

INTERNATIONAL STANDARD

NORME INTERNATIONALE



INTERNATIONAL SPECIAL COMMITTEE ON RADIO INTERFERENCE
COMITÉ INTERNATIONAL SPÉCIAL DES PERTURBATIONS RADIOÉLECTRIQUES

BASIC EMC PUBLICATION
PUBLICATION FONDAMENTALE EN CEM

Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods –

Part 1-1: Radio disturbance and immunity measuring apparatus – Measuring apparatus

Spécifications des méthodes et des appareils de mesure des perturbations radioélectriques et de l'immunité aux perturbations radioélectriques –

Partie 1-1: Appareils de mesure des perturbations radioélectriques et de l'immunité aux perturbations radioélectriques – Appareils de mesure



THIS PUBLICATION IS COPYRIGHT PROTECTED

Copyright © 2019 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
info@iec.ch
www.iec.ch

About the IEC

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

About IEC publications

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

IEC publications search - webstore.iec.ch/advsearchform

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 It also gives information on projects, replaced and withdrawn publications.

IEC Just Published - webstore.iec.ch/justpublished

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

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

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

Electropedia - www.electropedia.org

The world's leading online dictionary on electrotechnology, containing more than 22 000 terminological entries in English and French, with equivalent terms in 16 additional languages. Also known as the International Electrotechnical Vocabulary (IEV) online.

IEC Glossary - std.iec.ch/glossary

67 000 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.

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.

Recherche de publications IEC -

webstore.iec.ch/advsearchform

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

IEC Just Published - webstore.iec.ch/justpublished

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

Service Clients - webstore.iec.ch/csc

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

Electropedia - www.electropedia.org

Le premier dictionnaire d'électrotechnologie en ligne au monde, avec plus de 22 000 articles terminologiques en anglais et en français, ainsi que les termes équivalents dans 16 langues additionnelles. Egalement appelé Vocabulaire Electrotechnique International (IEV) en ligne.

Glossaire IEC - std.iec.ch/glossary

67 000 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.

INTERNATIONAL STANDARD

NORME INTERNATIONALE



INTERNATIONAL SPECIAL COMMITTEE ON RADIO INTERFERENCE
COMITÉ INTERNATIONAL SPÉCIAL DES PERTURBATIONS RADIOÉLECTRIQUES

BASIC EMC PUBLICATION
PUBLICATION FONDAMENTALE EN CEM

Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods –

Part 1-1: Radio disturbance and immunity measuring apparatus – Measuring apparatus

Spécifications des méthodes et des appareils de mesure des perturbations radioélectriques et de l'immunité aux perturbations radioélectriques –

Partie 1-1: Appareils de mesure des perturbations radioélectriques et de l'immunité aux perturbations radioélectriques – Appareils de mesure

INTERNATIONAL
ELECTROTECHNICAL
COMMISSION

COMMISSION
ELECTROTECHNIQUE
INTERNATIONALE

ICS 33.100.10

ISBN 978-2-8322-6918-3

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.....	7
INTRODUCTION.....	10
1 Scope.....	11
2 Normative references	11
3 Terms and definitions	12
4 Fundamental characteristics of a measuring receiver.....	16
4.1 General.....	16
4.2 Input impedance	17
4.3 Sine-wave voltage-tolerance	17
4.4 Overall pass-band selectivity	17
4.5 Bandwidth.....	19
4.6 Frequency tuning-tolerance.....	20
4.7 Intermediate frequency rejection ratio	20
4.8 Image frequency rejection ratio	20
4.9 Other spurious responses	20
4.10 Limitation of intermodulation effects.....	21
4.11 Limitations of receiver noise and internally-generated spurious signals.....	22
4.11.1 Random noise	22
4.11.2 Continuous wave	22
4.12 Limitation of radio-frequency emissions from the measuring receiver.....	22
4.12.1 Conducted emissions.....	22
4.12.2 Radiated emissions	22
4.13 Facilities for connection to a discontinuous disturbance analyzer	23
5 Quasi-peak measuring receivers for the frequency range 9 kHz to 1 000 MHz	23
5.1 General.....	23
5.2 Response to pulses.....	23
5.2.1 Amplitude relationship (absolute calibration).....	23
5.2.2 Variation with repetition frequency (relative calibration).....	23
6 Measuring receivers with peak detector for the frequency range 9 kHz to 18 GHz	27
6.1 General.....	27
6.2 Charge and discharge time constants ratio	27
6.3 Overload factor	28
6.4 Response to pulses	28
7 Measuring receivers with average detector for the frequency range 9 kHz to 18 GHz	28
7.1 General.....	28
7.2 Overload factor	29
7.3 Response to pulses	29
7.3.1 Amplitude relationship	29
7.3.2 Variation with repetition frequency.....	30
7.3.3 Response to intermittent, unsteady and drifting narrowband disturbances	30
8 Measuring receivers with RMS-average detector for the frequency range 9 kHz to 18 GHz	32
8.1 General.....	32
8.2 Overload factor	32

8.3	Response to pulses	32
8.3.1	Construction details	32
8.3.2	Amplitude relationship	33
8.3.3	Variation with repetition frequency	33
8.3.4	Response to intermittent, unsteady and drifting narrowband disturbances	34
9	Measuring receivers for the frequency range 1 GHz to 18 GHz with amplitude probability distribution (APD) measuring function	34
10	Discontinuous disturbance analyzers	35
10.1	General	35
10.2	Fundamental characteristics	36
10.3	Test method for the validation of the performance check for the click analyzer	43
10.3.1	Basic requirements	43
10.3.2	Additional requirements	44
Annex A (normative)	Determination of response to repeated pulses of quasi-peak and RMS-average measuring receivers (see 3.6, 5.2.2, 8.2 and 8.3)	45
A.1	General	45
A.2	Response of the pre-detector stages	45
A.3	Response of the quasi-peak detector to the output of preceding stages	47
A.3.1	General	47
A.3.2	Response of the indicating instrument to the signal from the detector	48
A.4	Response of the RMS detector to the output voltage of preceding stages	49
A.4.1	Output voltage and amplitude relationship	49
A.4.2	Calculation of overload factor	50
A.5	Relationship between the indication of the RMS meter and the quasi-peak meter	50
Annex B (normative)	Determination of pulse generator spectrum (See 5.2, 6.4, 7.2, 8.3)	52
B.1	Pulse generator	52
B.1.1	General	52
B.1.2	The spectrum of the generated pulses	52
B.2	General method of measurement	52
Annex C (normative)	Accurate measurements of the output of nanosecond pulse generators (see 5.2, 6.4, 7.2, 8.3)	54
C.1	Measurement of impulse area (A_{imp})	54
C.1.1	General	54
C.1.2	Area method	54
C.1.3	Standard transmission line method	54
C.1.4	Harmonic measurement	55
C.1.5	Energy method	55
C.2	Pulse generator spectrum	55
Annex D (normative)	Influence of the quasi-peak measuring receiver characteristics on its pulse response (see 5.2.2)	56
Annex E (normative)	Response of average and peak measuring receivers (see 4.5)	57
E.1	Response of pre-detector stages	57
E.2	Overload factor	57
E.3	Relationship between the indication of an average and a quasi-peak measuring receiver	58
E.4	Peak measuring receivers	59

E.5	Relationship between indication of a peak and a quasi-peak measuring receiver	59
E.6	Test of measuring receiver response above 1 GHz to pulses	60
E.7	Measurement of the impulse bandwidth of a measuring receiver	62
E.7.1	General	62
E.7.2	Method 1: Measurement by comparison of the responses of B_{imp} to two pulses with identical amplitude and width with low and high pulse repetition frequencies (PRF)	62
E.7.3	Method 2: Measurement by comparison of the response of B_{imp} to an impulsive signal with the response of a narrow bandwidth to the same signal	64
E.7.4	Method 3: Integration of the normalized linear selectivity function	64
Annex F (normative)	Performance check of the exceptions from the definitions of a click according to 5.4.3 of CISPR 14-1:2016	66
Annex G (informative)	Rationale for the specifications of the APD measuring function	73
Annex H (informative)	Characteristics of a quasi-peak measuring receiver	76
Annex I (informative)	Example of EMI receiver and swept spectrum analyzer architecture	77
Annex J (normative)	Requirements when using an external preamplifier with a measuring receiver	79
J.1	General	79
J.2	Considerations for optimum emission measurement system design	79
J.3	Linearity specifications and precautions in measurement	82
J.4	Detecting the overload of an external preamplifier in a wideband FFT-based measuring system	89
Annex K (normative)	Calibration requirements for measuring receivers	90
K.1	General	90
K.2	Calibration and verification	90
K.3	Calibration and verification specifics	90
K.4	Measuring receiver specifics	91
K.4.1	General	91
K.4.2	Demonstration of compliance with CISPR 16-1-1	92
K.5	Partial calibration of measuring receivers	92
K.6	Determination of compliance of a measuring receiver with applicable specifications	93
Annex L (normative)	Verification of the RF pulse amplitude (See 7.3.1, 8.3.2)	94
Bibliography		95
Figure 1	– Limits of overall selectivity – Pass-band (Band A)	18
Figure 2	– Limits of overall selectivity – Pass-band (Band B)	18
Figure 3	– Limits of overall selectivity – Pass-band (Bands C and D)	19
Figure 4	– Limits for the overall selectivity – Pass-band (Band E)	19
Figure 5	– Arrangement for testing intermodulation effects	22
Figure 6	– Pulse response curve (Band A)	24
Figure 7	– Pulse response curve (Band B)	25
Figure 8	– Pulse response curve (Bands C and D)	25
Figure 9	– Theoretical pulse response curve of quasi-peak detector receivers and average detector receiver	26
Figure 10	– Block diagram of an average detector	31

Figure 11 – Screenshot showing the response of the meter-simulating network to an intermittent narrowband signal	31
Figure 12 – Example of a disturbance analyzer	38
Figure 13 – Graphical presentation of test signals used in the test of the analyzer for the performance checks against the definition of a click according to Table 14	39
Figure E.1 – Correction factor for estimating the ratio B_{imp}/B_6 for other tuned circuits	58
Figure E.2 – Pulse rectification coefficient P	60
Figure E.3 – Example (spectrum screenshot) of a pulse-modulated signal with a pulse width of 200 ns	61
Figure E.4 – Pulse-modulated RF signal applied to a measuring receiver	63
Figure E.5 – Filtering with a B_{imp} much smaller than the PRF	63
Figure E.6 – Filtering with a B_{imp} much wider than the PRF	63
Figure E.7 – Calculation of the impulse bandwidth	64
Figure E.8 – Example of a normalized linear selectivity function	65
Figure F.1 – Graphical presentation of the test signals used for the performance checks of the analyzer with the additional requirements according to Table F.1	72
Figure G.1 – Block diagram of APD measurement circuit without A/D converter	74
Figure G.2 – Block diagram of APD measurement circuit with A/D converter	74
Figure G.3 – Example of display of APD measurement results versus equipment-under-test (EUT) state	75
Figure I.1 – Example of block diagram of an EMI receiver consisting of a swept spectrum analyzer with added preselector, preamplifier and quasi-peak/average detector	77
Figure J.1 – Receiver with preamplifier	81
Figure J.2 – Example of the transfer function of an amplifier	83
Figure J.3 – Response of the amplifier of Figure J.2 for a sinusoidal signal	83
Figure J.4 – Response of the amplifier of Figure J.2 for an impulse	83
Figure J.5 – Deviation from linear gain for an unmodulated sine-wave (example)	84
Figure J.6 – Deviation from linear gain for a broadband impulsive signal as measured with the quasi-peak detector (example)	85
Figure J.7 – Screenshot of a band-stop filter test for a preamplifier at around 818 MHz	86
Figure J.8 – Band-stop filter test result with the measuring receiver at 818 MHz	86
Figure J.9 – Band-stop filter test results for the same 10 dB preamplifier but a different receiver with preselection (black) and without preselection (blue)	87
Figure J.10 – Band-stop filter test results for the same 10 dB preamplifier but with the receiver of Figure J.9 with preselection (black) and without preselection (green)	87
Figure J.11 – Weighting functions of the various CISPR detectors with a noise curve to illustrate the remaining operating ranges for broadband impulsive signals (example)	88
Figure K.1 – Compliance determination process with application of measurement uncertainty	93
Table 1 – VSWR requirements for receiver input impedance	17
Table 2 – Combined selectivity of CISPR measuring receiver and high-pass filter	17
Table 3 – Bandwidth requirements for measuring receivers	20
Table 4 – Bandwidth characteristics for intermodulation test of quasi-peak measuring receivers	21
Table 5 – Test pulse characteristics for quasi-peak measuring receivers	23

Table 6 – Pulse response of quasi-peak measuring receivers	27
Table 7 – Relative pulse response of peak and quasi-peak measuring receivers for the same bandwidth (frequency range 9 kHz to 1 000 MHz).....	28
Table 8 – Specification of pulse-modulated carrier (e.m.f.).....	30
Table 9 – Maximum reading of average measuring receivers for a pulse-modulated sine-wave input in comparison with the response to a continuous sine-wave having the same amplitude.....	31
Table 10 – Minimum pulse repetition rate without overload	32
Table 11 – Specification of pulse-modulated carrier (e.m.f.) for testing RMS-average detectors	33
Table 12 – Pulse response of the RMS-average measuring receiver.....	34
Table 13 – Maximum reading of RMS-average measuring receivers for a pulse-modulated sine-wave input in comparison with the response to a continuous sine-wave having the same amplitude	34
Table 14 – Disturbance analyzer performance test – Test signals used for the check against the definition of a click.....	40
Table E.1 – B_{imp} and A_{imp} values for a peak measuring receiver	60
Table E.2 – Carrier level for pulse-modulated signal of 1,4 nVs	61
Table F.1 – Disturbance analyzer test signals.....	67
Table H.1 – Characteristics of quasi-peak measuring receivers	76
Table J.1 – Examples of preamplifier and measuring receiver data and resulting system noise figures	82
Table K.1 – Verification parameter summary.....	92

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of CISPR 16-1-1:2019

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION
INTERNATIONAL SPECIAL COMMITTEE ON RADIO INTERFERENCE

**SPECIFICATION FOR RADIO DISTURBANCE AND IMMUNITY
MEASURING APPARATUS AND METHODS –**

**Part 1-1: Radio disturbance and immunity measuring apparatus –
Measuring apparatus**

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 CISPR 16-1-1 has been prepared by CISPR subcommittee A: Radio-interference measurements and statistical methods.

This fifth edition cancels and replaces the fourth edition published in 2015. This edition constitutes a technical revision.

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

- a) Reorganization of the document structure to remove common elements of receiver performance from Clauses 4, 5, 6, and 7 and create a new clause that applies across all of these clauses. Key common parameters include:

- 1) Input impedance
 - 2) CW amplitude accuracy
 - 3) Limitations of intermodulation effects
 - 4) Limitation of receiver noise and internally generated spurious signals
- b) Rewording of Subclause B.1.1 for the purpose of correcting existing errors
 - c) Amendments to Subclause 7.5.2 to modify the definition of the test signal to be used for calibrating and verifying the required RMS-average detector response to pulses of the receiver. This section will include a note requiring that the amplitude of the pulsed signal be verified prior to the calibration, and will include several verification methods.
 - d) Amendments to Subclause 6.5.2 to modify the definition of the test signal to be used for calibrating and verifying the required average detector response to pulses. The purpose of this proposed change is the alignment of the test signal type with that of the newly proposed signal used to verify the RMS-average detector, allowing the use of a pulsed RF signal. This section will include a note requiring that the amplitude of the pulsed signal be verified prior to the calibration and will include several verification methods.
 - e) Implementation and use of Gaussian filters
 - f) Amendments to Clause 9 on discontinuous disturbance analyzers (DDAs) to allow the use of measuring receivers with built-in DDAs, to clarify which signal is used for click time parameter determination and to allow the use of FFT-based measuring instruments with internal DDAs.
 - g) Amendments to Subclauses 4.2, 5.2, 6.2 and 7.2 to remove the mention of a symmetric input for measuring receivers.
 - h) Deletion of Subclause 4.8.1 "Screening Effectiveness".
 - i) add a frequency accuracy specification to the proposed reorganized clause mentioned in a) above.
 - j) Amend Subclause 6.5.3 to adjust the allowable tolerance for the variation with repetition frequency for the linear average detector.
 - k) Add interpretation information to Clause K.4 based on CISPR-A-1188-INF.
 - l) Indicate that the 31,6 Hz pulse repetition frequency for the RMS-Average test requirement for Bands C and D in Table 15 is optional. For the RMS-Average overload requirement in Table 13, change the minimum pulse repetition frequency to 100 Hz and the associated Peak to RMS-Average ratio to 30,6 dB.
 - m) Improve the phrasing used for the tolerance statements in Subclauses 4.4.1, 5.5, 6.5.2, 6.5.3, 6.5.4 and 7.5.2.
 - n) Remove a note from Clause E1.
 - o) Add a reference for FFT-based discontinuous disturbance analyzers

It has the status of a basic EMC publication in accordance with IEC Guide 107, *Electromagnetic compatibility – Guide to the drafting of electromagnetic compatibility publications*.

The text of this International Standard is based on the following documents:

FDIS	Report on voting
CIS/A/1290/FDIS	CIS/A/1295/RVD

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

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

A list of all parts in the CISPR 16 series, published under the general title *Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods*, can be found on the IEC website.

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

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of CISPR 16-1-1:2019

INTRODUCTION

The CISPR 16 series, published under the general title *Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods*, is comprised of the following sets of documents:

- CISPR 16-1 – six parts covering measurement instrumentation specifications;
- CISPR 16-2 – five parts covering methods of measurement;
- CISPR TR 16-3 – a single publication containing various technical reports (TRs) with further information and background on CISPR and radio disturbances in general;
- CISPR 16-4 – five parts covering uncertainties, statistics and limit modelling.

CISPR 16-1 consists of the following parts, under the general title *Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods – Radio disturbance and immunity measuring apparatus*:

- Part 1-1: Measuring apparatus
- Part 1-2: Coupling devices for conducted disturbance measurements
- Part 1-3: Ancillary equipment – Disturbance power
- Part 1-4: Antennas and test sites for radiated disturbance measurements
- Part 1-5: Antenna calibration sites and reference test sites for 5 MHz to 18 GHz
- Part 1-6: EMC antenna calibration

The International Electrotechnical Commission (IEC) draws attention to the fact that it is claimed that compliance with this document may involve the use of a patent concerning the measuring receiver with RMS-average detector (patent no DE 10126830) given in Clause 7.

IEC takes no position concerning the evidence, validity and scope of this patent right.

The holder of this patent right has assured the IEC that he/she is willing to negotiate licences either free of charge or under reasonable and non-discriminatory terms and conditions with applicants throughout the world. In this respect, the statement of the holder of this patent right is registered with IEC. Information may be obtained from:

Rohde & Schwarz GmbH & Co. KG
Muehldorfstrasse 15
81671 Muenchen
Germany

Attention is drawn to the possibility that some of the elements of this document may be the subject of patent rights other than those identified above. IEC shall not be held responsible for identifying any or all such patent rights.

ISO (www.iso.org/patents) and IEC (<http://patents.iec.ch>) maintain on-line data bases of patents relevant to their standards. Users are encouraged to consult the data bases for the most up to date information concerning patents.

SPECIFICATION FOR RADIO DISTURBANCE AND IMMUNITY MEASURING APPARATUS AND METHODS –

Part 1-1: Radio disturbance and immunity measuring apparatus – Measuring apparatus

1 Scope

This part of CISPR 16 specifies the characteristics and performance of equipment for the measurement of radio disturbance in the frequency range 9 kHz to 18 GHz. In addition, requirements are provided for specialized equipment for discontinuous disturbance measurements.

NOTE In accordance with IEC Guide 107, CISPR 16-1-1 is a basic electromagnetic compatibility (EMC) standard for use by product committees of the IEC. As stated in Guide 107, product committees are responsible for determining the applicability of a basic EMC standard. CISPR and its subcommittee are prepared to co-operate with product committees in the evaluation of the value of particular EMC tests for specific products.

The specifications in this document apply to electromagnetic interference (EMI) receivers and spectrum analyzers. The term “measuring receiver” used in this document refers to both EMI receivers and spectrum analyzers (see also 3.7). The calibration requirements for measuring receivers are detailed in Annex J.

Further guidance on the use of spectrum analyzers can be found in Annex B of any one of the following documents: CISPR 16-2-1:2014, CISPR 16-2-2:2010, or CISPR 16-2-3:2016.

2 Normative references

The following documents are referred to in the text in such a way that some or all of their content constitutes requirements of this document. For dated references, only the edition cited applies. For undated references, the latest edition of the referenced document (including any amendments) applies.

CISPR 11:2015, *Industrial, scientific and medical equipment - Radio-frequency disturbance characteristics - Limits and methods of measurement*

CISPR 11:2015/AMD1:2016

CISPR 11:2015/AMD2:2019

CISPR 14-1:2016, *Electromagnetic compatibility - Requirements for household appliances, electric tools and similar apparatus - Part 1: Emission*

CISPR 16-2-1:2014, *Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods - Part 2-1: Methods of measurement of disturbances and immunity - Conducted disturbance measurements*

CISPR 16-2-1:2014/AMD1:2017

CISPR 16-2-2:2010, *Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods - Part 2-2: Methods of measurement of disturbances and immunity - Measurement of disturbance power*

CISPR 16-2-3:2016, *Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods - Part 2-3: Methods of measurement of disturbances and immunity - Radiated disturbance measurements*

CISPR TR 16-3:2010, *Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods - Part 3: CISPR technical reports*
 CISPR TR 16-3:2010/AMD1:2012
 CISPR TR 16-3:2010/AMD2:2015

IEC 60050-161:1990, *International Electrotechnical Vocabulary (IEV) – Part 161: Electromagnetic compatibility* (available at www.electropedia.org)

3 Terms and definitions

For the purposes of this document, the terms and definitions given in IEC 60050-161 and the following apply.

ISO and IEC maintain terminological databases for use in standardization at the following addresses:

- IEC Electropedia: available at <http://www.electropedia.org/>
- ISO Online browsing platform: available at <http://www.iso.org/obp>

3.1 bandwidth

B_x
width of the overall selectivity curve of the receiver between two points at a stated attenuation, below the mid-band response

Note 1 to entry: x is the stated attenuation in dB.

3.2 CISPR indication range

range specified by the manufacturer which gives the maximum and the minimum meter indications within which the measuring receiver meets the requirements of this part of CISPR 16

3.3 electrical charge time constant

T_C
time needed after the instantaneous application of a constant sine-wave voltage to the stage immediately preceding the input of the detector for the output voltage of the detector to reach 63 % of its final value

Note 1 to entry: This time constant is determined as follows: a sine-wave signal of constant amplitude and having a frequency equal to the mid-band frequency of the IF amplifier is applied to the input of the stage immediately preceding the detector. The indication, K_D , of an instrument having no inertia (e.g. an oscilloscope) connected to a terminal in the DC amplifier circuit so as not to affect the behavior of the detector, is noted. The level of the signal is chosen so that the response of the stages concerned remains within the linear operating range. A sine-wave signal of this level, applied for a limited time only and having a wave train of rectangular envelope is gated so that the deflection registered is $0,63 K_D$. The duration of this signal is equal to the charge time of the detector.

3.4 electrical discharge time constant

T_D
time needed after the instantaneous removal of a constant sine-wave voltage applied to the stage immediately preceding the input of the detector for the output of the detector to fall to 37 % of its initial value

Note 1 to entry: The method of measurement is analogous to that for the charge time constant, but instead of a signal being applied for a limited time, the signal is interrupted for a definite time. The time taken for the deflection to fall to $0,37 K_D$ is the discharge time constant of the detector (K_D is the indication of an instrument having no inertia (e.g. an oscilloscope) connected to a terminal in the DC amplifier circuit so as not to affect the behavior of the detector).

3.5 impulse area

A_{imp}
voltage-time area of a pulse defined by the integral:

$$A_{\text{imp}} = \int_{-\infty}^{+\infty} V(t) dt \quad (1)$$

Note 1 to entry: The impulse area, sometimes referred to as impulse strength, is typically expressed in μVs or $\text{dB}(\mu\text{Vs})$.

Note 2 to entry: Spectral density (D) is related to the impulse area and expressed in $\mu\text{V}/\text{MHz}$ or $\text{dB}(\mu\text{V}/\text{MHz})$. For rectangular impulses of pulse duration T at frequencies $f \ll 1/T$, the relationship $D (\mu\text{V}/\text{MHz}) = \sqrt{2} \times 10^6 A_{\text{imp}} (\mu\text{Vs})$ applies.

3.6 impulse bandwidth

B_{imp}

$$B_{\text{imp}} = \frac{A(t)_{\text{max}}}{2G_0 \times A_{\text{imp}}} \quad (2)$$

where

$A(t)_{\text{max}}$ is the peak of the envelope at the IF output of the receiver with an impulse area A_{imp} applied at the receiver input;

G_0 is the gain of the circuit at the centre frequency;

A_{imp} is the impulse area.

Note 1 to entry: Specifically, for two critically-coupled tuned transformers,

$$B_{\text{imp}} = 1,05 \times B_6 = 1,31 \times B_3 \quad (3)$$

where B_6 and B_3 are the bandwidths at the -6 dB and -3 dB points, respectively.

For the Gaussian filter type, the relationship is [12],¹

$$B_{\text{imp}} = 1,065 \times B_6 = 1,506 \times B_3 \quad (4)$$

Note 2 to entry: See Clause A.2 for further information.

3.7 measuring receiver

instrument such as a tunable voltmeter, an EMI receiver, a spectrum analyzer or a Fast Fourier Transform (FFT)-based measuring instrument, with or without preselection, which meets the relevant parts of this standard

¹ Numbers in square brackets refer to the Bibliography.

Note 1 to entry: See Annex I for further information.

3.8 mechanical time constant

T_M
<critically damped indicating instrument>

$$T_M = \frac{T_L}{2\pi} \quad (5)$$

where T_L is the period of free oscillation of the instrument with all damping removed.

Note 1 to entry: For a critically damped instrument, the formula of motion of the system can be written as:

$$T_M^2 \left(\frac{d^2 \alpha}{dt^2} \right) + 2T_M \frac{d\alpha}{dt} + \alpha = ki \quad (6)$$

where

α is the deflection;

i is the current through the instrument; and

k is a constant.

It can be deduced from this relation that this time constant is also equal to the duration of a rectangular pulse (of constant amplitude) that produces a deflection equal to 35 % of the steady deflection produced by a continuous current having the same amplitude as that of the rectangular pulse.

Note 2 to entry: The methods of measurement and adjustment are deduced from one of the following:

- the period of free oscillation having been adjusted to $2\pi T_M$, damping is added so that $\alpha T = 0,35\alpha_{\max}$;
- when the period of oscillation cannot be measured, the damping is adjusted to be just below critical such that the overswing is not greater than 5 % and the moment of inertia of the movement is such that $\alpha T = 0,35\alpha_{\max}$.

3.9 overload factor

ratio of the level that corresponds to the range of practical linear function of a circuit (or a group of circuits) to the level that corresponds to full-scale deflection of the indicating instrument

Note 1 to entry: The maximum level at which the steady-state response of a circuit (or group of circuits) does not depart by more than 1 dB from ideal linearity defines the range of practical linear function of the circuit (or group of circuits).

3.10 weighting

<impulsive disturbance> pulse-repetition-frequency (PRF) dependent conversion (mostly reduction) of a peak-detected impulse voltage level to an indication that corresponds to the interference effect on radio reception

Note 1 to entry: For an analogue receiver, the psychophysical annoyance of the interference is a subjective quantity (audible or visual, usually not a certain number of misunderstandings of a spoken text).

Note 2 to entry: For a digital receiver, the interference effect is an objective quantity that may be defined by the critical bit error ratio (BER) or bit error probability (BEP) for which perfect error correction can still occur, or by another, objective and reproducible parameter.

Note 3 to entry: This note applies to the French language only.

3.10.1**weighted disturbance measurement**

measurement of disturbance using a weighting detector

3.10.2**weighting characteristic**

peak voltage level as a function of PRF for a constant effect on a specific radio communication system, i.e. the disturbance is weighted by the radio communication system itself

3.10.3**weighting detector**

detector which provides an agreed weighting function

3.10.4**weighting factor**

value of the weighting function relative to a reference PRF or relative to the peak value

Note 1 to entry: The weighting factor is expressed in dB.

3.10.5**weighting function****weighting curve**

relationship between the input peak voltage level and the PRF for constant level indication of a measuring receiver with a weighting detector, i.e. the curve of response of a measuring receiver to repeated pulses

3.11**measurement time**

T_m

effective, coherent time for a measurement result at a single frequency (in some areas also called dwell time)

- for the peak detector, the effective time to detect the maximum of the signal envelope
- for the quasi-peak detector, the effective time to measure the maximum of the weighted envelope
- for the average detector, the effective time to average the signal envelope
- for the RMS-average detector, the effective time to determine the maximum of the weighted signal envelope

3.12**calibration**

operation that, under specified conditions, in a first step, establishes a relation between the quantity values with measurement uncertainties provided by measurement standards and corresponding indications with associated measurement uncertainties and, in a second step, uses this information to establish a relation for obtaining a measurement result from an indication

Note 1 to entry: A calibration may be expressed by a statement, calibration function, calibration diagram, calibration curve, or calibration table. In some cases, it may consist of an additive or multiplicative correction of the indication with associated measurement uncertainty.

Note 2 to entry: Calibration should not be confused with adjustment of a measuring system, often mistakenly called "self-calibration," nor with verification of calibration.

Note 3 to entry: Often, the first step alone in the preceding definition is perceived as being calibration.

[SOURCE: ISO/IEC Guide 99:2007, 2.39] [5]

3.13

verification

provision of objective evidence that a given item fulfils specified requirements

EXAMPLE Checking whether the functions of a measuring instrument or auxiliary equipment, such as a common mode absorption device (CMAD; see CISPR 16-1-4), meet stated specifications, such as those given in a data sheet.

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

[SOURCE: ISO/IEC Guide 99:2007, 2.44, modified – addition of an example and of Note 1] [5]

3.14

adjustment of a measuring system

set of operations carried out on a measuring system so that it provides prescribed indications corresponding to given values of a quantity to be measured

Note 1 to entry: Types of adjustment of a measuring system include zero adjustment of a measuring system, offset adjustment, and span adjustment (sometimes called gain adjustment).

Note 2 to entry: Adjustment of a measuring system should not be confused with calibration, which is a prerequisite for adjustment.

Note 3 to entry: After an adjustment of a measuring system, the measuring system shall usually be recalibrated.

[SOURCE: ISO/IEC Guide 99:2007, 3.11] [5]

3.15

correction

compensation for an estimated systematic effect

Note 1 to entry: See ISO/IEC Guide 98-3:2008, 3.2.3 [4] for an explanation of 'systematic effect'.

Note 2 to entry: The compensation can take different forms, such as an addend or a factor, or can be deduced from a table.

[SOURCE: ISO/IEC Guide 99:2007, 2.53] [5]

3.16

metrological traceability

property of a measurement result whereby the result can be related to a reference through a documented unbroken chain of calibrations, each contributing to the measurement uncertainty

[SOURCE: ISO/IEC Guide 99:2007, 2.41] [5]

4 Fundamental characteristics of a measuring receiver

4.1 General

Spectrum analyzers and FFT-based measuring instruments that meet the requirements of Clause 4 and Clauses 5, 6, 7, 8 and 10 for the relevant detector or discontinuous disturbance analyzer (DDA) may be used for compliance measurements. For emission measurements, FFT-based measuring instruments shall sample and evaluate the signal continuously during the measurement time.

This standard utilizes a "black-box" approach to determining equipment compliance to the standard. Equipment shall be determined to be compliant with CISPR 16-1-1 based only on meeting the stated performance requirements of this document. Equipment compliance to CISPR 16-1-1 shall not be based on circuit topology or design (e.g. analog or digital), unless specifically stated in this document.

4.2 Input impedance

The input port of a measuring receiver shall be unbalanced. For receiver control settings within the CISPR indication range, the nominal input impedance shall be 50 Ω with a voltage standing wave ratio (VSWR) not to exceed the values in Table 1.

Table 1 – VSWR requirements for receiver input impedance

Frequency range	Attenuation dB	VSWR
9 kHz to 1 GHz	0	2,0 to 1
9 kHz to 1 GHz	≥ 10	1,2 to 1
1 GHz to 18 GHz	0	3,0 to 1
1 GHz to 18 GHz	≥ 10	2,0 to 1

4.3 Sine-wave voltage tolerance

The tolerance of sine-wave voltage measurement shall be better than ± 2 dB ($\pm 2,5$ dB above 1 GHz) when the instrument measures a sine-wave signal using a 50 Ω resistive source impedance.

4.4 Overall pass-band selectivity

The curve representing the overall selectivity of the measuring receiver shall lie within the limits shown in Figures 1, 2, 3, and 4.

Selectivity shall be described by the variation with frequency of the amplitude of the input sine-wave voltage that produces a constant indication on the measuring receiver.

For the measurement of equipment that requires higher selectivity at the transition between 130 kHz and 150 kHz (e.g. mains signaling equipment as defined in EN 50065-1 [10]), a high-pass filter may be added in front of the measuring receiver to achieve the combined selectivity of the CISPR measuring receiver and high-pass filter as shown in Table 2. The measuring receiver in conjunction with the high-pass filter shall meet the requirements of this document.

Table 2 – Combined selectivity of CISPR measuring receiver and high-pass filter

Frequency kHz	Relative attenuation dB
150	≤ 1
146	≤ 6
145	≥ 6
140	≥ 34
130	≥ 81

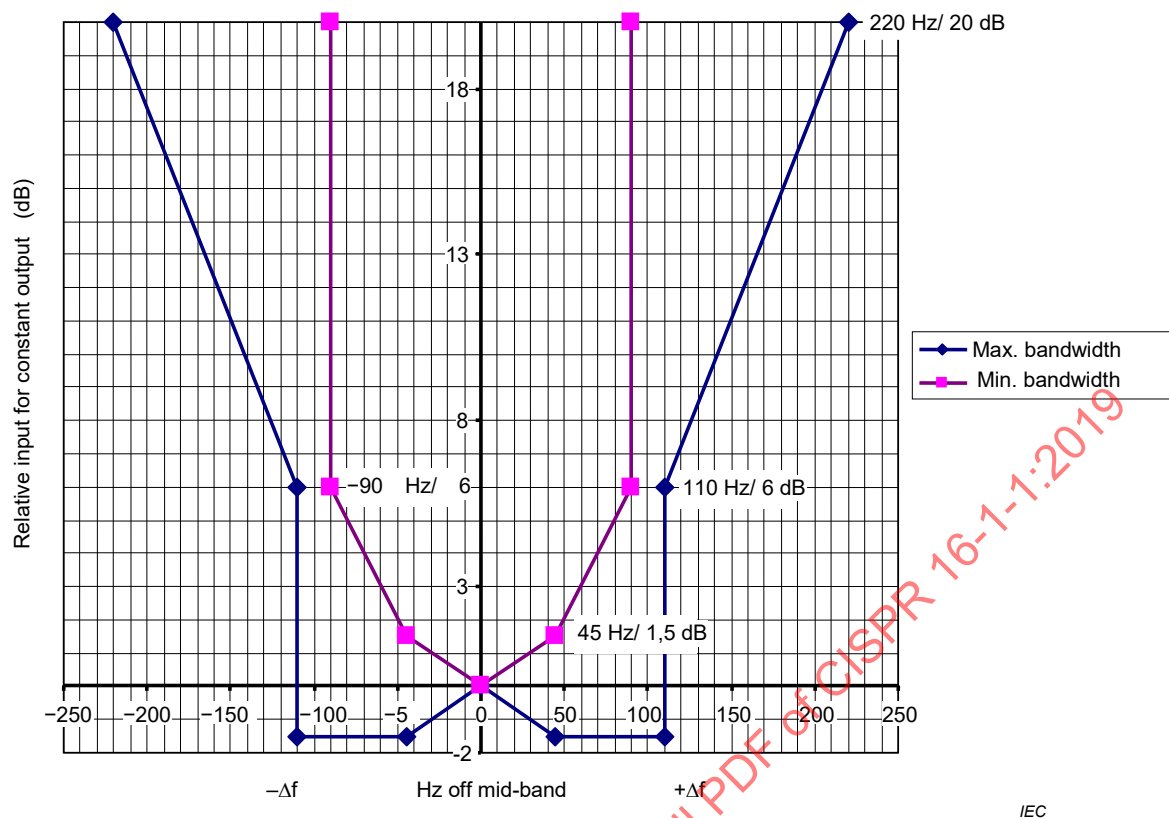


Figure 1 – Limits of overall selectivity – Pass-band (Band A)

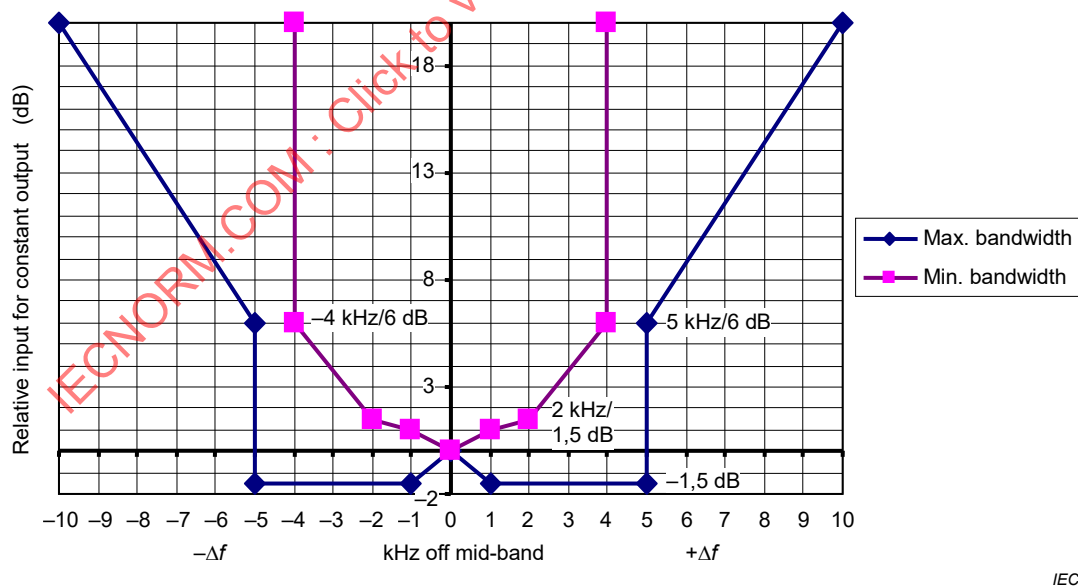
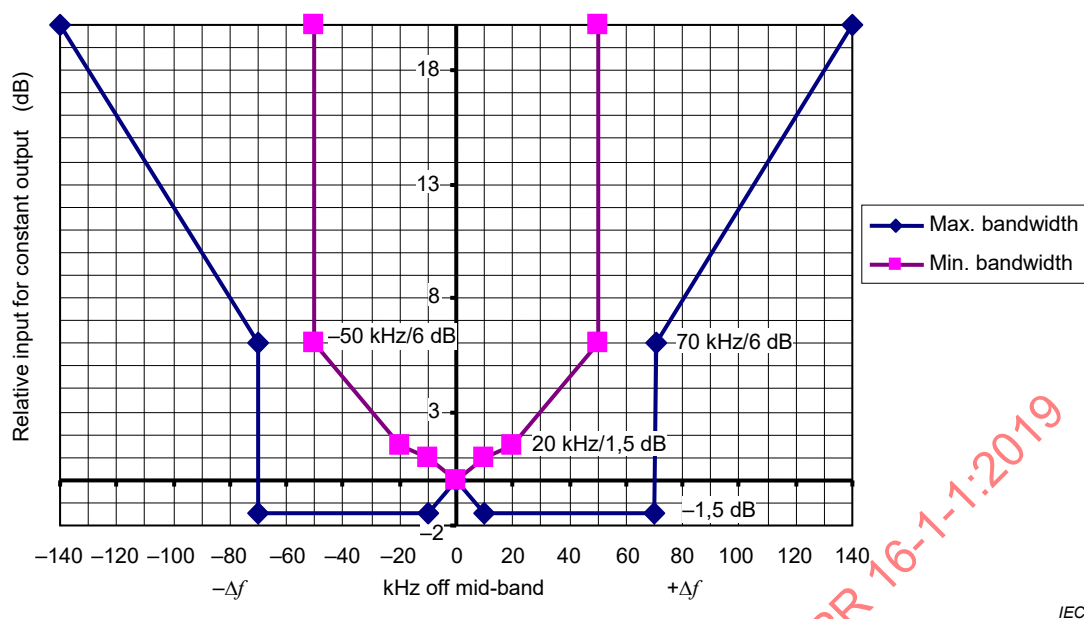
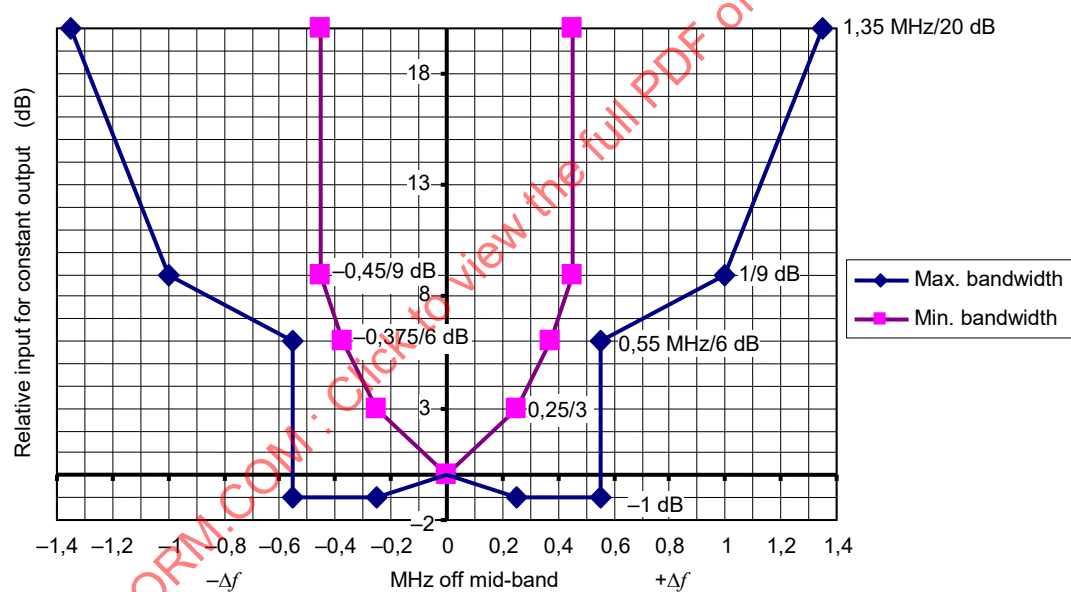


Figure 2 – Limits of overall selectivity – Pass-band (Band B)



IEC

Figure 3 – Limits of overall selectivity – Pass-band (Bands C and D)



IEC

NOTE 1 The limits for the impulse bandwidth cannot be shown in the diagram, as the related filter attenuation depends on the type of the filter. Bounds for the 6 dB and the 9 dB bandwidths have been given for orientation.

NOTE 2 The limits for the overall selectivity have been derived from equipment being in use at the time of introduction of the selectivity requirement.

Figure 4 – Limits for the overall selectivity – Pass-band (Band E)

4.5 Bandwidth

For measuring receivers with peak and average detectors for all types of broadband disturbance, the actual value of the bandwidth shall be stated when the disturbance level is quoted and the bandwidth is within the values in Table 3. For measuring receivers with RMS-average detector the bandwidth shall be equal to the reference bandwidth in Table 3.

Table 3 – Bandwidth requirements for measuring receivers

Frequency range	Bandwidth B_6	Reference-bandwidth
9 kHz to 150 kHz (Band A)	100 Hz to 300 Hz ^{a, c}	200 Hz (B_6)
0,15 MHz to 30 MHz (Band B)	8 kHz to 10 kHz ^{a, c}	9 kHz (B_6)
30 MHz to 1 000 MHz (Bands C and D)	100 kHz to 500 kHz ^{a, c}	120 kHz (B_6)
1 GHz to 18 GHz (Band E)	300 kHz to 2 MHz ^{a, c}	1 MHz ^b (B_{imp})
^a Since the response of a peak measuring receiver to non-overlapping pulses is proportional to its impulse bandwidth, either the actual bandwidth is quoted in the result or the level may be quoted as "in a 1 MHz bandwidth", calculated by dividing the measured value by the impulse bandwidth in MHz (see 3.6). For other types of broadband disturbance, this procedure can introduce an error. Therefore, data measured with the reference bandwidth shall take precedence. ^b The bandwidth selected shall be defined as the impulse bandwidth of the measuring receiver with a tolerance of ± 10 %. ^c The subject of bandwidth is discussed in Clause E.1. If a bandwidth other than the reference bandwidth is used, this bandwidth shall be stated when the disturbance level is reported.		

4.6 Frequency tuning tolerance

The frequency tuning tolerance requirement for the measuring receiver is ± 2 %.

4.7 Intermediate frequency rejection ratio

The ratio of the input sine-wave voltage at the intermediate frequency to that at the tuned frequency that produces the same indication of the measuring receiver shall be not less than 40 dB. Where more than one intermediate frequency is used, this requirement shall be met at each intermediate frequency.

NOTE For Band E receivers, requirements are under consideration.

4.8 Image frequency rejection ratio

The ratio of the input sine-wave voltage at the image frequency to that at the tuned frequency that produces the same indication on the measuring receiver shall be not less than 40 dB. Where more than one intermediate frequency is used, this requirement shall be met at the image frequencies corresponding to each intermediate frequency.

4.9 Other spurious responses

The ratio of the input sine-wave voltage at frequencies other than those specified in 4.7 and 4.8 to that at the tuned frequency that produces the same indication on the measuring receiver shall be not less than 40 dB. Examples of the frequencies from which such spurious responses can occur are as follows:

$$\left(\frac{1}{m}\right)(nf_L \pm f_i) \text{ and } \left(\frac{1}{k}\right)(f_0) \quad (7)$$

where

- m, n, k are integers;
- f_L is the local oscillator frequency;
- f_i is the intermediate frequency;
- f_0 is the tuned frequency.

NOTE Where more than one intermediate frequency is used, the frequencies f_L and f_i can refer to each of the local oscillator and intermediate frequencies used. In addition, spurious responses can occur when no input signal is applied to the measuring receiver, for example, when harmonics of the local oscillators differ in frequency by one of the intermediate frequencies. The requirements of 4.9 therefore cannot apply in these latter cases. The effect of these spurious responses is dealt with in 4.11. Examples of sources of spurious signals include local oscillators (or their harmonics), internal clocks, computer boards, and their mixing products with the input signal into the receiver.

4.10 Limitation of intermodulation effects

The influence of intermodulation effects on the response of the measuring receiver shall be minimized. The following method shall be applied to determine the suitability of a measuring instrument. This method uses a quasi-peak (QP) detector only.

- Arrange the apparatus as shown in Figure 5. For the frequencies given in Table 4, the pulse generator has a spectrum substantially uniform up to the column 3) frequency but at least 10 dB down at the column 4) frequency. The band-stop filter has attenuation at the test frequency of at least 40 dB. Its bandwidth, B_6 , relative to the maximum attenuation of the filter shall lie between the column 1) and 2) frequencies given in Table 4.
- Connect the sine-wave generator output directly to the measuring receiver input and adjust for a convenient reading. Substitute the pulse generator for the sine-wave generator and adjust for the same reading. The pulse repetition frequency shall be 100 Hz for Band A and 1 000 Hz for the other bands. These PRFs are for use with a quasi-peak detector only.
- With the pulse generator connected as described in the preceding paragraph, switching the filter into circuit shall introduce attenuation of not less than 36 dB for measuring receivers, and of not less than 20 dB for spectrum analyzers without preselection.
- Concerning a preselection filter for Band E, when measuring weak spurious signals in the presence of a strong fundamental signal from certain equipment under test, a filter shall be provided at the input of the measuring receiver to ensure adequate attenuation at the fundamental frequency to protect the input circuits of the receiver from overload and damage, and to prevent the generation of harmonic and intermodulation signals.

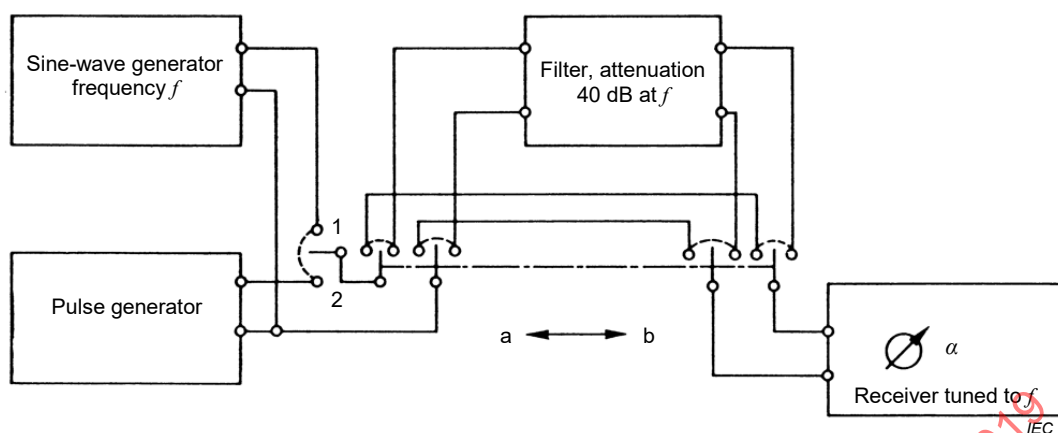
NOTE 1 A 30 dB filter attenuation at the fundamental frequency of the equipment under test is normally adequate.

NOTE 2 A number of such filters can be required to deal with more than one fundamental frequency.

NOTE 3 For Band E, requirements for intermodulation effects are under consideration.

Table 4 – Bandwidth characteristics for intermodulation test of quasi-peak measuring receivers

Frequency range	1) kHz	2) kHz	3) MHz	4) MHz
9 kHz to 150 kHz (Band A)	0,4	4	0,15	0,3
0,15 MHz to 30 MHz (Band B)	20	200	30	60
30 MHz to 300 MHz (Band C)	500	2 000	300	600
300 MHz to 1 000 MHz (Band D)	500	6 000	1 000	2 000



NOTE Following the discussion in 4.10, the measuring receiver responses are:

$$\alpha_{1a} = \alpha_{2a}$$

$$\alpha_{1b} = \alpha_{1a} - 40 \text{ dB}$$

$$\alpha_{2b} = \alpha_{2a} - 36 \text{ dB}$$

Figure 5 – Arrangement for testing intermodulation effects

4.11 Limitations of receiver noise and internally-generated spurious signals

4.11.1 Random noise

Background noise shall not introduce an error in excess of 1 dB.

NOTE The point where the background noise causes an error of 1 dB can be found by applying a signal, S , such that the meter indication is much larger (e.g. 40 dB) than the noise level N . By reducing the signal level S , the meter indication will reach a point, S_1 , where $(S_1 + N)$ deviates by 1 dB from the linear characteristic.

4.11.2 Continuous wave

The existence of spurious responses as described in the note to 4.9 shall not introduce a measurement error in excess of 1 dB for any signal input to the measuring receiver. This requirement shall be regarded as satisfied if the receiver complies with 4.11.1 when tested as described in 4.11.1.

4.12 Limitation of radio-frequency emissions from the measuring receiver

4.12.1 Conducted emissions

The radio disturbance voltage at any connecting pin of external lines (not only the mains terminals) shall not exceed the limits for class B equipment given in CISPR 11. The measurement of the radio disturbance voltage is however not required on the inner conductors of screened connections to screened equipment. The local oscillator injection power at the measuring receiver input terminated with its characteristic impedance shall not exceed 34 dB(pW) which is equivalent to 51 dB(μV) across 50 Ω.

4.12.2 Radiated emissions

The radio disturbance field strength emitted by the measuring receiver shall not exceed the limits for class B equipment given in CISPR 11, for the frequency range of 9 kHz to 1 000 MHz. The limits shall also apply for frequency bands (industrial, scientific and medical (ISM) frequencies) listed in Table 1 of CISPR 11:2015. In the frequency range of 1 GHz to 18 GHz, a limit of 45 dB(pW) shall apply, based on an equivalent radiated power (ERP) measurement.

Before performing radiated and conducted emission measurements, the user shall ensure that the noise contributions of the test equipment do not affect the measured results (e.g. computer control).

4.13 Facilities for connection to a discontinuous disturbance analyzer

For all bands, the disturbance measuring receiver shall have an intermediate-frequency output if the instrument is to be used for the measurement of discontinuous disturbance. The loading of this output shall have no influence on the indication of the measurement result.

5 Quasi-peak measuring receivers for the frequency range 9 kHz to 1 000 MHz

5.1 General

The receiver specification depends on the frequency of operation. There is one receiver specification covering the frequency range 9 kHz to 150 kHz (Band A), one covering 150 kHz to 30 MHz (Band B), one covering 30 MHz to 300 MHz (Band C), and one covering 300 MHz to 1 000 MHz (Band D). Fundamental characteristics of a quasi-peak measuring instrument are provided in Annex H.

5.2 Response to pulses

5.2.1 Amplitude relationship (absolute calibration)

Referring to the columns of Table 5 (labelled as columns a), b) and c)), the response of the measuring receiver to pulses of impulse area of a) μVs (microvolt second) EMF at 50 Ω source impedance, having a uniform spectrum up to at least b) MHz, repeated at a frequency of c) Hz shall, for all frequencies of tuning, be equal to the response to an unmodulated sine-wave signal at the tuned frequency having an EMF of RMS value 2 mV [66 dB(μV)].

When external preamplifiers are used, refer to Annex J for applicable requirements.

The source impedances of the pulse generator and the signal generator shall both be the same. The sine-wave voltage level tolerance is $\pm 1,5$ dB.

NOTE Annexes B and C describe methods for determining the output characteristics of a pulse generator for use in testing the requirements of Subclause 5.2.1.

Table 5 – Test pulse characteristics for quasi-peak measuring receivers

Frequency range	a) μVs	b) MHz	c) Hz
9 kHz to 150 kHz	13,5	0,15	25
0,15 MHz to 30 MHz	0,316	30	100
30 MHz to 300 MHz	0,044	300	100
300 MHz to 1 000 MHz	0,044	1 000	100

5.2.2 Variation with repetition frequency (relative calibration)

The response of the measuring receiver to repeated pulses shall be such that for a constant indication on the measuring receiver of for example 20 dB(μV), the relationship between pulse amplitude and repetition frequency is in accordance with Figures 6, 7, 8, and 9.

As an alternative, the response of the measuring receiver to repeated pulses shall be such that for a constant voltage setting of the pulse generator of for example 50 dB(μ V) at repetition frequencies of 25 Hz (Band A) and 100 Hz (Bands B, C, and D), the relationship between receiver indication and repetition frequency is in accordance with Figures 6, 7, 8 and 9 under opposite sign conditions.

For all measurements, a sufficient signal-to-noise ratio is required. The use of a 10 dB attenuator at the output of the pulse generator is recommended.

The response curve for a particular measuring receiver shall lie between the limits defined in the appropriate figure and quantified in Table 6. For spectrum analyzers without preselection, the requirements in Table 6 for pulse repetition frequencies less than 20 Hz are not applicable. The use of such instruments for compliance testing is conditional. If such spectrum analyzers are used for measurements, the user shall verify and document that the equipment under test does not emit broadband signals with pulse repetition frequencies of 20 Hz or lower. A determination of the suitability of a spectrum analyzer for testing shall be made by performing the procedure documented in Annex B of CISPR 16-2-1:2014, Annex B of CISPR 16-2-2:2010, or Annex E of CISPR 16-2-3:2016.

The pulse response is restricted due to overload at the input to the receiver at frequencies above 300 MHz. The values marked with an asterisk (*) in Table 6 are optional and are not essential.

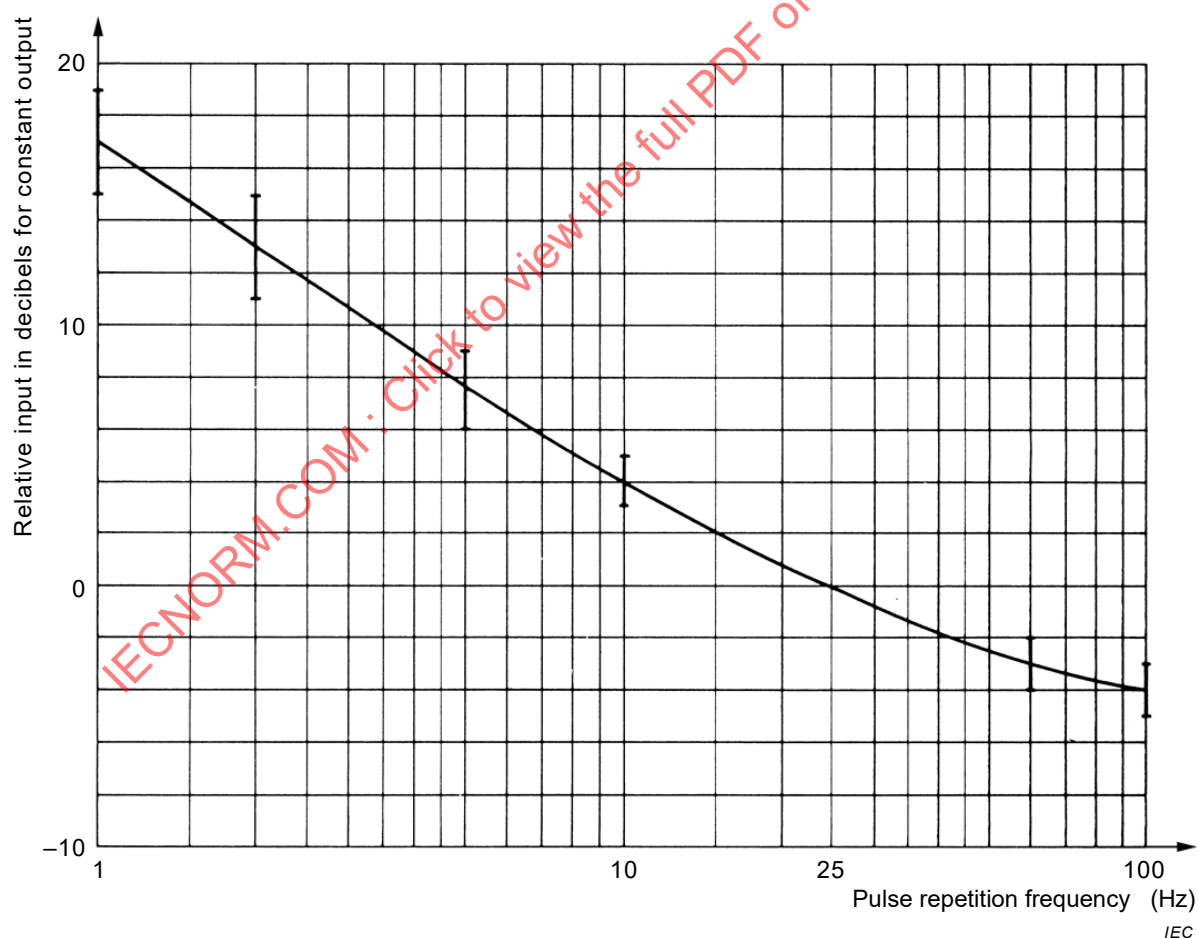


Figure 6 – Pulse response curve (Band A)

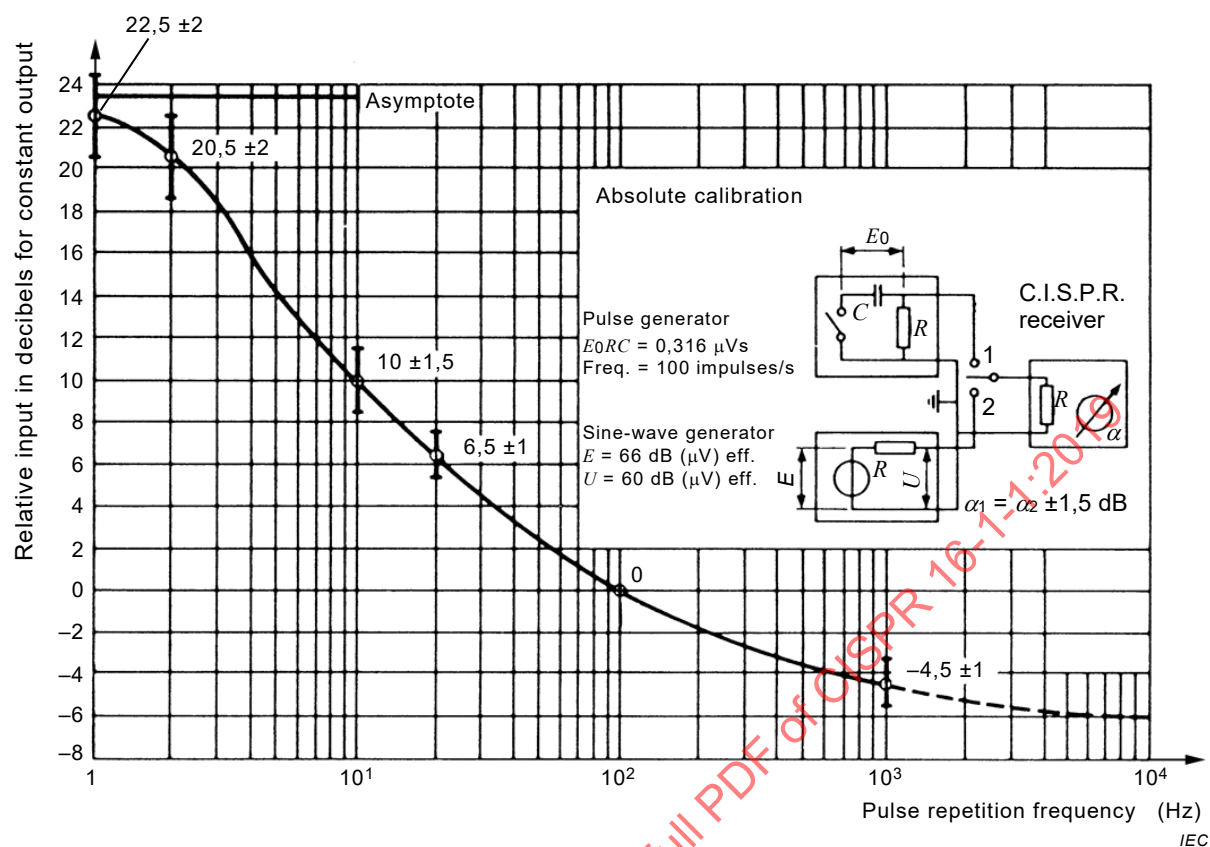


Figure 7 – Pulse response curve (Band B)

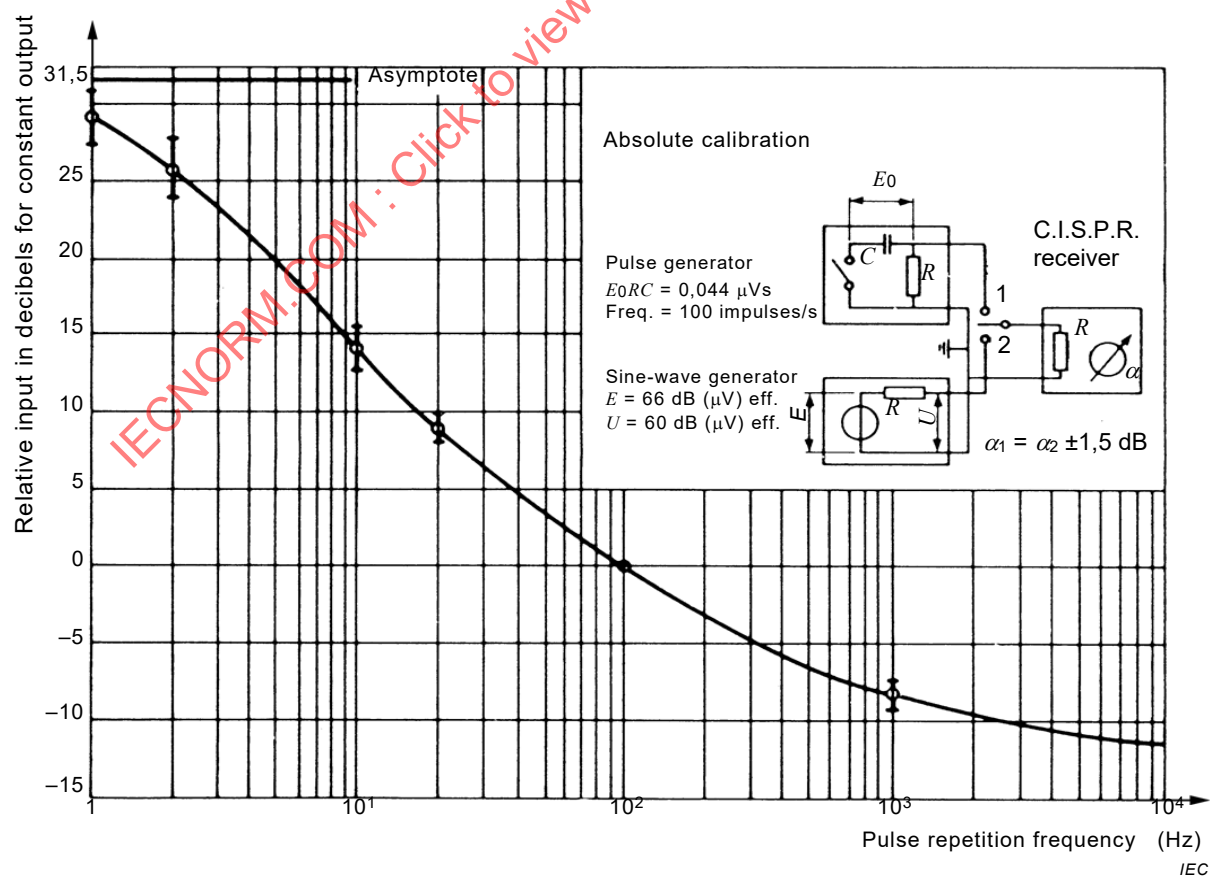
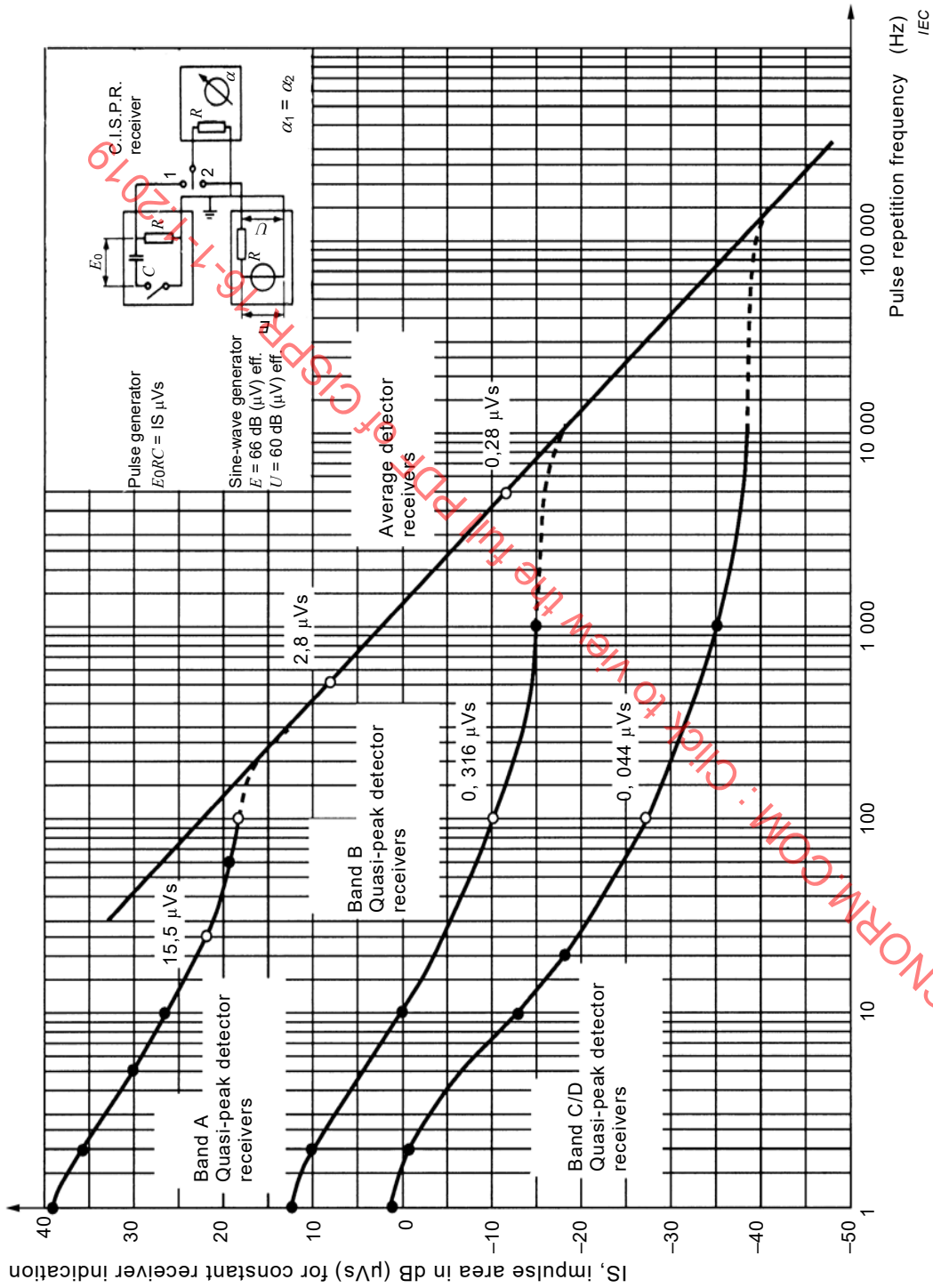


Figure 8 – Pulse response curve (Bands C and D)



NOTE 'IS' is the abbreviation used for A_{imp} in previous editions.

Figure 9 – Theoretical pulse response curve of quasi-peak detector receivers and average detector receiver

Table 6 – Pulse response of quasi-peak measuring receivers

Repetition frequency Hz	Relative equivalent level in dB of pulse for stated band			
	Band A 9 kHz to 150 kHz	Band B 0,15 MHz to 30 MHz	Band C 30 MHz to 300 MHz	Band D 300 MHz to 1 000 MHz
1 000	NOTE 3	$-4,5 \pm 1,0$	$-8,0 \pm 1,0$	$-8,0 \pm 1,0$
100	$-4,0 \pm 1,0$	0 (ref.)	0 (ref.)	0 (ref.)
60	$-3,0 \pm 1,0$	–	–	–
25	0 (ref.)	–	–	–
20	–	$+6,5 \pm 1,0$	$+9,0 \pm 1,0$	$+9,0 \pm 1,0$
10	$+4,0 \pm 1,0$	$+10,0 \pm 1,5$	$+14,0 \pm 1,5$	$+14,0 \pm 1,5$
5	$+7,5 \pm 1,5$	–	–	–
2	$+13,0 \pm 2,0$	$+20,5 \pm 2,0$	$+26,0 \pm 2,0$	$+26,0 \pm 2,0^*$
1	$+17,0 \pm 2,0$	$+22,5 \pm 2,0$	$+28,5 \pm 2,0$	$+28,5 \pm 2,0^*$
Isolated pulse	$+19,0 \pm 2,0$	$+23,5 \pm 2,0$	$+31,5 \pm 2,0$	$+31,5 \pm 2,0^*$

* These values are optional and not essential.

NOTE 1 The influence of the receiver characteristics upon its pulse response is considered in Annex D.

NOTE 2 The theoretical pulse response curves of quasi-peak and average detector receivers combined on an absolute scale are shown in Figure 9. The ordinate of Figure 9 shows the open-circuit impulse areas in dB(μVs) corresponding to the open-circuit sine-wave voltage of 66 dB(μV) RMS. The indication on a measuring receiver with an input matched to the calibrating generators will then be 60 dB(μV). Where the measuring bandwidth is less than the pulse repetition frequency, the curves of Figure 9 are valid when the receiver is tuned to a discrete line of the spectrum.

NOTE 3 It is not possible to specify a response above 100 Hz in the frequency range 9 kHz to 150 kHz because of the overlapping of pulses in the IF amplifier.

NOTE 4 Annex A deals with the determination of the curve of response to repeated pulses.

6 Measuring receivers with peak detector for the frequency range 9 kHz to 18 GHz

6.1 General

Clause 6 specifies requirements for measuring receivers employing a peak detector when used for the measurement of impulsive or pulse-modulated disturbances.

6.2 Charge and discharge time constants ratio

To achieve a meter reading within 10 % of the true value of the peak at a repetition rate of 1 Hz, the ratio of the discharge time constant to the charge time constant shall be equal to or greater than the following values:

- $1,89 \times 10^4$ in the frequency range 9 kHz to 150 kHz;
- $1,25 \times 10^6$ in the frequency range 150 kHz to 30 MHz;
- $1,67 \times 10^7$ in the frequency range 30 MHz to 1 000 MHz;
- $1,34 \times 10^8$ in the frequency range 1 GHz to 18 GHz.

If the test receiver has a peak-hold capability, the hold time shall be adjustable to values between 30 ms and 3 s.

NOTE For receivers that use peak hold (and forced discharge after the hold time) or digital peak detection techniques, the requirement on the charge/discharge time constants ratio is not relevant. A maximum-hold function of the display can be used for signals with time-varying amplitudes.

If a spectrum analyzer is used for peak measurements, the video bandwidth (B_{video}) shall be set to a value greater than or equal to the resolution bandwidth (B_{res}). For peak measurements, the result can be read from the spectrum analyzer display with the detector operating either in the linear or logarithmic mode.

6.3 Overload factor

For peak measuring receivers, the overload factor does not need to be as high as it is for other types of measuring receivers. For most direct-reading detectors, the overload factor shall be slightly larger than unity. The overload factor shall be adequate for the time constants used (see 6.2).

6.4 Response to pulses

Up to 1 000 MHz, the response of the measuring receiver to pulses with an impulse area of $1,4/B_{\text{imp}}$ mVs EMF (where B_{imp} is in Hz) at 50 Ω source impedance shall be equal to the response to an unmodulated sine-wave signal at the tuned frequency having an EMF with RMS value of 2 mV [66 dB(μ V)]. The source impedances of both the pulse generator and the signal generator shall be the same. The pulses shall have a uniform spectrum according to Table 5. The sine-wave voltage tolerance is $\pm 1,5$ dB for all pulse repetition frequencies for which no overlapping of pulses occurs at the output of the IF filter.

Table 7 – Relative pulse response of peak and quasi-peak measuring receivers for the same bandwidth (frequency range 9 kHz to 1 000 MHz)

Frequency	A_{imp} mVs	B_{imp} Hz	Ratio peak/quasi-peak (dB) for pulse repetition rate	
			25 Hz	100 Hz
Band A	$6,67 \times 10^{-3}$	$0,21 \times 10^3$	6,1	–
Band B	$0,148 \times 10^{-3}$	$9,45 \times 10^3$	–	6,6
Bands C and D	$0,011 \times 10^{-3}$	$126,0 \times 10^3$	–	12,0

NOTE 1 The pulse response is based on the use of the reference bandwidth only (see Table 3).

NOTE 2 The values in this table result from the nominal specification of the detector weighting functions. Therefore, verification by a calibration laboratory is not required.

NOTE 1 Annexes B and C describe methods for determining the output characteristics of pulse generators for use in testing for the requirements of 6.4.

NOTE 2 At a repetition rate of 25 Hz for Band A and 100 Hz for the other bands, the relationship between the indications of a peak measuring receiver and a quasi-peak measuring receiver with the preferred bandwidth are given in Table 7.

Above 1 GHz, the required impulse area is defined using a pulse-modulated carrier at the frequency of test, since pulse generators with a uniform spectrum up to 18 GHz are not feasible (see Clause E.6).

7 Measuring receivers with average detector for the frequency range 9 kHz to 18 GHz

7.1 General

Average measuring receivers are generally not used for the measurement of impulsive disturbance. This type of receiver has a detector designed to indicate the average value of the envelope of the signal passed through the pre-detector stages. The average detector is used

to measure narrowband signals to overcome problems associated with either modulation content or the presence of broadband noise. The average detector required for CISPR compliance measurements shall meet the requirements of CISPR 16-1-1:2015, Clause 7. Other types of average detectors do exist.

7.2 Overload factor

For receivers with average detectors, the overload factor for circuits preceding the detector at a pulse repetition rate of n Hz shall be B_{imp}/n , with B_{imp} in Hz.

The receiver shall not overload for pulse rates equal to or greater than 25 Hz for Band A, 500 Hz for Band B, and 5 000 Hz for Bands C and D.

NOTE In general, with this type of receiver it is not possible to provide a sufficient overload factor to prevent non-linear operation of the receiver at very low pulse rates (the response to a single pulse is not defined).

7.3 Response to pulses

7.3.1 Amplitude relationship

To verify the amplitude relationship of a measuring receiver with a linear average detector a pulse-modulated carrier tuned to the receive frequency is used. For this purpose, the radio-frequency (RF) sine-wave input signal is modulated with repeated rectangular pulses.

The response of a measuring receiver for Band A to a pulse-modulated carrier with a spectral density of 158,0 dB(μ V/MHz) EMF with a 25 Hz pulse repetition frequency (PRF) at a 50 Ω source impedance, for all frequencies of tuning, shall be equal to the response to an unmodulated sine-wave signal at the tuned frequency having an EMF of 2 mV [66 dB(μ V)] RMS. For measuring receivers for Bands B, C/D, and E, the corresponding values are 132,0 dB(μ V/MHz) with a 500 Hz PRF, 112,0 dB(μ V/MHz) with a 5 kHz PRF, and 92,0 dB(μ V/MHz) with a 50 kHz PRF.

A pulse-modulated carrier having the required spectral density can be generated using the pulse specification as indicated in Table 8. The sine-wave voltage tolerance for the levels specified in the preceding paragraph is $\pm 1,5$ dB.

The values in Table 8 are for the ideal pulse modulator. Not all commercially-available signal sources have a specified relationship between the continuous wave (CW) amplitude and the pulsed RF amplitude. For this reason, the amplitude of the RF pulse shall be verified prior to making a measurement. For the method of measurement, see L.1

Above 1 GHz (Band E), two modes of the average (weighting) detector are defined – linear and logarithmic. For the logarithmic average detector, the response of the measuring receiver to pulses of a repetition rate of 333 kHz (inverse of a period of 3 μ s) and an impulse area of 6,7 nVs EMF at 50 Ω source impedance shall be equal to the response of an unmodulated sine-wave signal at the tuned frequency having an EMF with an RMS value of 2 mV [66 dB(μ V)]. The sine-wave voltage level tolerance is $\pm 4,0$ dB (the 10 % tolerance of the bandwidth causes a possible variation of approximately $\pm 2,5$ dB). For further details, see Clause E.6.

Average detection can be achieved with spectrum analyzers operated with a video bandwidth $B_{\text{video}} \ll B_{\text{res}}$ to achieve proper averaging based on the repetition frequency of the measured signal. For measurements based on a reduction of the video bandwidth, the scanning time shall be sufficiently long to allow the video filter to respond correctly.

NOTE For average (weighted) measurements in the linear mode, the result will correspond to the average level of the measured signal. If the logarithmic mode is used, the result will correspond to the average of the logarithmic values of the measured signal. Thus, for a square-wave signal taking alternatively the values 20 dB(μ V) and 60 dB(μ V), the level obtained in the logarithmic mode is 40 dB(μ V), whereas in the linear mode, the level of 54,1 dB(μ V) represents the true average value of the signal.

Table 8 – Specification of pulse-modulated carrier (e.m.f.)

	Band A	Band B	Band C/D	Band E
Spectral density D (e.m.f)	158,0 dB(μ V/MHz)	132,0 dB(μ V/MHz)	112,0 dB(μ V/MHz)	92,0 dB(μ V/MHz)
Carrier level L_{carrier} (e.m.f)	112,0 dB(μ V)	106,0 dB(μ V)	106,0 dB(μ V)	106,0 dB(μ V)
Pulse period T_p	40 ms ($f_p = 25$ Hz)	2 ms ($f_p = 500$ Hz)	200 μ s ($f_p = 5000$ Hz)	20 μ s ($f_p = 50$ kHz)
Pulse width w_p	200 μ s	20 μ s	2 μ s	200 ns

7.3.2 Variation with repetition frequency

The response to repetitive pulses of a measuring receiver equipped with a linear average detector shall be such that, for a constant indication on the measuring receiver, the relationship between amplitude and repetition frequency is in accordance with the following rule:

Amplitude proportional to (repetition frequency)⁻¹

The tolerance for the response to repetitive pulses is $\pm 2,0$ dB in the frequency range from the lowest useable repetition frequency to a frequency equal to $B_3/2$, as determined from overload considerations.

NOTE 1 The theoretical pulse response curves of quasi-peak and average detector receivers, combined on an absolute scale, are shown in Figure 9 (see 5.2.2). The response to repeated pulses of the measuring receiver equipped with a logarithmic average detector (above 1 GHz) is influenced by the noise level between the pulses. The following approximate relationship applies:

$$L_{\log Av} = \frac{T_P L_P + T_N L_N}{T_P + T_N} \quad (8)$$

where,

$L_{\log Av}$ is the level indicated by the logarithmic average detector;
 T_P is the pulse duration;
 L_P is the pulse level in dB(μ V);
 T_N is the duration of the noise level;
 L_N is noise level in dB(μ V).

EXAMPLE If the pulse level L_P is 85 dB(μ V) and the noise level L_N is 8 dB(μ V), $T_P = 1/B_{\text{imp}} = 1 \mu$ s, the pulse rate n is 100 000 Hz, then $T_N \approx 9 \mu$ s. From this formula, $L_{\log Av} = 15,7$ dB(μ V). In reality, $L_{\log Av}$ is higher because T_P is higher, since the pulse signal at the IF output does not drop to noise level immediately after 1 μ s.

NOTE 2 A tolerance is under consideration.

7.3.3 Response to intermittent, unsteady and drifting narrowband disturbances

The response to intermittent, unsteady and drifting narrowband disturbances shall be such that the measurement result is equivalent to the peak reading of a meter with a time constant of 160 ms for Bands A and B and a time constant of 100 ms for Bands C and D, as depicted in Figure 11. The time constant is as defined in A.3.2. This can be accomplished by a meter-simulating network following the envelope detector of the receiver. The peak reading may be taken, for example, by continuous monitoring of the meter output using an A/D converter and a microprocessor, as shown in Figure 10.

For Band E, the meter time constant for the linear average detector is 100 ms.

NOTE For the logarithmic average detector, the requirement is under consideration.

It is deduced from the requirement of the preceding paragraph that an average measuring receiver shall yield the maximum reading listed in Table 9 for a radio frequency sine-wave input signal modulated with repeated rectangular pulses having the duration and period indicated in Table 9. The required tolerance is $\pm 1,0$ dB.

Table 9 – Maximum reading of average measuring receivers for a pulse-modulated sine-wave input in comparison with the response to a continuous sine-wave having the same amplitude

Repeated rectangular pulses for modulation	Band A/B receiver $T_M = 0,16$ s	Band C/D receiver $T_M = 0,1$ s
Duration = T_M Period = 1,6 s	0,353 (= -9,0 dB)	0,353 (= -9,0 dB)
NOTE In Band E, this applies for the linear average detector only.		

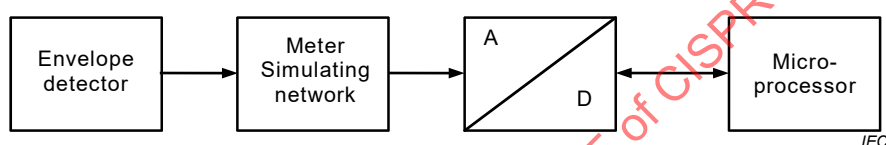
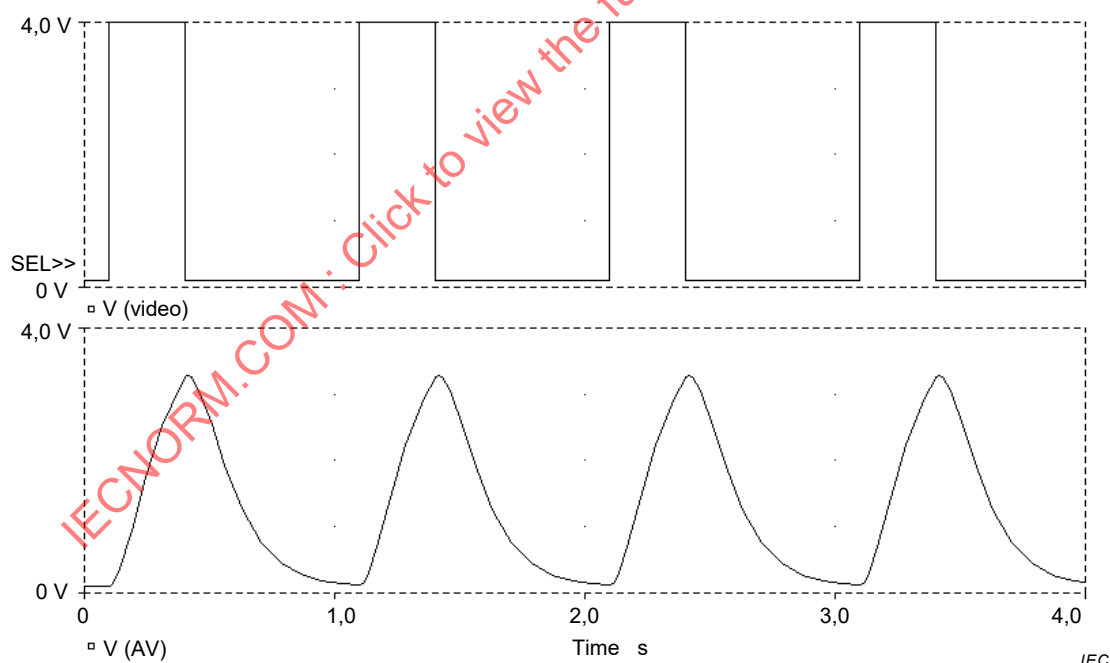


Figure 10 – Block diagram of an average detector



NOTE 1 The response shown is caused by an intermittent narrowband signal with a duration of 0,3 s and a repetition frequency of 1 Hz, when a time constant of 100 ms is used. If the time constant is 160 ms, the peaks at the output of the meter-simulating network will be lower.

NOTE 2 The response to intermittent narrowband disturbances can also be defined for the logarithmic average detector operating with a certain video bandwidth, for example, 10 Hz, and the maximum-hold function of the spectrum display.

Figure 11 – Screenshot showing the response of the meter-simulating network to an intermittent narrowband signal

8 Measuring receivers with RMS-average detector for the frequency range 9 kHz to 18 GHz

8.1 General

RMS-average weighting receivers employ a weighting detector that is a combination of the RMS detector (for pulse repetition frequencies above a corner frequency f_c) and the average detector (for pulse repetition frequencies below the corner frequency f_c), thus achieving a pulse response curve with the following characteristics: 10 dB/decade above the corner frequency and 20 dB/decade below the corner frequency.

8.2 Overload factor

Above the corner frequency f_c , specified below, the overload factor for circuits preceding the detector at a pulse repetition rate of n Hz shall be $1,27(B_3/n)^{1/2}$, with B_3 in Hz. Below the corner frequency the overload factor at a pulse repetition rate of n Hz shall be above the value $1,27(B_3/f_c)^{1/2} \times (f_c/n)$.

NOTE 1 "Corner frequency" is the pulse repetition frequency above which the RMS-average detector behaves like an RMS detector and below which the RMS-average detector has the slope of a linear average detector.

The minimum pulse repetition rate without overload shall conform to the values given in Table 10.

Table 10 – Minimum pulse repetition rate without overload

Frequency range of measuring receiver	Corner frequency f_c kHz	Minimum pulse repetition rate Hz	Ratio peak/RMS-average indications dB
9 kHz to 150 kHz (Band A)	0,01	5	19
0,15 MHz to 30 MHz (Band B)	0,01	5	35,5
30 MHz to 1 000 MHz (Bands C and D)	0,1	100	30,6
1 GHz to 18 GHz (Band E)	1	316	40

NOTE 2 With an RMS-average detector it will not, in general, be possible to provide sufficient overload factor to prevent non-linear operation of the instrument at very low pulse repetition rates for short pulses in Bands C/D and E (the response to a short single pulse is only theoretically defined in these bands).

NOTE 3 Annex A describes the calculation for the overload factor for the RMS detector. Annex B describes the determination of the pulse generator spectrum. Annex C describes the accurate measurement of the output levels of nanosecond pulse generators.

NOTE 4 For Band E, the test can be made with a pulse-modulated sine-wave signal, with an occupied bandwidth of for example 2 MHz. Clause E.6 gives the specification of an applicable test signal.

8.3 Response to pulses

8.3.1 Construction details

The detector function can be represented by an RMS detector that continuously determines RMS values during periods of time equal to the reciprocal of the corner frequency f_c . These RMS values are then passed through a second order low-pass filter that corresponds to the critically damped indication that is specified for the quasi-peak detector, the time constant of which is defined up to 1 GHz. For Band E, the time constant is 100 ms. In case of variation with time, the maximum output of the low-pass filter is the measurement result.

NOTE Annexes B, C and E describe methods for determining the output characteristics of pulse generators for use in testing the requirements of this clause.

8.3.2 Amplitude relationship

To verify the amplitude relationship of the measuring receiver a pulse-modulated carrier tuned to the receive frequency is used. For this purpose, the RF sine-wave input signal is modulated with periodic rectangular pulses.

NOTE This test method is used to verify the weighting function of the RMS-average detector. It is assumed that the receiver linearity to repeated broadband pulses is verified with the test in 5.2.2 for the quasi-peak detector in the same receiver.

The response of the measuring receiver for Band A to a pulse-modulated carrier with a spectral density of 150,2 dB(μ V/MHz) EMF at a 50 Ω source impedance, for all frequencies of tuning, shall be equal to the response of an unmodulated sine-wave signal at the tuned frequency having an EMF of 2 mV (66 dB(μ V)) RMS. For the measuring receivers for Bands B, C/D, and E, the corresponding EMF values are 117,7 dB(μ V/MHz), 106,4 dB(μ V/MHz) and 97,5 dB(μ V/MHz).

A pulse-modulated carrier having the required spectral density can be generated using the pulse specification as indicated in Table 11. A tolerance of $\pm 1,5$ dB is permitted in the sine-wave voltage levels specified in the preceding paragraph.

EXAMPLE (Band E) For a Gaussian filter an impulse bandwidth B_{imp} of 1 MHz corresponds to a power bandwidth Δf of 707 kHz [8]. Therefore, a pulse modulated carrier with spectral density with an e.m.f. of 97,5 dB(μ V/MHz) and a repetition frequency f_p of 1 000 Hz results in a response of the RMS-average receiver with an e.m.f. of 66 dB(μ V) using $U(\text{e.m.f.}) = D(\text{e.m.f.}) - 10 \lg(B_{imp}/\Delta f) - 10 \lg(B_{imp}/f_p)$.

The values in Table 11 are for the ideal pulse modulator. Not all commercially-available signal sources have a specified relationship between the CW amplitude and the pulsed RF amplitude. For this reason the amplitude of the RF pulse shall be verified prior to making a measurement. For the method of measurement, see L.1.

When external preamplifiers are used, refer to Annex J for applicable requirements.

Table 11 – Specification of pulse-modulated carrier (e.m.f.) for testing RMS-average detectors

	Band A	Band B	Band C/D	Band E
Spectral density D (e.m.f.)	150,2 dB(μ V/MHz)	117,7 dB(μ V/MHz)	106,4 dB(μ V/MHz)	97,5 dB(μ V/MHz)
Carrier level $L_{carrier}$ (e.m.f.)	104,2 dB(μ V)	91,7 dB(μ V)	100,4 dB(μ V)	111,5 dB(μ V)
Pulse period T_p	40 ms ($f_p = 25$ Hz)	1 ms ($f_p = 1000$ Hz)	1 ms ($f_p = 1000$ Hz)	1 ms ($f_p = 1000$ Hz)
Pulse width τ_p	200 μ s	20 μ s	2 μ s	200 ns

8.3.3 Variation with repetition frequency

The response of the measuring receiver to repeated pulses shall be such that, for a constant indication on the measuring receiver, the relationship between amplitude and repetition frequency above the corner frequency f_c shall be in accordance with the following rule:

amplitude proportional to (repetition frequency) $^{-1/2}$.

Below the corner frequency f_c , the relationship shall be in accordance with the following rule:

amplitude proportional to (repetition frequency) $^{-1}$.

The response curve for a particular receiver shall lie between the limits in Table 12.

Table 12 – Pulse response of the RMS-average measuring receiver

Repetition frequency Hz	Relative equivalent level of pulse in dB				
	Band A	Band B	Band C	Band D	Band E
100 k	-	-	$-20 \pm 2,0^*$	$-20 \pm 2,0^*$	$-20 \pm 2,0$
10 k	-	-	$-10 \pm 1,0$	$-10 \pm 1,0$	$-10 \pm 1,0$
1 000	-	0 (ref.)	0 (ref.)	0 (ref.)	0 (ref.)
316	-	$+5 \pm 0,5$	$+5 \pm 0,5$	$+5 \pm 0,5$	$+10 \pm 1,0$
100	$-6 \pm 0,6$	$+10 \pm 1,0$	$+10 \pm 1,0$	$+10 \pm 1,0$	$+20 \pm 2,0^*$
31,6	-	$+15 \pm 1,5$	$+20 \pm 2,0^*$	$+20 \pm 2,0^*$	
25	0 (ref.)	$+16 \pm 1,6$			
10	$+4 \pm 0,4$	$+20 \pm 2,0$			
5	$+9 \pm 0,7$	$+25 \pm 2,3$			
1	-	-			
* These values are optional and not essential. Values are for information only. NOTE The values at 5 Hz for Bands A and B take into account the effect of the meter time constant.					

8.3.4 Response to intermittent, unsteady and drifting narrowband disturbances

The response to intermittent, unsteady and drifting narrowband disturbances shall be such that the measurement result is equivalent to the peak reading of a meter with a time constant of 160 ms for Bands A and B and a time constant of 100 ms for Bands C, D and E. This can be accomplished by the meter-simulating network (analog or digital) to which the RMS values described in 8.2.1 are used as input.

It is deduced from the requirement in the preceding paragraph that an RMS-average measuring receiver shall yield the maximum reading listed in Table 13 for a radio frequency sine-wave input signal modulated with repeated rectangular pulses having the duration and period indicated in Table 13. The response tolerance is $\pm 1,0$ dB.

Table 13 – Maximum reading of RMS-average measuring receivers for a pulse-modulated sine-wave input in comparison with the response to a continuous sine-wave having the same amplitude

Repeated rectangular pulses for modulation	Band A/B receiver $T_M = 0,16$ s	Band C/D/E receiver $T_M = 0,1$ s
Duration = T_M Period = 1,6 s	0,398 (= -7,9 dB)	0,353 (= -9,0 dB)
NOTE The value for the Band A/B receiver can vary by about $\pm 0,5$ dB due to varying overlapping of the 160 ms pulse duration with the 100 ms RMS integration time duration.		

9 Measuring receivers for the frequency range 1 GHz to 18 GHz with amplitude probability distribution (APD) measuring function

The APD of disturbance is defined as the cumulative distribution of the "probability of time that the amplitude of disturbance exceeds a specified level."

APD can be measured at the output of the envelope detector or the succeeding circuits of an RF measuring receiver or a spectrum analyzer. The amplitude of the disturbance should be expressed in terms of the corresponding field strength or voltage at the receiver input. Usually, an APD measurement is carried out at a fixed frequency.

The APD measuring function will be an additional function of the measuring apparatus and may be attached to, or incorporated in, the measuring instrument.

The APD measuring function can be implemented using the following methods. One approach uses comparators and counters (Figure G.1). The equipment determines the probabilities of exceeding a set of pre-assigned amplitude (i.e. voltage) levels. The number of levels equals the number of comparators. Another possible method involves the use of an analog-to-digital converter, a logic circuit, and memory (Figure G.2). The equipment can also provide the APD figure for a set of pre-assigned amplitude levels. The number of levels depends on the resolution of the analog-to-digital converter (e.g. 256 levels for an 8-bit converter).

APD measurements using the aforementioned function are applicable to products or product families if their potential to cause interference to digital communication systems is to be determined (see 4.7 of CISPR TR 16-3:2010, for background material on amplitude probability distribution (APD) specifications).

The following specifications apply to the APD measuring function. A rationale for these specifications is provided in Annex G.

a) Specifications:

- 1) The dynamic range of the amplitude shall be greater than 60 dB.
- 2) The amplitude tolerance, including threshold level setting error, shall be better than $\pm 2,7$ dB.
- 3) The maximum measurable time of a disturbance shall be longer than or equal to 2 min. The intermittent measurement can be used if the dead time is less than 1 % of the total measurement time.
- 4) The minimum measurable probability shall be 10^{-7} .
- 5) The APD measuring function shall be capable of assigning at least two amplitude levels. The probabilities corresponding to all pre-assigned levels shall be measured simultaneously. The resolution of the pre-assigned amplitude levels shall be 0,25 dB at a minimum or better.
- 6) The sampling rate shall be greater than or equal to 10 million samples per second when using a resolution bandwidth of 1 MHz.

- b) Recommended specification: The amplitude resolution of the APD display should be less than 0,25 dB for APD measuring equipment with an A/D converter.

NOTE APD measurements can also be applicable in the frequency range below 1 GHz.

10 Discontinuous disturbance analyzers

10.1 General

Discontinuous disturbance analyzers (DDAs) are used for the automatic assessment of amplitude, rate and duration of discontinuous disturbances (clicks).

A 'click' has the following characteristics:

- a) the QP amplitude exceeds the quasi-peak limit of continuous disturbance,
- b) the duration is no longer than 200 ms, and
- c) the spacing from a preceding or subsequent disturbance is equal to or more than 200 ms.

A series of short pulses shall be treated as a click when its duration, measured from the start of the first to the end of the last pulse, is not longer than 200 ms and the preceding conditions a) and c) are fulfilled.

DDAs can be either:

- stand-alone instruments designed to work with the IF output of a separate heterodyne measuring receiver; or,
- stand-alone instruments with one or more integrated receivers; or,
- a measurement capability integral with a measuring receiver. Receivers with a built-in DDA capability may be used if the DDA meets the requirements stated in Subclause 10.2 of this document.

For stand-alone DDAs designed to work with the IF output of a measuring receiver, the time parameters used to characterize a click are determined from the signal limit that exceeds the IF reference level of the receiver.

For stand-alone DDAs that integrate one or more receivers compliant with this document, the time parameters of each receiver used to characterize a click are determined from the IF or its equivalent signal that exceeds the QP limit.

For measuring receivers with an integral DDA, the time parameters used to characterize a click are determined from either the peak-detected signal or the IF signal that exceeds the QP limit.

FFT-based measuring instruments with an integral DDA that meet the requirements of 10.2 can be used to make click measurements.

NOTE 1 The definition and assessment of clicks are in compliance with CISPR 14-1.

NOTE 2 Modern analyzers are designed for use with a quasi-peak measuring receiver of the type that works with a limited internal signal level. As a result, there is a risk that such analyzers might not interface correctly with all receivers.

10.2 Fundamental characteristics

a) The tolerance of click duration measurements shall not exceed $\pm 5\%$.

NOTE 1 The IF reference level is the corresponding response in the IF output of the measuring receiver to an unmodulated sinusoidal signal, which produces a quasi-peak indication equal to the limit for continuous disturbances.

- b) The analyzer shall be equipped with a channel to assess the quasi-peak amplitude of a disturbance.
- c) The amplitude in the quasi-peak channel shall be measured 250 ms after the last falling edge in the IF channel.
- d) The combination of both channels shall comply in all respects with the requirements of 4.2.
- e) The analyzer shall be capable of indicating the following information:
 - the number of clicks of duration equal to or less than 200 ms;
 - the duration of the test in minutes;
 - the click rate;
 - the incidence of disturbances other than clicks which exceed the QP limit of continuous disturbance.

NOTE 2 An example of a disturbance analyzer is shown in the form of a block diagram in Figure 12.

f) For validation of the fundamental characteristics, the analyzer shall pass the performance check with all the waveforms (test pulses) in Table 14.

Figure 13 presents in graphical form the waveforms listed in Table 14.

Figure F.1 presents in graphical form all the waveforms listed in Table F.1 for the performance check of the exceptions from the definitions of a click, according to 5.4.3 of CISPR 14-1:2016.

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of CISPR 16-1-1:2019

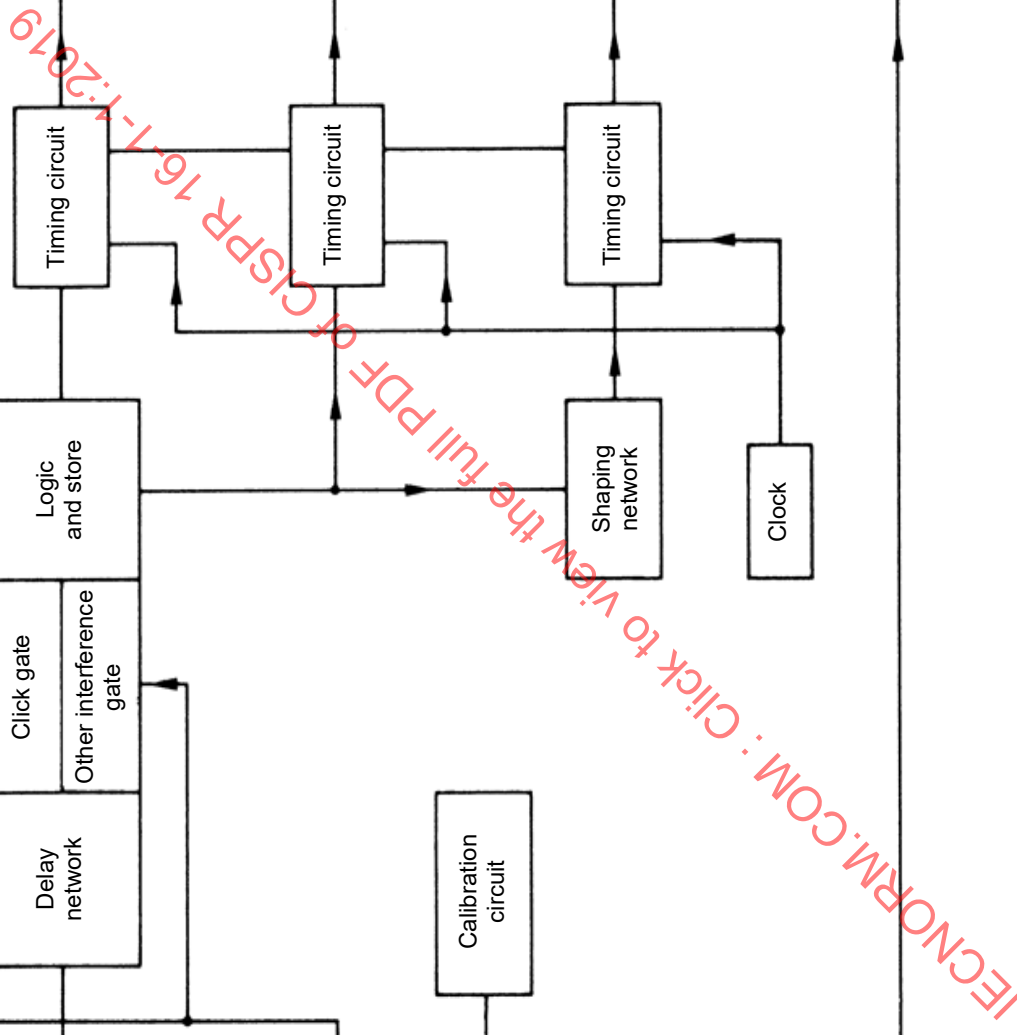
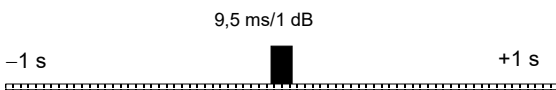
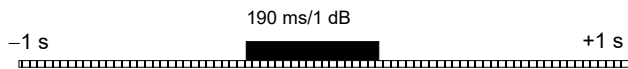
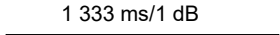
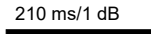
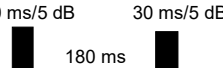
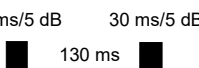
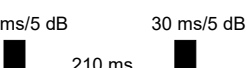
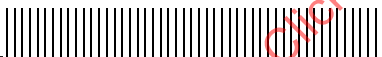
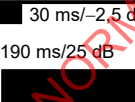
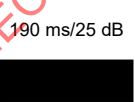


Figure 12 – Example of a disturbance analyzer

Test No.	Test signal	Evaluation by the analyzer
1	 0,11 ms/1 dB	1 click
2	 9,5 ms/1 dB -1 s +1 s	1 click
3	Background: noise or CISPR pulses, 200 Hz: -2,5 dB (QP)  190 ms/1 dB -1 s +1 s	1 click
4	Background: noise or CISPR pulses, 200 Hz: -2,5 dB (QP)  1 333 ms/1 dB	Other than click
5	 210 ms/1 dB	Other than click
6	 30 ms/5 dB 180 ms 30 ms/5 dB	Other than click
7	 30 ms/5 dB 130 ms 30 ms/5 dB	1 click
8	 30 ms/5 dB 210 ms 30 ms/5 dB	2 clicks
9	 Min. 21 pulses/0,11 ms/periodicity 10 ms/1 dB	Other than click
10	 265 ms 30 ms/25 dB	1 click
11	 190 ms/25 dB Band B: 1 034 ms/Band C: under consideration	2 clicks
12	 190 ms/25 dB Band B: 1 166 ms/Band C: under consideration  30 ms/-2,5 dB/2 dB IF  30 ms/-2,5 dB/2 dB IF	1 click

IEC

Figure 13 – Graphical presentation of test signals used in the test of the analyzer for the performance checks against the definition of a click according to Table 14

**Table 14 – Disturbance analyzer performance test –
Test signals used for the check against the definition of a click (1 of 4)**

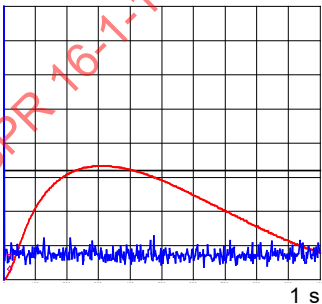
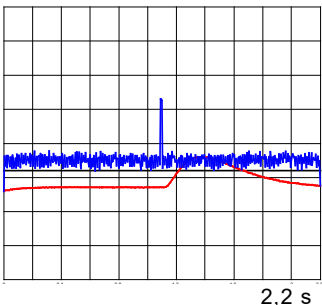
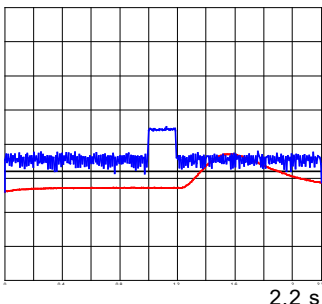
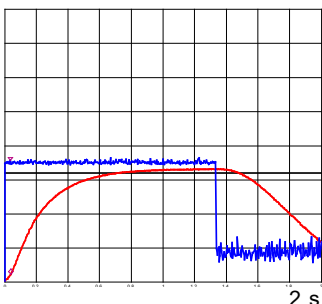
Test No.	Test signal parameters					Evaluation by the analyzer	Graphical presentation of the test signal measured in the IF output and the associated QP signal relative to the reference indication of the measurement receiver
	1		2		3		
	QP amplitude of impulses adjusted individually relative to QP reference indication of the measurement receiver		Duration of impulses ^f adjusted in the intermediate frequency output of the measurement receiver		Separation of impulses or periodicity (IF output)		
	dB		ms		ms		
	Pulse 1	Pulse 2	Pulse 1	Pulse 2			
1	1		0,11			1 click	
2 ^a	1		9,5			1 click	
3 ^a	1		190			1 click	
4	1		1 333 ^b			Other than click	

Table 14 (2 of 4)

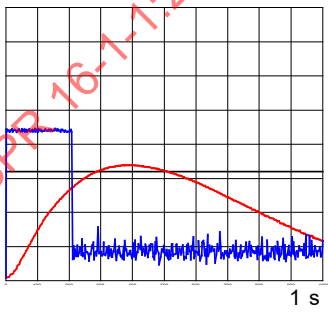
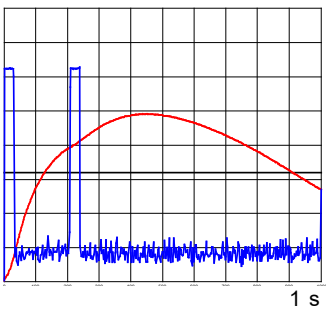
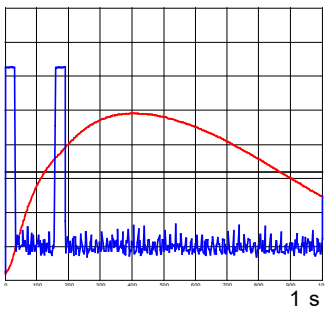
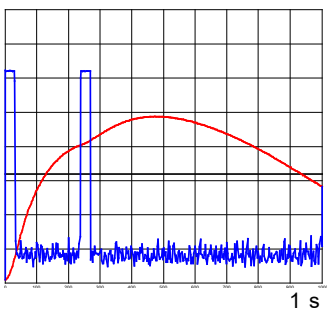
Test No.	Test signal parameters					Evaluation by the analyzer	Graphical presentation of the test signal measured in the IF output and the associated QP signal relative to the reference indication of the measurement receiver
	1		2		3		
	QP amplitude of impulses adjusted individually relative to QP reference indication of the measurement receiver		Duration of impulses ^f adjusted in the intermediate frequency output of the measurement receiver		Separation of impulses or periodicity (IF output)		
	dB		ms		ms		
	Pulse 1	Pulse 2	Pulse 1	Pulse 2			
5	1		210			Other than click (210 ms)	
6	5	5	30	30	180	Other than click (240 ms)	
7	5	5	30	30	130	1 click	
8	5	5	30	30	210	2 clicks	

Table 14 (3 of 4)

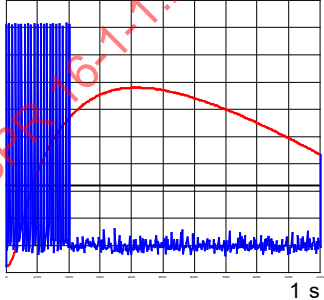
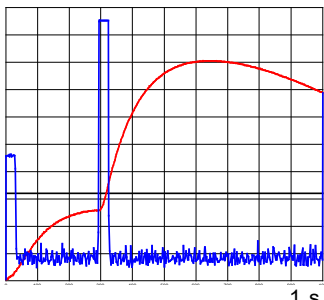
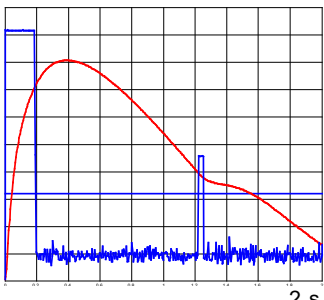
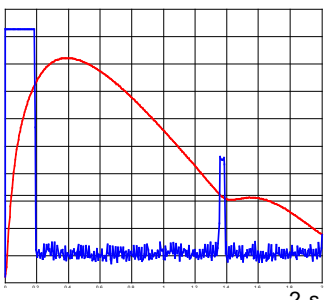
Test No.	Test signal parameters					Evaluation by the analyzer	Graphical presentation of the test signal measured in the IF output and the associated QP signal relative to the reference indication of the measurement receiver
	1		2		3		
	QP amplitude of impulses adjusted individually relative to QP reference indication of the measurement receiver		Duration of impulses ^f adjusted in the intermediate frequency output of the measurement receiver		Separation of impulses or periodicity (IF output)		
	dB		ms		ms		
	Pulse 1	Pulse 2	Pulse 1	Pulse 2			
9	1		0,11		Periodicity 10, minimum 21 pulses	Other than click	
10	-2,5	25	30	30	265	1 click	
11	25	-2,5 ^c	190	30	1 034 ^e	2 clicks ^d	
12	25	-2,5 ^c	190	30	1 166 ^e	1 click	

Table 14 (4 of 4)

^a	To be performed with background noise consisting of 200 Hz CISPR pulses at a level 2,5 dB below the quasi-peak threshold level. These pulses should be present commencing at least 1 s before the test pulse, and lasting until at least 1 s after the test pulse. Observations: 1) The graphical representation is done with peak measurements of a very short hold time (< 1 ms) of the test receiver, which shows the 200 Hz pulse. When the pulse-modulated sine-wave arrives, the 200 Hz pulse is no longer visible (as seen in the graph for Test 3), but is still present during the event of the click disturbance 2) The very narrow responses at the origin in the graphs are due to a firmware imperfection.
^b	The 1,333 s impulse checks the threshold of the analyzer for impulses, which are only 1 dB above the quasi-peak threshold level.
^c	These lower levels shall be set such that the intermediate frequency threshold is exceeded, but the quasi-peak threshold is not exceeded
^d	If these two pulses are measured as separate disturbances, only one click will be registered.
^e	The corresponding values for the frequency range above 30 MHz are under consideration and will be revised after further investigations.
^f	The rise times of the pulses shall not be longer than 40 µs.

10.3 Test method for the validation of the performance check for the click analyzer

10.3.1 Basic requirements

The disturbance analyzer is connected to the quasi-peak measuring receiver and tuned to a convenient frequency.

A CW signal and a pulsed CW signal, both at the tuned frequency of the receiver, are required. A signal generated by the CISPR pulse generator, as defined in Annex B, with a 200 Hz PRF covering the receiver bandwidth at the tuned frequency, is also required for Tests 2 and 3.

The pulsed CW signal source shall provide two independently variable pulses. The rise time of the pulses shall not be longer than 40 µs. The pulse duration shall be variable between 110 µs and 1,3 s, and the pulse amplitudes variable over a 44 dB range. Any background noise of the pulsed CW signal source shall be at least 20 dB below the reference level used in step a) in the test measured on the receiver's quasi-peak meter.

The test procedure is as follows:

- The CW signal is connected to the input of the measuring receiver used in conjunction with the disturbance analyzer. The amplitude of the CW signal is adjusted to bring the meter indication to the reference (zero) point on the meter scale of the measuring receiver equal to a value identical to the QP-limit for continuous disturbance. The receiver RF sensitivity (attenuator) control is adjusted to a level above the receiver noise, but below the limit for continuous disturbance used as the threshold in the IF channel. The corresponding level of the CW signal at the IF output of the receiver constitutes the IF reference level.
- The pulsed CW signal is connected to the input of the measuring receiver. For Tests 2 and 3, the signal from the CISPR pulse generator is added to the pulsed CW signal. The parameters of the signal are given in Table 14. The amplitudes of the pulses shown in column 1 of Table 14 are adjusted individually relative to the indication of the limit (QP) for continuous disturbance used as the threshold in the IF channel. The levels shall be relative to the respective RF and IF reference levels established in the previous paragraph.

10.3.2 Additional requirements

The test method is identical to the one described in 10.3.1a). The parameters of the signal are given in Table F.1.

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of CISPR 16-1-1:2019

Annex A (normative)

Determination of response to repeated pulses of quasi-peak and RMS-average measuring receivers (see 3.6, 5.2.2, 8.2 and 8.3)

A.1 General

Annex A sets out the data for the numerical calculation of, and the procedure for establishing the curve of, the response to repeated pulses. The assumptions inherent in the method are also stated. The calculation is divided into three successive stages, described in Clauses A.2 through A.4.

NOTE The text on the RMS detector in Annex A deals with the RMS measuring receiver in theory and applies to the RMS-average measuring receiver above the corner frequency, f_c , as defined in Clause 7.

A.2 Response of the pre-detector stages

The pulse response of these stages is, in general, determined solely by the IF stages that define the overall selectivity of the receiver.

It is common practice to consider that this selectivity can be obtained by an assembly of two critically-coupled tuned transformers arranged in cascade so as to produce the desired pass-band at the –6 dB points. Any other equivalent arrangement can be reduced to the preceding configuration for purposes of calculation. The practical symmetry of this pass-band permits the use of the equivalent low-pass filter for calculating the envelope of the pulse response. The error resulting from this approximation is negligible.

The envelope of the pulse response is written as:

$$A(t) = 4\omega_0 G e^{-\omega_0 t} (\sin \omega_0 t - \omega_0 t \cos \omega_0 t) \quad (\text{A.1})$$

where

G is the overall gain at a tuned frequency;

ω_0 is the angular frequency of value $(\pi/\sqrt{2}) B_6$.

The envelope of the response of two critically-coupled tuned transformers to an impulse area $\nu\tau$ is, from the previous formula:

$$A(t) = (\nu\tau) 4\omega_0 G e^{-\omega_0 t} (\sin \omega_0 t - \omega_0 t \cos \omega_0 t) \quad (\text{A.2})$$

The corresponding selectivity curve of the equivalent low-pass filter can be written, for $\tau \ll 1/\omega_0$, as:

$$F(f) = G \times \frac{2\omega_0^2}{\left[(\omega_0 + j\omega)^2 + \omega_0^2 \right]^2} \quad (\text{A.3})$$

where $\omega = 2\pi f$.

The bandwidths B_3 and B_6 will be:

$$B_3 = \frac{\left[\sqrt{2} \times \sqrt[4]{(\sqrt{2} - 1)} \right] \omega_0}{\pi} = 0,361\omega_0 \quad (\text{A.4})$$

$$B_6 = \frac{\sqrt{2} \times \omega_0}{\pi} = 0,450\omega_0 \quad (\text{A.5})$$

The effective bandwidth of a receiver, comprising an idealized rectangular filter giving the same RMS value of response as an actual receiver, is equal to the power bandwidth Δf defined as:

$$\Delta f = \left(\frac{1}{F_0^2} \right) \int_{-\infty}^{+\infty} F^2(f) df \quad (\text{A.6})$$

where

$F(f)$ is the selectivity curve;

F_0 is the maximum value of $F(f)$ (assuming a single peak selectivity curve).

The power bandwidth is then, for $F_0 = 1$

$$\Delta f = \int_{-\infty}^{+\infty} F^2(f) df \quad (\text{A.7})$$

Taking $F(f)$ from Formula (A.3) and putting $G = 1$, leads to:

$$\Delta f = \int_0^{\infty} 2 \left\{ \frac{2\omega_0^2}{\left[(\omega_0 + j\omega)^2 + \omega_0^2 \right]^4} \right\} df \quad (\text{A.8})$$

leading to:

$$\Delta f = 0,265\sqrt{2} \times \omega_0 = 0,375\omega_0 \quad (\text{A.9})$$

thus:

$$B_3 = 0,963 \Delta f \quad (\text{A.10})$$

A.3 Response of the quasi-peak detector to the output of preceding stages

A.3.1 General

The calculation is made on the assumption that the connection of the detector circuits to the output of the last IF stages does not affect either the amplitude or the shape of the signal therefrom. In other words, the output impedance of this stage is regarded as negligible compared with the input impedance of the detector.

Any detector may be reduced to the form (actual or equivalent) of a non-linear element (for example a diode) in association with a resistance (total forward resistance S_f) and followed by a circuit consisting of a capacitance C in shunt with a discharge resistance R .

The electrical charge time constant T_C is related to the product $S_f \times C$, while the electrical discharge time constant T_D is given by the product $R \times C$.

The relationship between T_C and the product $S_f \times C$ will be established by obtaining, in a time $t = T_C$, an indicated voltage of 0,63 times the final steady value when a constant amplitude RF signal is suddenly applied.

The voltage U across the capacitor is related to the amplitude A of the RF signal applied to the detector by:

$$\frac{dU}{dt} + \frac{U}{RC} = \frac{A(\sin \theta - \theta \cos \theta)}{\pi \times S_f \times C} \quad (\text{A.11})$$

where θ is the conduction angle ($U = A \cos \theta$).

Formula (A.11) cannot be directly integrated. A value for the product $S_f \times C$, which, for the time constants chosen satisfies the conditions in the preceding paragraphs, is found by methods of approximation; for example:

in Band A:	T_C	=	45 ms
	T_D	=	500 ms
	$2,81 S_f \times C$	=	1 ms
in Band B:	T_C	=	1 ms
	T_D	=	160 ms
	$3,95 S_f \times C$	=	1 ms
in Bands C and D:	T_C	=	1 ms
	T_D	=	550 ms
	$4,07 S_f \times C$	=	1 ms

Inserting the value thus obtained in Formula (A.11), and introducing in place of the constant amplitude A the function $A(t)$ given by Formulae (A.1) and (A.2). Formula (A.11) may be solved for either an isolated pulse or repeated pulses (again by methods of approximation).

The case of repeated pulses can be solved practically only by arbitrarily assuming a level for the output voltage of the detector at the start of each pulse, by determining the increment ΔU of the voltage caused by the pulse, and then finding the spacing which exists between two successive pulses such that the assumed initial conditions are repeated.

A.3.2 Response of the indicating instrument to the signal from the detector

The only simplifying, but perfectly legitimate, assumption is that the rising portion of the output voltage of the detector is instantaneous.

The following characteristic formula then has to be solved:

$$\frac{d^2\alpha}{dt^2} + \left(\frac{2}{T_M} \frac{d\alpha}{dt} \right) + \frac{1}{T_M^2} \alpha = \left(\frac{1}{T_M^2} \right) \exp\left(\frac{-t}{T_D} \right) \quad (\text{A.12})$$

where

$\alpha(t)$ is the instrument deflection;

T_D is the electrical discharge time constant of the quasi-peak detector;

T_M is the mechanical time constant of the critically damped indicating instrument.

The solution of the problem is relatively simple for the two extremes of the response curve; on one hand, for pulses sufficiently separated for the starting point to be zero and thus known, and on the other hand, for pulses having a sufficiently high repetition rate for the inertia of the instrument to prevent it following the fluctuations faithfully. For the intermediate cases, the calculation becomes more complicated. At the start of each pulse, the instrument deflection varies, and it is necessary to find a solution that takes account of the initial position and velocity.

A.4 Response of the RMS detector to the output voltage of preceding stages

A.4.1 Output voltage and amplitude relationship

By definition, the output voltage of the RMS detector is given by:

$$U_{\text{rms}} = \left[n \int_0^{+\infty} \frac{A^2(t)}{2} dt \right]^{1/2} \quad (\text{A.13})$$

where n is the pulse repetition frequency in Hz.

The output may also be deduced from the frequency response curve as:

$$U_{\text{rms}} = \left[n \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{2v\tau \times F^2(f)}{2} df \right]^{1/2} \quad (\text{A.14})$$

where $v\tau$ is the area of pulse having a uniform frequency spectrum.

This gives:

$$U_{\text{rms}} = \sqrt{2} \times v\tau \times \sqrt{n} \left[\int_{-\infty}^{+\infty} F^2(f) df \right]^{1/2} \quad (\text{A.15})$$

which, from Formula (A.7), gives:

$$U_{\text{rms}} = \sqrt{2} \times v\tau \times \sqrt{n} \times \sqrt{\Delta f} \quad (\text{A.16})$$

From Formula (A.16), the amplitude relationship may be deduced by taking:

$$U_{\text{rms}} = 2 \text{ mV, when } n = 100 \text{ Hz}$$

thus:

$$v\tau = \frac{100\sqrt{2}}{\sqrt{\Delta f}} \mu\text{Vs} \quad (\text{A.17})$$

or from Formula (A.10):

$$v\tau = \frac{139}{\sqrt{B_3}} \mu\text{Vs} \quad (\text{A.18})$$

A.4.2 Calculation of overload factor

The overload factor, corresponding to a pulse repetition frequency of n Hz, is calculated as follows.

From Formula (A.16):

$$U_{\text{rms}} = (\nu\tau) \times (2n\Delta f)^{1/2}$$

From Formulae (A.1) and (A.2), and for $G = 1$:

$$A(t)_{\text{peak}} = 0,944 \times \nu\tau \times \omega_0$$

Thus the overload factor:

$$\frac{A(t)_{\text{peak}}}{\sqrt{2} \times U_{\text{rms}}} = 1,28 \left(\frac{B_3}{n} \right)^{1/2} \quad (\text{A.19})$$

A.5 Relationship between the indication of the RMS meter and the quasi-peak meter

The amplitude relationship for the RMS meter that states the value of pulse $(\nu\tau)_{\text{rms}}$ for the case of 100 Hz, which is equivalent to a sine-wave signal of 2 mV, is from Formula (A.18):

$$(\nu\tau)_{\text{rms}} = \frac{139}{\sqrt{B_3}} \mu\text{Vs}$$

For the selectivity characteristic quoted in Formula (A.3), this corresponds to:

$$(\nu\tau)_{\text{rms}} = \frac{155}{\sqrt{B_6}} \mu\text{Vs}$$

when reference is made to the bandwidth at 6 dB.

For the quasi-peak receiver, the value of pulse $(\nu\tau)_{\text{QP}}$, which is equivalent to a sine-wave signal of 2 mV, is as follows.

For the frequency range 0,15 MHz to 30 MHz:

$$(\nu\tau)_{\text{qp}} = 0,316 \mu\text{Vs}$$

For the frequency range 30 MHz to 1 000 MHz:

$$(\nu\tau)_{qp} = 0,044 \mu Vs$$

Thus for measuring receivers having band-pass characteristics according to Formula (A.3), and a bandwidth at 6 dB equal to the nominal bandwidths specified in Clause 8, the following relationships for $(\nu\tau)_{rms}/(\nu\tau)_{QP}$ exist.

For the frequency range 0,15 MHz to 30 MHz:

$$\frac{(\nu\tau)_{rms}}{(\nu\tau)_{qp}} = 14,3 \text{ dB}$$

For the frequency range 30 MHz to 1 000 MHz:

$$\frac{(\nu\tau)_{rms}}{(\nu\tau)_{qp}} = 20,1 \text{ dB}$$

These relationships are valid for a pulse repetition frequency of 100 Hz. At other repetition frequencies, it is necessary to use the corresponding pulse response curves.

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of CISPR 16-1-1:2019

Annex B

(normative)

Determination of pulse generator spectrum (See 5.2, 6.4, 7.2, 8.3)

B.1 Pulse generator

B.1.1 General

To check compliance with the requirements of this document, a pulse generator is needed. Compliance with the requirements of 5.2, 6.4, 7.2, and 8.2 may be tested using the pulse generator technique.

For each frequency band of the measuring receiver under test, the generator used shall be capable of producing pulses with the impulse area specified and over the range of pulse repetition frequencies given in the applicable section for each specific detector type. The impulse area should be known within $\pm 0,5$ dB, and the repetition frequency to within about 1 %.

B.1.2 The spectrum of the generated pulses

The spectrum is defined by a curve that represents, as a function of the tuned frequency of the receiver under test, the law of variation of the equivalent voltage at the input of a measuring apparatus having a constant bandwidth.

The spectrum should be substantially constant up to the upper limit of the frequency band of the receiver under test. The spectrum may be regarded as satisfactorily uniform if, within this band, the variation of the spectrum amplitude is not greater than 2 dB relative to its value for the lower frequencies within the band. The impulse area at the measurement frequency shall be known to within $\pm 0,5$ dB.

To check compliance with the requirements of 4.10, the spectrum above the upper limit of the frequency band shall be limited (10 dB down at twice the upper frequency). This is necessary to standardize the severity of the test since the inter-modulation products of all components of the spectrum will contribute to the response.

B.2 General method of measurement

Methods for the accurate determination of the absolute value of the spectrum amplitude of pulses are given in Annex C.

For measurement of the variation of the spectrum amplitude with frequency, the following method may be used.

The pulse generator is connected to the input of an RF receiver, followed by an oscilloscope connected so as to indicate the RF pulse at the output of the receiver.

At each frequency of tuning of the receiver, the following are measured:

- a) the bandwidth, B_6 Hz, of the receiver at the -6 dB points;
- b) the RMS value, E_0 , of the output from a standard signal generator having the same impedance as the pulse generator, tuned to the mid-band of the receiver, and producing on the oscilloscope a deflection equal in amplitude to the peak of the RF pulses.

The relative spectrum amplitude at each frequency is taken to be:

$$S_{\tau}(f) = \frac{E_0}{B_6}$$

The measurement is repeated for various test frequencies in the band under evaluation.

The spectrum of the pulse generator is given by the curve relating $S_{\tau}(f)$ to the measurement frequency.

The receiver used should be linear for the peak levels of the signals used.

The suppression of parasitic responses, in particular the image frequency and IF responses, should be at least 40 dB.

The measurements may be made with a receiver conforming to the present specification, using the quasi-peak indicator in place of the oscilloscope, provided that the repetition frequency of the pulses is kept constant throughout the series of measurements.

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of CISPR 16-1-1:2019

Annex C (normative)

Accurate measurements of the output of nanosecond pulse generators (see 5.2, 6.4, 7.2, 8.3)

C.1 Measurement of impulse area (A_{imp})

C.1.1 General

Theoretical and practical investigations have shown that, when applied with reasonable care, accurate methods of measurement include those given in C.1.2 through C.1.5.

C.1.2 Area method

The pulses to be measured are fed through a narrow band filter whose pass-band is centered at frequency f having a symmetric amplitude characteristic and an asymmetric phase characteristic (in conjunction with a filter, an amplifier may be used provided it is operated in its linear range).

The total area under the envelope $A(t, f)$ of the output from the band-pass filter (taking into account the sign of its different parts) is measured, so as to evaluate the integral in:

$$2(A_{\text{imp}}) = S(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} A(t, f) dt \quad (\text{C.1})$$

where

$S(f)$ is the spectral intensity; and

$A(t, f)$ is the magnitude of the envelope due to a single isolated pulse (expressed in terms of equivalent input sine-wave voltage).

In applying this formula, the intermediate-frequency amplifier of a low-frequency receiver or a disturbance-measuring receiver is used, together with a series of frequency converters to tune across the spectrum of the pulse. The output of the final intermediate-frequency amplifier is taken directly to an oscilloscope for the area measurement.

In a variation of this method for pulses of duration much shorter than the period of the frequency (f), the impulse area can be measured directly as an integrated area by means of a suitable oscilloscope (for example, for nanosecond pulses, a sampling oscilloscope is required), the integration taking into account the sign of different parts of the area.

C.1.3 Standard transmission line method

A transmission line of a length corresponding to propagation time τ and charged to a voltage V_0 is discharged into a load resistance equal to the characteristic impedance of the line. The transmission line is considered to consist of the actual line as well as the charged section of the line contained in the switch housing. It has been found that spectral intensity, $S(f)$, has the value $2V_0\tau$ in the low-frequency portion of the spectrum of the resulting pulse in which the amplitude is constant with frequency, this amplitude being independent of the existence of

certain stray impedances between the line and the load resistor (e.g. inductance or resistance) or of finite switching time.

C.1.4 Harmonic measurement

This method may be used for pulse generators producing a sequence of pulses with sufficiently high and stable repetition frequency.

When the pulse repetition frequency F exceeds the values of the bandwidth of the measuring receiver, the latter may select one line from the pulse spectrum. In this case, the impulse area may be determined as follows:

$$A_{\text{imp}} = \frac{V_k}{2F} = \frac{V\sqrt{2}}{2F} \quad (\text{C.2})$$

where $V_k = V\sqrt{2}$ is the peak value of the k -th harmonic.

The pulse generator may then be used to calibrate the pulse response characteristics of a measuring receiver in which the bandwidth is sufficiently wide to accept many harmonic components (approximately 10 or more within the 6 dB bandwidth).

C.1.5 Energy method

Another method compares the power produced by a thermal source (resistor) with that produced by the pulse generator. However, the accuracy obtained with this method is somewhat less than with the three methods mentioned in C.1.2 through C.1.4. This method can be useful at frequencies in the order of 1 000 MHz.

C.2 Pulse generator spectrum

- a) To determine compliance with 5.2.1, 6.4, 7.3.1, and 8.3.2, the impulse area shall be known with an error not greater than $\pm 0,5$ dB.
- b) The pulse repetition frequency shall be known with an error not greater than 1 %.
- c) For determining compliance with 5.2.2, 6.4, 7.3.3, and 8.3.3, the impulse area shall not depend on the repetition frequency.
- d) For determining compliance with 5.2, 6.4, 7.3, and 8.3, the generator frequency spectrum should be uniform over the pass-band of the measuring receiver. This requirement is considered fulfilled in the following cases:
 - 1) if variation of the frequency spectrum is substantially linear with respect to frequency within the frequency pass-band of the receiver, and the spectrum irregularity does not exceed 0,5 dB within the receiver pass-band measured at the -6 dB points;
 - 2) if the frequency spectrum is smoothly tapered on both sides from the tuning frequency of the receiver, and if the spectrum width at the -6 dB points is at least five times greater than the receiver pass-band at that level.

In both cases, the impulse area is assumed to be equal to its value at the tuning frequency.

Annex D
(normative)

**Influence of the quasi-peak measuring receiver
characteristics on its pulse response
(see 5.2.2)**

The level of the pulse response curve for high repetition frequencies essentially depends on the magnitude of the bandwidth. On the other hand, for low repetition frequencies, the time constants play a more important role. No tolerance is stated for these time constants, but it is suggested for guidance that a value of 20 % is considered reasonable.

It is also at very low repetition frequencies that the effect of lack of overload factors will be most noticeable. The values required for the overload factors are those necessary for the accurate measurement of an isolated pulse using the bandwidth and the time constants specified.

Examination of the pulse response-curve at the two ends of the range of the indicating instrument provides a check on possible non-linear behavior of the detector. The most critical repetition frequencies in this respect are most probably in the neighborhood of 20 Hz through 100 Hz.

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of CISPR 16-1-1:2019

Annex E (normative)

Response of average and peak measuring receivers (see 4.5)

E.1 Response of pre-detector stages

It is shown in [6] that the area under the envelope of the impulse response curve of a narrowband circuit having a symmetric frequency characteristic is independent of the bandwidth, and is given by:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} A(t) dt = 2\nu\tau G_0 \quad (\text{E.1})$$

where ν and τ are the amplitude and duration of a rectangular pulse for which $B_{\text{imp}} \tau \ll 1$, and G_0 is the gain of the circuit at the center frequency.

This theorem is valid only in the case of a non-oscillating envelope. The oscillatory envelope is characteristic of double-tuned circuits, and unless a phase sensitive detector is used, it may be necessary to compensate by calibration for the error introduced by the oscillatory response. In the case of critical coupling, the second peak of the envelope is about 8,3 % of the first one.

NOTE The response of the pre-detector stages as defined in Clause A.2 is oscillatory. Therefore, the calibration error introduced by the oscillatory response is compensated with a biased tolerance of $\begin{matrix} +2,5 \\ -0,5 \end{matrix}$ dB in 7.2.2.

As long as pulses do not overlap in the output of the IF amplifier, the average value is proportional to the pulse repetition rate, n .

Therefore, the average voltage is equal to $2\nu\tau G_0 n$.

In view of Formula (E.1), it is not considered meaningful to define an effective bandwidth for an average measuring receiver.

E.2 Overload factor

For calculation of the overload factor and for use in connection with peak measuring receivers, it is useful to define a quantity known as the effective impulse bandwidth of the pre-detector circuit as follows:

$$B_{\text{imp}} = \frac{A(t)_{\text{max}}}{2G_0} \quad (\text{E.2})$$

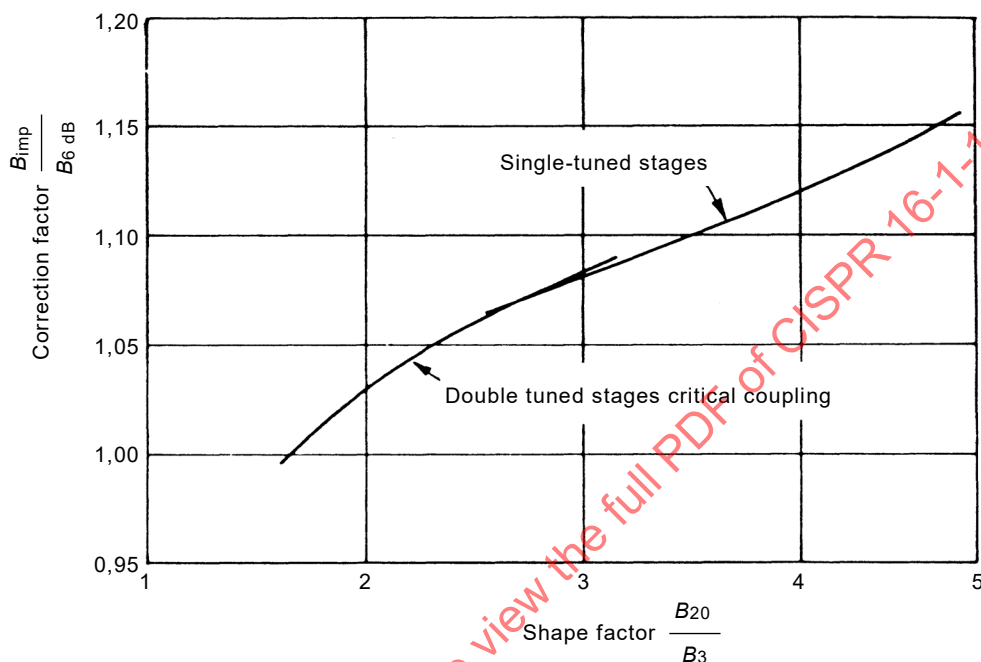
where $A(t)_{\text{max}}$ is the peak envelope output of the intermediate-frequency stages with a unit impulse applied.

From the work leading to Formula (A.19),

$$B_{\text{imp}} = \left(\frac{0,944}{2} \right) \omega_0 = 1,05B_6 \text{ or } 1,31B_3 \quad (\text{E.3})$$

where B_6 and B_3 are defined in 3.6.

For other types of tuned circuits, the ratio of B_{imp} to B_6 may be estimated from Figure E.1 if the ratio of B_{20} to B_3 is known, where B_{20} is the bandwidth at 20 dB.



IEC

Figure E.1 – Correction factor for estimating the ratio B_{imp}/B_6 for other tuned circuits

E.3 Relationship between the indication of an average and a quasi-peak measuring receiver

At a repetition rate of n Hz, the value of the impulse area required to produce a response on an average measuring receiver equivalent to the response to an unmodulated sine-wave signal at the tuned frequency of an RMS value of 2 mV from a signal generator having the same output impedance as the pulse generator is:

$$\nu\tau = \frac{1,4}{n} \text{ mVs} \quad (\text{E.4})$$

At a repetition rate of 100 Hz, $\nu\tau$ is 14 μVs .

Therefore, from Clause A.5 the ratio of $(\nu\tau)_{\text{ave}}$ to $(\nu\tau)_{\text{QP}}$ to produce the same indication-is as follows.

For the frequency range 0,15 MHz to 30 MHz:

$$\frac{(\nu\tau)_{\text{ave}}}{(\nu\tau)_{\text{qp}}} = 32,9 \text{ dB}$$

For the frequency range 30 MHz to 1 000 MHz:

$$\frac{(\nu\tau)_{\text{ave}}}{(\nu\tau)_{\text{qp}}} = 50,1 \text{ dB}$$

The preceding analysis assumes adequate overload factor at the repetition rate in question, and that the bandwidths in use correspond respectively to those in Clause 8. At a repetition rate of 1 000 Hz, the corresponding ratios will be 17,4 dB and 38,1 dB.

E.4 Peak measuring receivers

Where a direct-reading meter is used in the receiver, the requirement for time constants can be determined from the curve in Figure E.2, which shows the percentage of the reading referred to the true peak as a function of a parameter and which includes the time constants ratio, the bandwidth B_6 and the pulse repetition rate. In using this curve, it should be noted that:

$$\frac{R_C}{R_D} = \sqrt[4]{\frac{T_C}{T_D}} \quad (\text{E.5})$$

where T_C and T_D are respectively the charge and discharge time constants.

For example, if it is desired to have the receiver read at least 90 % of the true peak at a repetition rate of 1 Hz, it would be necessary to have a discharge-time constant to charge time constant ratio of:

$1,25 \times 10^6$ in the frequency range 0,15 MHz to 30 MHz;
 $1,67 \times 10^7$ in the frequency range 30 MHz to 1 000 MHz.

E.5 Relationship between indication of a peak and a quasi-peak measuring receiver

The value of impulse area, A_{imp} , required to produce a response on a peak measuring receiver equivalent to the response to an unmodulated sine-wave signal at the tuned frequency of an RMS value of 2 mV is:

$$\frac{1,4}{B_{\text{imp}}} \text{ mVs (with } B_{\text{imp}} \text{ in Hz)} \quad (\text{E.6})$$

From the 6 dB bandwidths specified in Table H.1, the B_{imp} values are obtained as $1,05 B_6$ (see Clause E.2). These values and the corresponding A_{imp} values required for a peak detector are shown in Table E.1.

Therefore, using the values given as column a) in Table 5 (see 5.2.1) for $A_{\text{imp,QP}}$, the ratio of $A_{\text{imp,QP}}$ to $A_{\text{imp,peak}}$, to produce the same indication is:

- for Band A 6,1 dB at 25 Hz pulse repetition frequency;
- for Band B 6,6 dB at 100 Hz pulse repetition frequency;
- for Bands C and D 12,0 dB at 100 Hz pulse repetition frequency.

Table E.1 – B_{imp} and A_{imp} values for a peak measuring receiver

Frequency	$A_{\text{imp,peak}}$ mVs	B_{imp} Hz
Band A	$6,67 \times 10^{-3}$	$0,21 \times 10^3$
Band B	$0,148 \times 10^{-3}$	$9,45 \times 10^3$
Bands C and D	$0,011 \times 10^{-3}$	126×10^3

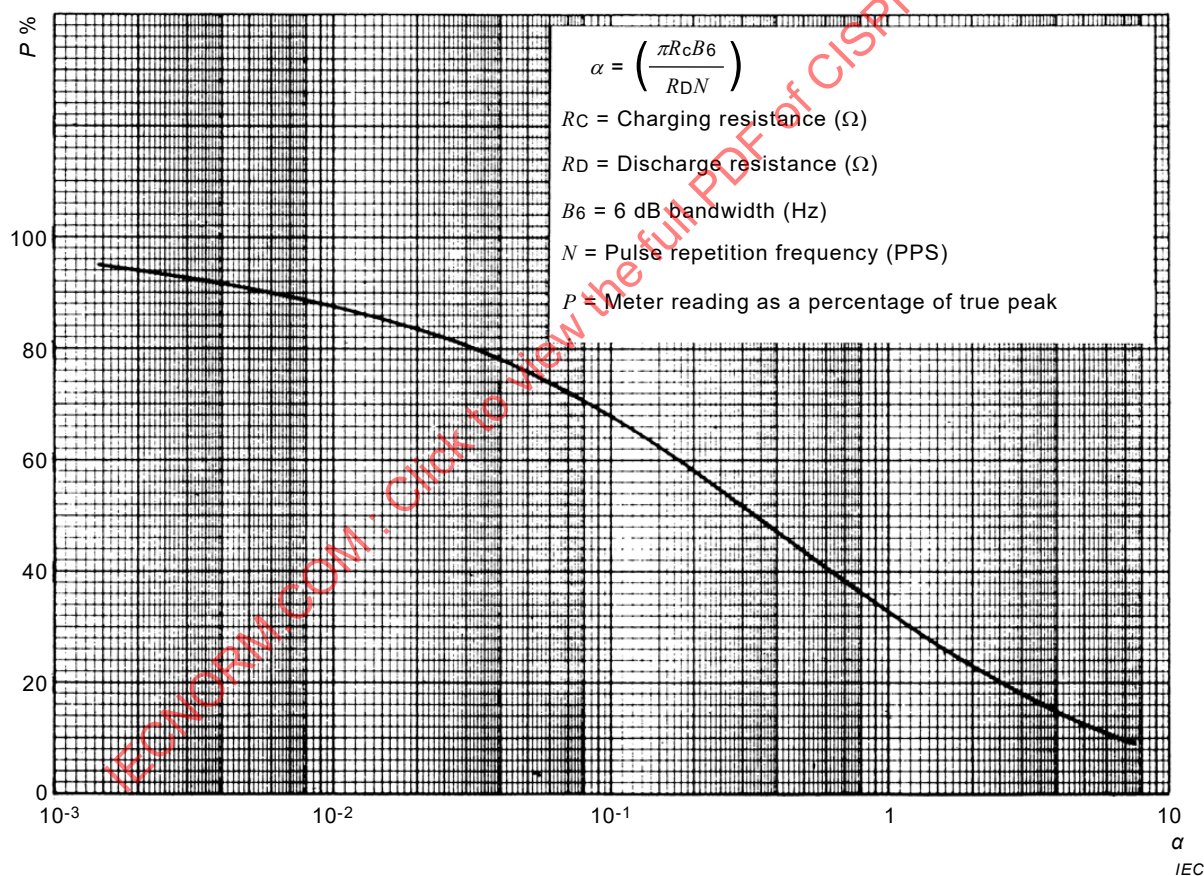


Figure E.2 – Pulse rectification coefficient P

E.6 Test of measuring receiver response above 1 GHz to pulses

Pulse generators with a uniform spectrum up to 18 GHz are not feasible. To test the response of measuring receivers above 1 GHz to pulses, and to verify the amplitude relationship of various types of measuring receivers, it is practical to use a pulse-modulated carrier tuned to the receive frequency. The pulse width shall be less than or equal to $(1/3 B_{\text{imp}})$. The accuracy of the impulse width is important for the precise generation of a certain impulse area as required in the relevant subclause. In addition to a measurement of the pulse duration using

an oscilloscope, the pulse duration of a rectangular pulse can be verified by the distance between the minima on the spectrum display (see Figure E.3 for a sample waveform).

For the measuring receiver with a peak detector with a bandwidth B_{imp} of 1 MHz, an impulse area (e.m.f.) of $1,4/B_{\text{imp}}$ mVs is required, that is, 1,4 nVs for a response equal to that of an unmodulated sine-wave signal tuned to the receive frequency having an e.m.f. with an RMS value of 2 mV [66 dB(μ V)]. A pulse-modulated carrier having the required impulse area can be generated with the various pulse widths as shown in Table E.2.

For a measuring receiver with a linear average detector, the impulse area (e.m.f.) equal to an unmodulated sine-wave signal at the receive frequency having an e.m.f. with an RMS value of 2 mV [66 dB(μ V)] shall be $1,4/n$ mVs (n being the pulse repetition rate). For $n = 50\,000$, the impulse area is 28 nVs, that is, 26 dB higher than for the peak measuring receiver with a B_{imp} of 1 MHz.

For a measuring receiver with an RMS detector, the impulse area (e.m.f.) equal to an unmodulated sine-wave signal at the receive frequency having an e.m.f. with an RMS value of 2 mV [66 dB(μ V)] shall be 97,5 dB(μ V/MHz) for a pulse repetition rate of 1 kHz; see Formula (A.14).

NOTE For a Gaussian filter, an impulse bandwidth B_{imp} of 1 MHz corresponds to a power bandwidth Δf of 707 kHz [8]. Therefore, the spectral density is 31,5 dB higher than for the peak measuring receiver with a B_{imp} of 1 MHz.

Table E.2 – Carrier level for pulse-modulated signal of 1,4 nVs

Pulse width w_p (ns)	Carrier level (e.m.f.) L_{carrier} [dB(μ V)]
100	86
200	80

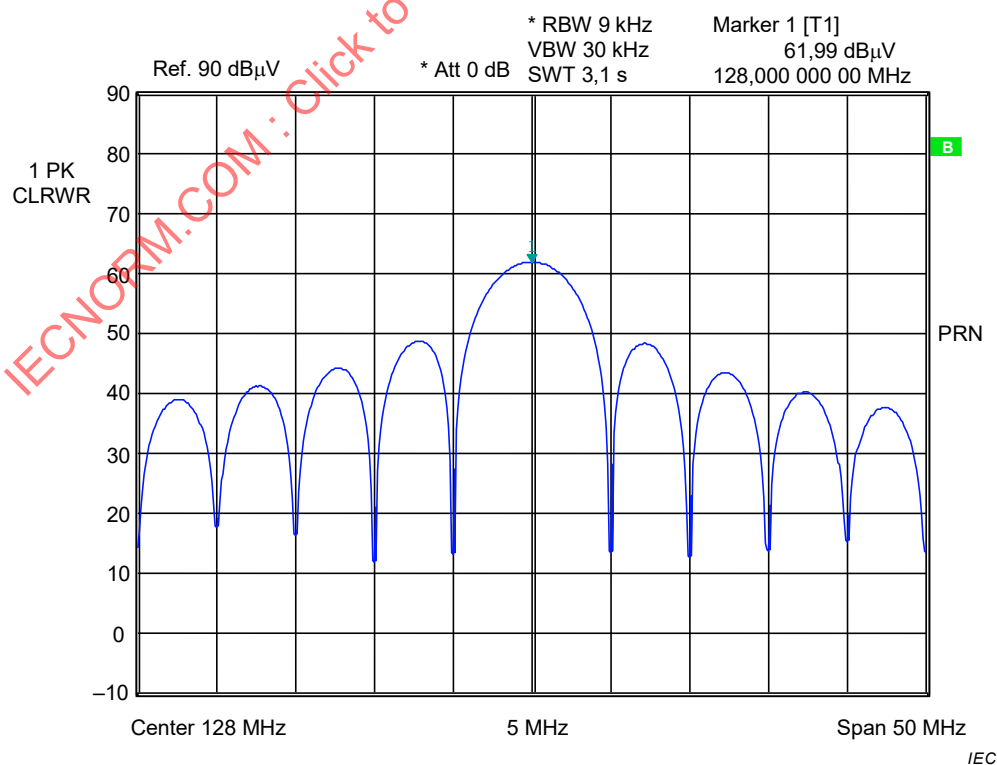


Figure E.3 – Example (spectrum screenshot) of a pulse-modulated signal with a pulse width of 200 ns

E.7 Measurement of the impulse bandwidth of a measuring receiver

E.7.1 General

The impulse bandwidth B_{imp} of a measuring receiver is defined as the peak value U_p (measured by the receiver) divided by the pulse spectral density D of the test pulse:

$$B_{\text{imp}} = \frac{U_p}{D} \quad (\text{E.7})$$

If U_p is measured in μV and D is given in $\mu\text{V}/\text{MHz}$, then B_{imp} will have units of MHz. Both quantities, U_p and D , are assumed to be calibrated in RMS values of an unmodulated sine-wave signal, which is the case for CISPR measuring receivers.

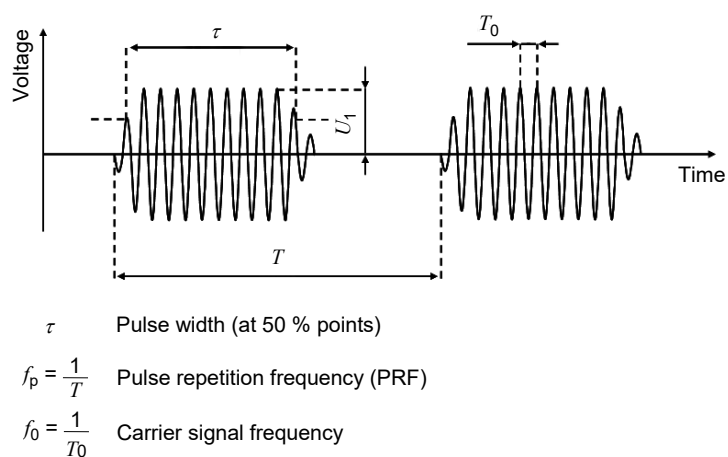
The pulse spectral density D will frequently not be available as a precise reference quantity. In order to reduce the uncertainty of the impulse bandwidth measurement, Method 1 (E.7.2) and Method 2 (E.7.3) use two measurement sequences. Under certain circumstances, the selectivity curve of a measuring receiver can also be used to calculate B_{imp} (as described in Method 3, E.7.4), since B_{imp} is the “voltage bandwidth” of the measuring receiver (not to be confused with the power bandwidth or equivalent noise bandwidth, which determines the RMS value of Gaussian noise when using the RMS detector of the measuring receiver). B_{imp} is determined by the selectivity curve of the IF filter, the (possibly non-linear) phase response of the filter, and the video bandwidth of the receiver. B_{imp} is wider than B_6 , but there is no general factor for the relationship between B_{imp} and B_6 or B_3 of the receiver.

E.7.2 Method 1: Measurement by comparison of the responses of B_{imp} to two pulses with identical amplitude and width with low and high pulse repetition frequencies (PRF)

This method applies a pulse-modulated RF signal, with short pulse duration (as shown in Figure E.4) and two different PRFs (f_p). With the high PRF ($f_p \gg B_{\text{imp}}$), the receiver can be tuned to the carrier frequency (as shown in Figure E.5), and with the low PRF ($f_p \ll B_{\text{imp}}$), the spectrum will appear as a broadband signal (as shown in Figure E.6), with a pulse spectral density of $D = U_1 \times \tau$. The pulse shape (amplitude U_1 and duration τ) shall be independent of the PRF. For $B_{\text{imp}} = 1 \text{ MHz}$, f_{p1} could be selected to be 30 MHz and f_{p2} could be 30 kHz.

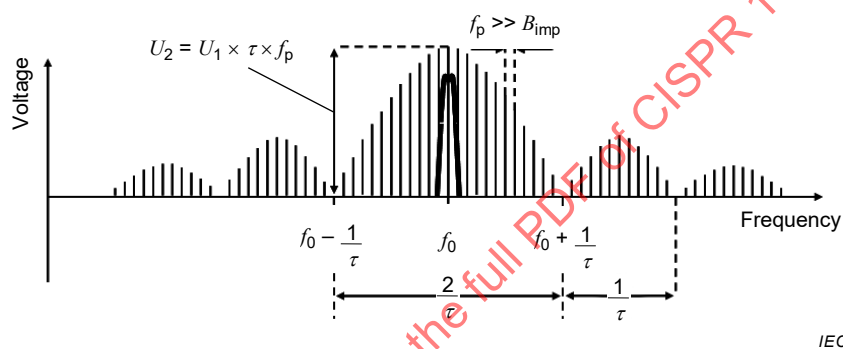
With the first measurement, the RMS amplitude U_2 can be expected as $U_2 = U_1 \times \tau \times f_{p1}$. Measurement uncertainty can be minimized by a high signal-to-noise ratio, but care shall be taken to avoid overload. With the second measurement, the maximum response of the RMS value of the peak to the transient can be expected as $U_p = U_1 \times \tau \times B_{\text{imp}}$. If the product $U_1 \times \tau$ is perfectly equal in both measurements, then B_{imp} can be calculated from the two measurement results (as shown in Figure E.7) using Formula (E.8):

$$B_{\text{imp}} = f_{p1} \times \frac{U_p}{U_2} \quad (\text{E.8})$$

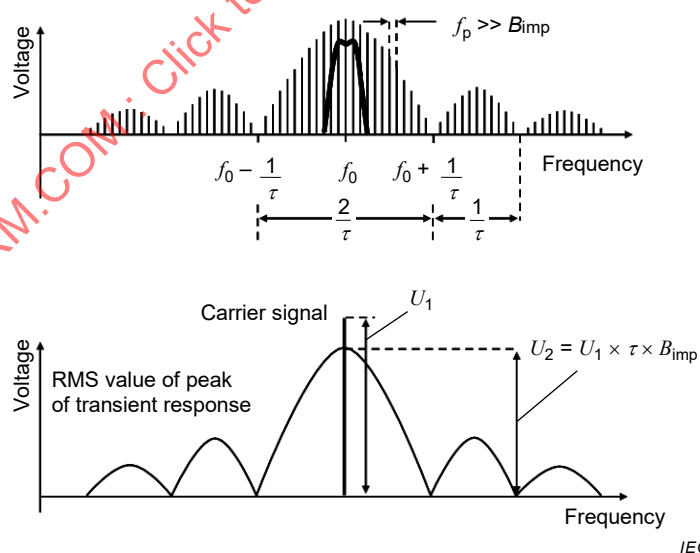


IEC

Figure E.4 – Pulse-modulated RF signal applied to a measuring receiver



IEC

Figure E.5 – Filtering with a B_{imp} much smaller than the PRF

IEC

Figure E.6 – Filtering with a B_{imp} much wider than the PRF

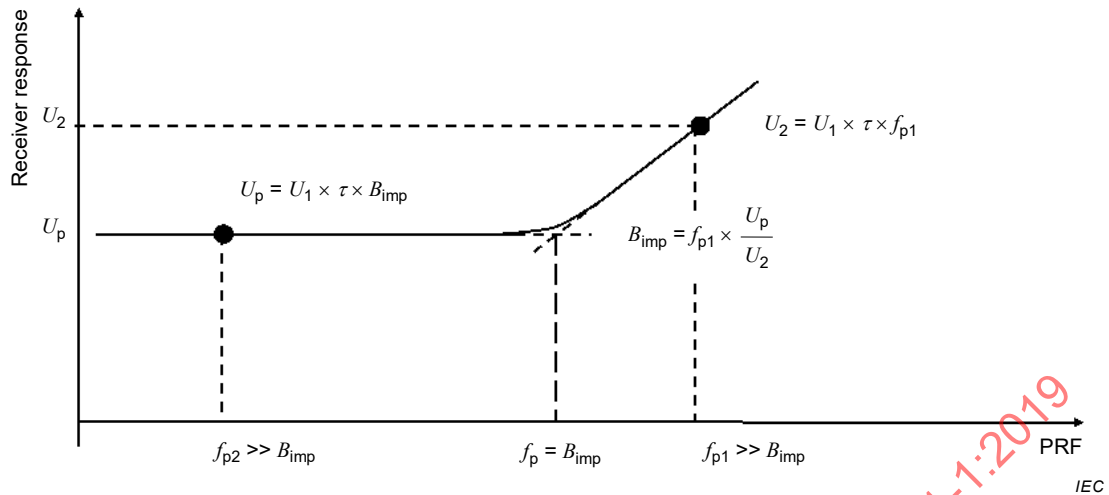


Figure E.7 – Calculation of the impulse bandwidth

E.7.3 Method 2: Measurement by comparison of the response of B_{imp} to an impulsive signal with the response of a narrow bandwidth to the same signal

If a pulse generator that retains a constant amplitude independently of the selected PRF f_p is not available, Method 2 can be applied with a relatively low PRF. Method 2 is based on the same principle as a Method 1 measurement. However, instead of using a high PRF signal, the second measurement is made with a filter much narrower than the PRF. The method is also described in C.1.5.

This method determines the pulse spectral density D using the formula $D = U_k / f_p$, where U_k is the measured voltage of one spectral line (i.e. the carrier frequency if the signal is a pulse-modulated carrier, or the center line at the receive frequency at which B_{imp} is to be measured) and f_p is the PRF. Again, f_p shall be much higher than the narrow bandwidth and much lower than the B_{imp} to be measured; i.e. $B_{\text{narrow}} \ll f_p \ll B_{\text{imp}}$. Example settings could be $B_{\text{narrow}} = 9 \text{ kHz}$, $f_p = 100 \text{ kHz}$ for $B_{\text{imp}} = 1 \text{ MHz}$. The method requires a comparison of the responses of the narrowband filter and of the filter to be measured by applying an unmodulated sinewave signal to both filters and deriving a correction factor c for the calculation of D ($c = U_2 / U_1$, with U_2 being the value for the wide filter and U_1 being the value for the narrow filter). Therefore, $D = c \times U_k / f_p$. When D is determined, U_p is measured with the peak detector and B_{imp} can be calculated using Formula (E.8).

E.7.4 Method 3: Integration of the normalized linear selectivity function

This method has the advantage of high precision and is applicable for filters with a perfectly linear selectivity function (e.g. digital filters, or as specified by the manufacturer) and where the video bandwidth is much wider (e.g. 10 times) than the impulse bandwidth ($B_{\text{video}} \gg B_{\text{imp}}$).

In this case, the impulse bandwidth of a measuring receiver is defined as the area of the normalized linear selectivity function $U(f)$, with $1/U_{\text{max}}$ as the normalization factor:

$$B_{\text{imp}} = \frac{1}{U_{\text{max}}} \int_{-\infty}^{+\infty} U(f) df \quad (\text{E.9})$$

Measuring receivers with high-resolution digital frequency displays can be tuned in N steps of Δf to measure the selectivity function $U(f_n)$. Measurements between the 60 dB points with 100 steps ($N = 101$) are usually sufficient for a correct bandwidth measurement. Analogously, a swept receiver can be set up such that its start and stop frequencies coincide with the 60 dB

points of the filter curve and a sweep is taken to obtain the amplitude values. The test signal will be a CW signal to trace out the filter shape of the filter under investigation. In this case, the impulse bandwidth can be measured and calculated using

$$B_{\text{imp}} = \frac{1}{U_{\text{max}}} \sum_{n=1}^N [U(f_n) + U(f_{n+1})] \times \frac{\Delta f}{2} \quad (\text{E.10})$$

Figure E.8 depicts an example of a normalized linear 1 MHz selectivity function.

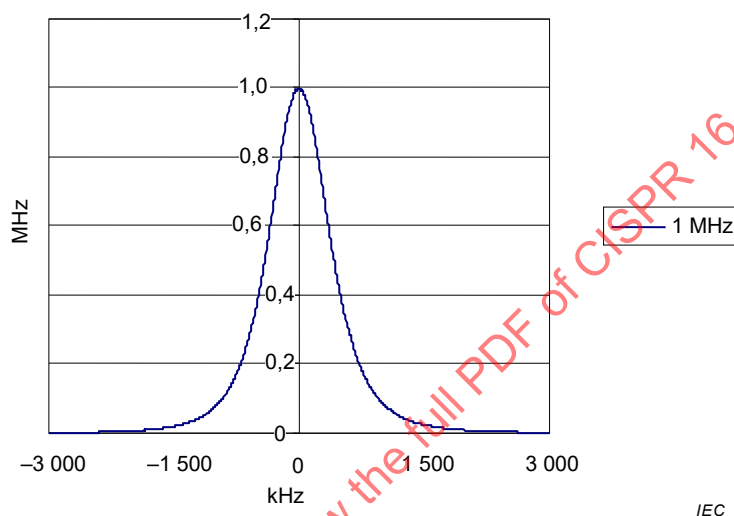


Figure E.8 – Example of a normalized linear selectivity function

Annex F (normative)

Performance check of the exceptions from the definitions of a click according to 5.4.3 of CISPR 14-1:2016

For the application of the exceptions given in CISPR 14-1, the disturbance analyzer shall provide the following additional information (refer to Table F.1 for test details):

- a) the number of clicks of duration equal to or less than 10 ms;
- b) the number of clicks of duration greater than 10 ms but equal to or less than 20 ms;
- c) the number of clicks of duration greater than 20 ms but equal to or less than 200 ms;
- d) the duration of each registered disturbance the amplitude of which exceeds the QP level limit for continuous disturbance;
- e) an indication that the appliance failed the test, if it is clear that it produces disturbances other than clicks not corresponding to the definition of a click and to which none of the exceptions can be applied;
- f) the time interval from the start of the test to the occurrence of disturbances (mentioned under e);
- g) the total duration of disturbances other than clicks for which the QP level limit exceeds the limit for continuous disturbance;
- h) the click rate.

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of CISPR 16-1-1:2019

Table F.1 – Disturbance analyzer test signals ^a (1 of 5)

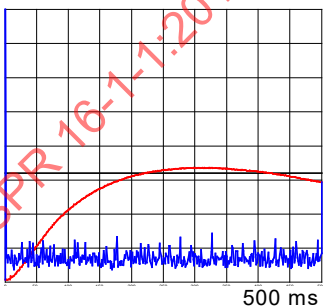
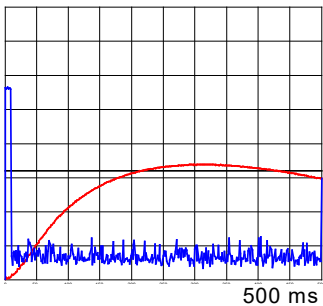
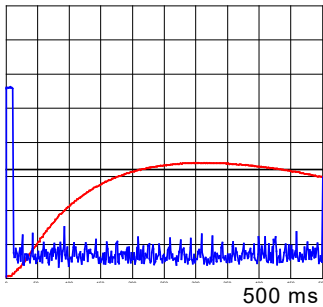
Test No.	Test signal parameters					Evaluation by the analyzer	Graphical presentation of the test signal measured in the IF output and the associated QP signal relative to the reference indication of the measurement receiver
	1		2		3		
	QP amplitude of impulses adjusted individually relative to QP reference indication of the measurement receiver		Duration of impulses ^b adjusted in the intermediate frequency output of the measurement receiver		Separation of impulses or periodicity (IF output)		
	dB		ms		ms		
	Pulse 1	Pulse 2	Pulse 1	Pulse 2			
1	1		0,11			1 click ≤ 10 ms	
2	1		9,5			1 click ≤ 10 ms	
3	1		10,5			1 click > 10 ms, ≤ 20 ms	

Table F.1 (2 of 5)

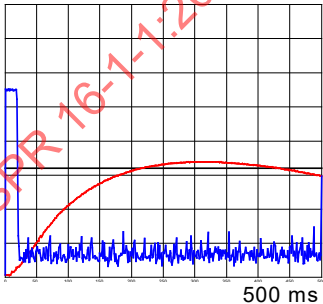
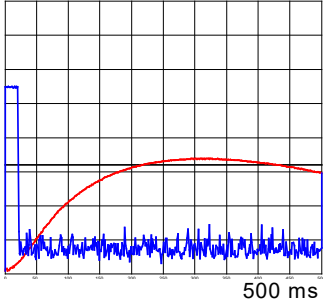
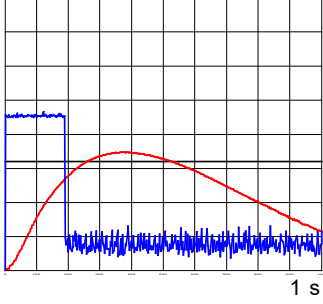
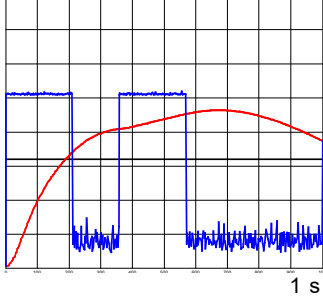
Test No.	Test signal parameters					Evaluation by the analyzer	Graphical presentation of the test signal measured in the IF output and the associated QP signal relative to the reference indication of the measurement receiver
	1		2		3		
	QP amplitude of impulses adjusted individually relative to QP reference indication of the measurement receiver dB		Duration of impulses ^b adjusted in the intermediate frequency output of the measurement receiver ms		Separation of impulses or periodicity (IF output) ms		
	Pulse 1	Pulse 2	Pulse 1	Pulse 2			
4	1		19			1 click > 10 ms, ≤ 20 ms	
5	1		21			1 click > 20 ms	
6	1		190			1 click > 20 ms	
7	5	5	210	210	150	IF only once per program cycle or per minimum observation time: counted as 1 click > 20 ms (See E2 and NOTE 1 of this table, 600 ms rule)	
						OTHERWISE Continuous disturbance (570 ms)	

Table F.1 (3 of 5)

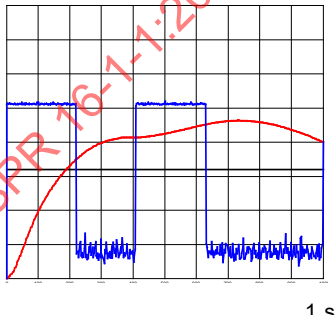
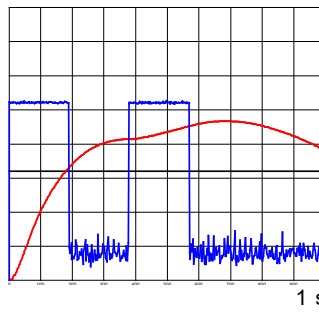
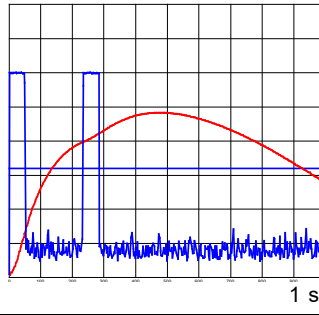
Test No.	Test signal parameters					Graphical presentation of the test signal measured in the IF output and the associated QP signal relative to the reference indication of the measurement receiver
	1		2		3	
	QP amplitude of impulses adjusted individually relative to QP reference indication of the measurement receiver dB		Duration of impulses ^b adjusted in the intermediate frequency output of the measurement receiver ms		Separation of impulses or periodicity (IF output) ms	
	Pulse 1	Pulse 2	Pulse 1	Pulse 2		
8	5	5	220	220	190	FAIL Continuous disturbance (See E2 and NOTE 1 of this table: no exception is applicable because the total duration is 630 ms > 600 ms) 
9	5	5	190	190	190	IF the final click rate is less than 5: 2 clicks > 20 ms (See E4 and NOTE 1 of this table; refrigerator rule; also see NOTE 2 of this table) 
						OTHERWISE IF only once per program cycle or once during the minimum observation time: counted as 1 click > 20 ms (see E2 and NOTE 1 of this table) OTHERWISE Fail: continuous disturbance (570 ms)
10	5	5	50	50	185	IF the final click rate is less than 5: 2 clicks > 20 ms (See E4 and NOTE 1 of this table; also see NOTE 2 of this table) 

Table F.1 (4 of 5)

Test No.	Test signal parameters						
	1		2		3	4	5
	QP amplitude of impulses adjusted individually relative to QP reference indication of the measurement receiver		Duration of impulses ^b adjusted in the intermediate frequency output of the measurement receiver		Separation of impulses or periodicity (IF output)	Evaluation by the analyzer	Graphical presentation of the test signal measured in the IF output and the associated QP signal relative to the reference indication of the measurement receiver
	dB		ms		ms		
	Pulse 1	Pulse 2	Pulse 1	Pulse 2			
						OTHERWISE IF not more than once per program cycle or during the minimum observation time: counted as 1 click < 600 ms (See E2 and NOTE 1 of this table, 2 × 285 ms > 20 ms) OTHERWISE fail: continuous disturbance (285 ms)	
11	20	20	15	5	1 × Pulse 1 + 9 × Pulse 2, repeated until 40 clicks are registered, where the separation between each impulse is 13 s	36 clicks < 10 ms 4 clicks > 10 ms, ≤ 20 ms ≥ 90 % of the clicks < 10 ms PASS (see E3, NOTE 1 and NOTE 3 of this table; a measurement of the click amplitudes is not required.)	
12	20	20	15	5	1 × Pulse 1 + 8 × Pulse 2, repeated until 40 clicks are registered, where the separation between each impulse is 13 s	35 clicks ≤ 10 ms 5 clicks > 10 ms, ≤ 20 ms < 90 % of the clicks ≤ 10 ms (see E3, NOTE 1 and NOTE 3 of this table. No exception is applicable. After application of upper quartile method the final result will be "FAIL" because the click amplitudes are too high.)	

Table F.1 (5 of 5)

CISPR 14-1 contains the following exceptions. The notation E1 through E4 is used for the purposes of this document, but is not used in CISPR 14-1.

E1 – “Individual switching operations” (5.4.3.2 of CISPR 14-1:2016)

This exception can be evaluated only by the operator, not automatically by the disturbance analyzer. It is mentioned here to avoid confusion with the numbering of the exceptions for users of both this document and CISPR 14-1.

E2 – “Combination of clicks in a time frame less than 600 ms” (“600 ms rule”) (5.4.3.3 of CISPR 14-1:2016)
In program-controlled appliances, a combination of clicks in a time frame less than 600 ms is allowed once per selected program cycle. For other appliances, such a combination of clicks is allowed once during the minimum observation time. This is also valid for thermostatically-controlled three-phase switches, causing three disturbances sequentially in each of the three phases and the neutral. The combination of clicks is considered as one click.

E3 – “Instantaneous switching” (5.4.3.4 of CISPR 14-1:2016)

Appliances which fulfil the following conditions:

- the click rate is not more than 5,
- none of the caused clicks has a duration longer than 20 ms, and
- 90 % of the caused clicks have a duration less than 10 ms,

shall be deemed to comply with the limits, independent of the amplitude of the clicks. If one of these conditions is not satisfied, then the limits for discontinuous disturbance apply.

E4 – “Separation of clicks less than 200 ms” (refrigerator rule) (5.4.3.5 of CISPR 14-1:2016)

For appliances which have a click rate less than 5, any two disturbances each having a maximum duration of 200 ms shall be evaluated as two clicks, even when the separation between the disturbances is less than 200 ms. In this case, for instance observed with refrigerators, such a configuration shall be evaluated as two clicks and not as a continuous disturbance.

NOTE 1 Exception E2 applies for an analyzer only if E4 is not applicable.

NOTE 2 The check waveforms 11 and 12 can pass the test only in case exception E3 can be applied, as the following calculation shows:

Including the click at “0”-s for the check waveforms 11 and 12, the required 40 clicks are counted after $13 \text{ s} \times 39 = 507 \text{ s}$, i.e. 8,45 min. The click rate is $40 / 8,45 = 4,734$ (less than 5 as required – here all depends on whether 90 % are < 10 ms or not).

NOTE 3 The relaxation of the limit for the clicks according to CISPR 14-1 is: $20 \times \log(30 / 4,734) = 16,04$ [dB]. Therefore, the check waveforms 11 and 12 (amplitude 20 dB over the limit) can never pass the upper quartile check according to CISPR 14-1, which means that no more than 25 % of the clicks are allowed to exceed the click limit.

^a Test signals used for the performance check with the evaluation of the exceptions from the definition of a click according to 5.4.3 of CISPR 14-1:2016.

^b The rise times of the pulses shall be less than or equal to 40 µs.

	1 click > 10 ms
	1 click > 20 ms
	1 click > 20 ms
	1 click ≤ 600 ms (DUT programme)
	Continuous ≥ 600 ms
	1 click ≤ 600 ms (counted as 2 clicks) refrigerator
	for N < 5, -2 for N ≥ 5, -co 1 click ≤ 600 ms for programme
	36 clicks 4 clicks > 10 ms
	35 clicks 5 clicks > 10 ms

IEC

Annex G (informative)

Rationale for the specifications of the APD measuring function

The specifications of the APD measuring function are based on the following definitions and considerations.

a) Dynamic range of the amplitude

The dynamic range of the amplitude is defined as the range necessary to obtain the APD. The upper limit of the dynamic range shall be greater than the peak level of disturbance to be measured, and the lower limit shall be lower than the level of disturbance limit specified by the product committees.

According to CISPR 11, the peak limit for group 2, class B, for ISM equipment is set at 110 dB(μ V/m), and the weighted limit is specified as 60 dB(μ V/m). Therefore, a dynamic range greater than 60 dB is proposed, with a 10 dB margin.

b) Sampling rate

Ideally, the APD of disturbances is measured using the equivalent bandwidth of the radio service to be protected. However, the spectrum analyzer's resolution bandwidth is specified as 1 MHz for the frequency range above 1 GHz. The sampling rate shall therefore be greater than ten million samples per second.

c) Maximum measurable time

CISPR 11 specifies the maximum hold time as a 2 min period for peak measurements of microwave cooking appliances above 1 GHz. Therefore, the measurable time for an APD measurement shall be 2 min minimum. Because the size of the counter or memory is limited, continuous measurements can be difficult for long measurement periods. Therefore, intermittent measurements are allowed under the condition that the dead time is less than 1 % of the total measurement time.

d) Minimum measurable probability

About 100 occurrences might be necessary to obtain a meaningful result. Therefore, the minimum measurable probability is calculated as follows.

assuming 2 min for the measuring time, and a ten-million-samples-per-second sampling rate, the probability is determined as:

$$100/(120 \times 10 \times 10^6) \sim 10^{-7}.$$

e) Display of APD measurement data

The amplitude resolution for the display of APD results depends on the dynamic range and the resolution of the A/D converter. For example, the resolution of the display is less than 0,25 dB (± 60 dB/256) when an 8-bit A/D converter is applied to a dynamic range of 60 dB.

Figures G.1 and G.2 show block diagrams of implementations of the APD measurement function.

An example of an APD measurement result is depicted in Figure G.3.

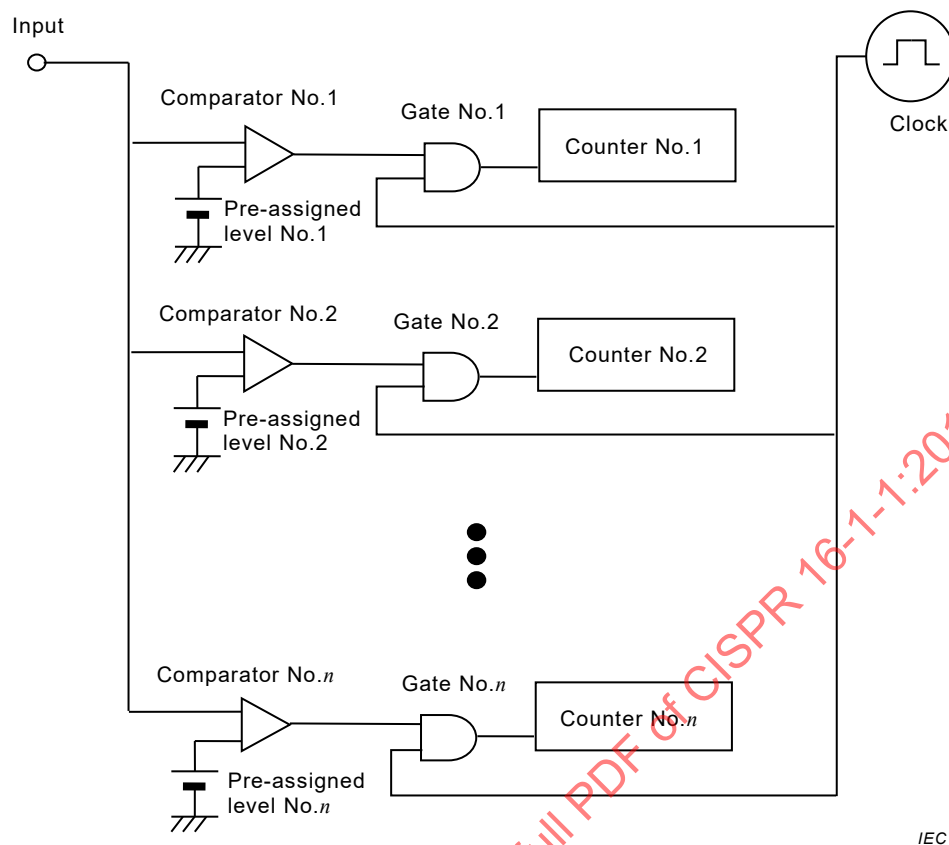


Figure G.1 – Block diagram of APD measurement circuit without A/D converter

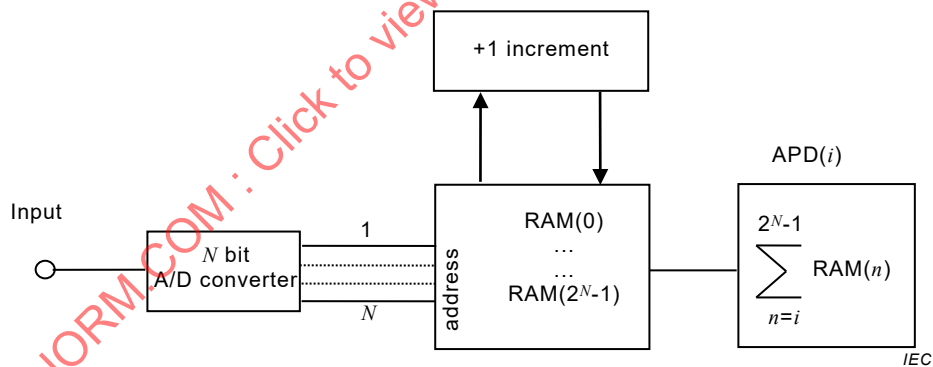


Figure G.2 – Block diagram of APD measurement circuit with A/D converter

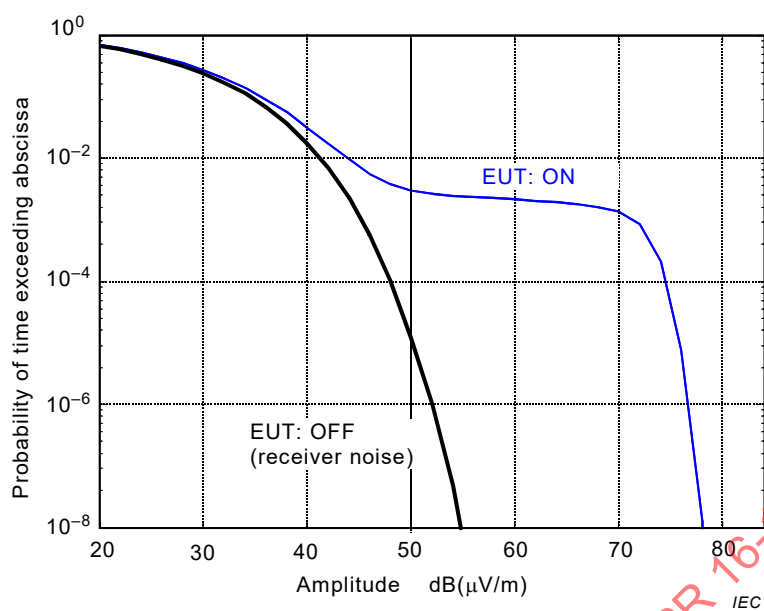


Figure G.3 – Example of display of APD measurement results versus equipment-under-test (EUT) state

Annex H (informative)

Characteristics of a quasi-peak measuring receiver

Table H.1 provides specifications of a quasi-peak measuring receiver. These specifications describe the overall characteristics of such an instrument, but do not describe the specification of individual components and subassemblies of the instrument. The responses to pulses as specified in 5.2 are calculated on the basis of measuring receivers having the following fundamental characteristics.

Table H.1 – Characteristics of quasi-peak measuring receivers

Characteristics	Frequency band		
	Band A 9 kHz to 150 kHz	Band B 0,15 MHz to 30 MHz	Bands C and D 30 MHz to 1 000 MHz
Bandwidth at the –6 dB points, B_6 in kHz	0,20	9	120
Detector electrical charge time constant, in ms	45	1	1
Detector electrical discharge time constant, in ms	500	160	550
Mechanical time constant of critically damped indicating instrument, in ms	160	160	100
Overload factor of circuits preceding the detector, in dB	24	30	43,5
Overload factor of the DC amplifier between detector and indicating instrument, in dB	6	12	6
NOTE 1 The definition of the mechanical time constant (see 3.8) assumes that the indicating instrument is linear, i.e. equal increments of current produce equal increments of deflection. An indicating instrument having a different relation between current and deflection can be used provided that the instrument satisfies the requirements of Annex H. In an electronic instrument, the mechanical time-constant can be simulated by a circuit. NOTE 2 No tolerance is given for the electrical and mechanical time constants. The actual values used in a specific receiver are determined by the design to meet the requirements in 5.2.			

Annex I (informative)

Example of EMI receiver and swept spectrum analyzer architecture

Annex I provides a brief description of the main differences between “EMI receivers” and “swept spectrum analyzers” for the purposes of this document. Figure I.1 illustrates an example of the architecture of both types of instruments. The parts shaded in grey are typically implemented in test instrumentation to achieve compliance with specifications called out in this document.

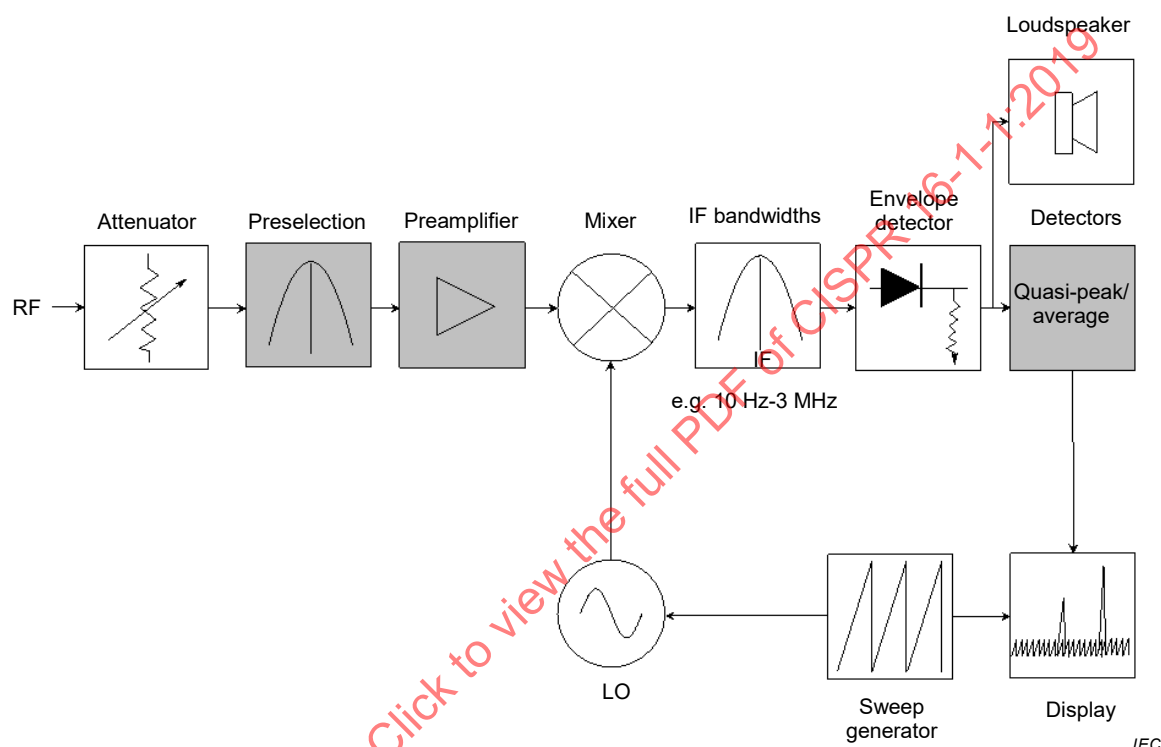


Figure I.1 – Example of block diagram of an EMI receiver consisting of a swept spectrum analyzer with added preselector, preamplifier and quasi-peak/average detector

The main differences between the two instrument types are described in the following paragraphs.

- Swept spectrum analyzers are scanning instruments, which tune their local oscillator (LO) frequency continuously to cover the selected frequency range of interest. Some EMI receivers perform a stepped sweep, i.e. the instrument is tuned to fixed frequencies, in defined frequency step sizes, to cover the frequency range of interest. The amplitude at each tuning frequency is measured and retained for further processing or display.
- Many swept spectrum analyzers do not have preselection (i.e. filtering at the input) built into the instrument before the first frequency conversion stage. This usually results in an inadequate dynamic range for measurements of low-repetition-frequency pulses with quasi-peak detection, and thus might lead to erroneous measurement results under these circumstances.
- Swept spectrum analyzers with preselection are commercially available. These types of instruments can meet all requirements called out in this document, and, in case of full compliance with this document, may be used without any restrictions to perform emission measurements in accordance with CISPR 16-2 (all parts).

- d) The specifications applicable to spectrum analyzers without preselection for quasi-peak detection are less stringent, and their use is conditional on the signals to be measured.
- e) Some spectrum analyzers might not have a built-in preamplifier. EMI receivers tend to have a preamplifier built in after the preselection stage.
- f) The frequency selectivity criteria (defined in 4.4) might not be met by swept spectrum analyzers. Swept spectrum analyzers typically use Gaussian shaped filters that might not meet these requirements. This document requires swept spectrum analyzers to meet the stated specifications in 4.4.
- g) Some swept spectrum analyzers might not have a quasi-peak detector built in. This document requires spectrum analyzers to meet the stated specifications in 5.2 for quasi-peak detection. However, the documented requirements for pulse repetition frequencies are not applicable to swept spectrum analyzers without preselection.
- h) Some swept spectrum analyzers might not have the proper response to intermittent, unsteady, and drifting narrowband disturbances, as described in 7.3.3. This document requires spectrum analyzers to meet the stated specifications in 7.3.3.

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of CISPR 16-1-1:2019

Annex J (normative)

Requirements when using an external preamplifier with a measuring receiver

J.1 General

Using an external preamplifier at the input of a measuring receiver shall be considered carefully; whereas a preamplifier improves system sensitivity, it might invalidate the system's compliance with the overload requirements of this document. Further, an external preamplifier might invalidate the usability of a spectrum analyzer without preselection for the measurement of impulsive signals with pulse repetition frequencies down to 20 Hz using the quasi-peak detector as specified in 5.2.2.

Therefore, the operator of a measuring system that includes an external preamplifier shall determine the limitations of the system, and shall apply linearity checks for the test system, as described in Annex J. Automated measurement results with external preamplifiers shall be verified using a final manual linearity check. The information given in Annex J provides guidance for the user of emission measurement systems.

J.2 Considerations for optimum emission measurement system design

Internally, measuring receivers are designed to achieve optimum sensitivity while avoiding overload. Built-in preselection in the measuring receiver avoids overload by impulsive signals. Despite built-in preselection, measuring receivers usually have no linearity reserve for quasi-peak measurements of a single pulse above the specified indication range. Measuring receivers lacking preselection can have problems with quasi-peak detection of impulsive signals with low PRF.

The use of an external broadband preamplifier shall be considered only after all other possible measures for improving the system sensitivity have been exhausted, for example using measuring receivers with built-in preamplifiers, antennas of sufficient gain, or low loss connecting cables. An external preamplifier need only be added when the disturbance limit and all of the emissions expected and emissions to be measured are very close to the system noise level (e.g. for compliance with the Class 5 radiated disturbance limits of CISPR 25 [2]). If high emission signals or high ambient signals are expected, external preamplifiers are not recommended.

Experience has shown that external preamplifiers are not needed for radiated disturbance measurements to Class B limits of CISPR 11, and CISPR 32 [3], either at 3 m or at 10 m measurement distance, when measuring receivers with built-in preamplifiers including preselection and low-loss antenna cables are used. The same situation applies for radiated disturbance measurements to CISPR 14-1, CISPR 15 [1], and the generic emission standards, as well as for disturbance power measurements.

External preamplifiers are not recommended for conducted disturbance measurements below 30 MHz; their use may cause harmonics in the presence of high-level disturbances at frequencies below 150 kHz, where many emission standards do not specify disturbance limits.

If an external preamplifier is added for improved sensitivity, the following items shall be considered:

- a) preamplifiers have a wide bandwidth; i.e. they are susceptible to overload by impulsive signals and high level narrowband signals;
- b) preamplifiers might produce intermodulation products and harmonics; this is especially important when measurements are made either at an OATS or in the presence of radio transmission equipment, or both;
- c) preamplifiers increase the signal level at the receiver input and thus might overload the receiver input stages, a condition which cannot be avoided entirely by the receiver's built-in preselection;
- d) the gain in sensitivity will be less than the gain in signal level, thus limiting the dynamic range of the preamplifier/receiver combination;

NOTE 1 The gain in sensitivity is understood as the difference between the noise figure without preamplifier and the system noise figure with preamplifier.

- e) for maximum sensitivity in the frequency range above 1 GHz, the preamplifier is mounted/connected directly to the measurement antenna;
- f) use of an external preamplifier requires that an accurate gain versus frequency characterization be accounted for in the measurement result;
- g) the uncertainty of the gain as a function of temperature and aging, as well as the additional mismatch uncertainty between the preamplifier output port and the receiver input port, shall be included in the uncertainty budget for the measurement; the input impedance shall, as much as possible, comply with the requirements for the measuring receiver, and shall also be included in the uncertainty budget;
- h) for CISPR Band E, a system consisting of an external preamplifier and a measuring receiver shall be designed such that it cannot be overloaded either by signals of lower frequency bands, or by any signal whose out-of-band or spurious signals are to be measured, or both, for example the ISM signal of a microwave oven shall not drive the system into overload.

The gain in sensitivity is determined using the following parameters and formulae:

$$F = \frac{P_{ie}}{kT_0B} \quad (J.1)$$

and, for an amplifier,

$$F = \frac{P_o}{gkT_0B} \quad (J.2)$$

where

- F is the noise factor, with $10 \lg F =$ noise figure (often denoted by the symbol NF);
- P_{ie} is the equivalent noise input power;
- P_o is the noise output power;
- g is calculated from the gain, $G = 10 \lg g$, where $g = 10^{G/10}$;
- k is Boltzmann's constant = $1,38 \times 10^{-23}$ Ws/K and $kT_0 = 4 \times 10^{-21}$ W/Hz;
- T_0 is the absolute reference room temperature (293 K);
- B is the noise bandwidth (e.g. of the measuring receiver).

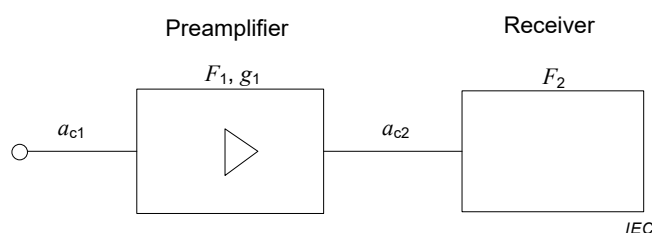


Figure J.1 – Receiver with preamplifier

In Figure J.1, assuming that the cable attenuation $a_{c2} = 0$ dB, then

$$10 \lg F_{\text{tot}} = a_{c1} + 10 \lg \left(F_1 + \frac{F_2 \times 10^{(a_{c2}/10)} - 1}{g_1} \right) \quad (\text{J.3})$$

where F_{tot} is the noise factor of the system at the input cable with attenuation a_{c1} .

If $a_{c2} \neq 0$ dB, then the preamplifier gain factor g_1 in Formula (J.3) shall be replaced by $10^{(g_1 - a_{c2})/10}$. Cable attenuation $a_{c1} = 0$ dB is achieved by either mounting or connecting the preamplifier directly to the antenna, or both. If $a_{c1} \neq 0$ dB, then the cable attenuation a_{c1} adds to the system noise figure, as shown by Formula (J.3).

State-of-the-art preamplifiers typically have noise figures of 3 dB or less, corresponding to a noise factor of $F_1 = 2$. Receivers with built-in preamplifiers typically have noise figures around 8 dB, corresponding to a noise factor of $F_2 = 6,3$. This high noise factor is due to attenuation caused by preselection and other internal insertion losses of the receiver. Receivers without built-in preamplifiers typically have noise figures around 15 dB, corresponding to a noise factor of $F_2 = 31,6$.

NOTE 2 The noise figure $10 \lg F_2$ of a measuring receiver can be determined from the indicated noise level using

$$10 \lg F_2 = V_{\text{Nav}} + 67 - 10 \lg B_N - w_{\text{Nav}}$$

where

V_{Nav} is the receiver noise floor with linear average detection, in dB(μV);

B_N is the noise bandwidth of the measuring receiver, in Hz;

w_{Nav} is the noise weighting factor for linear average detection, in dB.

EXAMPLE If $V_{\text{Nav}} = -10,7$ dB(μV), $B_N = 85$ kHz (for $B_6 = 120$ kHz), and $w_{\text{Nav}} = -1$ dB, then the noise figure $10 \lg F_2 = 8$ dB.

The quantity w_{Nav} is the difference between the indications of the linear average detector and the RMS detector for Gaussian noise [8]; values for quasi-peak detection w_{NQP} are approximately 4 dB for Band B, and 6 dB for Bands C/D; for peak detection w_{Npk} is up to 12 dB, depending on measurement time.

The noise bandwidth B_N is close to the 3 dB bandwidth B_3 of the measuring receiver. A rough approximation is given by $B_N = 1,1 B_3$. See [8] for details about specific filter implementations.

Considering a given preamplifier noise figure of 3 dB, it will be acceptable to achieve a system noise figure $10 \lg F_{\text{tot}} = 4$ dB, corresponding to a noise factor of 2,51. This requires that $(F_2 - 1)/g_1 = 0,51$, or $g_1 = (F_2 - 1)/0,51$.

For receivers with a built-in preamplifier, the resulting gain is $g_1 = 10,39$, or $G_1 = 10,2$ dB.

For receivers without a built-in preamplifier, the resulting gain is $g_1 = 60$, or $G_1 = 17,8$ dB.

For a receiver without a built-in preamplifier, as described above in the preceding paragraphs, an external preamplifier with a noise figure of 3 dB and a gain of 10 dB will give a system noise figure of 7 dB.

From the preceding examples, it can be seen that an improvement in sensitivity of 4 dB requires a signal gain of around 10 dB for a receiver with a built-in preamplifier. For a receiver without a built-in preamplifier, an improvement in sensitivity of 11 dB requires a signal gain of almost 18 dB, and an improvement of 8 dB requires a signal gain of 10 dB. It is evident that a system noise figure of 3,5 dB cannot easily be achieved with a preamplifier noise figure of 3 dB, because an excessive preamplifier gain would be necessary. Table J.1 provides examples of noise figures.

Because it will severely limit the system's linearity performance, it is not advisable to use preamplifiers with a gain of 30 dB or more.

Table J.1 – Examples of preamplifier and measuring receiver data and resulting system noise figures

Preamplifier				Measuring receiver		System
Noise factor	Noise figure	Gain factor	Gain	Noise factor	Noise figure	Noise figure
F_1	$10 \lg F_1$	g_1	G_1	F_2	$10 \lg F_2$	$10 \lg F_{\text{tot}}$
	dB		dB		dB	dB
2	3	10,4	10,2	6,3	8	4
2	3	10	10	31,6	15	7
2	3	60	17,8	31,6	15	4

J.3 Linearity specifications and precautions in measurement

The dynamic range of preamplifiers is defined by the 1 dB compression point, 3 dB compression point, and saturation point. To avoid distortion caused by the input signal, the signal should ideally stay below the 1 dB compression point during the entire measurement time.

An example of screenshot of the transfer function of an amplifier is shown in Figure J.2. The response of such an amplifier using a sinusoidal signal in the time domain and frequency domain is shown in Figure J.3. The numbers on the axes in Figures J.2, J.3 and J.4 are generic in nature (quantization values) and do not represent specific units.

Figure J.3 shows that the sinusoidal signal is distorted in the time domain, which is due to the nonlinear effects of the preamplifier. The frequency domain display shows that the level is decreased at 100 MHz, and that further harmonics exist. A corresponding simulation for a broadband pulse is shown in Figure J.4.

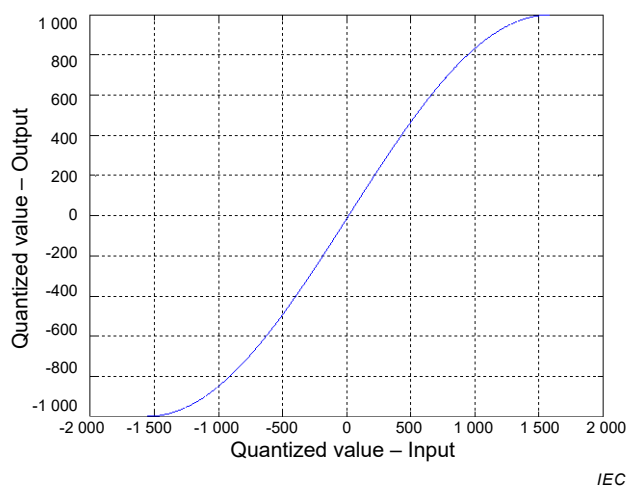
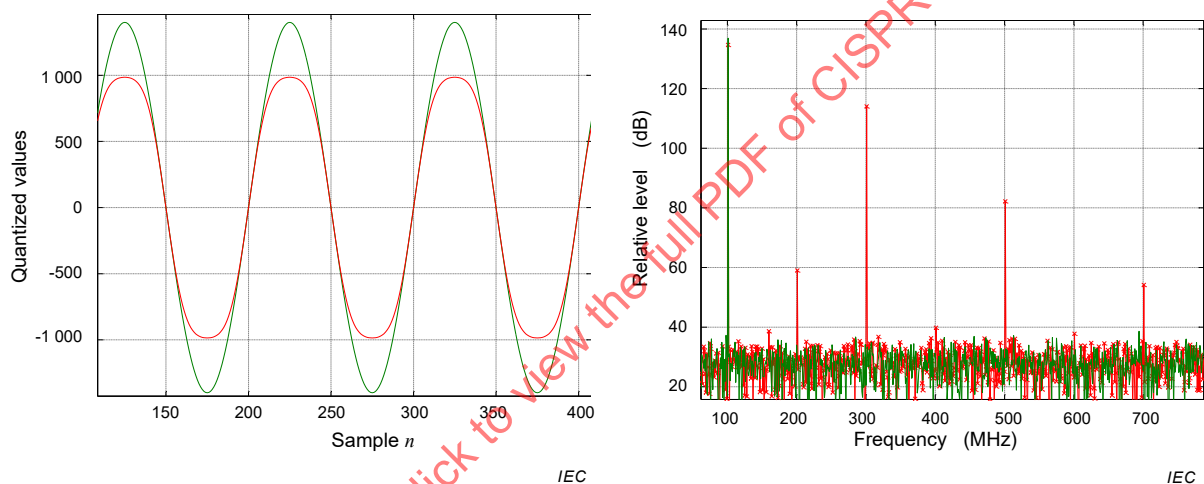
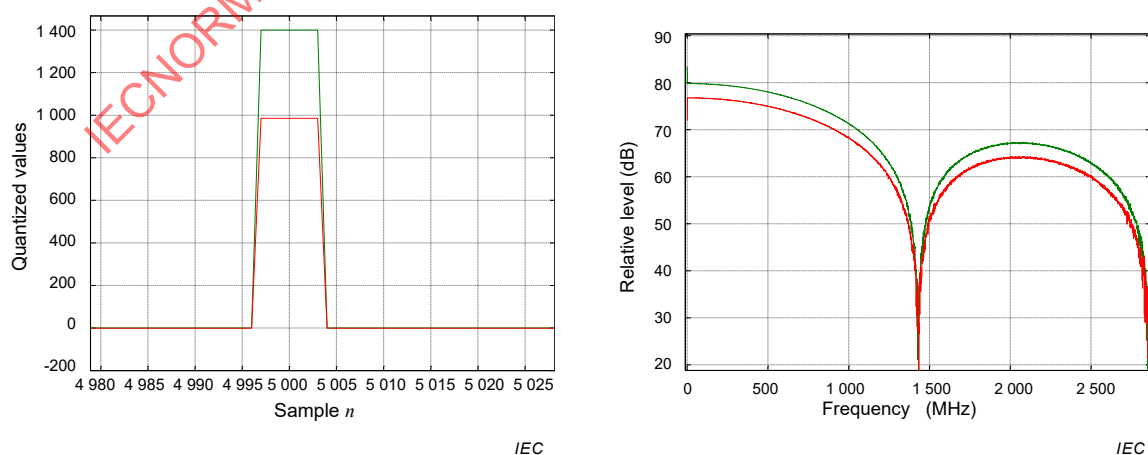


Figure J.2 – Example of the transfer function of an amplifier



green = normalized input signal; red = output signal

Figure J.3 – Response of the amplifier of Figure J.2 for a sinusoidal signal



green = normalized input signal; red = output signal

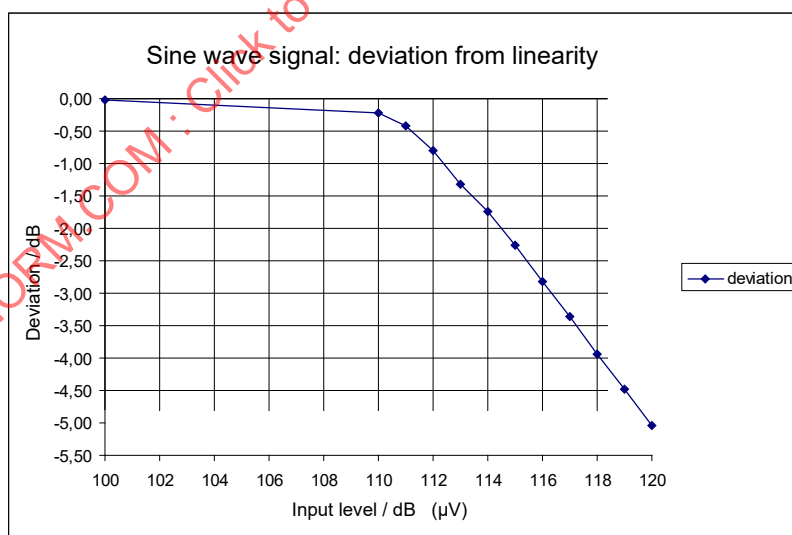
Figure J.4 – Response of the amplifier of Figure J.2 for an impulse

Comparing Figures J.3 and J.4, it can be seen that the saturation level in the time domain is exactly the same. However, in the frequency domain the effects of saturation of the external preamplifier are different. For the impulsive signal, the amplitude level is decreased, invalidating the measurement result. For sinusoidal signals, the amplitude of the fundamental is decreased, while further harmonics are generated by the nonlinear effect of the external preamplifier; the measurement result is also invalidated.

The performance of the system, i.e. system noise level and overload capability, will depend on the characteristics of both the preamplifier and the measuring receiver. For narrowband signals, generally the 1 dB compression point of the preamplifier output exceeds the 1 dB compression point of the measuring receiver input. Preselection of the measuring receiver will improve system linearity for the measurement of broadband impulsive signals. Therefore, two types of systems are taken into consideration: systems with, and without, preselection at the measuring receiver input.

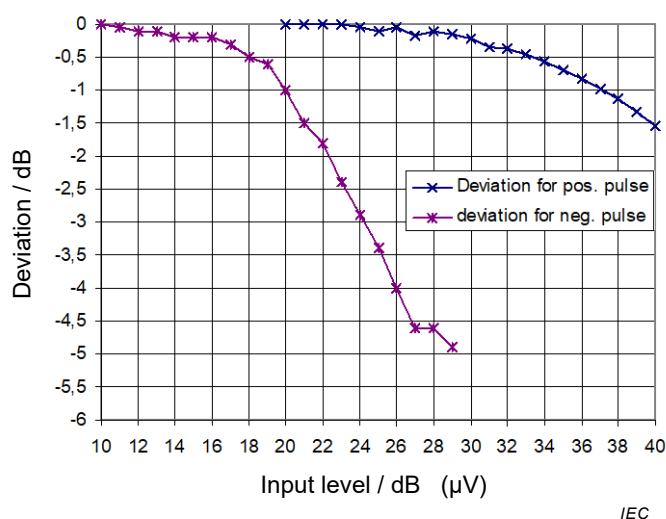
A broadband overload detector, which is effective at the input of some measuring receivers without preselection, is used to detect signal levels at the 1 dB compression point of the first mixer, to alert the user of linearity problems. The overload detector can also be used as an indicator to assure valid measurement results. Similar overload detection is recommended for wideband FFT based measuring systems to avoid over-range of the wideband A/D converter (see Clause J.4).

Further precautions for measurements include a prediction of the available overload factor for the measurement of impulsive disturbances. Apart from gain versus frequency and noise figure, the 1 dB compression point of the preamplifier and the complete system, consisting of the preamplifier and measuring receiver, shall be specified. For CISPR Bands C and D, the relationship between the 1 dB compression point for sine-wave signals and the peak value of the broadband CISPR pulse signal with a bandwidth of 2 GHz gives a bandwidth factor F_{bw} of 85 dB [$F_{bw} = 20 \lg(2\,000/0,12)$]. Figures J.5 and J.6 show the deviations from linearity of a preamplifier with a 1 dB compression point of 112 dB(μ V), for an unmodulated sine-wave and impulsive signals.



IEC

Figure J.5 – Deviation from linear gain for an unmodulated sine-wave (example)



NOTE Using $F_{bw} = 85$ dB, the peak value of the positive pulse signal with a PRF of 100 Hz is at around $37 \text{ dB}(\mu\text{V}) + 12 \text{ dB} + 85 \text{ dB} = 134 \text{ dB}(\mu\text{V})$, i.e. around 22 dB above the 1 dB compression point shown in Figure J.5. The quasi-peak weighting factor is 12 dB, i.e. the difference between peak and quasi-peak results for a PRF of 100 Hz.

Figure J.6 – Deviation from linear gain for a broadband impulsive signal as measured with the quasi-peak detector (example)

The flatness of the deviation curve for positive pulses in Figure J.6 is misleading, because the amplifier nonlinearity is masked by the amplifier's own intermodulation products. This effect can be demonstrated using a band-stop filter with a notch depth of greater than 40 dB (band-stop filter as specified in 4.10) at the input of the preamplifier. For an acceptable operation (error contribution less than 1 dB by intermodulation), the notch depth shall remain at least 20 dB during the intermodulation test. The value of 20 dB is obtained with quasi-peak measurements at a PRF of 100 Hz; the PRF of 100 Hz is a compromise.

Ideally the 20 dB notch depth would be needed for quasi-peak measurements at all PRFs. This is shown in Figure J.7 for the preamplifier used above with 10 dB gain, where the 20 dB depth is retained as long as the peak level of the input signal is less than $37 \text{ dB}(\mu\text{V})$, and the peak level of the output signal is less than $46 \text{ dB}(\mu\text{V})$ (blue curve). For a PRF of 100 Hz, a peak level of $37 \text{ dB}(\mu\text{V})$ corresponds to a quasi-peak level of $25 \text{ dB}(\mu\text{V})$. Thus while the 1 dB compression point for the broadband impulsive signal in the Figure J.6 “positive pulse curve” seems to be at $37 \text{ dB}(\mu\text{V})$ quasi-peak, the preamplifier is already overloaded. The input signal should be at least 12 dB lower, i.e. at $25 \text{ dB}(\mu\text{V})$ quasi-peak, to avoid excessive intermodulation.

In Figure J.6, the “positive pulse” curve also shows that a simple overload test with a switchable 10 dB attenuator at the preamplifier input might not properly indicate the overload in case of impulsive signals, because the output level can still follow the input level while the preamplifier input signal is up to 20 dB above the 1 dB compression point. The simple test might work for sine-wave signals. A better characterization of the system relative to impulsive signals is obtained using the band-stop filter intermodulation test. If the band-stop filter intermodulation test is not available, the 1 dB compression point of the preamplifier, in relation to its input, should be used to characterize the system.

NOTE The band-stop filter intermodulation test is intended to characterize the system, (e.g. performed by the system provider). It would be impractical to use a band-stop filter test in each EMC test lab during an emission test.

Note that during the band-stop filter intermodulation test, it shall be assured that the measuring receiver used as an indicator at the output of the preamplifier is not overloaded. Figure J.8 shows that the notch depth result from a CISPR intermodulation test of a measuring receiver with preselection still exceeds 30 dB with an input signal (quasi-peak) of $55 \text{ dB}(\mu\text{V})$, which corresponds to an input level (quasi-peak) of $45 \text{ dB}(\mu\text{V})$ to a 10 dB

preamplifier. Using a measuring receiver with built-in broadband preamplifier might not show the linearity of the external preamplifier correctly, due to overload of the measuring receiver, as shown in Figure J.9 and J.10, whereas with preselection the output will be linear.

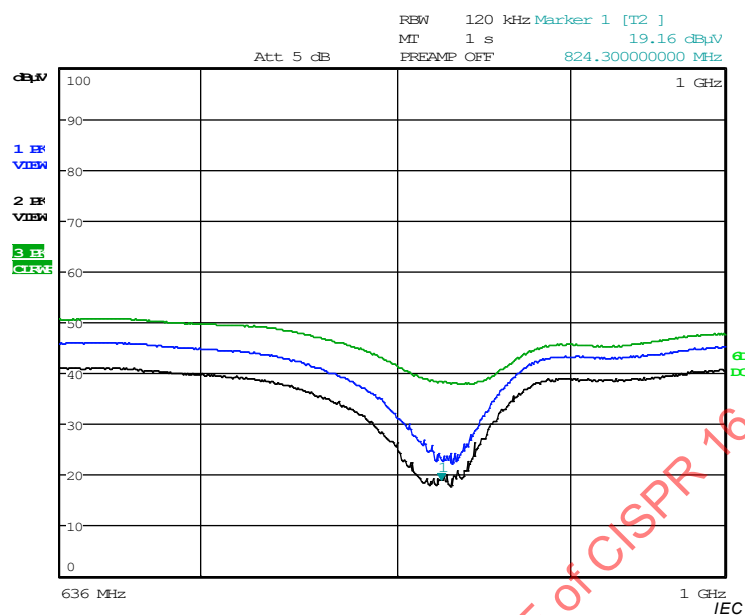


Figure J.7 – Screenshot of a band-stop filter test for a preamplifier at around 818 MHz

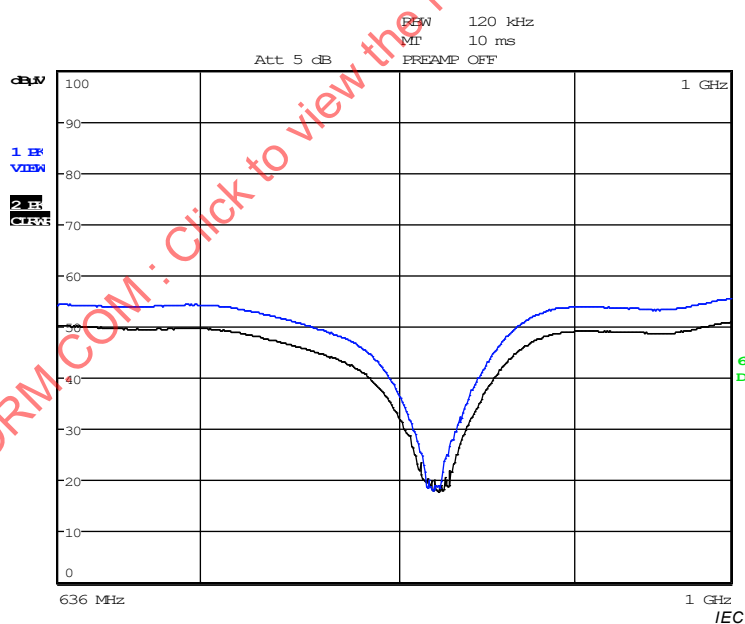


Figure J.8 – Band-stop filter test result with the measuring receiver at 818 MHz

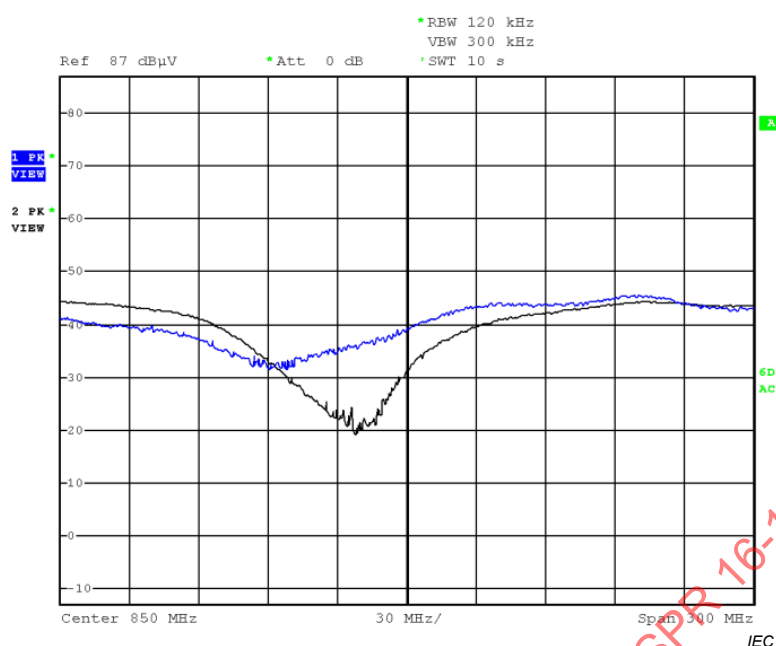
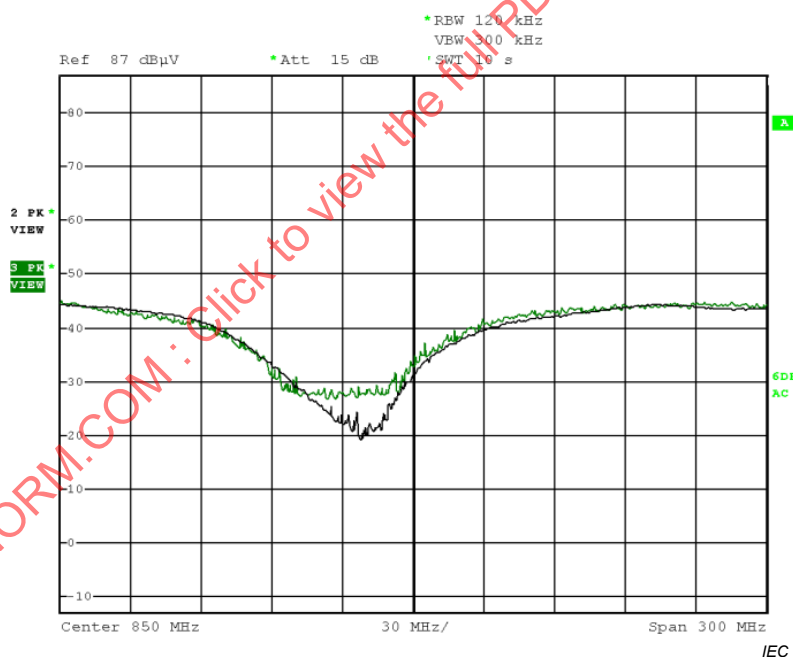


Figure J.9 – Band-stop filter test results for the same 10 dB preamplifier but a different receiver with preselection (black) and without preselection (blue)



NOTE A 15 dB attenuator between the external preamplifier and receiver was used to avoid overload of the receiver without preselection; however, the receiver's noise level then hides the notch.

Figure J.10 – Band-stop filter test results for the same 10 dB preamplifier but with the receiver of Figure J.9 with preselection (black) and without preselection (green)

When an external broadband preamplifier is used with a measuring receiver, the user cannot expect proper weighting of broadband impulsive signals by such a measuring system using average, RMS-average, and quasi-peak detection at low pulse repetition frequencies. Therefore, the user shall determine the operating range between the noise level and the 1 dB compression point for broadband impulsive signals for the peak detector of the measurement system. This determination allows a prediction of the lowest PRF for proper weighting of broadband impulsive signals using each individual detector.

Figure J.11 shows the weighting functions of the detectors specified in CISPR 16-1-1 for CISPR Bands C and D, and an example of a “Noise” line to illustrate the operating range between the noise level and the 1 dB compression point. In the example, the peak detector noise level is 15 dB below the 1 dB compression point. For the quasi-peak detector, the noise level is approximately 5 dB lower, i.e. the operating range is approximately 5 dB wider. For the RMS-average and average detectors, the noise level is approximately 10 dB lower, which increases the operating range to about 25 dB in the example.

To draw the noise line shown in Figure J.11, the peak level V_p is used from the band-stop filter test of Figure J.7 and the average detector noise level V_{Nav} determined. The difference $(V_p - V_{Nav})$ marks the crossing of the “Noise” line with the “Average” line. For the 10 dB preamplifier discussed in Clauses J.2 and J.3, $V_p = 37 \text{ dB}(\mu\text{V})$, $V_{nav} = -14 \text{ dB}(\mu\text{V})$ for a noise figure of 4 dB, and $(V_p - V_{Nav}) = 51 \text{ dB}$. The noise line in Figure J.11 is drawn from an example where $(V_p - V_{Nav}) = 27 \text{ dB}$.

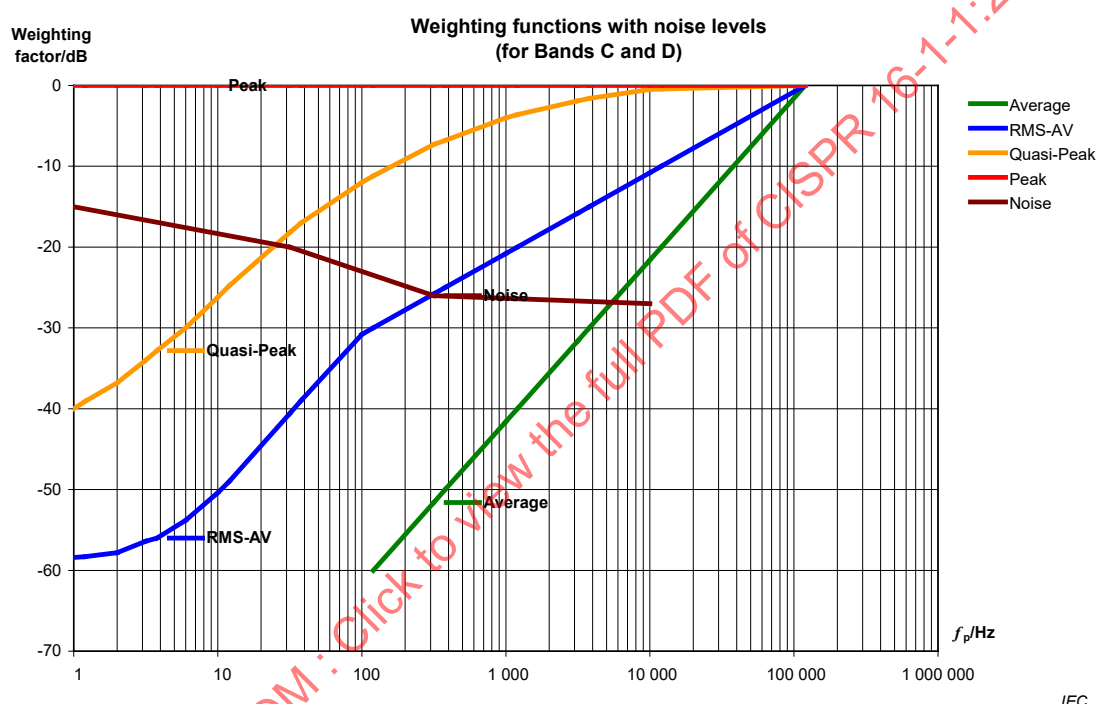


Figure J.11 – Weighting functions of the various CISPR detectors with a noise curve to illustrate the remaining operating ranges for broadband impulsive signals (example)

From Figure J.11, the critical PRF can be seen at the point where the impulsive signal level, with peak level at the 1 dB compression point, is equal to the noise level. However, for an accurate measurement, the signal level needs to be approximately 6 dB above the noise level (the actual value depends on the PRF). As a consequence, in this example quasi-peak measurements can be carried out above a PRF of about 60 Hz. For the rms-average and average detectors, the critical PRFs are near 1 kHz and 10 kHz, respectively. For practical measurements, a linearity check is recommended using the weighting factor at the critical PRF. For this example, the linearity check is as follows:

- For the quasi-peak measurement: the critical PRF of 60 Hz is exceeded if the difference between peak and quasi-peak values is less than 15 dB.
- For the RMS-average and average measurements: the critical PRFs of 1 kHz and 10 kHz are exceeded if the difference between peak and RMS-average or average detector results are less than 20 dB.

However, if the measurements are made close to the noise level, the differences might be reduced by the noise level, which will give the impression of PRFs higher than actual.

J.4 Detecting the overload of an external preamplifier in a wideband FFT-based measuring system

Detecting whether the preamplifier is in the linear range during the measurement can be performed for sinusoidal as well as impulsive signals, by taking the maximum of the preamplifier output signal and then comparing it with a given threshold level corresponding to the 1 dB compression point. The maximum (positive) and minimum (negative) voltage of the signal in the time domain shall be sampled continuously during the measurement time and compared to that threshold level. The 1 dB compression point is defined for a sinusoidal signal yielding an output 1 dB lower than expected, as shown in Figure J.5.

During a measurement, a measuring apparatus that digitizes the signal of the output of the external preamplifier can be used to detect whether an over-range has occurred. For the preceding example, a threshold level of a normalized value in Figure J.2 'Input' of about 900 would be appropriate to avoid nonlinear effects. The threshold level should be identified by the system manufacturer, depending on the application. For example, the measurement of harmonics of intentional radiators requires a better linearity (lower threshold) than the measurement of impulsive disturbance. A measuring apparatus that digitizes the input signal shall fulfil the following requirements, to allow a correct decision:

- a) continuous (gapless) acquisition during the measurement time;
- b) selectable threshold level;
- c) broadband acquisition of the entire measurement band, for example up to 1 GHz.

Typical instruments that fulfil such requirements include broadband FFT-based measurement instruments with over-range detection, as described in CISPR TR 16-3, and oscilloscopes in single-shot trigger mode. Over-range detection is used to avoid exceeding the operating range of the wideband A/D converter.

Annex K (normative)

Calibration requirements for measuring receivers

K.1 General

When performing electromagnetic interference (EMI) measurements, the user shall ensure that the measuring equipment meets the specifications called out in this document, such that the expected measurement instrumentation uncertainty for conducted and radiated disturbance measurements (as well as disturbance power measurements) can be achieved. In addition, the results of these measurements shall be traceable (see 3.16) to nationally- or internationally-accepted standards. These requirements can be met by selecting measuring equipment that is correctly calibrated. The calibration requirements described in Annex K are only applicable to the test instrumentation (i.e. EMI receivers and spectrum analyzers) covered in this document.

The EMC test laboratory is responsible for the selection and use of adequate measuring equipment, as well as the purchase of accredited (or otherwise deemed appropriate) calibration services. A clear understanding of the calibration requirements related to measuring equipment is essential to determine the necessary specifics of the calibration service in the purchasing process, and to review the obtained service upon receipt of the equipment back from the calibration laboratory, before it is placed back into service at the test laboratory.

K.2 Calibration and verification

Calibration is defined as a set of operations that establishes, by reference to standards, the relationship that exists, under specified conditions, between an indication of an instrument under calibration and a result of a measurement using the corresponding traceable reference standard (see also 3.12). Applied to a measuring receiver, this means that a calibration procedure consisting of various steps is used to determine the actual values of various calibration parameters through measurements under specified environmental conditions, using measuring equipment that was calibrated by an accredited (or otherwise deemed appropriate) calibration laboratory. The results of these calibration measurements are used to determine if the instrument under calibration meets the specifications published by the manufacturer.

The calibration process itself does not necessarily require the instrument under calibration to be adjusted. However, adjustments (see 3.14) might be required if the calibration process determines that the instrument does not meet the manufacturer's specifications. The goal of the instrument calibration process is the determination of compliance of a measuring receiver under calibration with its published specifications in a traceable manner (see 3.16).

"Verification" should not be confused with "intermediate checks" (also called confidence checks); the latter consists of a set of operations aimed at providing evidence of the proper functioning of a test instrument. An intermediate check of a measuring receiver can differ considerably from the calibration process because the purpose of these two activities is entirely different.

K.3 Calibration and verification specifics

Calibration of a measuring receiver requires a specific process that defines the various measurements to determine if the receiver meets its specifications. In general, this calibration process has also been used by the receiver manufacturer to establish the receiver specifications. Therefore, only the manufacturer's calibration process or verification process

in accordance with this document shall be applied by a calibration laboratory or test laboratory performing its own calibrations, to determine whether the receiver meets its specifications at the time of calibration or the requirements called out in this document. This requirement applies to measuring receivers only.

If a process different from the manufacturer's calibration process or verification process in accordance with this document is used, it shall be verifiably validated, and it shall be stated in the calibration certificate that the process used deviates from the calibration process defined by the manufacturer. For ancillary equipment (such as Artificial Mains Networks (AMNs), (Asymmetric Artificial Networks (AANs), absorbing clamps and antennas) the calibration procedures documented in other relevant parts of CISPR 16 shall be applied.

The calibration process for measuring receivers also defines the following essential parameters that shall be used for proper calibration:

- a) the specific set-up of the receiver under calibration for each measurement in the calibration process (e.g. in the case of an EMI receiver or spectrum analyzer the tuning frequency, attenuator setting, resolution bandwidth setting, and other parameters, for each measurement to be performed);
- b) the required test set-up for the measurement of a specific parameter (e.g. the use of power splitters for ratio measurements and any other required measuring equipment);
- c) the required accuracy of measuring equipment used to perform the measurements of the calibration process (e.g. required amplitude accuracy and frequency accuracy);
- d) the actual number of measurements to be performed and their sequence. For many types of measuring receivers this sequence is mandatory and cannot be changed because the measurements of some parameters require the measurements of previous calibration parameters to be completed. In addition, it is possible that the interpretation of a test result for a calibration parameter is dependent on the test result of a previous measurement in the calibration sequence;
- e) the required environmental conditions (e.g. required ambient temperature and relative humidity), if deemed necessary by the manufacturer.

Only if the manufacturer's calibration process is used can the results of the calibration measurements be compared to the published specifications. Consequently, the calibration laboratory or the test laboratory performing its own calibrations (also called internal calibrations) should use the manufacturer's calibration process for a specific measuring receiver. If an alternative process is used, it shall be verifiably validated, and it shall be stated in the calibration certificate that this process deviates from the calibration process defined by the manufacturer.

K.4 Measuring receiver specifics

K.4.1 General

This document specifies measuring receiver requirements using a "black box" approach. This means that the instrument shall show a specific response when a defined signal is applied to its input. Therefore, the demonstration of compliance of measuring receivers with specifications defined in this document can be provided through the manufacturer's calibration process or the procedures and measuring equipment defined in this document.

In case compliance of a measuring receiver is determined with the specifications in this document, the following minimum set of parameters shown in Table K.1 shall be included in the verification process.

Table K.1 – Verification parameter summary

Parameter	Subclause in this document	Suggested Frequencies
VSWR	4.2	VSWR to be determined for 0 dB and ≥ 10 dB input attenuation at the following tuning frequencies: 100 kHz, 15 MHz, 475 MHz and 8,5 GHz
Sine-wave voltage tolerance	4.3	Verification at the following tuning frequencies: start frequency, stop frequency and centre frequency of CISPR Bands A/B/C and D/E
Response to pulses	5.2, 6.4, 7.3, 8.3	Verification at the following tuning frequencies: start frequency, stop frequency and centre frequency of CISPR Bands A/B/C and D/E
Selectivity	4.4	Verification at the following tuning frequencies: centre frequency of CISPR Bands A/B/C and D/E

The parameters summarized in Table K.1 are applicable only to the frequency ranges covered by the instrument under verification and its implemented detector functions. Specifics described in the referenced subclauses apply in their entirety, as well as the stated tolerances.

It is to be noted that the requirements called out in this document constitute a subset of all the specifications the receiver manufacturer publishes. In addition, some requirements in this document might be stated in a way that differs from the manufacturer's specifications (e.g. CW frequency accuracy in this document versus a combination of absolute amplitude accuracy at a reference frequency and frequency response).

If evidence of compliance with the requirements presented in this document cannot be directly provided through the manufacturer's calibration process, due to differences in the form of the stated specifications, the verification of these requirements shall be requested by the test laboratory in addition to the actual receiver calibration based on the manufacturer's calibration process.

K.4.2 Demonstration of compliance with CISPR 16-1-1

To demonstrate compliance with CISPR 16-1-1 using the manufacturer's calibration process, the specifications in CISPR 16-1-1 shall be met. This includes the verification of the minimum set of parameters shown in Table K.1.

Use of either the manufacturer's calibration process or a calibration laboratory's validation verification process is allowed. The user of CISPR 16-1-1 is responsible for deciding which process to use, and one process is not considered better than the other.

K.5 Partial calibration of measuring receivers

Oftentimes the complete functionality of a measuring receiver is not utilized when performing emission measurements. For economic reasons test laboratories therefore may decide to have encompassed by the purchased calibration service only functions that are actually used to perform measurements. Care shall be taken when specifying such a partial or limited calibration service because the calibration of the identified functions might require calibration of other functions as a prerequisite. Such dependencies shall be determined by the test laboratory or the calibration laboratory through a review of the manufacturer's calibration procedure. If the test laboratory does not have access to the manufacturer's calibration procedure, this review shall be requested from the calibration laboratory as part of the calibration service purchase.

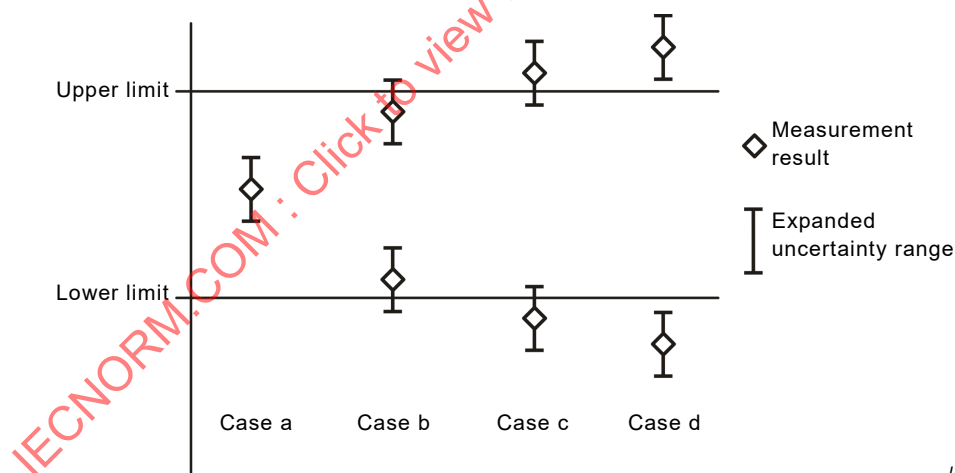
K.6 Determination of compliance of a measuring receiver with applicable specifications

Compliance of a measuring receiver with the specifications of the manufacturer or with the tolerances specified in CISPR standards requires that measurement results reported in calibration certificates are below an upper limit, or above a lower limit, or between an upper and lower limit. The uncertainty of the calibration or verification measurement result has a direct impact on the pass/fail determination. Therefore, the measurement uncertainty shall be taken into account when determining compliance of a measuring receiver with its stated specifications. The application of measurement uncertainty to a measurement result can lead to one of the four cases described as follows and depicted in Figure K.1:

- the measurement result is within the specified limit range by a margin greater than the applicable expanded uncertainty value;
- the measurement result is within the specified limit range by a margin less than the applicable expanded uncertainty value;
- the measurement result is outside of the specified limit range by a margin less than the applicable expanded uncertainty value; or
- the measurement result is outside of the specified limit range by a margin greater than the applicable expanded uncertainty value, and the specification is not met.

The four cases in Figure K.1 shall be interpreted as follows:

- specification is met;
- and c) the result is inconclusive; a definitive compliance statement is not possible;
- specification is not met.



IEC

Figure K.1 – Compliance determination process with application of measurement uncertainty

Annex L (normative)

Verification of the RF pulse amplitude (See 7.3.1, 8.3.2)

Three suggested methods for verifying the RF amplitude of the pulse are:

- Directly measure the RMS amplitude of the pulsed signal using an oscilloscope.
- Make a relative measurement of the RMS amplitude of the pulsed signal using a spectrum analyzer. Using a spectrum analyzer resolution bandwidth with an impulse bandwidth $\sim 3 \times (1/w_p)$, set the CW signal level to the target carrier level L_{carrier} in Table 8. Then, apply the required pulse modulation to the CW signal. Measure the maximum pulse envelope amplitude shown on the spectrum analyzer. Adjust the pulse amplitude at the signal generator as needed to equal the measured CW amplitude. For Gaussian resolution bandwidths, $B_{\text{imp}} = B_3 \times 1,506$.
- The pulse spectral density can be determined by measuring the level of one spectral line using a spectrum analyzer. For this purpose, the level is taken with a small resolution bandwidth (e.g. 10 Hz in Band A, 100 Hz in Band C/D/E) at the carrier frequency. The measured level corresponds to the level of one signal line and the pulse spectral density can be calculated as follows:

$$D = L_{\text{single spectral line}} + 20 \log(1 \text{ MHz} / f_p)$$

Finally adjust the signal generator level to achieve the nominal level of D if necessary.

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of CISPR 16-1-1:2019

Bibliography

- [1] CISPR 15:2018, *Limits and methods of measurement of radio disturbance characteristics of electrical lighting and similar equipment*
 - [2] CISPR 25:2016, *Vehicles, boats and internal combustion engines – Radio disturbance characteristics – Limits and methods of measurement for the protection of on-board receivers*
 - [3] CISPR 32:2015, *Electromagnetic compatibility of multimedia equipment – Emission requirements*
 - [4] ISO/IEC Guide 98-3:2008, *Uncertainty of measurement – Part 3: Guide to the expression of uncertainty in measurement (GUM:1995)*
 - [5] ISO/IEC Guide 99:2007, *International vocabulary of metrology – Basic and general concepts and associated terms (VIM)*
 - [6] GESELOWITZ, D.B., *Response of ideal radio noise meter to continuous sine-wave, recurrent impulses, and random noise*, IRE Transactions, RFI, May, 1961, vol. RFI-3, no. 1, p. 2-11 (only available in English)
 - [7] RAUSCHER, C., *Fundamentals of Spectrum Analysis*, 5th edition, 2011, page 48, ISBN 978-3-939837-01-5 (available from Rohde & Schwarz Bookshop, <http://www.books.rohde-schwarz.com/>)
 - [8] SABAROFF, S., *Impulse excitation of a cascade of series tuned circuits*, Proceedings of the IRE, December 1944, vol. 32, p. 758-760 (only available in English)
 - [9] KELLER, C. and FESER, K., *A New Method of Emission Measurement*, 2002 IEEE International Symposium On Electromagnetic Compatibility Digest, August 19-23, Minneapolis, USA, pp. 599-604, 2002
 - [10] EN 50065-1, *Signalling on low-voltage electrical installations in the frequency range 3 kHz to 148,5 kHz – Part 1: General requirements, frequency bands and electromagnetic disturbances*
 - [11] IEC Guide 107, *Electromagnetic compatibility – Guide to the drafting of electromagnetic compatibility publications*
 - [12] CISPR 16-2 (all parts), *Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods – Part 2-X: Methods of measurement of disturbances and immunity*
-

SOMMAIRE

AVANT-PROPOS	101
INTRODUCTION.....	104
1 Domaine d'application	105
2 Références normatives	105
3 Termes et définitions	106
4 Caractéristiques fondamentales d'un récepteur de mesure	111
4.1 Généralités	111
4.2 Impédance d'entrée	111
4.3 Tolérance de la tension sinusoïdale	111
4.4 Sélectivité globale de bande passante	111
4.5 Largeur de bande.....	114
4.6 Tolérance de fréquence d'accord	115
4.7 Taux de rejet à la fréquence intermédiaire	115
4.8 Taux de rejet à la fréquence conjuguée	115
4.9 Autres réponses parasites	115
4.10 Limitation des effets d'intermodulation	115
4.11 Limitations du bruit du récepteur et des signaux parasites internes.....	117
4.11.1 Bruit aléatoire.....	117
4.11.2 Onde entretenue.....	117
4.12 Limitation des émissions radioélectriques produites par le récepteur de mesure	117
4.12.1 Émissions conduites	117
4.12.2 Émissions rayonnées.....	117
4.13 Moyens de branchement à un analyseur de perturbations discontinues	118
5 Récepteurs de mesure de quasi-crête pour la plage de fréquences de 9 kHz à 1 000 MHz	118
5.1 Généralités	118
5.2 Réponses aux impulsions	118
5.2.1 Réponse en amplitude (étalonnage absolu)	118
5.2.2 Variations en fonction de la fréquence de répétition (étalonnage relatif)	119
6 Récepteurs de mesure avec détecteur de crête pour la plage de fréquences comprises entre 9 kHz et 18 GHz	123
6.1 Généralités	123
6.2 Rapport des constantes de temps de charge et de décharge	123
6.3 Marge de linéarité	124
6.4 Réponses aux impulsions	124
7 Récepteurs de mesure avec détecteur de valeur moyenne pour la plage de fréquences comprises entre 9 kHz et 18 GHz	125
7.1 Généralités	125
7.2 Marge de linéarité	125
7.3 Réponses aux impulsions	125
7.3.1 Réponse en amplitude	125
7.3.2 Variation avec la fréquence de répétition	126
7.3.3 Réponse aux perturbations à bande étroite intermittentes, instables et dérivantes.....	127
8 Récepteurs de mesure avec détecteur de valeur moyenne efficace pour la plage de fréquences comprises entre 9 kHz et 18 GHz	128

8.1	Généralités	128
8.2	Marge de linéarité	128
8.3	Réponses aux impulsions	129
8.3.1	Détails de construction	129
8.3.2	Réponse en amplitude	129
8.3.3	Variation avec la fréquence de répétition	130
8.3.4	Réponse aux perturbations à bande étroite intermittentes, instables et dérivantes.....	131
9	Récepteurs de mesure pour la plage de fréquences comprises entre 1 GHz et 18 GHz avec fonction de mesure de la distribution de probabilité des amplitudes (DPA)	132
10	Analyseurs de perturbations discontinues.....	133
10.1	Généralités	133
10.2	Caractéristiques fondamentales	133
10.3	Méthode d'essai pour la validation du contrôle des performances de l'analyseur de claquement.....	140
10.3.1	Exigences fondamentales	140
10.3.2	Exigences supplémentaires	141
Annexe A (normative) Détermination de la réponse aux impulsions répétées des récepteurs de mesure de quasi-crête et en valeur moyenne efficace (voir 3.6, 5.2.2, 8.2 et 8.3)		142
A.1	Généralités	142
A.2	Réponse des étages précédant le détecteur	142
A.3	Réponse du détecteur de quasi-crête aux signaux en sortie des étages précédents.....	144
A.3.1	Généralités.....	144
A.3.2	Réponse de l'appareil indicateur au signal issu du détecteur	145
A.4	Réponse d'un détecteur de valeur efficace à la tension de sortie des étages précédents.....	146
A.4.1	Relation entre tension de sortie et réponse en amplitude.....	146
A.4.2	Calcul de la marge de linéarité	147
A.5	Correspondance entre les indications d'un indicateur de valeur efficace et celles d'un indicateur de quasi-crête	147
Annexe B (normative) Détermination du spectre du générateur d'impulsions (voir 5.2, 6.4, 7.2, 8.3)		149
B.1	Générateur d'impulsions	149
B.1.1	Généralités	149
B.1.2	Spectre des impulsions générées	149
B.2	Méthode de mesure générale.....	149
Annexe C (normative) Mesures précises à la sortie des générateurs d'impulsions de l'ordre de la nanoseconde (voir 5.2, 6.4, 7.2, 8.3)		151
C.1	Mesure de l'aire de l'impulsion (A_{imp})	151
C.1.1	Généralités	151
C.1.2	Méthode des aires	151
C.1.3	Méthode normalisée de la ligne de transmission	151
C.1.4	Mesure des harmoniques.....	152
C.1.5	Méthode énergétique	152
C.2	Spectre du générateur d'impulsions	152
Annexe D (normative) Influence des caractéristiques du récepteur de mesure de quasi-crête sur sa réponse aux impulsions (voir 5.2.2).....		153

Annexe E (normative) Réponse des récepteurs de mesures de valeurs moyennes et de crête (voir 4.5)	154
E.1 Réponse des étages précédant le détecteur	154
E.2 Marge de linéarité	154
E.3 Correspondance entre les indications d'un récepteur de mesure de valeur moyenne et d'un récepteur de mesure de quasi-crête	155
E.4 Récepteurs de mesure de crête	156
E.5 Correspondance entre les indications d'un récepteur de mesure de crête et d'un récepteur de mesure de quasi-crête	156
E.6 Essai de réponse aux impulsions du récepteur de mesure au-dessus de 1 GHz	157
E.7 Mesure de la largeur du spectre d'impulsion d'un récepteur de mesure	159
E.7.1 Généralités	159
E.7.2 Méthode 1: Mesure par comparaison des réponses de B_{imp} à deux impulsions d'amplitude et de largeur identiques, avec des fréquences de répétition (PRF) basses et élevées	160
E.7.3 Méthode 2: Mesure par comparaison de la réponse à une impulsion de B_{imp} avec la réponse en bande étroite au même signal	161
E.7.4 Méthode 3: Intégration de la fonction de sélectivité linéaire normalisée	162
Annexe F (normative) Contrôle des performances des exceptions à partir des définitions d'un claquement selon 5.4.3 de la CISPR 14-1:2016	163
Annexe G (informative) Justifications relatives aux spécifications de la fonction de mesure de DPA	170
Annexe H (informative) Caractéristiques d'un récepteur de mesure de quasi-crête	173
Annexe I (informative) Exemple d'architecture d'un récepteur EMI et d'un analyseur de spectre à balayage	174
Annexe J (normative) Exigences lors de l'utilisation d'un préamplificateur externe avec un récepteur de mesure	176
J.1 Généralités	176
J.2 Considérations en matière de conception optimale d'un système de mesure des émissions	176
J.3 Spécifications de linéarité et précautions dans la mesure	179
J.4 Détection de la surcharge d'un préamplificateur externe dans un système de mesure FFT à bande large	188
Annexe K (normative) Exigences d'étalonnage des récepteurs de mesure	189
K.1 Généralités	189
K.2 Étalonnage et vérification	189
K.3 Spécificités de l'étalonnage et de la vérification	190
K.4 Spécificités du récepteur de mesure	191
K.4.1 Généralités	191
K.4.2 Démonstration de la conformité à la CISPR 16-1-1	191
K.5 Étalonnage partiel des récepteurs de mesure	192
K.6 Détermination de la conformité d'un récepteur de mesure aux spécifications applicables	192
Annexe L (normative) Vérification de l'amplitude d'impulsion RF (voir 7.3.1, 8.3.2)	194
Bibliographie	195
Figure 1 – Limites de la sélectivité globale – Bande passante (bande A)	112
Figure 2 – Limites de la sélectivité globale – Bande passante (bande B)	113
Figure 3 – Limites de la sélectivité globale – Bande passante (bande B et bande D)	113

Figure 4 – Limites pour la sélectivité globale – Bande passante (bande E)	114
Figure 5 – Schéma pour l'essai des effets d'intermodulation	117
Figure 6 – Courbe de réponse aux impulsions (bande A)	120
Figure 7 – Courbe de réponse aux impulsions (bande B)	121
Figure 8 – Courbe de réponse aux impulsions (bandes C et D)	121
Figure 9 – Courbe de réponse théorique aux impulsions de récepteurs à détecteur de quasi-crête et de valeur moyenne	122
Figure 10 – Schéma fonctionnel d'un détecteur de valeur moyenne	127
Figure 11 – Capture d'écran montrant la réponse du réseau de simulation de l'appareil de mesure à un signal à bande étroite intermittent	128
Figure 12 – Exemple d'un analyseur des perturbations	135
Figure 13 – Présentation graphique des signaux d'essai utilisés pour le contrôle des performances de l'analyseur par rapport à la définition d'un claquement conformément au Tableau 14	136
Figure E.1 – Facteur de correction d'estimation du rapport B_{imp}/B_6 pour d'autres circuits accordés	155
Figure E.2 – Coefficient de rectification des impulsions P	157
Figure E.3 – Exemple (capture d'écran de spectre) de signal modulé en impulsion avec une largeur d'impulsion de 200 ns	159
Figure E.4 – Signal RF modulé en impulsion appliqué à un récepteur de mesure	160
Figure E.5 – Filtrage avec une B_{imp} nettement inférieure à la PRF	160
Figure E.6 – Filtrage avec une B_{imp} nettement plus large que la PRF	161
Figure E.7 – Calcul de la largeur du spectre d'impulsion	161
Figure E.8 – Exemple de fonction de sélectivité linéaire normalisée	162
Figure F.1 – Présentation graphique des signaux d'essai utilisés pour les contrôles des performances de l'analyseur avec exigences supplémentaires conformément au Tableau F.1	169
Figure G.1 – Schéma fonctionnel du circuit de mesure de DPA sans convertisseur A/N	171
Figure G.2 – Schéma fonctionnel du circuit de mesure de DPA avec convertisseur A/N	171
Figure G.3 – Exemple d'affichage des résultats de mesure de DPA en fonction de l'état de l'équipement en essai (EUT)	172
Figure I.1 – Exemple de schéma fonctionnel d'un récepteur EMI constitué d'un analyseur de spectre à balayage avec ajout d'un présélecteur, d'un préamplificateur et d'un détecteur de quasi-crête/valeur moyenne	174
Figure J.1 – Récepteur avec préamplificateur	178
Figure J.2 – Exemple de fonction de transfert d'un amplificateur	180
Figure J.3 – Réponse de l'amplificateur de la Figure J.2 pour un signal sinusoïdal	180
Figure J.4 – Réponse de l'amplificateur de la Figure J.2 pour une impulsion	181
Figure J.5 – Écart par rapport au gain linéaire d'une onde sinusoïdale non modulée (exemple)	182
Figure J.6 – Écart par rapport au gain linéaire d'un signal impulsionnel à bande large mesuré avec le détecteur de quasi-crête (exemple)	183
Figure J.7 – Capture d'écran d'un essai de filtre coupe-bande pour un préamplificateur à environ 818 MHz	184
Figure J.8 – Résultat de l'essai du filtre coupe-bande avec le récepteur de mesure à 818 MHz	185

Figure J.9 – Résultats de l'essai du filtre coupe-bande pour le même préamplificateur de 10 dB, mais avec un autre récepteur avec présélection (noir) et sans présélection (bleu).....	185
Figure J.10 – Résultats de l'essai du filtre coupe-bande pour le même préamplificateur de 10 dB, mais avec le récepteur de la Figure J.9 avec présélection (noir) et sans présélection (vert).....	186
Figure J.11 – Fonctions de pondération des différents détecteurs CISPR avec une courbe de bruit pour illustrer les plages de fonctionnement restantes des signaux impulsionnels à bande large (exemple)	187
Figure K.1 – Processus de détermination de la conformité avec l'application de l'incertitude de mesure.....	193
Tableau 1 – Exigences relatives au ROS pour l'impédance d'entrée des récepteurs	111
Tableau 2 – Sélectivité combinée du récepteur de mesure CISPR et du filtre passe-haut ...	112
Tableau 3 – Exigences de largeur de bande pour les récepteurs de mesure	114
Tableau 4 – Caractéristiques de largeur de bande pour l'essai d'intermodulation des récepteurs de mesure de quasi-crête	116
Tableau 5 – Caractéristiques des impulsions d'essais pour les récepteurs de mesure de quasi-crête.....	118
Tableau 6 – Réponses aux impulsions des récepteurs de mesure de quasi-crête.....	123
Tableau 7 – Réponses comparatives aux impulsions des récepteurs de mesure de crête et de quasi-crête pour une même largeur de bande (plage de fréquences comprises entre 9 kHz et 1 000 MHz)	124
Tableau 8 – Spécification de la porteuse modulée en impulsion (f.é.m.).....	126
Tableau 9 – Valeurs maximales des récepteurs de mesure de valeur moyenne pour une entrée sinusoïdale modulée en impulsion comparées à la réponse à une onde sinusoïdale continue de même amplitude.....	127
Tableau 10 – Fréquence de répétition minimale sans surcharge	129
Tableau 11 – Spécification de la porteuse modulée en impulsion (f.é.m.) pour soumettre à essai les détecteurs de valeur moyenne efficace	130
Tableau 12 – Réponse aux impulsions du récepteur de mesure en valeur moyenne efficace.....	131
Tableau 13 – Valeur maximale des récepteurs de mesure en valeur moyenne efficace pour une entrée sinusoïdale modulée en impulsion comparée à la réponse à une onde sinusoïdale continue de même amplitude.....	131
Tableau 14 – Essais de performance de l'analyseur de perturbations – Signaux d'essais utilisés pour la vérification par rapport à la définition d'un claquement.....	137
Tableau E.1 – Valeurs de B_{imp} et A_{imp} pour un récepteur de mesure de crête	157
Tableau E.2 – Niveau de porteuse pour un signal modulé en impulsion de 1,4 nVs.....	158
Tableau F.1 – Signaux d'essai de l'analyseur de perturbations	164
Tableau H.1 – Caractéristiques des récepteurs de mesure de quasi-crête	173
Tableau J.1 – Exemples de données de préamplificateur et de récepteur de mesure et facteurs de bruit du système obtenus.....	179
Tableau K.1 – Récapitulatif des paramètres de vérification	191

COMMISSION ÉLECTROTECHNIQUE INTERNATIONALE
COMITÉ INTERNATIONAL SPÉCIAL DES PERTURBATIONS RADIOÉLECTRIQUES

**SPÉCIFICATIONS DES MÉTHODES ET DES APPAREILS DE MESURE
DES PERTURBATIONS RADIOÉLECTRIQUES ET DE L'IMMUNITÉ
AUX PERTURBATIONS RADIOÉLECTRIQUES –**

**Partie 1-1: Appareils de mesure des perturbations radioélectriques
et de l'immunité aux perturbations radioélectriques –
Appareils de mesure**

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 CISPR 16-1-1 a été établie par le sous-comité A du CISPR: Mesures des perturbations radioélectriques et méthodes statistiques.

Cette cinquième édition annule et remplace la quatrième édition parue en 2015. Cette édition constitue une révision technique.

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

- a) Réorganisation de la structure du document pour supprimer les éléments communs de performances du récepteur de l'Article 4, de l'Article 5, de l'Article 6 et de l'Article 7 et créer un nouvel article qui s'applique sur tous ces articles. Les principaux paramètres communs incluent:
 - 1) Impédance d'entrée
 - 2) Précision de l'amplitude CW
 - 3) Limitations des effets d'intermodulation
 - 4) Limitation du bruit du récepteur et des signaux parasites internes
- b) Reformulation du Paragraphe B.1.1 pour corriger les erreurs existantes
- c) Amendements du Paragraphe 7.5.2 pour modifier la définition du signal d'essai à utiliser pour l'étalonnage et la vérification de la réponse du détecteur de valeur moyenne efficace exigée aux impulsions du récepteur. Cette section inclut une note exigeant de vérifier l'amplitude du signal modulé en impulsion avant l'étalonnage, ainsi que plusieurs méthodes de vérification.
- d) Amendements du Paragraphe 6.5.2 pour modifier la définition du signal d'essai à utiliser pour l'étalonnage et la vérification de la réponse exigée du détecteur de valeur moyenne aux impulsions. Cette proposition de modification a pour objet d'aligner le type de signal d'essai sur celui du nouveau signal proposé utilisé pour vérifier le détecteur de valeur moyenne efficace, permettant d'utiliser un signal RF modulé en impulsion. Cette section inclut une note exigeant de vérifier l'amplitude du signal modulé en impulsion avant l'étalonnage, ainsi que plusieurs méthodes de vérification.
- e) Mise en œuvre et utilisation des filtres gaussiens
- f) Amendements de l'Article 9 relatif aux analyseurs de perturbations discontinues (DDA, discontinuous disturbance analyzer) afin d'utiliser les récepteurs de mesure avec des DDA intégrés, de préciser le signal utilisé pour déterminer le paramètre de durée de claquement et d'utiliser des appareils de mesure à FFT avec des DDA internes.
- g) Amendements du Paragraphe 4.2, du Paragraphe 5.2, du Paragraphe 6.2 et du Paragraphe 7.2 pour supprimer la mention d'une entrée symétrique pour les récepteurs de mesure.
- h) Suppression du Paragraphe 4.8.1 "Efficacité d'écran"
- i) Ajout d'une spécification de précision de la fréquence à l'article réorganisé proposé mentionné en a) ci-dessus.
- j) Amender le Paragraphe 6.5.3 pour ajuster la tolérance admise pour la variation avec la fréquence de répétition pour le détecteur de valeur moyenne linéaire.
- k) Ajouter des informations d'interprétation à l'Article K.4 selon la CISPR-A-1188-INF.
- l) Indiquer que la fréquence de répétition de 31,6 Hz pour l'exigence d'essai de valeur moyenne efficace des bandes C et D du Tableau 15 est facultative. Pour l'exigence de surcharge en valeur moyenne efficace du Tableau 13, modifier la fréquence de répétition minimale à 100 Hz et le rapport valeur de crête/valeur moyenne efficace à 30,6 dB.
- m) Améliorer la formulation utilisée pour les déclarations de tolérance dans les Paragraphes 4.4.1, 5.5, 6.5.2, 6.5.3, 6.5.4 et 7.5.2.
- n) Supprimer une note de l'Article E1.
- o) Ajouter une référence pour les analyseurs de perturbations discontinues à FFT

Elle a le statut de publication fondamentale en CEM en accord avec le Guide 107 de l'IEC, *Compatibilité électromagnétique – Guide pour la rédaction des publications sur la compatibilité électromagnétique*.

Le texte de cette Norme internationale est issu des documents suivants:

FDIS	Rapport de vote
CIS/A/1290/FDIS	CIS/A/1295/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 internationale.

Ce document a été rédigé selon les Directives ISO/IEC, Partie 2.

Une liste de toutes les parties de la série CISPR 16, publiées sous le titre général *Spécifications des méthodes et des appareils de mesure des perturbations radioélectriques et de l'immunité aux perturbations radioélectriques*, peut être consultée sur le site web de l'IEC.

Le comité a décidé que le contenu de ce document 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 au document recherché. A cette date, le document sera

- reconduit,
- supprimé,
- remplacé par une édition révisée, ou
- amendé.

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

INTRODUCTION

La série CISPR 16, publiée sous le titre général *Spécification des méthodes et des appareils de mesure des perturbations radioélectriques et de l'immunité aux perturbations radioélectriques*, comprend les normes et les rapports suivants:

- CISPR 16-1 – six parties traitant des spécifications des appareils de mesure;
- CISPR 16-2 – cinq parties traitant des méthodes de mesure;
- CISPR TR 16-3 – une seule publication contenant différents rapports techniques (TR) avec des informations sur le contexte de la CISPR et sur les perturbations radioélectriques en général;
- CISPR 16-4 – cinq parties traitant des incertitudes, des statistiques et de la modélisation des limites.

La CISPR 16-1 est constituée des parties suivantes, publiées sous le titre général *Spécification des méthodes et des appareils de mesure des perturbations radioélectriques et de l'immunité aux perturbations radioélectriques – Appareils de mesure des perturbations radioélectriques et de l'immunité aux perturbations radioélectriques*:

- Partie 1-1: Appareils de mesure
- Partie 1-2: Dispositifs de couplage pour la mesure des perturbations conduites
- Partie 1-3: Matériels auxiliaires – Puissance perturbatrice
- Partie 1-4: Antennes et emplacements d'essai pour les mesures des perturbations rayonnées
- Partie 1-5: Emplacements d'étalonnage d'antenne et emplacements d'essai de référence pour la plage comprise entre 5 MHz et 18 GHz
- Partie 1-6: Étalonnage des antennes CEM

La Commission Électrotechnique Internationale (IEC) attire l'attention sur le fait qu'il est déclaré que la conformité avec les dispositions du présent document peut impliquer l'utilisation d'un brevet intéressant le récepteur de mesure avec détecteur de valeur moyenne efficace (brevet DE 10126830) traité à l'Article 7.

L'IEC ne prend pas position quant à la preuve, à la validité et à la portée de ces droits de propriété.

Le détenteur de ces droits de propriété a donné l'assurance à l'IEC qu'il consent à négocier des licences avec des demandeurs du monde entier, soit sans frais soit à des termes et conditions raisonnables et non discriminatoires. À ce propos, la déclaration du détenteur des droits de propriété est enregistrée à l'IEC. Des informations peuvent être obtenues auprès de:

Rohde & Schwarz GmbH & Co. KG
Muehldorfstrasse 15
81671 Muenchen
Allemagne

L'attention est d'autre part attirée sur le fait que certains des éléments du présent document peuvent faire l'objet de droits de propriété autres que ceux qui ont été mentionnés ci-dessus. L'IEC ne saurait être tenue pour responsable de l'identification de ces droits de propriété en tout ou partie.

L'ISO (www.iso.org/patents) et l'IEC (<http://patents.iec.ch>) tiennent à jour des bases de données, consultables en ligne, des droits de propriété pertinents à leurs normes. Les utilisateurs sont encouragés à consulter ces bases de données pour obtenir l'information la plus récente concernant les droits de propriété.

SPÉCIFICATIONS DES MÉTHODES ET DES APPAREILS DE MESURE DES PERTURBATIONS RADIOÉLECTRIQUES ET DE L'IMMUNITÉ AUX PERTURBATIONS RADIOÉLECTRIQUES –

Partie 1-1: Appareils de mesure des perturbations radioélectriques et de l'immunité aux perturbations radioélectriques – Appareils de mesure

1 Domaine d'application

La présente partie de la CISPR 16 spécifie les caractéristiques et les performances des appareils de mesure des champs radioélectriques dans la plage de fréquences de 9 kHz à 18 GHz. Des exigences pour les appareils spécialisés de mesure de perturbations discontinues sont également spécifiées.

NOTE Conformément au Guide 107 de l'IEC, la CISPR 16-1-1 est une norme de compatibilité électromagnétique (CEM) fondamentale destinée à être utilisée par les comités de produits de l'IEC. Comme indiqué dans le Guide 107, les comités de produits ont la responsabilité de déterminer l'applicabilité d'une norme CEM fondamentale. Le CISPR et ses sous-comités sont prêts à coopérer avec les comités de produits à l'évaluation de la valeur des essais CEM particuliers pour leurs produits.

Les spécifications du présent document s'appliquent aux récepteurs de perturbations électromagnétiques (EMI, electromagnetic interference) et aux analyseurs de spectre. Le terme "récepteur de mesure" utilisé dans le présent document fait référence à la fois aux récepteurs EMI et aux analyseurs de spectre (voir également 3.7). Les exigences d'étalonnage des récepteurs de mesure sont détaillées à l'Annexe J.

Des recommandations supplémentaires relatives à l'utilisation des analyseurs de spectre peuvent être consultées à l'Annexe B de l'un des documents suivants: CISPR 16-2-1:2014, CISPR 16-2-2:2010 ou CISPR 16-2-3:2016.

2 Références normatives

Les documents suivants sont cités dans le texte de sorte qu'ils constituent, pour tout ou partie de leur contenu, des exigences du présent document. Pour les références datées, seule l'édition citée s'applique. Pour les références non datées, la dernière édition du document de référence s'applique (y compris les éventuels amendements).

CISPR 11:2015, *Appareils industriels, scientifiques et médicaux - Caractéristiques de perturbations radioélectriques - Limites et méthodes de mesure*

CISPR 11:2015/AMD1:2016

CISPR 11:2015/AMD2:2019

CISPR 14-1:2016, *Compatibilité électromagnétique - Exigences pour les appareils électrodomestiques, outillages électriques et appareils analogues - Partie 1: Emission*

CISPR 16-2-1:2014, *Spécifications des méthodes et des appareils de mesure des perturbations radioélectriques et de l'immunité aux perturbations radioélectriques - Partie 2-1: Méthodes de mesure des perturbations et de l'immunité - Mesures des perturbations conduites*

CISPR 16-2-1:2014/AMD1:2017

CISPR 16-2-2:2010, *Spécifications des méthodes et des appareils de mesure des perturbations radioélectriques et de l'immunité aux perturbations radioélectriques - Partie 2-2:*

Méthodes de mesure des perturbations et de l'immunité - Mesure de la puissance perturbatrice

CISPR 16-2-3:2016, *Spécifications des méthodes et des appareils de mesure des perturbations radioélectriques et de l'immunité aux perturbations radioélectriques - Partie 2-3: Méthodes de mesure des perturbations et de l'immunité - Mesurages des perturbations rayonnées*

CISPR TR 16-3:2010, *Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods – Part 3: CISPR technical reports* (disponible en anglais seulement)

CISPR TR 16-3:2010/AMD1:2012

CISPR TR 16-3:2010/AMD2:2015

IEC 60050-161:1990, *Vocabulaire Électrotechnique International (VEI) – Partie 161: Compatibilité électromagnétique* (disponible sous www.electropedia.org)

3 Termes et définitions

Pour les besoins du présent document, les termes et définitions donnés dans l'IEC 60050-161 ainsi que les suivants s'appliquent.

L'ISO et l'IEC tiennent à jour des bases de données terminologiques destinées à être utilisées en normalisation, consultables aux adresses suivantes:

- IEC Electropedia: disponible à l'adresse <http://www.electropedia.org/>
- ISO Online browsing platform: disponible à l'adresse <http://www.iso.org/obp>

3.1

largeur de bande

B_x

largeur de la courbe de sélectivité globale du récepteur entre deux points situés à un affaiblissement déterminé en dessous de la réponse en milieu de bande

Note 1 à l'article: x est l'affaiblissement exprimé en dB.

3.2

plage de lecture du CISPR

plage spécifiée par le fabricant, donnant les indications maximale et minimale de l'appareil de mesure, dans laquelle le récepteur de mesure satisfait aux exigences de la présente partie de la CISPR 16

3.3

constante de temps à la charge électrique

T_C

temps nécessaire pour que, après l'application brusque d'une tension sinusoïdale constante à l'étage précédant immédiatement l'entrée du détecteur, la tension de sortie du détecteur atteigne 63 % de sa valeur finale

Note 1 à l'article: cette constante de temps est déterminée de la manière suivante: un signal sinusoïdal, d'amplitude constante et dont la fréquence est égale à la fréquence centrale de l'amplificateur à fréquence intermédiaire, est appliqué à l'entrée de l'étage précédant immédiatement le détecteur. L'indication K_D d'un instrument sans inertie (par exemple, un oscilloscope) branché à une borne du circuit amplificateur à courant continu de façon à ne pas affecter le comportement du détecteur, est notée. Le niveau du signal est choisi de telle façon que la réponse des étages concernés reste dans la plage de fonctionnement linéaire. Un train de signaux sinusoïdaux de même niveau est ensuite appliqué, dont l'enveloppe est rectangulaire et dont la durée est limitée de sorte que l'indication correspondante soit de $0,63 K_D$. La durée de ce signal est égale au temps de charge du détecteur.

3.4

constante de temps à la décharge électrique

T_D

temps nécessaire pour que, après suppression brusque d'une tension sinusoïdale constante appliquée à l'étage précédant immédiatement l'entrée du détecteur, l'indication à la sortie du détecteur soit réduite à 37 % de sa valeur initiale

Note 1 à l'article: La méthode de mesure est analogue à celle de la constante de temps à la charge, mais au lieu d'appliquer un signal pendant une durée limitée, le signal est interrompu pendant une durée définie. Le temps nécessaire pour que la déviation tombe à 0,37 K_D est la constante de temps à la décharge du détecteur (K_D est l'indication d'un instrument sans inertie (un oscilloscope, par exemple) branché à une borne du circuit amplificateur à courant continu de façon à ne pas affecter le comportement du détecteur).

3.5

aire de l'impulsion

A_{imp}

aire englobée par la tension en fonction du temps d'une impulsion, définie par l'intégrale:

$$A_{imp} = \int_{-\infty}^{+\infty} V(t) dt \quad (1)$$

Note 1 à l'article: l'aire d'impulsion, parfois appelée "tenue aux ondes de choc", s'exprime en général en $\mu V s$ ou $dB(\mu V s)$.

Note 2 à l'article: la densité spectrale (D) est liée à l'aire d'impulsion et s'exprime en $\mu V/MHz$ ou en $dB(\mu V/MHz)$. Pour les impulsions rectangulaires de largeur T aux fréquences $f \ll 1/T$, la relation $D (\mu V/MHz) = \sqrt{2} \times 10^6 A_{imp} (\mu V s)$ s'applique.

3.6

largeur du spectre d'impulsion

B_{imp}

$$B_{imp} = \frac{A(t)_{max}}{2G_0 \times A_{imp}} \quad (2)$$

où

$A(t)_{max}$ est la crête de l'enveloppe à la sortie en fréquence intermédiaire du récepteur lorsqu'une aire d'impulsion A_{imp} est appliquée à l'entrée du récepteur;

G_0 est le gain du circuit à la fréquence centrale;

A_{imp} est l'aire d'impulsion

Note 1 à l'article: En particulier, pour deux transformateurs accordés à couplage critique,

$$B_{imp} = 1,05 \times B_6 = 1,31 \times B_3 \quad (3)$$

où B_6 et B_3 sont respectivement les largeurs de bandes aux points -6 dB et -3 dB.

Pour le type de filtre gaussien, la relation est [12],¹

¹ Les chiffres entre crochets se réfèrent à la Bibliographie.

$$B_{\text{imp}} = 1,065 \times B_6 = 1,506 \times B_3 \quad (4)$$

Note 2 à l'article: Voir l'Article A.2 pour plus d'informations.

3.7

récepteur de mesure

appareil de mesure, par exemple un voltmètre accordable, un récepteur de perturbation électromagnétique (EMI), un analyseur de spectre ou un appareil de mesure à transformée de Fourier rapide (FFT) avec ou sans présélection qui satisfait aux exigences des parties applicables de la présente norme

Note 1 à l'article: Voir l'Annexe I pour plus d'informations.

3.8

constante de temps mécanique

T_M

<appareil indicateur réglé à l'amortissement critique>

(5)

$$T_M = \frac{T_L}{2\pi}$$

où T_L est la période d'oscillation libre de l'instrument en l'absence d'amortissement.

Note 1 à l'article: Pour un instrument réglé à l'amortissement critique, la formule de mouvement du système peut être écrite de la façon suivante:

$$T_M^2 \left(\frac{d^2 \alpha}{dt^2} \right) + 2T_M \frac{d\alpha}{dt} + \alpha = ki \quad (6)$$

où

α est la déviation;

i est le courant traversant l'instrument; et

k est une constante.

Il peut être déduit de cette relation que cette constante de temps est aussi égale à la durée de l'impulsion rectangulaire (d'amplitude constante) qui produit une déviation égale à 35 % de la déviation stabilisée produite par un courant continu de même amplitude que celle de l'impulsion rectangulaire.

Note 2 à l'article: les méthodes de mesure et de réglage sont déduites de l'une des méthodes suivantes:

- la période d'oscillation libre ayant été réglée à $2\pi T_M$, l'amortissement est ajouté de façon à avoir $\alpha T = 0,35 \alpha_{\text{max}}$;
- lorsque la période de l'oscillation ne peut pas être mesurée, l'amortissement est réglé de façon à être juste en dessous de la valeur critique, afin que le dépassement ne soit pas supérieur à 5 % et que le moment d'inertie du mouvement soit tel que $\alpha T = 0,35 \alpha_{\text{max}}$.

3.9

marge de linéarité

rapport du niveau correspondant à la plage de fonctionnement linéaire pratique d'un circuit (ou d'un groupe de circuits) et du niveau correspondant à la déviation pleine échelle de l'appareil indicateur

Note 1 à l'article: le niveau maximal pour lequel la réponse stabilisée d'un circuit (ou d'un groupe de circuits) ne s'écarte pas de plus de 1 dB de la linéarité idéale définit la plage de fonctionnement linéaire pratique du circuit (ou du groupe de circuits).

3.10 **pondération**

<perturbation par impulsion> conversion (la plupart du temps réduction) qui dépend de la fréquence de répétition (PRF) d'un niveau de tension d'impulsion détecté en crête en une indication qui correspond à l'effet d'interférence sur la réception radio

Note 1 à l'article: Pour le récepteur analogique, la gêne psychophysique de l'interférence est une grandeur subjective (sonore ou visuelle, généralement pas un certain nombre d'incompréhensions d'un texte parlé).

Note 2 à l'article: Pour le récepteur numérique, l'effet d'interférence est une grandeur objective qui peut être définie soit par le taux d'erreur critique sur les bits (BER) ou la probabilité d'erreur critique sur les bits (BEP) pour lesquels une correction d'erreur parfaite peut encore apparaître, soit par un autre paramètre objectif et reproductible.

Note 3 à l'article: Cette note s'applique à la langue française uniquement.

3.10.1 **mesure de perturbation pondérée**

mesure de perturbation utilisant un détecteur de pondération

3.10.2 **caractéristique de pondération**

niveau de tension de crête en fonction de la PRF pour un effet constant sur un système de radiocommunication spécifique, c'est-à-dire que la perturbation est pondérée par le système de radiocommunication lui-même

3.10.3 **détecteur de pondération**

détecteur qui offre une fonction de pondération acceptée

3.10.4 **facteur de pondération**

valeur de la fonction de pondération par rapport à une PRF de référence ou par rapport à la valeur de crête

Note 1 à l'article: le facteur de pondération est exprimé en dB.

3.10.5 **fonction de pondération** **courbe de pondération**

relation entre le niveau de tension d'entrée de crête et la PRF pour l'indication de niveau constant d'un récepteur de mesure avec un détecteur de pondération, c'est-à-dire la courbe de réponse d'un récepteur de mesure à des impulsions répétées

3.11 **mesure du temps**

T_m

temps effectif, cohérent pour un résultat de mesure à une fréquence donnée (dans certains domaines, appelé temps de maintien)

- pour le détecteur de crête, le temps effectif pour détecter la valeur maximale de l'enveloppe du signal
- pour le détecteur de quasi-crête, le temps effectif pour mesurer la valeur maximale de l'enveloppe pondérée
- pour le détecteur moyen, le temps effectif pour moyenner l'enveloppe du signal
- pour le détecteur de valeur moyenne efficace, le temps effectif pour déterminer la valeur maximale de l'enveloppe du signal pondérée

3.12

étalonnage

opération qui, dans des conditions spécifiées, établit en une première étape une relation entre les valeurs et les incertitudes de mesure associées qui sont fournies par des étalons et les indications correspondantes avec les incertitudes associées, puis utilise en une seconde étape cette information pour établir une relation permettant d'obtenir un résultat de mesure à partir d'une indication

Note 1 à l'article: un étalonnage peut être exprimé sous la forme d'un énoncé, d'une fonction d'étalonnage, d'un schéma d'étalonnage, d'une courbe d'étalonnage ou d'une table d'étalonnage. Dans certains cas, il peut consister en une correction additive ou multiplicative de l'indication avec une incertitude de mesure associée.

Note 2 à l'article: il convient de ne pas confondre l'étalonnage avec l'ajustage d'un système de mesure, souvent appelé improprement "autoétalonnage", ni avec la vérification de l'étalonnage.

Note 3 à l'article: la seule première étape dans la définition précédente est souvent perçue comme étant l'étalonnage.

[SOURCE: ISO/IEC Guide 99:2007, 2.39] [5]

3.13

vérification

fourniture de preuves tangibles qu'une entité donnée satisfait à des exigences spécifiées

EXEMPLE Vérification que les fonctions d'un appareil de mesure ou d'un matériel auxiliaire, tel qu'un dispositif d'absorption en mode commun (CMAD; voir la CISPR 16-1-4), satisfont aux spécifications énoncées, telles que celles données dans une fiche technique.

Note 1 à l'article: Cette note s'applique à la langue française uniquement.

[SOURCE: ISO/IEC Guide 99:2007, 2.44, modifiée – ajout d'un exemple et de la Note 1] [5]

3.14

ajustage d'un système de mesure

ensemble d'opérations réalisées sur un système de mesure pour qu'il fournisse des indications prescrites correspondant à des valeurs données des grandeurs à mesurer

Note 1 à l'article: Divers types d'ajustage d'un système de mesure sont le réglage de zéro, le réglage de décalage, le réglage d'étendue (appelé aussi réglage de gain).

Note 2 à l'article: Il convient de ne pas confondre l'ajustage d'un système de mesure avec son étalonnage, qui est un préalable à l'ajustage.

Note 3 à l'article: Après un ajustage d'un système de mesure, le système doit en général être de nouveau étalonné.

[SOURCE: ISO/IEC Guide 99:2007, 3.11] [5]

3.15

correction

compensation d'un effet systématique connu

Note 1 à l'article: Voir l'ISO/IEC Guide 98-3:2008, 3.2.3 [4] pour une explication du concept d'effet systématique.

Note 2 à l'article: La modification peut prendre différentes formes, telles que l'addition d'une valeur ou la multiplication par un facteur, ou peut se déduire d'une table.

[SOURCE: ISO/IEC Guide 99:2007, 2.53] [5]

3.16

traçabilité métrologique

propriété d'un résultat de mesure selon laquelle ce résultat peut être relié à une référence par l'intermédiaire d'une chaîne ininterrompue et documentée d'étalonnages dont chacun contribue à l'incertitude de mesure

[SOURCE: ISO/IEC Guide 99:2007, 2.41] [5]

4 Caractéristiques fondamentales d'un récepteur de mesure

4.1 Généralités

Les analyseurs de spectre et les appareils de mesure à FFT qui satisfont aux exigences l'Article 4 et de l'Article 5, de l'Article 6, de l'Article 7, de l'Article 8 et de l'Article 10 relatifs au détecteur ou à l'analyseur de perturbations discontinues (DDA) concerné peuvent être utilisés pour les mesures de conformité. Pour les mesures d'émissions, les appareils de mesure à FFT doivent échantillonner et évaluer le signal de manière continue au cours de la période de mesure.

La présente norme utilise une approche "boîte noire" pour déterminer la conformité du matériel à la norme. Le matériel doit être déterminé comme étant conforme à la CISPR 16-1-1 uniquement en satisfaisant les exigences de performances établies du présent document. La conformité de l'appareil à la CISPR 16-1-1 ne doit pas reposer sur la topologie ou la conception du circuit (analogique ou numérique, par exemple), sauf si cela est spécifiquement indiqué dans le présent document.

4.2 Impédance d'entrée

L'accès d'entrée d'un récepteur de mesure doit être asymétrique. Pour les réglages du récepteur de commande se situant dans la plage de lecture du CISPR, l'impédance d'entrée nominale doit être de 50 Ω avec un rapport d'onde stationnaire (ROS) inférieur ou égal aux valeurs du Tableau 1.

Tableau 1 – Exigences relatives au ROS pour l'impédance d'entrée des récepteurs

Plage de fréquences	Affaiblissement dB	ROS
9 kHz à 1 GHz	0	2,0 à 1
9 kHz à 1 GHz	≥ 10	1,2 à 1
1 GHz à 18 GHz	0	3,0 à 1
1 GHz à 18 GHz	≥ 10	2,0 à 1

4.3 Tolérance de la tension sinusoïdale

La tolérance des mesures de tension sinusoïdale doit être meilleure que ± 2 dB ($\pm 2,5$ dB au-dessus de 1 GHz) lorsque l'appareil mesure un signal sinusoïdal à l'aide d'une impédance de source résistive de 50 Ω .

4.4 Sélectivité globale de bande passante

La courbe représentant la sélectivité globale du récepteur de mesure doit être dans les limites indiquées à la Figure 1, à la Figure 2, à la Figure 3 et à la Figure 4.

La sélectivité doit être décrite par la variation, en fonction de la fréquence, de l'amplitude de la tension sinusoïdale d'entrée qui produit une indication constante sur le récepteur de mesure.

Pour la mesure des appareils exigeant une plus grande sélectivité à la transition entre 130 kHz et 150 kHz (pour les appareils pour la transmission de signaux sur le réseau électrique tels que définis dans l'EN 50065-1 [10], par exemple), un filtre passe-haut peut être ajouté avant le récepteur de mesure pour obtenir la sélectivité combinée du récepteur de

mesure CISPR et du filtre passe-haut comme indiqué au Tableau 2. Le récepteur de mesure avec le filtre passe-haut doit satisfaire aux exigences du présent document.

Tableau 2 – Sélectivité combinée du récepteur de mesure CISPR et du filtre passe-haut

Fréquence kHz	Atténuation relative dB
150	≤ 1
146	≤ 6
145	≥ 6
140	≥ 34
130	≥ 81

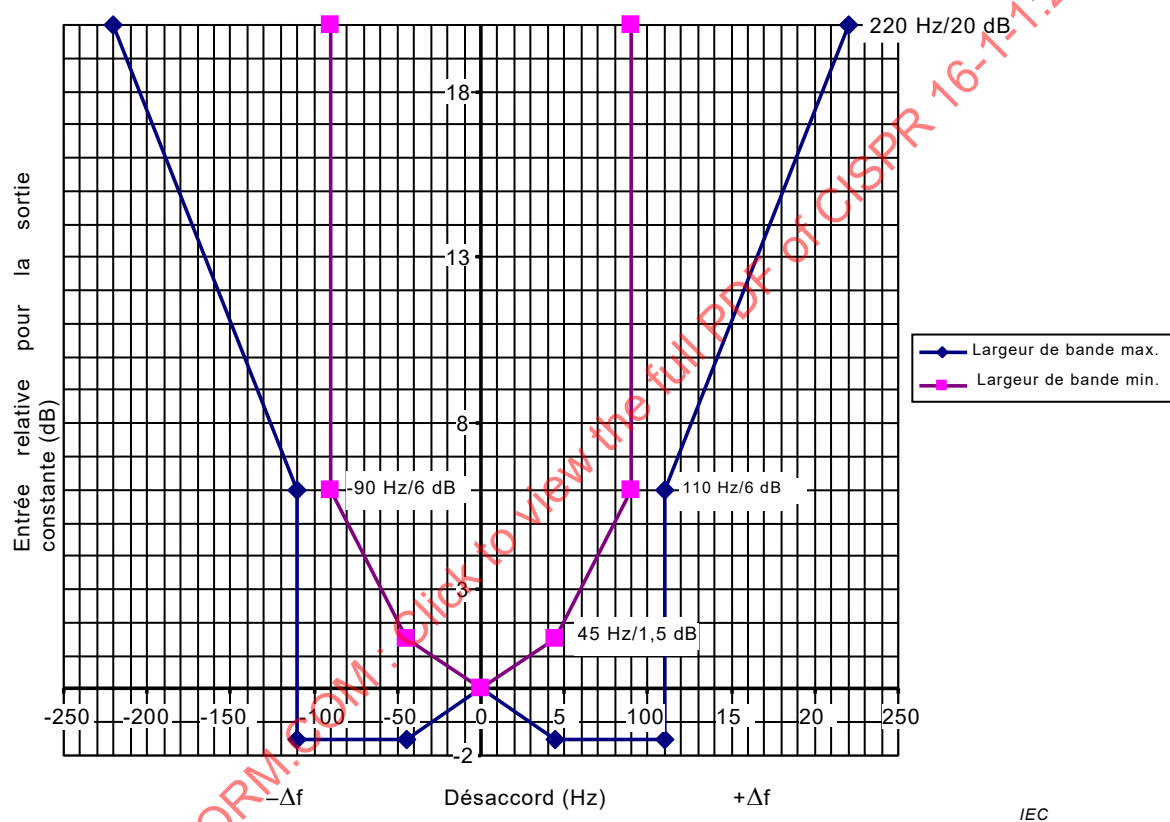


Figure 1 – Limites de la sélectivité globale – Bande passante (bande A)

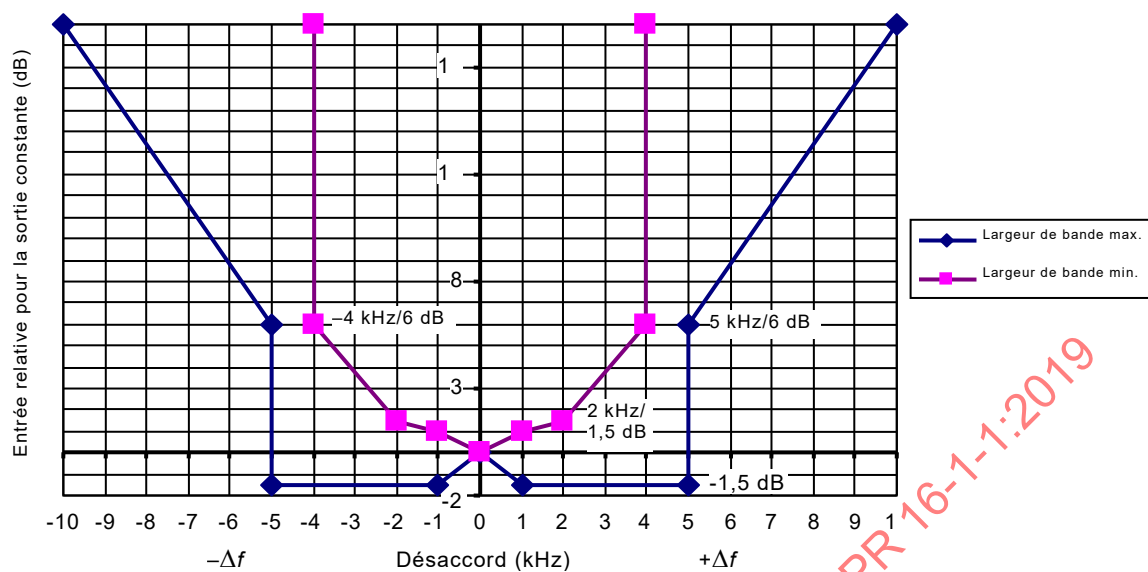


Figure 2 – Limites de la sélectivité globale – Bande passante (bande B)

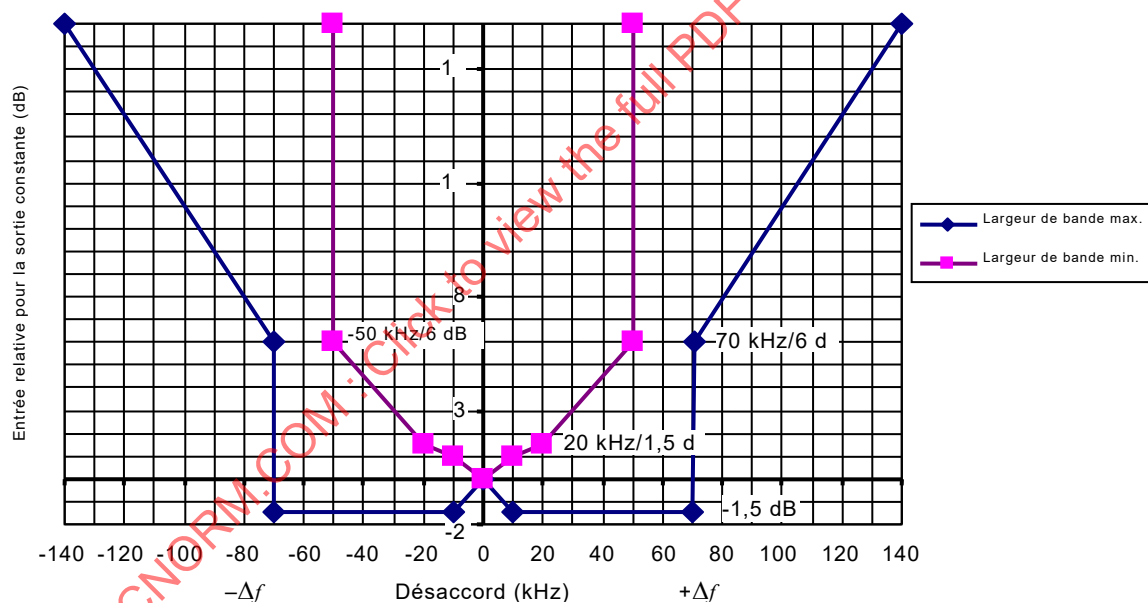


Figure 3 – Limites de la sélectivité globale – Bande passante (bande B et bande D)

4.6 Tolérance de fréquence d'accord

Les exigences en matière de tolérance de fréquence d'accord pour le récepteur de mesure est de $\pm 2 \%$.

4.7 Taux de rejet à la fréquence intermédiaire

Le rapport entre la tension sinusoïdale d'entrée à la fréquence intermédiaire et la tension sinusoïdale d'entrée à la fréquence d'accord qui produit la même indication sur le récepteur de mesure ne doit pas être inférieur à 40 dB. Si plusieurs fréquences intermédiaires sont utilisées, cette exigence doit être satisfaite pour chaque fréquence intermédiaire.

NOTE Pour les récepteurs de la bande E, les exigences sont à l'étude.

4.8 Taux de rejet à la fréquence conjuguée

Le rapport entre la tension sinusoïdale d'entrée à la fréquence conjuguée et la tension sinusoïdale d'entrée à la fréquence d'accord qui produit la même indication sur le récepteur de mesure ne doit pas être inférieur à 40 dB. Si plusieurs fréquences intermédiaires sont utilisées, cette exigence doit être satisfaite aux fréquences conjuguées correspondant à chaque fréquence intermédiaire.

4.9 Autres réponses parasites

Le rapport entre la tension sinusoïdale d'entrée aux fréquences autres que celles spécifiées en 4.7 et 4.8 et la tension sinusoïdale d'entrée à la fréquence d'accord qui produit la même indication sur le récepteur de mesure ne doit pas être inférieur à 40 dB. Des exemples des fréquences auxquelles de telles réponses parasites peuvent se produire sont donnés ci-dessous:

$$\left(\frac{1}{m}\right)(nf_L \pm f_i) \text{ and } \left(\frac{1}{k}\right)(f_0) \quad (7)$$

où

- m, n, k sont des nombres entiers;
- f_L est la fréquence de l'oscillateur local;
- f_i est la fréquence intermédiaire;
- f_0 est la fréquence d'accord.

NOTE Si plusieurs fréquences intermédiaires sont utilisées, les fréquences f_L et f_i peuvent correspondre à chacune des fréquences de l'oscillateur local et des fréquences intermédiaires utilisées. De plus, des réponses parasites peuvent se produire lorsqu'aucun signal d'entrée n'est appliqué au récepteur de mesure, par exemple, quand les harmoniques des oscillateurs locaux présentent un écart de fréquence égal à l'une des fréquences intermédiaires. Les exigences de 4.9 ne peuvent donc pas s'appliquer dans ces derniers cas. Les effets de ces réponses parasites sont traités en 4.11. Les sources de signaux parasites sont, par exemple, les oscillateurs locaux (ou leurs harmoniques), les horloges internes, les cartes électroniques d'ordinateur ainsi que les produits issus du mélange de ces sources avec le signal d'entrée dans le récepteur.

4.10 Limitation des effets d'intermodulation

L'influence des effets d'intermodulation sur la réponse du récepteur de mesure doit être réduite le plus possible. La méthode suivante doit être appliquée pour déterminer l'adéquation d'un appareil de mesure. Cette méthode utilise un détecteur de quasi-crête (QP) uniquement.

- a) Disposer l'appareil comme indiqué à la Figure 5. Pour les fréquences données au Tableau 4, le spectre du générateur d'impulsions est pratiquement uniforme jusqu'à la fréquence de la colonne 3), mais présente un affaiblissement d'au moins 10 dB à la fréquence de la colonne 4). Le filtre coupe-bande présente un affaiblissement d'au moins 40 dB à la fréquence d'essai. Sa largeur de bande, B_6 , par rapport à l'affaiblissement maximal du filtre doit être comprise entre les fréquences de la colonne 1) et de la colonne 2) données au Tableau 4.
- b) Brancher la sortie du générateur d'onde sinusoïdale directement à l'entrée du récepteur de mesure et l'ajuster pour obtenir une indication convenable. Remplacer le générateur d'onde sinusoïdale par le générateur d'impulsions et le régler pour obtenir la même indication. La fréquence de répétition doit être de 100 Hz pour la bande A et de 1 000 Hz pour les autres bandes. Ces fréquences de répétition ne sont destinées à être utilisées qu'avec un détecteur de quasi-crête.
- c) Le générateur d'impulsions étant branché comme indiqué dans l'alinéa précédent, la mise en circuit du filtre doit introduire un affaiblissement au moins égal à 36 dB pour les récepteurs de mesure et d'au moins 20 dB pour les analyseurs de spectre sans présélection.
- d) Concernant un filtre de présélection pour la bande E, lorsque des signaux parasites de faible valeur sont mesurés en présence d'un signal fondamental fort provenant de certains appareils en essai, un filtre doit être prévu à l'entrée du récepteur de mesure pour assurer un affaiblissement approprié à la fréquence fondamentale pour protéger les circuits d'entrée du récepteur de la surcharge et des dommages et pour empêcher de générer des signaux harmoniques et d'intermodulation.

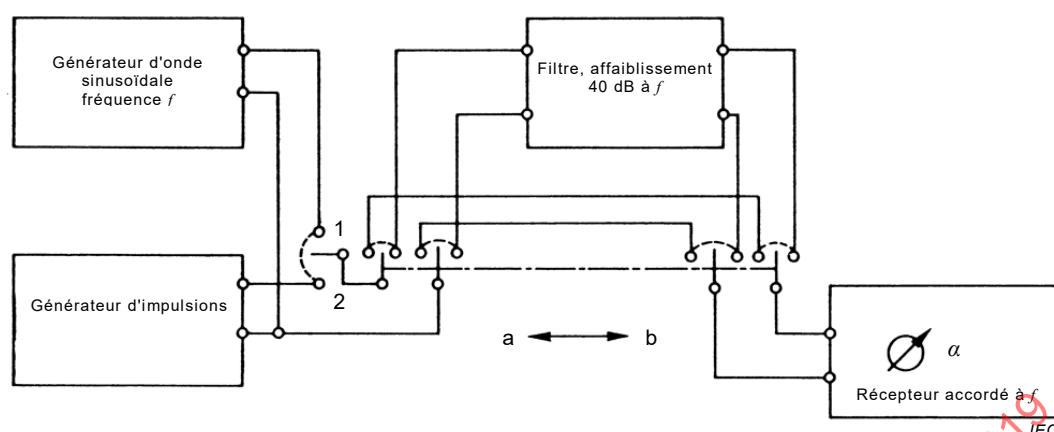
NOTE 1 Un affaiblissement par un filtre de 30 dB à la fréquence fondamentale de l'appareil en essai est en général suffisant.

NOTE 2 Plusieurs de ces filtres peuvent être exigés lorsqu'il existe plusieurs fréquences fondamentales.

NOTE 3 Pour la bande E, des exigences relatives aux effets d'intermodulation sont à l'étude

Tableau 4 – Caractéristiques de largeur de bande pour l'essai d'intermodulation des récepteurs de mesure de quasi-crête

Plage de fréquences	1) kHz	2) kHz	3) MHz	4) MHz
9 kHz à 150 kHz (bande A)	0,4	4	0,15	0,3
0,15 MHz à 30 MHz (bande B)	20	200	30	60
30 MHz à 300 MHz (bande C)	500	2 000	300	600
300 MHz à 1 000 MHz (bande D)	500	6 000	1 000	2 000



NOTE À la suite du débat en 4.10, les réponses du récepteur de mesure sont les suivantes:

$$\alpha_{1a} = \alpha_{2a}$$

$$\alpha_{1b} = \alpha_{1a} - 40 \text{ dB}$$

$$\alpha_{2b} = \alpha_{2a} - 36 \text{ dB}$$

Figure 5 – Schéma pour l'essai des effets d'intermodulation

4.11 Limitations du bruit du récepteur et des signaux parasites internes

4.11.1 Bruit aléatoire

Le bruit de fond ne doit pas introduire d'erreur supérieure à 1 dB.

NOTE Le point auquel le bruit de fond produit une erreur de 1 dB peut être déterminé par l'application d'un signal S de telle sorte que l'indication de l'appareil de mesure soit largement supérieure (40 dB, par exemple) au niveau de bruit N . En réduisant le niveau de signal S , l'appareil de mesure atteint un point S_1 , tel que $(S_1 + N)$ dévie de 1 dB par rapport à la caractéristique linéaire.

4.11.2 Onde entretenue

L'existence de réponses parasites telles que celles décrites dans la note de 4.9 ne doit pas introduire d'erreur de mesure supérieure à 1 dB pour tout signal injecté dans le récepteur de mesure. Cette exigence doit être considérée remplie si le récepteur satisfait à 4.11.1 lorsqu'il est soumis à l'essai décrit en 4.11.1.

4.12 Limitation des émissions radioélectriques produites par le récepteur de mesure

4.12.1 Émissions conduites

La tension perturbatrice RF à tout point de connexion pour une ligne extérieure (pas uniquement aux bornes d'alimentation) ne doit pas dépasser les limites des appareils de classe B, spécifiées dans la CISPR 11. La mesure de la tension perturbatrice RF n'est toutefois pas exigée pour les conducteurs intérieurs des connexions blindées destinées aux appareils blindés. La puissance injectée par l'oscillateur local mesurée à l'entrée du récepteur de mesure, fermée sur son impédance caractéristique, ne doit pas dépasser 34 dB(pW), ce qui est équivalent à 51 dB(μV) dans 50 Ω.

4.12.2 Émissions rayonnées

Le champ RF rayonné par le récepteur de mesure ne doit pas dépasser les limites des appareils de classe B, spécifiées dans la CISPR 11 pour la plage de fréquences de 9 kHz à 1 000 MHz. Les limites doivent également s'appliquer aux bandes de fréquences (industrielles, scientifiques et médicales (ISM)) indiquées au Tableau 1 de la CISPR 11:2015.

Dans la plage de fréquences de 1 GHz à 18 GHz, la limite de 45 dB(pW) doit s'appliquer, sur la base des mesures de la puissance équivalente rayonnée (ERP – Equivalent Radiated Power).

Avant d'effectuer des mesures d'émission conduite ou rayonnée, l'utilisateur doit s'assurer que la contribution au bruit des appareils d'essai (par exemple, commande de l'ordinateur) n'affecte pas les résultats de mesure.

4.13 Moyens de branchement à un analyseur de perturbations discontinues

Pour toutes les bandes, le récepteur de mesure de perturbations doit avoir une sortie à fréquence intermédiaire si l'appareil doit être utilisé pour la mesure des perturbations discontinues. La charge de cette sortie ne doit pas affecter l'indication de l'appareil de mesure.

5 Récepteurs de mesure de quasi-crête pour la plage de fréquences de 9 kHz à 1 000 MHz

5.1 Généralités

Les spécifications du récepteur dépendent de la fréquence d'utilisation. Il existe une spécification de récepteur couvrant la plage de fréquences comprise entre 9 kHz à 150 kHz (bande A), une couvrant la plage comprise entre 150 kHz et 30 MHz (bande B), une couvrant la plage comprise entre 30 MHz et 300 MHz (bande C), et une couvrant la plage comprise entre 300 MHz à 1 000 MHz (bande D). Les caractéristiques fondamentales d'un appareil de mesure de quasi-crête sont données à l'Annexe H.

5.2 Réponses aux impulsions

5.2.1 Réponse en amplitude (étalonnage absolu)

En se référant au Tableau 5 (appelées colonnes a), b) et c)), la réponse du récepteur de mesure à des impulsions ayant une aire d'impulsions a) μVs (microvolt-seconde) f.é.m. sous une impédance de source de $50\ \Omega$ ayant un spectre uniforme jusqu'à au moins b) MHz, répétées à une fréquence de c) Hz doit être, à toutes les fréquences d'accord, égale à la réponse à un signal sinusoïdal non modulé, à la fréquence d'accord et ayant une f.é.m. de 2 mV en valeur efficace [66 dB(μV)].

Si des préamplificateurs externes sont utilisés, voir l'Annexe J pour les exigences applicables.

Les impédances de source du générateur d'impulsions et du générateur de signaux doivent être identiques. La tolérance du niveau de tension sinusoïdale est de $\pm 1,5$ dB.

NOTE L'Annexe B et l'Annexe C décrivent les méthodes de détermination des caractéristiques de sortie d'un générateur d'impulsions destiné à être utilisé dans les essais des exigences du Paragraphe 5.2.1.

Tableau 5 – Caractéristiques des impulsions d'essais pour les récepteurs de mesure de quasi-crête

Plage de fréquences	a) μVs	b) MHz	c) Hz
9 kHz à 150 kHz	13,5	0,15	25
0,15 MHz à 30 MHz	0 316	30	100
30 MHz à 300 MHz	0,044	300	100
300 MHz à 1 000 MHz	0,044	1 000	100

5.2.2 Variations en fonction de la fréquence de répétition (étalonnage relatif)

La réponse du récepteur de mesure à des impulsions répétées doit être telle que, pour une indication constante du récepteur de mesure de 20 dB(μ V), la relation entre l'amplitude d'impulsion et la fréquence de répétition soit conforme à la Figure 6, à la Figure 7, à la Figure 8 et à la Figure 9.

En alternative, la réponse du récepteur de mesure à des impulsions répétées doit être telle que, pour un réglage de tension constant du générateur d'impulsions de 50 dB(μ V), par exemple, aux fréquences de répétition de 25 Hz (Bande A) et de 100 Hz (Bandes B, C et D), la relation entre l'indication et la fréquence de répétition du récepteur soit conforme à la Figure 6, à la Figure 7, à la Figure 8 et à la Figure 9 dans des conditions de signe opposé.

Pour toutes les mesures, un rapport signal sur bruit suffisant est exigé. L'utilisation d'un atténuateur de 10 dB en sortie du générateur d'impulsions est recommandée.

La courbe de réponse d'un récepteur particulier doit être comprise entre les limites définies dans la figure appropriée et quantifiées au Tableau 6. Pour les analyseurs de spectre sans présélection, les exigences du Tableau 6 pour les fréquences de répétition d'impulsions inférieures à 20 Hz ne sont pas applicables. L'utilisation de tels appareils pour les essais de conformité est soumise à des conditions. Si de tels analyseurs de spectre sont utilisés pour les mesures, l'utilisateur doit vérifier et documenter que l'équipement en essai n'émet pas de signaux à large bande à des fréquences de répétition d'impulsions de 20 Hz ou moins. Une détermination de l'adéquation d'un analyseur de spectre aux essais doit être réalisée en appliquant la procédure donnée à l'Annexe B de la CISPR 16-2-1:2014, à l'Annexe B de la CISPR 16-2-2:2010 ou à l'Annexe E de la CISPR 16-2-3:2016.

La réponse aux impulsions est réduite en raison de la surcharge à l'entrée du récepteur aux fréquences supérieures à 300 MHz. Les valeurs marquées d'un astérisque (*) au Tableau 6 sont facultatives et ne sont pas essentielles.

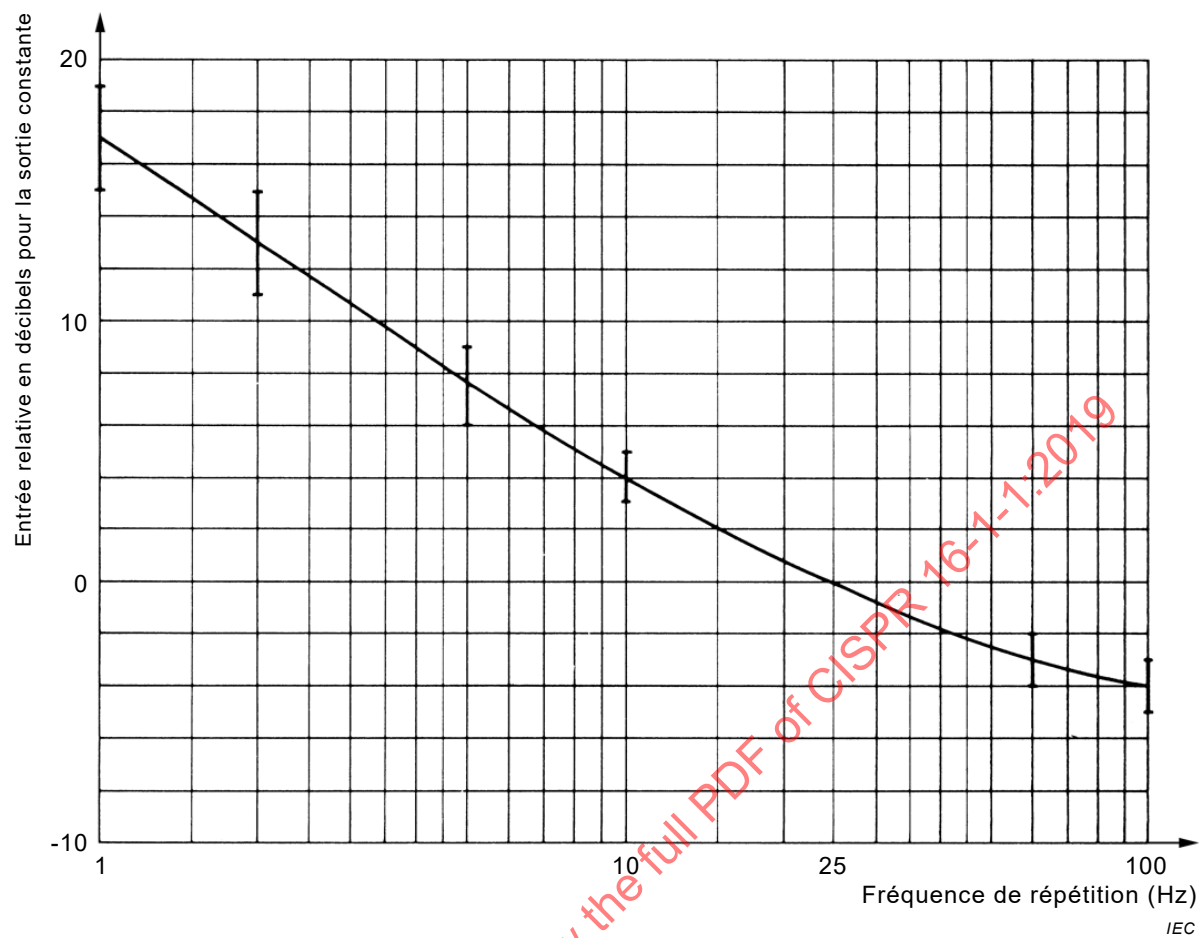


Figure 6 – Courbe de réponse aux impulsions (bande A)

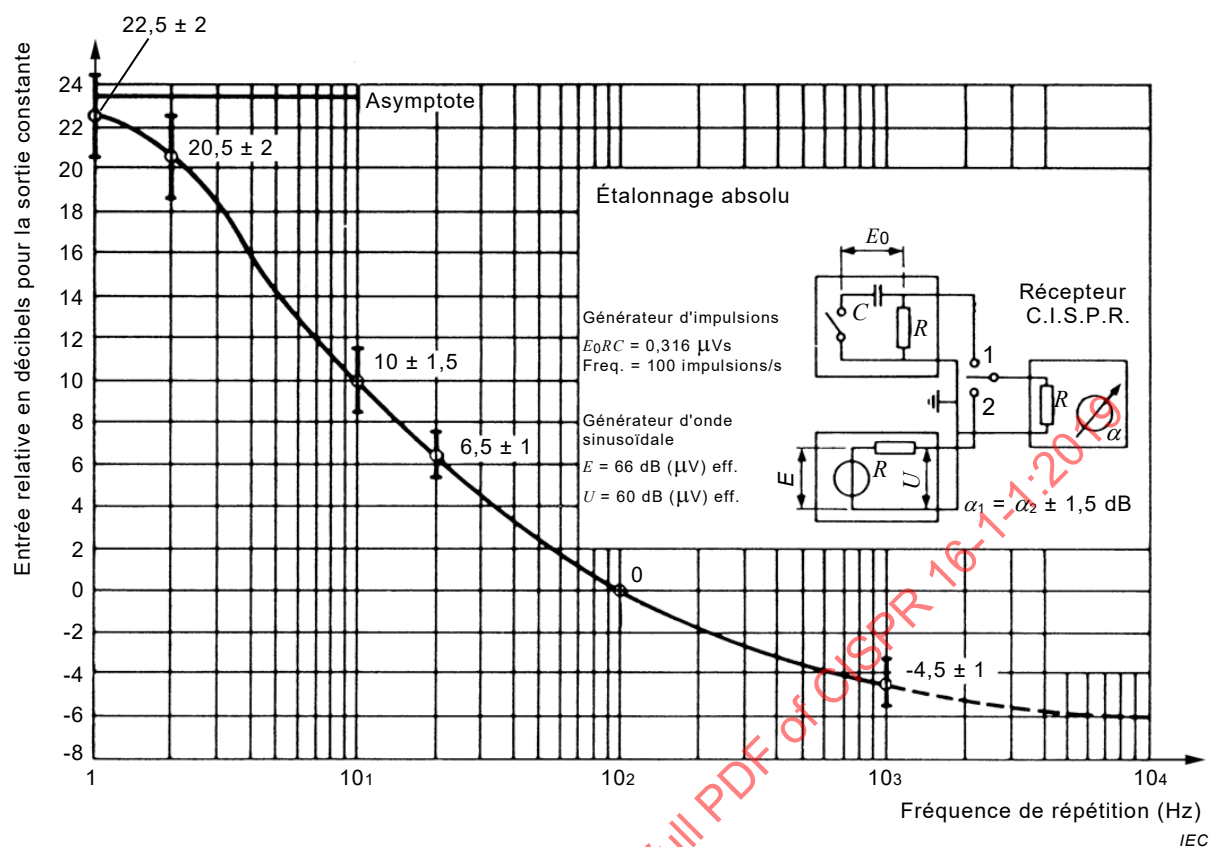


Figure 7 – Courbe de réponse aux impulsions (bande B)

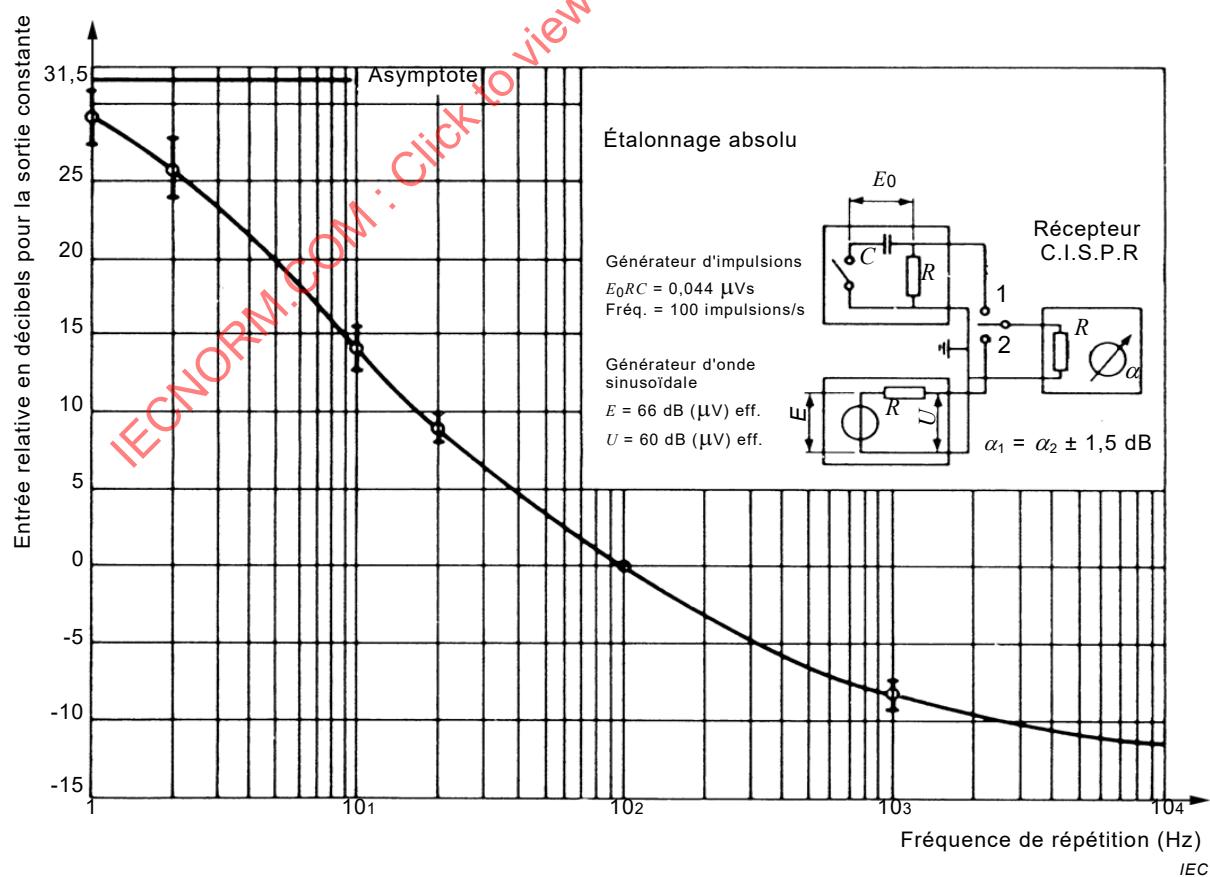
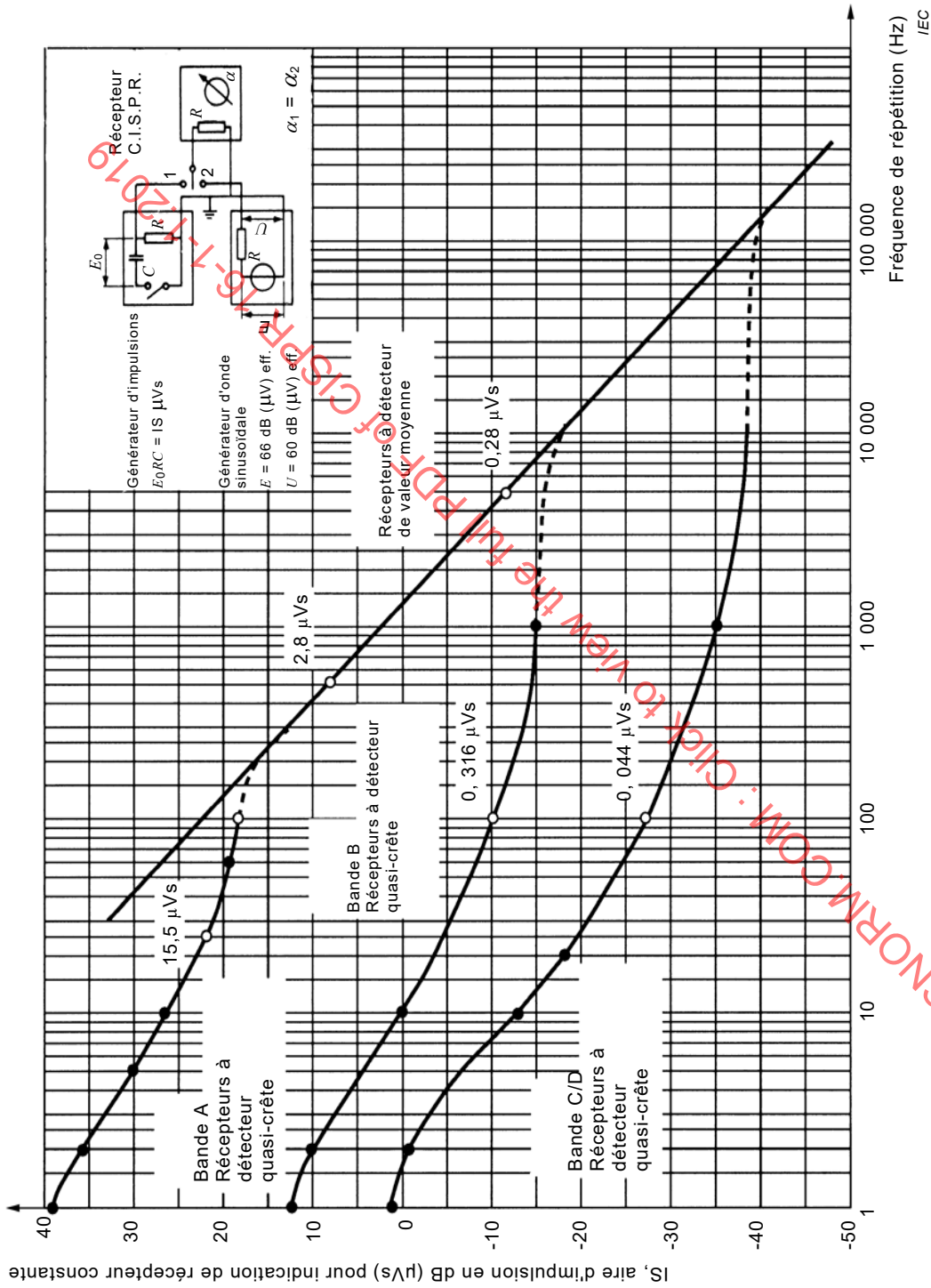


Figure 8 – Courbe de réponse aux impulsions (bandes C et D)



NOTE "IS" est l'abréviation utilisée pour A_{imp} dans les éditions antérieures.

Figure 9 – Courbe de réponse théorique aux impulsions de récepteurs à détecteur de quasi-crête et de valeur moyenne

Tableau 6 – Réponses aux impulsions des récepteurs de mesure de quasi-crête

Fréquence de répétition Hz	Niveau relatif équivalent en dB de l'impulsion pour une bande de fréquences données			
	Bande A 9 kHz à 150 kHz	Bande B 0,15 MHz à 30 MHz	Bande C 30 MHz à 300 MHz	Bande D 300 MHz à 1 000 MHz
1 000	NOTE 3	$-4,5 \pm 1,0$	$-8,0 \pm 1,0$	$-8,0 \pm 1,0$
100	$-4,0 \pm 1,0$	0 (réf.)	0 (réf.)	0 (réf.)
60	$-3,0 \pm 1,0$	–	–	–
25	0 (réf.)	–	–	–
20	–	$+6,5 \pm 1,0$	$+9,0 \pm 1,0$	$+9,0 \pm 1,0$
10	$+4,0 \pm 1,0$	$+10,0 \pm 1,5$	$+14,0 \pm 1,5$	$+14,0 \pm 1,5$
5	$+7,5 \pm 1,5$	–	–	–
2	$+13,0 \pm 2,0$	$+20,5 \pm 2,0$	$+26,0 \pm 2,0$	$+26,0 \pm 2,0^*$
1	$+17,0 \pm 2,0$	$+22,5 \pm 2,0$	$+28,5 \pm 2,0$	$+28,5 \pm 2,0^*$
Impulsion isolée	$+19,0 \pm 2,0$	$+23,5 \pm 2,0$	$+31,5 \pm 2,0$	$+31,5 \pm 2,0^*$

* Ces valeurs sont facultatives et non essentielles.

NOTE 1 L'influence des caractéristiques du récepteur sur sa réponse aux impulsions est traitée à l'Annexe D.

NOTE 2 Les courbes de réponse théorique aux impulsions des récepteurs à détecteur de quasi-crête et de valeur moyenne combinées sur une échelle absolue sont données à la Figure 9. L'ordonnée de la Figure 9 indique l'aire de l'impulsion en circuit ouvert, en dB(μVs), correspondant à la tension sinusoïdale en court-circuit de 66 dB(μV) en valeur efficace. L'indication sur un récepteur de mesure avec une entrée adaptée aux générateurs d'étalonnage est donc de 60 dB(μV). Lorsque la largeur de bande de mesure est inférieure à la fréquence de répétition, les courbes de la Figure 9 sont valables lorsque le récepteur est accordé sur une raie discrète du spectre.

NOTE 3 Aucune réponse au-dessus de 100 Hz ne peut être spécifiée dans la plage de fréquences de 9 kHz à 150 kHz en raison du chevauchement des impulsions dans l'amplificateur à fréquence intermédiaire.

NOTE 4 L'Annexe A traite de la détermination de la courbe de réponse aux impulsions répétées.

6 Récepteurs de mesure avec détecteur de crête pour la plage de fréquences comprises entre 9 kHz et 18 GHz

6.1 Généralités

L'Article 6 définit les exigences applicables aux récepteurs de mesure utilisant un détecteur de crête lorsqu'ils sont utilisés pour la mesure des perturbations brusques ou impulsionnelles.

6.2 Rapport des constantes de temps de charge et de décharge

Pour obtenir sur l'indicateur de mesure une lecture à 10 % près de la valeur vraie de la crête à une cadence de 1 Hz, le rapport entre la constante de temps de décharge et la constante de temps de charge doit être supérieur ou égal aux valeurs suivantes:

- $1,89 \times 10^4$ dans la plage de fréquences comprises entre 9 kHz et 150 kHz;
- $1,25 \times 10^6$ dans la plage de fréquences comprises entre 150 kHz et 30 MHz;
- $1,67 \times 10^7$ dans la plage de fréquences comprises entre 30 MHz et 1 000 MHz;
- $1,34 \times 10^8$ dans la plage de fréquences comprises entre 1 GHz et 18 GHz.

Si le récepteur d'essai est équipé d'une fonctionnalité de maintien de la valeur de crête, la durée de maintien doit pouvoir être réglée à des valeurs comprises entre 30 ms et 3 s.

NOTE Pour les récepteurs qui utilisent les techniques de maintien de crête (et une décharge forcée après le temps de maintien) ou de détection numérique de crête, l'exigence relative au rapport des constantes de temps à la charge et à la décharge n'est pas pertinente. Une fonction de maintien de maximum de l'affichage peut être utilisée pour les signaux avec des amplitudes variables dans le temps.

Si un analyseur de spectre est utilisé pour les mesures de crête, la largeur de bande vidéo ($B_{\text{vidéo}}$) doit être réglée sur une valeur supérieure ou égale à la largeur de bande de résolution ($B_{\text{rés}}$). Pour les mesures de crête, le résultat peut être lu sur l'afficheur de l'analyseur de spectre, avec le détecteur fonctionnant soit dans le mode linéaire, soit dans le mode logarithmique.

6.3 Marge de linéarité

Pour les récepteurs de mesure de crête, il n'est pas nécessaire que la marge de linéarité soit aussi élevée que pour d'autres types de récepteurs de mesure. Pour la plupart des détecteurs à lecture directe, la marge de linéarité doit être légèrement supérieure à l'unité. La marge de linéarité doit être adaptée aux constantes de temps utilisées (voir 6.2).

6.4 Réponses aux impulsions

Jusqu'à 1 000 MHz, la réponse du récepteur de mesure aux impulsions de f.é.m. dont l'aire d'impulsion est de $1,4/B_{\text{imp}}$ mVs (où B_{imp} est en Hz) sous une impédance de source de 50 Ω , doit être égale à la réponse à un signal sinusoïdal non modulé à la fréquence d'accord ayant une f.é.m. de 2 mV en valeur efficace [66 dB(μ V)]. Les impédances de source du générateur d'impulsions et du générateur de signaux doivent être identiques. Les impulsions doivent avoir un spectre uniforme conformément au Tableau 5. La tolérance de tension sinusoïdale est de $\pm 1,5$ dB pour toutes les fréquences de répétition d'impulsion pour lesquelles aucun chevauchement des impulsions ne se produit à la sortie du filtre de fréquence intermédiaire.

Tableau 7 – Réponses comparatives aux impulsions des récepteurs de mesure de crête et de quasi-crête pour une même largeur de bande (plage de fréquences comprises entre 9 kHz et 1 000 MHz)

Fréquence	A_{imp} mVs	B_{imp} Hz	Rapport crête/quasi-crête (dB) pour une fréquence de répétition	
			25 Hz	100 Hz
Bande A	$6,67 \times 10^{-3}$	$0,21 \times 10^3$	6,1	–
Bande B	$0,148 \times 10^{-3}$	$9,45 \times 10^3$	–	6,6
Bandes C et D	$0,041 \times 10^{-3}$	$126,0 \times 10^3$	–	12,0

NOTE 1 La réponse aux impulsions est basée sur l'utilisation de la largeur de bande de référence uniquement (voir Tableau 3).

NOTE 2 Les valeurs indiquées dans ce tableau résultent de la spécification nominale des fonctions de pondération du détecteur. Par conséquent, la vérification par un laboratoire d'étalonnage n'est pas exigée.

NOTE 1 L'Annexe B et l'Annexe C décrivent les méthodes de détermination des caractéristiques de sortie des générateurs d'impulsions destinés à être utilisés pour le contrôle des exigences de 6.4.

NOTE 2 À une cadence de répétition de 25 Hz pour la bande A et de 100 Hz pour les autres bandes, les relations entre les indications d'un récepteur de mesure de crête et celles d'un récepteur de mesure de quasi-crête avec la largeur de bande préférentielle sont données au Tableau 7.

Au-dessus de 1 GHz, l'aire de l'impulsion exigée est définie à l'aide d'une porteuse modulée en impulsion à la fréquence d'essai, étant donné que les générateurs d'impulsions ayant un spectre uniforme jusqu'à 18 GHz ne sont pas réalisables (voir Article E.6).

7 Récepteurs de mesure avec détecteur de valeur moyenne pour la plage de fréquences comprises entre 9 kHz et 18 GHz

7.1 Généralités

Les récepteurs de mesure de valeur moyenne ne sont généralement pas utilisés pour la mesure des perturbations par impulsion. Ce type de récepteur a un détecteur conçu pour indiquer la valeur moyenne de l'enveloppe du signal traversant les étages en amont du détecteur. Le détecteur de valeur moyenne est utilisé pour la mesure de signaux à bande étroite afin de s'affranchir des problèmes associés soit à la modulation, soit à la présence de bruit à large bande. Le détecteur de valeur moyenne exigé pour les mesures de conformité CISPR doit satisfaire aux exigences de la CISPR 16-1-1:2015, Article 7. Il existe d'autres types de détecteurs de valeur moyenne.

7.2 Marge de linéarité

Pour les récepteurs dotés de détecteurs de valeur moyenne, la marge de linéarité des circuits précédant le détecteur, pour une fréquence de répétition de n Hz doit être B_{imp}/n , avec B_{imp} en Hz.

Le récepteur ne doit pas être en surcharge pour des cadences d'impulsions supérieures ou égales à 25 Hz pour la bande A, 500 Hz pour la bande B et 5 000 Hz pour les bandes C et D.

NOTE En général, avec ce type de récepteur, une marge de linéarité suffisante ne peut pas être fournie pour empêcher un fonctionnement non linéaire du récepteur à des cadences d'impulsions très basses (la réponse à une impulsion unique n'est pas définie).

7.3 Réponses aux impulsions

7.3.1 Réponse en amplitude

Pour vérifier la réponse en amplitude d'un récepteur de mesure avec détecteur de valeur moyenne linéaire, une porteuse modulée en impulsion accordée à la fréquence de réception est utilisée. A cet effet, le signal d'entrée sinusoïdal radiofréquence (RF) est modulé avec des impulsions rectangulaires répétées.

La réponse d'un récepteur de mesure pour la bande A à une porteuse modulée en impulsion présentant une densité spectrale de 158,0 dB(μ V/MHz) f.é.m avec une fréquence de répétition de 25 Hz (PRF) à une impédance de source 50 Ω doit, à toutes les fréquences d'accord, être égale à la réponse à un signal sinusoïdal non modulé à la fréquence d'accord et ayant une f.é.m. de 2 mV [66 dB(μ V)] en valeur efficace. Pour les récepteurs de mesure pour les bandes B, C/D et E, les valeurs correspondantes sont de 132,0 dB(μ V/MHz) avec une PRF de 500 Hz, de 112,0 dB(μ V/MHz) avec une PRF de 5 kHz et de 92,0 dB(μ V/MHz) avec une PRF de 50 kHz.

Une porteuse modulée en impulsion ayant la densité spectrale exigée peut être générée avec la spécification d'impulsions indiquée au Tableau 8. La tolérance de tension sinusoïdale correspondant aux niveaux spécifiés dans l'alinéa précédent est de $\pm 1,5$ dB.

Les valeurs du Tableau 8 concernent le modulateur d'impulsions idéal. Les sources de signal disponibles dans le commerce ne disposent pas toutes d'une relation spécifiée entre l'amplitude à ondes entretenues (CW) et l'amplitude RF modulée en impulsion. C'est la raison pour laquelle l'amplitude de l'impulsion RF doit être vérifiée avant de procéder au mesurage. Pour la méthode de mesure, voir L.1.

Au-dessus de 1 GHz (bande E), deux modes du détecteur (de pondération) de valeur moyenne sont définis: linéaire et logarithmique. Pour le détecteur de valeur moyenne logarithmique, la réponse du récepteur de mesure à des impulsions de cadence de 333 kHz (inverse de la période de 3 μ s) d'aire d'impulsion égale à 6,7 nVs f.é.m. sous une impédance de source de 50 Ω , doit être égale à la réponse à un signal sinusoïdal non modulé à la

fréquence d'accord ayant une f.é.m. de 2 mV en valeur efficace [66 dB(V)]. La tolérance de niveau de tension sinusoïdale est de $\pm 4,0$ dB (la tolérance de 10 % de la largeur de bande est à l'origine d'une éventuelle variation d'environ $\pm 2,5$ dB). Pour davantage de précisions, voir l'Article E.6.

La détection de valeur moyenne peut être obtenue avec des analyseurs de spectre configurés avec une largeur de bande vidéo $B_{\text{vidéo}} \ll B_{\text{res}}$ afin d'obtenir un calcul de moyenne adéquat reposant sur la fréquence de répétition du signal mesuré. Pour les mesures basées sur une réduction de la largeur de bande vidéo, la durée de balayage doit être suffisamment longue pour permettre au filtre de la bande vidéo de répondre de façon correcte.

NOTE Pour les mesures (pondérées) de valeur moyenne en mode linéaire, le résultat correspond au niveau moyen du signal mesuré. Si un affichage logarithmique est utilisé, le résultat correspond à la moyenne des valeurs logarithmiques du signal mesuré. En conséquence, pour un signal d'onde carrée de valeurs successives de 20 dB(μV) et 60 dB(μV), le niveau obtenu en mode logarithmique est de 40 dB(μV), alors qu'en mode linéaire, le niveau 54,1 dB(μV) représente la valeur moyenne réelle du signal.

Tableau 8 – Spécification de la porteuse modulée en impulsion (f.é.m.)

	Bande A	Bande B	Bande C/D	Bande E
Densité spectrale D (f.é.m)	158,0 dB(μV/MHz)	132,0 dB(μV/MHz)	112,0 dB(μV/MHz)	92,0 dB(μV/MHz)
Niveau de porteuse L_{porteuse} (f.é.m)	112,0 dB(μV)	106,0 dB(μV)	106,0 dB(μV)	106,0 dB(μV)
Période d'impulsion T_p	40 ms ($f_p = 25$ Hz)	2 ms ($f_p = 500$ Hz)	200 μs ($f_p = 5\,000$ Hz)	20 μs ($f_p = 50$ kHz)
Largeur d'impulsion τ_p	200 μs	20 μs	2 μs	200 ns

7.3.2 Variation avec la fréquence de répétition

La réponse d'un récepteur de mesure équipé d'un détecteur de valeur moyenne linéaire à des impulsions répétées doit être telle que, pour une indication constante sur le récepteur de mesure, la relation entre l'amplitude et la fréquence de répétition soit conforme à la règle suivante:

Amplitude proportionnelle à (fréquence de répétition)⁻¹

La tolérance pour la réponse à des impulsions répétitives est de $\pm 2,0$ dB dans la plage de fréquences comprise entre la plus faible fréquence de répétition utilisable et une fréquence égale à $B_3/2$, tel que déterminé à partir des considérations de surcharge.

NOTE 1 Les courbes de réponse théorique aux impulsions des récepteurs à détecteur de quasi-crête et de valeur moyenne combinées sur une échelle absolue sont données à la Figure 9 (voir 5.2.2). La réponse du récepteur de mesure équipé d'un détecteur de valeur moyenne logarithmique à des impulsions répétées (au-dessus de 1 GHz) est influencée par le niveau de bruit entre les impulsions. La relation approximative suivante s'applique:

$$L_{\log Av} = \frac{T_P L_P + T_N L_N}{T_P + T_N} \quad (8)$$

où,

- $L_{\log Av}$ est le niveau indiqué par le détecteur de valeur moyenne logarithmique;
- T_P est la durée de l'impulsion;
- L_P est le niveau d'impulsion en dB(μV);
- T_N est la durée du niveau de bruit;
- L_N est le niveau de bruit en dB(μV).

EXEMPLE Si le niveau d'impulsion L_P est de 85 dB(μ V) et le niveau de bruit L_N est de 8 dB(μ V), $T_P = 1/B_{imp} = 1 \mu$ s, le taux d'impulsion n est de 100 000 Hz, alors $T_N \approx 9 \mu$ s. À partir de cette équation, $L_{logAv} = 15,7$ dB(μ V). En réalité, L_{logAv} est plus élevé puisque T_P est plus élevée, étant donné que le signal d'impulsion à la sortie f.i. ne descend pas au niveau de bruit immédiatement après 1 μ s.

NOTE 2 Une tolérance est à l'étude.

7.3.3 Réponse aux perturbations à bande étroite intermittentes, instables et dérivantes

La réponse aux perturbations à bande étroite intermittentes, instables et dérivantes doit être telle que le résultat de la mesure soit équivalent à la lecture crête d'un appareil de mesure ayant une constante de temps de 160 ms pour les bandes A et B et de 100 ms pour les bandes C et D, comme représenté à la Figure 11. La constante de temps est telle qu'elle est définie en A.3.2. Cela peut être obtenu par un réseau de simulation de l'appareil de mesure à la suite du détecteur d'enveloppe du récepteur. La lecture crête peut être prise, par exemple, dans le cadre d'une surveillance permanente de la sortie de l'appareil de mesure en utilisant un convertisseur analogique/numérique (A/N) et un microprocesseur comme ceux représentés à la Figure 10.

Pour les récepteurs de bande E, la constante de temps de l'appareil de mesure pour le détecteur de valeur moyenne linéaire est de 100 ms.

NOTE Pour le détecteur de valeur moyenne logarithmique, les exigences sont à l'étude.

Il est déduit de l'exigence de l'alinéa précédent qu'un récepteur de mesure de valeur moyenne doit donner la valeur lue maximale indiquée au Tableau 9 pour un signal d'entrée sinusoïdal à radiofréquence avec des impulsions rectangulaires répétées ayant la durée et la période indiquées au Tableau 9. La tolérance exigée est de $\pm 1,0$ dB.

Tableau 9 – Valeurs maximales des récepteurs de mesure de valeur moyenne pour une entrée sinusoïdale modulée en impulsion comparées à la réponse à une onde sinusoïdale continue de même amplitude

Impulsions rectangulaires répétées pour la modulation	Récepteur bandes A/B $T_M = 0,16$ s	Récepteur bandes C/D $T_M = 0,1$ s
Durée = T_M Période = 1,6 s	0,353 (= -9,0 dB)	0,353 (= -9,0 dB)
NOTE En bande E, ceci s'applique au détecteur de valeur moyenne linéaire uniquement.		

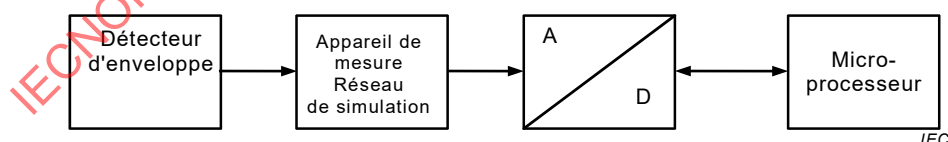
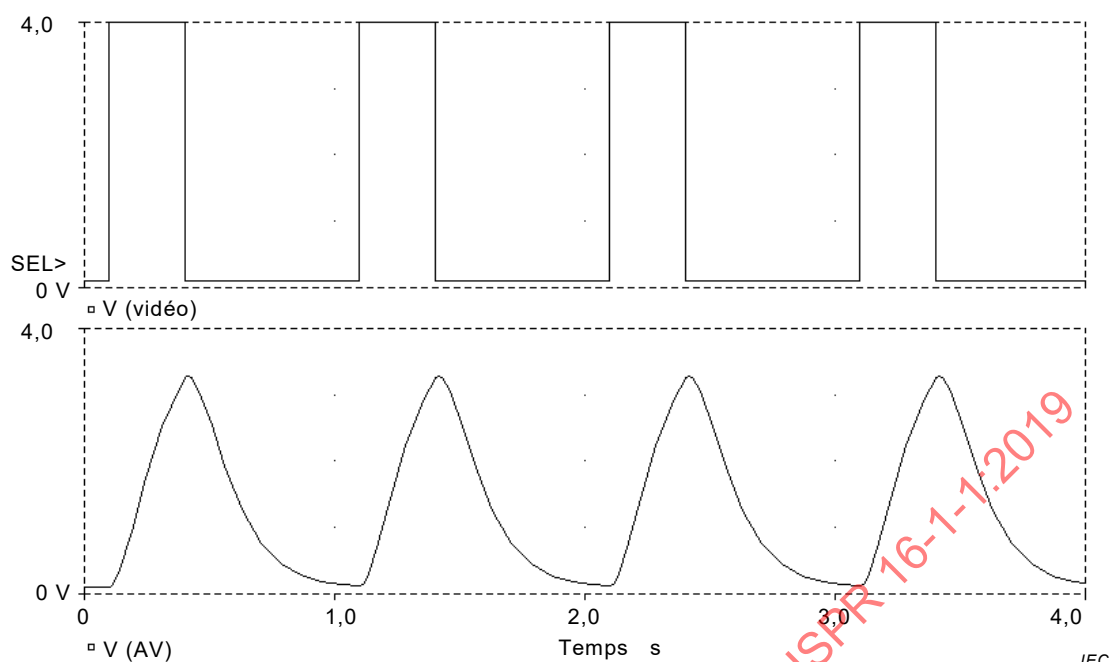


Figure 10 – Schéma fonctionnel d'un détecteur de valeur moyenne



NOTE 1 La réponse représentée est obtenue par un signal intermittent à bande étroite d'une durée de 0,3 s et de fréquence de répétition de 1 Hz, lorsqu'une constante de temps de 100 ms est utilisée. Si la constante de temps est de 160 ms, les crêtes à la sortie du réseau de simulation de l'appareil de mesure sont plus faibles.

NOTE 2 La réponse aux perturbations intermittentes à bande étroite peut aussi être définie pour le détecteur de valeur moyenne logarithmique fonctionnant avec une certaine largeur de bande vidéo, par exemple, 10 Hz, et la fonction de maintien du maximum de l'affichage du spectre.

Figure 11 – Capture d'écran montrant la réponse du réseau de simulation de l'appareil de mesure à un signal à bande étroite intermittent

8 Récepteurs de mesure avec détecteur de valeur moyenne efficace pour la plage de fréquences comprises entre 9 kHz et 18 GHz

8.1 Généralités

Les récepteurs de pondération de valeur moyenne efficace utilisent un détecteur de pondération qui est une combinaison d'un détecteur de valeur efficace (pour les fréquences de répétition supérieures à une fréquence de cassure f_c) et d'un détecteur de valeur moyenne (pour les fréquences de répétition inférieures à la fréquence de cassure f_c), ce qui permet d'obtenir une courbe de réponse aux impulsions avec les caractéristiques suivantes: 10 dB/décade au-delà de la fréquence de cassure et 20 dB/décade en deçà de la fréquence de cassure.

8.2 Marge de linéarité

Au-dessus de la fréquence de cassure f_c , spécifiée ci-dessous, la marge de linéarité des circuits précédant le détecteur, pour une fréquence de répétition de n Hz doit être de $1,27(B_3/n)^{1/2}$, B_3 étant exprimé en Hz. En dessous de la fréquence de cassure, la marge de linéarité pour une fréquence de répétition de n Hz doit être supérieure à $1,27(B_3 / f_c)^{1/2} \times (f_c / n)$.

NOTE 1 La "fréquence de cassure" est la fréquence de répétition au-delà de laquelle le détecteur de valeur moyenne efficace se comporte comme un détecteur de valeur efficace et en deçà de laquelle le détecteur de valeur moyenne efficace présente une pente de détecteur de valeur moyenne linéaire.

La fréquence de répétition minimale sans surcharge doit être conforme aux valeurs indiquées au Tableau 10.

Tableau 10 – Fréquence de répétition minimale sans surcharge

Plage de fréquences du récepteur de mesure	Fréquence de cassure f_c kHz	Fréquence de répétition minimale Hz	Indications de rapport valeur de crête/valeur moyenne efficace dB
9 kHz à 150 kHz (bande A)	0,01	5	19
0,15 MHz à 30 MHz (bande B)	0,01	5	35,5
30 MHz à 1 000 MHz (bandes C et D)	0,1	100	30,6
1 GHz à 18 GHz (bande E)	1	316	40

NOTE 2 Avec un détecteur de valeur moyenne efficace, une marge de linéarité suffisante ne peut généralement pas être fournie pour empêcher un fonctionnement non linéaire de l'instrument à des fréquences de répétition très faibles pour les impulsions courtes dans les bandes C/D et E (la réponse à une impulsion unique de courte durée est seulement théoriquement définie dans ces bandes).

NOTE 3 L'Annexe A décrit le calcul de la marge de linéarité pour le détecteur de valeur efficace. L'Annexe B décrit la détermination du spectre du générateur d'impulsions. L'Annexe C décrit la mesure précise des niveaux de sortie des générateurs d'impulsions de l'ordre de la nanoseconde.

NOTE 4 Pour la bande E, l'essai peut être réalisé avec un signal sinusoïdal modulé en impulsion, avec une largeur de bande occupée de 2 MHz, par exemple. L'Article E.6 fournit la spécification d'un signal d'essai applicable.

8.3 Réponses aux impulsions

8.3.1 Détails de construction

La fonction de détecteur peut être représentée par un détecteur de valeur efficace qui détermine de manière continue les valeurs efficaces au cours de périodes égales à l'inverse de la fréquence de cassure f_c . Ces valeurs efficaces passent ensuite par un filtre passe-bas d'ordre 2 qui correspond à l'indication amortie de manière critique qui est spécifiée pour le détecteur de quasi-crête, dont la constante de temps est définie jusqu'à 1 GHz. Pour la bande E, la constante de temps est de 100 ms. En cas de variation dans le temps, la sortie maximale du filtre passe-bas est le résultat de la mesure.

NOTE L'Annexe B, l'Annexe C et l'Annexe E décrivent des méthodes de détermination des caractéristiques de sortie des générateurs d'impulsions destinés à être utilisés pour le contrôle des exigences du présent article.

8.3.2 Réponse en amplitude

Pour vérifier la réponse en amplitude d'un récepteur de mesure, une porteuse modulée en impulsion accordée à la fréquence de réception est utilisée. A cet effet, le signal d'entrée sinusoïdal RF est modulé avec des impulsions rectangulaires périodiques.

NOTE Cette méthode d'essai permet de vérifier la fonction de pondération du détecteur de valeur moyenne efficace. Par hypothèse, la linéarité du récepteur par rapport aux impulsions à bande large répétées est vérifiée avec l'essai de 5.2.2 pour le détecteur de quasi-crête du même récepteur.

La réponse d'un récepteur de mesure pour la bande A à une porteuse modulée en impulsion présentant une densité spectrale de 150,2 dB(μ V/MHz) f.é.m à une impédance de source 50 Ω doit, à toutes les fréquences d'accord, être égale à la réponse à un signal sinusoïdal non modulé à la fréquence d'accord et ayant une f.é.m. de 2 mV (66 dB(μ V)) en valeur efficace. Pour les récepteurs de mesure pour les bandes B, C/D et E, les valeurs de f.é.m. correspondantes sont de 117,7 dB(μ V/MHz), 106,4 dB(μ V/MHz) et 97,5 dB(μ V/MHz).

Une porteuse modulée en impulsion ayant la densité spectrale exigée peut être générée avec la spécification d'impulsions indiquée au Tableau 11. Une tolérance de $\pm 1,5$ dB est permise dans les niveaux de tension sinusoïdale spécifiés dans l'alinéa précédent.

EXEMPLE (Bande E) Pour un filtre gaussien, une largeur du spectre d'impulsion B_{imp} de 1 MHz correspond à une largeur de bande de puissance Δf de 707 kHz [8]. Par conséquent, une porteuse modulée en impulsion à densité spectrale avec une f.é.m. de 97,5 dB(μ V/MHz) et une fréquence de répétition f_p de 1 000 Hz donne une réponse du récepteur de valeur moyenne efficace avec une f.é.m. de 66 dB(μ V), avec U (f.é.m) = D (e.m.f) – 10 lg($B_{imp}/\Delta f$) – 10 lg(B_{imp}/f_p).

Les valeurs du Tableau 11 concernent le modulateur d'impulsions idéal. Les sources de signal disponibles dans le commerce ne disposent pas toutes d'une relation spécifiée entre l'amplitude CW et l'amplitude RF modulée en impulsion. C'est la raison pour laquelle l'amplitude de l'impulsion RF doit être vérifiée avant de procéder au mesurage. Pour la méthode de mesure, voir L.1.

Si des préamplificateurs externes sont utilisés, voir l'Annexe J pour les exigences applicables.

Tableau 11 – Spécification de la porteuse modulée en impulsion (f.é.m.) pour soumettre à essai les détecteurs de valeur moyenne efficace

	Bande A	Bande B	Bande C/D	Bande E
Densité spectrale D (f.é.m)	150,2 dB(μ V/MHz)	117,7 dB(μ V/MHz)	106,4 dB(μ V/MHz)	97,5 dB(μ V/MHz)
Niveau de porteuse $L_{porteuse}$ (f.é.m)	104,2 dB(μ V)	91,7 dB(μ V)	100,4 dB(μ V)	111,5 dB(μ V)
Période d'impulsion T_p	40 ms ($f_p = 25$ Hz)	1 ms ($f_p = 1\,000$ Hz)	1 ms ($f_p = 1\,000$ Hz)	1 ms ($f_p = 1\,000$ Hz)
Largeur d'impulsion w_p	200 μ s	20 μ s	2 μ s	200 ns

8.3.3 Variation avec la fréquence de répétition

La réponse du récepteur de mesure aux impulsions répétées doit être telle que, pour une indication constante sur le récepteur de mesure, la relation entre l'amplitude et la fréquence de répétition au-delà de la fréquence de cassure f_c doit être conforme à la règle suivante:

amplitude proportionnelle à (fréquence de répétition) $^{-1/2}$.

En dessous de la fréquence de cassure f_c , la relation doit être conforme à la règle suivante:

amplitude proportionnelle à (fréquence de répétition) $^{-1}$.

La courbe de réponse pour un récepteur particulier doit se situer entre les limites du Tableau 12.

Tableau 12 – Réponse aux impulsions du récepteur de mesure en valeur moyenne efficace

Fréquence de répétition Hz	Niveau équivalent relatif d'impulsion en dB				
	Bande A	Bande B	Bande C	Bande D	Bande E
100 k	-	-	$-20 \pm 2,0^*$	$-20 \pm 2,0^*$	$-20 \pm 2,0$
10 k	-	-	$-10 \pm 1,0$	$-10 \pm 1,0$	$-10 \pm 1,0$
1 000	-	0 (réf.)	0 (réf.)	0 (réf.)	0 (réf.)
316	-	$+5 \pm 0,5$	$+5 \pm 0,5$	$+5 \pm 0,5$	$+10 \pm 1,0$
100	$-6 \pm 0,6$	$+10 \pm 1,0$	$+10 \pm 1,0$	$+10 \pm 1,0$	$+20 \pm 2,0^*$
31,6	-	$+15 \pm 1,5$	$+20 \pm 2,0^*$	$+20 \pm 2,0^*$	
25	0 (réf.)	$+16 \pm 1,6$			
10	$+4 \pm 0,4$	$+20 \pm 2,0$			
5	$+9 \pm 0,7$	$+25 \pm 2,3$			
1	-	-			
* Ces valeurs sont facultatives et non essentielles. Ces valeurs ne sont données qu'à titre informatif. NOTE Les valeurs à 5 Hz pour les bandes A et B prennent en compte l'effet de la constante de temps de l'appareil de mesure.					

8.3.4 Réponse aux perturbations à bande étroite intermittentes, instables et dérivantes

La réponse aux perturbations intermittentes à bande étroite, instables et dérivantes doit être telle que le résultat de mesure soit équivalent à la valeur de crête lue d'un appareil de mesure avec une constante de temps de 160 ms pour les bandes A et B et une constante de temps de 100 ms pour les bandes C, D et E. Cela peut être réalisé par le réseau simulant l'appareil de mesure (analogique ou numérique) auquel les valeurs efficaces décrites en 8.2.1 sont injectées comme entrée.

Il est déduit de l'exigence de l'alinéa précédent qu'un récepteur de mesure en valeur moyenne efficace doit donner la valeur lue maximale indiquée au Tableau 13 pour un signal d'entrée sinusoïdal à radiofréquence modulé avec des impulsions rectangulaires répétées ayant la durée et la période indiquées au Tableau 13. La tolérance de réponse est de $\pm 1,0$ dB.

Tableau 13 – Valeur maximale des récepteurs de mesure en valeur moyenne efficace pour une entrée sinusoïdale modulée en impulsion comparée à la réponse à une onde sinusoïdale continue de même amplitude

Impulsions rectangulaires répétées pour la modulation	Récepteur de bande A/B $T_M = 0,16$ s	Récepteur de bande C/D/ $T_M = 0,1$ s
Durée = T_M Période = 1,6 s	0,398 (= -7,9 dB)	0,353 (= -9,0 dB)
NOTE La valeur pour le récepteur de bande A/B peut varier d'environ $\pm 0,5$ dB en raison d'un chevauchement variable de la durée d'impulsion de 160 ms avec la durée de temps d'intégration efficace de 100 ms.		

9 Récepteurs de mesure pour la plage de fréquences comprises entre 1 GHz et 18 GHz avec fonction de mesure de la distribution de probabilité des amplitudes (DPA)

La DPA d'une perturbation est définie comme une distribution cumulative de la "probabilité de la durée nécessaire à l'amplitude d'une perturbation pour dépasser un niveau spécifié".

La DPA peut être mesurée à la sortie du détecteur d'enveloppe ou à la suite des circuits d'un récepteur de mesure RF ou d'un analyseur de spectre. Il convient que l'amplitude de la perturbation soit exprimée par rapport à la valeur du champ ou à la tension à l'entrée du récepteur. Généralement, une mesure de la DPA s'effectue à une fréquence fixe.

La fonction de mesure de la DPA est une fonction supplémentaire des appareils de mesure, et peut être soit rattachée, soit incorporée aux appareils de mesure.

La fonction de mesure de la DPA peut être mise en œuvre en utilisant les méthodes suivantes. Une approche utilise des comparateurs et des compteurs (Figure G.1). L'appareil détermine les probabilités de dépasser un ensemble de niveaux d'amplitude préassignés (en tension, par exemple). Le nombre de niveaux est identique au nombre de comparateurs. Une autre méthode possible implique l'utilisation d'un convertisseur analogique-numérique, d'un circuit logique et d'une mémoire (Figure G.2). L'appareil peut aussi fournir le schéma de la DPA pour un ensemble de niveaux d'amplitude préassignés. Le nombre de niveaux dépend de la résolution du convertisseur analogique-numérique (par exemple 256 niveaux pour un convertisseur 8 bits).

Les mesures de la DPA qui utilisent la fonction mentionnée ci-dessus sont applicables aux produits ou familles de produits si leur potentiel à engendrer des perturbations aux systèmes de communications numériques doit être déterminé (voir 4.7 de la CISPR TR 16-3:2010, pour les éléments de contexte général sur les spécifications de distribution de probabilité d'amplitude (DPA)).

Les spécifications suivantes s'appliquent à la fonction de mesure de la DPA. La justification de ces spécifications est donnée à l'Annexe G.

a) Spécifications:

- 1) La plage dynamique de l'amplitude doit être supérieure à 60 dB.
- 2) La tolérance de l'amplitude, y compris l'erreur sur la définition du niveau de seuil, doit être meilleure que $\pm 2,7$ dB.
- 3) La durée maximale mesurable d'une perturbation doit être supérieure ou égale à 2 min. La mesure intermittente peut être utilisée si la durée du temps mort est inférieure à 1 % de la durée totale de la mesure.
- 4) La probabilité minimale mesurable doit être de 10^{-7} .
- 5) La fonction de mesure de la DPA doit être capable d'assigner au moins deux niveaux d'amplitude. Les probabilités correspondant à tous les niveaux préassignés doivent être mesurées simultanément. La résolution des niveaux d'amplitude préassignés doit être d'au moins 0,25 dB.
- 6) Le taux d'échantillonnage doit être supérieur ou égal à dix millions d'échantillons par seconde en utilisant une largeur de bande de résolution de 1 MHz.

b) Spécification recommandée: Il convient que la résolution de l'amplitude de l'affichage de la DPA soit inférieure à 0,25 dB pour un appareil de mesure de la DPA ayant un convertisseur A/N.

NOTE Les mesures de la DPA peuvent aussi s'appliquer aux plages de fréquences inférieures à 1 GHz.

10 Analyseurs de perturbations discontinues

10.1 Généralités

Les analyseurs de perturbations discontinues (DDA, discontinuous disturbance analyzer) sont utilisés pour l'évaluation automatique de l'amplitude, du taux de répétition et de la durée des perturbations discontinues (claquements).

Un "claquement" possède les caractéristiques suivantes:

- a) l'amplitude quasi-crête dépasse la limite en quasi-crête d'une perturbation continue,
- b) la durée est inférieure ou égale à 200 ms, et
- c) l'espacement entre deux perturbations est supérieur ou égal à 200 ms.

Une série d'impulsions courtes doit être traitée comme un claquement lorsque sa durée, mesurée entre le début de la première impulsion et la fin de la dernière impulsion, est inférieure ou égale à 200 ms et que les conditions précédentes a) et c) sont remplies.

Les DDA peuvent être:

- des appareils autonomes conçus pour fonctionner avec la sortie f.i. d'un récepteur de mesure hétérodyne séparé; ou,
- des appareils autonomes munis d'au moins un récepteur intégré; ou,
- une fonctionnalité de mesure intégrée à un récepteur de mesure. Les récepteurs avec une fonctionnalité DDA intégrée peuvent être utilisés si le DDA satisfait aux exigences de 10.2 du présent document.

Pour les DDA autonomes conçus pour fonctionner avec la sortie f.i. d'un récepteur de mesure, les paramètres de temps utilisés pour caractériser un claquement sont déterminés à partir de la limite de signal qui dépasse le niveau de référence f.i. du récepteur.

Pour les DDA autonomes qui intègrent au moins un récepteur satisfaisant au présent document, les paramètres de temps de chaque récepteur utilisés pour caractériser un claquement sont déterminés à partir du signal f.i. ou de son signal équivalent qui dépasse la limite en quasi-crête.

Pour les récepteurs de mesure munis d'un DDA intégré, les paramètres de temps utilisés pour caractériser un claquement sont déterminés à partir du signal détecté en crête ou du signal f.i. qui dépasse la limite en quasi-crête.

Les appareils de mesure à FFT munis d'un DDA intégré et qui satisfont aux exigences de 10.2 peuvent être utilisés pour mesurer les claquements.

NOTE 1 La définition et l'évaluation des claquements sont conformes à la CISPR 14-1.

NOTE 2 Les analyseurs modernes sont conçus pour être utilisés avec un récepteur de mesure de quasi-crête qui fonctionne avec un niveau de signal interne limité. Par conséquent, il y a un risque que de tels analyseurs puissent ne pas disposer de l'interface correcte avec tous les récepteurs.

10.2 Caractéristiques fondamentales

- a) La tolérance des mesures de durée de claquement ne doit pas dépasser ± 5 %.

NOTE 1 Le niveau de la référence f.i. est la réponse correspondante à la sortie f.i. du récepteur de mesure à un signal sinusoïdal non modulé, qui donne une indication de quasi-crête égale à la limite pour des perturbations continues.

- b) L'analyseur doit être équipé d'une voie pour évaluer l'amplitude en quasi-crête d'une perturbation.
- c) L'amplitude de la voie quasi-crête doit être mesurée 250 ms après le dernier front descendant de la voie f.i.

- d) La combinaison des voies entre elles doit satisfaire à toutes les exigences de 4.2.
- e) L'analyseur doit être capable d'indiquer les informations suivantes:
- le nombre de claquements de durée inférieure ou égale à 200 ms;
 - la durée de l'essai en minutes;
 - le taux de répétition des claquements;
 - l'incidence des perturbations autres que les claquements qui dépassent la limite en quasi-crête des perturbations continues.

NOTE 2 Un exemple d'analyseur de perturbation est représenté sous la forme d'un schéma fonctionnel à la Figure 12.

- f) Pour la validation des caractéristiques fondamentales, l'analyseur doit satisfaire aux contrôles des performances avec toutes les formes d'onde (impulsions d'essai) du Tableau 14.

La Figure 13 représente sous forme graphique les formes d'onde énumérées au Tableau 14.

La Figure F.1 représente sous forme graphique toutes les formes d'onde énumérées au Tableau F.1 pour le contrôle des performances des exceptions à partir des définitions d'un claquement conformément à 5.4.3 de la CISPR 14-1:2016.

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of CISPR 16-1-1:2019

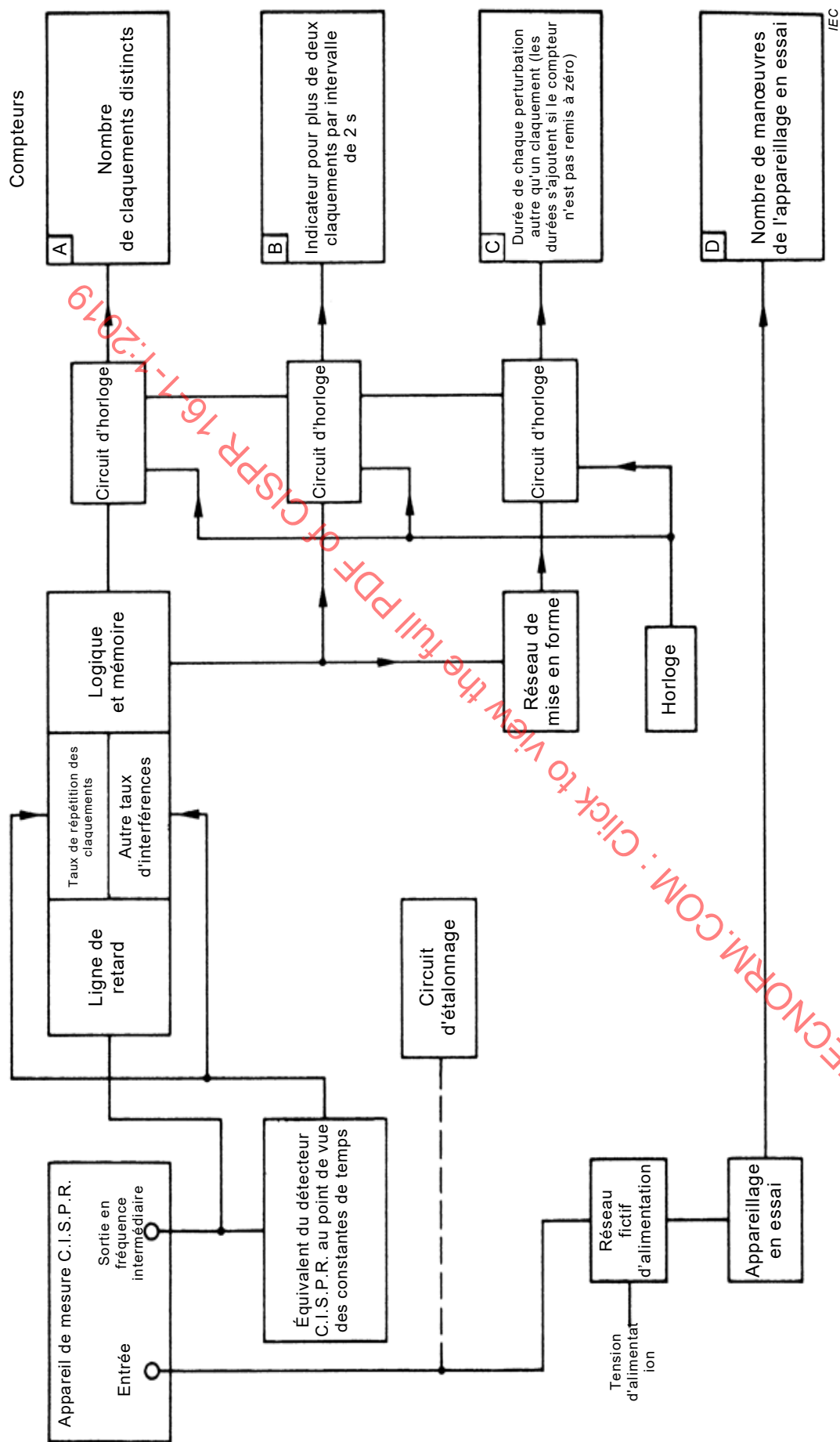
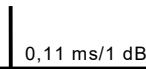
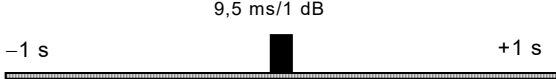
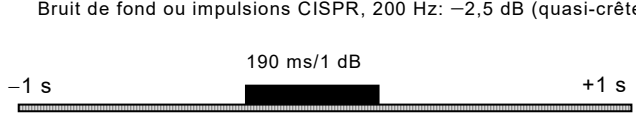
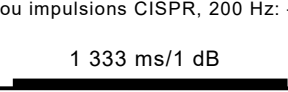
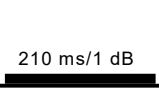
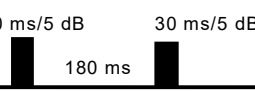
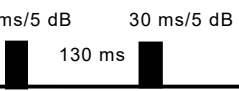
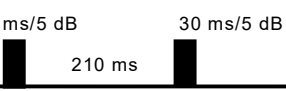
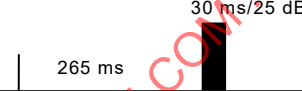
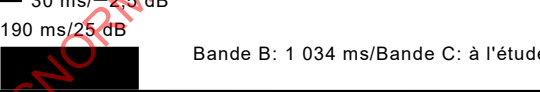


Figure 12 – Exemple d'un analyseur des perturbations

Essai N°	Signal d'essai	Évaluation effectuée par l'analyseur
1	 0,11 ms/1 dB	1 claquement
2	 9,5 ms/1 dB -1 s +1 s	1 claquement
3	 190 ms/1 dB -1 s +1 s Bruit de fond ou impulsions CISPR, 200 Hz: -2,5 dB (quasi-crête)	1 claquement
4	 1 333 ms/1 dB	Autre claquement
5	 210 ms/1 dB	Autre claquement
6	 30 ms/5 dB 180 ms 30 ms/5 dB	Autre claquement
7	 30 ms/5 dB 130 ms 30 ms/5 dB	1 claquement
8	 30 ms/5 dB 210 ms 30 ms/5 dB	2 claquements
9	 Min.21 impulsions/0,11 ms/périodicité 10 ms/1 dB	Autre
10	 30 ms/25 dB 265 ms	1
11	 30 ms/-2,5 dB 190 ms/25 dB Bande B: 1 034 ms/Bande C: à l'étude	2
12	 190 ms/25 dB Bande B: 1 166 ms/Bande C: à l'étude 30 ms/-2,5 dB/2 dB f.i.	1

IEC

Figure 13 – Présentation graphique des signaux d'essai utilisés pour le contrôle des performances de l'analyseur par rapport à la définition d'un claquement conformément au Tableau 14

Tableau 14 – Essais de performance de l'analyseur de perturbations – Signaux d'essais utilisés pour la vérification par rapport à la définition d'un claquement (1 de 4)

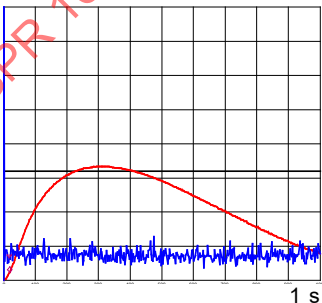
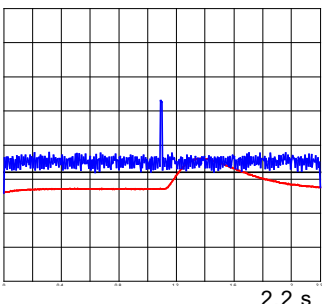
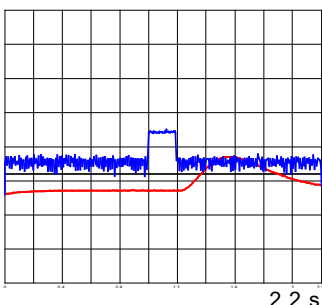
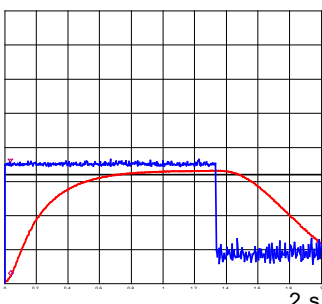
Essai n°	Paramètres du signal d'essai					
	1		2		3	
	Amplitude en quasi-crête des impulsions ajustées individuellement par rapport à l'indication de référence en quasi-crête du récepteur de mesure		Durée des impulsions ^f ajustées à la sortie en fréquence intermédiaire du récepteur de mesure		Séparation des impulsions ou périodicité (sortie f.i)	
	dB		ms		ms	
	Impulsi on 1	Impulsi on 2	Impulsi on 1	Impulsi on 2		5
1	1		0,11			1 claquement 
2 ^a	1		9,5			1 claquement 
3 ^a	1		190			1 claquement 
4	1		1 333 ^b			Autre claquement 

Tableau 14 (2 de 4)

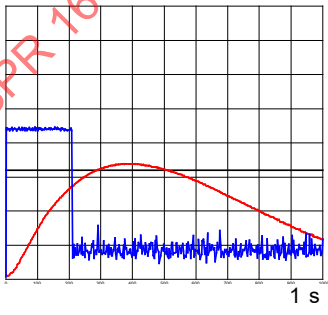
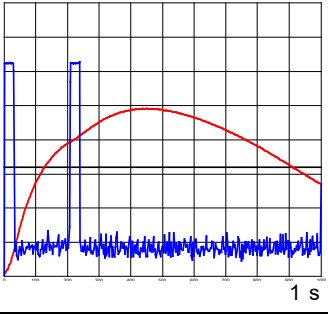
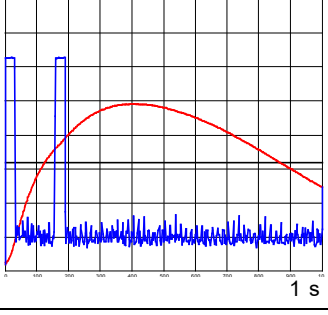
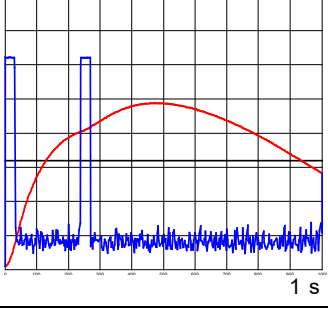
Essai n°	Paramètres du signal d'essai						
	1		2		3	4	5
	Amplitude en quasi-crête des impulsions ajustées individuellement par rapport à l'indication de référence en quasi-crête du récepteur de mesure		Durée des impulsions ^f ajustées à la sortie en fréquence intermédiaire du récepteur de mesure		Séparation des impulsions ou périodicité (sortie f.i)	Évaluation effectuée par l'analyseur	Présentation graphique du signal d'essai mesuré à la sortie f.i. et signal quasi-crête associé par rapport à l'indication de référence du récepteur de mesure
	dB		ms		ms		
	Impulsi on 1	Impulsi on 2	Impulsi on 1	Impulsi on 2			
5	1		210			Autre que claquement (210 ms)	
6	5	5	30	30	180	Autre que claquement (240 ms)	
7	5	5	30	30	130	1 claquement	
8	5	5	30	30	210	2 claquements	

Tableau 14 (3 de 4)

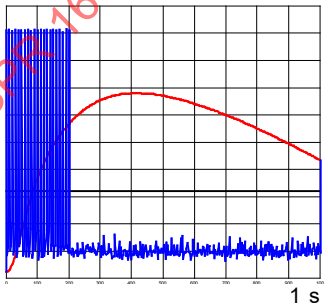
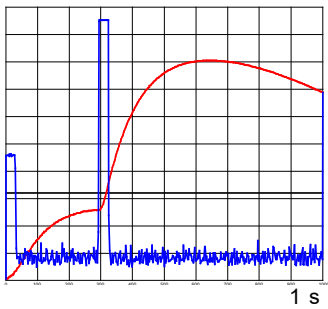
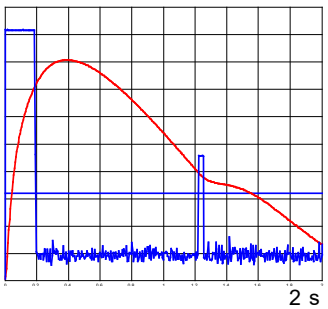
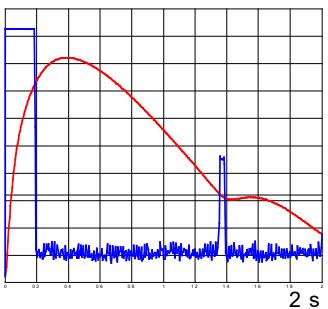
Essai n°	Paramètres du signal d'essai						
	1		2		3	4	5
	Amplitude en quasi-crête des impulsions ajustées individuellement par rapport à l'indication de référence en quasi-crête du récepteur de mesure		Durée des impulsions ^f ajustées à la sortie en fréquence intermédiaire du récepteur de mesure		Séparation des impulsions ou périodicité (sortie f.i)	Évaluation effectuée par l'analyseur	Présentation graphique du signal d'essai mesuré à la sortie f.i. et signal quasi-crête associé par rapport à l'indication de référence du récepteur de mesure
	dB		ms		ms		
	Impulsi on 1	Impulsi on 2	Impulsi on 1	Impulsi on 2			
9	1		0,11		Périodicité 10, minimum 21 im pulsions	Autre claquement	
10	-2,5	25	30	30	265	1 claquement	
11	25	-2,5 ^c	190	30	1 034 ^e	2 claquements	
12	25	-2,5 ^c	190	30	1 166 ^e	1 claquement	

Tableau 14 (4 de 4)

^a	Doivent être effectuées avec un bruit de fond composé d'impulsions CISPR à 200 Hz d'un niveau de 2,5 dB en dessous du niveau de seuil de quasi-crête. Il convient que ces impulsions soient présentes et commencent au moins 1 s avant l'impulsion d'essai et durent jusqu'au moins 1 s après l'impulsion d'essai. Observations: 1) La représentation graphique est réalisée avec des mesures de crêtes d'une très courte durée de maintien (< 1 ms) du récepteur d'essai qui montre l'impulsion à 200 Hz. Lorsque l'onde sinusoïdale modulée en impulsion arrive, l'impulsion à 200 Hz n'est plus visible (comme le montre le graphe pour l'essai 3), mais est toujours présente pendant l'événement de claquement perturbateur 2) Les réponses très étroites à l'origine des graphes sont dues à une imperfection du logiciel.
^b	L'impulsion de 1,333 s vérifie le seuil de l'analyseur pour des impulsions qui sont seulement à 1 dB au-dessus du niveau de seuil de quasi-crête.
^c	Ces niveaux plus faibles doivent être réglés afin de dépasser le seuil en fréquence intermédiaire, mais de ne pas dépasser le seuil de quasi-crête
^d	Si ces deux impulsions sont mesurées comme des perturbations séparées, un seul claquement est enregistré.
^e	Les valeurs correspondantes pour la plage de fréquences au-dessus de 30 MHz sont à l'étude. Une révision est prévue après des examens complémentaires.
^f	Le temps de montée des impulsions ne doit pas dépasser 40 µs.

10.3 Méthode d'essai pour la validation du contrôle des performances de l'analyseur de claquement

10.3.1 Exigences fondamentales

L'analyseur de perturbations est connecté au récepteur de mesure de quasi-crête et accordé sur une fréquence appropriée.

Un signal CW (onde entretenue) et un signal CW modulé en impulsion accordés tous deux sur la fréquence d'accord du récepteur sont exigés. Un signal produit par le générateur d'impulsions CISPR (voir l'Annexe B) ayant une fréquence de répétition des impulsions de 200 Hz couvrant la largeur de bande du récepteur à la fréquence d'accord est également exigé pour l'essai 2 et l'essai 3.

La source du signal CW modulé en impulsion doit fournir indépendamment deux impulsions variables. Le temps de montée des impulsions ne doit pas durer plus de 40 µs. La durée de l'impulsion doit être variable entre 110 µs et 1,3 s et les amplitudes d'impulsion être variables sur une plage de 44 dB. Tous les bruits de fond de la source du signal CW modulé en impulsion doivent être au moins 20 dB en dessous du niveau de référence utilisé à l'étape a) de l'essai, mesuré avec l'instrument de mesure de quasi-crête du récepteur.

La procédure d'essai est la suivante:

- Le signal CW (onde entretenue) est connecté à l'entrée du récepteur de mesure utilisé conjointement avec l'analyseur de perturbations. L'amplitude du signal CW est réglée pour amener l'indication au point de référence (zéro) sur l'échelle du récepteur de mesure, égale à la valeur de la limite en quasi-crête pour une perturbation continue. La commande de la sensibilité RF (atténuateur) du récepteur est réglée à un niveau au-dessus du bruit du récepteur, mais en dessous de la limite des perturbations continues utilisée comme seuil dans la voie en fréquence intermédiaire. Le niveau correspondant du signal CW à la sortie en fréquence intermédiaire du récepteur constitue le niveau de référence en fréquence intermédiaire.

- b) Le signal CW modulé en impulsion est connecté à l'entrée du récepteur de mesure. Pour l'essai 2 et l'essai 3, le signal du générateur d'impulsion CISPR est ajouté au signal CW modulé en impulsion. Les paramètres du signal sont donnés au Tableau 14. Les amplitudes des impulsions données dans la colonne 1 du Tableau 14 sont réglées individuellement par rapport à l'indication de la limite (quasi-crête) pour les perturbations continues utilisée comme seuil dans la voie en fréquence intermédiaire. Les niveaux doivent correspondre aux niveaux de référence RF et en fréquence intermédiaire respectifs établis dans l'alinéa précédent.

10.3.2 Exigences supplémentaires

La méthode d'essai est identique à celle décrite en 10.3.1a). Les paramètres du signal sont donnés au Tableau F.1.

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of CISPR 16-1-1:2019

Annexe A (normative)

Détermination de la réponse aux impulsions répétées des récepteurs de mesure de quasi-crête et en valeur moyenne efficace (voir 3.6, 5.2.2, 8.2 et 8.3)

A.1 Généralités

L'Annexe A est destinée à rappeler les données du calcul numérique, ainsi que la marche à suivre lors de l'établissement de la courbe de réponse aux impulsions répétées. Les hypothèses inhérentes à la méthode sont également précisées. Le calcul est divisé en trois étapes successives, décrites de l'Article A.2 à l'Article A.4.

NOTE Le texte sur le détecteur de valeur efficace de l'Annexe A traite du récepteur de mesure de valeur efficace en théorie, et s'applique au récepteur de mesure en valeur moyenne efficace au-delà de la fréquence de cassure f_c comme défini à l'Article 7.

A.2 Réponse des étages précédant le détecteur

La réponse aux impulsions de ces étages est en général pratiquement déterminée par les seuls étages à fréquence intermédiaire qui définissent la sélectivité globale du récepteur.

Il est d'usage de considérer que cette sélectivité peut être obtenue en groupant deux transformateurs accordés en couplage critique et placés en cascade de manière à obtenir la bande passante désirée aux points à –6 dB. Toute autre disposition équivalente peut être ramenée à la configuration précédente pour les besoins du calcul. La symétrie pratique de cette bande passante permet d'utiliser le filtre passe-bas équivalent pour le calcul de l'enveloppe de la réponse aux impulsions. L'erreur qui résulte de cette approximation est négligeable.

L'enveloppe de la réponse aux impulsions s'écrit comme:

$$A(t) = 4\omega_0 G e^{-\omega_0 t} (\sin \omega_0 t - \omega_0 t \cos \omega_0 t) \quad (\text{A.1})$$

où

G est le gain global à une fréquence d'accord;

ω_0 est la fréquence angulaire de la valeur $(\pi/\sqrt{2}) B_0$.

L'enveloppe de la réponse de deux transformateurs accordés en couplage critique à une impulsion d'aire $\nu\tau$ est, d'après la formule précédente:

$$A(t) = (\nu\tau) 4\omega_0 G e^{-\omega_0 t} (\sin \omega_0 t - \omega_0 t \cos \omega_0 t) \quad (\text{A.2})$$

La courbe de sélectivité correspondante du filtre passe-bas équivalent peut être écrite comme suit pour $\tau \ll 1/\omega_0$:

$$F(f) = G \times \frac{2\omega_0^2}{\left[(\omega_0 + j\omega)^2 + \omega_0^2\right]^2} \quad (\text{A.3})$$

où $\omega = 2\pi f$.

Les largeurs de bande B_3 et B_6 sont:

$$B_3 = \frac{\left[\sqrt{2} \times \sqrt[4]{(\sqrt{2}-1)}\right] \omega_0}{\pi} = 0,361\omega_0 \quad (\text{A.4})$$

$$B_6 = \frac{\sqrt{2} \times \omega_0}{\pi} = 0,450\omega_0 \quad (\text{A.5})$$

La largeur de bande effective d'un récepteur, comprenant un filtre rectangulaire idéalisé donnant la même valeur efficace de réponse qu'un récepteur réel, est égale à la largeur de bande de puissance Δf définie comme:

$$\Delta f = \left(\frac{1}{F_0^2}\right) \int_{-\infty}^{+\infty} F^2(f) df \quad (\text{A.6})$$

où

$F(f)$ est la courbe de sélectivité;

F_0 est la valeur maximale de $F(f)$ (en prenant pour hypothèse une courbe de sélectivité à une seule crête).

La largeur de bande de puissance pour $F_0 = 1$ est donc

$$\Delta f = \int_{-\infty}^{+\infty} F^2(f) df \quad (\text{A.7})$$

En prenant $F(f)$ de la Formule (A.3) et en posant $G = 1$, il vient:

$$\Delta f = \int_0^{\infty} 2 \left\{ \frac{2\omega_0^2}{\left[(\omega_0 + j\omega)^2 + \omega_0^2\right]^4} \right\} df \quad (\text{A.8})$$

ce qui donne:

$$\Delta f = 0,265\sqrt{2} \times \omega_0 = 0,375\omega_0 \quad (\text{A.9})$$

soit:

$$B_3 = 0,963 \Delta f \quad (\text{A.10})$$

A.3 Réponse du détecteur de quasi-crête aux signaux en sortie des étages précédents

A.3.1 Généralités

Le calcul est effectué dans l'hypothèse où le raccordement des circuits de détection à la sortie du dernier étage en fréquence intermédiaire n'affecte ni l'amplitude, ni la forme du signal émanant de ce dernier. Autrement dit, l'impédance de sortie de cet étage est considérée comme négligeable vis-à-vis de l'impédance d'entrée du détecteur.

Un détecteur peut se ramener au schéma (réel ou équivalent) d'un élément non linéaire (diode, par exemple) associé à une résistance (résistance directe totale S_f), et suivi d'un circuit comprenant une capacité C en parallèle sur une résistance de décharge R .

La constante de temps à la charge électrique T_C est liée au produit $S_f \times C$, tandis que la constante de temps à la décharge électrique T_D est donnée par le produit $R \times C$.

La relation entre T_C et le produit $S_f \times C$ est fixée en obtenant, en un temps $t = T_C$, une tension indiquée égale à 0,63 fois la valeur en régime permanent lors de l'application brusque d'un signal RF d'amplitude constante.

La tension U aux bornes du condensateur est liée à l'amplitude A du signal RF appliqué au détecteur par:

$$\frac{dU}{dt} + \frac{U}{RC} = \frac{A(\sin \theta - \theta \cos \theta)}{\pi \times S_f \times C} \quad (\text{A.11})$$

où θ est l'angle de passage de l'onde ($U = A \cos \theta$).

La Formule (A.11) ne peut pas être directement intégrée. Une valeur du produit $S_f \times C$ qui, pour les constantes de temps choisies, satisfait aux conditions des alinéas précédents, est obtenue par des méthodes d'approximation, par exemple:

dans la bande A:	T_C	=	45 ms
	T_D	=	500 ms
	$2,81 S_f \times C$	=	1 ms
dans la bande B:	T_C	=	1 ms
	T_D	=	160 ms
	$3,95 S_f \times C$	=	1 ms
dans les bandes C et D:	T_C	=	1 ms
	T_D	=	550 ms
	$4,07 S_f \times C$	=	1 ms

En insérant la valeur ainsi obtenue dans la Formule (A.11), et en introduisant, à la place de l'amplitude constante A , la fonction $A(t)$ donnée par la Formule (A.1) et la Formule (A.2). La Formule (A.11) peut être résolue soit pour une impulsion isolée soit pour des impulsions répétées (encore une fois par les méthodes d'approximation).

Le cas des impulsions répétées ne peut pratiquement se résoudre qu'en fixant arbitrairement un niveau pour la tension de sortie du détecteur au début de chaque impulsion, en déterminant l'incrément ΔU de la tension occasionnée par l'impulsion, puis en déterminant l'espacement qui existe entre deux impulsions successives afin de répéter les conditions initiales choisies.

A.3.2 Réponse de l'appareil indicateur au signal issu du détecteur

La seule hypothèse simplificatrice, mais parfaitement légitime, est que les phases de croissance de la tension de sortie du détecteur sont instantanées.

L'équation caractéristique suivante doit alors être résolue:

$$\frac{d^2\alpha}{dt^2} + \left(\frac{2}{T_M} \frac{d\alpha}{dt} \right) + \frac{1}{T_M^2} \alpha = \left(\frac{1}{T_M^2} \right) \exp\left(-\frac{t}{T_D} \right) \quad (\text{A.12})$$

où

$\alpha(t)$ est la déviation de l'appareil;

T_D est la constante de temps à la décharge électrique du détecteur de quasi-crête;

T_M est la constante de temps mécanique de l'appareil indicateur réglé à l'amortissement critique.

La solution du problème est relativement simple aux deux extrémités de la courbe de réponse: d'une part, pour les impulsions suffisamment espacées pour que le point de départ soit nul et donc connu, et d'autre part pour les impulsions ayant une cadence suffisamment élevée pour que l'inertie de l'appareil l'empêche de suivre fidèlement les fluctuations du signal. Pour les cas intermédiaires, le calcul se complique notablement. Au début de chaque impulsion, la déviation de l'appareil varie, et il est nécessaire de trouver une solution pour prendre en compte la position initiale et la vitesse.

A.4 Réponse d'un détecteur de valeur efficace à la tension de sortie des étages précédents

A.4.1 Relation entre tension de sortie et réponse en amplitude

Par définition, la tension de sortie du détecteur de valeur efficace est donnée par:

$$U_{\text{rms}} = \left[n \int_0^{+\infty} \frac{A^2(t)}{2} dt \right]^{1/2} \quad (\text{A.13})$$

où n est la fréquence de répétition en Hz.

La sortie peut également être déduite de la courbe de réponse en fréquence, soit:

$$U_{\text{rms}} = \left[n \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{2v\tau \times F^2(f)}{2} df \right]^{1/2} \quad (\text{A.14})$$

où $v\tau$ est l'aire de l'impulsion ayant un spectre de fréquence uniforme.

Cette définition donne:

$$U_{\text{rms}} = \sqrt{2} \times v\tau \times \sqrt{n} \left[\int_{-\infty}^{+\infty} F^2(f) df \right]^{1/2} \quad (\text{A.15})$$

Soit, en tenant compte de la Formule (A.7):

$$U_{\text{rms}} = \sqrt{2} \times v\tau \times \sqrt{n} \times \sqrt{\Delta f} \quad (\text{A.16})$$

La réponse en amplitude peut être déduite de la Formule (A.16) en prenant:

$$U_{\text{rms}} = 2 \text{ mV, lorsque } n = 100 \text{ Hz}$$

soit:

$$v\tau = \frac{100\sqrt{2}}{\sqrt{\Delta f}} \mu\text{Vs} \quad (\text{A.17})$$

ou, en partant de la Formule (A.10):

$$v\tau = \frac{139}{\sqrt{B_3}} \mu\text{Vs} \quad (\text{A.18})$$

A.4.2 Calcul de la marge de linéarité

La marge de linéarité correspondant à une fréquence de répétition de n Hz se calcule comme suit.

En partant de la Formule (A.16):

$$U_{\text{rms}} = (\nu\tau) \times (2n\Delta f)^{1/2}$$

En partant de la Formule (A.1) et de la Formule (A.2), et pour $G = 1$:

$$A(t)_{\text{crête}} = 0,944 \times \nu\tau \times \omega_0$$

Donc la marge de linéarité:

$$\frac{A(t)_{\text{peak}}}{\sqrt{2} \times U_{\text{rms}}} = 1,28 \left(\frac{B_3}{n} \right)^{1/2} \quad (\text{A.19})$$

A.5 Correspondance entre les indications d'un indicateur de valeur efficace et celles d'un indicateur de quasi-crête

La réponse en amplitude de l'indicateur de valeur efficace donnant la valeur de l'impulsion $(\nu\tau)_{\text{rms}}$ dans le cas de 100 Hz, équivalente à un signal sinusoïdal de 2 mV, est, à partir de la Formule (A.18):

$$(\nu\tau)_{\text{rms}} = \frac{139}{\sqrt{B_3}} \mu\text{Vs}$$

Pour la courbe de sélectivité représentée par la Formule (A.3), ce résultat correspond à:

$$(\nu\tau)_{\text{rms}} = \frac{155}{\sqrt{B_6}} \mu\text{Vs}$$

lorsqu'il est fait référence à la largeur de bande à 6 dB.

Pour le récepteur de quasi-crête, la valeur de l'impulsion $(\nu\tau)_{\text{QP}}$, équivalente à un signal sinusoïdal de 2 mV, est la suivante:

Pour la plage de fréquences de 0,15 MHz à 30 MHz:

$$(\nu\tau)_{\text{qp}} = 0,316 \mu\text{Vs}$$

Pour la plage de fréquences de 30 MHz à 1 000 MHz:

$$(\nu\tau)_{qp} = 0,044 \mu Vs$$

En conséquence, pour un récepteur de mesure dont les caractéristiques de bande passante sont conformes à la Formule (A.3), et dont la largeur de bande à 6 dB est égale à la largeur de bande nominale spécifiée à l'Article 8, il existe les relations suivantes pour $(\nu\tau)_{rms}/(\nu\tau)_{QP}$:

Pour la plage de fréquences de 0,15 MHz à 30 MHz:

$$\frac{(\nu\tau)_{rms}}{(\nu\tau)_{qp}} = 14,3 \text{ dB}$$

Pour la plage de fréquences de 30 MHz à 1 000 MHz:

$$\frac{(\nu\tau)_{rms}}{(\nu\tau)_{qp}} = 20,1 \text{ dB}$$

Ces relations sont valables pour une fréquence de répétition de 100 Hz. À d'autres fréquences de répétition, il est nécessaire d'utiliser les courbes de réponse aux impulsions correspondantes.

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of CISPR 16-1-1:2019

Annexe B (normative)

Détermination du spectre du générateur d'impulsions (voir 5.2, 6.4, 7.2, 8.3)

B.1 Générateur d'impulsions

B.1.1 Généralités

Pour vérifier la conformité aux exigences du présent document, un générateur d'impulsions est nécessaire. La conformité aux exigences de 5.2, 6.4, 7.2 et 8.2 peut être soumise à essai par la technique du générateur d'impulsions.

Pour chaque bande de fréquences du récepteur de mesure en essai, le générateur utilisé doit être capable de produire des impulsions de l'aire spécifiée et dans la plage de fréquences de répétition donnée dans la section applicable pour chaque type de détecteur particulier. Il convient de connaître l'aire d'impulsion à $\pm 0,5$ dB près et la fréquence de répétition à 1 % près environ.

B.1.2 Spectre des impulsions générées

Le spectre est défini par une courbe qui représente, en fonction de la fréquence d'accord du récepteur en essai, la loi de variation de la tension équivalente à l'entrée d'un appareil de mesure dont la largeur de bande est constante.

Il convient que le spectre soit pratiquement constant jusqu'à la limite supérieure de la bande de fréquence du récepteur en essai. Le spectre peut être considéré suffisamment uniforme si, dans cette bande, la variation d'amplitude du spectre n'est pas supérieure à 2 dB par rapport à sa valeur aux fréquences plus basses de la bande. L'aire d'impulsion à la fréquence de mesure doit être connue à $\pm 0,5$ dB près.

Pour vérifier la satisfaction aux exigences de 4.10, le spectre au-delà de la limite supérieure de la bande de fréquences doit être limité (10 dB d'affaiblissement à deux fois la fréquence supérieure). Cela est nécessaire pour normaliser la sévérité de l'essai du fait que les produits d'intermodulation de toutes les composantes du spectre contribuent à la réponse.

B.2 Méthode de mesure générale

Les méthodes de détermination précise de la valeur absolue de l'amplitude du spectre des impulsions sont données à l'Annexe C.

Pour la mesure de la variation de l'amplitude du spectre en fonction de la fréquence, la méthode suivante peut être utilisée.

Le générateur d'impulsions est connecté à l'entrée d'un récepteur RF, suivi d'un oscilloscope connecté de façon à indiquer l'impulsion RF à la sortie du récepteur.

À chaque fréquence d'accord du récepteur, les valeurs suivantes sont mesurées:

- a) la largeur de bande, B_6 Hz, du récepteur aux points à -6 dB;
- b) la valeur efficace, E_0 , de la sortie d'un générateur de signal normalisé ayant la même impédance que le générateur d'impulsions, accordé sur la fréquence centrale du récepteur et produisant sur l'oscilloscope une déviation égale en amplitude à la crête des impulsions RF.

L'amplitude relative du spectre à chaque fréquence est:

$$S_{\tau}(f) = \frac{E_0}{B_6}$$

La mesure est répétée à différentes fréquences d'essai de la bande en cours d'évaluation.

Le spectre du générateur d'impulsions est donné par la courbe liant $S_{\tau}(f)$ à la fréquence de mesure.

Il convient que le récepteur utilisé soit linéaire pour les niveaux de crête des signaux utilisés.

Il convient que la suppression des réponses parasites, en particulier les réponses à la fréquence conjuguée et à la fréquence intermédiaire, soit au moins de 40 dB.

Les mesures peuvent être effectuées avec un récepteur conforme à la présente spécification, en utilisant l'indicateur de quasi-crête à la place de l'oscilloscope, à condition que la fréquence de répétition des impulsions soit maintenue constante pendant toute la série de mesures.

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of CISPR 16-1-1:2019

Annexe C (normative)

Mesures précises à la sortie des générateurs d'impulsions de l'ordre de la nanoseconde (voir 5.2, 6.4, 7.2, 8.3)

C.1 Mesure de l'aire de l'impulsion (A_{imp})

C.1.1 Généralités

Les recherches théoriques et pratiques ont montré que, lorsqu'elles sont appliquées avec un soin raisonnable, les méthodes de mesure précises comprennent les méthodes citées de C.1.2 à C.1.5.

C.1.2 Méthode des aires

Les impulsions à mesurer sont introduites à l'entrée d'un filtre à bande étroite dont la bande passante est centrée sur la fréquence f ayant une caractéristique d'amplitude symétrique et une caractéristique de phase asymétrique (un amplificateur associé à un filtre peut être utilisé sous réserve qu'il fonctionne dans une partie linéaire de sa caractéristique).

La surface totale incluse dans l'enveloppe $A(t, f)$ du signal à la sortie du filtre passe-bande (compte tenu du signe de ses différentes parties) est mesurée de façon à évaluer l'intégrale dans:

$$2(A_{\text{imp}}) = S(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} A(t, f) dt \quad (\text{C.1})$$

où

$S(f)$ est l'intensité spectrale; et

$A(t, f)$ est la grandeur de l'enveloppe due à une impulsion isolée (exprimée en valeur de la tension sinusoïdale équivalente à l'entrée).

Pour appliquer cette formule, l'amplificateur à fréquence intermédiaire d'un récepteur basse fréquence ou d'un récepteur de mesure des perturbations est utilisé conjointement avec une série de convertisseurs de fréquence pour parcourir le spectre de l'impulsion. La sortie du dernier amplificateur à fréquence intermédiaire attaque directement un oscilloscope pour la mesure de l'aire.

En variante à cette méthode pour des impulsions dont la durée est notablement inférieure à la période correspondant à la fréquence (f), l'aire de l'impulsion peut être mesurée directement comme aire intégrée au moyen d'un oscilloscope adapté (par exemple, pour des impulsions de l'ordre de la nanoseconde, un oscilloscope à échantillonnage est exigé), l'intégration tenant compte du signe des différentes parties de l'aire.

C.1.3 Méthode normalisée de la ligne de transmission

Une ligne de transmission de longueur correspondant à un temps de propagation τ et chargée sous une tension V_0 est déchargée dans une résistance de charge égale à l'impédance caractéristique de cette ligne. La ligne de transmission est considérée comme étant aussi bien la ligne réelle que le tronçon de ligne chargée incorporé dans le commutateur. Il a été

déterminé que l'intensité spectrale, $S(f)$, a pour valeur $2\sqrt{\tau}$ dans la région des fréquences basses du spectre de l'impulsion résultante où l'amplitude est constante à toutes les fréquences. Cette amplitude est en outre indépendante de certaines impédances parasites entre la ligne et sa résistance de charge (inductance ou résistance, par exemple) ou de la durée finie de la commutation.

C.1.4 Mesure des harmoniques

Cette méthode peut être utilisée pour des générateurs d'impulsions produisant des impulsions avec une fréquence de répétition suffisamment élevée et stable.

Lorsque la fréquence de répétition F est supérieure aux valeurs de la largeur de bande du récepteur de mesure, ce dernier peut alors sélectionner une seule raie du spectre des impulsions. Dans ce cas, l'aire de l'impulsion peut être déterminée comme suit:

$$A_{\text{imp}} = \frac{V_k}{2F} = \frac{V\sqrt{2}}{2F} \quad (\text{C.2})$$

où $V_k = V\sqrt{2}$ est la valeur de crête de l'harmonique de rang k .

Le générateur d'impulsions peut ensuite être utilisé pour étalonner la caractéristique de réponse aux impulsions d'un récepteur de mesure dans lequel la largeur de bande est suffisamment large pour englober de nombreuses composantes harmoniques (au moins 10 dans la largeur de bande à 6 dB).

C.1.5 Méthode énergétique

Dans une autre méthode, la puissance produite par une source thermique (résistance) est comparée à celle produite par le générateur d'impulsions. Toutefois, la précision obtenue par cette méthode est quelque peu inférieure à celle des trois méthodes mentionnées de C.1.2 à C.1.4. Cette méthode peut être utile aux fréquences de l'ordre de 1 000 MHz.

C.2 Spectre du générateur d'impulsions

- a) Pour déterminer la conformité à 5.2.1, 6.4, 7.3.1 et 8.3.2, l'aire de l'impulsion doit être connue avec une erreur ne dépassant pas $\pm 0,5$ dB.
- b) La fréquence de répétition doit être connue avec une erreur ne dépassant pas 1 %.
- c) Pour déterminer la conformité avec 5.2.2, 6.4, 7.3.3 et 8.3.3, l'aire de l'impulsion ne doit pas dépendre de leur fréquence de répétition.
- d) Pour déterminer la conformité à 5.2, 6.4, 7.3 et 8.3, il convient que le spectre de fréquence du générateur soit uniforme dans toute la bande passante du récepteur de mesure. Cette exigence est considérée satisfaite dans les cas suivants:
 - 1) si la variation du spectre de fréquence est sensiblement linéaire en fonction de la fréquence dans les limites de la bande passante du récepteur et si les irrégularités de ce spectre ne dépassent pas 0,5 dB dans les limites de la bande passante du récepteur mesurée aux points à -6 dB;
 - 2) si le spectre de fréquence décroît régulièrement des deux côtés de la fréquence d'accord du récepteur, et si la largeur du spectre aux points à -6 dB est au moins cinq fois plus grande que la bande passante du récepteur à ce niveau.

Dans les deux cas, l'aire de l'impulsion est par hypothèse égale à sa valeur à la fréquence d'accord.

Annexe D (normative)

Influence des caractéristiques du récepteur de mesure de quasi-crête sur sa réponse aux impulsions (voir 5.2.2)

Le niveau de la courbe de réponse aux impulsions pour des fréquences de répétition élevées dépend essentiellement de l'amplitude de la largeur de bande. D'autre part, aux fréquences de répétition basses, les constantes de temps jouent un rôle plus important. Aucune tolérance n'est précisée pour ces constantes de temps, mais, en guise de recommandation, une valeur de 20 % est considérée raisonnable.

C'est également aux très basses fréquences de répétition que les effets du manque de marge de linéarité sont les plus visibles. Les valeurs exigées pour la marge de linéarité sont les valeurs nécessaires à une mesure précise d'une impulsion isolée qui utilisent la largeur de bande et les constantes de temps spécifiées.

L'examen de la courbe de réponse aux impulsions aux deux extrémités de la plage de l'appareil indicateur permet de vérifier une éventuelle absence de comportements non linéaires du détecteur. Les fréquences de répétition les plus critiques à cet égard sont le plus probablement aux alentours de 20 Hz à 100 Hz.

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of CISPR 16-1-1:2019

Annexe E (normative)

Réponse des récepteurs de mesures de valeurs moyennes et de crête (voir 4.5)

E.1 Réponse des étages précédant le détecteur

Il a été montré en [6] que l'aire de l'enveloppe de la courbe de réponse aux impulsions d'un circuit à bande étroite dont la caractéristique de fréquence est symétrique dépend de la largeur de bande, et qu'elle s'obtient par:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} A(t) dt = 2\nu\tau G_0 \quad (\text{E.1})$$

où ν et τ sont respectivement l'amplitude et la durée d'une impulsion rectangulaire telle que $B_{\text{imp}} \tau \ll 1$, et G_0 le gain du circuit pour la fréquence centrale.

Ce théorème n'est valable que dans le cas où l'enveloppe ne comporte aucune oscillation. Les oscillations de l'enveloppe sont caractéristiques des circuits à double accord et, à moins d'utiliser un détecteur sensible à la phase, il peut être nécessaire de compenser par un étalonnage l'erreur introduite par les oscillations de la réponse. Dans le cas du couplage critique, la seconde crête de l'enveloppe est de l'ordre de 8,3 % de la première.

NOTE La réponse des étages précédant le détecteur, telle que définie à l'Article A.2, est de nature oscillatoire. En conséquence, l'erreur d'étalonnage introduite par la réponse oscillatoire est compensée par la valeur de la

tolérance non centrée de $\begin{matrix} +2,5 \\ -0,5 \end{matrix}$ dB de 7.2.2.

Tant que les impulsions ne se chevauchent pas à la sortie de l'amplificateur en fréquence intermédiaire, la valeur moyenne est proportionnelle à la fréquence de répétition, n .

Par conséquent, la tension moyenne a pour valeur $2\nu\tau G_0 n$.

Au vu de la Formule (E.1), il apparaît sans intérêt de définir une largeur de bande effective dans le cas d'un récepteur de mesure en valeur moyenne.

E.2 Marge de linéarité

Pour le calcul de la marge de linéarité et pour son emploi avec les récepteurs de mesure de crête, il est utile de définir la grandeur suivante, appelée largeur du spectre d'impulsion effective des circuits précédant le détecteur:

$$B_{\text{imp}} = \frac{A(t)_{\text{max}}}{2G_0} \quad (\text{E.2})$$

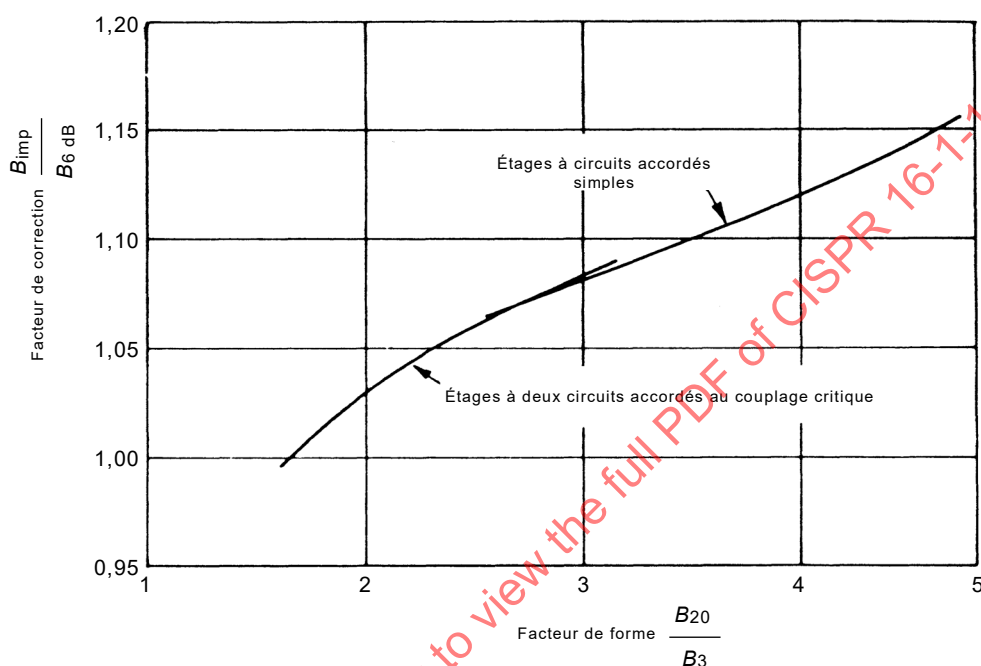
où $A(t)_{\text{max}}$ est l'enveloppe de crête du signal à la sortie des étages à fréquence intermédiaire lorsqu'une impulsion unité est appliquée.

En tenant compte du raisonnement qui a conduit à la Formule (A.19),

$$B_{\text{imp}} = \left(\frac{0,944}{2} \right) \omega_0 = 1,05B_6 \text{ or } 1,31B_3 \quad (\text{E.3})$$

où B_6 et B_3 sont définis en 3.6.

Dans le cas de circuits accordés d'autres types, la valeur du rapport de B_{imp} à B_6 peut être estimée à l'aide de la Figure E.1, à condition de connaître le rapport de B_{20} à B_3 , où B_{20} est la largeur de bande à 20 dB.



IEC

Figure E.1 – Facteur de correction d'estimation du rapport B_{imp}/B_6 pour d'autres circuits accordés

E.3 Correspondance entre les indications d'un récepteur de mesure de valeur moyenne et d'un récepteur de mesure de quasi-crête

Dans le cas d'un récepteur de mesure de valeur moyenne, pour une cadence de n Hz, l'aire de l'impulsion exigée pour obtenir une réponse égale à la réponse à un signal sinusoïdal non modulé, à la fréquence d'accord et de valeur efficace 2 mV, produit par un générateur de même impédance de sortie que le générateur d'impulsions, a pour expression:

$$v\tau = \frac{1,4}{n} \text{ mVs} \quad (\text{E.4})$$

Pour une cadence de 100 Hz, $v\tau$ est de 14 μVs .

En conséquence, à partir de l'Article A.5, le rapport de $(v\tau)_{\text{ave}}$ à $(v\tau)_{\text{QP}}$ produisant la même indication est le suivant:

Pour la plage de fréquences de 0,15 MHz à 30 MHz:

$$\frac{(\nu\tau)_{\text{ave}}}{(\nu\tau)_{\text{qp}}} = 32,9 \text{ dB}$$

Pour la plage de fréquences de 30 MHz à 1 000 MHz:

$$\frac{(\nu\tau)_{\text{ave}}}{(\nu\tau)_{\text{qp}}} = 50,1 \text{ dB}$$

Ces résultats prennent pour hypothèse une marge de linéarité appropriée à la cadence utilisée et que les largeurs de bande utilisées correspondent à celles de l'Article 8. À la cadence de 1 000 Hz, les rapports correspondants sont respectivement 17,4 dB et 38,1 dB.

E.4 Récepteurs de mesure de crête

Si un indicateur à lecture directe est utilisé dans le récepteur, les exigences relatives aux constantes de temps peuvent être déterminées à l'aide de la courbe de la Figure E.2; celle-ci exprime le rapport (en %) de la lecture à la valeur réelle de la crête en fonction d'un paramètre qui tient compte du rapport des constantes de temps, de la largeur de bande B_6 et de la fréquence de répétition. Pour utiliser cette courbe, il convient de noter la relation:

$$\frac{R_C}{R_D} = \sqrt[4]{\frac{T_C}{T_D}} \quad (\text{E.5})$$

où T_C et T_D sont respectivement les constantes de temps à la charge et à la décharge.

Par exemple, pour obtenir une lecture à au moins 90 % de la crête réelle, avec une cadence de 1 Hz, il est nécessaire d'avoir un rapport des constantes de temps à la charge et à la décharge de:

$1,25 \times 10^6$ dans la plage de fréquences comprises entre 0,15 MHz et 30 MHz;

$1,67 \times 10^7$ dans la plage de fréquences comprises entre 30 MHz et 1 000 MHz;

E.5 Correspondance entre les indications d'un récepteur de mesure de crête et d'un récepteur de mesure de quasi-crête

La valeur de l'aire de l'impulsion, A_{imp} , exigée pour obtenir une réponse du récepteur de mesure de crête équivalente à la réponse à un signal sinusoïdal non modulé, à la fréquence d'accord de valeur efficace 2 mV, est:

$$\frac{1,4}{B_{\text{imp}}} \text{ mVs (avec } B_{\text{imp}} \text{ en Hz)} \quad (\text{E.6})$$

Pour les largeurs de bande à 6 dB spécifiées au Tableau H.1, les valeurs de B_{imp} obtenues sont égales à $1,05 B_6$ (voir l'Article E.2). Ces valeurs et les valeurs correspondantes de A_{imp} exigées pour un détecteur de crête sont indiquées au Tableau E.1.

Par conséquent, en utilisant les valeurs données dans la colonne a) du Tableau 5 (voir 5.2.1) pour $A_{\text{imp,QP}}$, le rapport de $A_{\text{imp,QP}}$ à $A_{\text{imp,peak}}$, produisant la même indication est le suivant:

pour la bande A	6,1 dB à une fréquence de répétition de 25 Hz;
pour la bande B	6,6 dB à une fréquence de répétition de 100 Hz;
pour les bandes C et D	12,0 dB à une fréquence de répétition de 100 Hz.

Tableau E.1 – Valeurs de B_{imp} et A_{imp} pour un récepteur de mesure de crête

Fréquence	$A_{\text{imp,peak}}$ mVs	B_{imp} Hz
Bande A	$6,67 \times 10^{-3}$	$0,21 \times 10^3$
Bande B	$0,148 \times 10^{-3}$	$9,45 \times 10^3$
Bandes C et D	$0,011 \times 10^{-3}$	126×10^3

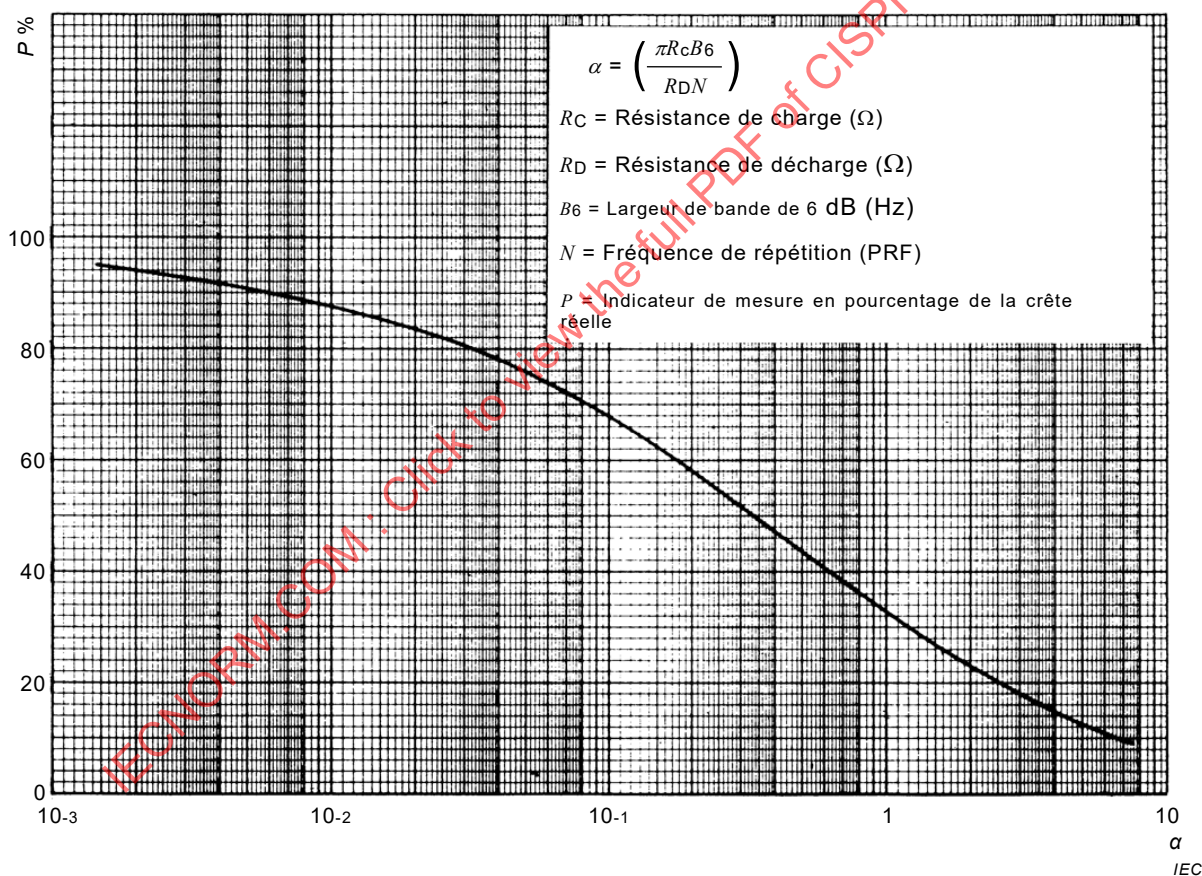


Figure E.2 – Coefficient de rectification des impulsions P

E.6 Essai de réponse aux impulsions du récepteur de mesure au-dessus de 1 GHz

Les générateurs d'impulsions ayant un spectre uniforme jusqu'à 18 GHz ne sont pas réalisables. Pour soumettre à essai la réponse aux impulsions des récepteurs de mesure au-dessus de 1 GHz et pour vérifier la réponse en amplitude des différents types de récepteurs de mesure, il est pratique d'utiliser une porteuse modulée en impulsion accordée sur la fréquence de réception. La largeur d'impulsion doit être inférieure ou égale à $(1/3 B_{\text{imp}})$. La

précision de la largeur d'impulsion est importante pour la production précise d'une certaine aire d'impulsion, comme cela est exigé dans le Paragraphe correspondant. En plus d'une mesure de la durée de l'impulsion à l'aide d'un oscilloscope, la durée d'impulsion d'une impulsion rectangulaire peut être vérifiée par la distance entre les minima sur l'affichage du spectre (voir la Figure E.3 pour un exemple de forme d'onde).

Pour le récepteur de mesure doté d'un détecteur de crête avec une largeur de bande B_{imp} de 1 MHz, une aire d'impulsion (f.é.m.) de $1,4/B_{imp}$ mVs est exigée, c'est-à-dire 1,4 nVs pour une réponse égale à celle d'un signal sinusoïdal non modulé accordé sur la fréquence de réception ayant une f.é.m. avec une valeur efficace de 2 mV [66 dB(μV)]. Une porteuse modulée en impulsion ayant l'aire d'impulsion exigée peut être générée avec les diverses largeurs d'impulsions représentées au Tableau E.2.

Pour un récepteur de mesure doté d'un détecteur de valeur moyenne linéaire, l'aire d'impulsion (f.é.m.) égale à un signal sinusoïdal non modulé à la fréquence de réception ayant une f.é.m. avec une valeur efficace de 2 mV [66 dB(μV)] doit être de $1,4/n$ mVs (n étant la fréquence de répétition). Pour $n = 50\,000$, l'aire d'impulsion est de 28 nVs, ce qui signifie 26 dB de plus que pour le récepteur de mesure de crête avec une B_{imp} de 1 MHz.

Pour un récepteur de mesure doté d'un détecteur de valeur efficace, l'aire d'impulsion (f.é.m.) égale à un signal sinusoïdal non modulé à la fréquence de réception ayant une f.é.m. avec une valeur efficace de 2 mV [66 dB(μV)] doit être de 97,5 dB(μV/MHz) pour une fréquence de répétition de 1 kHz (voir la Formule (A.14)).

NOTE Pour un filtre gaussien, une largeur du spectre d'impulsion B_{imp} de 1 MHz correspond à une largeur de bande de puissance Δf de 707 kHz [8]. Par conséquent, la densité spectrale est 31,5 dB plus élevée que pour le récepteur de mesure de crête avec une B_{imp} de 1 MHz.

Tableau E.2 – Niveau de porteuse pour un signal modulé en impulsion de 1,4 nVs

Largeur d'impulsion w_p (ns)	Niveau de porteuse (f.é.m.) $L_{porteuse}$ [dB(μV)]
100	86
200	80