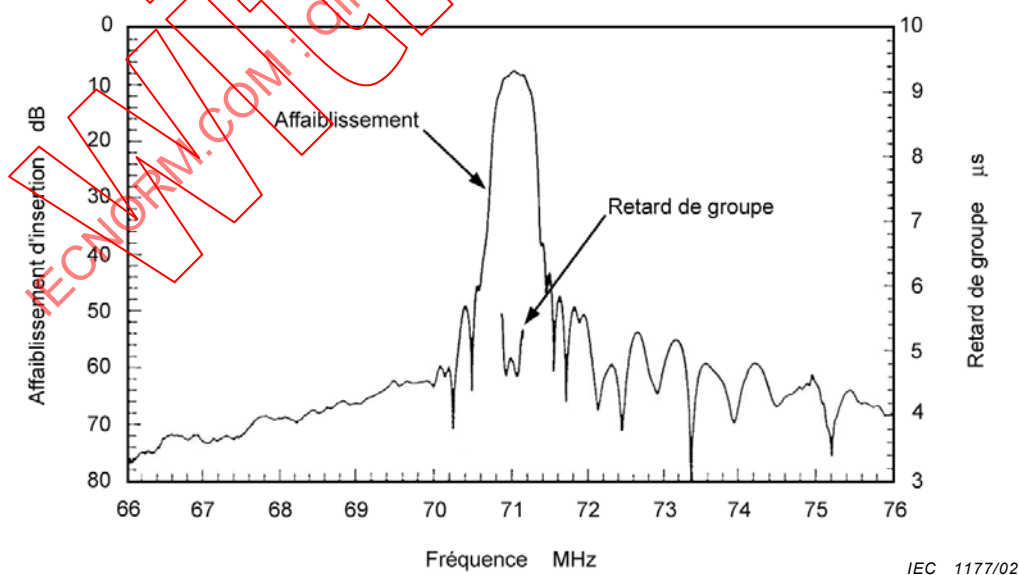


Figure 23 – Caractéristiques de fréquence d'un filtre avec le chemin de propagation en Z

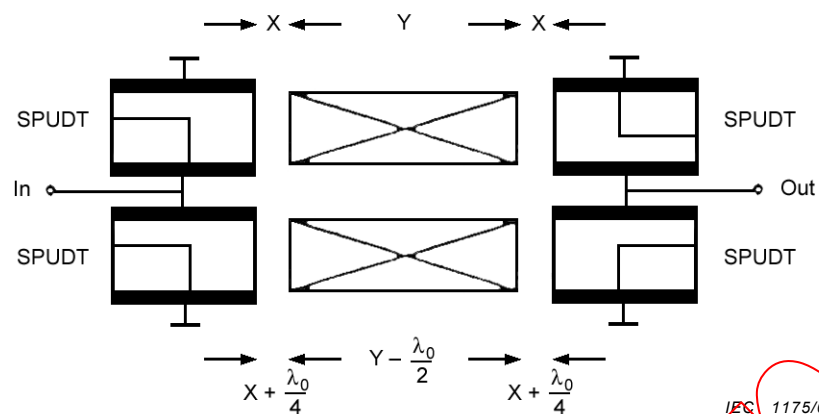


Figure 22a – SPUdT-based dual-track filter configuration

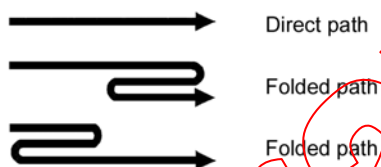


Figure 22b – Propagation paths on SPUdT-based dual track filter

Figure 22 – SPUdT-based dual-track filter

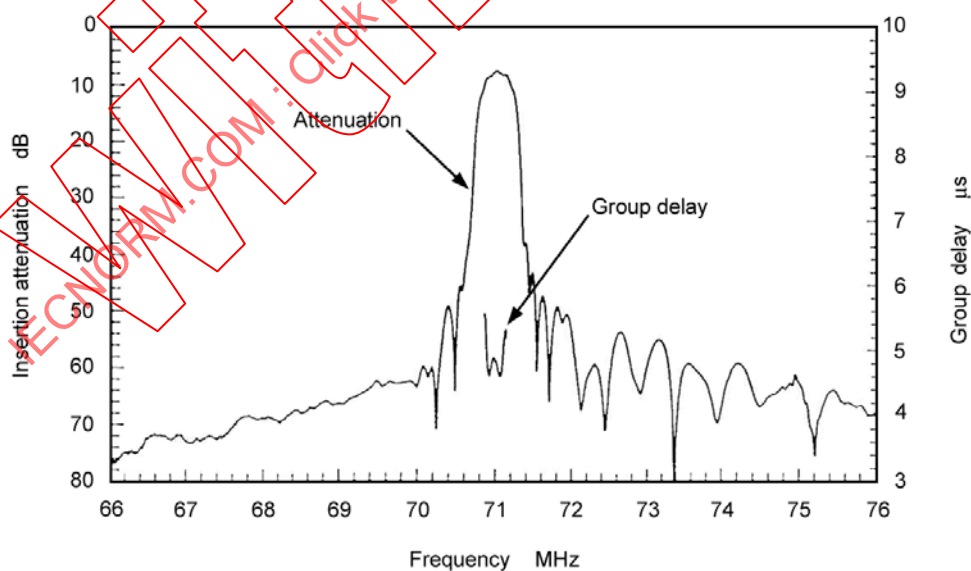


Figure 23 – Frequency characteristics of Z-path filter

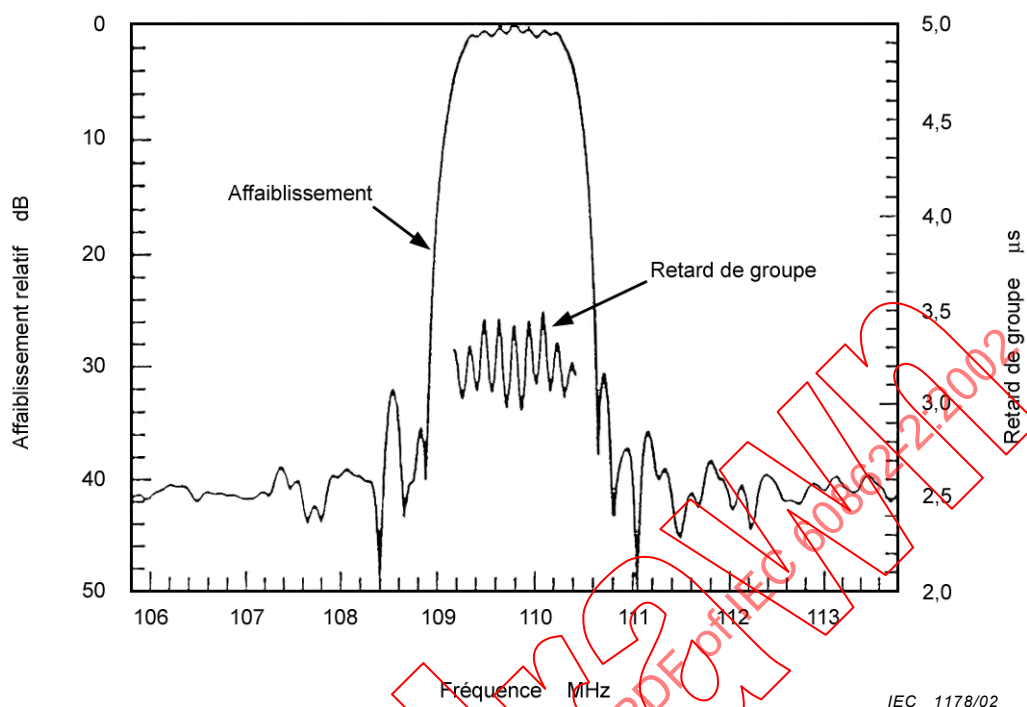


Figure 24 – Caractéristiques de fréquence d'un filtre à réflecteurs à deux voies

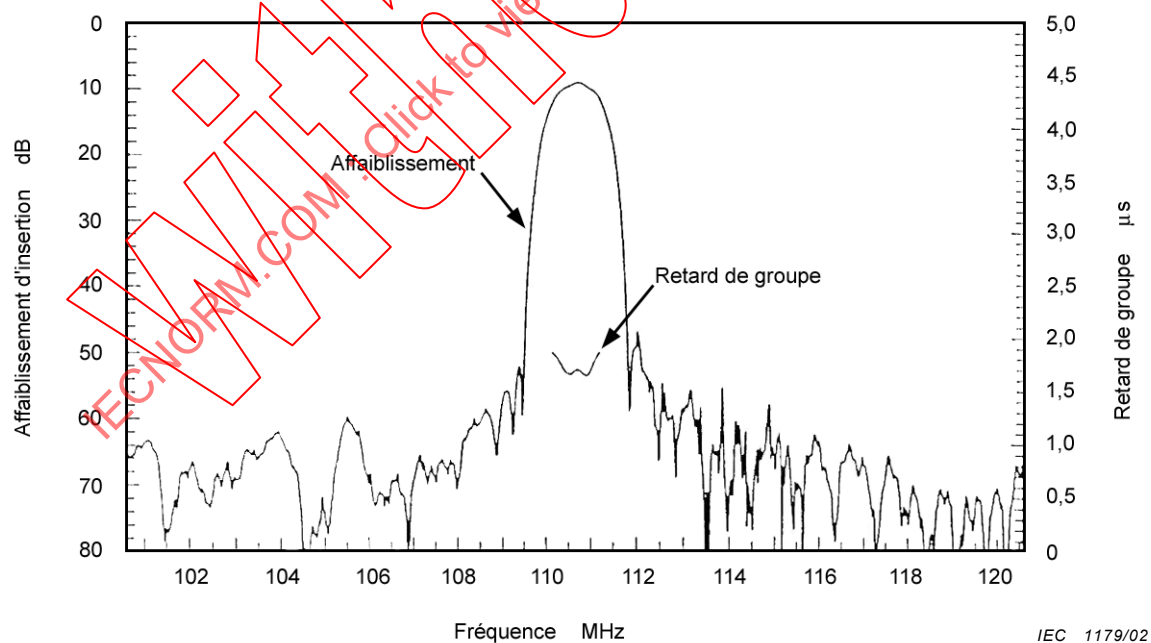


Figure 25 – Caractéristiques de fréquence d'un filtre à réflecteurs à transducteurs unidirectionnels monophasés

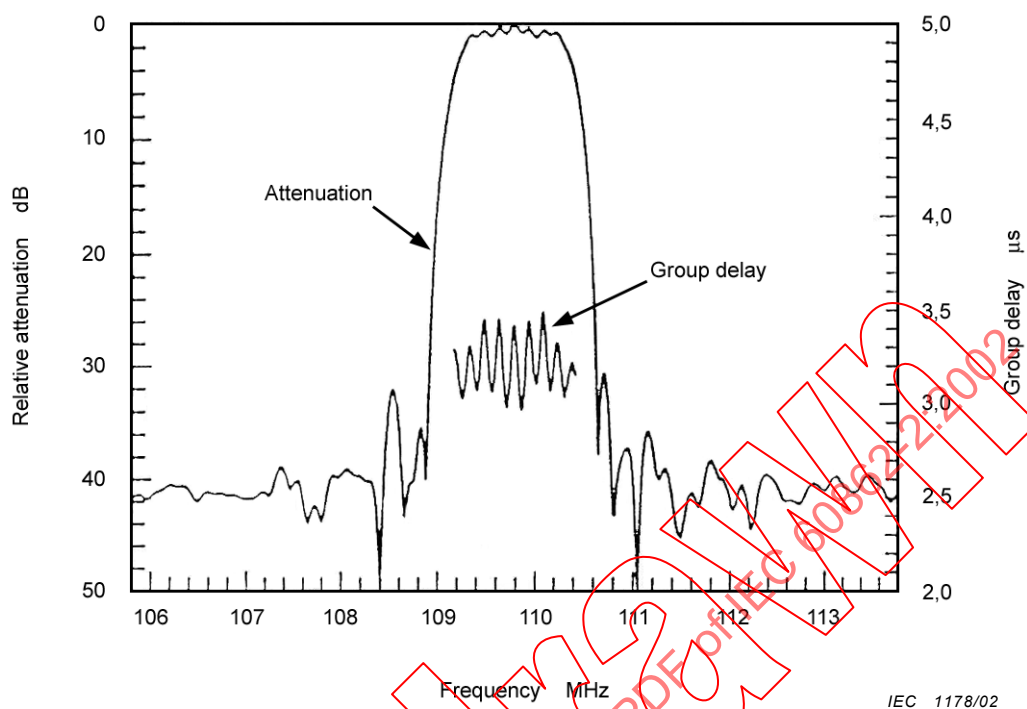


Figure 24 – Frequency characteristics of dual-track reflector filter

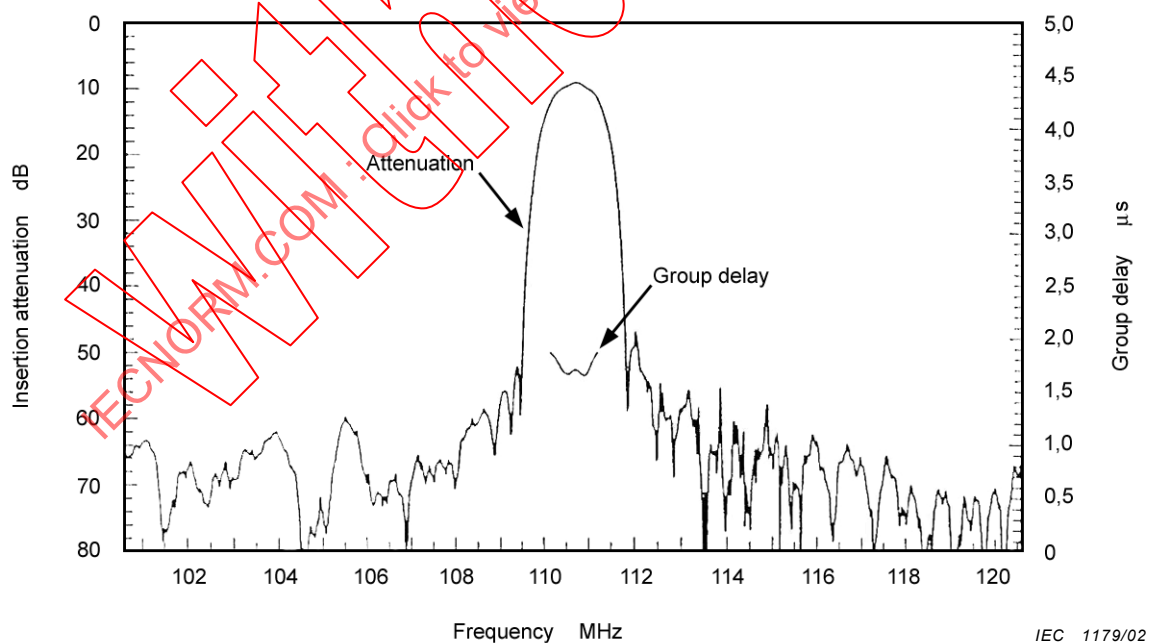


Figure 25 – Frequency characteristics of SPUDT-based reflector filter

6 Considérations générales sur les filtres à OAS à résonateurs

6.1 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 récentes 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. Cette norme explique les principes de conception 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 proche de la bande passante par des circuits résonnants 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 résonnants 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 résonnant 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 données en 6.2.

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 6.3.

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 6.4.

6.2 Filtres en échelle et en treillis

6.2.1 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).

6 Fundamentals of SAW resonator filters

6.1 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 (interdigitated IDT) 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 6.2.

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 6.3.

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 utilize multiple resonant modes. This type is discussed in 6.4.

6.2 Ladder and lattice filters

6.2.1 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) Filtre en échelle

La figure 26a montre un exemple de structure de filtre et la figure 27a 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 montré à la figure 28. Les résonateurs R1' et R2' identifient les résonateurs synthétisés. R1' a une capacité statique moitié de celle de R1, et R2' a deux fois la capacité statique de R2.

b) Filtre 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 26b. La figure 27b 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'anti-résonance de l'autre paire de résonateurs.

6.2.2 Principe de fonctionnement

a) Filtre en échelle

La figure 29a montre les changements de X_s et B_p en fonction de la fréquence. Ici, la fréquence d'anti-résonance (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 une 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'équation (4) est un nombre imaginaire. Toutefois, il présente une caractéristique de bande atténuée lorsque l'équation (4) est 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 29a.

b) Filtre en treillis

La figure 29b montre les changements de X_s et X_p en fonction de la fréquence. Dans cet exemple, la fréquence d'anti-résonance (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'équation (5) est un nombre imaginaire. Toutefois, il présente une caractéristique de bande atténuée lorsque l'équation (5) est 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'équation (5) est un nombre réel. La condition $X_p = X_s$ donne l'affaiblissement d'insertion maximal comme illustré par la figure 29b.

a) Ladder filter

Figure 26a shows an example of a filter structure and figure 27a 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 28. 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 26b. Figure 27b 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.

6.2.2 Principle of operation

a) Ladder filter

Figure 29a 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 29a.

b) Lattice filter

Figure 29b 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 29b.

6.2.3 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 (R_1) est égale à la capacité statique d'une paire de résonateurs du bras parallèle (R_2), comme indiqué à la figure 26b, 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 déposée 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 30 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) Filtre 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 minimal 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.

6.3 Filtres à résonateurs couplés

Le fonctionnement des filtres à résonateurs couplés est semblable à celui des filtres à cristaux monolithiques (FCM). Au moyen de couplage acoustique entre des résonateurs identiques, divers types de modes de résonance, ayant 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, pourvu que les charges terminales soient correctes, un filtre passe-bande est obtenu.

6.3.1 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 31a, le mode transversal d'ordre 0 (mode symétrique), qui a une distribution symétrique d'amplitude de l'OAS et le mode transversal du 1^{er} 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 31b montre le circuit équivalent de ce filtre. La figure 32 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 qu'un filtre transversal dont la taille est dans la proportion inverse de la largeur de bande.

6.2.3 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 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 (R_1) is equal to the static capacitance of a pair of parallel-arm resonators (R_2) shown in figure 26b, 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 LiTaO₃ crystal for the piezoelectric substrate was used. Figure 30 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.

6.3 Coupled resonator filters

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.

6.3.1 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 31a, the zero order transverse mode (symmetric mode) which has a symmetric distribution of SAW amplitude and the 1st 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 31b shows the equivalent circuit of this filter. Figure 32 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.

6.3.2 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 33a, le mode de résonance d'ordre 0 (le mode symétrique) et mode de résonance du 1^{er} 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 33b montre une autre configuration de filtre double mode utilisant le mode longitudinal d'ordre 0 et le mode du 2^{ème} ordre. Comme la fréquence du mode du 2^{ème} ordre est inférieure à celle du mode du 1^{er} ordre, ce filtre a une bande passante plus large que celle du filtre précédent. La figure 34 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, a 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 LiTaO₃ ou le LiNbO₃.

6.3.3 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.

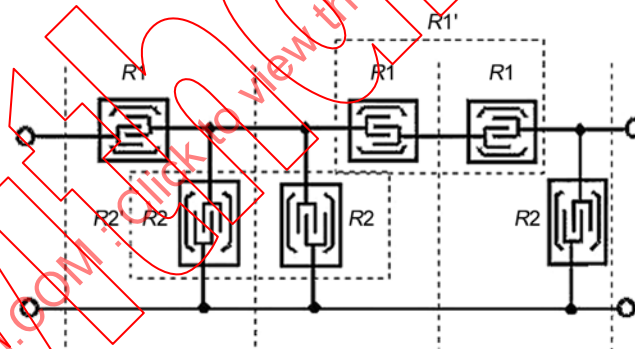


Figure 26a – Filtre en échelle

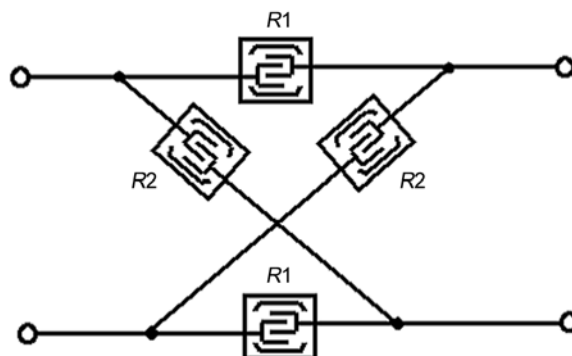


Figure 26b – Filtre en treillis

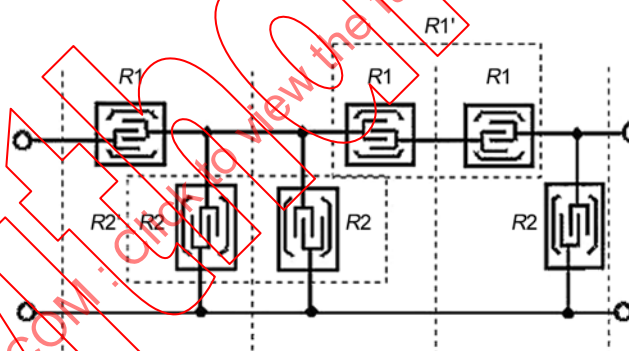
Figure 26 – Structures de filtres en échelle et en treillis

6.3.2 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 33a, the zero order resonance mode (symmetric mode) and the 1st 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 33b shows another configuration of double-mode filter using zero order and 2nd order longitudinal modes. As the frequency of the 2nd order mode is lower than that of the 1st order mode, this filter has wider pass-band than the former one. Figure 34 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 .

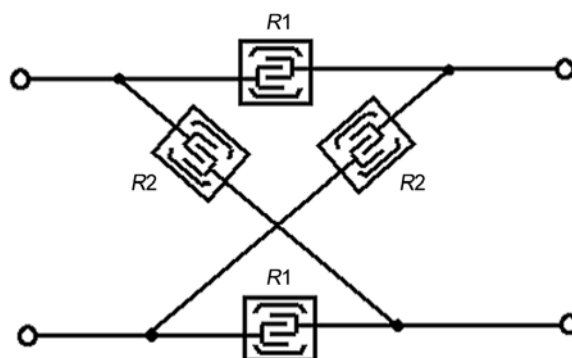
6.3.3 Other characteristics of coupled resonator filters

The insertion attenuation of both types of filters is determined by the Q (quality factor) 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.



IEC 1180/02

Figure 26a – Ladder filter



IEC 1181/02

Figure 26b – Lattice filter

Figure 26 – Structure of ladder and lattice filters

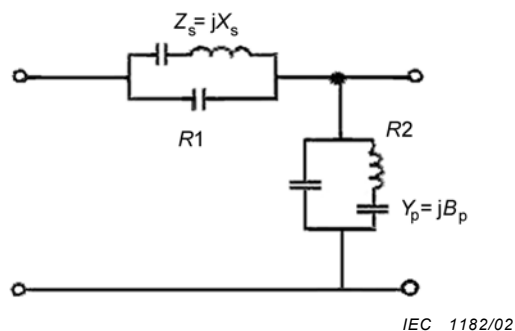


Figure 27a – Demi-section d'un filtre en échelle

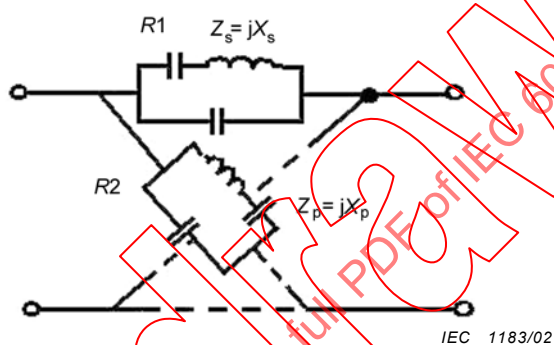


Figure 27b – Section complète d'un filtre en treillis

Figure 27 – Circuit équivalent de la section de base d'un filtre en échelle et d'un filtre en treillis

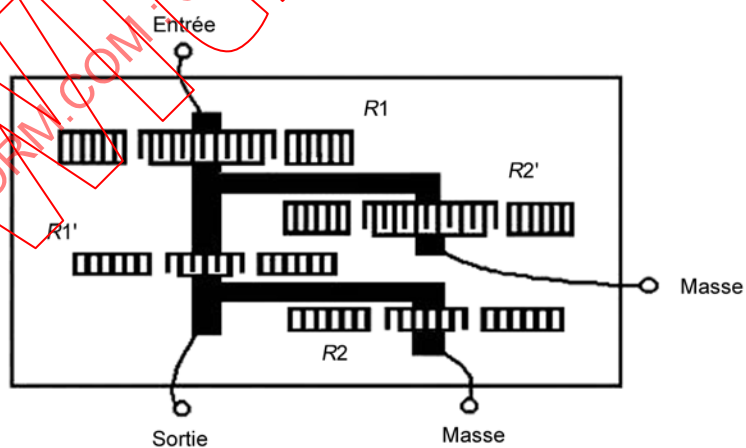


Figure 28 – Implantation d'un filtre en échelle

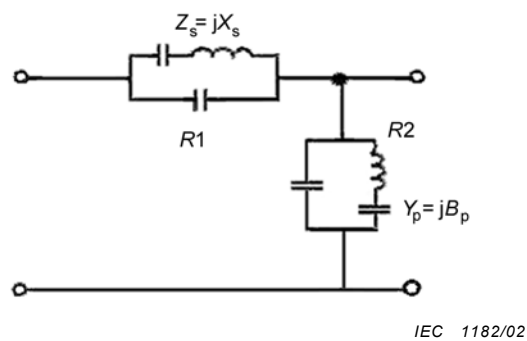


Figure 27a – Ladder filter of half section

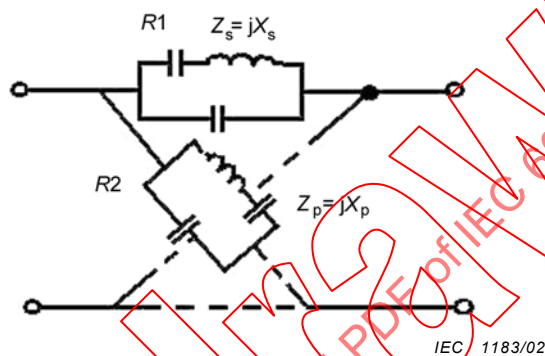


Figure 27b – Lattice filter of full section

Figure 27 – Equivalent circuit of basic section of ladder and lattice filter

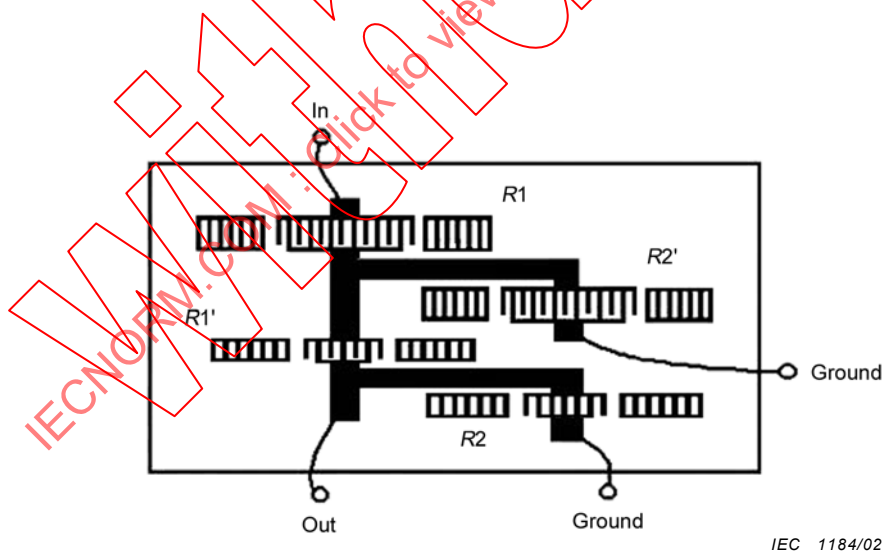


Figure 28 – Pattern layout of ladder filter

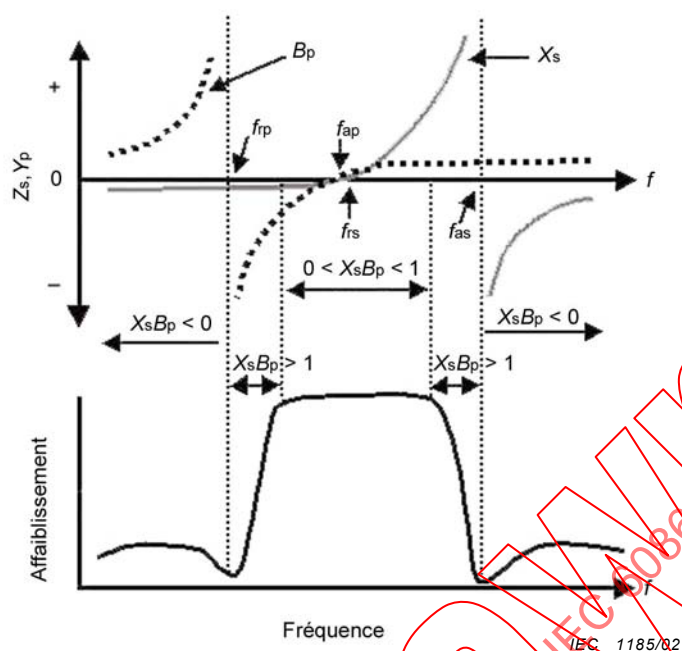


Figure 29a – Filtre en échelle

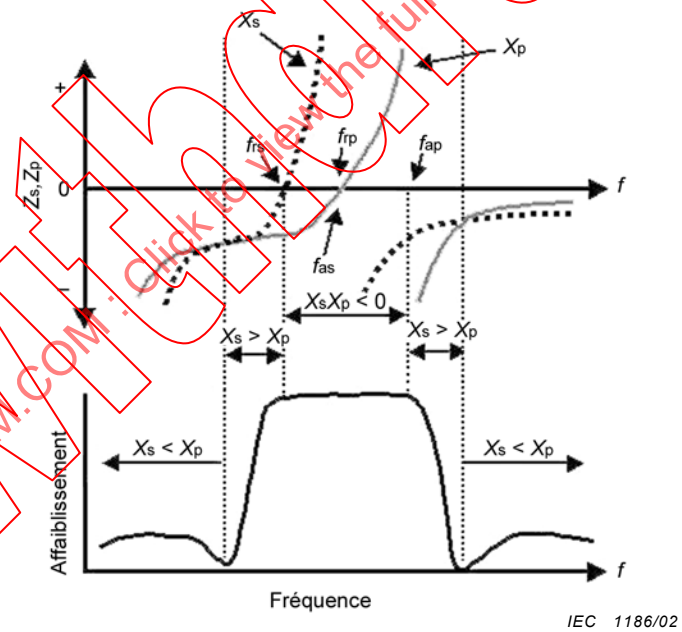


Figure 29b – Filtre en treillis

Figure 29 – Concept de base des filtres en échelle et en treillis

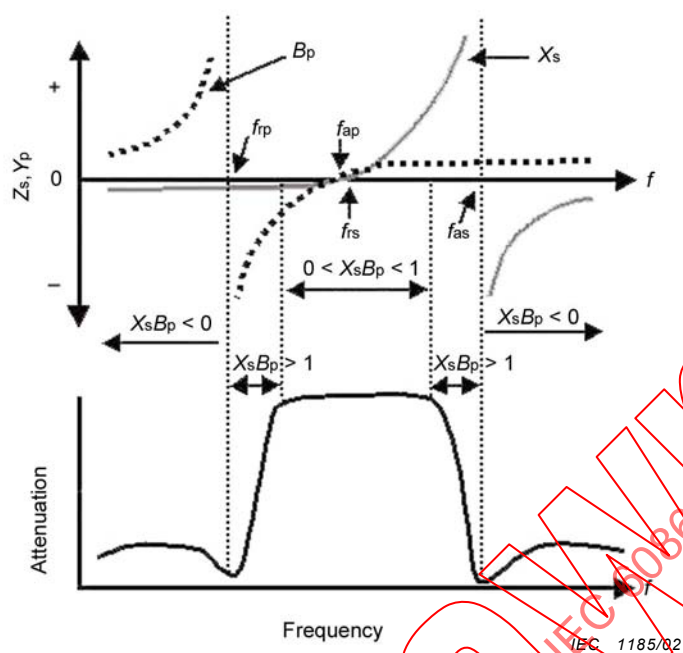


Figure 29a – Ladder filter

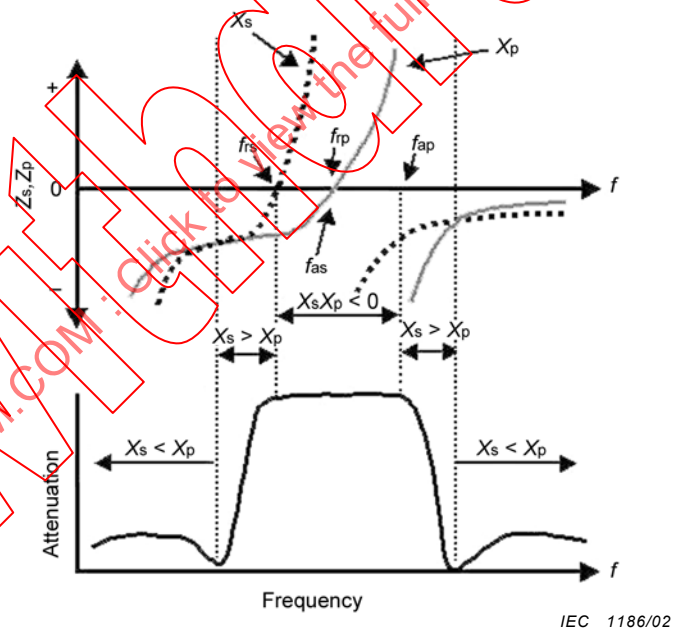


Figure 29b – Lattice filter

Figure 29 – Basic concept of ladder and lattice filter

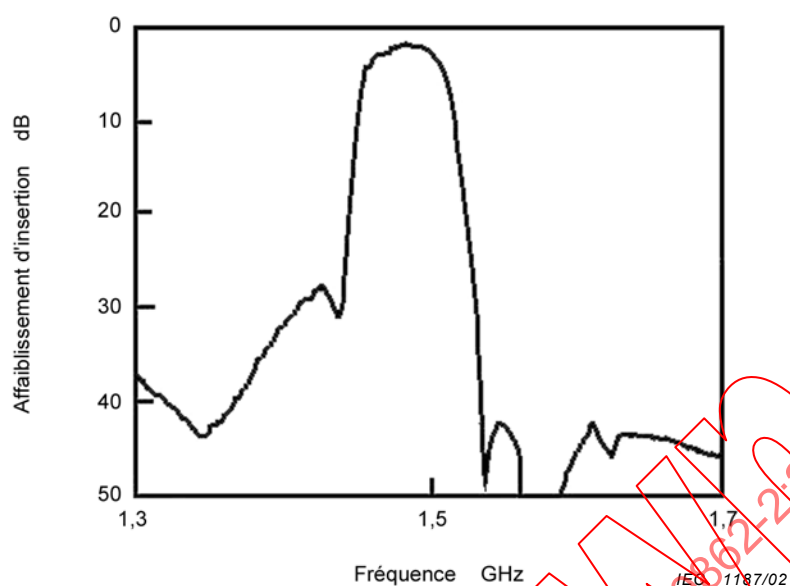


Figure 30a – Réponse dans la bande atténuée

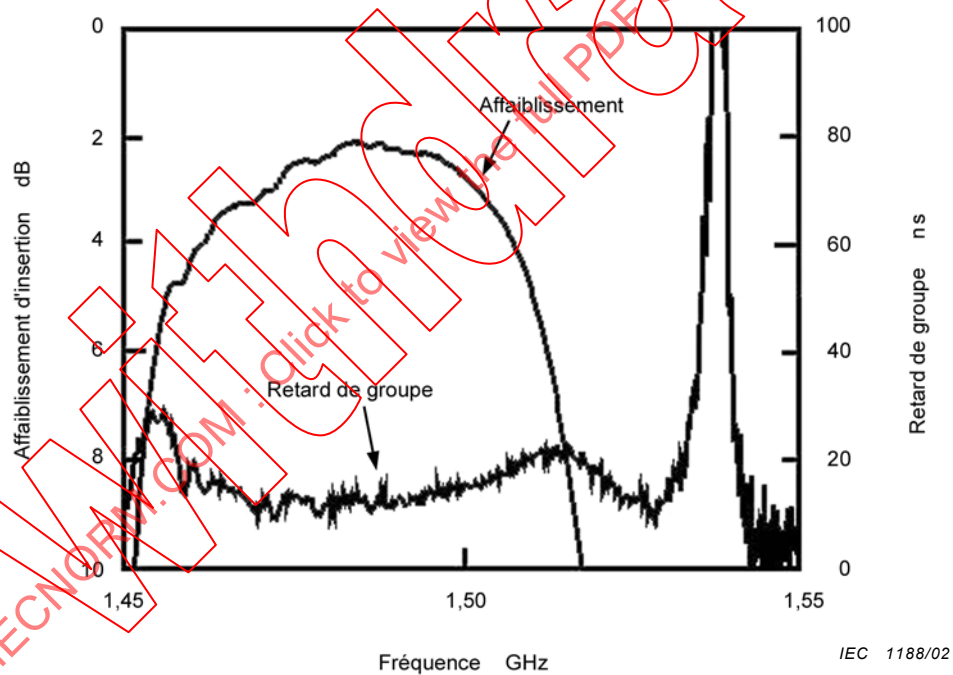


Figure 30b – Réponse en amplitude et en temps de retard de groupe dans la bande passante

Figure 30 – Caractéristiques typiques d'un filtre en échelle dans la gamme 1,5 GHz

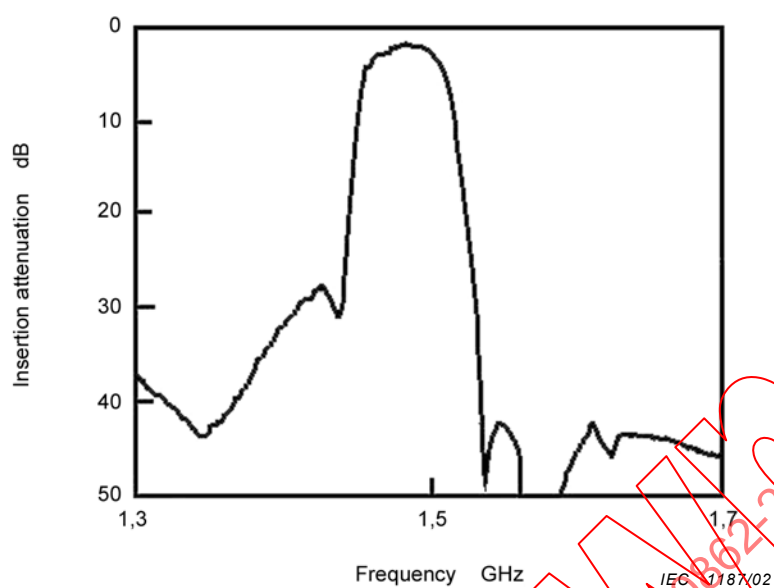


Figure 30a – Stop-band response

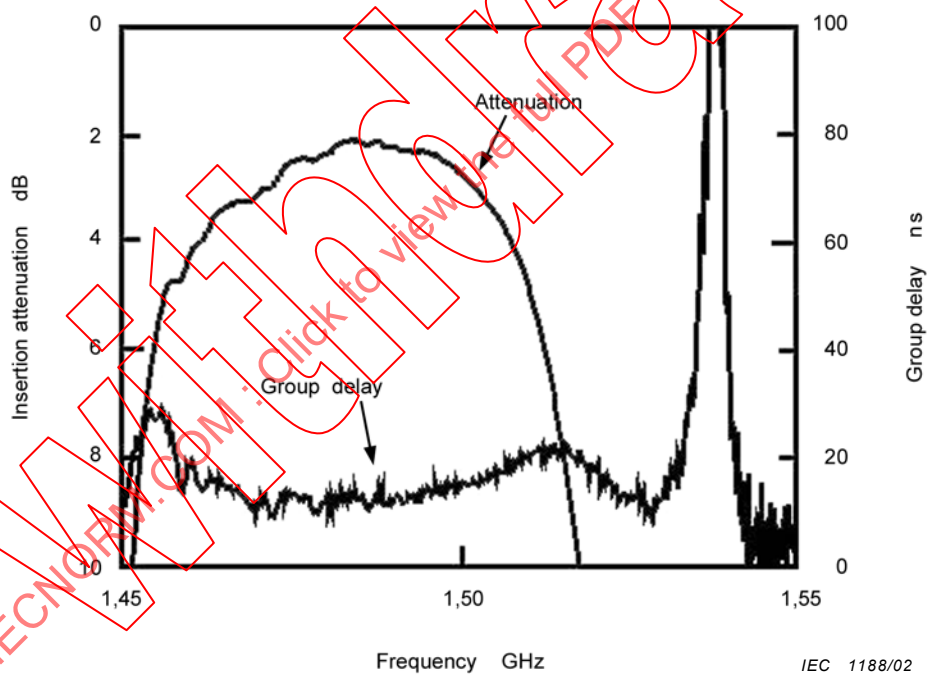
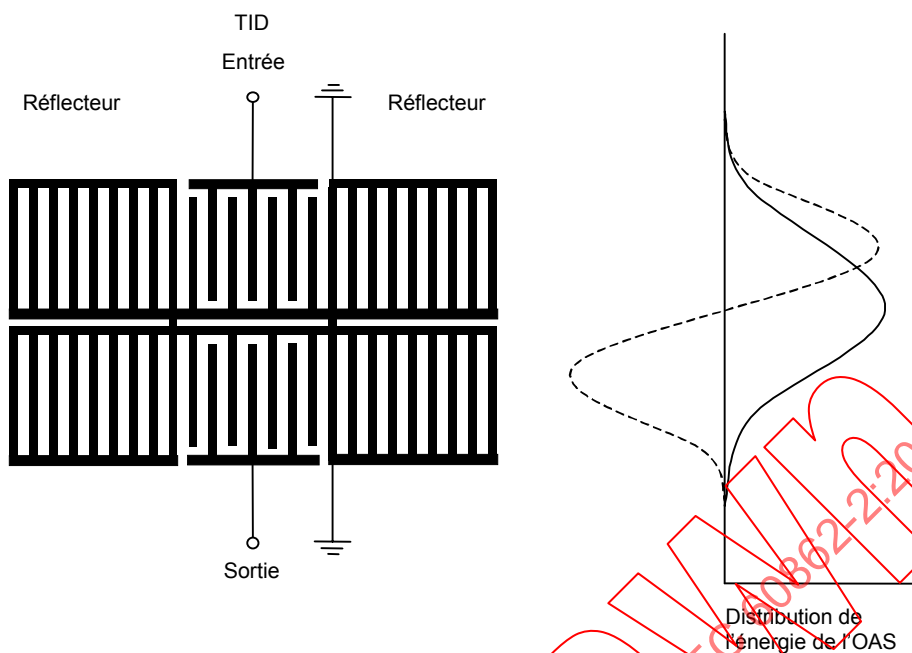


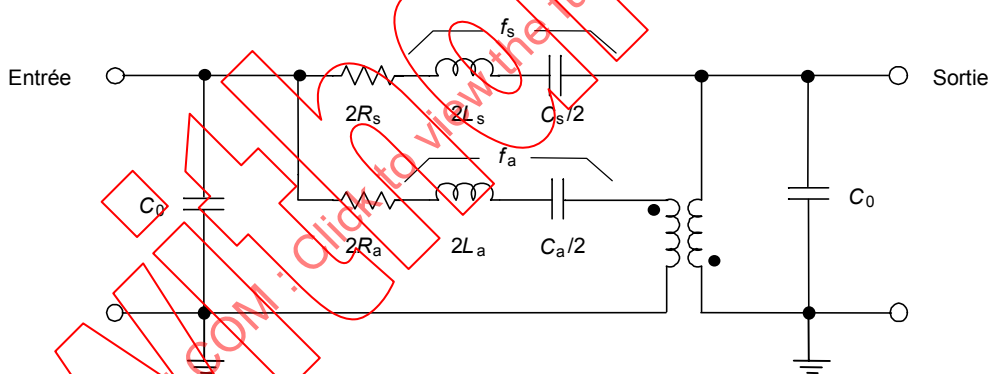
Figure 30b – Pass-band response of amplitude and group delay time

Figure 30 – Typical characteristics of a 1,5 GHz range ladder filter



IEC 1189/02

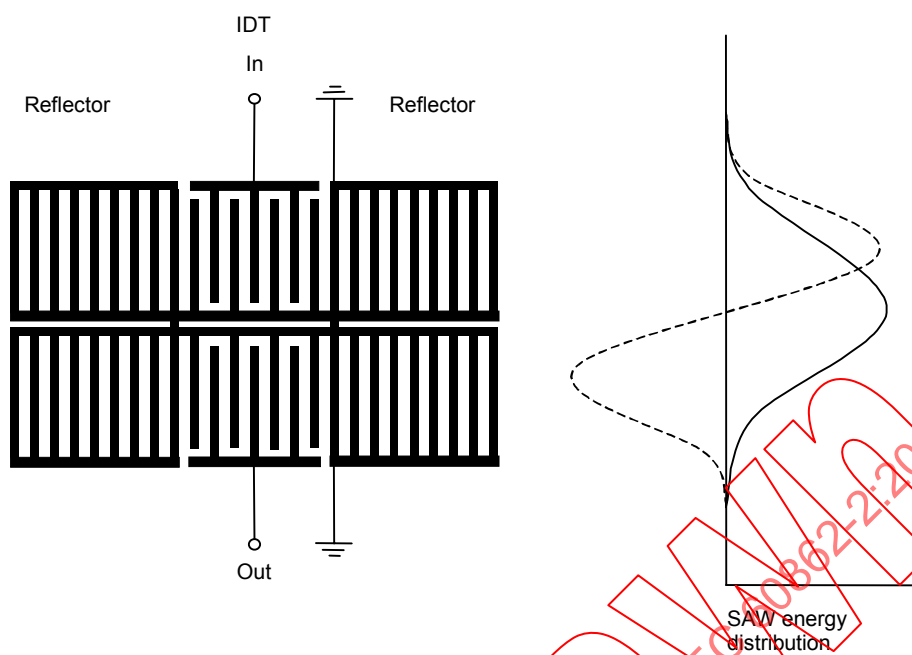
Figure 31a – Configuration de base et distribution d'énergie de l'OAS dans un filtre à résonateurs couplés transversalement



IEC 1190/02

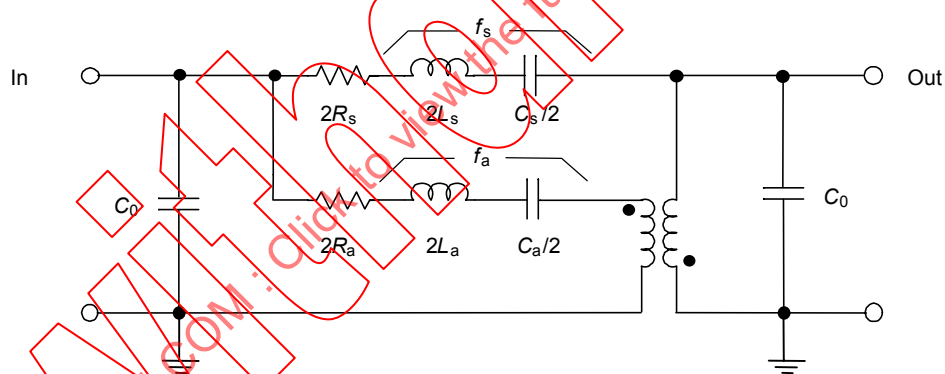
Figure 31b – Circuit équivalent d'un filtre à résonateurs couplés transversalement

Figure 31 – Distribution d'énergie de l'OAS et circuit équivalent d'un filtre à résonateurs couplés transversalement



IEC 1189/02

Figure 31a – Basic configuration and SAW energy distribution of transversely coupled resonator filter



IEC 1190/02

Figure 31b – Equivalent circuit of transversely coupled resonator filter

Figure 31 – SAW energy distribution and equivalent circuit of transversely coupled resonator filter

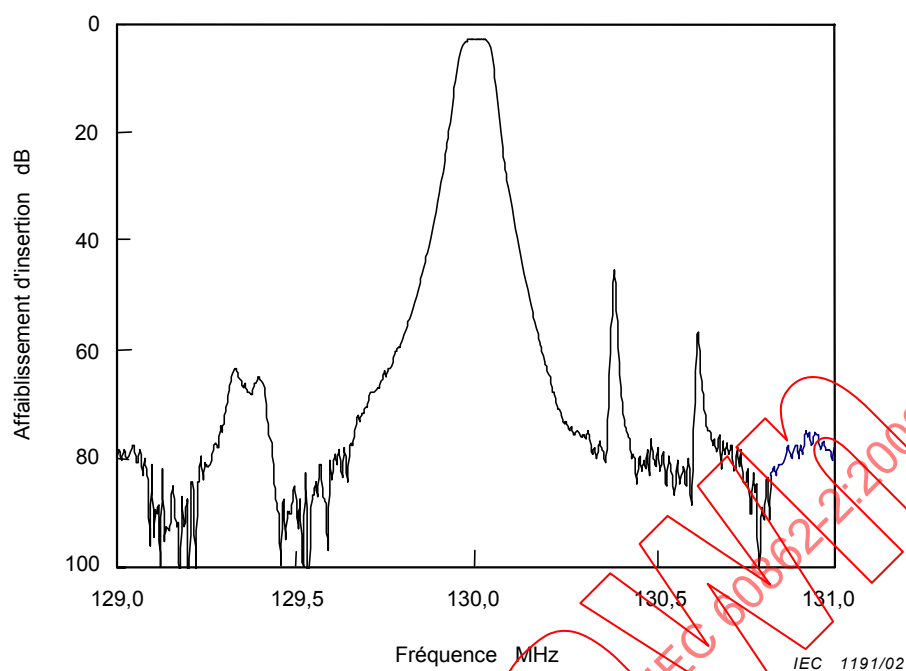


Figure 32a – Réponse dans la bande atténuée

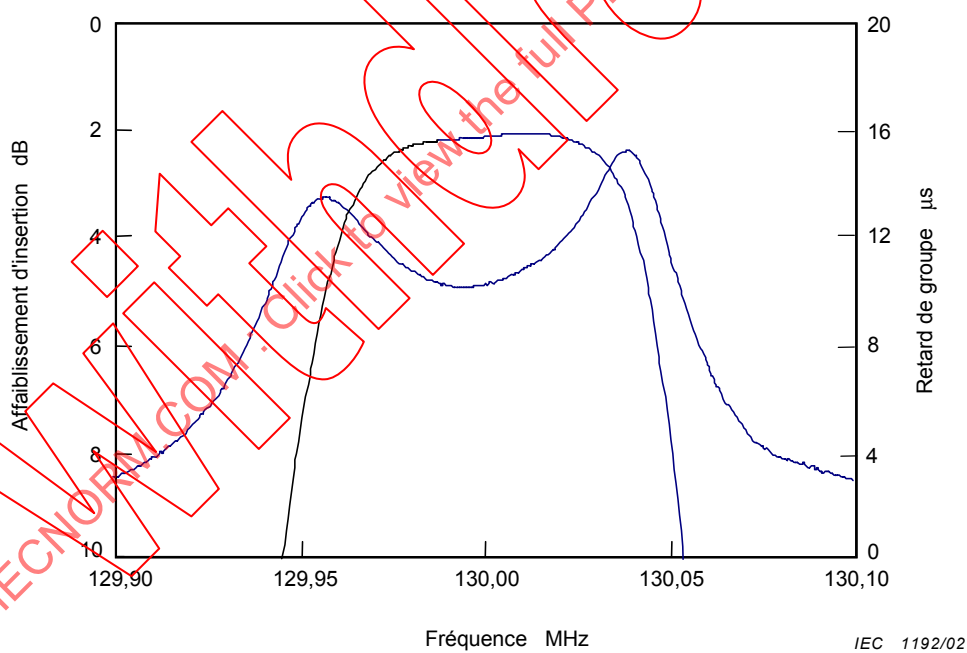


Figure 32b – Réponse en amplitude dans la bande passante et temps de retard de groupe

Figure 32 – Caractéristiques typiques d'un filtre à résonateurs couplés transversalement

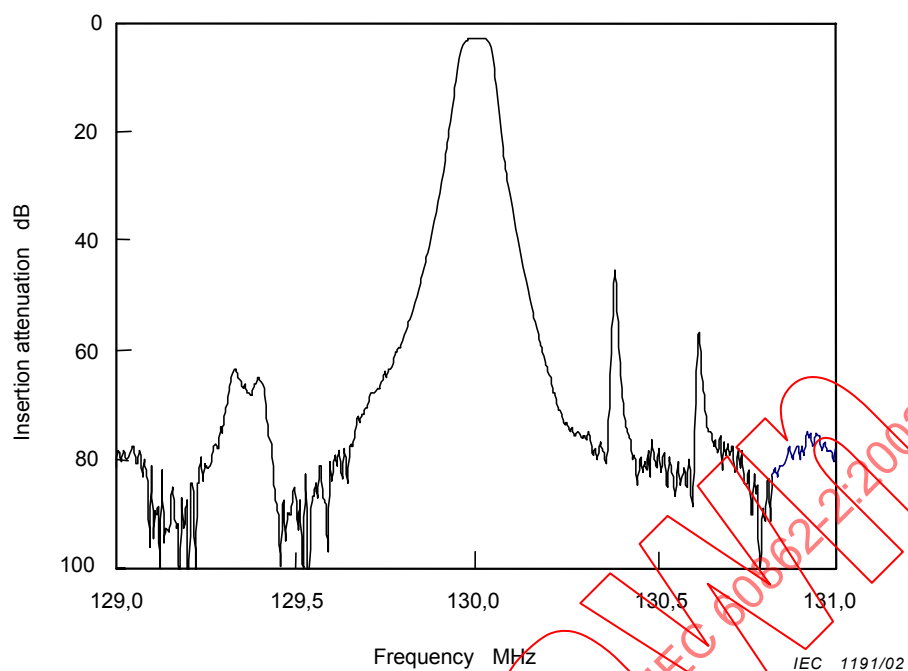


Figure 32a – Stop-band response

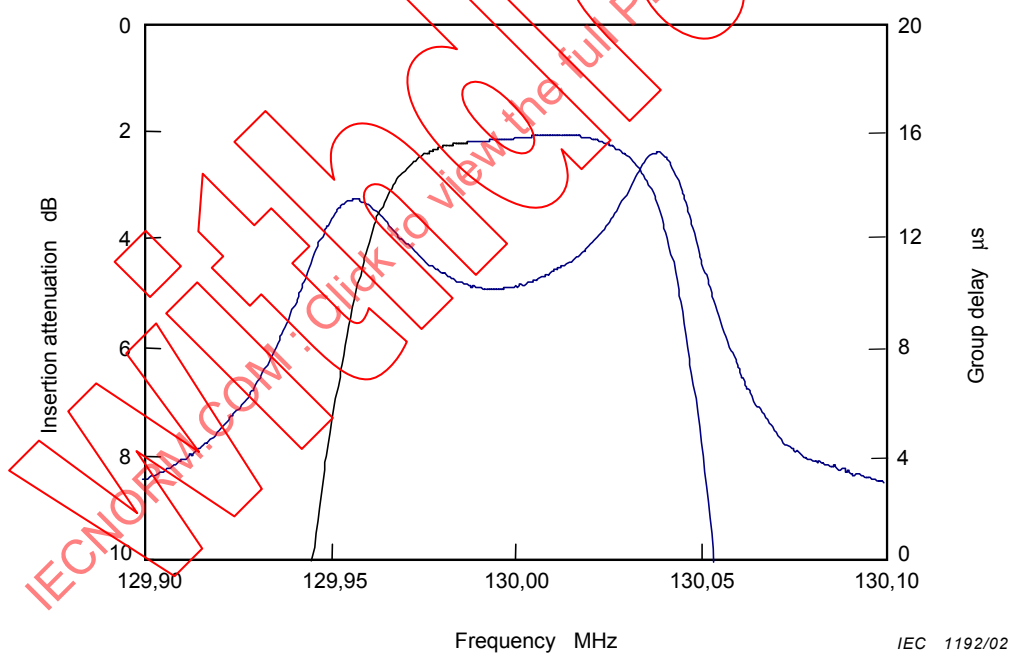


Figure 32b – Pass-band response of amplitude and group delay time

Figure 32 – Typical characteristics of a transversely coupled resonator filter

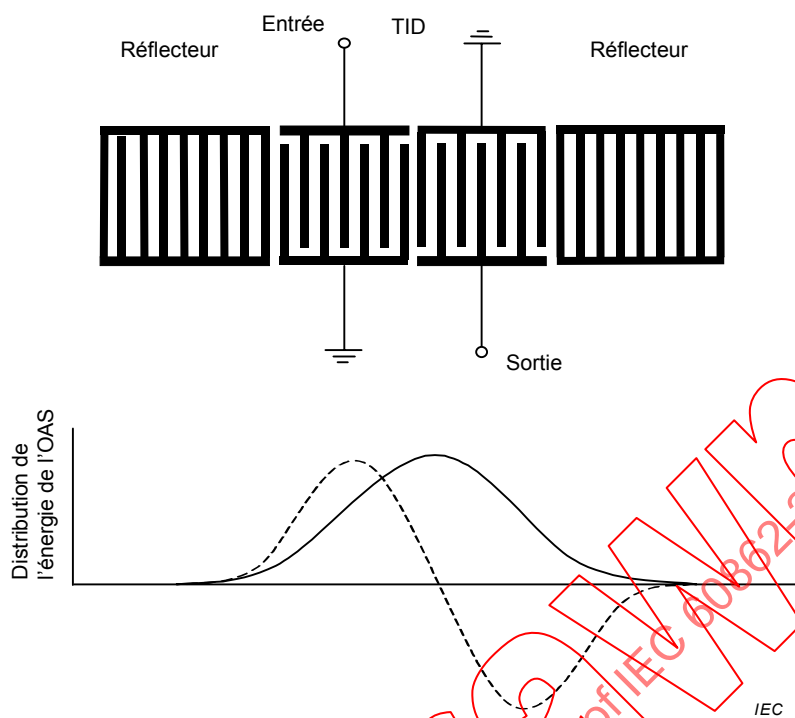


Figure 33a – Distribution de l'énergie de l'OAS dans un filtre à résonateurs couplés longitudinalement utilisant les modes d'ordre 0 et de 1^{er} ordre

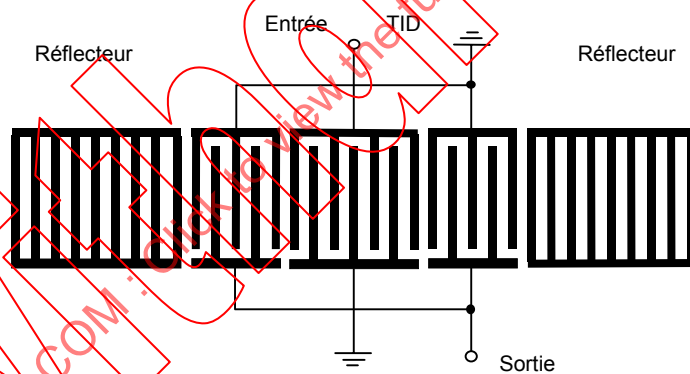


Figure 33b – Filtre à résonateurs utilisant les modes d'ordre 0 et de 2^e ordre

Figure 33 – Configuration de base et distribution d'énergie de l'OAS d'un filtre à résonateurs couplés longitudinalement

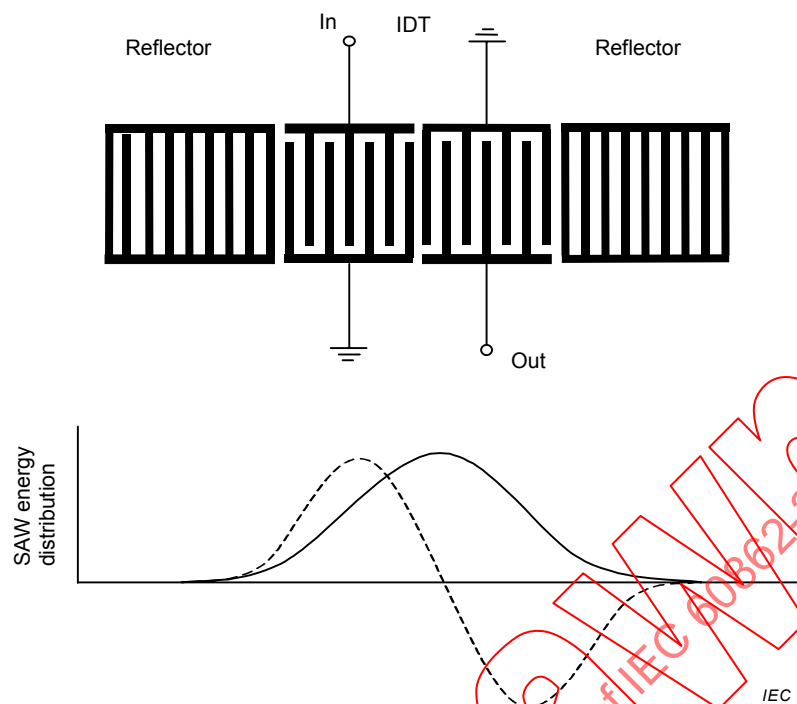


Figure 33a – SAW energy distribution of longitudinally coupled resonator filter using zero order and 1st order modes

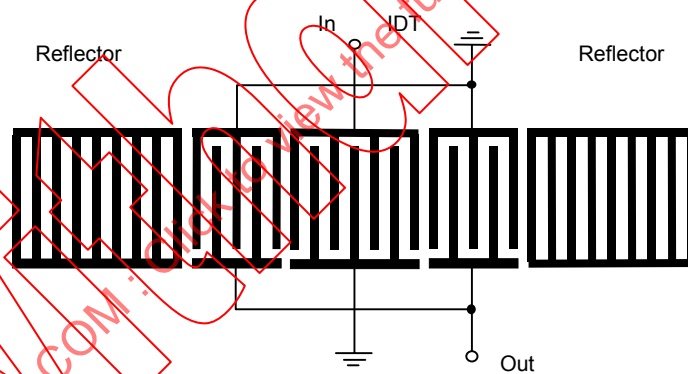


Figure 33b – Resonator filter using zero order and 2nd order modes

Figure 33 – Basic configuration and SAW energy distribution of longitudinally coupled resonator filter

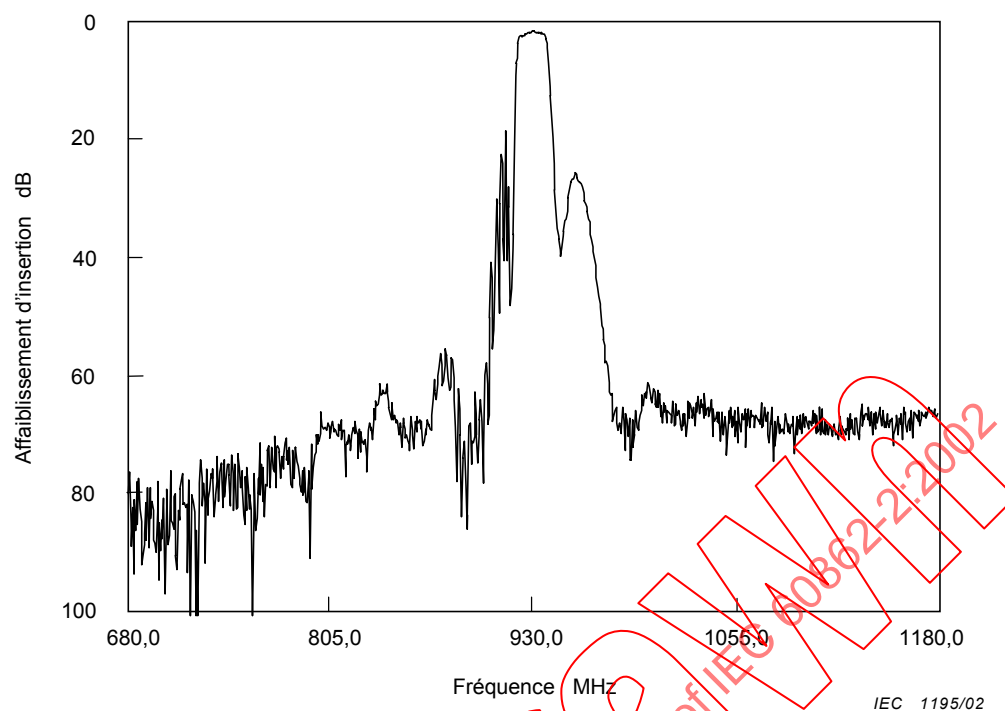


Figure 34a – Réponse dans la bande atténuée

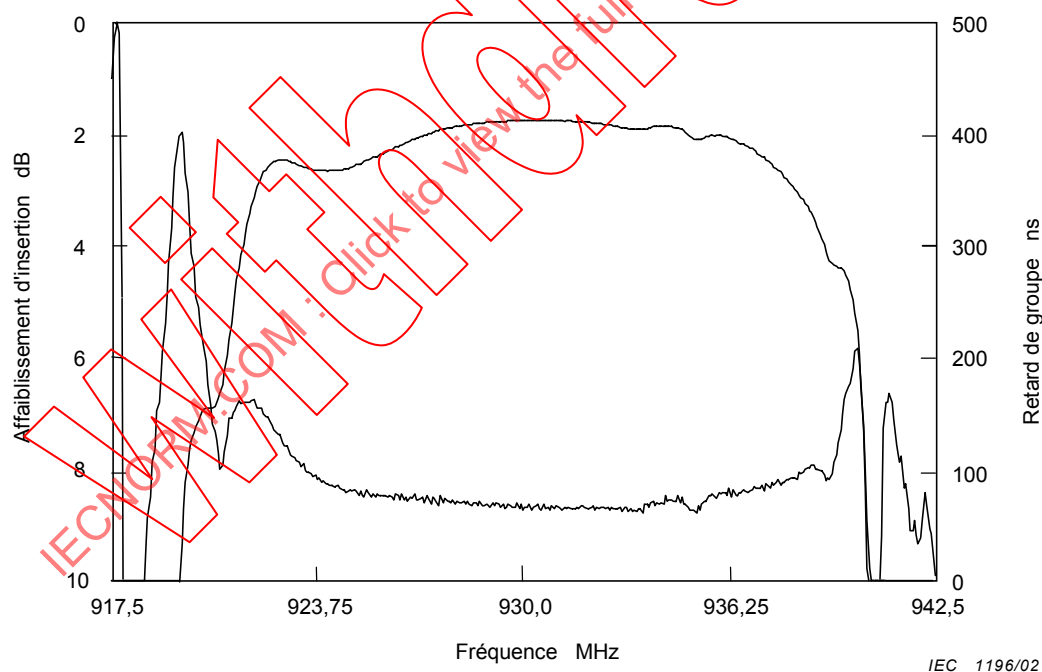


Figure 34b – Réponse en amplitude et en temps de retard de groupe dans la bande passante

Figure 34 – Caractéristiques typiques d'un filtre à résonateurs couplés longitudinalement

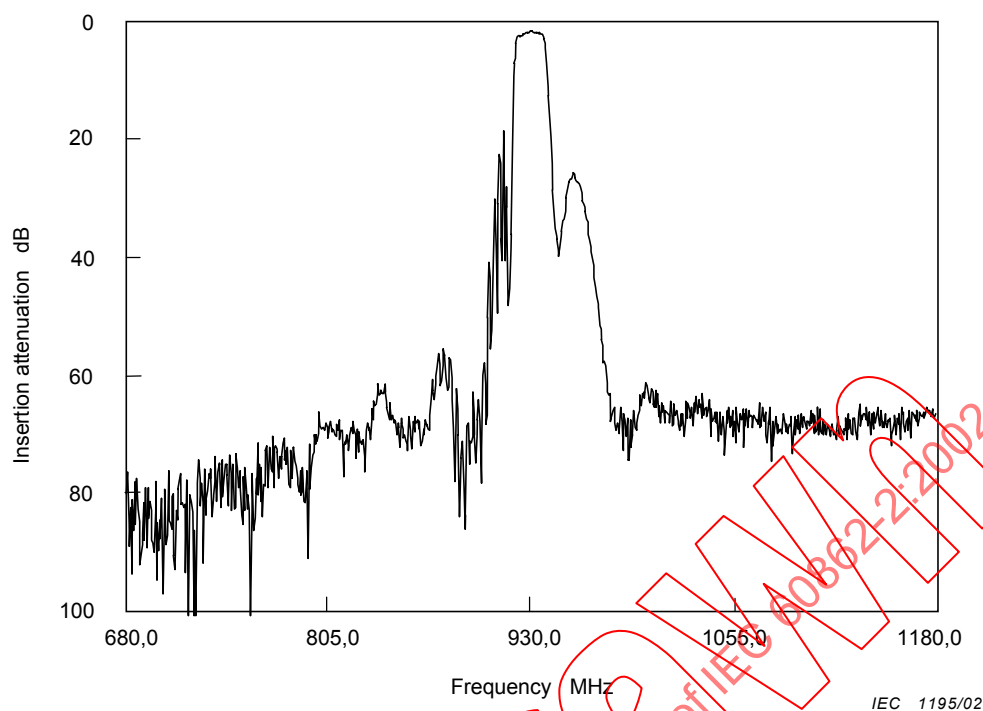


Figure 34a – Stop-band response

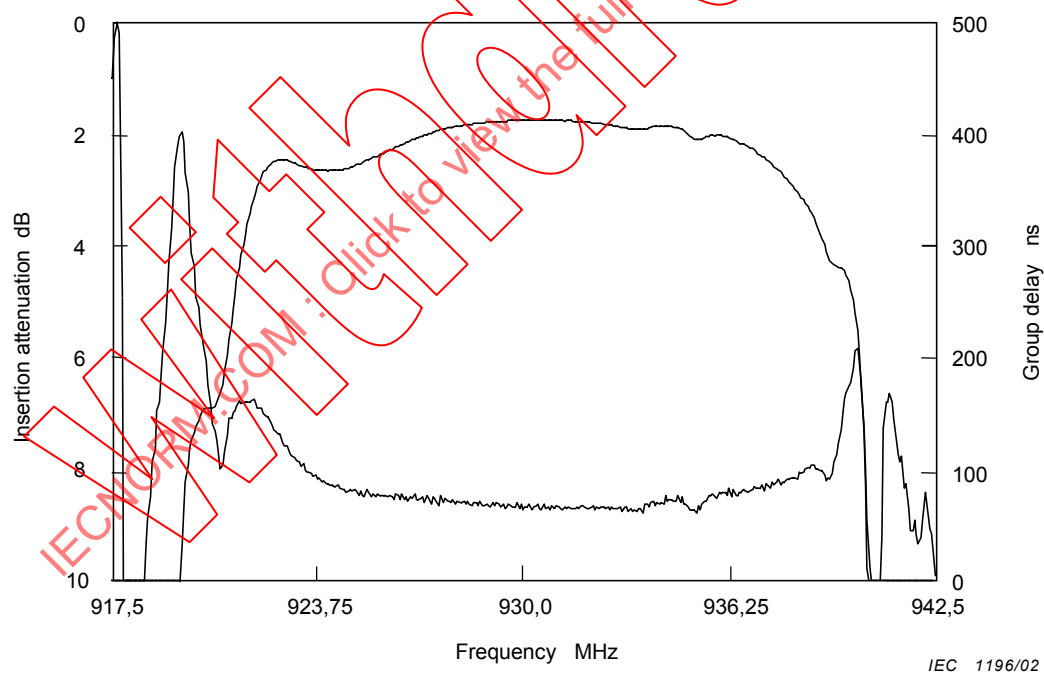


Figure 34b – Pass-band response of amplitude and group delay time

Figure 34 – Typical characteristics of a longitudinally coupled resonator filter

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

6.4.1 Configuration

Le filtre à multi-TID décrit en 5.3 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 35 montre schématiquement un filtre à multi-TID équipé de réflecteurs en réseau de chaque côté de la configuration multi-TID. L'augmentation de l'affaiblissement hors bande compatible avec la réduction de pertes est obtenue.

6.4.2 Principe

Les réflecteurs en réseau montrés à la figure 35 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.

6.4.3 Caractéristiques

Certains filtres récents à TIDI ont un affaiblissement d'insertion inférieur de 2 dB à 2,5 dB dans un circuit avec la résistance de 50 Ω sans l'élément d'adaptation externe, lorsque la largeur de bande partielle est convenable et qu'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 de filtre sont données à la figure 36. 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 la littérature scientifique.

7 Guide d'application

7.1 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) sont des constantes concernant principalement les matériaux et les points f) et g) sont des conditions dépendant non seulement des matériaux, mais aussi de techniques de fabrication des substrats. Plusieurs sortes de substrats ont été développés et sont utilisés.

6.4 Interdigitated interdigital transducer (IIDT) resonator filters

6.4.1 Configuration

The IIDT filter described in 5.3 shows residual bidirectional loss caused by the outermost electrodes. For the reduction of such residual losses, several configurations are proposed. As an example, figure 35 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.

6.4.2 Principle

The grating reflectors shown in figure 35 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.

6.4.3 Characteristics

Some recent IIDT filters have the 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 36. 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 optimizations methods for IIDT filter designing are discussed in the scientific literature.

7 Application guide

7.1 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:

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

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

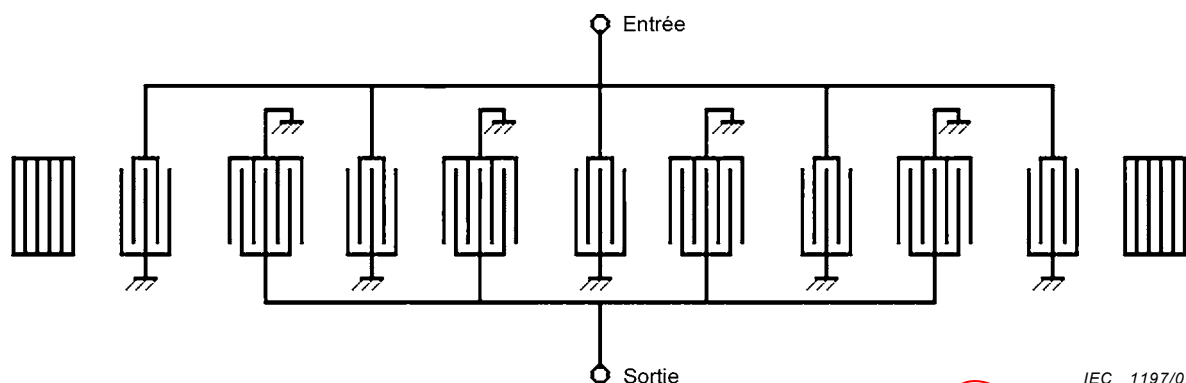


Figure 35 – Schéma d'un filtre à résonateurs multi-TID

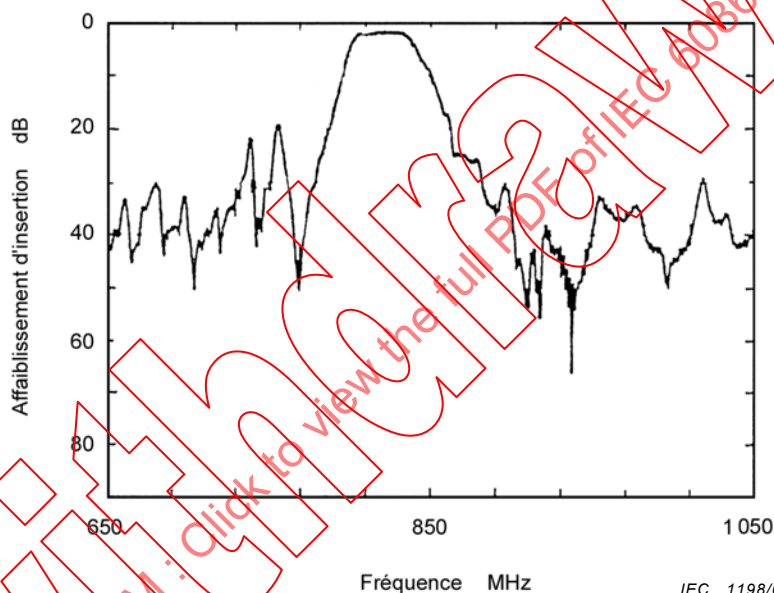
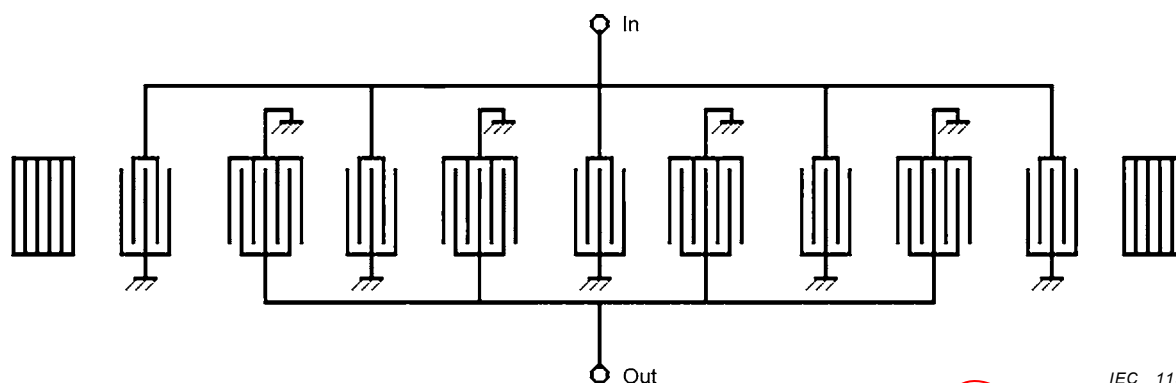


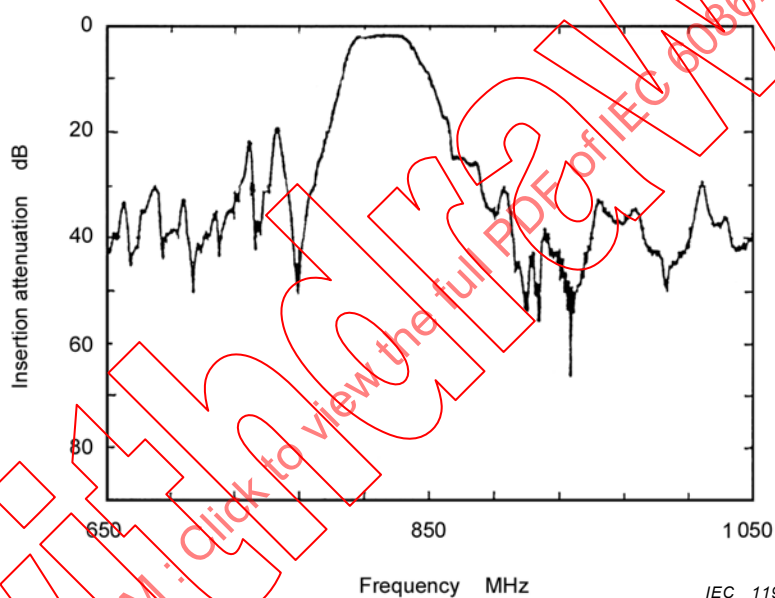
Figure 36 – Caractéristiques de fréquence d'un filtre à résonateurs multi-TID dans la gamme 820 MHz

Idéalement, on désire 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 construction 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.



IEC 1197/02

Figure 35 – Schematic of IIDT resonator filter



IEC 1198/02

Figure 36 – Frequency characteristics of a 820 MHz range IIDT resonator filter

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.

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 montré 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 recommandée 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 de couplage d'OAS k_s^2 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 maximale relative dépendent du coefficient de couplage. Il en est traité en 7.2 et à la figure 37. 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 faible rapport de capacités de résonateur à OAS; par conséquent, il est possible d'augmenter la largeur de bande.

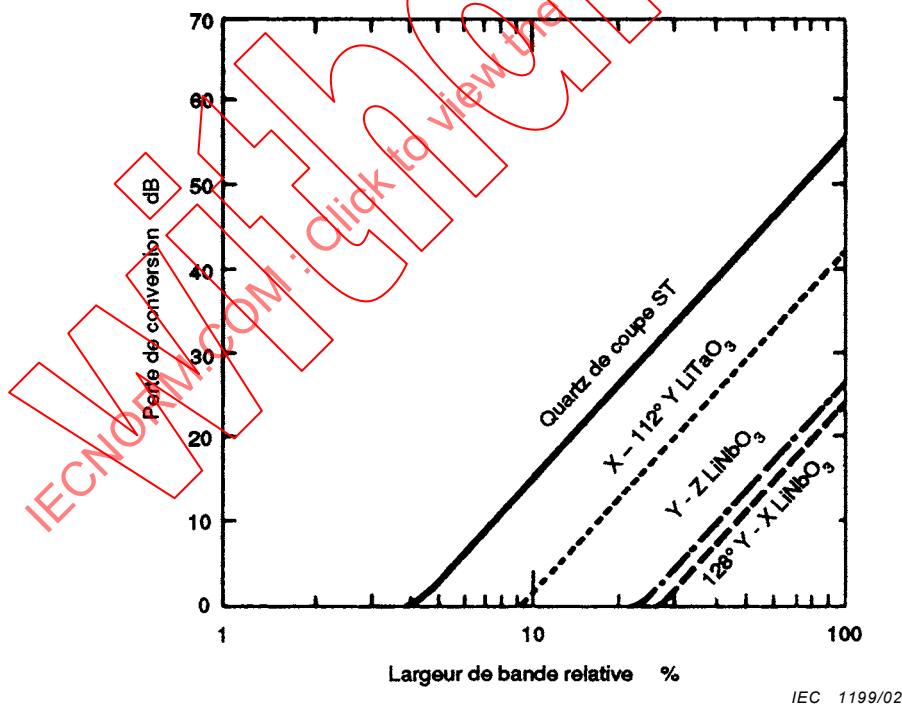


Figure 37 – Pertes de conversion théoriques minimales pour différents substrats