

INTERNATIONAL STANDARD

NORME INTERNATIONALE



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

BASIC EMC PUBLICATION
PUBLICATION FONDAMENTALE EN CEM

AMENDMENT 2
AMENDEMENT 2

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 © 2014 IEC, Geneva, Switzerland

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

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

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

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

About the IEC

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

About IEC publications

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

IEC Catalogue - webstore.iec.ch/catalogue

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

IEC publications search - www.iec.ch/searchpub

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 also once a month by email.

Electropedia - www.electropedia.org

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

IEC Glossary - std.iec.ch/glossary

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

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

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

A propos de l'IEC

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

A propos des publications IEC

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

Catalogue IEC - webstore.iec.ch/catalogue

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

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

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 aussi une fois par mois par email.

Electropedia - www.electropedia.org

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

Glossaire IEC - std.iec.ch/glossary

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

Service Clients - webstore.iec.ch/csc

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

INTERNATIONAL STANDARD

NORME INTERNATIONALE



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

BASIC EMC PUBLICATION
PUBLICATION FONDAMENTALE EN CEM

AMENDMENT 2
AMENDEMENT 2

**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

PRICE CODE
CODE PRIX

N

ICS 33.100.10

ISBN 978-2-8322-1655-2

**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.**

FOREWORD

This amendment has been prepared by subcommittee CIS/A: Radio-interference measurements and statistical methods, of IEC technical committee CISPR: International special committee on radio interference.

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

FDIS	Report on voting
CIS/A/1070/FDIS	CIS/A/1075/RVD

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

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

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

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

4.4.1 Amplitude relationship (absolute calibration)

Add, after the existing first paragraph, the following new text:

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

7.5.2 Amplitude relationship

Add, after the existing paragraph and Note, the following new text:

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

Add, after the existing Annex I, the following new annex:

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 as, while it improves system sensitivity, it may invalidate the system's compliance with the overload requirements of this standard. Further, an external preamplifier may 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 4.4.2.

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. Automated measurement results with external preamplifiers need to be verified using a final manual linearity check. The information given in this annex 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. In spite of preselection, measuring receivers usually have no linearity reserve for quasi-peak measurements of a single pulse above the specified indication range. Missing preselection in measuring receivers causes 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, e.g. using measuring receivers with built-in preamplifiers, using antennas of sufficient gain, or using 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 Class 5 radiated disturbance limits of CISPR 25 [17]. If high emission signals or high ambients are expected, external preamplifiers are not recommended.

From experience, external preamplifiers are not needed for radiated disturbance measurements to Class B limits of CISPR 11, CISPR 22 [16] and CISPR 32 [18], 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 [15], 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 disturbance 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 needs to 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 may produce intermodulation products and harmonics; this is especially important when measurements are made on an OATS and/or in the presence of radio transmission equipment;
- c) preamplifiers increase the signal level at the receiver input and thus may 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 far as possible, comply with the requirements for the measuring receiver and shall 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 by signals of lower frequency bands, and/or by any signal whose out-of-band or spurious signals are to be measured; e.g. the ISM signal of a microwave oven shall not drive the system into overload.

The gain in sensitivity is determined using the following quantities and equations:

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

$$\text{for an amplifier, } F = \frac{P_o}{gkT_0B} \quad (J.2)$$

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, $G = 10 \lg g$, respectively $g = 10^{G/10}$

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).

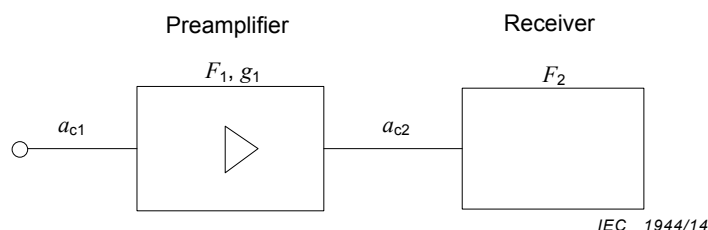


Figure J.1 – Receiver with preamplifier

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

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

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

If $a_{c2} \neq 0$ dB, then the preamplifier gain factor g_1 in Equation (J.3) has to be replaced by $10^{(a_{c2} - a_{c1})/10}$. Cable attenuation $a_{c1} = 0$ dB is achieved by mounting and/or connecting the preamplifier directly to the antenna. If $a_{c1} \neq 0$ dB, then the cable attenuation a_{c1} adds to the system noise figure as shown by Equation (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 $F_2 = 6,3$. 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 $F_2 = 31,6$.

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

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

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), $B_{\text{N}} = 85$ 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 r.m.s. detector for Gaussian noise [19]; 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 $B_{\text{N}} = 1,1 B_3$. See [19] 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, 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. Refer to Table J.1 for example 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

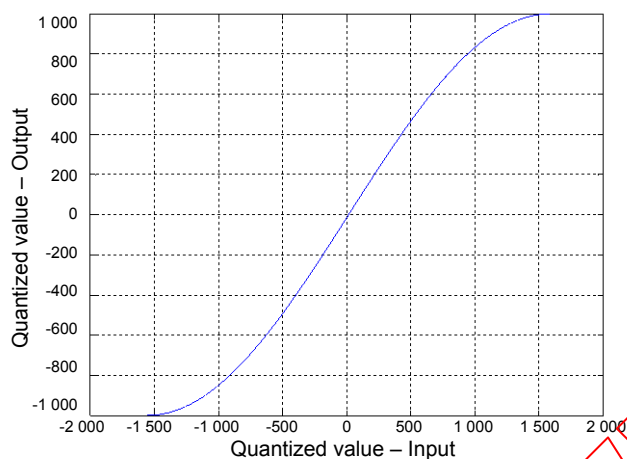
Preamplifier				Measuring receiver		System
Noise factor	Noise figure	Gain factor	Gain	Noise factor	Noise figure	Noise figure
F_1	$10 \lg F_1$ dB	g_1	G_1 dB	F_2	$10 \lg F_2$ dB	$10 \lg F_{\text{tot}}$ dB
2	3	10,4	10,2	6,3	8	4
2	3	10	10	31,6	15	7
2	3	60	17,8	31,6	15	4

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.

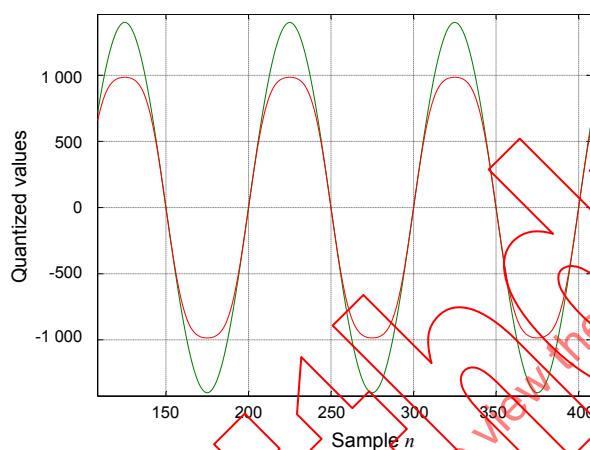
An example screenshot of the transfer function of an amplifier is shown in Figure J.2. The response of such an amplifier using a sinusoidal signal in time domain and frequency domain is shown in Figure J.3. The numbers on the axes in Figures J.2, J.3 and J.4 are generic in nature (quantization values)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

Figure J.3 shows that the sinusoidal signal is distorted in 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.

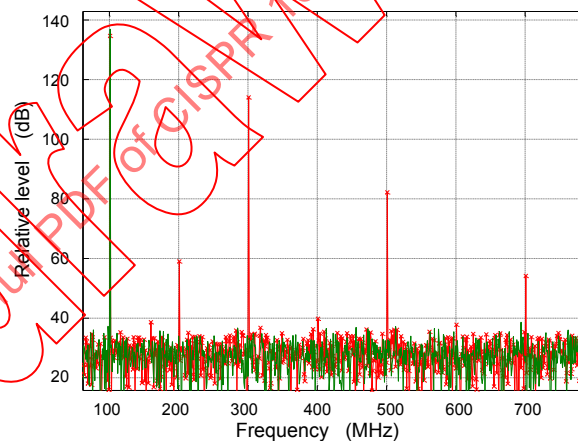


IEC 1946/14

Figure J.2 – Transfer function of an amplifier



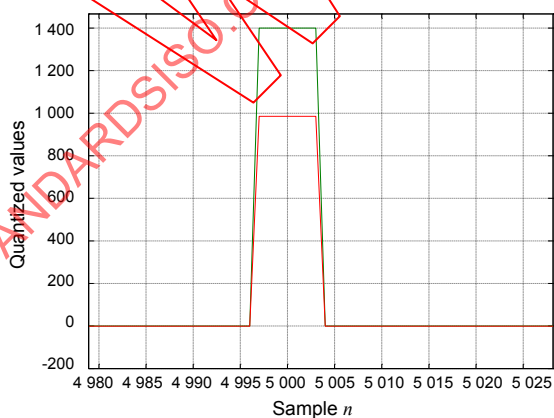
IEC 1946/14



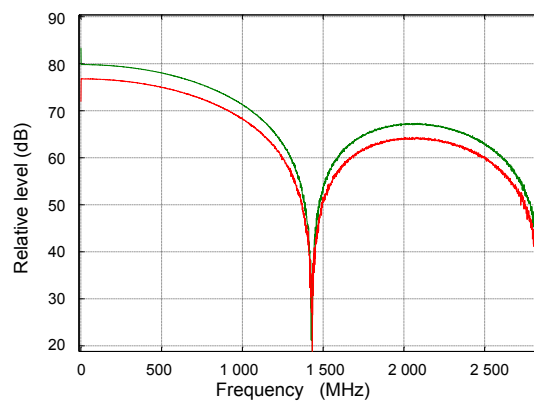
IEC 1947/14

Green = normalized input signal; red = output signal

Figure J.3 – Response for a sinusoidal signal



IEC 1948/14



IEC 1949/14

Green = normalized input signal; red = output signal

Figure J.4 – Response 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 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 preamplifier and measuring receiver, shall be specified. For CISPR Bands C/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(μV), for an unmodulated sine wave and impulsive signals.

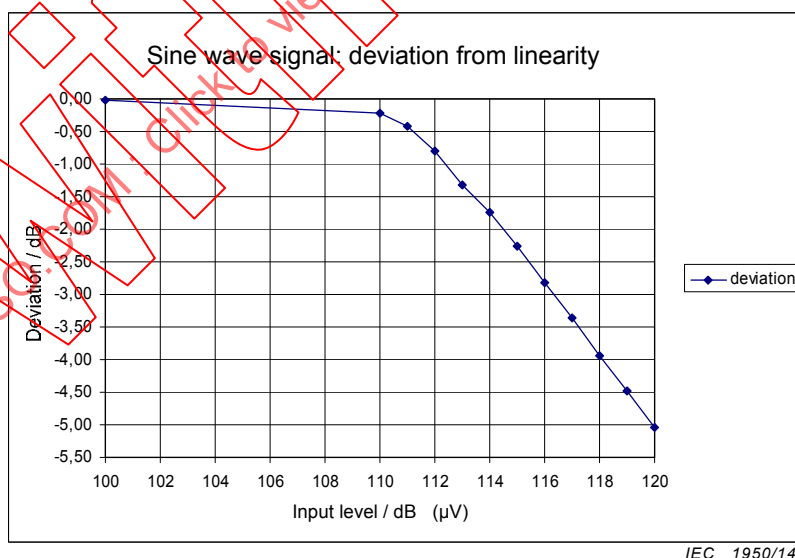
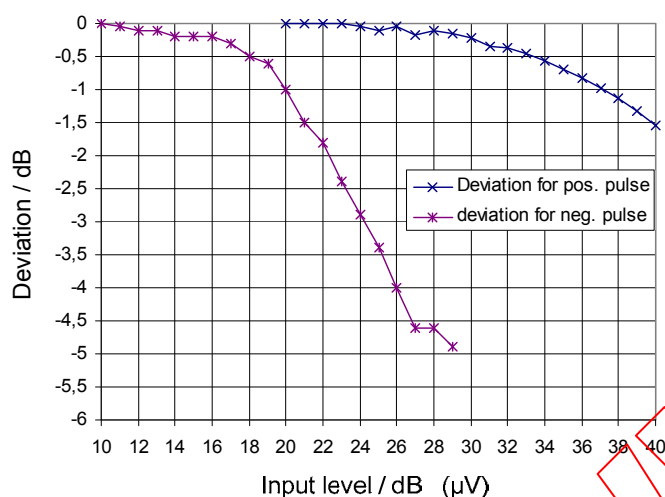


Figure J.5 – Deviation from linear gain for an unmodulated sine wave (example)



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 of Figure J.5. 12 dB is the quasi peak weighting factor, i.e. the difference between peak and quasi peak 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 4.6 of this standard) 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 Figure J.6 "positive pulse" looks like being 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" also shows that a simple overload test with a switchable 10 dB attenuator at the preamplifier input may 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 may work for sine wave signals. A better characterization of the system with respect 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, referred 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. done 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 may 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.

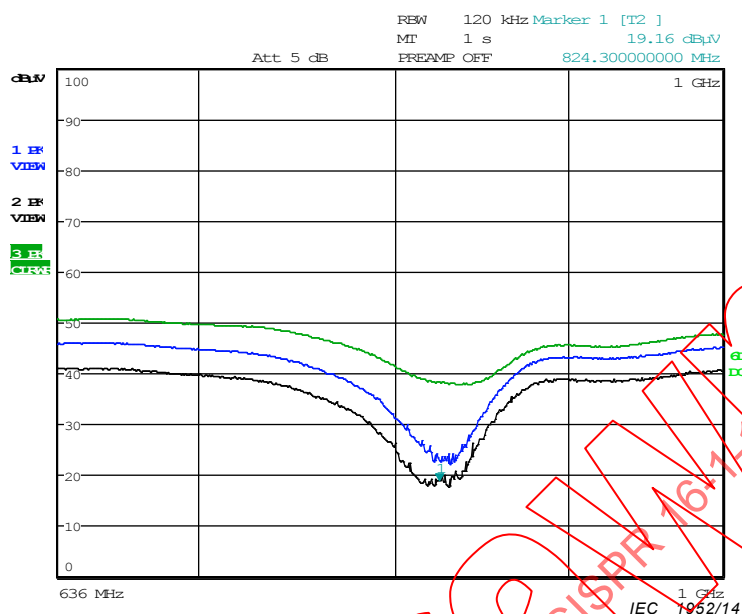


Figure J.7 – Screenshot of a band-stop filter test for a preamplifier at around 818 MHz

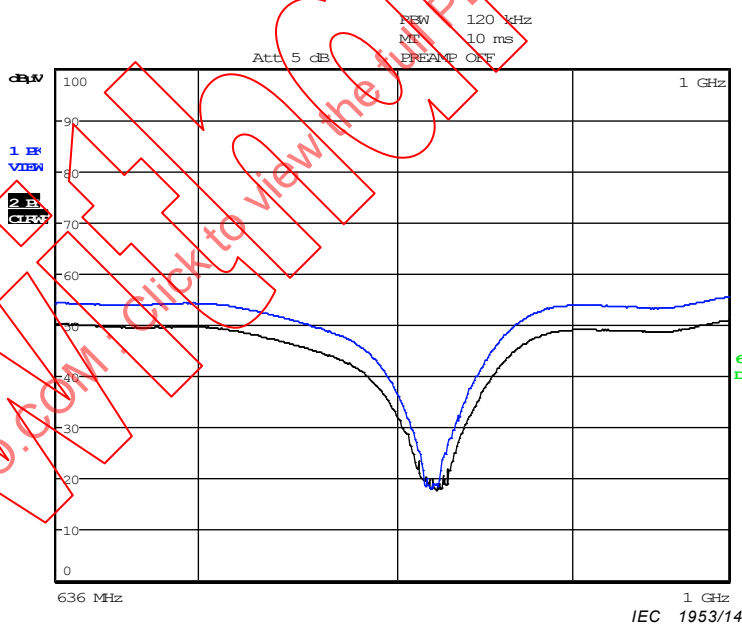


Figure J.8 – Band-stop filter test result with the measuring receiver at 818 MHz

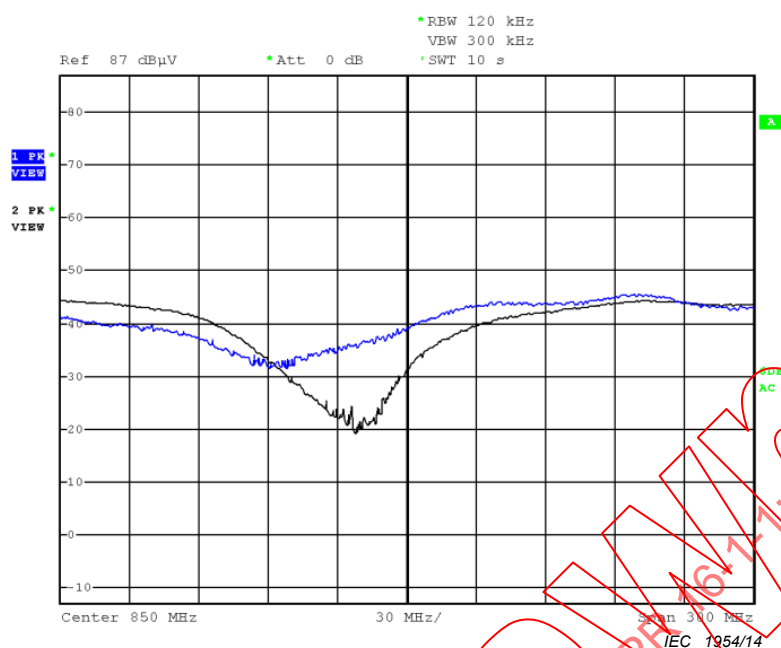
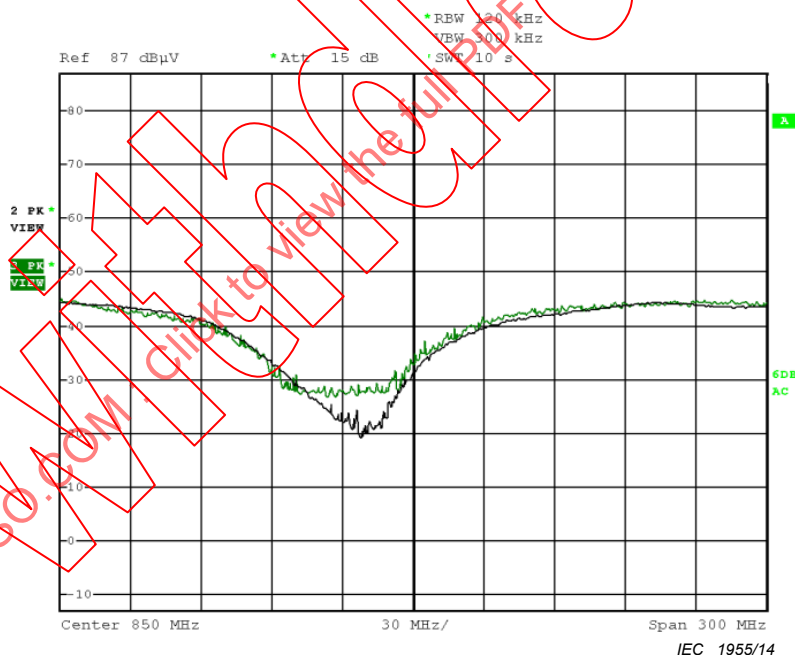


Figure J.9 – Band-stop filter test results for the same 10 dB preamplifier but a different receiver with preselection (black) and without preselection (blue)



NOTE A 15 dB attenuator between 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 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/D, and an example 'Noise' line to illustrate the operating range between noise level and 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 in 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 above, $V_p = 37$ dB(μ V), $V_{Nav} = -14$ dB(μ V) for a noise figure of 4 dB and $V_p - V_{Nav} = 51$ dB. The noise line in Figure J.11 is drawn from an example where $V_p - V_{Nav} = 27$ dB.

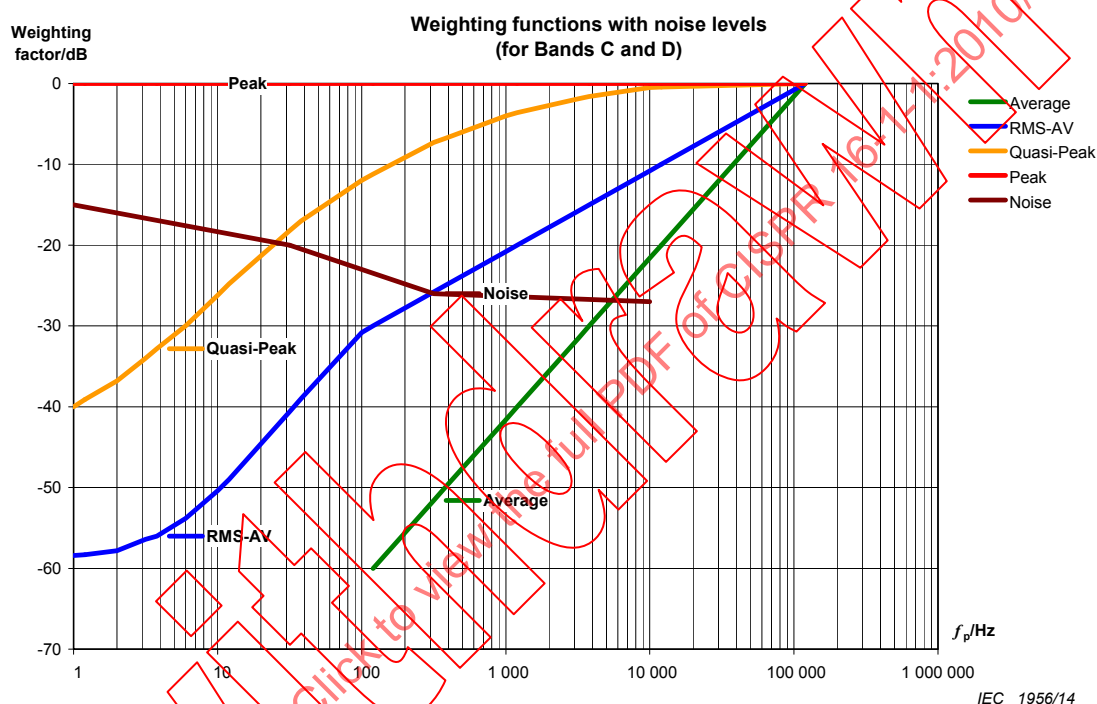


Figure J.11 – Weighting functions of the various CISPR detectors with a noise curve to illustrate the remaining operating ranges for broadband impulsive signals (example)

From Figure J.11, the critical PRF can be seen at which 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 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, e.g. 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.

Bibliography

Add, after the existing reference [14], the following new references [15], [16], [17], [18] and [19]:

- [15] CISPR 15, *Limits and methods of measurement of radio disturbance characteristics of electrical lighting and similar equipment*
- [16] CISPR 22, *Information technology equipment – Radio disturbance characteristics – Limits and methods of measurement*
- [17] CISPR 25, *Vehicles, boats and internal combustion engines – Radio disturbance characteristics – Limits and methods of measurement for the protection of on-board receivers*
- [18] CISPR 32, *Electromagnetic compatibility of multimedia equipment – Emission requirements*
- [19] RAUSCHER, C., *Fundamentals of Spectrum Analysis*, 5th edition, 2011, ISBN 978-3-939837-01-5 (available from Rohde & Schwarz Bookshop, <http://www.books.rohde-schwarz.com/>).

AVANT-PROPOS

Le présent amendement a été établi par le sous-comité CIS/A: Mesures des perturbations radioélectriques et méthodes statistiques, du comité d'études CISPR de la CEI: Comité international spécial des perturbations radioélectriques.

Le texte de cet amendement est issu des documents suivants:

FDIS	Rapport de vote
CIS/A/1070/FDIS	CIS/A/1075/RVD

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

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

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

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

4.4.1 Réponse en amplitude (étalonnage absolu)

Ajouter, après le premier alinéa existant, le nouveau texte suivant:

Lorsque des préamplificateurs externes sont utilisés, se référer à l'Annexe J pour les exigences applicables.

7.5.2 Réponse en amplitude

Ajouter, après l'alinéa et la Note existants, le nouveau texte suivant:

Lorsque des préamplificateurs externes sont utilisés, se référer à l'Annexe J pour les exigences applicables.

Ajouter, après l'Annexe I existante, la nouvelle annexe suivante:

Annexe J (normative)

Exigences relatives à l'utilisation d'un préamplificateur externe avec un récepteur de mesure

J.1 Généralités

L'utilisation d'un préamplificateur externe à l'entrée d'un récepteur de mesure doit être soigneusement étudiée, car, bien que cela améliore la sensibilité du système, il peut en résulter une invalidation de la conformité du système aux exigences relatives à la surcharge présentées dans la présente norme. En outre, un préamplificateur externe peut invalider l'aptitude à l'utilisation d'un analyseur de spectre sans présélection pour la mesure des signaux impulsionnels avec des fréquences de répétition des impulsions descendant jusqu'à 20 Hz en utilisant le détecteur de quasi-crête.

Par conséquent, l'opérateur d'un système de mesure qui comporte un préamplificateur externe doit déterminer les limitations du système et doit effectuer des vérifications de linéarité pour le système d'essai. Les résultats de mesures automatisées obtenus avec des préamplificateurs externes ont besoin d'être contrôlés par une vérification manuelle finale de la linéarité. Les informations données dans la présente annexe fournissent des conseils pour l'utilisateur des systèmes de mesure d'émissions.

J.2 Considérations concernant la conception d'un système optimal de mesure d'émissions

Intérieurement, les récepteurs de mesure sont conçus pour obtenir une sensibilité optimale tout en prévenant les surcharges. La présélection intégrée dans le récepteur de mesure prévient la surcharge par des signaux impulsionnels. En dépit de la présélection, les récepteurs de mesure n'ont habituellement aucune réserve de linéarité pour les mesures de quasi-crête d'une seule impulsion au-dessus de la plage de lecture spécifiée. L'absence de présélection dans les récepteurs de mesure cause des problèmes avec la détection de quasi-crête des signaux impulsionnels avec une valeur basse de la PRF ('Pulse Repetition Frequency' («Fréquence de répétition des impulsions»)).

L'utilisation d'un préamplificateur externe à large bande ne doit être envisagée qu'après avoir épuisé toutes les autres mesures possibles (par exemple, l'utilisation de récepteurs de mesure préamplificateurs intégrés, l'utilisation d'antennes de gain suffisant, ou l'utilisation de câbles de raccordement à faibles pertes) permettant d'améliorer la sensibilité du système. Un préamplificateur externe a besoin d'être ajouté seulement si la limite des perturbations et l'ensemble de toutes les émissions prévues et de toutes les émissions devant être mesurées sont très proches du niveau de bruit du système, par exemple, pour la conformité aux limites de perturbations rayonnées de Classe 5 selon la CISPR 25 [17]. Si des niveaux élevés sont prévus pour les signaux d'émissions ou les bruits ambiants, les préamplificateurs externes ne sont pas recommandés.

L'expérience montre que les préamplificateurs externes ne sont pas nécessaires pour les mesures de perturbations rayonnées en ce qui concerne les limites de Classe B selon la CISPR 11, la CISPR 22 [16] et la CISPR 32 [18], à une distance de mesure soit de 3 m, soit de 10 m, lorsque sont utilisés les récepteurs de mesure à préamplificateurs intégrés avec présélection et câbles d'antenne à faibles pertes. La même situation s'applique pour ce qui concerne les mesures des perturbations rayonnées selon la CISPR 14-1, la CISPR 15 [15], et les normes d'émissions génériques, ainsi que pour ce qui concerne les mesures de puissance perturbatrice.

Les préamplificateurs externes ne sont pas recommandés pour les mesures de perturbations conduites effectuées en dessous de 30 MHz; leur utilisation peut générer des harmoniques en

présence de perturbation de haut niveau à des fréquences inférieures à 150 kHz, lorsque de nombreuses normes d'émission ne spécifient pas de limites de perturbations.

Si un préamplificateur externe est ajouté pour améliorer la sensibilité, les aspects suivants ont besoin d'être pris en considération:

- a) les préamplificateurs ont une grande largeur de bande, c'est dire qu'ils sont susceptibles à la surcharge par les signaux impulsionnels et les signaux à bande étroite de niveau élevé;
- b) les préamplificateurs peuvent générer des produits d'intermodulation et des harmoniques; cela est notamment important lorsque les mesures sont effectuées sur un OATS ("Open Area Test Site" («Site d'essai ouvert étalonné»)) et/ou en présence d'un matériel d'émission radio;
- c) les préamplificateurs augmentent le niveau de signal à l'entrée du récepteur et peuvent donc surcharger les étages d'entrée du récepteur, état qui ne peut pas être totalement évité par la présélection intégrée du récepteur;
- d) le gain de sensibilité sera inférieur au gain de niveau de signal, ce qui limite la plage dynamique de la combinaison préamplificateur/récepteur;

NOTE 1 Le gain de sensibilité est compris comme étant la différence entre le chiffre de bruit sans préamplificateur et le chiffre de bruit du système avec préamplificateur.

- e) pour une sensibilité maximale dans la bande de fréquences au-dessus de 1 GHz, le préamplificateur est monté/relié directement à l'antenne de mesure;
- f) l'utilisation d'un préamplificateur externe exige que le résultat de mesure rende compte de la caractéristique précise du gain en fonction de la fréquence;
- g) l'incertitude du gain en fonction de la température et du vieillissement, ainsi que l'incertitude complémentaire de discordance entre le port de sortie du préamplificateur et le port d'entrée du récepteur, doivent être incluses dans le bilan d'incertitude pour la mesure; l'impédance d'entrée, dans le cadre de la présente norme, doit être conforme aux exigences pour le récepteur et doit être incluse dans le bilan d'incertitude de mesure;
- h) pour la bande E selon le CISPR, un système constitué d'un préamplificateur externe et d'un récepteur de mesure doit être conçu de façon qu'il ne puisse pas être surchargé par des signaux des bandes de fréquences inférieures, et/ou par un signal quelconque dont des signaux hors bande ou parasites doivent être mesurés; par exemple, le signal ISM d'un four à micro-ondes ne doit pas conduire le système à la surcharge.

Le gain de sensibilité est déterminé en utilisant les grandeurs et équations suivantes:

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

$$\text{pour un amplificateur, } F = \frac{P_o}{gkT_0B} \quad (J.2)$$

où

F est le facteur de bruit, avec $10 \lg F$ = chiffre de bruit (souvent désigné par le symbole NF);

P_{ie} est la puissance de bruit équivalente en entrée;

P_o est la puissance de bruit en sortie;

g est calculé à partir du gain, $G = 10 \lg g$, soit $g = 10^{G/10}$

k est la constante de Boltzmann = $1,38 \times 10^{-23}$ Ws/K et $kT_0 = 4 \times 10^{-21}$ W/Hz

T_0 est la température ambiante absolue de référence (293 K);

B est la largeur de bande de bruit (du récepteur de mesure, par exemple).

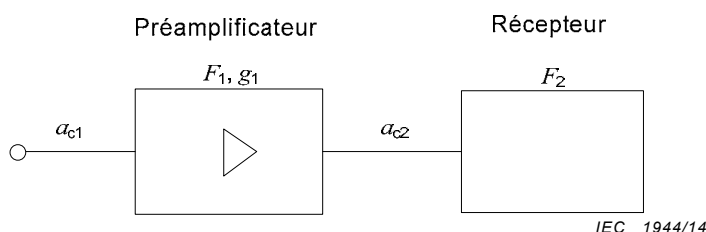


Figure J.1 – Récepteur doté d'un préamplificateur

À la Figure J.1, en supposant un affaiblissement du câble $a_{c2} = 0$ dB, alors

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

où F_{tot} est le facteur de bruit du système au câble d'entrée avec a_{c1} .

Si $a_{c2} \neq 0$ dB, le facteur gain du préamplificateur g_1 dans l'Équation (J.3) doit être remplacé par $10^{(G_1 - a_{c2})/10}$. L'affaiblissement de câble $a_{c1} = 0$ dB est obtenu en montant et/ou reliant directement le préamplificateur à l'antenne. Si $a_{c1} \neq 0$ dB, l'affaiblissement de câble a_{c1} s'ajoute au chiffre de bruit du système, conformément à l'Équation (J.3).

Les préamplificateurs de dernière génération ont typiquement des chiffres de bruit inférieurs ou égaux à 3 dB, ce qui correspond à un facteur de bruit $F_1 = 2$. Les récepteurs dotés de préamplificateurs intégrés ont typiquement des chiffres de bruit de l'ordre de 8 dB, ce qui correspond à un facteur de bruit $F_2 = 6,3$. Ce facteur de bruit élevé est dû à l'affaiblissement provoqué par la présélection et les autres pertes d'insertion internes du récepteur. Les récepteurs sans préamplificateurs intégrés ont typiquement des chiffres de bruit de l'ordre de 15 dB, ce qui correspond à un facteur de bruit $F_2 = 31,6$.

NOTE 2 Le chiffre de bruit $10 \lg F_2$ d'un récepteur de mesure peut être déterminé, à partir du niveau de bruit indiqué, en utilisant

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

où

V_{Nav} est le bruit de fond plancher du récepteur doté d'une détection de valeur moyenne linéaire, en dB(μV);

B_N est la largeur de bande de bruit du récepteur de mesure, en Hz;

w_{Nav} est le facteur de pondération de bruit pour une détection de valeur moyenne linéaire, en dB.

EXEMPLE Si $V_{\text{Nav}} = -10,7$ dB(μV), $B_N = 85$ kHz (pour $B_6 = 120$ kHz), et $w_{\text{Nav}} = -1$ dB, le chiffre de bruit est $10 \lg F_2 = 8$ dB.

La grandeur w_{Nav} est la différence entre les indications du détecteur de valeur moyenne linéaire et le détecteur de valeur efficace pour un bruit gaussien [19]; les valeurs pour la détection de quasi-crête w_{Nqp} sont approximativement de 4 dB pour la bande B, et de 6 dB pour les bandes C/D; pour la détection de crête, w_{Npk} est de 12 dB au maximum, en fonction du temps de mesure.

La largeur de bande de bruit B_N est proche de la largeur de bande B_3 de 3 dB du récepteur de mesure. Une approximation grossière est donnée par $B_N = 1,1B_3$. Voir la référence [19] pour les détails relatifs aux mises en œuvre de filtres spécifiques.

En considérant un chiffre de bruit de 3 dB pour le préamplificateur donné, il sera acceptable d'obtenir un chiffre de bruit du système $10 \lg F_{\text{tot}} = 4$ dB, ce qui correspond à un facteur de bruit de 2,51. Cela exige $(F_2 - 1)/g_1 = 0,51$, ou $g_1 = (F_2 - 1)/0,51$.

- Pour les récepteurs dotés d'un préamplificateur intégré, le gain résultant est $g_1 = 10,39$, ou $G_1 = 10,2$ dB.
- Pour les récepteurs sans préamplificateur intégré, le gain résultant est $g_1 = 60$, ou $G_1 = 17,8$ dB.

Pour un récepteur sans préamplificateur intégré, tel que décrit ci-dessus, un préamplificateur externe avec un chiffre de bruit de 3 dB et un gain de 10 dB donneront un chiffre de bruit du système de 7 dB.

Les exemples précédents permettent de voir qu'une amélioration de la sensibilité de 4 dB exige un gain de signal de 10 dB environ pour un récepteur doté d'un préamplificateur intégré. Pour un récepteur sans préamplificateur intégré, une amélioration de la sensibilité de 11 dB exige un gain de signal de presque 18 dB et une amélioration de 8 dB exige un gain de signal de 10 dB. Il est évident qu'un chiffre de bruit de système de 3,5 dB ne peut pas être facilement obtenu avec un chiffre de bruit de préamplificateur de 3 dB, car un gain excessif du préamplificateur serait nécessaire. Se référer au Tableau J.1 pour des chiffres de bruit exemplaires.

Parce que cela limitera sévèrement la performance de linéarité du système, il n'est pas conseillé d'utiliser des préamplificateurs avec un gain supérieur ou égal à 30 dB.

Tableau J.1 – Exemples de données relatives à un préamplificateur et à un récepteur de mesure et des chiffres de bruit de système qui en résultent

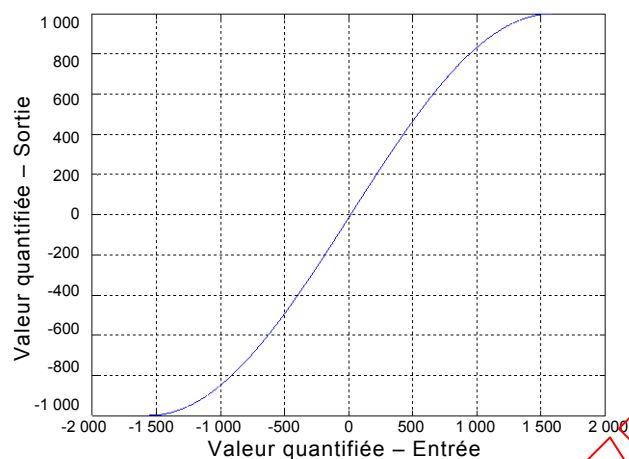
Préamplificateur				Récepteur de mesure		Système
Facteur de bruit	Chiffre de bruit	Facteur gain	Gain	Facteur de bruit	Chiffre de bruit	Chiffre de bruit
F_1	$10 \lg F_1$ dB	g_1	G_1 dB	F_2	$10 \lg F_2$ dB	$10 \lg F_{\text{tot}}$ dB
2	3	10,4	10,2	6,3	8	4
2	3	10	10	31,6	15	7
2	3	60	17,8	31,6	15	4

J.3 Spécifications de linéarité et précautions de mesure

La plage dynamique des préamplificateurs est définie par le point de compression de 1 dB, le point de compression de 3 dB et le point de saturation. Pour éviter une distorsion provoquée par le signal d'entrée, il convient que le signal reste idéalement en dessous du point de compression de 1 dB pendant toute la durée de la mesure.

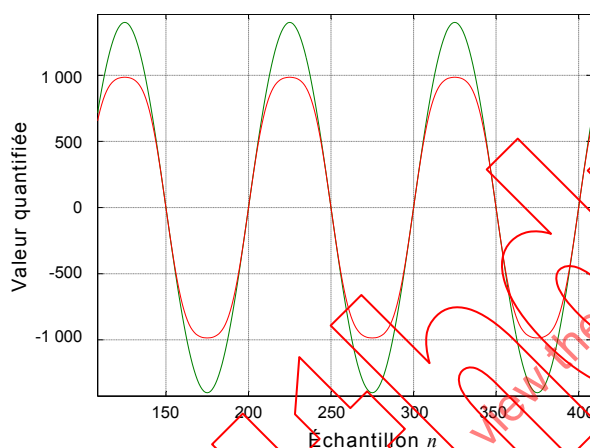
Une capture d'écran exemplaire de la fonction de transfert d'un amplificateur est montrée à la Figure J.2. La réponse d'un tel amplificateur utilisant un signal sinusoïdal dans le domaine temporel et dans le domaine fréquentiel est montré à la Figure J.3. Les nombres portés sur les axes aux Figures J.2, J.3 et J.4 sont de nature générique (valeurs de quantification) et ne représentent pas d'unités spécifiques.

La Figure J.3 montre que le signal sinusoïdal est déformé dans le domaine temporel, en raison des effets non linéaires du préamplificateur. L'affichage en domaine fréquentiel montre que le niveau est descendu à 100 MHz et que d'autres harmoniques existent. Une simulation correspondante pour l'impulsion large bande est montrée à la Figure J.4.

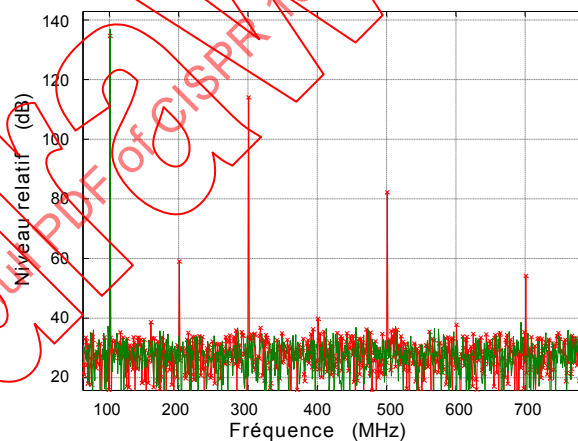


IEC 1946/14

Figure J.2 – Fonction de transfert d'un amplificateur



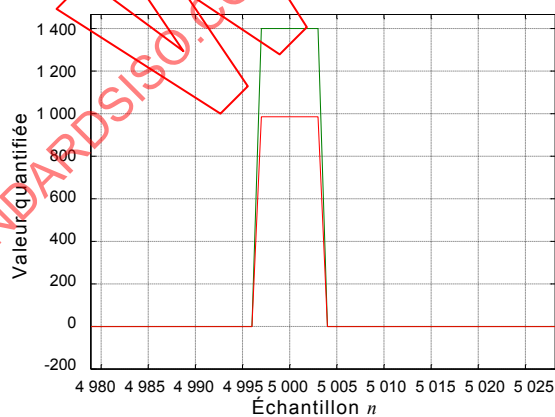
IEC 1946/14



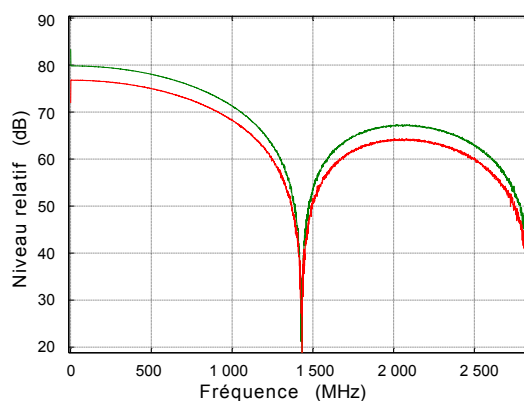
IEC 1947/14

Vert = signal d'entrée normalisé; rouge = signal de sortie

Figure J.3 – Réponse pour un signal sinusoïdal



IEC 1948/14



IEC 1949/14

Vert = signal d'entrée normalisé; rouge = signal de sortie

Figure J.4 – Réponse pour une impulsion

La comparaison des Figures J.3 et J.4 permet de voir que le niveau de saturation dans le domaine temporel est exactement le même. Par contre, dans le domaine fréquentiel, les effets de la saturation du préamplificateur externe sont différents. Pour le signal impulsionnel, le niveau d'amplitude a diminué, invalidant le résultat de mesure. Pour les signaux sinusoïdaux, l'amplitude de la fondamentale a diminué, alors que d'autres harmoniques sont générés par l'effet non linéaire du préamplificateur externe; le résultat de mesure est également invalidé.

La performance du système, à savoir la capacité du système en termes de niveau de bruit et de surcharge, dépendra des caractéristiques tant du préamplificateur que du récepteur de mesure. Pour les signaux à bande étroite, le point de compression de 1 dB de la sortie de préamplificateur dépasse en général le point de compression de 1 dB de l'entrée du récepteur de mesure. La présélection du récepteur de mesure améliorera la linéarité du système pour la mesure des signaux impulsionnels à bande large. Par conséquent, deux types de systèmes sont pris en compte: les systèmes avec et sans présélection à l'entrée du récepteur de mesure.

Un détecteur de surcharge large bande, qui est effectif à l'entrée de certains récepteurs de mesure sans présélection, est utilisé pour détecter des niveaux de signal au point de compression de 1 dB du premier mélangeur, pour alerter l'utilisateur des problèmes de linéarité. Le détecteur de surcharge peut en outre être utilisé comme indicateur pour assurer des résultats de mesure valides. Une détection de surcharge similaire est recommandée pour les systèmes de mesure basés sur la FFT large bande, pour éviter un dépassement d'étendue de mesure du convertisseur A/N large bande (voir J.4).

Des précautions supplémentaires relatives aux mesures comprennent une prédiction de la réserve de linéarité disponible pour la mesure des perturbations de type impulsionnel. À part le gain en fonction de la fréquence et le chiffre de bruit, le point de compression de 1 dB du préamplificateur et le système complet, constitué du préamplificateur et du récepteur de mesure, doivent être spécifiés. Pour les bandes C/D selon le CISPR, la relation entre le point de compression de 1 dB pour des signaux d'onde sinusoïdale et la valeur de crête du signal impulsionnel à bande large selon le CISPR avec une largeur de bande de 2 GHz donne un facteur de largeur de bande F_{bw} de 85 dB [$F_{bw} = 20 \lg(2\ 000/0,12)$]. Les Figures J.5 et J.6 montrent les écarts de linéarité d'un préamplificateur avec un point de compression de 1 dB de 112 dB(μ V), pour une onde sinusoïdale non modulée et des signaux impulsionnels.

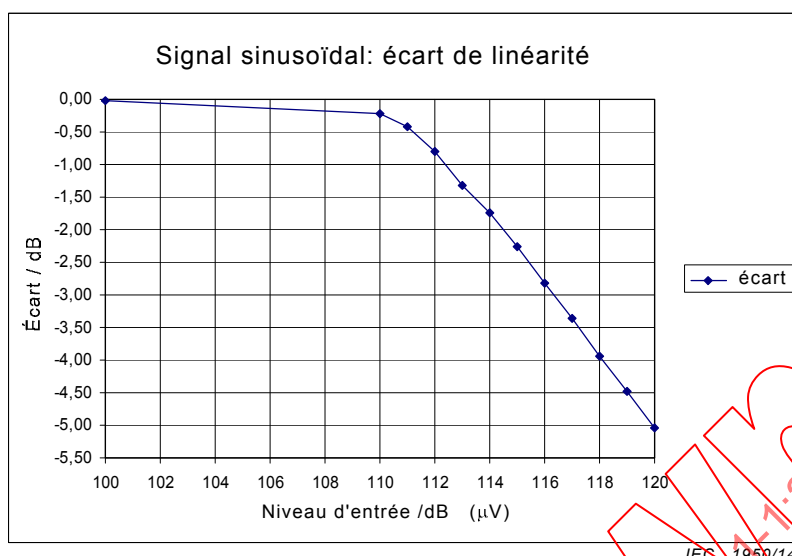
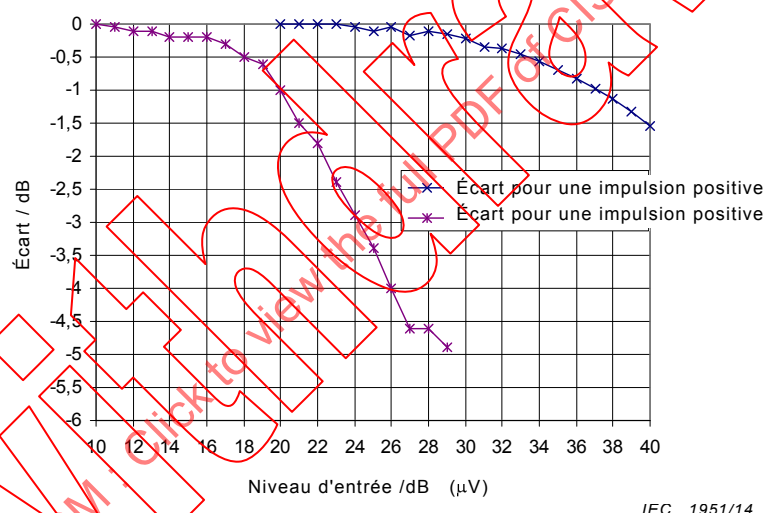


Figure J.5 – Écart par rapport à un gain linéaire pour une onde sinusoïdale non modulée (exemple)



NOTE Avec $F_{BW} = 85$ dB, la valeur de crête du signal impulsionnel positif avec une PRF de 100 Hz est de l'ordre de $37 \text{ dB}(\mu\text{V}) + 12 \text{ dB} + 85 \text{ dB} = 134 \text{ dB}(\mu\text{V})$, c'est-à-dire environ 22 dB au-dessus du point de compression de 1 dB de la Figure J.5. 12 dB est le facteur de pondération de quasi-crête, c'est-à-dire la différence entre la crête et la quasi-crête pour une PRF de 100 Hz.

Figure J.6 – Écart par rapport à un gain linéaire pour un signal impulsionnel large bande tel que mesuré avec le détecteur de quasi-crête (exemple)

La planéité de la courbe d'écarts pour les impulsions positives à la Figure J.6 est trompeuse, car la non-linéarité de l'amplificateur est masquée par les propres produits d'intermodulation de l'amplificateur. Cet effet peut être démontré en utilisant un filtre coupe-bande avec une profondeur de coupure supérieure à 40 dB (le filtre coupe-bande spécifié en 4.6 de la présente norme) à l'entrée du préamplificateur. Pour un fonctionnement acceptable (contribution des erreurs inférieure à 1 dB par intermodulation), la profondeur de coupure doit rester à au moins 20 dB pendant l'essai d'intermodulation. Cette valeur de 20 dB est obtenue avec des mesures de quasi-crête à une PRF de 100 Hz; la PRF de 100 Hz est un compromis.

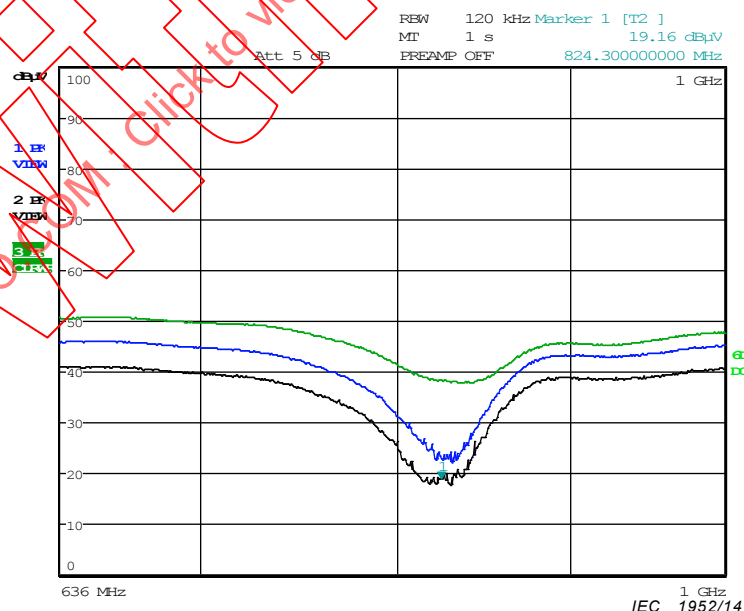
Idéalement, la profondeur de coupure de 20 dB serait nécessaire pour les mesures de quasi-crête à toutes les PRF. Cela est montré à la Figure J.7 pour le préamplificateur utilisé ci-dessus avec un gain de 10 dB, où la profondeur de 20 dB est conservée tant que le niveau de

crête du signal d'entrée est inférieur à 37 dB(μ V), et le niveau de crête du signal de sortie est inférieur à 46 dB(μ V) (courbe bleue). Pour une PRF de 100 Hz, un niveau de crête de 37 dB(μ V) correspond à un niveau de quasi-crête de 25 dB(μ V). De ce fait, alors que le point de compression de 1 dB pour le signal impulsionnel large bande à la Figure J.6 «impulsion positive» semble être à la quasi-crête de 37 dB(μ V), le préamplificateur est déjà surchargé. Il convient que le signal d'entrée soit inférieur de 12 dB au moins, c'est-à-dire à la quasi-crête de 25 dB(μ V), pour éviter une intermodulation excessive.

À la Figure J.6, «l'impulsion positive» montre également qu'un simple essai de surcharge avec un atténuateur commutable de 10 dB à l'entrée du préamplificateur ne peut pas indiquer correctement la surcharge dans le cas des signaux impulsionnels, car le niveau en sortie peut toujours suivre le niveau d'entrée, alors que le signal d'entrée du préamplificateur se situe jusqu'à 20 dB au-dessus du point de compression de 1 dB. Le simple essai peut fonctionner pour les signaux sinusoïdaux. Une meilleure caractérisation du système pour ce qui concerne les signaux impulsionnels est obtenue en utilisant l'essai d'intermodulation de filtre coupe bande. Si l'essai d'intermodulation de filtre coupe bande n'est pas disponible, il convient d'utiliser le point de compression de 1 dB du préamplificateur, rapporté à son entrée, pour caractériser le système.

NOTE L'essai d'intermodulation de filtre coupe bande vise à caractériser le système, par exemple réalisé par le fournisseur du système. Il ne serait pas du tout réalisable dans la pratique d'utiliser un essai de filtre de coupure dans chaque laboratoire d'essais CEM pendant un essai d'émissions.

Noter que pendant l'essai d'intermodulation de filtre coupe bande, il doit être assuré que le récepteur de mesure utilisé comme indicateur à la sortie du préamplificateur n'est pas surchargé. La Figure J.8 montre que la profondeur de coupure résultant d'un essai d'intermodulation selon le CISPR d'un récepteur de mesure avec présélection dépasse toujours 30 dB avec un signal d'entrée (quasi-crête) de 55 dB(μ V), ce qui correspond à un niveau d'entrée (quasi-crête) de 45 dB(μ V) à un préamplificateur de 10 dB. L'utilisation d'un récepteur de mesure avec un préamplificateur bande large intégré peut ne pas montrer correctement la linéarité du préamplificateur externe, en raison de la surcharge du récepteur de mesure (voir Figure J.9 et Figure J.10) alors qu'avec la présélection, la sortie sera linéaire.

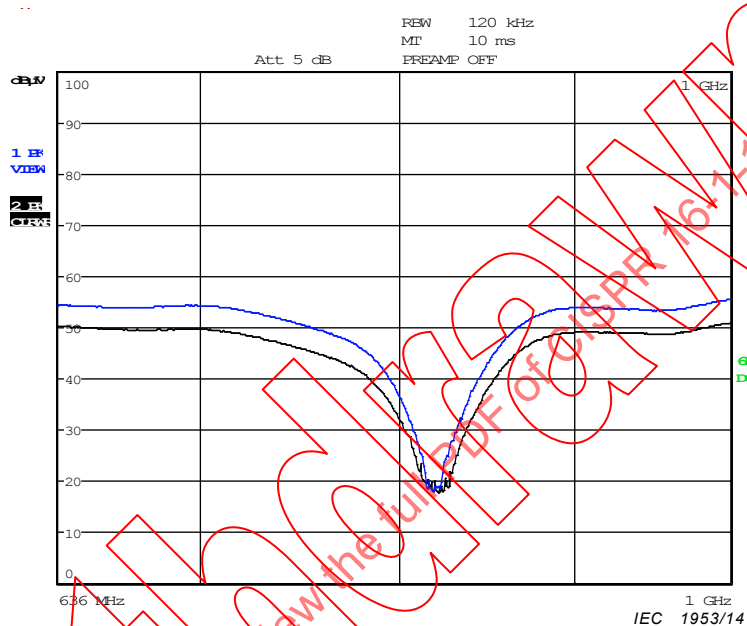


Légende

Anglais	Français
RBW 120 kHz Marker 1 [T2]	RBW (Largeur de bande de résolution) 120 kHz Marqueur 1 [T2]
MT 1 s	MT (Temps de mesure) 1 s
Att 5 dB	Atténuateur 5 dB

Anglais	Français
PREAMP OFF	PREAMP OFF (Préamplificateur désactivé)
1 PK VIEW	1 PK VIEW (vue détecteur de crête)
2 PK VIEW	2 PK VIEW (vue détecteur de crête)
3 PK CLRWR	3 PK CLRWR (CLEAR/WRITE, mode écrasement, détecteur de crête)
6DB DC	6 DB CC

Figure J.7 – Capture d'écran d'un essai de filtre coupe bande pour un préamplificateur à environ 818 MHz



Légende

Anglais	Français
RBW 120 kHz	RBW 120 kHz (Largeur de bande de résolution)
MT 10 ms	MT (Temps de mesure) 10 ms
Att 5 dB	Atténuateur 5 dB
PREAMP OFF	PREAMP OFF (Préamplificateur désactivé)
1 PK VIEW	1 PK VIEW (vue détecteur de crête)
2 PK CLRWR	2 PK CLRWR (CLEAR/WRITE, mode écrasement, détecteur de crête)
6DB DC	6DB CC

Figure J.8 – Résultat d'essai de filtre coupe bande avec le récepteur de mesure à 818 MHz