

**NORME
INTERNATIONALE
INTERNATIONAL
STANDARD**

**CEI
IEC**

60862-2

Première édition
First edition
1991-02

Filtres à ondes acoustiques de surface (OAS)

**Deuxième partie:
Guide d'emploi des filtres à ondes
acoustiques de surface
(Chapitre III)**

Surface acoustic wave (SAW) filters

**Part 2:
Guide to the use of surface acoustic wave filters
(Chapter III)**



Numéro de référence
Reference number
CEI/IEC 60862-2: 1991

Numéros des publications

Depuis le 1er janvier 1997, les publications de la CEI sont numérotées à partir de 60000.

Publications consolidées

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

Validité de la présente publication

Le contenu technique des publications de la CEI est constamment revu par la CEI afin qu'il reflète l'état actuel de la technique.

Des renseignements relatifs à la date de reconfirmation de la publication sont disponibles dans le Catalogue de la CEI.

Les renseignements relatifs à des questions à l'étude et des travaux en cours entrepris par le comité technique qui a établi cette publication, ainsi que la liste des publications établies, se trouvent dans les documents ci-dessous:

- «Site web» de la CEI*
- **Catalogue des publications de la CEI**
Publié annuellement et mis à jour régulièrement (Catalogue en ligne)*
- **Bulletin de la CEI**
Disponible à la fois au «site web» de la CEI* et comme périodique imprimé

Terminologie, symboles graphiques et littéraires

En ce qui concerne la terminologie générale, le lecteur se reportera à la CEI 60050: *Vocabulaire Electrotechnique International (VEI)*.

Pour les symboles graphiques, les symboles littéraires et les signes d'usage général approuvés par la CEI, le lecteur consultera la CEI 60027: *Symboles littéraires à utiliser en électrotechnique*, la CEI 60417: *Symboles graphiques utilisables sur le matériel. Index, relevé et compilation des feuilles individuelles*, et la CEI 60617: *Symboles graphiques pour schémas*.

* Voir adresse «site web» sur la page de titre.

Numbering

As from 1 January 1997 all IEC publications are issued with a designation in the 60000 series.

Consolidated publications

Consolidated versions of some IEC publications including amendments are available. For example, edition numbers 1.0, 1.1 and 1.2 refer, respectively, to the base publication, the base publication incorporating amendment 1 and the base publication incorporating amendments 1 and 2.

Validity of this publication

The technical content of IEC publications is kept under constant review by the IEC, thus ensuring that the content reflects current technology.

Information relating to the date of the reconfirmation of the publication is available in the IEC catalogue.

Information on the subjects under consideration and work in progress undertaken by the technical committee which has prepared this publication, as well as the list of publications issued, is to be found at the following IEC sources:

- IEC web site*
- **Catalogue of IEC publications**
Published yearly with regular updates (On-line catalogue)*
- **IEC Bulletin**
Available both at the IEC web site* and as a printed periodical

Terminology, graphical and letter symbols

For general terminology, readers are referred to IEC 60050: *International Electrotechnical Vocabulary (IEV)*.

For graphical symbols, and letter symbols and signs approved by the IEC for general use, readers are referred to publications IEC 60027: *Letter symbols to be used in electrical technology*, IEC 60417: *Graphical symbols for use on equipment. Index, survey and compilation of the single sheets* and IEC 60617: *Graphical symbols for diagrams*.

* See web site address on title page.

**NORME
INTERNATIONALE
INTERNATIONAL
STANDARD**

**CEI
IEC**

60862-2

Première édition
First edition
1991-02

Filtres à ondes acoustiques de surface (OAS)

**Deuxième partie:
Guide d'emploi des filtres à ondes
acoustiques de surface
(Chapitre III)**

Surface acoustic wave (SAW) filters

**Part 2:
Guide to the use of surface acoustic wave filters
(Chapter III)**

© IEC 1991 Droits de reproduction réservés — Copyright - all rights reserved

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

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

International Electrotechnical Commission
Telefax: +41 22 919 0300

3, rue de Varembe Geneva, Switzerland
e-mail: inmail@iec.ch IEC web site <http://www.iec.ch>



Commission Electrotechnique Internationale
International Electrotechnical Commission
Международная Электротехническая Комиссия

CODE PRIX
PRICE CODE

V

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

SOMMAIRE

	Pages
AVANT-PROPOS	4
 Chapitre III: Guide d'emploi des filtres à ondes acoustiques de surface	
Articles	
1 Introduction	6
2 Domaine d'application	6
3 Introduction technique	8
4 Considérations générales des filtres à OAS	8
4.1 Caractéristiques de la réponse en fréquence	8
4.2 Méthodes de pondération	10
4.3 Configuration des filtres	10
5 Caractéristiques fondamentales des filtres	18
5.1 Caractéristiques générales	18
5.2 Matériaux des substrats et leurs caractéristiques	20
5.3 Application dans les circuits électroniques	32
5.4 Faisabilité et limitations	36
5.5 Niveaux d'entrée	40
6 Remarques pratiques	42
6.1 Signaux de couplage direct	42
6.2 Echo de triple transit (ETT)	42
7 Procédure pour la commande	42
8 Termes et définitions	48
8.1 Termes généraux	48
8.2 Caractéristiques de réponse	54
8.3 Termes concernant les filtres à OAS	60
Annexe A - Bibliographie	62

CONTENTS

	Page
FOREWORD	5
 Chapter III: Guide to the use of surface acoustic wave filters	
Clause	
1 Introduction	7
2 Scope	7
3 Technical introduction	9
4 Fundamentals of SAW filters	9
4.1 Frequency response characteristics	9
4.2 Weighting methods	11
4.3 Filter configurations	11
5 Basic filter characteristics	19
5.1 General characteristics	19
5.2 Substrate materials and their characteristics	21
5.3 Application to electronic circuits	33
5.4 Availability and limitations	37
5.5 Input levels	41
6 Practical remarks	43
6.1 Feedthrough signals	43
6.2 Triple transit echo (TTE)	43
7 Ordering procedure	43
8 Terms and definitions	49
8.1 General terms	49
8.2 Response characteristics	55
8.3 SAW filter related terms	61
 Appendix A - Bibliography	 62

COMMISSION ÉLECTROTECHNIQUE INTERNATIONALE

FILTRES A ONDES ACOUSTIQUES DE SURFACE (OAS)

Deuxième partie: Guide d'emploi des filtres à ondes acoustiques de surface (Chapitre III)

AVANT-PROPOS

- 1) Les décisions ou accords officiels de la CEI en ce qui concerne les questions techniques, préparés par des Comités d'Etudes où sont représentés tous les Comités nationaux s'intéressant à ces questions, expriment dans la plus grande mesure possible un accord international sur les sujets examinés.
- 2) Ces décisions constituent des recommandations internationales et sont agréées comme telles par les Comités nationaux.
- 3) Dans le but d'encourager l'unification internationale, la CEI exprime le voeu que tous les Comités nationaux adoptent dans leurs règles nationales le texte de la recommandation de la CEI, dans la mesure où les conditions nationales le permettent. Toute divergence entre la recommandation de la CEI et la Règle nationale correspondante doit, dans la mesure du possible, être indiquée en termes clairs dans cette dernière.

La présente norme a été établie par le Comité d'Etudes n° 49 de la CEI: Dispositifs piézo-électriques pour la commande et le choix de la fréquence.

Elle constitue la deuxième partie, qui comprend le chapitre III: Guide d'emploi des filtres à ondes acoustiques de surface, d'une série complète des publications traitant des filtres à ondes acoustiques de surface (OAS).

La première partie, comprenant le chapitre I: Informations générales et valeurs normalisées, et le chapitre II: Conditions d'essais, est publiée comme Publication 862-1 de la CEI.

La troisième partie: Encombrements normalisés (Chapitre IV), est parue comme Publication 862-3 de la CEI.

Le texte de cette norme est issu des documents suivants:

Règle des Six Mois	Rapport de vote
49(BC)201	49(BC)212

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

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION

SURFACE ACOUSTIC WAVE (SAW) FILTERS

Part 2: Guide to the use of surface acoustic wave filters

(Chapter III)

FOREWORD

- 1) The formal decisions or agreements of the IEC on technical matters, prepared by Technical Committees on which all the National Committees having a special interest therein are represented, express, as nearly as possible, an international consensus of opinion on the subjects dealt with.
- 2) They have the form of recommendations for international use and they are accepted by the National Committees in that sense.
- 3) In order to promote international unification, the IEC expresses the wish that all National Committees should adopt the text of the IEC recommendation for their national rules in so far as national conditions will permit. Any divergence between the IEC recommendation and the corresponding national rules should, as far as possible, be clearly indicated in the latter.

This standard has been prepared by IEC Technical Committee No. 49: Piezoelectric devices for frequency control and selection.

It constitutes Part 2 containing Chapter III: Guide to the use of surface acoustic wave filters, of a series of publications dealing with surface acoustic wave (SAW) filters.

Part 1, containing Chapter I: General information and standard values and Chapter II: Test conditions, is issued as IEC Publication 862-1.

Part 3: Standard outlines (Chapter IV) is issued as IEC Publication 862-3.

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

Six Months' Rule	Report on Voting
49(CO)201	49(CO)212

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

FILTRES A ONDES ACOUSTIQUES DE SURFACE (OAS)

Deuxième partie: Guide d'emploi des filtres à ondes acoustiques de surface (Chapitre III)

1 Introduction

Ce chapitre est un guide d'emploi pratique des filtres à OAS pour utilisation dans les télécommunications, dans les équipements de mesure, les systèmes radars et les produits de consommation. On se reportera aux chapitres précédents pour les informations générales, les valeurs normalisées et les conditions d'essais.

Les filtres à OAS sont caractérisés par leur petite dimension, leur faible poids, leur stabilité et leur fiabilité élevées. Les filtres à OAS apportent de nouvelles propriétés et étendent le champ d'application des filtres à quartz et des filtres à céramique. Non seulement la caractéristique d'amplitude mais également la caractéristique de phase des filtres à OAS peuvent être conçues indépendamment l'une de l'autre. Ces filtres peuvent fonctionner dans la gamme des gigahertz. Ces particularités ne peuvent être obtenues avec des filtres classiques.

La présente norme a été établie pour répondre à un désir généralement exprimé, tant par les utilisateurs que par les fabricants, de disposer d'un guide pour l'emploi des filtres à OAS, afin qu'ils puissent être utilisés au mieux. Pour cette raison, les caractéristiques générales et fondamentales sont expliquées dans ce guide.

2 Domaine d'application

Les filtres à OAS sont maintenant largement utilisés dans une large gamme d'applications telles que fréquence intermédiaire pour TV, communications par fibres optiques, appareillage de mesure, etc. Bien que ces filtres à OAS aient des spécifications différentes, beaucoup peuvent être classés dans quelques catégories fondamentales.

Le domaine d'application de ce guide est limité aux filtres transversaux à OAS dont la gamme de fréquences de fonctionnement s'étend approximativement de 10 MHz à 2 GHz et la largeur de bande relative est environ de 1 % à 30 % de la fréquence centrale.

Ce guide n'a pas pour but de développer des notions théoriques ni de couvrir tous les cas qui peuvent se poser en pratique. Ce guide attire l'attention sur quelques-unes des questions fondamentales que l'utilisateur devrait examiner avant de commander un filtre à OAS pour une application nouvelle. Une telle procédure servira de garantie à l'utilisateur pour un fonctionnement satisfaisant.

Les spécifications normalisées, telles que celles de la norme de la CEI, dont ce guide fait partie, ainsi que les spécifications nationales ou les spécifications particulières, publiées par les fabricants, détermineront 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 que l'utilisateur devrait, chaque fois que cela est possible, choisir ses filtres à OAS à partir de

SURFACE ACOUSTIC WAVE (SAW) FILTERS

Part 2: Guide to the use of surface acoustic wave filters

(Chapter III)

1 Introduction

This chapter gives practical guidance on the use of SAW filters which are used in telecommunications, measuring equipment, radar systems and consumer products. Refer to preceding chapters for general information, standard values, and test conditions.

The features of these SAW filters are small size, light weight, adjustment-free, high stability and high reliability. The SAW filters add new features and applications to the field of crystal filters and ceramic filters. Both amplitude and phase characteristics for SAW filters can be designed independently. SAW filters are operable in the GHz range. These features have not been achievable with conventional filters.

This standard has been compiled in response to a generally expressed desire on the part of both users and manufacturers for a guide to 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 in this guide.

2 Scope

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

The scope of this guide is limited to transversal SAW filters, for which the operating frequency range is from approximately 10 MHz to 2 GHz and the relative bandwidth is about 1 % to 30 % of the centre frequency.

It is not the aim of this guide to explain theory, nor to attempt to cover all the eventualities which may arise in practical circumstances. This guide 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, such as those in the IEC standard of which this guide forms a part, and national specifications or detail specifications issued by manufacturers, will 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

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. Tel est particulièrement le cas dans la sélection de la fréquence nominale.

3 Introduction technique

Il est du plus grand intérêt pour l'utilisateur que les caractéristiques d'un filtre satisfassent à une spécification particulière. Le choix des réseaux d'adaptation et de filtres à OAS pour satisfaire à cette spécification doit être agréé par l'utilisateur et 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 au paragraphe 4.1 du chapitre II. Dans certaines applications, des caractéristiques telles que le retard de phase sont également importantes.

Les caractéristiques de l'affaiblissement d'insertion sont en plus spécifiées par la fréquence nominale, l'affaiblissement d'insertion minimal, l'ondulation dans la bande passante et le facteur de forme. On doit satisfaire à la spécification entre les températures minimales et maximales de la gamme de températures de fonctionnement spécifiée ainsi qu'avant et après les essais d'environnement.

4 Considérations générales des filtres à OAS

4.1 Caractéristiques de la réponse en fréquence

Une brève description des filtres à OAS est donnée afin d'aider les utilisateurs qui ne sont pas familiers avec ces filtres à comprendre leurs caractéristiques et leurs principes de fonctionnement. Le filtre à OAS utilise une onde acoustique de surface, par exemple l'onde appelée onde de Rayleigh. L'énergie mécanique transportée par l'onde est concentrée dans une région de surface de l'ordre d'une longueur d'onde en profondeur. Cette onde se propage dans un solide à la vitesse de 10^3 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.

Le filtre à OAS est classé comme filtre transversal. La figure 2 est un schéma montrant le passage du signal dans un filtre transversal. Le filtre consiste en N noeuds séparés par des retards D_n . Chaque noeud est pondéré par un coefficient A_n . Le filtrage est atteint 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 :

$$H(f) = \sum_{n=1}^N A_n \exp(-j 2\pi f T_n), \quad T_n = \sum_{i=1}^n D_i$$

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.

3 Technical introduction

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 functions of frequency, as shown in Figure 1. A standard method for measuring insertion attenuation and group delay is described in Sub-clause 4.1 of Chapter II. In some applications, such characteristics as phase delay are also important.

Insertion attenuation characteristics are further specified by nominal frequency, minimum 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.

4 Fundamentals of SAW filters

4.1 Frequency response characteristics

A brief description of SAW filters is given here to help users unfamiliar with these filters to understand their operating principles and characteristics. The SAW filter uses a surface acoustic wave, e.g. the so-called 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 in a solid at a velocity, 10^3 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.

The SAW filter is classified as a transversal filter. Figure 2 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 with the positions of IDT fingers on a substrate. The coefficients correspond with 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 :

$$H(f) = \sum_{n=1}^N A_n \exp(-j 2\pi f T_n), \quad T_n = \sum_{i=1}^n D_i$$

où T_n est le retard accumulé au n -ième noeud. 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 noeuds d'échantillonnage.

Le filtre à OAS est essentiellement constitué d'une paire de transducteurs sur un substrat piézoélectrique comme il est montré à la figure 3. Lorsqu'un signal électrique est appliqué au TID d'entrée, l'onde de surface est engendrée par effet piézoélectrique et se propage 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:

$$2df_0 = v$$

où v est la vitesse de l'OAS. Lorsque le filtre à OAS possède deux transducteurs identiques, sa réponse en fréquence est celle qui est montrée à la figure 4. La fonction de transfert $T(f)$ est exprimée approximativement par:

$$T(f) = (\sin x / x)^2$$

où $x = N\pi(f - f_0)/f_0$ et N est le nombre des paires de doigts.

4.2 Méthodes de pondération

Le TID fonctionne comme une sorte de filtre transversal à N noeuds 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 5, 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 atteinte par une suppression sélective des électrodes, comme cela est montré à la figure 6, pour obtenir la fonction de pondération désirée.

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 7.

4.3 Configuration des filtres

Dans certains cas, la configuration avec doigt fendu (électrode double), comme montré à la figure 8, est utilisée pour réduire les réflexions sur les électrodes métalliques. Une telle géométrie annule pour chaque paire de doigts les réflexions individuelles causées par la discontinuité des impédances acoustiques.

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 filter is essentially constructed with a pair of transducers on a piezoelectric substrate as shown in Figure 3. When an electrical signal is applied to the input IDT, the surface wave is generated by means of the piezoelectric effect and propagates 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,

$$2df_0 = v$$

where v is the SAW velocity. When the SAW filter has two identical transducers, its frequency response is as shown in Figure 4. The transfer function $T(f)$ is approximately expressed as

$$T(f) = (\sin x / x)^2$$

where $x = N\pi(f - f_0)/f_0$ and N is the number of finger pairs.

4.2 Weighting methods

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

a) Apodization weighting

An apodized transducer, as shown in Figure 5, 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 6, to equate with the desired weighting function.

c) Series (dogleg) weighting

Weighting is achieved by dividing the voltage by segmenting each electrode pair, as shown in Figure 7.

4.3 Filter configurations

In some cases, the split finger (double electrode) configuration, as shown in Figure 8, is used to reduce reflections at the metal electrodes. With this geometry, the individual reflections, caused by the discontinuity in acoustic impedances, are cancelled in each finger pair.

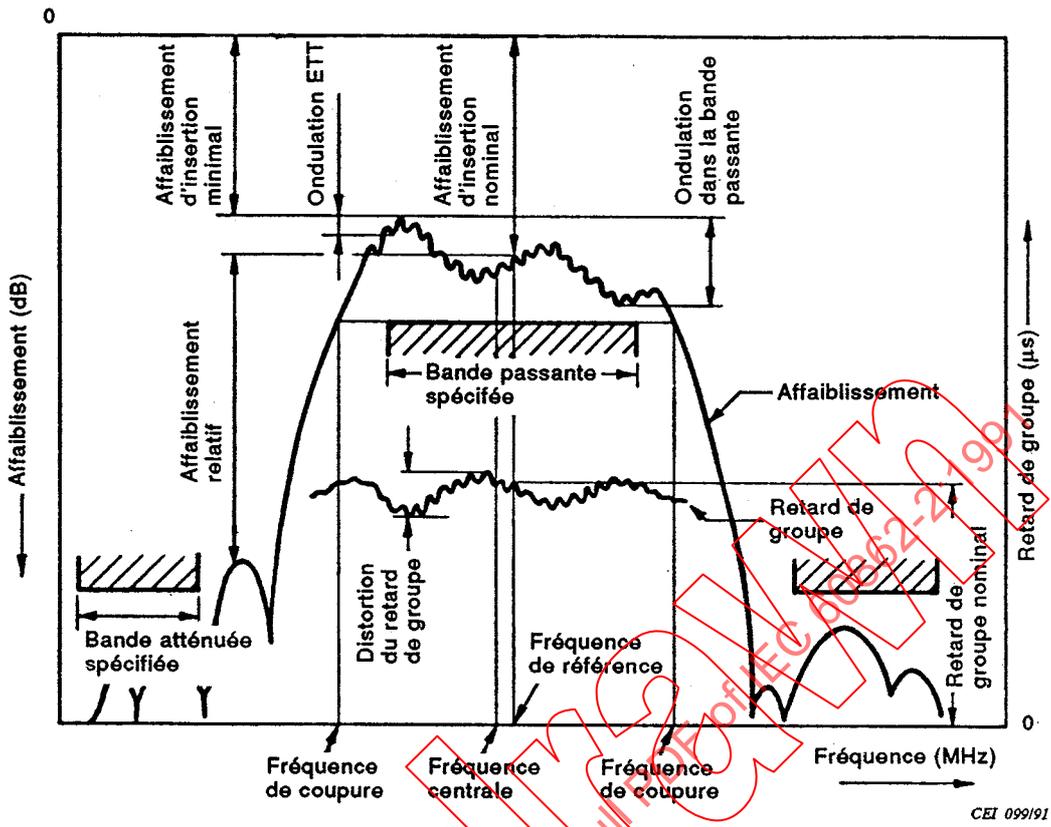


Figure 1 - Réponse en fréquence d'un filtre à OAS

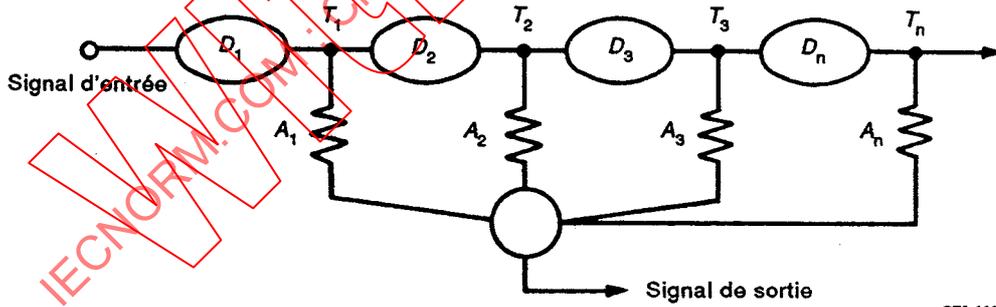


Figure 2 - Schéma montrant le passage d'un signal dans un filtre transversal

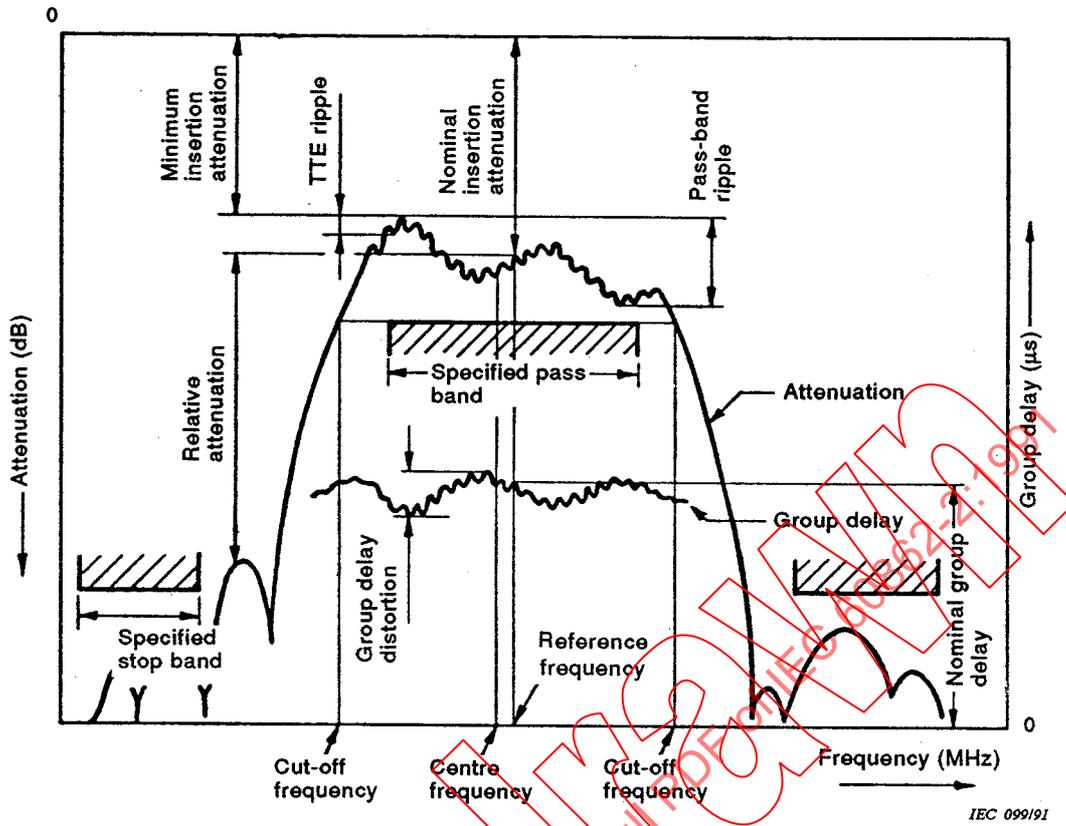


Figure 1 - Frequency response of a SAW filter

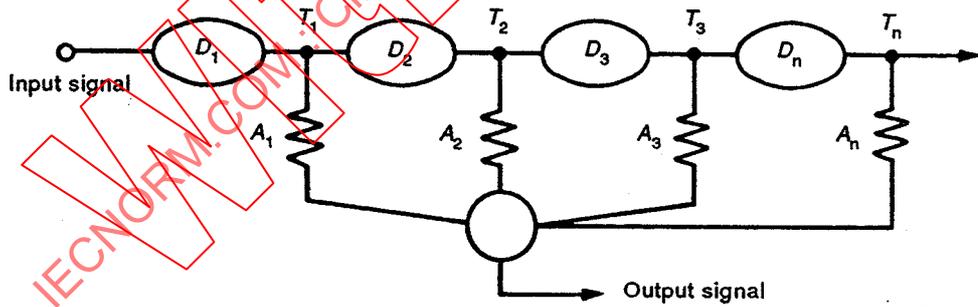


Figure 2 - Schematic diagram showing signal flow through a transversal filter

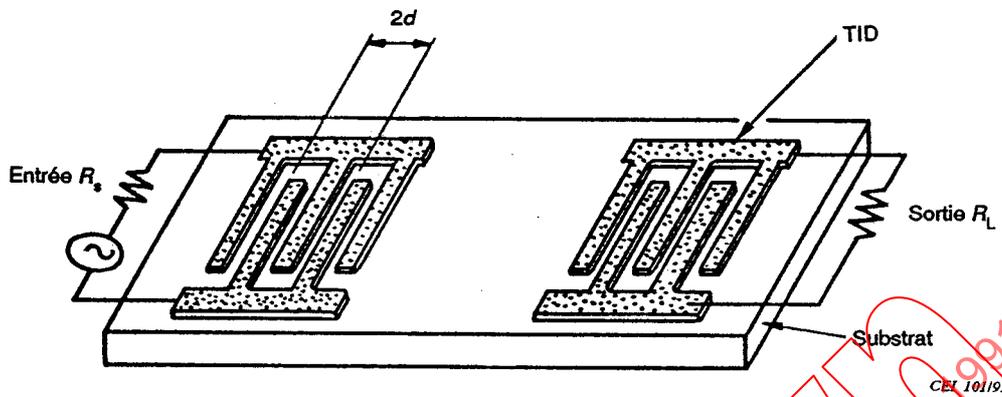


Figure 3 - Configuration fondamentale d'un filtre à OAS

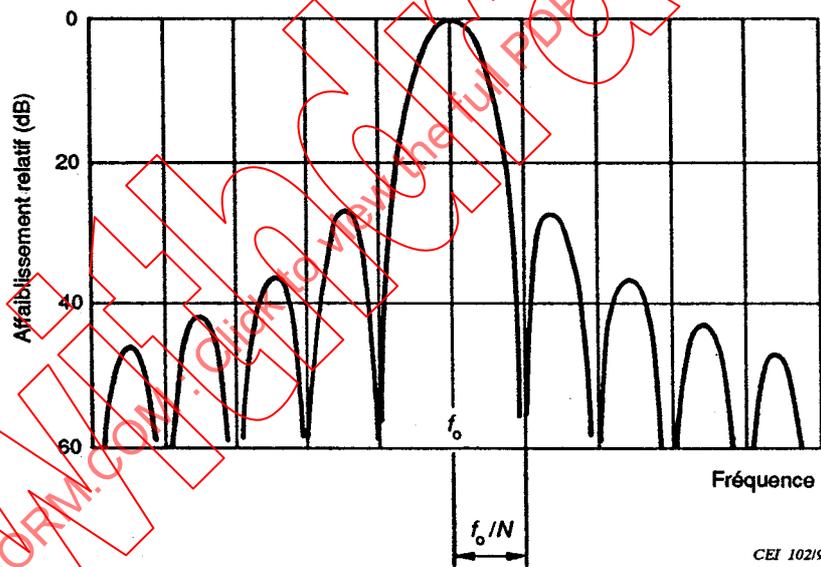


Figure 4 - Réponse en fréquence du filtre à OAS montré à la figure 3, où f_0 est la fréquence centrale et N est le nombre de paires de doigts du TID

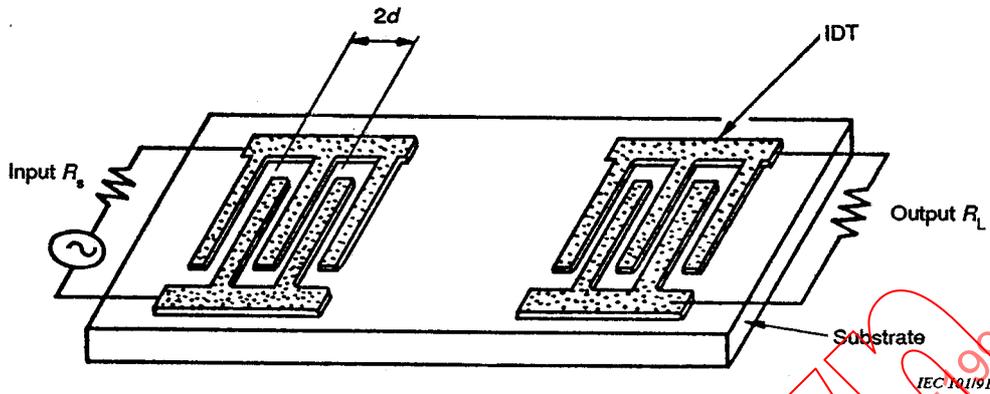


Figure 3 - Basic configuration of a SAW filter

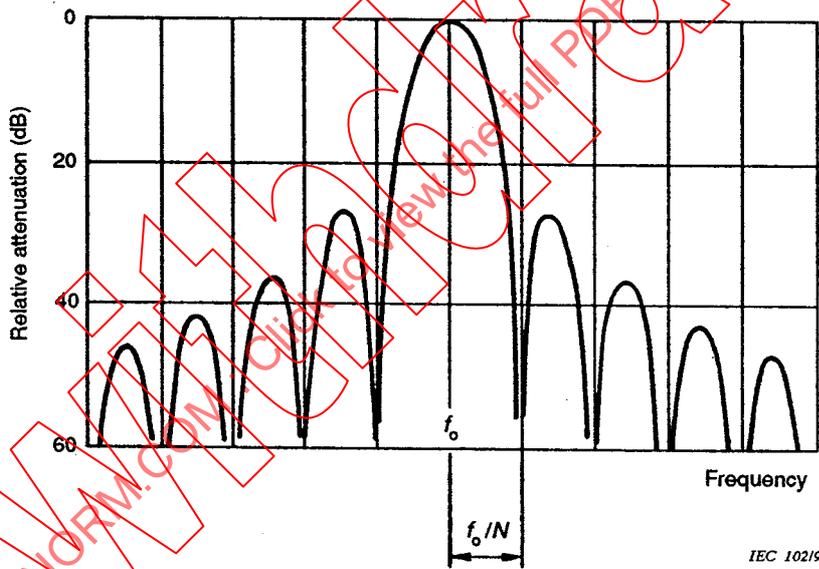


Figure 4 - Frequency response of the SAW filter shown in Figure 3, where f_0 is the centre frequency and N is the number of finger pairs of the IDT



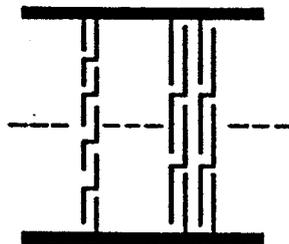
CEI 103/91

Figure 5 - Pondération par apodisation obtenue en modifiant la longueur d'emboîtement des doigts



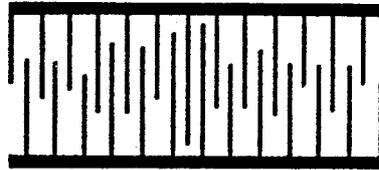
CEI 104/91

Figure 6 - Pondération par suppression obtenue par suppression sélective des doigts



CEI 105/91

Figure 7 - Pondération série obtenue par la structure en patte de chien



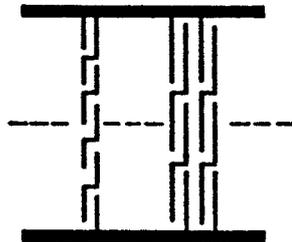
IEC 103191

Figure 5 - Apodization weighting obtained by apodizing the fingers



IEC 104191

Figure 6 - Withdrawal weighting obtained by selective withdrawal of the fingers



IEC 105191

Figure 7 - Series (dogleg) weighting obtained by the dogleg structure

La perte bidirectionnelle est l'une des pertes principales. Un TID normal transmet et reçoit l'OAS dans respectivement deux directions opposées. Par exemple, un TID émetteur convertit le signal électrique en OAS. L'OAS se propage non seulement vers l'avant, mais aussi vers l'arrière avec la même intensité. Un TID récepteur ordinaire recevra l'une ou l'autre avec la même efficacité, ce qui signifie que les valeurs des pertes bidirectionnelles peuvent être estimées à 3 dB sur le TID émetteur et sur le récepteur. En conséquence, la perte bidirectionnelle est égale à 6 dB dans les filtres à OAS ordinaires. Comme il est montré à la figure 9, un filtre à trois TID comporte deux TID récepteurs de part et d'autre d'un TID transmetteur. L'affaiblissement d'insertion peut être alors améliorée de 3 dB.

Pour réduire un peu plus l'affaiblissement d'insertion, il est également possible d'utiliser des transducteurs unidirectionnels. Le TUD (transducteur interdigité unidirectionnel) triphasé et le TUD à doigts en paquets sont utilisés comme techniques typiques de réalisation de transducteurs unidirectionnels à OAS. Le TUD triphasé utilise trois doigts par longueur d'onde et est excité par une source de signal triphasée. Comme il est montré à la figure 10, le TUD à doigts en paquets se compose de paquets de doigts avec seulement un petit nombre de paires d'électrodes et un nombre identique d'électrodes décalées d'un quart de longueur d'onde. Les premières sont excitées directement et les secondes sont excitées par une source de signal passant par un déphaseur à 90°. L'OAS se propage alors dans une seule direction.

5 Caractéristiques fondamentales des filtres

5.1 Caractéristiques générales

Le texte ci-après est un résumé succinct des caractéristiques de différents types de filtres à OAS. Il existe aussi des filtres à réflecteurs d'OAS incorporés, c'est-à-dire ceux qui sont appelés filtres à résonateurs. Cependant, de tels filtres sont en dehors du domaine d'application de ce guide.

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 dispositif d'accord à modulation de fréquence. La caractéristique de phase linéaire est avantageuse pour la détection haute fidélité des signaux de radio-diffusion à modulation de fréquence. La figure 11 montre un exemple typique de réponse en fréquence d'un filtre à OAS dont la fréquence nominale est égale à 10,7 MHz. Il existe aussi des filtres à OAS pour les hautes fréquences. Un exemple de réponse en fréquence d'un filtre à OAS fonctionnant dans la gamme de 900 MHz est montré à la figure 12.

b) *Filtre passe-bande dissymétrique en fréquence*

Dans le cas des filtres à OAS la caractéristique d'amplitude et celle de la phase peuvent être conçues 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 de fréquence intermédiaire pour TV ont des caractéristiques dissymétriques en fréquence comme il est montré à la figure 13.

Bidirectional loss is one of the main losses. A normal IDT transmits and receives SAW to and from two directions respectively. For instance, a transmitting IDT converts an electric signal into SAW. The SAW propagates both forward and backward with the same intensities. An ordinary receiving IDT will receive either of them with the same efficiency. This means that bidirectional loss values can be estimated as 3 dB each at the transmitting and receiving IDT. Therefore, the bidirectional loss is 6 dB in ordinary SAW filters. A three-IDT type SAW filter provides two receiving IDTs, one on each side of one transmitting IDT as shown in Figure 9. Then, the insertion attenuation can be improved by 3 dB.

Further reduction in the insertion attenuation is also possible by using unidirectional transducers. A three-phase UDT (unidirectional interdigital transducer) and a group type UDT are useful as typical methods to realize unidirectional SAW transducers. The three-phase UDT is constructed by using three fingers per wavelength and is driven by a three-phase signal source. The group type UDT is composed of groups with only a few pairs of electrodes and the same number of electrodes offset by a quarter wavelength, as shown in Figure 10. The former electrodes are driven directly and the latter electrodes are driven through a 90° phase shifter by a signal source. The SAW then propagates in one direction only.

5 Basic filter characteristics

5.1 General characteristics

The following is a brief summary of the characteristics of individual types of SAW filters. There are also filters incorporating SAW reflectors, i.e. so-called resonator filters. However, such filters are outside the scope of this guide.

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 a FM tuner. Linear phase characteristics are preferable for high-fidelity detection of FM broadcasting signals. Figure 11 shows a typical frequency response of a SAW filter whose nominal frequency is 10,7 MHz. High frequency SAW filters are also available. A typical frequency response of a 900 MHz range SAW filter is shown in Figure 12.

b) *Frequency asymmetrical band-pass filter*

In the case of SAW 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. TV-IF filters have frequency asymmetrical characteristics, as shown in Figure 13.

c) *Autres catégories de filtres*

Le filtre à résonateurs, incorporant des résonateurs à OAS, convient comme filtre à largeur de bande étroite. La structure et les caractéristiques du filtre à résonateurs diffèrent de celles des filtres transversaux à OAS; ce filtre sort du domaine d'application de ce guide.

On peut aussi trouver des filtres en peigne.

5.2 *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 filtres transversaux à OAS sont choisis en prenant en considération les points suivants:

- 1) vitesse de propagation (v);
- 2) coefficient de couplage (k_s^2);
- 3) coefficient de température (de retard (CTR) ou de fréquence (CTF));
- 4) constante diélectrique relative (ϵ_r);
- 5) perte de propagation;
- 6) reproductibilité, fiabilité et productivité;
- 7) prix.

Les points 1) à 5) sont des constantes concernant principalement les matériaux et les points 6) et 7) sont des conditions dépendant non seulement des matériaux, mais aussi de techniques de fabrication des substrats. Plusieurs sortes de substrats ont été développées et sont utilisées.

Idéalement, on désire un coefficient de couplage élevé et un coefficient de température égal à zéro. Pour l'instant, cela n'est pas possible, aussi un compromis de construction est nécessaire. 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 ci-après:

a) *Vitesse de propagation*

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

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

où d (μm) est la demi-période du TID, comme cela est montré à la figure 3. Pour une fréquence centrale spécifiée, des vitesses plus faibles exigent une période entre doigts courte, d'où l'utilisation de chipses de petites dimensions.

Une vitesse élevée est recommandée pour des 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 gamme de 2 000 m/s à 5 000 m/s.

c) *Other filter categories*

A resonator filter incorporating SAW resonators is suitable for narrow bandwidth filters. The structure and characteristics of the resonator filter differ from those of transversal SAW filters and they are outside the scope of this guide.

Comb filters have also been proposed and are available.

5.2 *Substrate materials and their characteristics*

Various kinds of piezoelectric substrates are available for SAW filter applications. Piezoelectric substrates for transversal SAW filters are selected in consideration of the following items:

- 1) propagation velocity (v);
- 2) coupling coefficient (k_s^2);
- 3) temperature coefficient (of delay (TCD) or frequency (TCF));
- 4) relative permittivity (ϵ_r);
- 5) propagation loss;
- 6) reproducibility, reliability and productivity;
- 7) price.

Items 1) to 5) are constants concerned mainly with materials and items 6 and 7 are conditions depending on both materials and substrate fabrication techniques. Several kinds of substrates have been developed and put into practical use.

Ideally, high coupling coefficient and zero temperature coefficient are desired. At present, this is not possible, thus, design trade-off is 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 sections.

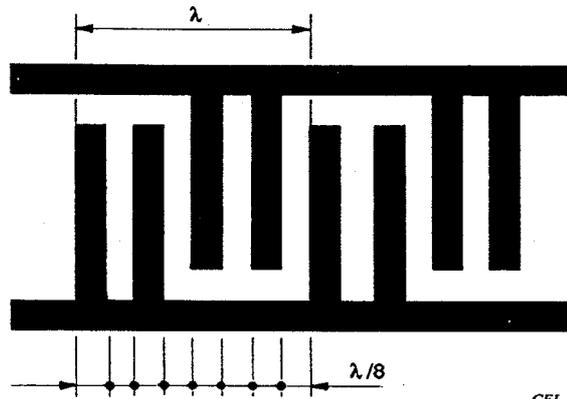
a) *Propagation velocity*

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

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

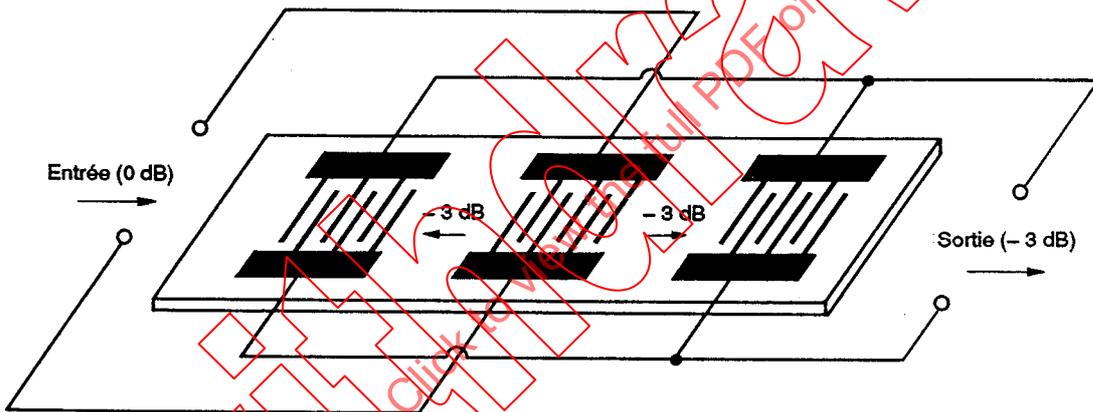
where d (μm) is one half of the IDT periodic length, as shown in Figure 3. For a specified centre frequency, lower velocities require a shorter finger period and, consequently, a smaller chip size.

Greater velocity is desirable for high frequency filters in order to make the IDT fabrication easier. Propagation velocity for a practical substrate is usually in the range of 2 000 m/s to 5 000 m/s.



CEI 106/91

Figure 8 - Configuration à doigt fendu (électrode double)



CEI 107/91

Figure 9 - Filtre à OAS à trois TID

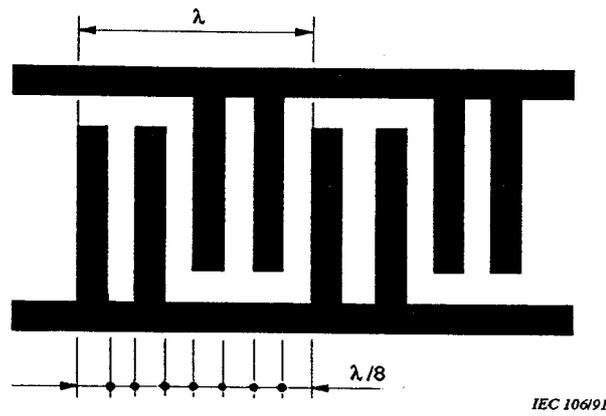


Figure 8 - Split finger (double electrode) configuration

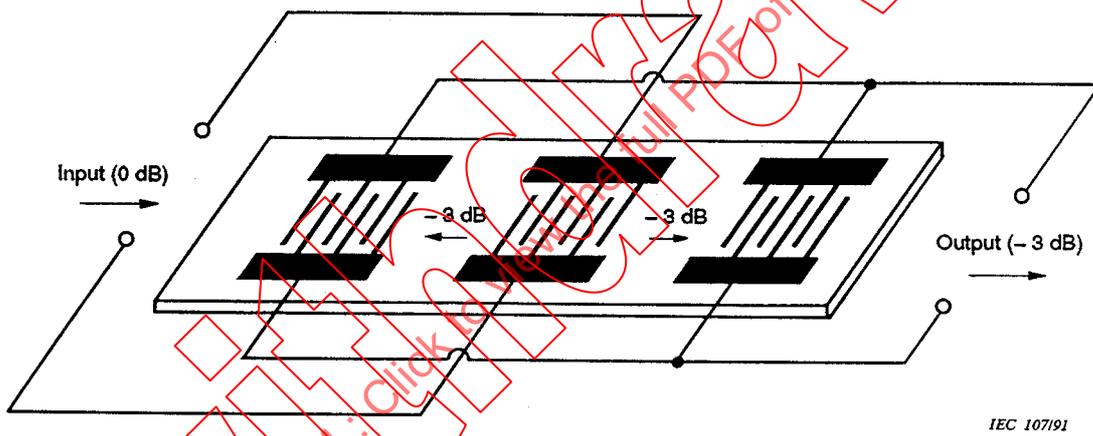


Figure 9 - Three-IDT type SAW filter

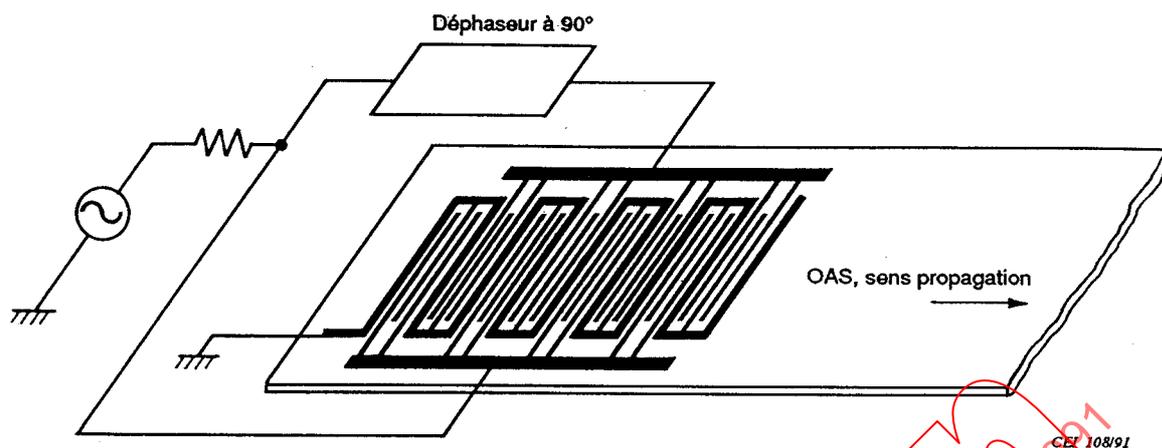


Figure 10 - Transducteur unidirectionnel interdigité (TUD) à doigt en paquet

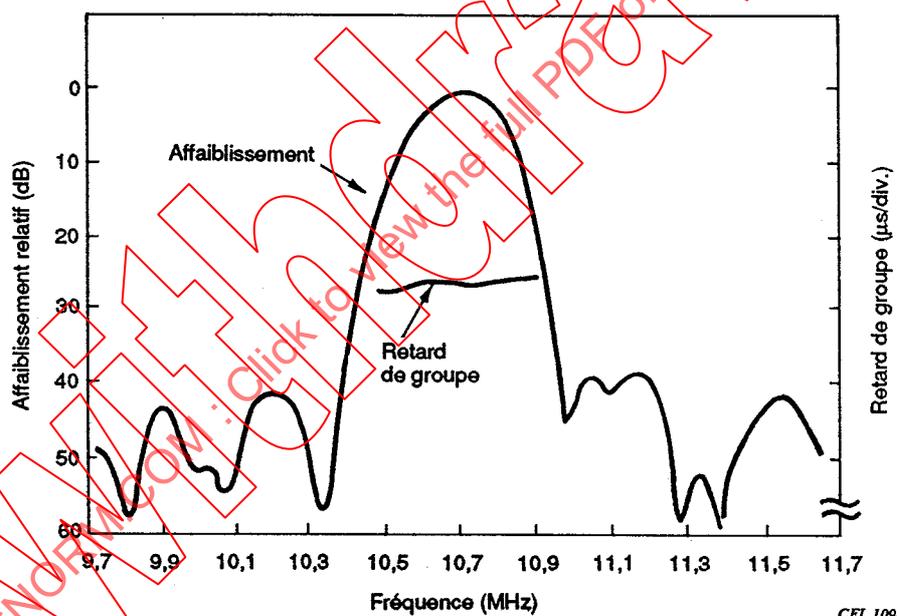


Figure 11 - Caractéristiques typiques d'un filtre à OAS de fréquence intermédiaire pour dispositif d'accord à modulation de fréquence. La fréquence nominale est égale à 10,7 MHz

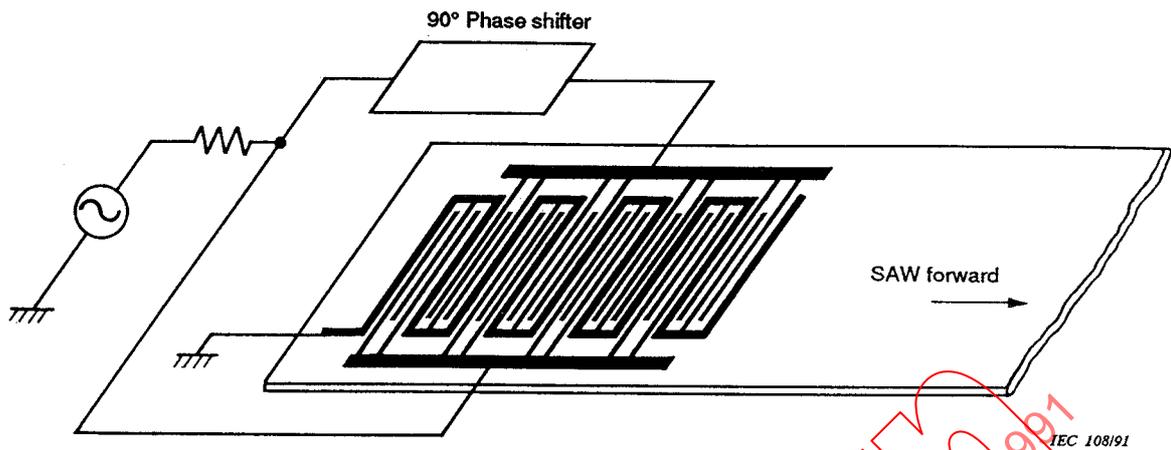


Figure 10 - Unidirectional interdigital transducer (UDT) group type

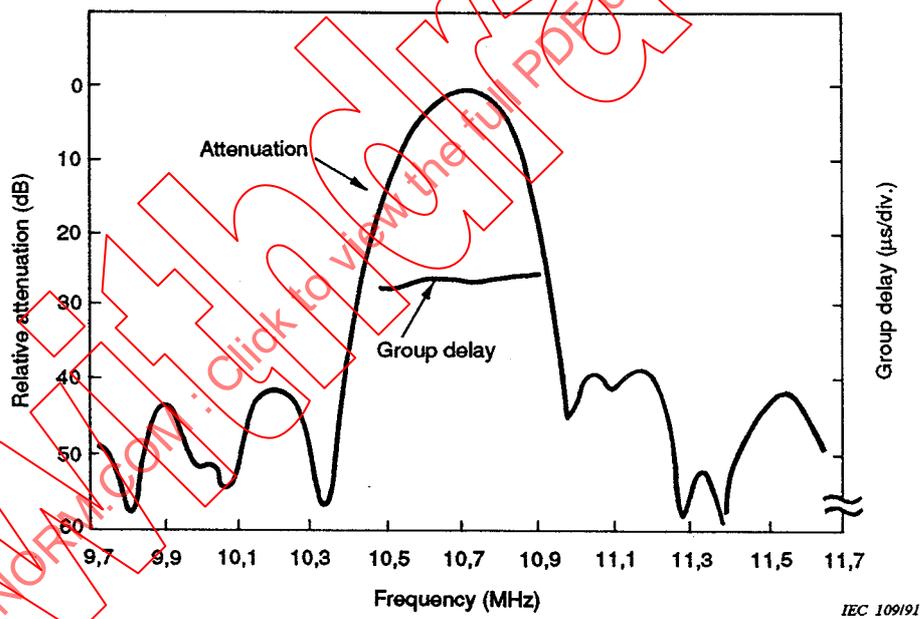


Figure 11 - Typical characteristics of a SAW IF filter for an FM tuner. The nominal frequency is 10,7 MHz

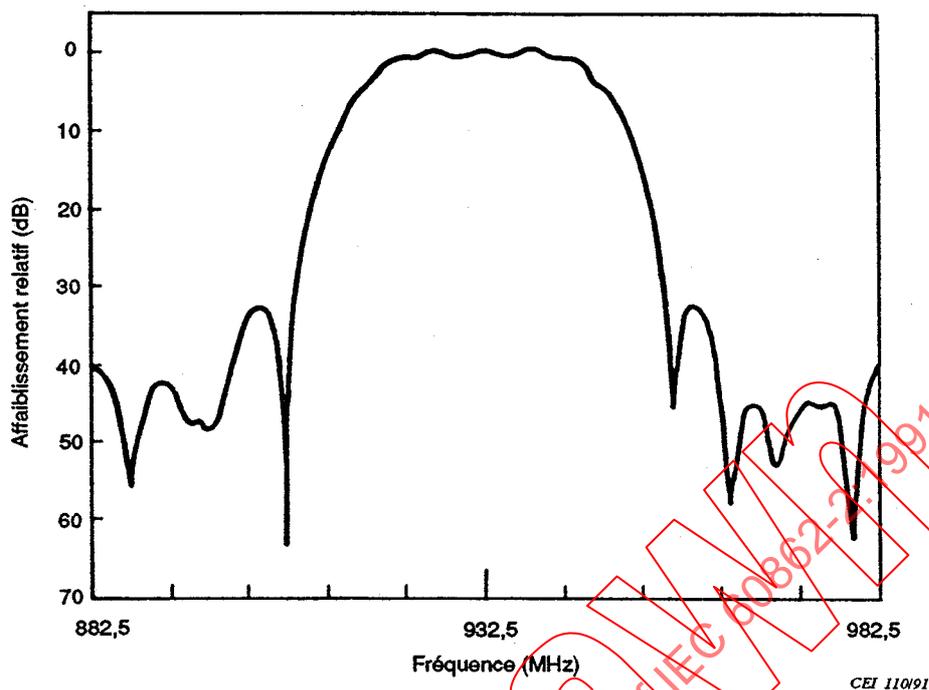


Figure 12 - Réponse en fréquence typique d'un filtre à OAS à 900 MHz pour l'utilisation dans les communications (téléphone portatif)

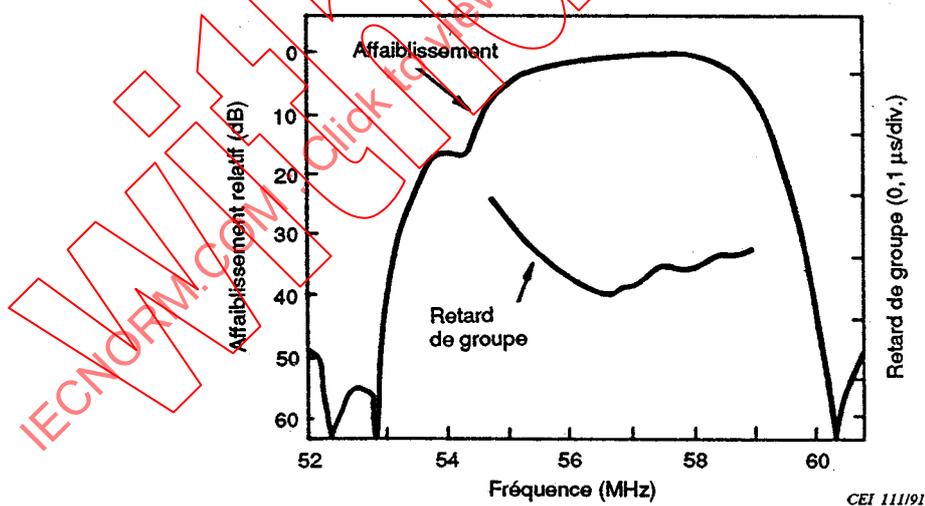


Figure 13 - Caractéristiques typiques d'un filtre à OAS dissymétrique en fréquence. La fréquence nominale est égale à 58,75 MHz. Le filtre est destiné pour l'utilisation dans les circuits de fréquence intermédiaire de télévision

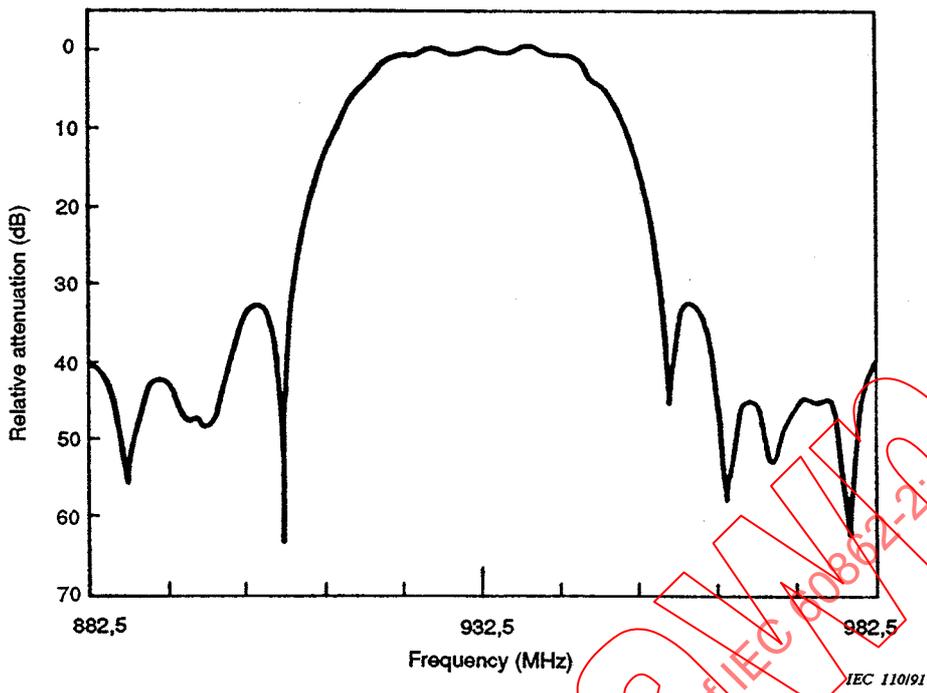


Figure 12 - Typical frequency response of a 900 MHz range SAW filter for communication (mobile telephone) use

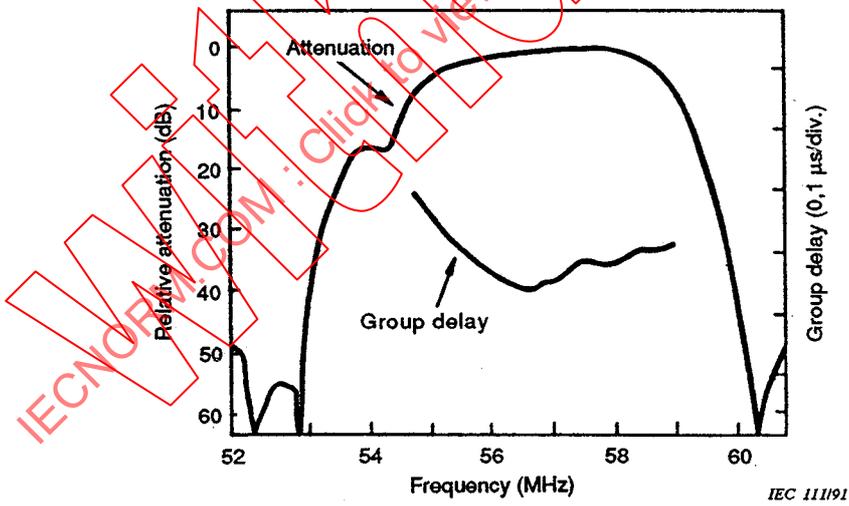


Figure 13 - Typical characteristics of a frequency asymmetrical SAW filter. The nominal frequency is 58,75 MHz for TV-IF use

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 sera parlé dans le paragraphe 5.3 et à la figure 14. Lorsque le coefficient de couplage est suffisamment élevé, il est possible de réduire l'affaiblissement d'insertion et d'élargir la bande.

c) *Coefficient de température*

La réponse en fréquence d'un filtre change avec la température ambiante. Le problème majeur est le glissement de la fréquence centrale. La plupart des matériaux pour substrat présentent une dépendance linéaire en température du glissement de fréquence relative, plus précisément la magnitude du glissement de la fréquence relative est pratiquement égale au produit du coefficient température-fréquence par la variation de température. Le coefficient température-fréquence (CTF) est similaire en magnitude mais opposé en polarité au coefficient de température-retard (CTR). Le quartz de coupe ST et certaines couches minées de ZnO sur verre ont un CTR zéro à une certaine température.

d) *Permittivité relative*

La permittivité d'un matériau piézoélectrique est un tenseur symétrique de deuxième ordre. Dans le cas d'un TID courant dont le rapport doigt-espacement est 1:1, la capacité statique du TID, C_T , est approximativement exprimée comme

$$C_T = wN(1 + \epsilon_r) \epsilon_0$$

où

w est l'ouverture du TID,
 N est le nombre de paires de doigts,
 ϵ_r est la permittivité relative du substrat, et
 ϵ_0 est la permittivité du vide.

Par suite de distributions de champs électriques compliqués, on utilise habituellement une permittivité relative effective ϵ_r définie comme $\sqrt{\epsilon_{11} \times \epsilon_{33}}$. Les permittivités ϵ_{11} et ϵ_{33} sont respectivement les composantes du tenseur parallèles à la direction de propagation de l'OAS et perpendiculaires à la surface. Une valeur élevée de permittivité donne à l'évidence une capacité statique élevée. Les valeurs de ϵ_r des substrats typiques sont montrées dans les tableaux 1, 2 et 3.

e) *Perte de propagation*

Trois facteurs sont liés à l'affaiblissement d'insertion. Ce sont la perte de propagation, la perte de guidage du faisceau et la perte de charge dans l'air. La perte de propagation dépend du matériau et du traitement de la surface du substrat. Dans le cas des substrats monocristallins bien polis, la perte de propagation est habituellement inférieure à 1 dB/cm à la fréquence de 1 GHz. La perte de propagation est proportionnelle au carré de la fréquence. La perte de guidage du faisceau a lieu lorsque la direction du vecteur de vitesse de phase est différente de la direction du vecteur de flux d'énergie acoustique. En général, l'orientation du substrat est déterminée de façon que les deux directions mentionnées coïncident. La perte de charge dans l'air est causée par l'émission des ondes acoustiques dans l'air et cette perte est proportionnelle à la fréquence. Cette perte est peu importante en comparaison des autres pertes.

b) *Coupling coefficient*

The SAW coupling coefficient k_s^2 is the transformation ratio between the electric energy and the mechanical (SAW) energy. In transversal filters, their minimum insertion attenuation and maximum relative bandwidth depend on the coupling coefficient. This will be discussed in Sub-clause 5.3 and Figure 14. When the coupling coefficient is large enough, it is possible to reduce the insertion attenuation and broaden the bandwidth.

c) *Temperature coefficient*

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

d) *Relative permittivity*

The permittivity of the piezoelectric material is a second-order symmetric tensor. In the case of a normal IDT whose stripe-to-gap ratio is 1:1, the static capacitance of the IDT, C_T , is approximately expressed as

$$C_T = wN(1 + \epsilon_r) \epsilon_0$$

where

w is the IDT aperture,
 N is the number of finger pairs,
 ϵ_r is the relative permittivity of the substrate, and
 ϵ_0 is the permittivity of vacuum.

The electric field distributions are complicated, therefore an effective relative permittivity ϵ_r , defined as $\sqrt{\epsilon_{11} \times \epsilon_{33}}$, is usually used. Permittivities ϵ_{11} and ϵ_{33} are their tensor components parallel to the SAW propagation direction and normal to the surface, respectively. High permittivity value obviously results in high static capacitance. The ϵ_r values of typical substrates are shown in Tables 1, 2 and 3.

e) *Propagation loss*

There are three factors relating to the insertion attenuation. They are propagation loss, beam steering loss and air loading loss. The propagation loss depends on the material and the surface finishing of the substrate. In the case of well-polished single-crystal substrate, propagation loss is usually less than 1 dB/cm at 1 GHz. The propagation loss is proportional to the square of the frequency. Beam steering loss occurs when the phase velocity vector direction differs from the acoustic power flow direction. Generally, substrate orientation is determined so that both the above-mentioned directions coincide. The air loading loss is caused by acoustic waves radiating into the air, and the loss is proportional to the frequency. This loss is negligibly small, in comparison with other losses.

f) *Matériaux monocristallins typiques*

Les propriétés des substrats monocristallins sont gouvernées par l'angle de coupe et par la direction de propagation d'OAS à cause de l'anisotropie du cristal. Les monocristaux sont avantageux pour leur reproductibilité, leur fiabilité et leur faible perte de propagation. Cependant, il est encore difficile d'obtenir un matériau satisfaisant simultanément à un coefficient de couplage élevé et à un faible coefficient de température. Les cristaux typiques et leurs angles de coupe recommandés pour les filtres à OAS sont donnés dans le tableau 1 avec leurs constantes de matériau.

g) *Matériaux en couches minces typiques*

Il existe de nombreuses combinaisons de matériaux en couches minces, d'embases et de structures dans les filtres à OAS à couches minces. Par un choix convenable des combinaisons et une conception adaptée, il est possible d'améliorer le coefficient de couplage, le coefficient de température et les autres propriétés. Le coefficient de température global peut être amélioré en utilisant un substrat dont le coefficient de température a une polarité opposée à celle de la couche mince. Certaines combinaisons présentent un coefficient température-retard-zéro à une certaine température.

L'oxyde de zinc polycristallin (ZnO) est habituellement utilisé comme matériau pour couche mince à cause de son couplage électromécanique élevé. Des couches monocristallines ont également été développées pour l'utilisation dans les gammes de hautes fréquences. Les combinaisons typiques sont données dans le tableau 2.

h) *Matériaux céramiques typiques*

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

Tableau 1 - Propriétés de matériaux types pour substrats monocristallins piézoélectriques

Matériaux	Angle de coupe (degré)	Direction de propagation (degré)	Vitesse v (m/s)	Coefficient de couplage k_s^2 (%)	CTR ($10^{-6}/K$)	Permittivité ϵ_r
ST-quartz	42,75°Y	X	3 157	0,16	0	4,5
LiNbO ₃	Y	Z	3 488	4,82	94	36,7
LiNbO ₃	128°Y	X	4 000	5,5	72	39,1
LiTaO ₃	X	112°Y	3 295	0,64	18	44

f) *Typical single-crystal materials*

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

g) *Typical thin-film materials*

There are a variety of combinations of thin-film materials, bases and structures in thin-film SAW filters. By a suitable combination and design, it is possible to achieve improvement in coupling coefficient, temperature coefficient, and other properties. The total temperature coefficient can be improved by using a substrate whose temperature coefficient is opposite in polarity to the thin film. Some combinations exhibit zero TCD at a certain temperature.

Polycrystalline zinc oxide (ZnO) is usually used as thin-film material for its strong electromechanical coupling. Single-crystal films have also been developed for high frequency use. Typical combinations are listed in Table 2.

h) *Typical ceramic materials*

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

Table 1 - Properties of typical single-crystal substrate materials

Materials	Angle of cut (degree)	Propagation direction (degree)	Velocity v (m/s)	Coupling coefficient k_s^2 (%)	TCD ($10^{-6}/K$)	Permittivity ϵ_r
ST-quartz	42,75°Y	X	3 157	0,16	0	4,5
LiNbO ₃	Y	Z	3 488	4,82	94	36,7
LiNbO ₃	128°Y	X	4 000	5,5	72	39,1
LiTaO ₃	X	112°Y	3 295	0,64	18	44

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

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

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

Tableau 3 - Propriétés de matériaux types pour substrats en céramique

Composition du matériau	Vitesse v (m/s)	Coefficient de couplage k_s^2 (%)	CTR ($10^{-6}/K$)	Permittivité ϵ_r
$Pb(Sn_{1/2}Sb_{1/2})O_3-PbTiO_3-PbZrO_3$	2 420	2,4	38	270
$0,1Pb(Mn_{1/3}Nb_{2/3})O_3-0,9Pb(Zr_{0,74}Ti_{0,26})O_3$	2 430	2,9	17	460

5.3 Application dans les circuits électroniques

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

a) Affaiblissement d'insertion

L'affaiblissement d'insertion des filtres à OAS est principalement causé par la perte de conversion des transducteurs, les pertes ohmiques des électrodes métalliques dans le TID, la perte de propagation acoustique, la perte due à la propagation bidirectionnelle et la perte de pondération. Dans les cas pratiques, la perte de conversion et la perte bidirectionnelle contribuent essentiellement à l'affaiblissement d'insertion.

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

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

Table 2 - Properties of typical thin-film substrate materials

Thin-film and base materials and structure	Velocity v (m/s)	Coupling coefficient k_s^2 (%)	TCD ($10^{-6}/K$)	Permittivity ϵ_r
p-ZnO/IDT/Glass base	2 576	1,4	11	10,8
Metal/p-ZnO/IDT/Glass base	3 200	0,8	7	10
IDT/s-ZnO/Sapphire base	5 500	3,4	35	10

NOTE - p- and s- represent polycrystalline films and single-crystal films respectively. The glass bases are borosilicate glass.

Table 3 - Properties of typical ceramic substrate materials

Material composition	Velocity v (m/s)	Coupling coefficient k_s^2 (%)	TCD ($10^{-6}/K$)	Permittivity ϵ_r
$Pb(Sn_{1/2}Sb_{1/2})O_3-PbTiO_3-PbZrO_3$	2 420	2,4	38	270
$0,1Pb(Mn_{1/3}Nb_{2/3})O_3-0,9Pb(Zr_{0,74}Ti_{0,26})O_3$	2 430	2,9	17	460

5.3 Application to electronic circuits

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

a) Insertion attenuation

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

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

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

où k_s^2 et $\Delta f/f_0$ représentent respectivement le coefficient de couplage et la largeur de bande relative. D'autre part, lorsque:

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

la perte de conversion minimale qui peut être atteinte est limitée et la perte de conversion minimale est inversement proportionnelle à k_s^2 . La figure 14 donne les pertes de conversion minimales théoriques pour les substrats différents.

Pour réduire la perte bidirectionnelle de 6 dB, la structure comportant trois TID est envisageable. Les transducteurs de sortie de droite et de gauche sont électriquement connectés en parallèle de manière que la perte soit diminuée de 3 dB. Le TID unidirectionnel, c'est-à-dire le TUD, peut théoriquement conduire à une perte bidirectionnelle nulle.

b) Bruits et autres problèmes dans les circuits appliqués

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

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

c) Echo de triple transit (ETT)

L'ETT est l'un des signaux indésirables causé par les réflexions acoustiques multiples entre le transducteur d'entrée et le transducteur de sortie. Ce signal a un retard égal à $2t$ par rapport au signal principal, où t est le retard du signal principal entre les transducteurs. Comme le montre la figure 15, l'ETT provoque une ondulation de période égale à $1/(2t)$ en amplitude et en retard de groupe dans la bande passante du filtre à OAS.

Un ETT atténué de 40 dB sous le signal principal provoque une ondulation en amplitude approximativement égale à $\pm 0,1$ dB et une distorsion du retard de groupe de $\pm 0,02 t$. Puisque l'ETT arrive à la sortie avec un retard sur le signal principal, l'image sur l'écran d'un récepteur de télévision équipé d'un filtre à OAS dans l'étage vidéo de fréquence intermédiaire présente une image «fantôme» (image dédoublée).

where k_s^2 and $\Delta f/f_o$ denote the coupling coefficient and relative bandwidth, respectively. On the other hand, in the case expressed as:

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

the attainable minimum conversion loss is limited and the minimum conversion loss is inversely proportional to k_s^2 . Figure 14 gives the minimum theoretical conversion losses for various substrates.

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

b) *Noise figures and other problems in applied circuits*

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

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

c) *Triple transit echo (TTE)*

TTE is one of the unwanted signals caused by the multiple acoustic reflections between input and output transducers. This signal has a delay of $2t$ behind the main signal, where t is the delay for the main signal between the transducers. As shown in Figure 15, the TTE causes ripples having a period of $1/(2t)$ in the amplitude and group delay characteristics in the pass band of a SAW filter.

A TTE 40 dB below the main signal causes approximately $\pm 0,1$ dB amplitude ripple and $\pm 0,02 t$ group delay distortion. Since TTE arrives at the output with a delay behind the main signal, a television set equipped with a SAW filter in a video intermediate frequency stage exhibits "ghost" interference (duplicate picture) on the screen.

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

Tant que l'on utilisera des transducteurs bidirectionnels ordinaires dans un filtre à OAS, il y aura toujours des problèmes d'ETT. Le transducteur unidirectionnel, décrit dans l'article 4, est capable de réduire l'affaiblissement d'insertion et de supprimer en même temps l'ETT. Cependant, un tel transducteur unidirectionnel a une structure compliquée et exige des déphaseurs à 90° ou à 120°. Il est difficile d'obtenir un déphaseur de haute qualité qui peut fonctionner dans une large gamme de fréquences.

5.4 Faisabilité et limitations

Du fait que le filtre à OAS utilise une structure mécanique complexe, de nombreuses réponses indésirables autres que l'ETT peuvent perturber les caractéristiques des filtres. De telles réponses indésirables doivent être éliminées ou atténuées au-dessous d'un certain niveau. Dans l'utilisation pratique, il convient aussi de considérer la stabilité à long terme. Des facteurs liés à la faisabilité et aux limitations sont décrits ici.

a) Signaux de réponse harmonique

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

b) Signaux des ondes de volume

Les signaux des ondes de volume sont engendrés au TID d'entrée de la même manière que l'OAS et ils sont détectés au TID de sortie après réflexion sur la partie basse du substrat ou directement, s'ils se propagent près de la surface. Du fait qu'ils se déplacent plus vite que l'OAS, ils influencent l'affaiblissement de la bande atténuée dans la région haute fréquence de la bande passante. Pour éliminer ces signaux, il est recommandé de rendre rugueuse la partie centrale du substrat et/ou d'interposer un coupleur multibande entre les transducteurs d'entrée et de sortie.

c) Signaux de couplage direct

Les signaux de couplage direct, ayant un trajet direct entre les circuits d'entrée et ceux de sortie par suite du couplage électrostatique ou électromagnétique, apparaissent à la borne de sortie dès que la tension d'entrée est appliquée. Ils provoquent des ondulations dans la bande passante comme l'ETT ainsi que le montre la figure 15, mais la période de fréquence $\delta f = 1/t$ est deux fois plus large que celle de l'ETT, où t est le retard des signaux principaux. Parfois, ils comblent les espaces vides de fréquence dans la bande atténuée et dégradent les caractéristiques de cette bande. Pour réduire ces effets, une électrode écran est souvent placée entre les transducteurs d'entrée et de sortie.

TTE is also caused by electrical regeneration of the SAW at the IDT. To reduce regeneration, it is usually effective to lower the terminating impedances and increase the IDT conversion loss. The improvement in TTE suppression can be estimated as twice as much as the increase in the insertion attenuation in decibels. To suppress TTE caused by regeneration the terminating impedance should be much less than the IDT impedance. In the case where the insertion attenuation is compensated by an amplifier in front of the filter, the output impedance of the amplifier should be as low as possible.

So far as a SAW filter employs ordinary bidirectional transducers, there will always be such TTE problems. A unidirectional transducer, described in Clause 4, is capable of lowering the insertion attenuation and suppressing the TTE simultaneously. However, such a unidirectional transducer has a complicated structure and requires 90° or 120° phase shifters. It is difficult to obtain a high quality phase shifter which can be operated over a wide frequency range.

5.4 Availability and limitations

Because a SAW filter has a complex mechanical structure, there are numerous unwanted responses besides TTE and they may disturb the filter characteristics. Such unwanted responses must be suppressed or reduced below a certain level. In practical use long-term stability should also be considered. Availability and limiting factors are described here.

a) Harmonic response signals

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

b) Bulk wave signals

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

c) Feedthrough signals

Because feedthrough signals travel directly between the input and output circuits due to the electrostatic or electro-magnetic coupling, they appear at the output terminal instantly when the input voltage is applied. Like TTE, they cause ripple in the pass band, as shown in Figure 15, but the frequency period is $\delta f = 1/t$, which is twice as wide as that of TTE, where t is the delay of the main signals. Sometimes, they fill the frequency traps in the stop-band and degrade the stop-band characteristics. In order to reduce these effects, a shielding electrode is often placed between the input and output transducers.

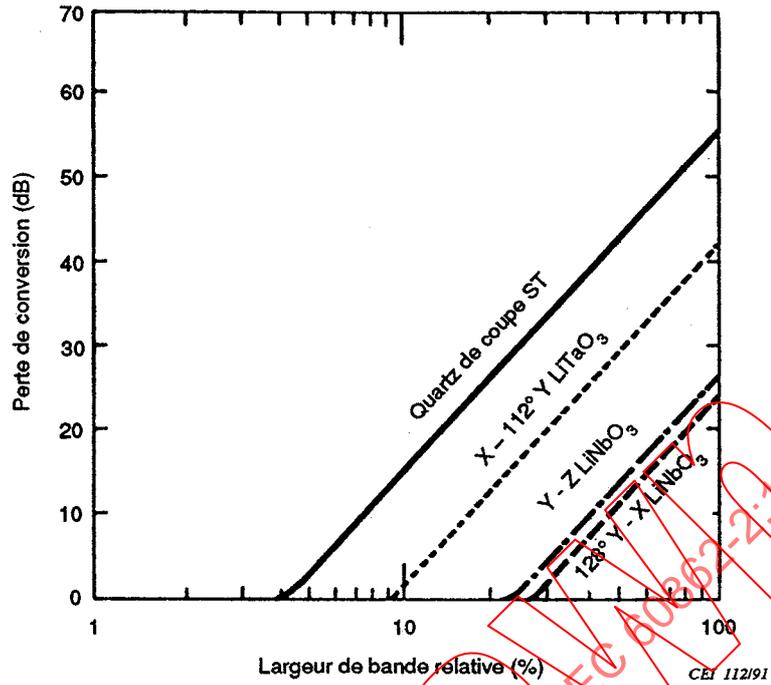


Figure 14 - Pertes de conversion minimales théoriques pour différents substrats

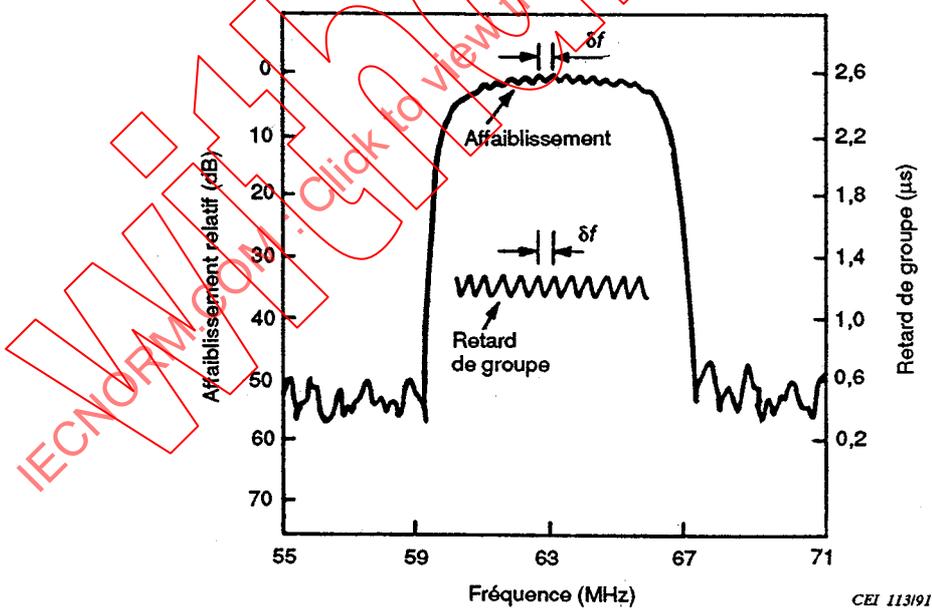


Figure 15 - Ondulations sur les caractéristiques d'un filtre à OAS causées par l'ETT ou le signal de couplage direct: $\delta f = 1/(2t)$ pour l'ETT et $\delta f = 1/t$ pour le signal de couplage direct, où t est le retard du signal principal de l'OAS

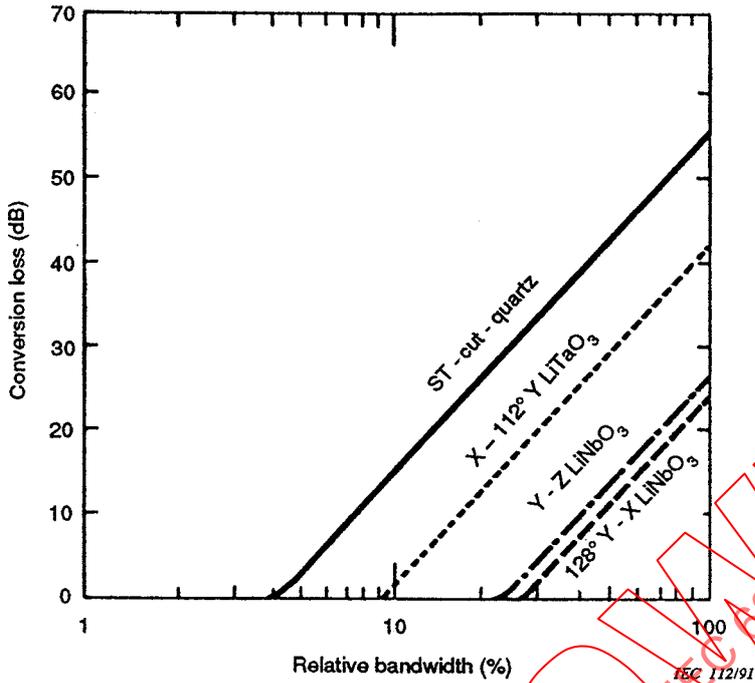


Figure 14 - Minimum theoretical conversion losses for various substrates

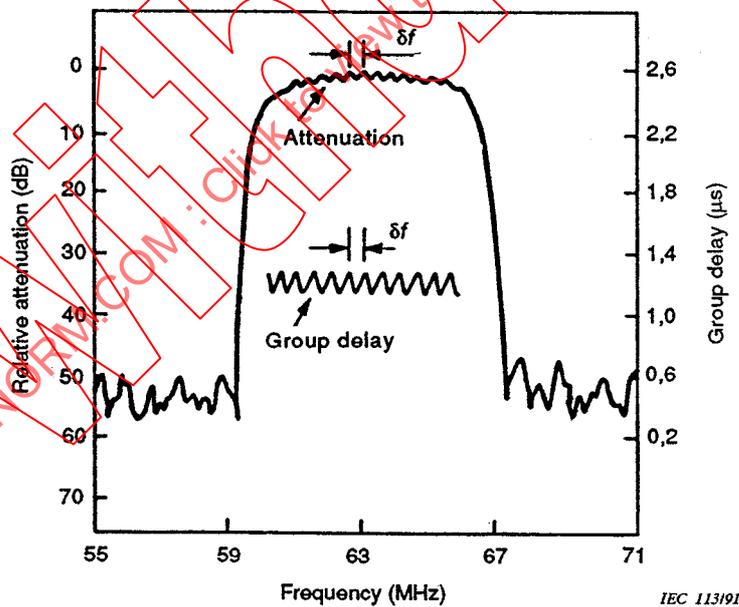


Figure 15 - Ripples in the characteristics of a SAW filter caused by TTE or feedthrough signal: $\delta f = 1/(2t)$ for the TTE, and $\delta f = 1/t$ for the feedthrough, where t is the delay of the SAW main signal

d) *Réflexions sur les bords du substrat*

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

e) *Performance de vieillissement*

Les filtres à OAS possèdent une excellente stabilité à long terme autant que les filtres à ondes acoustiques de volume. Le taux de vieillissement à long terme dépend du niveau du signal d'entrée sur le filtre à OAS, de la méthode de montage du substrat, de l'atmosphère dans laquelle le substrat est placé, etc. Les encapsulations hermétiques sont parfois utilisées pour les filtres à bande étroite.

5.5 Niveaux d'entrée

La tenue au niveau d'excitation est limitée par:

- l'endommagement du doigt;
- la dérive de la fréquence et/ou l'altération de la réponse;
- la surexcitation par une tension continue.

a) *Endommagement du doigt*

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

b) *Dérive de la fréquence et/ou altération de la réponse*

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

c) *Surexcitation par une tension continue*

Même si le niveau d'entrée du signal RF est bas, l'application d'une tension continue peut endommager le filtre à OAS, ou affecter ses caractéristiques. Le niveau de tension continue doit être agréé par le fabricant.

d) *Reflections from substrate edges*

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

e) *Ageing performance*

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

5.5 *Input levels*

Drive level performance is limited by:

- finger damage;
- frequency shift and/or response change;
- d.c. voltage overdrive.

a) *Finger damage*

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

b) *Frequency and/or response change*

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

c) *D.C. voltage overdrive*

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

6 Remarques pratiques

L'utilisation incorrecte d'un filtre à OAS peut parfois conduire à un niveau de performance non satisfaisant. Il faut apporter une attention particulière pour minimiser les signaux de couplage direct et l'ETT.

6.1 Signaux de couplage direct

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

Il y a différentes méthodes pour réduire le couplage direct électrostatique. Une méthode consiste à éliminer les signaux de couplage direct indésirables introduits par une capacité parasite, en utilisant un filtre à OAS avec une sortie équilibrée et un circuit intégré avec entrée équilibrée, ayant un amplificateur compensé à l'entrée. Une autre méthode consiste à intégrer un blindage entre les circuits d'entrée et de sortie sur la carte imprimée (CI). En pratique, dans la plupart des cas, certaines modifications du dessin du circuit de la CI, spécialement du plan de masse, sont efficaces.

Pour réduire les signaux de couplage direct électromagnétique, un moyen efficace consiste à concevoir des dessins des circuits d'entrée et de sortie de manière que le couplage électromagnétique introduit par la boucle du circuit d'entrée soit totalement annulé dans le circuit de sortie. Ainsi, la conception du circuit devra être faite de manière à réduire ou à annuler non seulement le couplage électrostatique mais aussi le couplage électromagnétique. Il est également préférable d'isoler les circuits d'entrée et de sortie de part et d'autre du filtre à OAS.

6.2 Echo de triple transit (ETT)

La suppression des ETT résulte principalement des conditions d'adaptation des impédances. Le moyen le plus simple et le plus efficace pour réduire le signal ETT est d'accroître l'affaiblissement d'insertion, c'est-à-dire de désaccorder la charge pour autant que le gain du circuit le permet. Si la suppression d'écho minimale est spécifiée dans une spécification particulière, les impédances de charge spécifiées doivent être utilisées pour arriver à une suppression appropriée des ETT.

7 Procédure pour la commande

Lorsque les exigences peuvent être satisfaites par un filtre normalisé, il suffira de spécifier la spécification particulière correspondante.

Lorsque les exigences ne peuvent être complètement satisfaites d'après une spécification particulière existante, cette spécification devra être indiquée ainsi que la liste des différences connues.

Dans les rares cas où les différences sont telles qu'il n'est pas raisonnable de se référer à une spécification particulière existante, il y aura lieu de préparer une nouvelle spécification particulière de conception similaire à celle déjà utilisée pour la spécification particulière normalisée.

Avant de commander un filtre à OAS ou d'élaborer une spécification, il est conseillé utilement de vérifier à l'aide de la liste donnée ci-après les points cités:

6 Practical remarks

An incorrect usage of a SAW filter may at times result in its unsatisfactory performance. It is necessary to take particular care to minimize direct feedthrough and TTE.

6.1 Feedthrough signals

Feedthrough signals are caused mainly by the electrostatic and electromagnetic couplings between the input and output circuits.

There are several ways to reduce the electrostatic feedthrough. One method is to cancel the undesirable coupling signals induced by stray capacitance by employing a balanced output SAW filter and a balanced input IC, which has a differential amplifier at the input. Another method is a shield between the input and output circuits on the printed circuit board (PCB). In practice, in most cases, some modifications to the circuit pattern on the PCB, especially the ground configuration, are effective.

In order to reduce the electromagnetic feedthrough, it is effective to design the input and output circuit patterns so that the electromagnetic coupling induced by the current loop of the input circuit is totally cancelled at the output circuit. Thus, the circuit pattern should be designed so as to reduce or cancel both the electrostatic and the electromagnetic couplings. Also, it is desirable to separate the input and output circuits around the SAW filter.

6.2 Triple transit echo (TTE)

The TTE suppression is given mainly by the impedance matching condition. The simplest and most effective way to reduce the TTE signal is to increase the insertion attenuation namely, to mismatch the load as much as the circuit gain allows. If the minimum echo suppression is specified in the detail specification, the specified terminating impedances have to be used to obtain the appropriate TTE suppression.

7 Ordering procedure

When the requirements can be met by a standard item, it will be sufficient to specify the corresponding detail specification.

When the requirements cannot wholly be met by an existing detail specification, the specification should be referred to, together with a list of known differences.

In rare cases, where the differences are such that it is not reasonable to quote an existing detail specification, a new specification is to be prepared in a similar form to that already used for a standard detail specification.

The following check list will be useful when ordering a SAW filter and should be considered in drawing up a specification:

Liste de contrôle

Application

Description

Conditions électriques:

- Fréquence de référence
- Montage(s) d'essai et circuit(s) d'essai
- Caractéristiques d'amplitude de la bande passante
 - Largeur de la bande passante
 - Affaiblissement d'insertion minimal
 - Ondulation maximale
 - Autres conditions
- Caractéristiques de phase de la bande passante (si nécessaire)
- Caractéristiques de retard de groupe dans la bande passante
 - Retard de groupe absolu
 - Distorsion maximale
 - Autres conditions
- Caractéristiques de la bande de transition
 - Caractéristiques d'amplitude
 - Caractéristiques de retard de groupe (si nécessaire)
- Caractéristiques de la bande atténuée
 - Affaiblissement d'insertion relatif garanti (__ MHz à __ MHz)
 - Piège de fréquence (si nécessaire)
- Réponses indésirables
 - Suppression d'ETT
 - Suppression des signaux de couplage direct
 - Autres conditions
- Impédance de charge
- Coefficients de température
 - Coefficient température-retard (*CTR*) ou
 - Coefficient température-fréquence (*CTF*)
- Niveau d'entrée
 - Niveau d'entrée maximal absolu
 - Niveau d'entrée d'essai
- Résistance d'isolement
- Surexcitation par tension continue
- Vieillissement
- Autres conditions

Check list

Application

Description

Electrical requirements:

- Reference frequency
- Test jig(s) and test circuit(s)
- Pass-band amplitude characteristics
 - Bandwidth
 - Minimum insertion attenuation
 - Maximum ripple
 - Other factors
- Pass-band phase characteristics (if necessary)
- Pass-band group delay characteristics
 - Absolute group delay
 - Maximum distortion
 - Other factors
- Transition-band characteristics
 - Amplitude characteristics
 - Group delay characteristics (if necessary)
- Stop-band characteristics
 - Guaranteed relative insertion attenuation (___ to ___ MHz)
 - Frequency trap (if necessary)
- Unwanted responses
 - TTE suppression
 - Feedthrough signal suppression
 - Other factors
- Terminating impedance
- Temperature coefficients
 - Temperature coefficient of delay (*TCD*) or
 - Temperature coefficient of frequency (*TCF*)
- Input level
 - Absolute maximum input level
 - Testing input level
- Insulation resistance
- D.C. voltage overdrive
- Ageing
- Other factors

Conditions d'environnement:

- Gamme de températures
 - Température maximale absolue
 - Gamme de températures de service
 - Gamme de températures de fonctionnement
 - Gamme de températures de stockage
- Cycles de température
- Température de brasage
- Secousses
- Accélération
- Humidité
- Étanchéité
- Vieillessement
- Autres conditions (par exemple endommagement électrostatique, etc.)

Exigences physiques:

- Dimensions
- Marquage
- Brasabilité
- Sorties et accessoires
- Autres facteurs (par exemple poids, etc.)

Conditions d'inspection:

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

Dans un filtre dissymétrique, il est recommandé que les exigences pour la bande passante et la bande atténuée soient spécifiées en se référant à des fréquences précises plutôt que de définir les largeurs de bande dans les deux régions.

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

Environmental requirements:

- Temperature ranges
 - Absolute maximum temperature
 - Operable temperature range
 - Operating temperature range
 - Storage temperature range
- Temperature cycling
- Soldering temperature
- Bumping
- Acceleration
- Humidity
- Sealing
- Ageing
- Other factors (e.g. electrostatic damage, etc.)

Physical requirements:

- Outline dimensions
- Marking
- Solderability
- Terminals and accessories
- Other factors (e.g. weight, etc.)

Inspection requirements:

- Applicable documents (related specifications)
- Inspection authority
- Type test
- Type test procedure
- Acceptable quality levels
- Other factors

In an asymmetric filter, it is recommended that the pass-band and stop-band requirements be specified with reference to precise frequencies rather than to quote bandwidths in both regions.

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

8 Termes et définitions

8.1 Termes généraux

8.1.1 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.

8.1.2 Filtre à onde acoustique de surface (filtre 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.

8.1.3 Vecteur de flux d'énergie

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

8.1.4 Vecteur de propagation

Vecteur caractérisant la propagation de la phase d'une onde.

8.1.5 Angle de flux d'énergie

Angle entre le vecteur de flux d'énergie et le vecteur de propagation.

8.1.6 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.

8.1.7 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.

8.1.8 Coefficient de couplage de l'OAS (k_s^2)

Le coefficient de couplage électromécanique est défini ainsi:

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

où: $\frac{\Delta v}{v}$ est la variation relative de vitesse produite en court-circuitant le potentiel de surface à partir de l'état à circuit ouvert

8.1.9 Transducteur interdigité (TID)

Transducteur à OAS composé d'une structure conductive en forme de peigne déposée sur un substrat piézoélectrique transformant une énergie électrique en énergie mécanique ou réciproquement.

8 Terms and definitions

8.1 General terms

8.1.1 Surface acoustic wave (SAW)

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

8.1.2 Surface acoustic wave filter (SAW filter)

A 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.

8.1.3 Power flow vector

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

8.1.4 Propagation vector

A vector characterizing the phase progression of a wave.

8.1.5 Power flow angle

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

8.1.6 SAW beam steering

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

8.1.7 SAW diffraction

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

8.1.8 SAW coupling coefficient (k_s^2)

SAW electromechanical coupling coefficient is defined as follows:

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

where: $\frac{\Delta v}{v}$ is the relative velocity change produced by short-circuiting the surface potential from the open-circuit condition

8.1.9 Interdigital transducer (IDT)

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

8.1.10 **Transducteur interdigité unidirectionnel (TUD)**

Transducteur qui émet et reçoit des OAS dans une seule direction.

8.1.11 **Transducteur multiphasé**

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

8.1.12 **Doigt**

Élément d'une électrode en peigne d'un TID.

8.1.13 **Doigt mort**

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

8.1.14 **Doigt fendu**

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

8.1.15 **Barre de raccordement**

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

8.1.16 **Transducteur à réponse pondérée**

Transducteur dont la structure est conçue pour produire une réponse impulsionnelle spécifiée. Voir les paragraphes 8.1.17 à 8.1.22.

8.1.17 **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.

8.1.18 **Apodisation**

Pondération produite par modification(s) de la longueur d'emboîtement des doigts dans la longueur du TID.

8.1.19 **Pondération par suppression**

Pondération par suppression des doigts ou des sources.

8.1.20 **Pondération capacitive**

Pondération par variation de la capacité interélectrode.

8.1.21 **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.

8.1.10 Unidirectional interdigital transducer (UDT)

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

8.1.11 Multiphase transducer

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

8.1.12 Finger

An element of the IDT comb electrode.

8.1.13 Dummy finger

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

8.1.14 Split finger

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

8.1.15 Bus bar

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

8.1.16 Weighted-response transducer

A transducer intended to produce a specified impulse response by design of the structure. See, for example, Sub-clauses 8.1.17 to 8.1.22.

8.1.17 Finger overlap or source strength

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

8.1.18 Apodization

Weighting produced by the change of finger overlap over the length of the IDT.

8.1.19 Withdrawal weighting

Weighting by removal of fingers or sources.

8.1.20 Capacitive weighting

Weighting by change of capacitance between electrodes.

8.1.21 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.

8.1.22 Pondération par la phase

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

8.1.23 Ouverture

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

8.1.24 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.

8.1.25 Réflecteur

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

8.1.26 Réflexions parasites

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

8.1.27 Echo 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.

8.1.28 Signaux des ondes de volume

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

8.1.29 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.

8.1.30 Striures de suppression

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

8.1.31 Absorbant acoustique

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

8.1.32 Electrode écran

Electrode destinée à réduire les signaux dus aux interférences électromagnétiques.