

# INTERNATIONAL STANDARD

## NORME INTERNATIONALE



**Guidelines for the measurement method of nonlinearity for surface acoustic wave (SAW) and bulk acoustic wave (BAW) devices in radio frequency (RF)**

**Lignes directrices pour la méthode de mesure des non-linéarités pour les dispositifs à ondes acoustiques de surface (OAS) et à ondes acoustiques de volume (OAV) pour fréquences radioélectriques (RF)**





## THIS PUBLICATION IS COPYRIGHT PROTECTED

Copyright © 2014 IEC, Geneva, Switzerland

All rights reserved. Unless otherwise specified, no part of this publication may be reproduced or utilized in any form or by any means, electronic or mechanical, including photocopying and microfilm, without permission in writing from either IEC or IEC's member National Committee in the country of the requester. If you have any questions about IEC copyright or have an enquiry about obtaining additional rights to this publication, please contact the address below or your local IEC member National Committee for further information.

Droits de reproduction réservés. Sauf indication contraire, aucune partie de cette publication ne peut être reproduite ni utilisée sous quelque forme que ce soit et par aucun procédé, électronique ou mécanique, y compris la photocopie et les microfilms, sans l'accord écrit de l'IEC ou du Comité national de l'IEC du pays du demandeur. Si vous avez des questions sur le copyright de l'IEC ou si vous désirez obtenir des droits supplémentaires sur cette publication, utilisez les coordonnées ci-après ou contactez le Comité national de l'IEC de votre pays de résidence.

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

Tel.: +41 22 919 02 11  
Fax: +41 22 919 03 00  
[info@iec.ch](mailto:info@iec.ch)  
[www.iec.ch](http://www.iec.ch)

### About the IEC

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

### About IEC publications

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

#### IEC Catalogue - [webstore.iec.ch/catalogue](http://webstore.iec.ch/catalogue)

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

#### IEC publications search - [www.iec.ch/searchpub](http://www.iec.ch/searchpub)

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

#### IEC Just Published - [webstore.iec.ch/justpublished](http://webstore.iec.ch/justpublished)

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

#### Electropedia - [www.electropedia.org](http://www.electropedia.org)

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

#### IEC Glossary - [std.iec.ch/glossary](http://std.iec.ch/glossary)

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

#### IEC Customer Service Centre - [webstore.iec.ch/csc](http://webstore.iec.ch/csc)

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

### A propos de l'IEC

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

### A propos des publications IEC

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

#### Catalogue IEC - [webstore.iec.ch/catalogue](http://webstore.iec.ch/catalogue)

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

#### Recherche de publications IEC - [www.iec.ch/searchpub](http://www.iec.ch/searchpub)

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

#### IEC Just Published - [webstore.iec.ch/justpublished](http://webstore.iec.ch/justpublished)

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

#### Electropedia - [www.electropedia.org](http://www.electropedia.org)

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

#### Glossaire IEC - [std.iec.ch/glossary](http://std.iec.ch/glossary)

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

#### Service Clients - [webstore.iec.ch/csc](http://webstore.iec.ch/csc)

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

# INTERNATIONAL STANDARD

## NORME INTERNATIONALE



**Guidelines for the measurement method of nonlinearity for surface acoustic wave (SAW) and bulk acoustic wave (BAW) devices in radio frequency (RF)**

**Lignes directrices pour la méthode de mesure des non-linéarités pour les dispositifs à ondes acoustiques de surface (OAS) et à ondes acoustiques de volume (OAV) pour fréquences radioélectriques (RF)**

INTERNATIONAL  
ELECTROTECHNICAL  
COMMISSION

COMMISSION  
ELECTROTECHNIQUE  
INTERNATIONALE

PRICE CODE  
CODE PRIX

T

ICS 31.140

ISBN 978-2-8322-1425-1

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

## CONTENTS

|                                                                                         |    |
|-----------------------------------------------------------------------------------------|----|
| FOREWORD.....                                                                           | 3  |
| INTRODUCTION.....                                                                       | 5  |
| 1 Scope.....                                                                            | 6  |
| 2 Normative references .....                                                            | 6  |
| 3 Terms and definitions .....                                                           | 6  |
| 3.1 General terms.....                                                                  | 6  |
| 3.2 Response related terms .....                                                        | 8  |
| 3.3 Nonlinearity related terms .....                                                    | 9  |
| 4 Basic properties of nonlinear system .....                                            | 10 |
| 4.1 Behaviours of nonlinear system .....                                                | 10 |
| 4.2 Measurement setup for nonlinearity .....                                            | 12 |
| 4.2.1 Harmonics measurement .....                                                       | 12 |
| 4.2.2 IMD Measurement .....                                                             | 14 |
| 4.3 Influence of circuit impedance for nonlinearity measurement.....                    | 16 |
| 4.4 Influence of circuit nonlinearity.....                                              | 18 |
| 5 Nonlinearity measurement .....                                                        | 18 |
| 5.1 Measurement equipment.....                                                          | 18 |
| 5.1.1 Signal generator and power amplifier.....                                         | 18 |
| 5.1.2 Spectrum analyser.....                                                            | 18 |
| 5.1.3 Network analyser (optional) .....                                                 | 19 |
| 5.1.4 Accessories .....                                                                 | 19 |
| 5.2 Measurement Specifications .....                                                    | 19 |
| 5.3 Measurement procedure .....                                                         | 21 |
| 5.3.1 DUT check.....                                                                    | 21 |
| 5.3.2 Setup and check.....                                                              | 21 |
| 5.3.3 Data acquisition.....                                                             | 21 |
| 5.3.4 DUT final check .....                                                             | 22 |
| 5.4 Report.....                                                                         | 22 |
| Bibliography.....                                                                       | 23 |
| Figure 1 – FBAR configuration .....                                                     | 7  |
| Figure 2 – SMR configuration.....                                                       | 8  |
| Figure 3 – Fundamental and harmonics output as a function of input signal power.....    | 12 |
| Figure 4 – Basic setup for the harmonics measurement .....                              | 13 |
| Figure 5 – Practical setup for the harmonics measurement .....                          | 13 |
| Figure 6 – Setup when the circulator/isolator is used .....                             | 14 |
| Figure 7 – Practical setup for the IMD measurement (two-tone test) .....                | 15 |
| Figure 8 – Practical setup for three-tone measurement .....                             | 16 |
| Figure 9 – Setup for IMD2 measurement of SAW/BAW antenna duplexers.....                 | 16 |
| Figure 10 – Range of deviation resulting from $\delta$ in dB .....                      | 17 |
| Figure 11 – Ideal IMD2 measurement setup for RF SAW/BAW duplexers.....                  | 20 |
| Figure 12 – Setup for the measurement of input signal intensity .....                   | 22 |
| Table 1 – Frequencies $f_a$ and $f_b$ of input signals and target frequency $f_t$ ..... | 20 |

## INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION

# GUIDELINES FOR THE MEASUREMENT METHOD OF NONLINEARITY FOR SURFACE ACOUSTIC WAVE (SAW) AND BULK ACOUSTIC WAVE (BAW) DEVICES IN RADIO FREQUENCY (RF)

## FOREWORD

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

International Standard IEC 62761 has been prepared by IEC technical committee 49: Piezoelectric, dielectric and electrostatic devices and associated materials for frequency control, selection and detection.

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

|              |                  |
|--------------|------------------|
| FDIS         | Report on voting |
| 49/1091/FDIS | 49/1098/RVD      |

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

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

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

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

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

## INTRODUCTION

Radio frequency (RF) surface acoustic wave (SAW) and bulk acoustic wave (BAW) devices such as filters and duplexers are now widely used in various communication systems. Due to their small physical size, energy concentration causes generation of nonlinear signals even when relatively small electric power is applied, and they may interfere with the communications.

The features of these RF SAW/BAW devices are their small size, light weight, omission of impedance and/or frequency tuning, high stability and high reliability. Nowadays, RF SAW/BAW devices with low insertion attenuation are widely used in various applications in the RF range.

In such applications, suppression of transmission and generation of unnecessary signals is highly demanded. Since nonlinearity in the RF SAW/BAW devices will generate such signals, its ultimate suppression is always crucial. In the same time, measurement method of nonlinear signals should be well established from industrial points of view.

In passive filters like RF SAW/BAW ones, frequency selectivity is realized by impedance matching/mismatching with peripheral circuitry. Thus impedance of peripheral circuitry shall be set as specified for reliable and reproducible filter characterization. This is also true for non-linear characteristics. It should be noted that even-order non-linearity, which is not common in general passive electronic components, may occur in RF SAW/BAW devices employing piezoelectric materials for electrical excitation and detection of SAWs/BAWs. This is because crystallographic asymmetry is necessary for existence of piezoelectricity. Therefore, measurement methods should be specifically established for non-linear behavior of RF SAW/BAW devices.

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

# GUIDELINES FOR THE MEASUREMENT METHOD OF NONLINEARITY FOR SURFACE ACOUSTIC WAVE (SAW) AND BULK ACOUSTIC WAVE (BAW) DEVICES IN RADIO FREQUENCY (RF)

## 1 Scope

This International Standard gives the measurement method for nonlinear signals generated in the radio frequency (RF) surface acoustic wave (SAW) and bulk acoustic wave (BAW) devices such as filters and duplexers, which are used in telecommunications, measuring equipment, radar systems and consumer products.

The IEC 62761 includes basic properties of non-linearity, and guidelines to setup the measurement system and to establish the measurement procedure of nonlinear signals generated in SAW/BAW devices.

It is not the aim of this standard to explain theory, nor to attempt to cover all the eventualities which may arise in practical circumstances. This standard draws attention to some of the more fundamental questions, which the user has to consider before he/she places an order for an RF SAW/BAW device for a new application. Such a procedure will be the user's insurance against unsatisfactory performance.

## 2 Normative references

None

## 3 Terms and definitions

For the purposes of this document, the following terms and definitions apply.

### 3.1 General terms

#### 3.1.1

##### **BAW duplexer**

antenna duplexer composed of RF BAW resonators

#### 3.1.2

##### **BAW filter**

filter characterised by a bulk acoustic wave which is usually generated by a pair of electrodes and propagates along a thin film thickness direction

#### 3.1.3

##### **bulk acoustic wave**

##### **BAW**

acoustic wave, propagating between the top and bottom surface of a piezoelectric structure and traversing the entire thickness of the piezoelectric bulk

Note 1 to entry: The wave is excited by metal electrodes attached to both sides of the piezoelectric layer.

#### 3.1.4

##### **cut-off frequency**

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

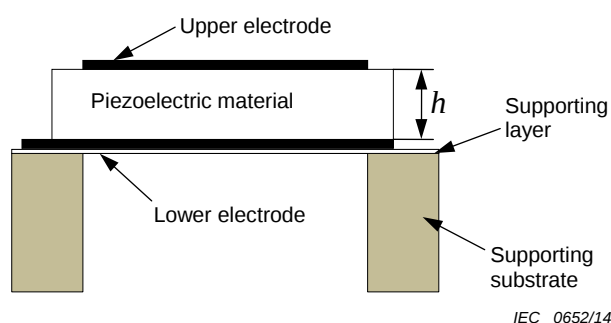
**3.1.5****duplexer**

device used in the frequency division duplex system, which enables the system to receive and transmit signal through a common antenna simultaneously

**3.1.6****film bulk acoustic resonator****FBAR**

thin film BAW resonator consisting of a piezoelectric layer sandwiched between two electrode layers with stress free top and bottom surface supported mechanically at the edge on a substrate with cavity structure as shown in Figure 1 or membrane structure as an example

Note 1 to entry: This note applies to the French language only.



**Figure 1 – FBAR configuration**

**3.1.7****Receiver (Rx) band**

frequency band used in a receiver part to detect signals from an antenna

**3.1.8****Rx filter**

filter used in a receiver part to eliminate unnecessary signals

Note 1 to entry: The Rx filter is a basic part of a duplexer.

**3.1.9****SAW filter**

filter characterised by one or more surface acoustic wave transmission line or resonant elements, where the surface acoustic wave is usually generated by an interdigital transducer and propagates along a substrate

**3.1.10****solidly mounted resonator****SMR**

BAW resonator, supporting the electrode/piezoelectric layer/electrode structure by a sequence of additional thin films of alternately low and high acoustic impedance  $Z_a$  with quarter wavelength layer, and these layers act as acoustic reflectors and decouple the resonator acoustically from the substrate as shown in Figure 2 for example

Note 1 to entry: This note applies to the French language only.

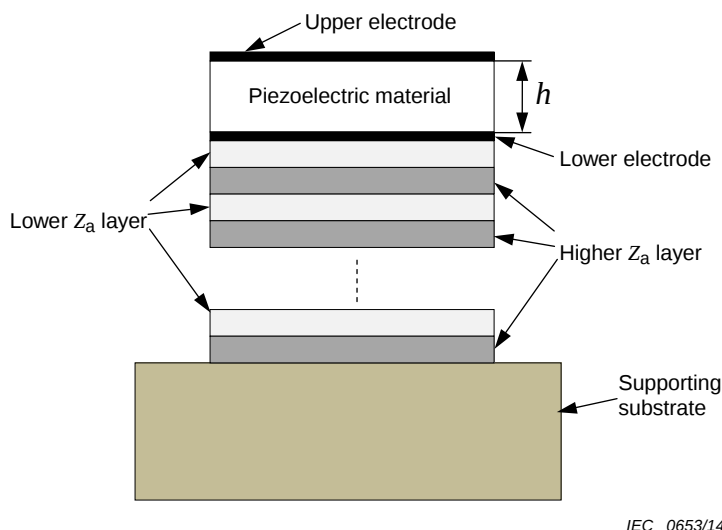


Figure 2 – SMR configuration

### 3.1.11 surface acoustic wave SAW

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

[SOURCE: IEC 60862-1:2003, 2.2.1.1]

### 3.1.12 transmitter (Tx) band

frequency band used in a transmitter part to emit signals from an antenna

### 3.1.13 Tx filter

filter used in a transmitter part to eliminate unnecessary signals. It is a basic part of a duplexer

## 3.2 Response related terms

### 3.2.1 insertion attenuation

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

### 3.2.2 pass band

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

### 3.2.3 reflectivity

dimensionless measure of the degree of mismatch between two impedances  $Z_1$  and  $Z_2$ , i.e.,  $\frac{Z_1 - Z_2}{Z_1 + Z_2}$ , where  $Z_1$  and  $Z_2$  represent respectively the input and source impedance or the output and load impedance

Note 1 to entry: The absolute value of reflectivity is called the reflection coefficient.

**3.2.4****relative attenuation**

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

**3.2.5****stop band**

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

**3.2.6****transition band**

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

**3.3 Nonlinearity related terms****3.3.1****harmonics**

non-linear distortion of a device response characterized by the appearance of frequencies at the output equal to integral multiples of the original signal frequency

**3.3.2****hysteresis****memory effect**

phenomenon where the output is not determined only from the input and depends also on the internal state, in other words, the history of the input

**3.3.3****intercept point****IP**

power level where intensity of the non-linear signal generated by the intermodulation distortion (IMD) is equal to that of two input signals at the output

Note 1 to entry: This note applies to the French language only.

**3.3.4****intermodulation distortion****IMD**

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

Note 1 to entry: This note applies to the French language only.

**3.3.5****jammer signal**

incoming unnecessary signal

**3.3.6****nonlinear distortion**

distortion of the signal waveform caused by nonlinearity of the system where the signal transmits

Note 1 to entry: When the distortion is originated to the frequency dependence of the system signal transfer function, it is called the linear distortion.

**3.3.7****one decibel compression point**

input power where gain, the ratio of the output to the input, decreases by 1 dB from the value when the input is very weak

**3.3.8****saturation**

phenomenon where gain, the ratio of the output to the input, decreases and approaches to zero when the input is large

**3.3.9****three tone test**

non-linearity measurement applying three sinusoidal signals with different frequencies simultaneously

**3.3.10****triple beat test**

same as the three tone test

**3.3.11****two tone test**

non-linearity measurement applying two sinusoidal signals with different frequencies simultaneously

**4 Basic properties of nonlinear system****4.1 Behaviours of nonlinear system**

Let us consider a response  $y(x)$  of a circuit or a device when a signal  $x$  is applied. When the hysteresis (memory effect) is negligible or ignored, the Maclaurin expansion of  $y$  with respect to  $x$  gives

$$y(x) = c_1 x + \frac{1}{2} c_2 x^2 + \frac{1}{3} c_3 x^3 + \dots \quad (1)$$

where  $c_m$  is the expansion coefficient. It should be noted that  $c_m = 0$  for even  $m$ , when the circuit/device satisfies  $y(-x) = -y(x)$ .

Here we consider a case when two sinusoidal signals with frequencies  $f_a$  and  $f_b$  and amplitudes  $a_a$  and  $a_b$  are simultaneously applied, namely,  $x = a_a \cos(2\pi f_a t) + a_b \cos(2\pi f_b t)$ , and  $a_a$  is much greater than  $a_b$ . Then  $y$  is approximately given by

$$\begin{aligned} y \approx & c_1 a_a \left( 1 + \frac{c_3 a_a^2}{4c_1} \right) \cos(2\pi f_a t) + c_1 a_b \left( 1 + \frac{c_3 a_a^2}{2c_1} \right) \cos(2\pi f_b t) \\ & + \frac{c_2 a_a^2}{4} + \frac{c_2 a_a^2}{4} \cos(4\pi f_a t) + \frac{c_3 a_a^3}{4} \cos(6\pi f_a t) \\ & + \frac{c_2 a_a a_b}{2} \cos\{2\pi(f_a + f_b)t\} + \frac{c_2 a_a a_b}{2} \cos\{2\pi(f_a - f_b)t\} \\ & + \frac{c_3 a_a^2 a_b}{4} \cos\{2\pi(2f_a + f_b)t\} + \frac{c_3 a_a^2 a_b}{4} \cos\{2\pi(2f_a - f_b)t\} \\ & + \dots \end{aligned} \quad (2)$$

Equation (2) indicates how nonlinearity influences to the circuit/device output. Namely, the first two terms indicate change in the transmission coefficients for  $a_a$  and  $a_b$ , and express saturation due to large signal input (usually  $c_3/c_1$  is negative). The three terms in the second line express generation of harmonics with  $f = m f_a$  ( $m$ : integer). The two terms in the third line express generation of new signals with  $f = f_a \pm f_b$  called the second-order intermodulation

distortion (IMD2). The remaining two terms in the fourth line express those with  $f = |2f_a \pm f_b|$  or  $f = |2f_b \pm f_a|$  called the third-order intermodulation distortion (IMD3).

Here we consider a wireless receiver tuned for a signal with  $f = f_t$ . Incident signals with  $f = f_t/2$  and  $f = f_t/3$  may be detected by the receiver after the harmonics generation, and may interfere the main signal detection. Similarly, when two signals with  $f_a$  and  $f_b$  satisfying either  $f_t = |f_a \pm f_b|$ ,  $|2f_a \pm f_b|$  or  $|f_a \pm 2f_b|$  are incident to the receiver simultaneously, signals with  $f = f_t$  generated by IMD2 or IMD3 may also interfere the main signal detection. For transceivers operating in the frequency division duplex (FDD) mode, transmitting signals with  $f = f_a$  may cause IMD2 and/or IMD3 with an incident signal with  $f = f_b$ , and generated signals with  $f = f_t$  may also interfere the main signal detection. For transmitters, nonlinearity causes emission of spurious signals, which may interfere with other wireless communications. These examples clearly reveal importance to characterise nonlinear behaviour of RF systems and components as well as the suppression.

For the characterisation of the transmission compression (saturation), we often use the input signal level where the transmission coefficient decreases by 1 dB, which is called the 1dB compression point ( $P_{1dB}$ ). On the other hand, so called the intercept point is used for the IMD characterisation. That is, power  $P_{a\pm b}$  of the IMD2 signal with  $f = |f_a \pm f_b|$  is expressed as  $P_{a\pm b} = P_{oa}P_{ob}/OIP2$  when signal levels are much lower than the saturation levels. In the expression,  $P_{oa}$  and  $P_{ob}$  are the output power with  $f_a$  and  $f_b$  and OIP2 is called the output second-order intercept point. In decibels, the relation is rewritten as

$$OIP2 = P_{oa} + P_{ob} - P_{a\pm b} \quad (3)$$

In Equation (3), all variables are expressed in dBm.

Similarly, power  $P_{2a\pm b}$  of the IMD3 signal with  $f = |2f_a \pm f_b|$  is expressed as  $P_{2a\pm b} = P_{oa}^2 P_{ob} / OIP3^2$  when signal levels are much lower than the saturation levels. In the equation, OIP3 is called the output third-order intercept point. In decibels, the relation is rewritten as

$$OIP3 = P_{oa} + 1/2 \times P_{ob} - 1/2 \times P_{2a\pm b} \quad (4)$$

In Equation (4), all variables are expressed in dBm.

It should be noted that the intercept point is also defined by the input signal level  $P_{ia}$  ( $= P_{ib}$ ) giving  $P_{a\pm b} = OIP2$  and  $P_{2a\pm b} = OIP3$ . The input second- and third-order intercept points IIP2 and IIP3 are related to OIP2 and OIP3 as

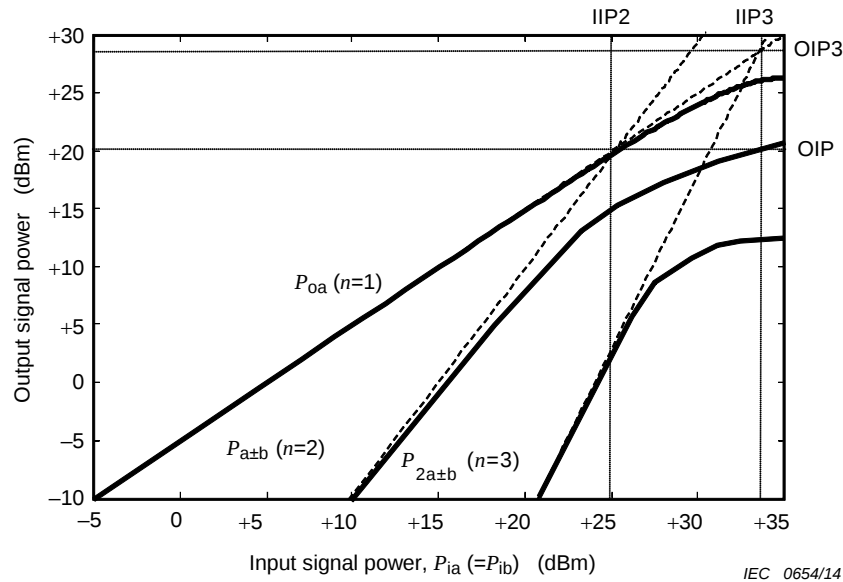
$$IIP2 = OIP2 + IA \quad (5)$$

and

$$IIP3 = OIP3 + IA \quad (6)$$

where IA is the insertion attenuation in dB of the device measured with very weak input signal level.

Figure 3 shows typical variation of  $P_{oa}$  ( $n = 1$ ),  $P_{a\pm b}$  ( $n = 2$ ) and  $P_{2a\pm b}$  ( $n = 3$ ) with  $P_{ia}$  ( $= P_{ib}$ ).  $OIPn$  and  $IIPn$  can be estimated graphically from the intersection points between extrapolated two linear lines. In this case, IIP2 and IIP3 are about 25 dBm and 33 dBm while OIP2 and OIP3 are about 20 dBm and 28 dBm, respectively.



**Figure 3 – Fundamental and harmonics output as a function of input signal power**

By the way, Equation (2) indicates that  $P_{1dB}$  and IIP3 are given by  $10\log[4(1-0,89)c_1/c_3R_0]$  and  $10\log[4c_1/c_3R_0]$ , respectively, where  $R_0$  is the circuit impedance. From these expressions, we obtain the following relation in decibels:

$$\text{IIP3} = 9,6 + P_{1dB} \quad (7)$$

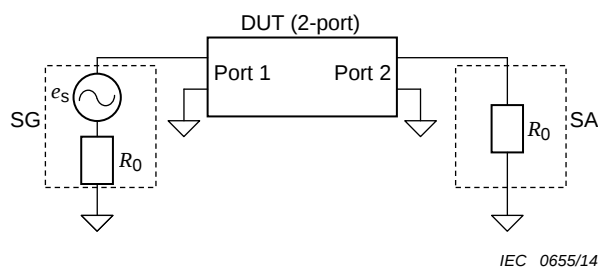
However, this relation does not hold in general, especially in RF filters. This is because all parameters appearing in Equation (2), namely  $c_1$ ,  $c_2$ , and  $c_3$  are frequency dependent. In addition, nonlinear parameters appeared in 4.1 such as  $\text{IIP}n$  and  $\text{OIP}n$ , are dependent on  $f_a$ ,  $f_b$  and  $f_t$ . Thus they shall be specified at the measurement of nonlinear signals generated in RF SAW/BAW devices<sup>1</sup>.

## 4.2 Measurement setup for nonlinearity

### 4.2.1 Harmonics measurement

Figure 4 shows a basic setup for the  $N$ -th harmonics measurement of RF components or systems. A sinusoidal signal with frequencies  $f_a$  and power  $P_{ia}$  is supplied to a device under test (DUT) by a signal generator (SG), and a target spectrum component  $P_t$  with frequency  $f_t$  ( $=Nf_a$ ) is selectively detected by a spectrum analyser (SA). At the measurement, we shall examine following two issues: (a) nonlinearity of SG and SA is negligible, and (b) circuit impedance looking from the DUT ports shall be defined well not only for the fundamental frequency ( $f_a$ ) but also for harmonics with  $f=nf_a$  ( $n \leq N$ ). The latter is extremely important for passive RF filters. This is because their frequency selectivity is owed to impedance mismatching with peripheral circuits, and the device characteristic is sensitive to the circuit impedance. Usually the circuit impedance is chosen to be equal to specific impedance  $R_0$  of the measurement system.

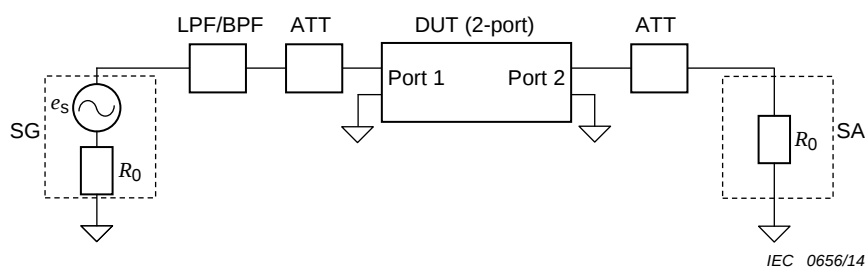
<sup>1</sup> RF BAW devices are often called the film bulk acoustic resonators (FBARs) or solidly mounted resonators (SMRs) depending their device configuration.



**Figure 4 – Basic setup for the harmonics measurement**

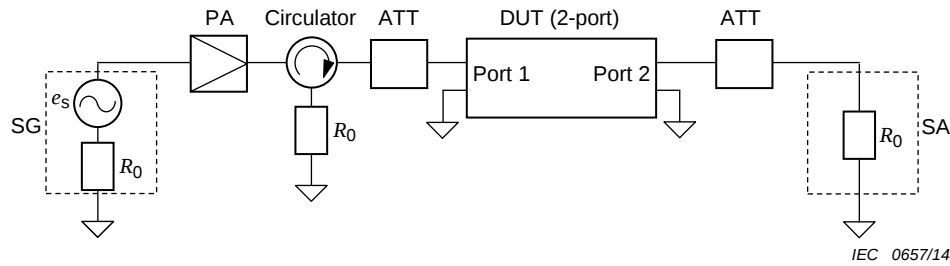
Use of an adequate filter is effective to reject nonlinear signals generated in the peripheral circuit as shown in Figure 5. However since inserted passive filters exhibit the circuit impedance of  $R_0$  only in the filter pass band, we need to insert an attenuator (ATT) between the filter and DUT. When the nominal attenuation of the ATT is  $A$  dB, insertion of the ATT improves the return attenuation of the peripheral circuit looking from the port 1 by  $2A$  dB. Insertion of the ATT also results in reduction of the input signal intensity by  $A$  dB, which causes reduction of the  $n$ -th harmonics intensity by  $nA$  dB. Reduction of the signal level may cause fluctuation (inaccuracy) in the SA read due to the thermal noise. Increasing the SG output seems to be a solution of this difficulty. However, we shall check (a) whether the harmonics generation in the SG is negligible for the measurement, and (b) whether heat up of the ATT does not cause variation of the attenuation level with time.

The ATT inserted between the DUT and SA is aimed at suppressing harmonics generation at SA and variation of the input admittance of SA. Of course this ATT is not necessary when these effects are negligible.



**Figure 5 – Practical setup for the harmonics measurement**

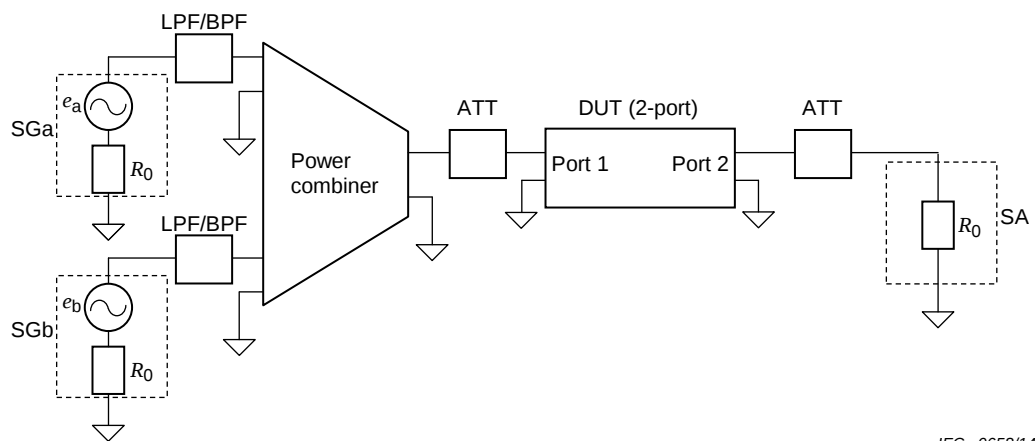
When SG output power is not sufficient, we need to add a power amplifier (PA). In that case, insertion of the filter may not be practical. This is because larger output power is necessary to compensate the attenuation of the inserted ATT, and may make nonlinearity of the PA more obvious. In that case, an isolator (or circulator) is often inserted instead of the filter to suppress influence of the input impedance of the DUT port 1 to the PA (see Figure 6). It shall be noted that since the circulator/isolator transmits spurious signals in some extent, their generation in the PA shall be suppressed sufficiently. In addition, since isolators/circulators usually exhibit their functionality in a narrow frequency range, insertion of an ATT might be necessary to improve the return attenuation looking from the DUT port.



**Figure 6 – Setup when the circulator/isolator is used**

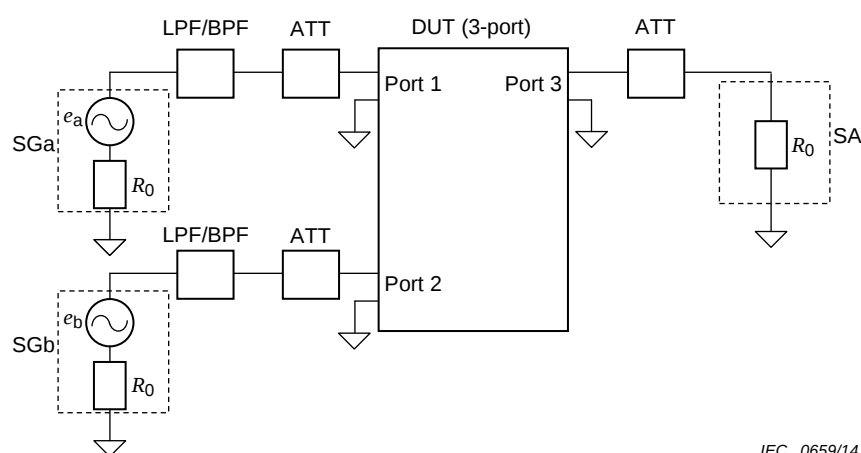
#### 4.2.2 IMD Measurement

Figure 7 shows two configurations for the IMD measurement of RF components or systems. This set up is often called the two-tone test. Two sinusoidal signals with frequencies  $f_a$  and  $f_b$  are applied to the DUT by two SGs, and a target spectrum component  $P_t$  with frequency  $f_t$  is selectively measured by the SA. For two-port DUTs, a power combiner is necessary to apply two signals to the DUT simultaneously as shown in Figure 7(a). In both cases, an appropriate filter is given to each SG to reject generated nonlinear signals and avoid IMD generation in SG $n$ . Since characteristics of the power combiner are usually frequency dependent, we may need to add ATT between the power combiner and the DUT port 1 so as to improve the return attenuation looking from the DUT port 1. For the three-port configuration shown in Figure 7(b), ATTs are inserted between the filter and DUT since passive filters exhibit the circuit impedance of  $R_0$  only in the filter pass band (not for frequencies of IMD signals generated in the DUT).



IEC 0658/14

Figure 7 a) – Two-port DUT

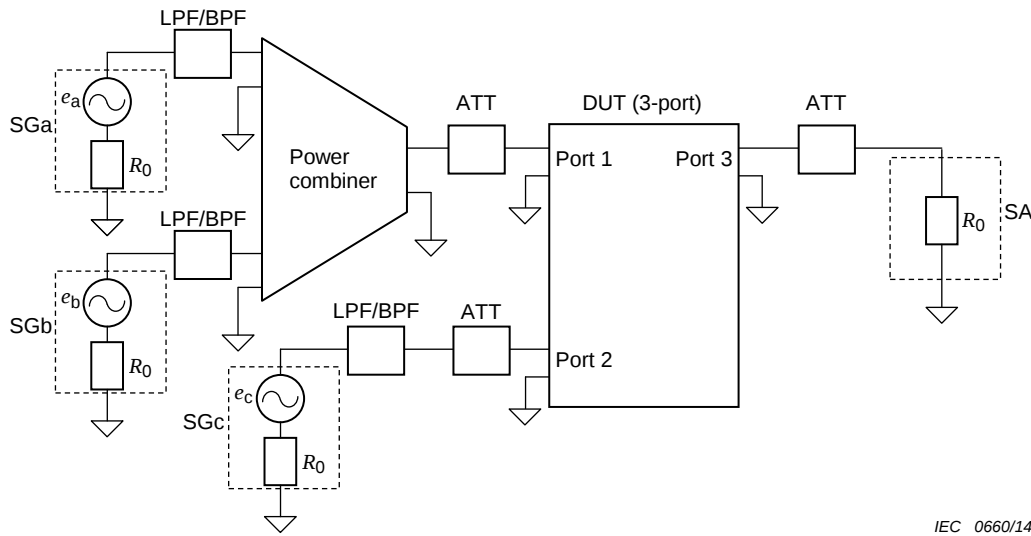


IEC 0659/14

Figure 7 b) – Three-port DUT

Figure 7 – Practical setup for the IMD measurement (two-tone test)

Figure 8 shows another configuration for the IMD3 measurement using three SGs. This set up is often called the three-tone (triple-beat) test. Three sinusoidal signals with frequencies  $f_a$ ,  $f_b$  and  $f_c$  are applied simultaneously to the DUT, and a target spectrum component  $P_t$  with frequency  $f_t (= f_c \pm (f_a - f_b))$  is selectively measured by the SA. Filters and ATT are arranged with the power combiner to reject generated nonlinear signals and avoid IMD generation in SGa and SGb and to improve the return attenuation looking from the DUT port also for frequencies of IMD signals generated in the DUT.

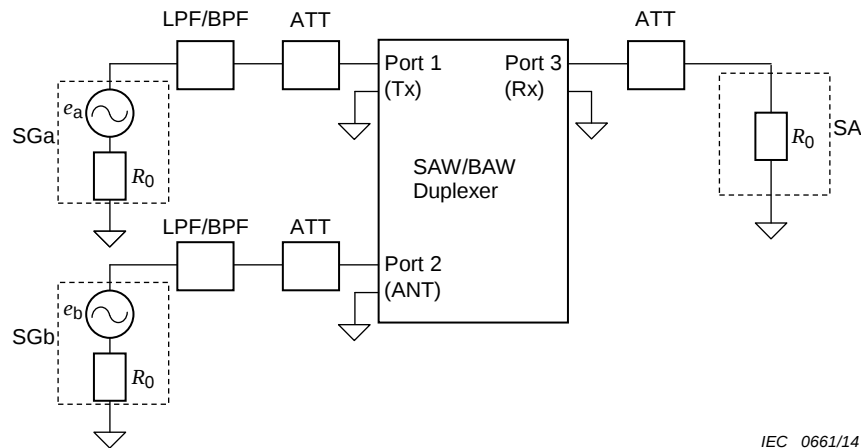


**Figure 8 – Practical setup for three-tone measurement**

#### 4.3 Influence of circuit impedance for nonlinearity measurement

Here we discuss influence of the circuit impedance quantitatively. As an example, let us consider the IMD2 measurement for a SAW/BAW antenna duplexer shown in Figure 9. The antenna duplexer is composed of two filters:

- a transmit (Tx) filter connected between ports 1 and 2 that transmits signals in the Tx band, and
- a receive (Rx) filter connected between ports 2 and 3 that transmits signals in the Rx band. Ports 1, 2 and 3 are often called the Tx, antenna (ANT) and Rx ports, respectively.



**Figure 9 – Setup for IMD2 measurement of SAW/BAW antenna duplexers**

For the IMD2 measurement, two RF signal generators “SGa” with  $f_a$  and “SGb” with  $f_b$  are connected to the ports 1 and 2, respectively, and they simulate the Tx and jammer signals, respectively. Thus  $f_a$  and  $f_b$  are specified so that:

- $f_a$  is in the Tx band, and
- $f_a + f_b$  or  $f_a - f_b$  is in the Rx band. This means that
- $f_b$  is far from the Tx and Rx bands.

Thus the signal “a” incident from the port 1 will transmit to the port 2 through the Tx filter while the signal “b” incident from the port 2 will be attenuated significantly at the transmission

in the Tx and Rx filters. This implies that the IMD2 signal is mainly generated by SAW/BAW resonators close to the port 2, and appears to the port 3 after the transmission through the Rx filter.

Variation of IMD2 output is caused mainly by the following five mechanisms:

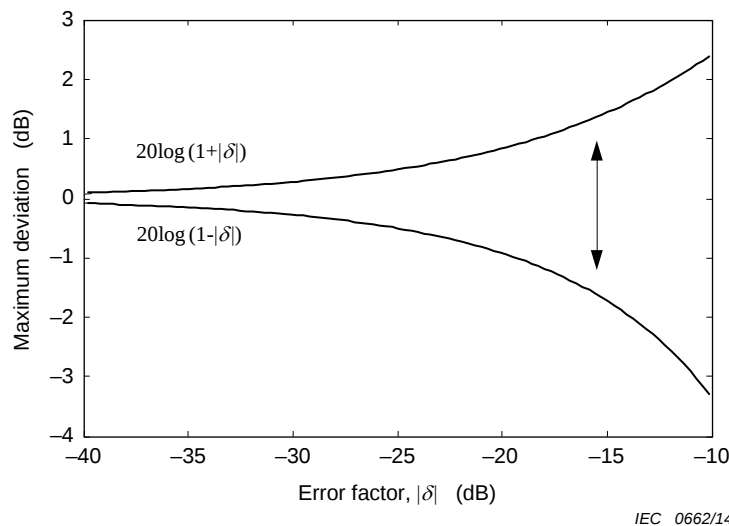
- variation of the Tx signal intensity due to impedance mismatching at the Tx port for  $f = f_a$ ,
- re-entry of the Tx signal to the ANT port due to impedance mismatching at the ANT port for  $f = f_a$ ,
- variation of the jammer signal intensity due to impedance mismatching at the ANT port for  $f = f_b$ ,
- re-entry of the nonlinear signal to the ANT port due to impedance mismatching at the ANT port for  $f = f_a + f_b$  or  $f = f_a - f_b$ , and
- variation of detector read due to impedance mismatching at the Rx port for  $f = f_a + f_b$  or  $f = f_a - f_b$ .

When the IMD2 signal is assumed to be generated very close to the DUT port 2, fractional error  $\delta$  of the SA read  $b$  due to these effects may be approximately given by

$$\delta = \frac{\delta b}{b} \approx S_{32}^{a\pm b} (S_{21}^a S_{11}^a \Gamma_1^a + S_{22}^a \Gamma_2^a + S_{22}^b \Gamma_2^b + S_{22}^{a\pm b} \Gamma_2^{a\pm b}) + S_{33}^{a\pm b} \Gamma_3^{a\pm b} \quad (8)$$

where  $S_{nn}$  is the reflectivity for the DUT port- $n$ , and  $\Gamma_n$  is that of the peripheral circuit looking from the DUT port- $n$ . In Equation (8), the superscript is added to indicate its frequency because  $S_{nn}$  and  $\Gamma_n$  are frequency dependent.

Figure 10 shows range of deviation of the SA read resulting from  $\delta$  in dB, namely the range from  $20 \log(1-|\delta|)$  to  $20 \log(1+|\delta|)$ . Since  $|S_{32}^{a\pm b}| \approx 1$  and  $|S_{21}^a| \approx 1$ , this result indicates that  $S_{11}^a \Gamma_1^a$ ,  $S_{22}^a \Gamma_2^a$ ,  $S_{22}^b \Gamma_2^b$ ,  $S_{22}^{a\pm b} \Gamma_2^{a\pm b}$ , and  $S_{33}^{a\pm b} \Gamma_3^{a\pm b}$  shall be suppressed better than  $-25$  dB and  $-31$  dB to obtain measurement accuracy better than  $\pm 0,5$  dB and  $\pm 0,25$  dB, respectively. In commercial duplexers,  $S_{11}^a \approx 0$ ,  $S_{22}^a \approx 0$ ,  $S_{22}^{a\pm b} \approx 0$ , and  $S_{33}^{a\pm b} \approx 0$  but  $|S_{22}^b| \approx 1$ . Thus we shall pay much attention to the suppression of  $\Gamma_2^b$ ; it shall be better than  $-25$  dB (or  $-31$  dB) to obtain measurement accuracy better than  $\pm 0,5$  dB (or  $\pm 0,25$  dB).



IEC 0662/14

Figure 10 – Range of deviation resulting from  $\delta$  in dB

#### 4.4 Influence of circuit nonlinearity

Here we discuss influence of nonlinear signals generated by the peripheral circuits quantitatively. As an example, let us consider the IMD2 measurement for an RF SAW/BAW duplexer shown in Figure 9. In the case, fractional error  $\delta$  of the SA read  $b$  due to the circuit nonlinearity may be given by

$$\delta = \frac{\delta b}{b} \approx \sqrt{\text{IP2}_{\text{DUT}}} \left( S_{31}^{a\pm b} S_{12}^b e^{i\phi_1} / \sqrt{\text{IP2}_1} + S_{32}^{a\pm b} S_{21}^a e^{i\phi_2} / \sqrt{\text{IP2}_2} + S_{31}^a S_{32}^b e^{i\phi_3} / \sqrt{\text{IP2}_3} \right) \quad (9)$$

where  $\text{IP2}_{\text{DUT}}$  is the IP2 of the DUT,  $\text{IP2}_n$  is the IP2 of the peripheral circuit connected to the DUT port  $n$ , and  $\phi_n$  is relative phase of the IMD2 signal generated at the peripheral circuit connected to the DUT port  $n$ . Since  $|S_{31}^{a\pm b} S_{12}^b| \ll 1$ ,  $|S_{31}^a S_{32}^b| \ll 1$  but  $|S_{32}^{a\pm b} S_{21}^a| \approx 1$ , we shall pay much attention for the suppression of  $\text{IP2}_2$ ; Figure 10 indicates that  $\text{IP2}_2/\text{IP2}_{\text{DUT}}$  shall be better than  $-25$  dB (or  $-31$  dB) to obtain measurement accuracy better than  $\pm 0,5$  dB (or  $\pm 0,25$  dB).

### 5 Nonlinearity measurement

#### 5.1 Measurement equipment

##### 5.1.1 Signal generator and power amplifier

In the setups shown in Figures 4-9, SGs shall possess the following properties:

- a) small nonlinearity,
- b) good short term stability (small frequency fluctuation),
- c) capability to synchronise with an external standard oscillation signal (usually 10 MHz).

Requirements b) and c) are imposed to reduce the thermal noise level in the SA read as will be discussed later.

When the use of Pas is needed, their choice is crucial. Namely, the output stage of the PA shall operate in the class A mode, and the nominal maximum output of PA shall be sufficiently larger than the value required for the measurement. For example, use of PAs with maximum output of 5 W seems appropriate for 500 mW output. Since thermal noise is also emitted from PAs, the use of PAs with too large maximum output power may result in an increase in the noise level in the SA read.

##### 5.1.2 Spectrum analyser

In the nonlinearity measurement, various spectrum components are simultaneously incident to the SA, and some of them may be much stronger than the target frequency component. Thus the SA shall possess good linearity and wide dynamic range. Since minimum detection level is determined by the noise level, SAs with low noise level is preferable. One may think that the vector network analysers (VNAs) can be used for this purpose. Since VNAs possess smaller linearity and dynamic range than SAs in general, applicability of VNAs might be limited.

It should be noted that the thermal noise level in the SA read is inversely proportional to the resolution bandwidth (RBW), which is adjustable in conventional SAs. Namely, the noise level decreases in the form of  $10 \log(\text{RBW})$  in dB. For the RBW reduction, fluctuation in the SG and/or SA frequencies shall be suppressed sufficiently. Or the fluctuation will result in decrease of the SA read.

A convenient technique to reduce the fluctuation is synchronisation of all SGs and the SA. Current RF instruments generate RF signals using frequency synthesisers, and their output

frequencies are given by the standard signal frequency  $f_s$  (usually 10 MHz) times a digitally preset coefficient. Thus, provided that common  $f_s$  is used in all SGs and the SA, fluctuation in  $f_a$ ,  $f_b$  and  $f_t$  caused by that of  $f_s$  can be cancelled out by taking out  $f_s$  from one of these instruments and supplying it to the others. Present commercial RF instruments equip functions to input and output the standard signal. This technique allows to reduce  $RBW$  to 1 Hz for the measurement in GHz range. If not, fluctuation more than 100 Hz might be observable on the SA display output. When the  $RBW$  is too narrow, the SA read decreases due to uncorrelated frequency fluctuation among  $f_a$ ,  $f_b$  and  $f_t$ .

Attention should also be paid not to confuse  $RBW$  with another adjustable parameter of SAs called the video bandwidth ( $VBW$ ). Reduction of  $VBW$  enables to smooth out the SA display output. This is sometimes effective to suppress fluctuation caused by the thermal noise, but it may also smooth out line spectra. This causes decrease of the SA read. Usually  $VBW$  is set automatically.

Some SAs offer the averaging function. It stores results of multiple measurements and outputs their average. This is also effective to suppress fluctuation caused by the thermal noise, but the output becomes inaccurate when the frequency fluctuation is not sufficiently smaller than the  $RBW$ . We shall check whether the SA read does not change when the use of the averaging function is desired.

Since reduction of  $RBW$  also causes increase in the response time (time constant) of the SA, the measurement data points and the frequency bandwidth shall be set minimal.

### 5.1.3 Network analyser (optional)

The network analyser is convenient to check whether the DUT works properly and whether the DUT has not been damaged during the measurement. Vector network analysers are preferable rather than the scalar ones because of higher dynamic range. Combination of the SA with the tracking generator is another choice.

### 5.1.4 Accessories

In the nonlinearity measurement, certain number of passive components such as LPF/HPF, ATT and terminator are used. They shall be durable for the applied power and shall not generate non-linear signals for the applied signal level. In general, bulky devices for higher power use exhibit lower nonlinearity for given applied power. In addition, the nominal frequency range of cables, adaptors for connector conversion, ATTs, and terminators shall be sufficiently higher than frequencies of input and nonlinearly generated signals.

A variable ATT is convenient to check the influence of circuit impedance as described in 5.3.2d). It shall be passive type, and variation from 0 dB to 10 dB with 1 dB step might be appropriate.

If possible, a reference device shall be prepared. It shall have the same pass-band location with the DUT but higher power durability and small nonlinearity. For example, bulky RF filters using dielectric resonators can be a good choice as a reference for the nonlinearity characterisation of RF SAW/BAW filters.

## 5.2 Measurement Specifications

For the nonlinearity measurement of RF SAW/BAW devices, the following shall be specified:

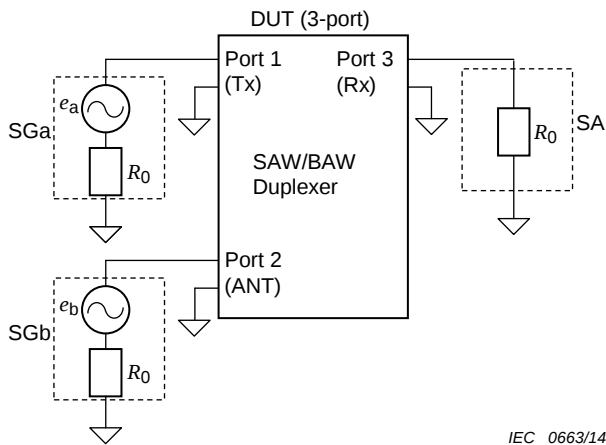
- a) DUT type and connectors
- b) Basic setup of the measurement system and connection with the DUT
- c) Circuit impedance (usually 50  $\Omega$ )
- d) Scanning range and intervals of frequencies of applied signals, and corresponding frequency to be measured by the SA

- e) Intensity of applying signals. Indicate a particular DUT port where the input or output power is specified

EXAMPLE

**Specification for the IMD2 measurement of US PCS duplexer**

- a) Device under the test (DUT)  
US PCS Duplexer placed on a PCB with SMA connectors
- b) Measurement setup  
See Figure 11. It should be noted that in practice, supplemental components such as filters and attenuators are added so as to satisfy requirements.
- 1) Continuous signal source connected to the transmit (Tx) port (SGa)  
Frequency  $f_a$ : See Table 1  
Intensity  $A_a$ : +21 dBm at the ANT port  
Source impedance: 50  $\Omega$
- 2) Continuous signal source connected to the antenna (ANT) port (SGb)  
Frequency  $f_b$ : See Table 1  
Intensity  $A_b$ : -15 dBm at the ANT port  
Source impedance: 50  $\Omega$
- 3) Spectrum analyser connected to the receive (Rx) Port (SA)  
Target frequency  $f_t$ : See Table 1  
Source impedance 50  $\Omega$



**Figure 11 – Ideal IMD2 measurement setup for RF SAW/BAW duplexers**

**Table 1 – Frequencies  $f_a$  and  $f_b$  of input signals and target frequency  $f_t$**

|                          |       |       |       |             |       |       |
|--------------------------|-------|-------|-------|-------------|-------|-------|
| $f_a$ [MHz]              | 1 850 | 1 855 | 1 860 | 5 MHz step  | 1 905 | 1 910 |
| $f_b$ [MHz] (up-conv.)   | 80    | 80    | 80    | 80          | 80    | 80    |
| $f_b$ [MHz] (down-conv.) | 3 780 | 3 790 | 3 800 | 10 MHz step | 3 890 | 3 900 |
| $f_t$ [MHz]              | 1 930 | 1 935 | 1 940 | 5 MHz step  | 1 985 | 1 990 |

### 5.3 Measurement procedure

#### 5.3.1 DUT check

Measure insertion and return attenuation of the DUT, and check whether the DUT works properly.

#### 5.3.2 Setup and check

The measurement system shall be setup carefully so that sufficient measurement accuracy is achievable.

- a) Prepare appropriate SGs (and PAs if necessary), SA and accessories following the suggestions given in 5.1, and set them up accordingly.
- b) Connect the reference device to the setup instead of the DUT, and perform the nonlinearity measurement described in 5.3.3 to check whether the SA read for the reference device is at least 25 dB (or 31 dB) lower than the expected nonlinear output for the DUT to obtain measurement accuracy better than  $\pm 0,5$  dB (or  $\pm 0,25$  dB). If not, return to step a).
- c) If higher signal to noise ratio is required in the SA read, try to reduce the resolution bandwidth (RBW). Details are given in 5.1.2.
- d) Connect the DUT to the setup, and add the variable ATT next to one of the fixed ATT from the DUT. Then perform the nonlinearity measurement described in 5.3.3 to check whether the SA read decreases according to the attenuation level. This check shall be performed for all DUT ports. If the result is not satisfactory, increase the value of the fixed ATT and return to step b) because the SG (or PA) output shall be increased to compensate the increased attenuation.
- e) Perform the final measurement.

#### 5.3.3 Data acquisition

The measurement shall be carried out according to the following procedure:

- a) Measure ambient temperature.
- b) Power on SGs (and PAs if necessary) and SA, and wait for a while till temperature of all the devices including DUT becomes almost constant.
- c) Adjust the SG output so that the input signal intensity becomes a specified value at a specified frequency. It should be noted that it is sometimes defined by the output power from the DUT instead of the input power to the DUT. Figure 12a) shows the measurement setup when the intensity is specified by the power applied to the DUT port. Figure 12b) shows the measurement setup when the intensity is specified by output power from the DUT ANT port. Here the measurement setup for RF SAW/BAW antenna duplexers shown in Figure 9 is used as an example. At this measurement, open ports such as the DUT (Rx) port 3 in Figure 12b) shall be terminated by the specific impedance  $R_0$ .

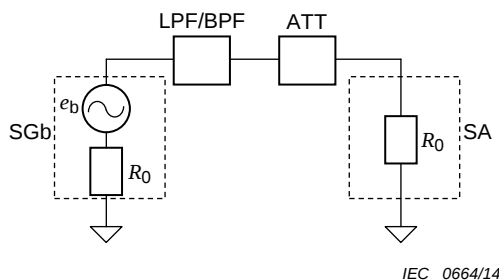


Figure 12a) – Setup with signal intensity specified by input power to the DUT ANT port

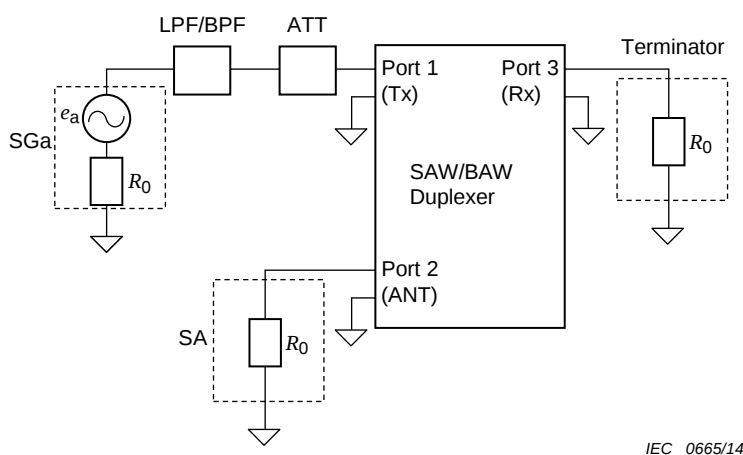


Figure 12b) – Setup with signal intensity specified by output power from the DUT ANT port

### Figure 12 – Setup for the measurement of input signal intensity

- d) Measure the nonlinear signal intensity using the setup.
  - e) Change the SG output frequency and repeat steps (b) and (c) until the measurement is completed for requested frequency points.
- If the signal power is stable with time and reproducible with respect to the frequency setting, steps (c)-(e) can be modified as follows;
- c') Measure the setting of SG(s) giving specified signal power for requested frequency points.
  - d') Measure the nonlinear signal intensity using the setup for requested frequency points. The signal power can be set using the setting data determined in step c') for each frequency point.

#### 5.3.4 DUT final check

Measure insertion and return attenuation of the DUT, and check whether the DUT has not been damaged during the measurement.

#### 5.4 Report

The measurement report shall include the following items:

- a) Date
- b) Device under the test (DUT)
- c) Employed measurement setup
- d) Measured signal power and circuit impedance
- e) Measured ambient temperature
- f) Insertion and return attenuation characteristics
- g) Measured nonlinear characteristics (nonlinear output versus signal frequencies)

## Bibliography

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

IEC/TS 61994-1:2007, *Piezoelectric and dielectric devices for frequency control and selection – Glossary – Part 1: Piezoelectric and dielectric resonators*

IEC/TS 61994-2:2011, *Piezoelectric, dielectric and electrostatic devices and associated materials for frequency control, selection and detection - Glossary - Part 2: Piezoelectric and dielectric filters*

IEC 62047-7:2011, *Semiconductor devices – Micro-electromechanical devices – Part 7: MEMS BAW filter and duplexer for radio frequency control and selection*

IEC 62575-2:2012, *Radio frequency (RF) bulk acoustic wave (BAW) filters of assessed quality – Part 2: Guidelines for the use*

---

## SOMMAIRE

|                                                                                                                    |    |
|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| AVANT-PROPOS .....                                                                                                 | 25 |
| INTRODUCTION.....                                                                                                  | 27 |
| 1 Domaine d'application .....                                                                                      | 28 |
| 2 Références normatives .....                                                                                      | 28 |
| 3 Termes et définitions .....                                                                                      | 28 |
| 3.1 Termes généraux .....                                                                                          | 28 |
| 3.2 Termes relatifs à la réponse.....                                                                              | 30 |
| 3.3 Termes relatifs à la non-linéarité .....                                                                       | 31 |
| 4 Propriétés élémentaires d'un système non-linéaire .....                                                          | 32 |
| 4.1 Comportements d'un système non-linéaire .....                                                                  | 32 |
| 4.2 Configuration de mesure pour la non-linéarité .....                                                            | 35 |
| 4.2.1 Mesure des harmoniques.....                                                                                  | 35 |
| 4.2.2 Mesure de l'IMD.....                                                                                         | 36 |
| 4.3 Influence de l'impédance du circuit pour la mesure de la non-linéarité .....                                   | 38 |
| 4.4 Influence de la non-linéarité des circuits .....                                                               | 40 |
| 5 Mesure de non-linéarité .....                                                                                    | 40 |
| 5.1 Appareil de mesure .....                                                                                       | 40 |
| 5.1.1 Générateur de signaux et amplificateur de puissance .....                                                    | 40 |
| 5.1.2 Analyseur de spectre .....                                                                                   | 41 |
| 5.1.3 Analyseur de réseau (facultatif) .....                                                                       | 41 |
| 5.1.4 Accessoires .....                                                                                            | 42 |
| 5.2 Spécifications de mesures .....                                                                                | 42 |
| 5.3 Procédure de mesure.....                                                                                       | 43 |
| 5.3.1 Contrôle du DUT.....                                                                                         | 43 |
| 5.3.2 Montage et contrôle .....                                                                                    | 43 |
| 5.3.3 Acquisition de données.....                                                                                  | 44 |
| 5.3.4 Contrôle final du DUT .....                                                                                  | 45 |
| 5.4 Rapport.....                                                                                                   | 45 |
| Bibliographie.....                                                                                                 | 46 |
| Figure 1 – Configuration d'un FBAR.....                                                                            | 29 |
| Figure 2 – Configuration d'un SMR .....                                                                            | 30 |
| Figure 3 – Sorties des fréquences fondamentales et harmoniques en fonction de la puissance du signal d'entrée..... | 34 |
| Figure 4 – Montage de base pour la mesure des harmoniques.....                                                     | 35 |
| Figure 5 – Montage pratique pour la mesure des harmoniques .....                                                   | 36 |
| Figure 6 – Montage quand un circulateur/isolateur est utilisé .....                                                | 36 |
| Figure 7 – Montage pratique pour la mesure de l'IMD (essai à deux tons).....                                       | 37 |
| Figure 8 – Montage pratique pour la mesure à trois tons.....                                                       | 38 |
| Figure 9 – Montage pour la mesure d'IMD2 de duplexeurs d'antenne à OAS/OAV .....                                   | 38 |
| Figure 10 – Gamme d'écarts liés à $\delta$ en dB .....                                                             | 40 |
| Figure 11 – Montage de mesure d'un IMD2 idéal pour des duplexeurs RF à OAS/OAV .....                               | 43 |
| Figure 12 – Montage pour la mesure de l'intensité de signal d'entrée.....                                          | 44 |
| Tableau 1 – Fréquences $f_a$ et $f_b$ des signaux d'entrée et fréquence cible $f_t$ .....                          | 43 |

## COMMISSION ÉLECTROTECHNIQUE INTERNATIONALE

### LIGNES DIRECTRICES POUR LA MÉTHODE DE MESURE DES NON-LINÉARITÉS POUR LES DISPOSITIFS À ONDES ACOUSTIQUES DE SURFACE (OAS) ET À ONDES ACOUSTIQUES DE VOLUME (OAV) POUR FRÉQUENCES RADIOÉLECTRIQUES (RF)

#### AVANT-PROPOS

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

La Norme internationale IEC 62761 a été établie par le comité d'études 49 de l'IEC: Dispositifs piézoélectriques, diélectriques et électrostatiques et matériaux associés pour la détection, le choix et la commande de la fréquence.

Le texte de cette norme est issu des documents suivants:

| FDIS         | Rapport de vote |
|--------------|-----------------|
| 49/1091/FDIS | 49/1098/RVD     |

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

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

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

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

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

## INTRODUCTION

Les dispositifs à ondes acoustiques de surface (OAS) et à ondes acoustiques de volume (OAV) pour les fréquences radioélectriques (RF), tels que les filtres et les duplexeurs, sont à présent largement utilisés dans divers systèmes de communication. En raison de leur petite taille physique, la concentration de l'énergie est à l'origine de signaux non-linéaires, même lorsque la puissance électrique appliquée est relativement faible, qui peuvent perturber les communications.

Les caractéristiques de ces dispositifs RF à OAS/OAV sont une petite taille, un faible poids, une absence d'impédance et/ou de réglage de fréquence, une grande stabilité et une fiabilité élevée. De nos jours, les dispositifs RF à OAS/OAV présentant un faible affaiblissement d'insertion sont largement utilisés dans différentes applications fonctionnant dans la gamme des fréquences radioélectriques (RF).

Dans de telles applications, il est très important de supprimer la transmission et la génération des signaux inutiles. Puisque la non-linéarité dans les dispositifs RF à OAS/OAV produira de tels signaux, leur suppression finale est toujours cruciale. Dans le même temps, il convient que la méthode de mesure des signaux non-linéaires soit bien établie d'un point de vue industriel.

Dans des filtres passifs tels que les filtres RF à OAS/OAV, la sélectivité en fréquence est obtenue par une adaptation ou une désadaptation d'impédance réalisée par des circuits périphériques. Ainsi, l'impédance des circuits périphériques doit être réglée comme cela est spécifié pour obtenir une caractérisation fiable et reproductible des filtres. Ceci est également vrai pour des caractéristiques non-linéaires. Il convient de noter qu'une non-linéarité d'ordre pair, qui n'est pas commune dans les composants électroniques passifs classiques, peut apparaître dans des dispositifs RF à OAS/OAV utilisant des matériaux piézoélectriques pour l'excitation électrique et la détection des OAS/OAV. En effet, l'asymétrie cristallographique est nécessaire pour que la piézoélectricité existe. Par conséquent, il convient que les méthodes de mesure soient établies spécifiquement pour le comportement non-linéaire des dispositifs RF à OAS/OAV.

La présente norme a été compilée en réponse à une demande d'informations générales sur les lignes directrices relatives aux conditions d'essai des filtres RF à OAS/OAV, couramment exprimée par les utilisateurs et par les fabricants, pour pouvoir utiliser les filtres au mieux. A cette fin, des caractéristiques générales et fondamentales ont été expliquées dans la présente norme.

# **LIGNES DIRECTRICES POUR LA MÉTHODE DE MESURE DES NON-LINÉARITÉS POUR LES DISPOSITIFS À ONDES ACOUSTIQUES DE SURFACE (OAS) ET À ONDES ACOUSTIQUES DE VOLUME (OAV) POUR FRÉQUENCES RADIOÉLECTRIQUES (RF)**

## **1 Domaine d'application**

La présente Norme internationale présente la méthode de mesure pour des signaux non-linéaires générés dans les dispositifs à ondes acoustiques de surface (OAS) et à ondes acoustiques de volume (OAV) pour les fréquences radioélectriques (RF), tels que les filtres et les duplexeurs utilisés dans les télécommunications, les équipements de mesure, les systèmes radar et les produits de grande consommation.

L'IEC 62761 inclut des propriétés de base de la non-linéarité, et des lignes directrices pour installer le système de mesure et pour établir la procédure de mesure des signaux non-linéaires générés dans des dispositifs à OAS/OAV.

La présente norme n'est pas destinée à expliquer la théorie ni à couvrir toutes les situations qui peuvent apparaître dans la pratique. La présente norme attire l'attention sur certains des aspects les plus importants qui l'utilisateur aura à prendre en compte avant de commander un dispositif RF à OAS/OAV pour une nouvelle application. Ainsi, l'utilisateur évitera d'être confronté à des performances non satisfaisantes.

## **2 Références normatives**

Aucune

## **3 Termes et définitions**

Pour les besoins du présent document, les termes et définitions suivants s'appliquent.

### **3.1 Termes généraux**

#### **3.1.1**

##### **duplexeur à OAV**

duplexeur d'antenne composé de résonateurs RF à OAV

#### **3.1.2**

##### **filtre à OAV**

filtre caractérisé par une onde acoustique de volume qui est généralement générée par une paire d'électrodes et se propage dans la direction de l'épaisseur d'une couche mince

#### **3.1.3**

##### **onde acoustique de volume**

##### **OAV**

onde acoustique qui se propage entre la surface supérieure et la surface inférieure d'une structure piézoélectrique, puis qui traverse l'épaisseur entière du volume piézoélectrique

Note 1 à l'article: L'onde est excitée par des électrodes métalliques attachées aux deux côtés de la couche piézoélectrique.

**3.1.4****fréquence de coupure**

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

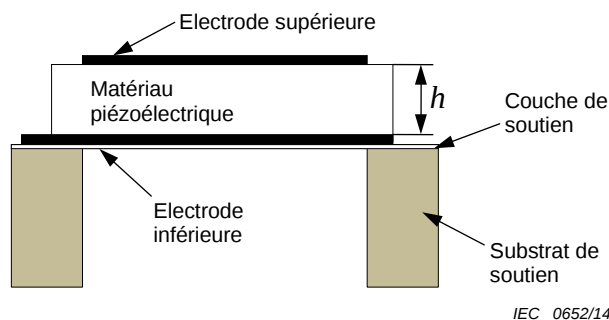
**3.1.5****duplexeur**

dispositif utilisé dans le système duplex à répartition de fréquence, lui permettant de recevoir et d'émettre un signal simultanément par une antenne commune

**3.1.6****résonateur à ondes acoustiques de volume à couches****FBAR**

résonateur à OAV à couches minces constitué d'une couche piézoélectrique entourée par deux couches d'électrode de surfaces supérieure et inférieure soumises à aucune contrainte soutenues mécaniquement au niveau du bord sur un substrat avec une structure de cavité, tel que représenté à titre d'exemple à la Figure 1, ou une structure de membrane

Note 1 à l'article: L'abréviation «FBAR» est dérivée du terme anglais développé correspondant «film bulk acoustic resonator».



**Figure 1 – Configuration d'un FBAR**

**3.1.7****bande de récepteur (Rx)**

bande de fréquence utilisée dans une partie de récepteur pour détecter des signaux d'une antenne

**3.1.8****filtre Rx**

filtre utilisé dans une partie de récepteur pour éliminer les signaux inutiles

Note 1 à l'article: Le filtre Rx constitue une partie élémentaire d'un duplexeur.

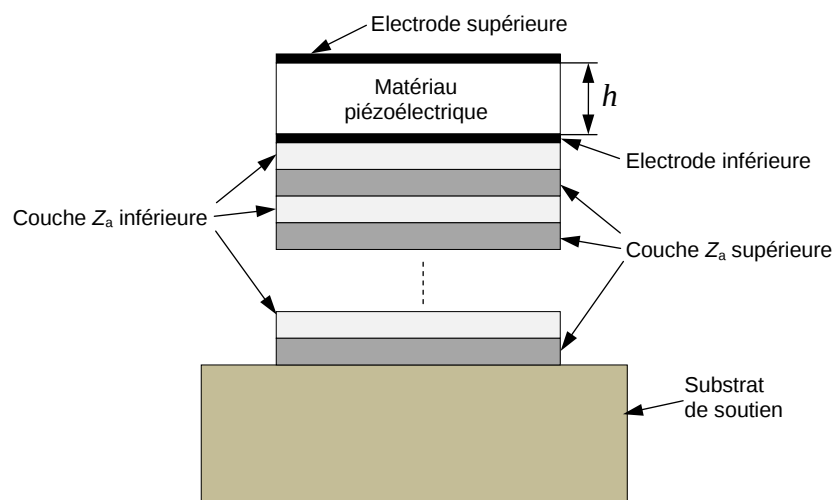
**3.1.9****filtre à OAS**

filtre caractérisé par un ou plusieurs éléments résonants ou de ligne de transmission à ondes acoustiques de surface, où l'onde acoustique de surface est généralement générée par un transducteur interdigité et se propage le long d'un substrat

**3.1.10****résonateur à montage solide****SMR**

résonateur à OAV, prenant en charge la structure électrode/couche piézoélectrique/électrode par une séquence de couches minces supplémentaires d'impédance acoustique alternativement basse et élevée  $Z_a$  avec une couche quart de longueur d'onde. Ces couches se comportent comme des réflecteurs acoustiques et réalisent un découplage acoustique entre le résonateur et le substrat, de la façon représentée à titre d'exemple à la Figure 2

Note 1 à l'article: L'abréviation «SMR» est dérivée du terme anglais développé correspondant «solidly mounted resonator».



IEC 0653/14

**Figure 2 – Configuration d'un SMR**

### 3.1.11

#### **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

[SOURCE: IEC 60862-1:2003, 2.2.1.1]

### 3.1.12

#### **bande d'émetteur (Tx)**

bande de fréquence utilisée dans une partie d'émetteur pour émettre des signaux depuis une antenne

### 3.1.13

#### **filtre Tx**

filtre utilisé dans une partie d'émetteur pour éliminer les signaux inutiles. Il constitue une partie élémentaire d'un duplexeur

## **3.2 Termes relatifs à la réponse**

### 3.2.1

#### **affaiblissement d'insertion**

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

### 3.2.2

#### **bande passante**

bande des fréquences pour lesquelles l'affaiblissement relatif est inférieur ou égal à une valeur spécifiée

**3.2.3****réflectivité**

mesure sans dimension du degré de désadaptation entre les deux impédances  $Z_1$  et  $Z_2$ ,  $\frac{Z_1 - Z_2}{Z_1 + Z_2}$ , où  $Z_1$  et  $Z_2$  représentent respectivement l'impédance d'entrée et de la source ou l'impédance de sortie et de la charge

Note 1 à l'article: La valeur absolue de réflectivité est appelée le coefficient de réflexion.

**3.2.4****affaiblissement relatif**

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

**3.2.5****bande atténuée**

bande des fréquences pour lesquelles l'affaiblissement relatif est supérieur ou égal à une valeur spécifiée

**3.2.6****bande de transition**

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

**3.3 Termes relatifs à la non-linéarité****3.3.1****harmoniques**

distorsion non-linéaire d'une réponse d'un dispositif caractérisée par l'apparition de fréquences en sortie égales à des multiples entiers de la fréquence des signaux d'origine

**3.3.2****hystérésis****effet de mémoire**

phénomène dans lequel la sortie n'est pas uniquement déterminée par l'entrée et dépend également de l'état interne, en d'autres termes, de l'historique de l'entrée

**3.3.3****point d'interception****IP**

niveau de puissance où l'intensité du signal non-linéaire généré par la distorsion d'intermodulation (IMD) est égale à celle de deux signaux d'entrée à la sortie

Note 1 à l'article: L'abréviation «IP» est dérivée du terme anglais développé correspondant «intercept point».

**3.3.4****distorsion d'intermodulation****IMD**

distorsion non-linéaire d'une réponse d'un dispositif caractérisée par l'apparition de fréquences en sortie égales aux différences (ou aux sommes) de multiples entiers d'au moins deux fréquences présentes en entrée

Note 1 à l'article: L'abréviation «IMD» est dérivée du terme anglais développé correspondant «intermodulation distortion».

**3.3.5****signal de brouillage**

signal inutile entrant

**3.3.6****distorsion non-linéaire**

distorsion de la forme d'onde du signal causée par la non-linéarité du système lorsque le signal émet

Note 1 à l'article: La distorsion est appelée distorsion linéaire lorsqu'elle est causée par la dépendance à la fréquence de la fonction de transfert de signal du système.

**3.3.7****point de compression à un décibel**

puissance d'entrée où le gain, rapport entre la sortie et l'entrée, diminue de 1 dB par rapport à la valeur quand l'entrée est très faible

**3.3.8****saturation**

phénomène où le gain, rapport entre la sortie et l'entrée, diminue et s'approche de zéro quand l'entrée est grande

**3.3.9****essai à trois tons**

mesure de la non-linéarité en appliquant simultanément trois signaux sinusoïdaux à des fréquences différentes

**3.3.10****essai à trois battements**

identique à l'essai à trois tons

**3.3.11****essai à deux tons**

mesure de la non-linéarité en appliquant simultanément deux signaux sinusoïdaux à des fréquences différentes

**4 Propriétés élémentaires d'un système non-linéaire****4.1 Comportements d'un système non-linéaire**

Considérons une réponse  $y(x)$  d'un circuit ou d'un dispositif quand un signal  $x$  est appliqué. Quand l'hystérésis (effet de mémoire) est négligeable ou ignoré, l'expansion de Maclaurin de  $y$  en fonction de  $x$  donne

$$y(x) = c_1 x + \frac{1}{2} c_2 x^2 + \frac{1}{3} c_3 x^3 + \dots \quad (1)$$

où  $c_m$  est le coefficient d'expansion. Il convient de noter que  $c_m = 0$  pour les valeurs paires de  $m$ , lorsque le circuit/dispositif satisfait  $y(-x) = -y(x)$ .

Ici, on considère le cas de deux signaux sinusoïdaux aux fréquences  $f_a$  et  $f_b$  et d'amplitudes  $a_a$  et  $a_b$  appliqués simultanément, à savoir,  $x = a_a \cos(2\pi f_a t) + a_b \cos(2\pi f_b t)$ , et  $a_a$  est largement supérieur à  $a_b$ . Alors une approximation de  $y$  est

$$\begin{aligned}
y \approx & c_1 a_a \left( 1 + \frac{c_3 a_a^2}{4c_1} \right) \cos(2\pi f_a t) + c_1 a_b \left( 1 + \frac{c_3 a_b^2}{2c_1} \right) \cos(2\pi f_b t) \\
& + \frac{c_2 a_a^2}{4} + \frac{c_2 a_a^2}{4} \cos(4\pi f_a t) + \frac{c_3 a_a^3}{4} \cos(6\pi f_a t) \\
& + \frac{c_2 a_a a_b}{2} \cos(2\pi(f_a + f_b)t) + \frac{c_2 a_a a_b}{2} \cos(2\pi(f_a - f_b)t) \\
& + \frac{c_3 a_a^2 a_b}{4} \cos(2\pi(2f_a + f_b)t) + \frac{c_3 a_a^2 a_b}{4} \cos(2\pi(2f_a - f_b)t) \\
& + \dots
\end{aligned} \tag{2}$$

L'Equation (2) indique l'influence d'une non-linéarité sur la sortie du circuit/dispositif. Les deux premiers termes indiquent un changement des coefficients de transmission pour  $a_a$  et  $a_b$ , et expriment une saturation due à un grand signal d'entrée ( $c_3/c_1$  est généralement négatif). Les trois termes de la deuxième ligne expriment la génération d'harmoniques avec  $f = mf_a$  ( $m$ : entier). Les deux termes de la troisième ligne expriment la génération de nouveaux signaux aux fréquences  $f = f_a \pm f_b$ , appelés distorsion d'intermodulation du deuxième ordre (IMD2). Les deux termes restants de la quatrième ligne expriment les signaux aux fréquences  $f = |2f_a \pm f_b|$  ou  $f = |2f_b \pm f_a|$ , appelés distorsion d'intermodulation du troisième ordre (IMD3).

Ici, on considère un récepteur sans fil accordé pour un signal à la fréquence  $f = f_t$ . Des signaux incidents aux fréquences  $f = f_t/2$  et  $f = f_t/3$  peuvent être détectés par le récepteur après la génération d'harmoniques, et peuvent perturber la détection du signal principal. De manière similaire, lorsque deux signaux aux fréquences  $f_a$  et  $f_b$  satisfaisant soit à  $f_t = |f_a \pm f_b|$ , à  $|2f_a \pm f_b|$  ou à  $|f_a \pm 2f_b|$  arrivent simultanément sur le récepteur, les signaux à la fréquence  $f = f_t$  générés par IMD2 ou IMD3 peuvent également perturber la détection du signal principal. Pour les émetteurs/récepteurs fonctionnant en mode duplex à répartition de fréquence (FDD, *frequency division duplex*), l'émission de signaux à la fréquence  $f = f_a$  peut causer une distorsion IMD2 et/ou IMD3 avec un signal incident à la fréquence  $f = f_b$ , et les signaux générés à la fréquence  $f = f_t$  peuvent également perturber la détection du signal principal. Pour des émetteurs, une non-linéarité provoque une émission de signaux parasites, qui peuvent perturber d'autres communications sans fil. Ces exemples indiquent clairement l'importance de la caractérisation du comportement non-linéaire des composants et des systèmes RF, ainsi que de sa suppression.

Pour la caractérisation de la compression de l'émission (saturation), on utilise souvent le niveau de signal d'entrée où le coefficient d'émission diminue de 1 dB, qui s'appelle le point de compression à 1 dB ( $P_{1dB}$ ). D'autre part, le point d'interception est utilisé pour la caractérisation des distorsions IMD. C'est-à-dire, la puissance  $P_{a \pm b}$  du signal IMD2 à la fréquence  $f = |f_a \pm f_b|$  s'exprime  $P_{a \pm b} = P_{oa} P_{ob} / \text{OIP2}$  lorsque les niveaux des signaux sont bien plus petits que les niveaux de saturation. Dans l'expression,  $P_{oa}$  et  $P_{ob}$  sont les puissances de sortie aux fréquences  $f_a$  et  $f_b$ , et OIP2 est appelé le point d'interception de sortie du deuxième ordre. En décibels, la relation s'écrit

$$\text{OIP2} = P_{oa} + P_{ob} - P_{a \pm b} \tag{3}$$

Dans l'Equation (3), toutes les variables sont exprimées en dBm.

De manière similaire, la puissance  $P_{2a \pm b}$  du signal IMD3 à la fréquence  $f = |2f_a \pm f_b|$  s'exprime  $P_{2a \pm b} = P_{oa}^2 P_{ob} / \text{OIP3}^2$  lorsque les niveaux des signaux sont bien plus petits que les niveaux de saturation. Dans l'équation, OIP3 s'appelle le point d'interception de sortie du troisième ordre. En décibels, la relation s'écrit

$$\text{OIP3} = P_{oa} + 1/2 \times P_{ob} - 1/2 \times P_{2a \pm b} \tag{4}$$

Dans l'Equation (4), toutes les variables sont exprimées en dBm.

Il convient de noter que le point d'interception est également défini par le niveau du signal d'entrée  $P_{ia} (= P_{ib})$  donnant  $P_{a \pm b} = OIP2$  et  $P_{2a \pm b} = OIP3$ . Les points d'interception d'entrée du deuxième ordre et du troisième ordre IIP2 et IIP3 sont liés à OIP2 et OIP3 par les équations suivantes

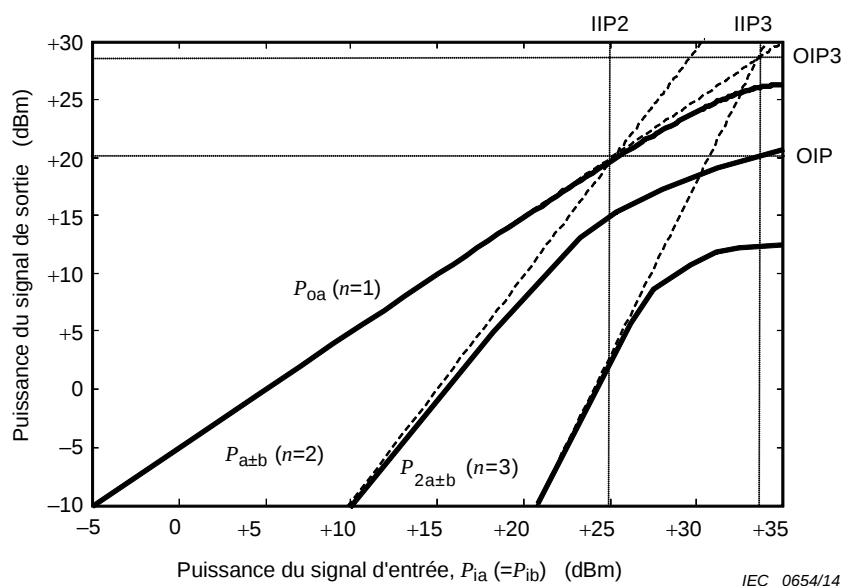
$$IIP2 = OIP2 + IA \quad (5)$$

et

$$IIP3 = OIP3 + IA \quad (6)$$

où IA est l'affaiblissement d'insertion en dB du dispositif mesuré avec un niveau de signal d'entrée très faible.

La Figure 3 représente une variation typique de  $P_{oa} (n = 1)$ ,  $P_{a \pm b} (n = 2)$  et  $P_{2a \pm b} (n = 3)$  avec  $P_{ia} (= P_{ib})$ . OIPn et IIPn peuvent être estimés graphiquement à partir des points d'intersection entre deux lignes linéaires extrapolées. Dans ce cas, IIP2 et IIP3 valent environ 25 dBm et 33 dBm, alors qu'OIP2 et OIP3 valent environ 20 dBm et 28 dBm, respectivement.



**Figure 3 – Sorties des fréquences fondamentales et harmoniques en fonction de la puissance du signal d'entrée**

L'Equation (2) indique que  $P_{1dB}$  et IIP3 sont données par  $10 \log[4(1-0,89)c_1/c_3R_0]$  et  $10 \log[4c_1/c_3R_0]$ , respectivement, où  $R_0$  est l'impédance du circuit. A partir de ces expressions, on obtient la relation suivante en décibels:

$$IIP3 = 9,6 + P_{1dB} \quad (7)$$

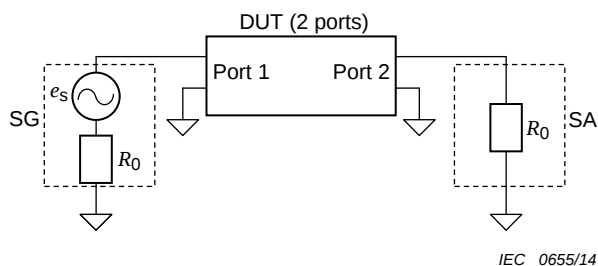
Toutefois, cette relation n'est généralement pas correcte, particulièrement dans les filtres RF. Ceci est dû au fait que tous les paramètres de l'Equation (2), et notamment  $c_1$ ,  $c_2$ , et  $c_3$  dépendent de la fréquence. En outre, les paramètres non-linéaires indiqués en 4.1, par

exemple  $IIP_n$  et  $OIP_n$ , dépendent de  $f_a$ ,  $f_b$  et  $f_t$ . Ils doivent donc être spécifiés pour la mesure des signaux non-linéaires générés dans des dispositifs RF à OAS/OAV<sup>1</sup>.

## 4.2 Configuration de mesure pour la non-linéarité

### 4.2.1 Mesure des harmoniques

La Figure 4 représente une installation de base pour la mesure de la  $N$ ième harmonique des systèmes ou des composants RF. Un signal sinusoïdal aux fréquences  $f_a$  et de puissance  $P_{ia}$  est délivré à un dispositif en essai (DUT, *Device Under Test*) par un générateur de signal (SG, *Signal Generator*), et une composante du spectre cible  $P_t$  de fréquence  $f_t (= Nf_a)$  est détectée de manière sélective par un analyseur de spectre (SA: *Spectrum Analyser*). Lors de la mesure, les points suivants doivent être examinés: (a) la non-linéarité du SG et du SA est négligeable, et (b) l'impédance du circuit vue depuis les ports du DUT doit être définie non seulement pour la fréquence fondamentale ( $f_a$ ), mais aussi pour les harmoniques aux fréquences  $f = nf_a$  ( $n \leq N$ ). Le dernier point est extrêmement important pour les filtres RF passifs. En effet, la sélectivité de fréquence de ces filtres est due à la désadaptation d'impédance avec les circuits périphériques, et la caractéristique du dispositif est sensible à l'impédance du circuit. Habituellement, l'impédance des circuits est choisie pour être égale à une impédance spécifique  $R_0$  du système de mesure.

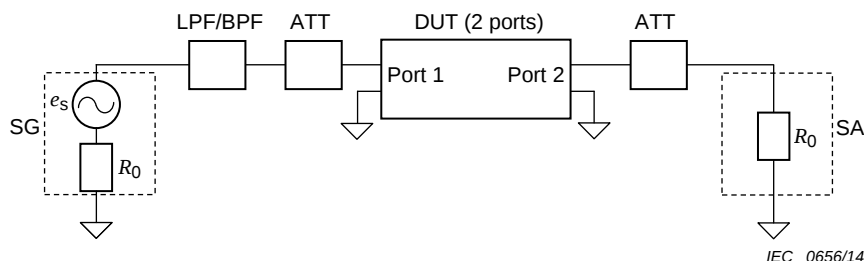


**Figure 4 – Montage de base pour la mesure des harmoniques**

L'utilisation d'un filtre adéquat est efficace pour rejeter les signaux non-linéaires générés dans le circuit périphérique, comme cela est représenté à la Figure 5. Toutefois, puisque les filtres passifs insérés présentent une impédance de circuit de  $R_0$ , uniquement dans la bande passante du filtre, il est nécessaire d'insérer un atténuateur (ATT) entre le filtre et le DUT. Lorsque l'affaiblissement nominal de l'atténuateur est  $A$  dB, l'insertion de l'atténuateur améliore l'affaiblissement d'écho du circuit périphérique, vu depuis le port 1, de  $2A$  dB. L'insertion de l'atténuateur entraîne également la réduction de l'intensité du signal d'entrée de  $A$  dB, ce qui cause la réduction de l'intensité de la  $n$ ième harmonique de  $nA$  dB. La réduction du niveau du signal peut causer une fluctuation (inexactitude) dans l'analyseur de spectre (SA) en raison du bruit thermique. L'augmentation de la sortie du générateur de signal (SG) semble permettre de surmonter cette difficulté. Toutefois, on doit vérifier: (a) que la génération d'harmoniques dans le SG est négligeable pour la mesure, et (b) que l'échauffement de l'atténuateur n'entraîne pas de variation du niveau d'affaiblissement avec le temps.

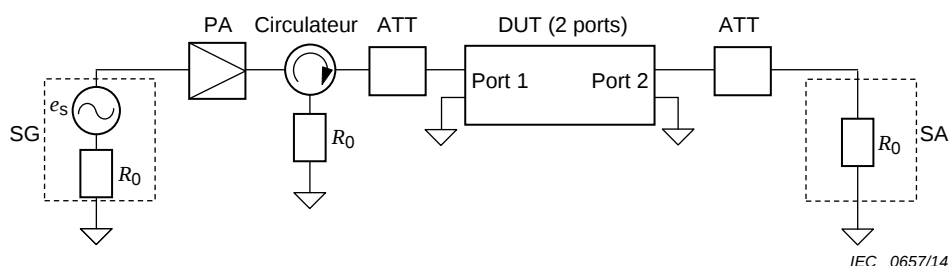
L'atténuateur inséré entre le DUT et le SA est destiné à supprimer la génération d'harmoniques au niveau du SA et la variation de l'admittance d'entrée du SA. Naturellement, cet atténuateur n'est pas nécessaire quand ces effets sont négligeables.

<sup>1</sup> Les dispositifs à OAV pour RF sont souvent appelés résonateurs à ondes acoustiques de volume à couches (FBAR) ou résonateurs à montage solide (SMR), en fonction de leur configuration.



**Figure 5 – Montage pratique pour la mesure des harmoniques**

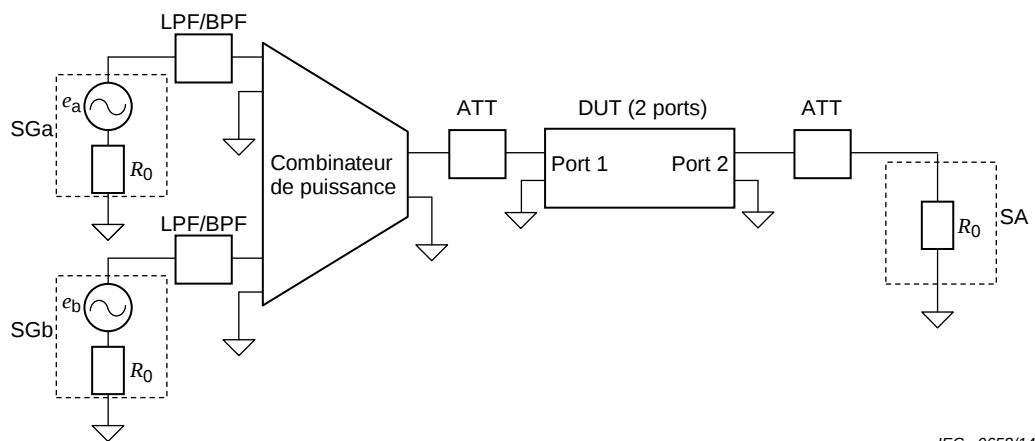
Quand la puissance de sortie du SG n'est pas suffisante, on doit ajouter un amplificateur de puissance (PA, *Power Amplifier*). Dans ce cas, l'insertion du filtre peut ne pas être pratique. Ceci est dû au fait qu'une plus grande puissance de sortie est nécessaire pour compenser l'affaiblissement de l'atténuateur inséré, et peut rendre la non-linéarité du PA plus évidente. Dans ce cas, un isolateur (ou un circulateur) est souvent inséré à la place du filtre pour supprimer l'influence de l'impédance d'entrée du port 1 du DUT vers le PA (voir Figure 6). On doit noter que, puisque le circulateur/isolateur émet des signaux parasites dans une certaine mesure, leur génération dans le PA doit être supprimée de manière suffisante. En outre, puisque la fonctionnalité des isolateurs/circulateurs a généralement lieu dans une gamme étroite de fréquences, l'insertion d'un atténuateur peut être nécessaire pour améliorer l'affaiblissement d'écho vu depuis le port du DUT.



**Figure 6 – Montage quand un circulateur/isolateur est utilisé**

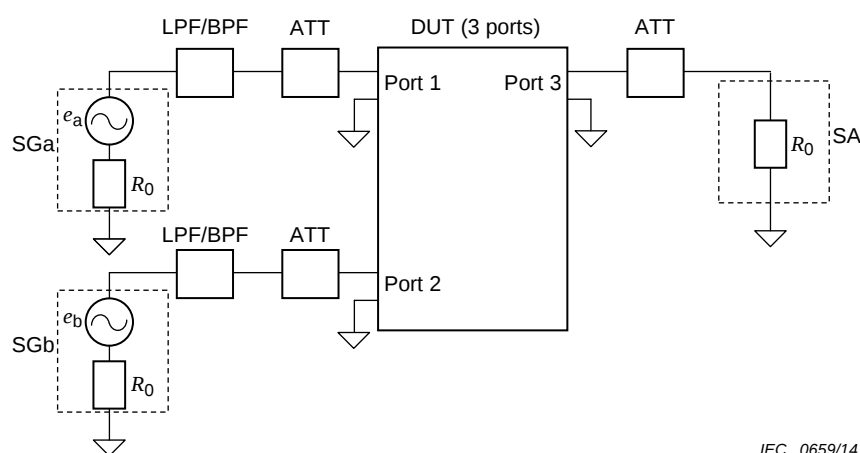
#### 4.2.2 Mesure de l'IMD

La Figure 7 représente deux configurations pour la mesure de l'IMD de composants ou de systèmes RF. On appelle souvent ce montage essai à deux tons. Deux signaux sinusoïdaux aux fréquences  $f_a$  et  $f_b$  sont appliqués au DUT par deux SG, et une composante spectrale cible  $P_t$  à la fréquence  $f_t$  est mesurée de manière sélective par le SA. Pour les DUT à deux ports, un combinateur de puissance est nécessaire pour appliquer simultanément deux signaux au DUT, comme cela est représenté à la Figure 7(a). Dans les deux cas, un filtre approprié est utilisé sur chaque SG pour rejeter les signaux non-linéaires générés et éviter la génération d'IMD dans les SG. Puisque les caractéristiques du combinateur de puissance dépendent généralement de la fréquence, il peut être nécessaire d'ajouter un atténuateur entre le combinateur de puissance et le port 1 du DUT, afin d'améliorer l'affaiblissement d'écho vu depuis le port 1 du DUT. Pour la configuration à trois ports représentée à la Figure 7(b), des atténuateurs sont insérés entre le filtre et le DUT, puisque les filtres passifs ont une impédance de circuit de  $R_0$  seulement dans la bande passante du filtre (pas aux fréquences des signaux IMD générés dans le DUT).



IEC 0658/14

Figure 7 a) – DUT à deux ports

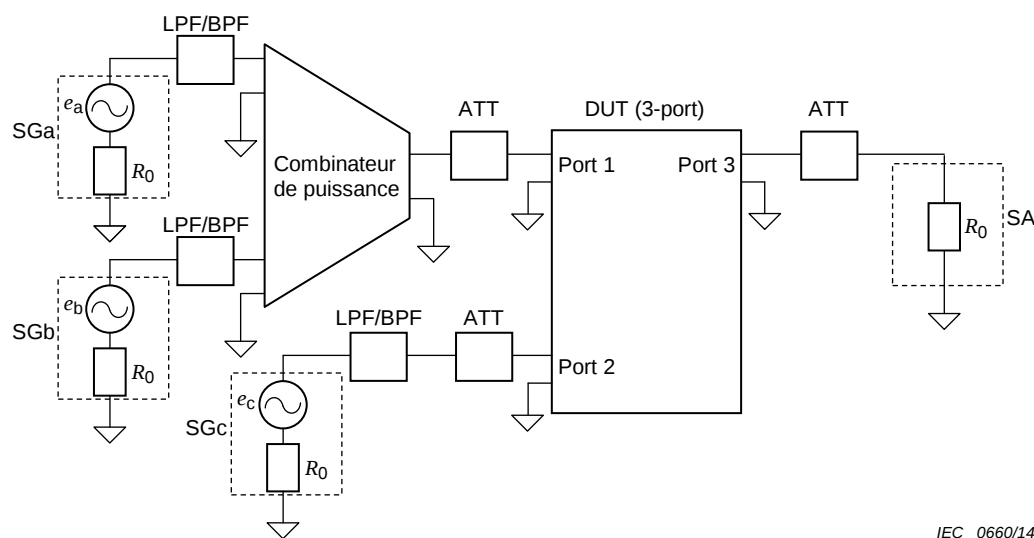


IEC 0659/14

Figure 7 b) – DUT à trois ports

### Figure 7 – Montage pratique pour la mesure de l'IMD (essai à deux tons)

La Figure 8 représente une autre configuration pour la mesure de l'IMD3 utilisant trois SG. On appelle souvent ce montage l'essai à trois tons (trois battements). Trois signaux sinusoïdaux aux fréquences  $f_a$ ,  $f_b$  et  $f_c$  sont appliqués simultanément au DUT, et une composante spectrale cible  $P_t$  à la fréquence  $f_t (= f_c \pm (f_a - f_b))$  est mesurée de manière sélective par le SA. Des filtres et un atténuateur sont installés avec le combinateur de puissance pour rejeter les signaux non-linéaires générés et éviter la génération d'IMD dans SGa et SGb et pour améliorer l'affaiblissement d'écho vu depuis le port du DUT également pour des fréquences de signaux IMD générés dans le DUT.

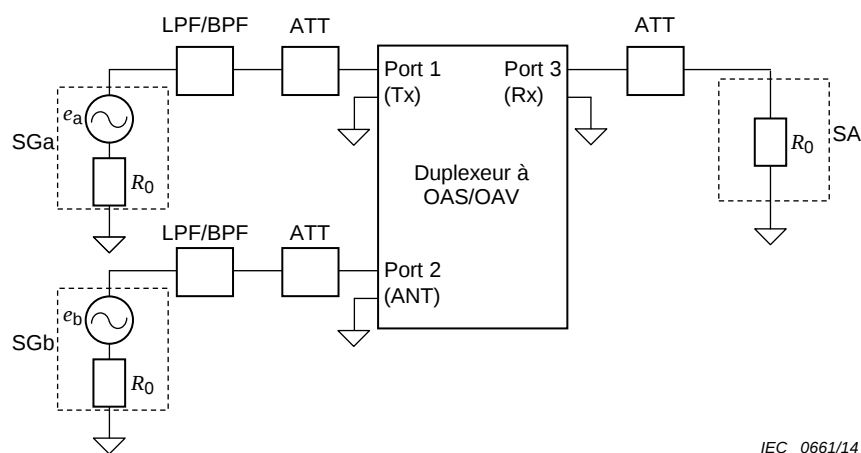


**Figure 8 – Montage pratique pour la mesure à trois tons**

### 4.3 Influence de l'impédance du circuit pour la mesure de la non-linéarité

On étudie ici l'influence de l'impédance du circuit de manière quantitative. A titre d'exemple, on considère la mesure de l'IMD2 pour un duplexeur d'antenne à OAS/OAV représenté à la Figure 9. Le duplexeur d'antenne est constitué de deux filtres:

- un filtre d'émission (Tx) connecté entre les ports 1 et 2, qui émet des signaux dans la bande Tx, et
- un filtre de réception (Rx) connecté entre les ports 2 et 3, qui émet des signaux dans la bande Rx. On appelle souvent les ports 1, 2 et 3, les ports Tx, antenne (ANT) et Rx, respectivement.



**Figure 9 – Montage pour la mesure d'IMD2 de duplexeurs d'antenne à OAS/OAV**

Pour la mesure d'IMD2, deux générateurs de signaux RF "SGa" à la fréquence  $f_a$  et "SGb" à la fréquence  $f_b$  sont connectés aux ports 1 et 2, respectivement. Ils simulent les signaux Tx et de brouillage, respectivement. Ainsi,  $f_a$  et  $f_b$  sont spécifiées de telle sorte que:

- $f_a$  soit dans la bande Tx, et
- $f_a + f_b$  ou  $f_a - f_b$  soit dans la bande Rx. Ceci signifie que
- $f_b$  est éloignée des bandes Tx et Rx.

Ainsi, le signal "a" sortant du port 1 sera transmis vers le port 2 par le filtre Tx, alors que le signal "b" sortant du port 2 sera sensiblement atténué à l'émission dans les filtres Tx et Rx. Ceci implique que le signal IMD2 est principalement généré par des résonateurs à OAS/OAV proches du port 2, et apparaît au port 3 après la transmission par le filtre Rx.

La variation de la sortie IMD2 est principalement causée par les cinq mécanismes suivants:

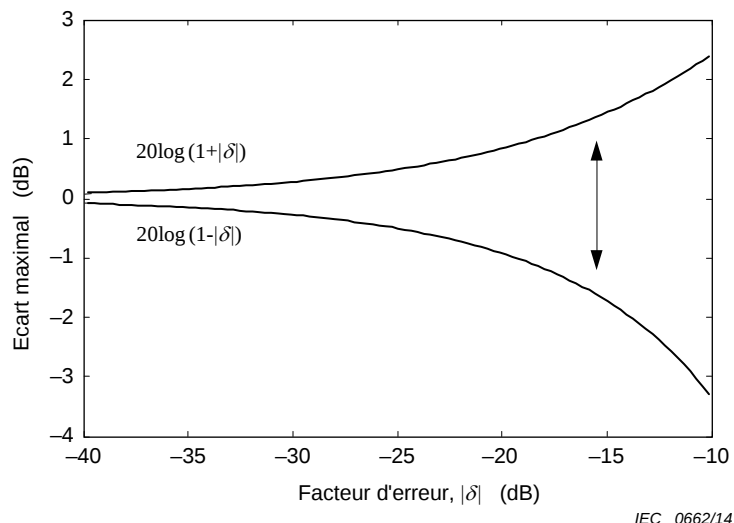
- la variation d'intensité du signal Tx due à la désadaptation d'impédance au niveau du port Tx pour  $f = f_a$ ,
- la réintroduction du signal Tx dans le port ANT due à la désadaptation d'impédance au niveau du port ANT pour  $f = f_a$ ,
- la variation d'intensité du signal de brouillage due à la désadaptation d'impédance au niveau du port ANT pour  $f = f_b$ ,
- la réintroduction du signal non-linéaire dans le port ANT due à la désadaptation d'impédance au niveau du port ANT pour  $f = f_a + f_b$  ou  $f = f_a - f_b$ , et
- la variation de lecture du détecteur due à la désadaptation d'impédance au niveau du port Rx pour  $f = f_a + f_b$  ou  $f = f_a - f_b$ .

Quand le signal IMD2 est supposé être généré très près du port 2 du DUT, l'erreur relative  $\delta$  de lecture de  $b$  sur le SA due à ces effets peut être donnée approximativement par

$$\delta = \frac{\delta b}{b} \approx S_3^{a\pm b} (S_{22}^a S_1^a \Gamma_1^a + S_2^a \Gamma_2^a + S_2^b \Gamma_2^b + S_2^{a\pm b} \Gamma_{22}^{a\pm b}) + S_3^{a\pm b} \Gamma_{33}^{a\pm b} \quad (8)$$

où  $S_{nn}$  est la réflectivité pour le port  $n$  du DUT, et  $\Gamma_n$  est celui du circuit périphérique vu depuis le port  $n$  du DUT. Dans l'Equation (8), les exposants sont ajoutés pour indiquer la fréquence puisque  $S_{nn}$  et  $\Gamma_n$  dépendent de la fréquence.

La Figure 10 montre une gamme d'écarts de lecture du SA liés à  $\delta$  en dB, c'est-à-dire la gamme allant de  $20 \log(1-|\delta|)$  à  $20 \log(1+|\delta|)$ . Puisque  $|S_{32}^{a\pm b}| \approx 1$  et  $|S_{21}^a| \approx 1$ ,  $S_{11}^a \Gamma_1^a$ ,  $S_{22}^a \Gamma_2^a$ ,  $S_{22}^b \Gamma_2^b$ ,  $S_{22}^{a\pm b} \Gamma_{22}^{a\pm b}$ , et  $S_{33}^{a\pm b} \Gamma_3^{a\pm b}$  doivent être supprimés à plus de -25 dB et -31 dB pour obtenir une précision de mesure meilleure que  $\pm 0,5$  dB et  $\pm 0,25$  dB, respectivement. Dans les duplexeurs du commerce,  $S_{11}^a \approx 0$ ,  $S_{22}^a \approx 0$ ,  $S_{22}^{a\pm b} \approx 0$ , et  $S_{33}^{a\pm b} \approx 0$  mais  $|S_{22}^b| \approx 1$ . La suppression de  $\Gamma_2^b$  doit donc faire l'objet d'une attention particulière; elle doit être meilleure que -25 dB (ou -31 dB) pour obtenir une précision de mesure meilleure que  $\pm 0,5$  dB (ou  $\pm 0,25$  dB).



**Figure 10 – Gamme d'écarts liés à  $\delta$  en dB**

#### 4.4 Influence de la non-linéarité des circuits

On étudie ici l'influence des signaux non-linéaires générés par les circuits périphériques de manière quantitative. A titre d'exemple, on considère la mesure de l'IMD2 pour un duplexeur RF à OAS/OAV représenté à la Figure 9. Dans ce cas, l'erreur relative  $\delta$  de lecture de  $b$  sur le SA due à la non-linéarité du circuit peut être donnée par

$$\delta = \frac{\delta b}{b} \approx \sqrt{I_{DUT}} \left( S_{31}^{a+b} S_{12}^b e^{i\phi_1} / \sqrt{I_{21}} + S_{32}^{a+b} S_{21}^a e^{i\phi_2} / \sqrt{I_{22}} + S_{33}^b S_{31}^a e^{i\phi_3} / \sqrt{I_{23}} \right) \quad (9)$$

où  $IP2_{DUT}$  est l'IP2 du DUT,  $IP2_n$  est l'IP2 du circuit périphérique connecté au port  $n$  du DUT, et  $\phi_n$  est la phase relative du signal IMD2 généré au niveau du circuit périphérique connecté au port  $n$  du DUT. Puisque  $|S_{31}^{a+b} S_{12}^b| < 1$ ,  $|S_{32}^{a+b} S_{21}^a| < 1$  mais  $|S_{32}^{a+b} S_{21}^a| \approx 1$ , la suppression d'IP2 doit faire l'objet d'une attention particulière; la Figure 10 indique que le rapport  $IP2_2/IP2_{DUT}$  doit être meilleur que -25 dB (ou -31 dB) pour obtenir une précision de mesure meilleure que  $\pm 0,5$  dB (ou  $\pm 0,25$  dB).

## 5 Mesure de non-linéarité

### 5.1 Appareil de mesure

#### 5.1.1 Générateur de signaux et amplificateur de puissance

Dans les montages représentés aux Figures 4 à 9, les SG doivent posséder les propriétés suivantes:

- une faible non-linéarité,
- une bonne stabilité à court terme (petite fluctuation de fréquence),
- la capacité de se synchroniser avec un signal d'oscillation normalisé externe (généralement 10 MHz).

Les exigences b) et c) sont imposées pour réduire le niveau de bruit thermique dans la lecture du SA, comme il sera étudié plus loin.

Lorsqu'il est nécessaire d'utiliser des PA, leur choix est crucial. Notamment, l'étage de sortie du PA doit fonctionner en mode de classe A, et la sortie nominale maximale du PA doit être

suffisamment plus grande que la valeur requise pour la mesure. Par exemple, l'utilisation d'un PA dont la sortie maximale est de 5 W semble appropriée pour une sortie de 500 mW. Puisque du bruit thermique est également émis par les PA, l'utilisation d'un PA avec une puissance de sortie maximale trop grande peut augmenter le niveau de bruit au niveau de la lecture du SA.

### 5.1.2 Analyseur de spectre

Dans la mesure de la non-linéarité, les différentes composantes spectrales arrivent simultanément sur le SA, et certaines d'entre elles peuvent être beaucoup plus puissantes que la composante de la fréquence cible. Ainsi, le SA doit posséder une bonne linéarité et une large gamme dynamique. Puisque le niveau minimal de détection est déterminé par le niveau de bruit, il est préférable d'utiliser des SA de faible niveau de bruit. On peut penser que les analyseurs de réseau vectoriels (VNA, *Vector Network Analyser*) peuvent être utilisés à cette fin. Puisque la linéarité et la gamme dynamique des VNA sont généralement plus petites que celles des SA, l'applicabilité des VNA peut être limitée.

Il convient de noter que le niveau de bruit thermique dans la lecture du SA est inversement proportionnel à la largeur de bande de résolution (*RBW*, *Resolution BandWidth*), qui est réglable dans les SA traditionnels. C'est-à-dire que le niveau de bruit diminue selon la loi  $10 \log(RBW)$  en dB. Pour la réduction de la *RBW*, la fluctuation des fréquences du SG et/ou du SA doit être suffisamment supprimée. Sinon la fluctuation entraînera une diminution de la lecture du SA.

Une technique commode pour réduire la fluctuation consiste à synchroniser tous les SG et le SA. Les instruments RF actuels génèrent des signaux RF en utilisant des synthétiseurs de fréquence, et leurs fréquences de sortie sont données par la fréquence normalisée du signal  $f_s$  (généralement 10 MHz) multipliée par un coefficient préréglé numériquement. Ainsi, si une fréquence commune  $f_s$  est utilisée dans tous les SG et le SA, les fluctuations de  $f_a$ ,  $f_b$  et  $f_t$  causées par la fluctuation de  $f_s$  peuvent être annulées en retirant  $f_s$  d'un de ces instruments et en l'appliquant aux autres. Les instruments RF commerciaux actuels disposent de fonctions pour entrer et sortir le signal normalisé. Cette technique permet de réduire la *RBW* à 1 Hz pour la mesure dans la gamme des GHz. Sinon, une fluctuation de plus de 100 Hz peut être observée à la sortie de l'affichage du SA. Quand la *RBW* est trop étroite, la lecture du SA diminue en raison des fluctuations de fréquences non-corrélées parmi  $f_a$ ,  $f_b$  et  $f_t$ .

Il convient également de prêter attention à ne pas confondre la *RBW* avec un autre paramètre ajustable des SA appelé la largeur de bande vidéo (*VBW*, *Video BandWidth*). La réduction de la *VBW* permet de lisser la sortie de l'affichage du SA. Ceci est parfois efficace pour supprimer une fluctuation causée par le bruit thermique, mais cela peut également lisser les spectres de raies. Ceci entraîne une diminution de la lecture du SA. Généralement, la *VBW* se règle automatiquement.

Certains SA disposent d'une fonction de moyenne. Elle stocke les résultats de plusieurs mesures et délivre leur moyenne en sortie. Ceci est également efficace pour supprimer une fluctuation causée par le bruit thermique, mais la sortie n'est plus précise lorsque la fluctuation de fréquence n'est pas suffisamment plus petite que la *RBW*. On doit vérifier que la lecture du SA ne varie pas lorsque l'on souhaite utiliser la fonction de moyenne.

Puisque la réduction de la *RBW* entraîne également une augmentation du temps de réponse (constante de temps) du SA, les points des données de mesure et la largeur de bande de fréquence doivent être réglés à leurs valeurs minimales.

### 5.1.3 Analyseur de réseau (facultatif)

L'analyseur de réseau est pratique pour vérifier si le DUT fonctionne correctement et si le DUT n'a pas été endommagé pendant la mesure. Les analyseurs de réseau vectoriels sont préférables aux analyseurs scalaires en raison de leur gamme dynamique plus élevée. L'association du SA et du générateur de poursuite constitue une autre option.

### 5.1.4 Accessoires

Dans la mesure de la non-linéarité, un certain nombre de composants passifs tels que des LPF/HPF, un atténuateur et une terminaison sont utilisés. Ils doivent être durables pour la puissance appliquée et ne doivent pas générer de signaux non-linéaires pour le niveau de signal appliqué. En général, la non-linéarité des dispositifs volumineux destinés à des puissances supérieures est moins importante pour une puissance appliquée donnée. En outre, la gamme de fréquences nominales de câbles, d'adaptateurs pour la conversion de connecteur, d'atténuateurs et de terminaisons doit être suffisamment plus grande que les fréquences d'entrée et que les signaux générés de manière non-linéaire.

Un atténuateur variable est commode pour vérifier l'influence de l'impédance du circuit, comme cela est décrit au 5.3.2d). Il doit être de type passif, et une variation de 0 dB à 10 dB par pas de 1 dB peut être appropriée.

Si possible, un dispositif de référence doit être préparé. Sa bande passante doit être située au même endroit que celle du DUT, mais sa tenue en puissance doit être supérieure et sa non-linéarité petite. Par exemple, des filtres RF volumineux utilisant des résonateurs diélectriques peuvent constituer une bonne solution de référence pour caractériser la non-linéarité de filtres RF à OAS/OAV.

## 5.2 Spécifications de mesures

Pour la mesure de la non-linéarité de dispositifs RF à OAS/OAV, les éléments suivants doivent être spécifiés:

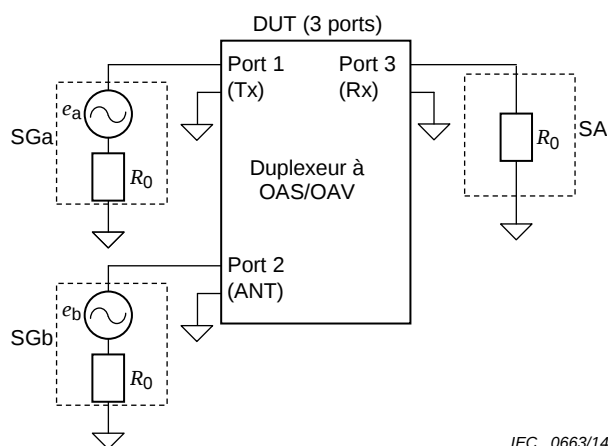
- a) Type de DUT et connecteurs
- b) Montage de base du système de mesure et connexion au DUT
- c) Impédance du circuit (généralement 50  $\Omega$ )
- d) Gamme de balayage et intervalles de fréquences des signaux appliqués, et fréquence correspondante à mesurer par le SA
- e) Intensité des signaux appliqués. Indiquer un port particulier du DUT où la puissance d'entrée ou de sortie est spécifiée

### EXEMPLE

#### Spécification pour la mesure de l'IMD2 d'un duplexeur US PCS

- a) Dispositif en essai (DUT)  
Duplexeur US PCS placé sur une carte imprimée avec des connecteurs SMA
- b) Montage de mesure  
Voir Figure 11. Il convient de noter qu'en pratique, des composants supplémentaires tels que des filtres et des atténuateurs sont ajoutés afin de satisfaire aux exigences.
  - 1) Source de signal continu connectée au port d'émission (Tx) (SGa)  
Fréquence  $f_a$ : voir Tableau 1  
Intensité  $A_a$ : +21 dBm au niveau du port ANT  
Impédance de la source: 50  $\Omega$
  - 2) Source de signal continu connectée au port d'antenne (ANT) (SGb)  
Fréquence  $f_b$ : voir Tableau 1  
Intensité  $A_b$ : -15 dBm au niveau du port ANT  
Impédance de la source: 50  $\Omega$
  - 3) Analyseur de spectre connecté au port de réception (Rx) (SA)  
Fréquence cible  $f_t$ : voir Tableau 1

Impédance de la source 50  $\Omega$



IEC 0663/14

**Figure 11 – Montage de mesure d'un IMD2 idéal pour des duplexeurs RF à OAS/OAV**

**Tableau 1 – Fréquences  $f_a$  et  $f_b$  des signaux d'entrée et fréquence cible  $f_t$**

|                                 |       |       |       |             |       |       |
|---------------------------------|-------|-------|-------|-------------|-------|-------|
| $f_a$ [MHz]                     | 1 850 | 1 855 | 1 860 | Pas: 5 MHz  | 1 905 | 1 910 |
| $f_b$ [MHz] (conv. montante)    | 80    | 80    | 80    | 80          | 80    | 80    |
| $f_b$ [MHz] (conv. descendante) | 3 780 | 3 790 | 3 800 | Pas: 10 MHz | 3 890 | 3 900 |
| $f_t$ [MHz]                     | 1 930 | 1 935 | 1 940 | Pas: 5 MHz  | 1 985 | 1 990 |

### 5.3 Procédure de mesure

#### 5.3.1 Contrôle du DUT

Mesurer l'affaiblissement d'insertion et l'affaiblissement d'écho du DUT, et contrôler que le DUT fonctionne correctement.

#### 5.3.2 Montage et contrôle

Le système de mesure doit être installé soigneusement pour obtenir une précision de mesure suffisante.

- Préparer des SG appropriés (et des PA si nécessaire), un SA et des accessoires en suivant les suggestions données au 5.1, et les installer en conséquence.
- Connecter le dispositif de référence au montage et non au DUT, et effectuer la mesure de non-linéarité décrite au 5.3.3 pour vérifier si la lecture du SA pour le dispositif de référence est au moins 25 dB (ou 31 dB) en dessous de la sortie non-linéaire attendue pour le DUT, pour obtenir une précision de mesure meilleure que  $\pm 0,5$  dB (ou  $\pm 0,25$  dB). Si ce n'est pas le cas, retourner à l'étape a).
- Si un rapport signal sur bruit plus élevé est nécessaire pour la lecture du SA, essayer de réduire la largeur de bande de résolution (RBW). Des détails sont donnés au 5.1.2.
- Connecter le DUT au montage, et ajouter l'atténuateur variable à côté d'un des atténuateurs fixes depuis le DUT. Effectuer alors la mesure de la non-linéarité décrite au 5.3.3 pour vérifier si la lecture du SA diminue conformément au niveau d'affaiblissement. Cette vérification doit être effectuée pour tous les ports du DUT. Si le résultat n'est pas satisfaisant, augmenter la valeur de l'atténuateur fixe et retourner à l'étape b) parce que la sortie du SG (ou du PA) doit être augmentée pour compenser l'augmentation de l'affaiblissement.

e) Effectuer la mesure finale.

### 5.3.3 Acquisition de données

La mesure doit être effectuée selon la procédure suivante:

- Mesurer la température ambiante.
- Mettre en marche les SG (et les PA, si nécessaire) et le SA, et attendre que la température de tous les dispositifs, y compris du DUT, devienne presque constante.
- Ajuster la sortie du SG de sorte que l'intensité du signal d'entrée devienne une valeur spécifiée à une fréquence spécifiée. Il convient de noter qu'elle est parfois définie par la puissance de sortie du DUT au lieu de la puissance d'entrée vers le DUT. La Figure 12a) représente le montage de mesure quand l'intensité est spécifiée par la puissance appliquée au port du DUT. La Figure 12b) représente le montage de mesure quand l'intensité est spécifiée par la puissance de sortie du port ANT du DUT. Ici, le montage de mesure pour des duplexeurs d'antenne RF à OAS/OAV représenté à la Figure 9 est utilisé comme exemple. Dans le cadre de cette mesure, les ports ouverts, tels que le port 3 (Rx) du DUT de la Figure 12b), doivent être raccordés à l'impédance spécifique  $R_0$ .

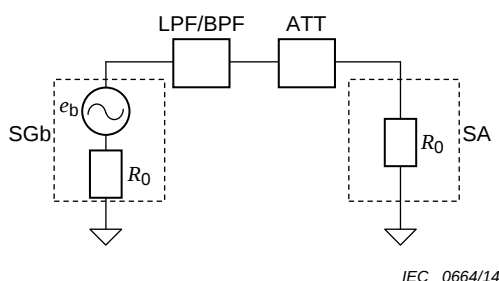


Figure 12a) – Montage avec l'intensité du signal spécifiée par la puissance d'entrée vers le port ANT du DUT

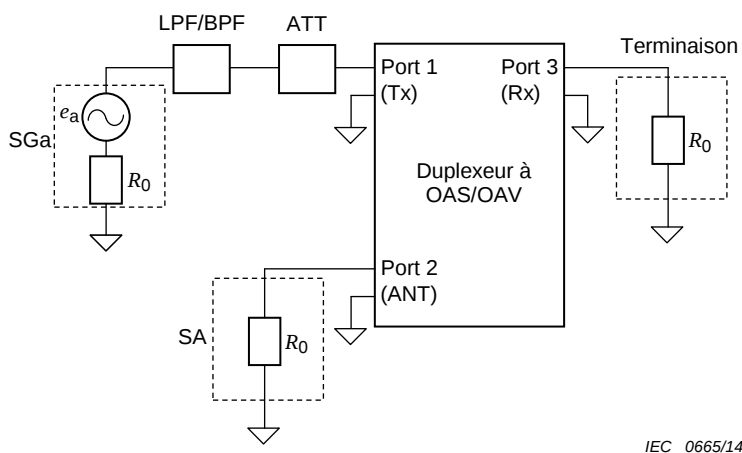


Figure 12b) – Montage avec l'intensité du signal spécifiée par la puissance de sortie provenant du port ANT du DUT

### Figure 12 – Montage pour la mesure de l'intensité de signal d'entrée

- Mesurer l'intensité du signal non-linéaire en utilisant le montage.
- Changer la fréquence de sortie du SG et répéter les étapes (b) et (c) jusqu'à la fin de la mesure pour les points des fréquences demandées.

Si la puissance du signal est stable avec le temps et reproductible pour les réglages de la fréquence, les étapes (c) à (e) peuvent être modifiées comme suit:

- c') Mesurer le réglage des SG qui donnent la puissance de signal spécifiée pour les points des fréquences demandées.
- d') Mesurer l'intensité du signal non-linéaire en utilisant le montage pour les points des fréquences demandées. La puissance du signal peut être réglée en utilisant les données de réglage déterminées à l'étape c') pour chaque point de fréquence.

#### **5.3.4 Contrôle final du DUT**

Mesurer l'affaiblissement d'insertion et l'affaiblissement d'écho du DUT, et contrôler que le DUT n'a pas été endommagé pendant la mesure.

### **5.4 Rapport**

Le rapport de mesure doit comporter les éléments suivants:

- a) Date
- b) Dispositif en essai (DUT)
- c) Montage de mesure utilisé
- d) Puissance du signal mesurée et impédance du circuit
- e) Température ambiante mesurée
- f) Caractéristiques de l'affaiblissement d'insertion et de l'affaiblissement d'écho
- g) Caractéristiques non-linéaires mesurées (sortie non-linéaire en fonction des fréquences du signal)

## Bibliographie

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

IEC/TS 61994-1:2007, *Piezoelectric and dielectric devices for frequency control and selection – Glossary - Part 1: Piezoelectric and dielectric resonators* (disponible en anglais seulement)

IEC/TS 61994-2:2011, *Dispositifs piézoélectriques, diélectriques et électrostatiques et matériaux associés pour la commande, le choix et la détection de la fréquence - Glossaire - Partie 2: Filtres piézoélectriques et diélectriques*

IEC 62047-7:2011, *Dispositifs à semiconducteurs – Dispositifs microélectromécaniques – Partie 7: Filtre et duplexeur BAW MEMS pour la commande et le choix des fréquences radioélectriques*

IEC 62575-2:2012, *Filtres radiofréquences (RF) à ondes acoustiques de volume (OAV) sous assurance de la qualité – Partie 2: Lignes directrices d'emploi*

---



INTERNATIONAL  
ELECTROTECHNICAL  
COMMISSION

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

Tel: + 41 22 919 02 11  
Fax: + 41 22 919 03 00  
[info@iec.ch](mailto:info@iec.ch)  
[www.iec.ch](http://www.iec.ch)