

**NORME
INTERNATIONALE
INTERNATIONAL
STANDARD**

**CEI
IEC**

60107-8

Première édition
First edition
1997-05

**Méthodes recommandées pour les mesures
sur les récepteurs de télévision –**

**Partie 8:
Mesures sur les équipements D2-MAC/paquet**

**Recommended methods of measurement
on receivers for television broadcast
transmissions –**

**Part 8:
Measurements on D2-MAC/packet equipment**



Numéro de référence
Reference number
CEI/IEC 60107-8: 1997

Validité de la présente publication

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

Des renseignements relatifs à la date de reconfirmation de la publication sont disponibles auprès du Bureau Central de la CEI.

Les renseignements relatifs à ces révisions, à l'établissement des éditions révisées et aux amendements peuvent être obtenus auprès des Comités nationaux de la CEI et dans les documents ci-dessous:

- **Bulletin de la CEI**
- **Annuaire de la CEI**
Publié annuellement
- **Catalogue des publications de la CEI**
Publié annuellement et mis à jour régulièrement

Terminologie

En ce qui concerne la terminologie générale, le lecteur se reportera à la CEI 60050: *Vocabulaire Electrotechnique International* (VEI), qui se présente sous forme de chapitres séparés traitant chacun d'un sujet défini. Des détails complets sur le VEI peuvent être obtenus sur demande. Voir également le dictionnaire multilingue de la CEI.

Les termes et définitions figurant dans la présente publication ont été soit tirés du VEI, soit spécifiquement approuvés aux fins de cette publication.

Symboles graphiques et littéraux

Pour les symboles graphiques, les symboles littéraux et les signes d'usage général approuvés par la CEI, le lecteur consultera:

- la CEI 60027: *Symboles littéraux à utiliser en électro-technique*;
- la CEI 60417: *Symboles graphiques utilisables sur le matériel. Index, relevé et compilation des feuilles individuelles*;
- la CEI 60617: *Symboles graphiques pour schémas*;

et pour les appareils électromédicaux,

- la CEI 60878: *Symboles graphiques pour équipements électriques en pratique médicale*.

Les symboles et signes contenus dans la présente publication ont été soit tirés de la CEI 60027, de la CEI 60417, de la CEI 60617 et/ou de la CEI 60878, soit spécifiquement approuvés aux fins de cette publication.

Publications de la CEI établies par le même comité d'études

L'attention du lecteur est attirée sur les listes figurant à la fin de cette publication, qui énumèrent les publications de la CEI préparées par le comité d'études qui a établi la présente publication.

Validity of this publication

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

Information relating to the date of the reconfirmation of the publication is available from the IEC Central Office.

Information on the revision work, the issue of revised editions and amendments may be obtained from IEC National Committees and from the following IEC sources:

- **IEC Bulletin**
- **IEC Yearbook**
Published yearly
- **Catalogue of IEC publications**
Published yearly with regular updates

Terminology

For general terminology, readers are referred to IEC 60050: *International Electrotechnical Vocabulary* (IEV), which is issued in the form of separate chapters each dealing with a specific field. Full details of the IEV will be supplied on request. See also the IEC Multilingual Dictionary.

The terms and definitions contained in the present publication have either been taken from the IEV or have been specifically approved for the purpose of this publication.

Graphical and letter symbols

For graphical symbols, and letter symbols and signs approved by the IEC for general use, readers are referred to publications:

- IEC 60027: *Letter symbols to be used in electrical technology*;
- IEC 60417: *Graphical symbols for use on equipment. Index, survey and compilation of the single sheets*;
- IEC 60617: *Graphical symbols for diagrams*;

and for medical electrical equipment,

- IEC 60878: *Graphical symbols for electromedical equipment in medical practice*.

The symbols and signs contained in the present publication have either been taken from IEC 60027, IEC 60417, IEC 60617 and/or IEC 60878, or have been specifically approved for the purpose of this publication.

IEC publications prepared by the same technical committee

The attention of readers is drawn to the end pages of this publication which list the IEC publications issued by the technical committee which has prepared the present publication.

NORME
INTERNATIONALE
INTERNATIONAL
STANDARD

CEI
IEC

60107-8

Première édition
First edition
1997-05

**Méthodes recommandées pour les mesures
sur les récepteurs de télévision –**

**Partie 8:
Mesures sur les équipements D2-MAC/paquet**

**Recommended methods of measurement
on receivers for television broadcast
transmissions –**

**Part 8:
Measurements on D2-MAC/packet equipment**

© IEC 1997 Droits de reproduction réservés — Copyright - all rights reserved

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

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

International Electrotechnical Commission
Telefax: +41 22 919 0300

3, rue de Varembé Geneva, Switzerland
IEC web site <http://www.iec.ch>



Commission Electrotechnique Internationale
International Electrotechnical Commission
Международная Электротехническая Комиссия

CODE PRIX
PRICE CODE

X

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

SOMMAIRE

	Pages
AVANT-PROPOS	4
Articles	
1 Généralités	6
1.1 Domaine d'application et objet	6
1.2 Références normatives	6
2 Définitions	8
3 Mesures	14
3.1 Introduction	14
3.2 Conditions générales	14
3.3 Description des signaux d'essai	16
4 Mesure de signal vidéo	18
4.1 Mesures de distorsion utilisant les lignes d'essai	18
4.2 Mesures de distorsion non réalisables avec les lignes d'essai	22
4.3 Mesures de bruit	24
5 Méthodes de mesure sur le signal de données	28
5.1 Taux d'erreur de bit	28
5.2 Diagramme de l'œil	28
5.3 Mesure équivalente de dégradation	28
5.4 Marge de fonctionnement	30
Tableaux	
1 Définition du signal n° 1, ligne 312	32
2 Définition du signal n° 2, ligne 623	32
3 Définition du signal n° 3, ligne 624	34
4 Définition du signal n° 4, ligne 311	34
5 Définition du signal n° 5, ligne 1	36
6 Définition du signal n° 6, ligne 313	36
Figures	
1 Schéma de principe de la chaîne de référence fictive	38
2 Diagramme de l'œil pour signal duobinaire	40
3 Signal d'essai n° 1, ligne 312	42
4 Signal d'essai n° 2, ligne 623	44
5 Signal d'essai n° 3, ligne 624, polarité positive	46
6 Signal d'essai n° 4, ligne 311	48
7 Signal d'essai n° 5, ligne 1	48
8 Signal d'essai n° 6, ligne 313	50
9 Abaque de Rosman	52
10 Exemple de gabarit pour la réponse à un échelon formé	54
11 Filtre unifié de pondération de bruit aléatoire pour le D2-MAC	56
12 Taux d'erreur théorique en fonction du S/B (non pondéré, 1 V/5 MHz de bande)	58
Annexes	
A Relations entre les mesures en bande de base et les mesures en RF	60
B Relations entre l'évaluation de la qualité subjective et la mesure objective des paramètres	84

CONTENTS

	Page
FOREWORD	5
Clause	
1 General	7
1.1 Scope and object	7
1.2 Normative references	7
2 Definitions	9
3 Measurements	15
3.1 Introduction	15
3.2 General conditions	15
3.3 Description of test signals	17
4 Video signal measurement	19
4.1 Distortion measurements using test lines	19
4.2 Distortion measurements not feasible with test lines	23
4.3 Noise measurements	25
5 Measurement methods on the data signal	29
5.1 Bit error rate	29
5.2 Eye diagram	29
5.3 Equivalent degradation measurement	29
5.4 Operating margin	31
Tables	
1 Definition of signal No. 1, line 312	33
2 Definition of signal No. 2, line 623	33
3 Definition of signal No. 3, line 624	35
4 Definition of signal No. 4, line 311	35
5 Definition of signal No. 5, line 1	37
6 Definition of signal No. 6, line 313	37
Figures	
1 Hypothetical reference chain notional block diagram	39
2 Eye diagram for the duobinary signal	41
3 Test signal No. 1, line 312	43
4 Test signal No. 2, line 623	45
5 Test signal No. 3, line 624, positive polarity	47
6 Test signal No. 4, line 311	49
7 Test signal No. 5, line 1	49
8 Test signal No. 6, line 313	51
9 Rosman chart	53
10 A mask for the response to a shaped step	55
11 Unified random noise weighting filter for D2-MAC	57
12 Theoretical bit error ratio as a function of S/N (unweighted 1 V/5 MHz bandwidth)	59
Annexes	
A Relation between baseband measurements and RF measurements	61
B Relations between subjective quality assessment and the objective measurement of parameters	85

COMMISSION ÉLECTROTECHNIQUE INTERNATIONALE

MÉTHODES RECOMMANDÉES POUR LES MESURES SUR LES RÉCEPTEURS DE TÉLÉVISION –

Partie 8: Mesures sur les équipements D2-MAC/paquet

AVANT-PROPOS

- 1) La CEI (Commission Electrotechnique Internationale) est une organisation mondiale de normalisation composée de l'ensemble des comités électrotechniques nationaux (Comités nationaux de la CEI). La CEI a pour objet de favoriser la coopération internationale pour toutes les questions de normalisation dans les domaines de l'électricité et de l'électronique. A cet effet, la CEI, entre autres activités, publie des Normes Internationales. Leur élaboration est confiée à des comités d'études, aux travaux desquels tout Comité national intéressé par le sujet traité peut participer. Les organisations internationales, gouvernementales et non gouvernementales, en liaison avec la CEI, participent également aux travaux. La CEI collabore étroitement avec l'Organisation Internationale de Normalisation (ISO), selon des conditions fixées par accord entre les deux organisations.
- 2) Les décisions ou accords officiels de la CEI concernant les questions techniques, représentent, dans la mesure du possible un accord international sur les sujets étudiés, étant donné que les Comités nationaux intéressés sont représentés dans chaque comité d'études.
- 3) Les documents produits se présentent sous la forme de recommandations internationales. Ils sont publiés comme normes, rapports techniques ou guides et agréés comme tels par les Comités nationaux.
- 4) Dans le but d'encourager l'unification internationale, les Comités nationaux de la CEI s'engagent à appliquer de façon transparente, dans toute la mesure possible, les Normes internationales de la CEI dans leurs normes nationales et régionales. Toute divergence entre la norme de la CEI et la norme nationale ou régionale correspondante doit être indiquée en termes clairs dans cette dernière.
- 5) La CEI n'a fixé aucune procédure concernant le marquage comme indication d'approbation et sa responsabilité n'est pas engagée quand un matériel est déclaré conforme à l'une de ses normes.
- 6) L'attention est attirée sur le fait que certains des éléments de la présente Norme internationale peuvent faire l'objet de droits de propriété intellectuelle ou de droits analogues. La CEI ne saurait être tenue pour responsable de ne pas avoir identifié de tels droits de propriété et de ne pas avoir signalé leur existence.

La Norme internationale CEI 60107-8 a été établie par le sous-comité 100A: Appareils multimédia utilisateur, du comité d'études 100 de la CEI: Systèmes et appareils audio, vidéo et multimédia.

Le texte de cette norme est issu des documents suivants:

FDIS	Rapport de vote
100A/31/FDIS	100A/46/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.

Les annexes A et B sont données uniquement à titre d'information.

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION

**RECOMMENDED METHODS OF MEASUREMENT ON RECEIVERS
FOR TELEVISION BROADCAST TRANSMISSIONS –****Part 8: Measurements on D2-MAC/packet equipment**

FOREWORD

- 1) The IEC (International Electrotechnical Commission) is a worldwide organization for standardization comprising all national electrotechnical committees (IEC National Committees). The object of the IEC is to promote international co-operation on all questions concerning standardization in the electrical and electronic fields. To this end and in addition to other activities, the IEC publishes International Standards. Their preparation is entrusted to technical committees; any IEC National Committee interested in the subject dealt with may participate in this preparatory work. International, governmental and non-governmental organizations liaising with the IEC also participate in this preparation. The IEC collaborates closely with the International Organization for Standardization (ISO) in accordance with conditions determined by agreement between the two organizations.
- 2) The formal decisions or agreements of the IEC on technical matters express, as nearly as possible, an international consensus of opinion on the relevant subjects since each technical committee has representation from all interested National Committees.
- 3) The documents produced have the form of recommendations for international use and are published in the form of standards, technical reports or guides and they are accepted by the National Committees in that sense.
- 4) In order to promote international unification, IEC National Committees undertake to apply IEC International Standards transparently to the maximum extent possible in their national and regional standards. Any divergence between the IEC Standard and the corresponding national or regional standard shall be clearly indicated in the latter.
- 5) The IEC provides no marking procedure to indicate its approval and cannot be rendered responsible for any equipment declared to be in conformity with one of its standards.
- 6) Attention is drawn to the possibility that some of the elements of this International Standard may be the subject of patent rights. The IEC shall not be held responsible for identifying any or all such patent rights.

International Standard IEC 60107-8 has been prepared by subcommittee 100A: Multimedia end-user equipment, of IEC technical committee 100: Audio, video and multimedia systems and equipment.

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

FDIS	Report on voting
100A/31/FDIS	100A/46/RVD

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

Annexes A and B are for information only.

MÉTHODES RECOMMANDÉES POUR LES MESURES SUR LES RÉCEPTEURS DE TÉLÉVISION –

Partie 8: Mesures sur les équipements D2-MAC/paquet

1 Généralités

1.1 *Domaine d'application et objet*

L'objet de la présente partie de la CEI 60107 est de définir les paramètres de qualité et de fournir des instructions pour mesurer les équipements D2-MAC/paquet, dans des conditions uniformes et répétitives. Le procédé D2-MAC/paquet est entièrement spécifié dans l'UER SPB 489.

Les spécifications des valeurs limites des divers paramètres des équipements ne font pas partie du domaine d'application de cette norme. Cependant, les courbes théoriques et les références sont fournies et pourront être utilisées comme indication pour présenter les résultats de mesure.

La caractérisation des performances du signal à l'interface radiofréquence est difficile à spécifier et à mesurer. Cependant, les éléments de corrélation entre la mesure en RF et la mesure en bande de base sont données en annexe A. Les relations entre l'estimation subjective de la qualité et la mesure objective des paramètres sont développées dans l'annexe B.

1.2 *Références normatives*

Les documents normatifs suivants contiennent des dispositions qui, par suite de la référence qui y est faite, constituent des dispositions valables pour la présente partie de la CEI 60107. Au moment de la publication, les éditions indiquées étaient en vigueur. Tout document normatif est sujet à révision et les parties prenantes aux accords fondés sur la présente partie de la CEI 60107 sont invitées à rechercher la possibilité d'appliquer les éditions les plus récentes des documents normatifs indiqués ci-après. Les membres de la CEI et de l'ISO possèdent le registre des Normes internationales en vigueur.

CEI 60107-1: 1977, *Méthodes recommandées pour les mesures sur les récepteurs de télévision – Partie 1: Considérations générales. Mesures électriques autres que celles à fréquences acoustiques*

CEI 60107-5: 1992, *Méthodes recommandées pour les mesures sur les récepteurs de télévision – Partie 5: Mesures électriques sur les récepteurs de télévision à plusieurs voies son utilisant le système à deux voies son numériques NICAM*

CEI 61079-2: 1992, *Méthodes de mesure sur les récepteurs d'émissions de radiodiffusion directe par satellite dans la bande de 12 GHz – Partie 2: Mesures électriques sur les syntoniseurs pour la radiodiffusion directe par satellite*

CEI 61079-5: 1993, *Méthodes de mesure sur les récepteurs d'émissions de radiodiffusion directe par satellite dans la bande de 12 GHz – Partie 5: Mesures électriques sur les décodeurs pour les systèmes MAC/paquet*

UIT-T Recommandation J.61: 1990, *Qualité de transmission des circuits de télévision destinés à être utilisés dans les communications internationales*

RECOMMENDED METHODS OF MEASUREMENT ON RECEIVERS FOR TELEVISION BROADCAST TRANSMISSIONS –

Part 8: Measurements on D2-MAC/packet equipment

1 General

1.1 Scope and object

The object of this part of IEC 60107 is to define quality parameters and to provide a guideline for measurement on D2-MAC/packet equipments, under uniform and repetitive conditions. The D2-MAC/packet process is specified in EBU SPB 489.

The specifications of the limit values of the various parameters of the equipments are outside the scope of this standard; however theoretical curves and references are provided which could be used as a guide for presentation of measurement results.

The characterization of signal performances at the radiofrequency interface is difficult to specify and measure; however, correlation elements between RF measurement and baseband measurement are given in annex A. Relations between subjective quality assessment and objective measurement of parameters are developed in annex B.

1.2 Normative references

The following normative documents contain provisions which, through reference in this text, constitute provisions of this part of IEC 60107. At the time of publication, the editions indicated were valid. All normative documents are subject to revision, and parties to agreements based on this part of IEC 60107 are encouraged to investigate the possibility of applying the most recent editions of the normative documents indicated below. Members of IEC and ISO maintain registers of currently valid International Standards.

IEC 60107-1: 1977, *Recommended methods of measurement on receivers for television broadcast transmissions – Part 1: General considerations – Electrical measurements other than those at audio-frequencies*

IEC 60107-5: 1992, *Recommended methods of measurement on receivers for television broadcast transmissions – Part 5: Electrical measurements on multichannel sound television receivers using the NICAM two-channel digital sound-system*

IEC 61079-2: 1992, *Methods of measurement on receivers for satellite broadcast transmissions in the 12 GHz band – Part 2: Electrical measurement on DBS tuner units*

IEC 61079-5: 1993, *Methods of measurement on receivers for satellite broadcast transmissions in the 12 GHz band – Part 5: Electrical measurements on decoder units for MAC/packet systems*

ITU-T Recommendation J.61: 1990, *Transmission performance of television circuits designed for use in international connections*

UIT-R Recommandation BT 601-5: 1995, *Paramètres de codage de télévision numérique pour studios*

UIT-R Recommandation BO 650-2: 1992, *Normes applicables aux systèmes de télévision conventionnelle pour la radiodiffusion par satellite dans les canaux définis par l'appendice 30 du Règlement des Radiocommunications*

UER SPB 489: 1985, *Spécification du système D2-MAC/paquet*

2 Définitions

Pour les besoins de la présente partie de la CEI 60107, les définitions suivantes s'appliquent.

2.1 chaîne de référence fictive: Distribution des tolérances globales entre les divers éléments d'un système de télévision depuis la source d'image vers l'affichage.

NOTE – Le schéma de principe d'une telle chaîne est indiqué à la figure 1 et chaque fonction est décrite ci-dessous.

2.1.1 codeur de studio: Entité simple produisant le signal D2-MAC/paquet en bande de base.

2.1.2 modulateur: Entité qui module le signal bande de base en un signal approprié pour le système de transmission/émission prévu.

2.1.3 système de transmission/émission: Système qui peut être l'un des systèmes suivants:

- un système d'émission terrestre;
- un système d'émission par satellite;
- un système de distribution sur support coaxial;
- un système de distribution sur support optique.

2.1.4 équipement de réception: Equipement qui peut être séparé en deux parties: une unité de démodulation et une unité de décodage, ou qui peut être constituée d'une unité de décodage seulement.

L'unité de démodulation comprend une entrée radiofréquence, une unité de sélection-démodulation et une sortie bande de base.

L'unité de décodage comprend une entrée bande de base, une unité de décodage et une sortie composantes audiovisuelles.

2.2 interface: Trois types d'interfaces peuvent être distingués: La bande de base (voir également les points 1, 4 et 5 de la figure 1), la radiofréquence (voir également les points 2 et 3 de la figure 1) et les signaux des composantes audiovisuelles (voir également les points 0, 6 et 7 de la figure 1).

NOTES

1 Les interfaces équipement de réception sont décrites ci-après pour une meilleure compréhension des mesures (voir les points 0 à 7 de la figure 1).

- a) le point 3 indique l'entrée RF depuis la distribution câble ou depuis l'unité extérieure de la réception satellite;
- b) le point 5 indique la sortie typique de bande de base D2-MAC/paquet généralement utilisée pour effectuer des contrôles et mesures;
- c) le point 6 indique l'interface de sortie d'un décodeur D2-MAC/paquet utilisé dans la CEI 61079-5 pour effectuer des mesures sur la qualité des composantes image restituées;

ITU-R Recommendation BT 601-5: 1995, *Encoding parameters of digital television for studios*

ITU-R Recommendation BO 650-2: 1992, *Standards for conventional television systems for satellite broadcasting in the channels defined by appendix 30 of the Radio Regulations*

EBU SPB 489: 1985, *Specification of D2-MAC/packet system*

2 Definitions

For the purpose of this part of IEC 60107, the following definitions apply.

2.1 hypothetical reference chain: The distribution of global tolerances between the various elements of a television system, from the picture source to the display.

NOTE – The notional block diagram of such a chain is shown in figure 1 and each block is described below.

2.1.1 studio encoder: Single entity providing the D2-MAC/packet baseband signal.

2.1.2 modulator: This entity modulates the baseband signal into the appropriate signal for the foreseen transmission/broadcasting system.

2.1.3 transmission/broadcasting system: The transmission/broadcasting system may be either:

- a terrestrial broadcasting system;
- a satellite broadcasting system;
- a distribution system on coaxial support;
- a distribution system on optical support.

2.1.4 receiving equipment: The receiving equipment may be split into two parts: a demodulation unit and a decoding unit, or may consist of a decoding unit only.

The demodulation unit comprises a radiofrequency input, a selection-demodulation unit and a baseband output.

The decoding unit comprises a baseband input, a decoding unit, and an audiovisual components output.

2.2 interfaces: Three types of interfaces can be distinguished: baseband (see also points 1, 4 and 5 of figure 1), radiofrequency (see also points 2 and 3 of figure 1) and audiovisual component signals (see also points 0, 6 and 7 of figure 1).

NOTES

1 The receiving equipment interfaces are described below for a better understanding of the measurements (see points 0 to 7 of figure 1).

- a) point 3 shows the RF input from cable distribution or from outdoor unit for satellite reception;
- b) point 5 shows the regulated baseband D2-MAC/packet output generally used for control and measurement;
- c) point 6 shows the output interface of a D2-MAC/packet decoder used in IEC 61079-5 for measurements on the quality of the restored picture components;

d) le point 7 indique une autre possibilité d'interface qui permet d'utiliser les équipements de mesure qui sont généralement développés pour effectuer des mesures sur Y, Cr et Cb. Malheureusement, son utilisation demande l'installation d'un matriçage de référence.

2 Sauf indication contraire dans la présente norme, les mesures sont supposées être faites au point 5 et le signal décodé est supposé être observé au point 6 de la figure 1.

2.3 Paramètres de qualité pour un signal D2-MAC/paquet

2.3.1 Paramètres pour le signal MAC

2.3.1.1 forme d'onde analogique en MAC: Forme d'onde dérivée directement de la norme 4:2:2 pour la télévision numérique (voir l'UIT-R 601-3). Le codage MAC est constitué de la transmission séquentielle de l'information chrominance compressée dans un rapport de 3, et une information luminance compressée dans un rapport de 3/2. Basée sur les fréquences d'échantillonnage utilisées en 4:2:2 (13,5 MHz pour la luminance et 6,75 MHz pour la chrominance), la fréquence d'échantillonnage en MAC est de 20,25 MHz et la bande nominale est de 8,4 MHz (ou 5,6 MHz en luminance après décompression).

2.3.1.2 amplitude nominale du signal: Différence entre le niveau du blanc et le niveau du noir transmis en ligne 624.

NOTE – L'amplitude nominale du signal MAC est 1 V.

2.3.1.3 Distorsion

2.3.1.3.1 distorsion de la réponse gain/fréquence: Variation du gain entre l'entrée et la sortie du circuit, sur la plage de fréquence s'étendant depuis la fréquence trame à la fréquence nominale de coupure du système, rapportée au gain à une fréquence de référence appropriée.

2.3.1.3.2 distorsion de phase: Différence en degrés rapportée à la caractéristique de phase linéaire sur une bande de fréquence s'étendant idéalement de 0 Hz à une fréquence supérieure déterminée.

2.3.1.3.3 distorsion du temps de propagation de groupe: Différence entre le temps de propagation de groupe pour chaque fréquence et le temps de propagation de groupe à la fréquence déterminée, exprimée en nanosecondes.

2.3.1.3.4 distorsion de longue durée: Distorsion apparaissant lorsqu'un signal d'essai simulant une variation rapide du noir ou du blanc de la composante de luminance, ou vice versa, est appliqué à l'entrée du circuit, si les variations du niveau d'alignement (niveau moyen de gris) du signal à la sortie ne suivent pas avec précision le niveau d'alignement à l'entrée. Ces variations sont soit de forme exponentielle, soit plus fréquemment en forme d'oscillations amorties à très basse fréquence.

2.3.1.3.5 distorsion de durée de l'ordre d'une trame: Modification de la forme du signal d'essai à la sortie lorsqu'un signal d'essai simulant une variation de la composante de luminance du noir au blanc avec une période du même ordre que la durée d'une trame (40 ms), avec une amplitude égale à l'amplitude nominale du signal de luminance, est appliqué à l'entrée du circuit.

2.3.1.3.6 distorsion de durée de l'ordre d'une ligne: Modification de la forme du signal d'essai à la sortie lorsqu'un signal d'essai simulant une variation du noir au blanc de la composante de luminance, avec une période du même ordre que la durée d'une ligne, est appliquée à l'entrée du circuit.

NOTE – Une période avec une durée équivalente à quelques éléments d'image est exclue de la mesure au départ et à la fin du signal d'essai.

d) point 7 shows another interface possibility which allows to use the current measurement equipment which is generally developed for measurement on Y, Cr and Cb. Unfortunately, its use requires the installation of a reference matrixing.

2 Unless otherwise specified in this standard, the measurements are assumed to be done at point 5 and the decoded signal is assumed to be observed at point 6 of figure 1.

2.3 Quality parameters for a D2-MAC/packet signal

2.3.1 Parameters for the MAC signal

2.3.1.1 MAC analogue waveform: The MAC analogue waveform is derived directly from the 4:2:2 standard for digital television (see ITU-R 601-3). MAC coding consists of sequentially transmitting chrominance information compressed in a ratio of 3, and luminance information compressed in a ratio of 3/2. Based on the sampling frequencies used in 4:2:2 (13,5 MHz for luminance and 6,75 MHz for chrominance), the sampling frequency in MAC is 20,25 MHz, and the nominal band is 8,4 MHz (or 5,6 MHz in luminance after decompression).

2.3.1.2 nominal signal amplitude: The difference between the white level and the black level transmitted in line 624.

NOTE – The nominal amplitude of the MAC signal is 1 V.

2.3.1.3 Distortion

2.3.1.3.1 gain/frequency response distortion: The gain variation between the circuit input and output, over the frequency range extending from the frame frequency to the nominal system cut-off frequency, relative to the gain at an appropriate reference frequency.

2.3.1.3.2 phase distortion: The difference in degrees relative to the linear phase characteristic over a frequency band extending from, ideally, 0 Hz to a defined upper frequency.

2.3.1.3.3 group delay time distortion: The difference between the group delay time for each frequency and the group delay time at a determined frequency, expressed in nanoseconds.

2.3.1.3.4 long time distortion: When a test signal simulating a sudden variation of the black or white luminance component, or vice versa, is applied to a circuit input, long time distortion appears if clamping level variations (medium grey level) of the signal at the output do not precisely follow the signal clamping level at the input. These variations are either in exponential form, or more frequently in damped oscillatory form at very low frequency.

2.3.1.3.5 distortion of duration of the order of one frame: When a test signal simulating a variation of the luminance component from black to white with a period of the same order as the frame duration (40 ms), with an amplitude equal to the nominal amplitude of the luminance signal, is applied to the circuit input, distortion is defined as the modification to the shape of the test signal at the output.

2.3.1.3.6 distortion of duration of the order of one line: When a test signal simulating a variation of the black to white luminance component, with a period of the same order as the line duration, is applied to the circuit input, distortion is defined as the modification to the shape of the test signal at the output.

NOTE – A period with a duration equivalent to a few picture elements is excluded from the measurement at the start and at the end of the test signal.

2.3.1.3.7 distorsion de courte durée (réponse transitoire): Modification de la forme de l'impulsion de sortie (ou transition) rapportée à sa forme originale lorsqu'une courte impulsion (ou une transition rapide) avec une amplitude égale à l'amplitude nominale du signal de luminance et avec une forme déterminée, est appliquée à l'entrée du circuit.

2.3.1.3.8 distorsion due aux échos: Distorsion correspondant à la superposition de l'amplitude et la phase du signal direct avec le même signal retardé et atténué.

2.3.1.3.9 distorsion non linéaire basse fréquence: Erreur proportionnelle entre l'amplitude du signal à l'entrée et à la sortie du circuit quand le signal varie entre le noir et le blanc sur la durée d'une ligne, pour une valeur définie de la composante moyenne de l'image.

2.3.1.4 Bruit

2.3.1.4.1 bruit aléatoire permanent: Rapport signal/bruit, dans le cas d'un bruit permanent aléatoire, exprimé en décibels entre l'amplitude nominale du signal luminance (1 V) et la valeur efficace (V_{eff}) du bruit mesuré après limitation de la bande.

NOTES

- 1 Le rapport signal/bruit pondéré est défini comme le rapport en décibels de l'amplitude nominale du signal de luminance à la valeur efficace du bruit, mesuré après limitation de la bande et pondéré avec un réseau donné.
- 2 Il convient d'effectuer la mesure de puissance avec un instrument ayant une constante de temps définie ou une durée d'intégration déterminée.

2.3.1.4.2 bruit basse fréquence: Rapport signal/bruit exprimé en décibels entre l'amplitude nominale du signal de luminance (1 V) et le niveau efficace de bruit. (La mesure est effectuée dans la largeur de bande depuis 0 jusqu'à la moitié de la fréquence ligne (7,8 kHz)).

NOTE – Une source importante de bruit basse fréquence est la fonction alignement qui introduit deux types de bruit:

- bruit d'alignement, résultant de la transformation du bruit large bande en bruit basse fréquence, dû à la fonction alignement;
- altération de l'alignement, résultant de la performance d'alignement limitée sur la composante continue restituée et sur la réjection de basses fréquences superposées telles que 50 Hz ou la dispersion d'énergie.

2.3.1.4.3 performance de l'alignement: Performance d'un circuit d'alignement évaluée par la mesure à la fois du bruit de l'alignement et l'altération de l'alignement, comme défini dans la note de 2.3.1.4.2.

NOTE – L'optimisation des performances dans chaque cas est obtenue par des réglages en sens contraire des mêmes paramètres (constante de temps). Cela conduit à trouver un compromis, dépendant des conditions d'utilisation, entre les performances souhaitées dans les deux cas.

2.3.1.4.4 interférence: Rapport signal à interférence exprimé en décibels de l'amplitude nominale du signal de luminance (1 V) à l'amplitude crête à crête de l'interférence.

2.3.2 Signaux de données

2.3.2.1 forme d'onde duobinaire: Signal numérique contenant les informations son et données qui est codé comme décrit dans la spécification du système D2-MAC/paquet.

NOTE – Le principe de ce code duobinaire est de fournir le codage à trois niveaux (–1, 0, +1). Les niveaux extrêmes représentent le niveau logique 1 et le niveau intermédiaire représente le niveau logique 0. Cette représentation électrique fournit l'avantage de compacter le contenu du signal spectral par un facteur de deux. L'amplitude de la salve duobinaire est 80 % de l'amplitude du signal image sans tenir compte des suroscillations (voir figure 2).

2.3.1.3.7 short duration distortion (transient response): When a short impulse (or a fast transition) with an amplitude equal to the nominal amplitude of the luminance signal and with a determined shape is applied to the circuit input, the distortion is defined as the modification of the shape of the output impulse (or transition) relative to its original shape.

2.3.1.3.8 distortion due to echoes: Distortion corresponding to the amplitude and phase superposition of the direct signal with the same signal delayed and attenuated.

2.3.1.3.9 low frequency non-linear distortion: The proportional error between the amplitude of the signal at the input and at the output of the circuit when the signal varies between the black and the white on the duration of one line for a defined value of the average component of the picture.

2.3.1.4 Noise

2.3.1.4.1 continuous random noise: The signal/noise ratio, in the case of continuous random noise, is defined as the ratio in decibels of the nominal luminance signal amplitude (1 V), to the Root Mean Square (r.m.s.) of the noise measured after limitation of the band.

NOTES

- 1 The weighted signal/noise ratio is defined as the ratio in decibels of the nominal luminance signal amplitude to the r.m.s. noise value, measured after limitation of the band and weighted with a given network.
- 2 The power measurement should be made with an instrument with a defined time constant or integration duration.

2.3.1.4.2 low frequency noise: The signal-to-noise ratio is defined as the ratio in decibels between the nominal amplitude of the luminance signal (1 V) and the r.m.s. noise level. (The measurement is carried out in the bandwidth starting from 0 to half the line frequency (7,8 kHz)).

NOTE – A major source of low frequency noise is the clamp processing which introduces two types of noise:

- clamp noise, resulting from the transformation of the broadband noise into low frequency noise, due to the clamp processing,
- clamping impairment, resulting from the limited clamping performance on d.c. component restoration and on rejection of additive low frequencies such as 50 Hz or energy dispersal.

2.3.1.4.3 clamping performance: The performance of a clamping circuit evaluated by measuring both the clamp noise and the clamping impairment, as defined in the note to 2.3.1.4.2.

NOTE – The optimization of the performances in each case is achieved by opposite adjustments of the same parameters (time constant). This leads to finding a compromise, depending on the conditions of use, between the desired performances in both cases.

2.3.1.4.4 interferences: The signal to interference ratio is defined as the ratio in decibels of the nominal luminance signal amplitude (1 V) to the peak-to-peak interference amplitude.

2.3.2 Data signals

2.3.2.1 duobinary waveform: The digital signal containing sound and data information is coded in duobinary form, as described in the D2-MAC/packet system specification.

NOTE – The principle of this duobinary code is to provide coding at three levels (–1, 0, +1). The extreme levels represent logical level 1 and the intermediate level represents logical level 0. This electrical representation provides the advantage of compacting the contents of the spectral signal by a factor of two. The amplitude of the duobinary burst is 80 % of the amplitude of the picture signal without taking the overshoots into account (see figure 2).

2.3.2.2 Paramètres de qualité du signal numérique

2.3.2.2.1 **taux d'erreur:** Rapport entre le nombre d'erreurs détectées et le nombre de bits transmis pendant une période donnée.

$$\text{Taux d'erreur} = \frac{\text{Nombre d'erreurs (T)}}{\text{Nombre de bits transmis (T)}}$$

2.3.2.2.2 **diagramme de l'oeil:** Superposition de toutes les configurations du signal données (voir figure 2).

2.3.2.2.3 **dégradation équivalente:** Différence entre les rapports S/B mesurés après avoir ajouté un bruit Gaussien au signal reçu pour obtenir le rapport d'erreur de bit sélectionné et le S/B donné par la théorie pour le même rapport d'erreur de bit.

NOTE – S est l'amplitude nominale du signal.

B est la puissance du bruit mesurée sans pondération dans une bande de 5 MHz, correspondant à la largeur de bande du spectre de données duobinaire.

2.3.2.2.4 **marge de fonctionnement:** Différence entre le rapport S/B reçu et le rapport S/B mesuré après avoir ajouté un bruit Gaussien au signal reçu pour obtenir le rapport d'erreur de bit sélectionné.

NOTE – S est l'amplitude nominale du signal.

B est la puissance du bruit mesurée sans pondération dans une bande de 5 MHz, correspondant à la largeur de bande du spectre de données duobinaire.

3 Mesures

3.1 Introduction

Les méthodes de mesure applicables à un signal D2-MAC/paquet se répartissent en deux catégories:

Les méthodes manuelles qui peuvent être exécutées en utilisant des instruments de mesure conventionnels (oscilloscope, équipement de mesure de bruit, etc.) et semblables à ceux utilisés pour les signaux composites PAL ou SECAM.

Les méthodes automatiques qui utilisent largement des techniques numériques et qui peuvent seulement être exécutées par un appareil de mesure automatique spécialisé.

Dans tous les cas, les résultats des mesures dépendent non seulement des performances de l'équipement en essai, mais aussi de la qualité du signal d'entrée et de la précision des appareils de mesure, qui, si elle est connue, doit être indiquée sous une forme appropriée. Autrement, les résultats peuvent être comparés à ceux obtenus, dans les mêmes conditions, à partir d'un équipement de référence.

Les normes CEI 61079-1, CEI 61079-2, CEI 60107-1 et CEI 60107-2 contiennent des spécifications et des recommandations qui s'appliquent aussi à la présente norme.

3.2 Conditions générales

3.2.1 Introduction

Les mesures doivent être effectuées dans les conditions suivantes pour garantir des résultats qui peuvent être répétés.

2.3.2.2 *Quality parameters on the digital signal*

2.3.2.2.1 **Bit Error Ratio (BER):** The ratio between the number of errors detected and the number of bits transmitted during a given period.

$$BER = \frac{\text{Number of errors (T)}}{\text{Number of bits transmitted (T)}}$$

2.3.2.2.2 **eye diagram:** The superposition of all the configurations of the data signal (see figure 2).

2.3.2.2.3 **equivalent degradation:** The *S/N* ratios measured after adding a Gaussian noise to the received signal to obtain the selected bit error ratio and the expected *S/N* given by theory for the same bit error ratio.

NOTE – *S* is the nominal signal amplitude.

N is the noise power measured without weighting in a 5 MHz band, corresponding to the duobinary data spectrum bandwidth.

2.3.2.2.4 **operating margin:** The difference between the received *S/N* ratio and the *S/N* ratio measured after adding a Gaussian noise to the received signal to obtain the selected bit error ratio.

NOTE – *S* is the nominal signal amplitude.

N is the noise power measured without weighting in a 5 MHz band, corresponding to the duobinary data spectrum bandwidth.

3 Measurements

3.1 *Introduction*

Measurement methods applicable to a D2-MAC/packet signal fall within two categories:

Manual methods which may be carried out using conventional measurement instruments (oscilloscope, noise measurement device, etc.) and similar to those used on PAL or SECAM composite signals.

Automatic methods which make considerable use of digital signal processing techniques and which can only be carried out by an automatic specialized measuring instrument.

In any case, the results of measurements depend not only on the performances of the equipment under test but also on the quality of the input signal and the accuracy of the measuring instruments, which, if known, shall be stated in the appropriate form. Alternatively, the results may be compared to those obtained, under the same conditions, from a reference equipment.

IEC 61079-1, IEC 61079-2, IEC 60107-1 and IEC 60107-2 contain specifications and recommendations that also apply to this standard.

3.2 *General conditions*

3.2.1 *Introduction*

Measurements shall be made in accordance with the following conditions to ensure repeatable results.

3.2.2 Local d'essais

Les mesures doivent être exécutées dans un lieu qui n'est pas soumis à des perturbations en radiofréquences externes. Si une perturbation ne peut pas être évitée, les essais doivent être exécutés dans une salle blindée.

3.2.3 Précision des appareils de mesure

La précision de l'appareil de mesure utilisé, si elle est connue, doit être donnée en pourcentage ou en décibels selon ce qui est le plus approprié.

3.2.4 Période de stabilisation

Sauf spécification contraire, les mesures doivent débuter à partir du moment où la stabilisation des caractéristiques est obtenue.

3.3 Description des signaux d'essai

Les signaux d'essai débutent à l'échantillon de la 244^e ligne (période d'échantillonnage $T = 49,38$ ns). Ils sont précédés par la salve duobinaire de 10,4 μ s et un intervalle d'alignement de 750 ns non indiqué sur les figures illustrant ces signaux.

3.3.1 Signal d'essai n° 1

Le signal d'essai n° 1 (voir figure 3 et tableau 1) est un signal obligatoire transmis en ligne 312. Il est prévu pour la mesure automatique et constitué d'un signal de barre bipolaire avec inversion de polarité entre les trames paires et impaires. Les impulsions positives et négatives du type Blackman sont contenues dans les signaux de trame paire seulement.

La première partie du signal ($k = 225$ à 612) est provisoirement fixée à 0 V. Il peut être utilisé plus tard pour l'insertion de signaux d'essai complémentaires.

NOTE – Une impulsion $6T$ du type Blackman est définie comme:

$$-3T \leq t \leq 3T: x(t) = 0,42 + 0,50 \cos \pi t / 3T + 0,08 \cos 2\pi t / 3T;$$

autrement: $x(t) = 0$;

où T est la période d'horloge à 20,25 MHz.

3.3.2 Signal d'essai n° 2

Le signal d'essai n° 2 (voir figure 4 et tableau 2) est un signal obligatoire transmis en ligne 623. Il est prévu pour les mesures automatiques de bruit et de la distorsion non linéaire en basses fréquences. Il comporte une rampe montante (trames paires) et une rampe descendante (trames impaires). Cette inversion peut établir une distinction entre la distorsion linéaire et non linéaire (asymétrie de distorsion).

3.3.3 Signal d'essai n° 3

Le signal d'essai n° 3 (voir figure 5 et tableau 3) est un signal obligatoire transmis en ligne 624. La première partie de cette ligne contient les niveaux de référence gris, blanc et noir. La seconde partie de la ligne contient une modulation complexe.

De manière à éviter de tenir compte des phénomènes non linéaires, cette modulation est transmise sur quatre trames avec la séquence suivante:

- 1^{re} trame paire, partie réelle, polarité positive;
- 1^{re} trame impaire, partie imaginaire, polarité positive;
- 2^e trame paire, partie réelle, polarité négative;
- 2^e trame impaire, partie imaginaire, polarité négative.

3.2.2 Testing site

Measurements shall be carried out at a location that is not subject to external radiofrequency interference. If interference cannot be avoided, the tests shall be carried out in a screened room.

3.2.3 Accuracy of measuring instruments

The accuracy of the measuring instruments used, if known, shall either be stated as a percentage or in decibels as appropriate.

3.2.4 Stabilization period

Unless otherwise specified, measurements should be started at the time when stabilization of the characteristics is obtained.

3.3 Description of test signals

Test signals start at the 244th line sample (sampling period $T = 49,38$ ns), they are preceded by the 10,4 μ s duobinary burst and a clamp interval of 750 ns not shown on the figures illustrating these signals.

3.3.1 Test signal No. 1

Test signal No. 1 (see figure 3 and table 1) is a mandatory signal transmitted in line 312. It is designed for automatic measurement and consists of a bipolar bar signal with polarity inversion between even and odd frames. Positive and negative Blackman type pulses are contained in the even frame signal only.

The first part of the signal ($k = 225$ to 612) is provisionally fixed at 0 V. It may be used later for the insertion of complementary test signals.

NOTE – A 6T Blackman type pulse is defined as:

$$-3T \leq t \leq 3T: x(t) = 0,42 + 0,50 \cos \pi t/3T + 0,08 \cos 2\pi t/3T;$$

Otherwise: $x(t) = 0$;

where T is the 20,25 MHz clock period.

3.3.2 Test signal No. 2

Test signal No. 2 (see figure 4 and table 2) is a mandatory signal transmitted in line 623. It is designed for automatic measurements of noise and non-linear distortion at low frequencies. It includes a rising ramp (even frames) and falling ramp (odd frames). This inversion can establish a distinction between linear and non-linear distortion (distortion asymmetry).

3.3.3 Test signal No. 3

Test signal No. 3 (see figure 5 and table 3) is a mandatory signal transmitted in line 624. The first part of this line contains grey, white and black reference levels. The second part of the line contains a complex wobble.

In order to avoid taking non-linear phenomena into account, this wobble is transmitted on four frames with the following sequence:

- 1st even frame, real part, positive polarity;
- 1st odd frame, imaginary part, positive polarity;
- 2nd even frame, real part, negative polarity;
- 2nd odd frame, imaginary part, negative polarity.

3.3.4 Signal d'essai n° 4 (optionnel)

Le signal d'essai n° 4 (voir figure 6 et tableau 4) est prévu pour évaluer la distorsion linéaire. Il comporte une impulsion bipolaire, un signal de barre et huit impulsions modulées (1 MHz à 8 MHz) avec une amplitude de 500 mV. Il peut aussi être utilisé avec une amplitude de 1 V.

Il doit être inséré en ligne 311 s'il est utilisé comme une ligne d'essai.

NOTE – Une impulsion modulée à une fréquence f (MHz) est un signal défini pour une durée de $81 T$ selon l'équation suivante:

$$k = 0 \text{ à } 81, Y_k = \cos^2(4\pi f k / 81) \sin^2(\pi k / 81),$$

où T est la période d'horloge à 20,25 MHz.

3.3.5 Signal d'essai n° 5 (optionnel)

Le signal d'essai n° 5 (voir figure 7 et tableau 5) est prévu pour l'évaluation de la distorsion basse fréquence non linéaire. Il comporte une fonction en échelons à huit niveaux.

Il doit être inséré en ligne 1 s'il est utilisé comme une ligne d'essai.

3.3.6 Signal d'essai n° 6 (optionnel)

Signal d'essai n° 6 (voir figure 8 et tableau 6) est prévu pour la réponse amplitude fréquence. Il est composé de huit salves de fréquences (1 MHz à 8 MHz) avec une amplitude de 500 mV, précédé par une barre de référence. Il peut aussi être utilisé avec une amplitude de 1 V.

Il doit être inséré en ligne 313 s'il est utilisé comme un signal d'essai.

4 Mesure de signal vidéo

4.1 Mesures de distorsion utilisant les lignes d'essai

Les mesures de distorsion utilisant des signaux d'essai doivent être exécutées avec l'un des cinq contenus de trame suivants:

- signal de programme;
- mire de barres couleur à 75 %;
- signal de luminance uniforme variable du noir au blanc et chrominance au niveau de référence;
- signal de luminance alternant du noir au blanc à une période de 2,5 s, chrominance au niveau de référence;
- répétition des signaux d'essai sur toutes les lignes du signal.

4.1.1 Mesures de niveaux

Les mesures de niveau ou de gain d'insertion peuvent être effectuées sur toute ligne d'essai qui a un niveau de noir ou un niveau de blanc. Cependant, il est recommandé d'utiliser la ligne 624.

4.1.2 Réponse amplitude-fréquence

4.1.2.1 Mesure manuelle

Cette mesure est exécutée en comparant le niveau des huit salves de fréquences (1 MHz à 8 MHz) sur la ligne 313 avec la barre de référence au départ de la ligne. Cette caractéristique peut aussi être évaluée à partir de la ligne 311 en utilisant (ΔG) dans le graphique donné à la figure 9.

3.3.4 Test signal No. 4 (optional)

Test signal No. 4 (see figure 6 and table 4) is designed to evaluate linear distortion; it includes a bipolar pulse, a bar signal and eight modulated pulses (1 MHz to 8 MHz) with an amplitude of 500 mV. It can also be used with an amplitude of 1 V.

It shall be inserted in line 311 if it is used as a test line.

NOTE – A pulse modulated at a frequency f (MHz) is a signal defined for a duration of $81 T$ according to the following equation:

$$k = 0 \text{ to } 81, Y_k = \cos^2(4\pi fk/81) \sin^2(\pi k/81),$$

where T is the 20,25 MHz clock period.

3.3.5 Test signal No. 5 (optional)

Test signal No. 5 (see figure 7 and table 5) is designed for the evaluation of low frequency non-linear distortion; it includes an eight-level step function.

It shall be inserted in line 1 if it is used as a test line.

3.3.6 Test signal No. 6 (optional)

Test signal No. 6 (see figure 8 and table 6) is designed for the amplitude frequency response; it is composed of eight frequency bursts (1 MHz to 8 MHz) with an amplitude of 500 mV, preceded by a reference bar. It may also be used with an amplitude of 1 V.

It shall be inserted in line 313 if it is used as a test signal.

4 Video signal measurement

4.1 Distortion measurements using test lines

Distortion measurements using test signals shall be carried out in the presence of one of the five following frame contents:

- program signal,
- 75 % colour bar pattern;
- uniform luminance signal variable from black to white, and chrominance at reference level;
- luminance signal alternating from black to white at a period of 2,5 seconds, chrominance at reference level;
- repetition of test signals on all lines in the signal.

4.1.1 Level measurements

Level or insertion gain measurements can be made on any test line which has a black level or a white level. However, it is recommended that line 624 is used.

4.1.2 Amplitude-frequency response

4.1.2.1 Manual measurement

This measurement is carried out by comparing the level of the eight frequency bursts (1 MHz to 8 MHz) on line 313 with the reference bar at the start of the line. This characteristic may also be evaluated from line 311 using (ΔG) in the chart given in figure 9.

4.1.2.2 *Mesure automatique*

La mesure automatique utilise le signal de vobulation complexe transmis en ligne 624. La réponse amplitude-fréquence est obtenue en comparant le module de la vobulation complexe reçue au module du signal théorique. Les non-linéarités peuvent être minimisées en utilisant les deux polarités et le bruit peut être réduit en prenant la valeur moyenne.

4.1.3 *Réponse phase-fréquence*

4.1.3.1 *Mesure manuelle*

Il est pratiquement impossible de faire ces mesures manuellement.

4.1.3.2 *Mesure automatique*

Cette mesure utilise le signal de vobulation complexe transmis en ligne 624. La réponse phase-fréquence est obtenue en prenant la phase de la transformée de Fourier après correction de la phase parabolique inhérente aux caractéristiques du signal de vobulation.

4.1.4 *Réponse retard de groupe-fréquence*

4.1.4.1 *Mesure manuelle*

L'asymétrie affectant la base de chaque impulsion modulée en amplitude (1 MHz à 8 MHz) de la ligne 311 peut être utilisée pour évaluer la réponse retard de groupe-fréquence en utilisant le graphique de la figure 9 (Tg).

4.1.4.2 *Mesure automatique*

La réponse retard de groupe-fréquence est obtenue en prenant la dérivée de la réponse phase-fréquence obtenue par le signal de vobulation complexe sur la ligne 624.

4.1.5 *Distorsion de durée de l'ordre d'une ligne*

Cette mesure est effectuée avec le signal d'essai décrit à la figure 5a et permet d'évaluer la rampe affectant une ligne de signal au voisinage des transitions du noir au blanc et du blanc au noir.

La pente de la fin du signal (rampe) doit être estimée en faisant une mesure soit sur la ligne 624, soit sur un groupe de 10 à 20 lignes.

Le résultat de la mesure, ramené à un signal de ligne, est exprimé en pourcentage par rapport à l'amplitude crête à crête entre les niveaux noir et blanc.

4.1.6 *Distorsion de courte durée: rapport impulsion/barre*

Cette mesure est effectuée sur la ligne 312 (ou 311 si elle est présente) et consiste à estimer la différence de niveau entre l'impulsion 6T négative crête et le niveau du noir (ou l'impulsion 6T positive et le niveau du blanc).

4.1.7 *Distorsion de courte durée: réponse à une transitoire*

La transitoire 4T de la transition du noir au blanc au commencement de la ligne 312 doit être comparée avec le graphique donné à la figure 10.

4.1.2.2 *Automatic measurement*

The automatic measurement uses the complex wobble signal transmitted in line 624. The amplitude-frequency response is obtained by comparing the module of the received complex wobble signal to the module of the theoretical signal. Non-linearities can be minimized using the two polarities and noise can be reduced by averaging.

4.1.3 *Phase-frequency response*

4.1.3.1 *Manual measurement*

It is practically impossible to carry out this measurement manually.

4.1.3.2 *Automatic measurement*

This measurement uses the complex wobble signal transmitted in line 624. The phase-frequency response is obtained by taking the Fourier transform phase after correction of the parabolic phase inherent to the characteristics of the wobble signal.

4.1.4 *Group delay frequency response*

4.1.4.1 *Manual measurement*

The asymmetry affecting the base of each amplitude modulated impulse (1 MHz to 8 MHz) of line 311 can be used to evaluate the group delay frequency response by using the chart in figure 9 (T_g).

4.1.4.2 *Automatic measurement*

The group delay frequency response is obtained by taking the derivative of the phase-frequency response obtained from the complex wobble signal on line 624.

4.1.5 *Distortion of duration of the order of one line*

This measurement is made with the test signal described in figure 5a and can evaluate the ramp affecting a signal line in the neighbourhood of black to white and white to black transitions.

The slope of the break (ramp) shall be estimated by making a measurement either on line 624, or on a group of 10 to 20 lines.

The result of the measurement, corrected to one signal line, is expressed in per cent relative to the peak-to-peak amplitude between the black and white levels.

4.1.6 *Short duration distortion: pulse/bar ratio*

This measurement is made on line 312 (or 311 if present) and consists of estimating the difference in level between the negative 6T pulse peak and the black level (or the positive 6T pulse and the white level).

4.1.7 *Short time distortion: response to a transient*

The 4T transient of the black to white transition at the beginning of line 312 shall be compared with the chart given in figure 10.

4.1.8 Mesure de la distorsion non linéaire basse fréquence

4.1.8.1 Mesure manuelle

La mesure est effectuée sur un signal en escalier sur la ligne 1 (figure 7) après différenciation. Le résultat est exprimé comme un pourcentage par rapport à l'amplitude des impulsions la plus grande résultant de la différenciation.

4.1.8.2 Mesure automatique

Cette mesure est effectuée sur un signal présentant un flanc montant ou descendant sur la ligne 623 (figure 4).

La méthode proposée consiste à approcher la rampe utilisant la technique du minimum quadratique pour un polynôme de degré K. Une analyse des coefficients du polynôme donne l'information sur la caractéristique non linéaire (quadratique, cubique, etc.).

4.2 Mesures de distorsion non réalisables avec les lignes d'essai

4.2.1 Distorsion de longue durée

La distorsion de longue durée est normalement prise en considération uniquement lorsqu'elle est constituée d'oscillations amorties de très basse fréquence. Elle peut être mesurée en utilisant un signal d'essai quelconque qui peut créer une commutation appropriée de composante moyenne de l'image (un signal de luminance alternant du noir au blanc à une période d'environ 2,5 s est satisfaisant).

Trois caractéristiques peuvent être mesurées:

- l'amplitude crête du signal de la sur-oscillation (exprimée comme un pourcentage de l'amplitude nominale du signal de luminance);
- l'intervalle de temps nécessaire pour que l'amplitude de l'oscillation décroisse dans un rapport donné;
- la pente au commencement du phénomène exprimée en pourcentage par seconde.

4.2.2 Distorsions d'une durée de l'ordre d'une trame

Le signal d'essai recommandé pour cette mesure est tel que:

- la composante chrominance est au niveau du gris;
- la composante luminance est au niveau du blanc dans la première trame (20 ms) et au niveau du noir pendant la trame suivante.

La valeur de la distorsion de trame est obtenue en exprimant la différence entre le niveau maximal du signal de luminance au blanc (V_2) et le niveau mesuré au centre (V_1), en pourcentage. La distorsion est obtenue par la relation:

$$d = \frac{V_2 - V_1}{V_1} \%$$

Dans cette mesure, les 250 μ s au commencement et à la fin de la période correspondant au signal de luminance au blanc sont négligés.

4.1.8 *Measurement of low frequency non-linear distortion*

4.1.8.1 *Manual measurement*

The measurement is made on a step function signal on line 1 (figure 7) after differentiation. The result is expressed as a percentage relative to the largest amplitude of pulses resulting from the differentiation.

4.1.8.2 *Automatic measurement*

This measurement is made on a rising or falling ramp waveform signal on line 623 (figure 4).

The proposed method consists of approaching the ramp using the least squares technique by a polynomial of degree K. An analysis of the polynomial coefficients gives information about the non-linear characteristic (quadratic, cubic, etc.).

4.2 *Distortion measurements not feasible with test lines*

4.2.1 *Long time distortion*

The long time distortion is normally only taken into account when it is in the form of very low frequency damped oscillations. It may be measured using any test signal provided that it can create appropriate switching of the average picture component (a luminance signal alternating from black to white at about 2,5 s will be suitable).

Three characteristics can be measured:

- the peak amplitude of the signal overshoot (expressed as a percentage of the nominal amplitude of the luminance signal);
- the time interval necessary for the oscillation amplitude to decay in a given ratio;
- the slope at the beginning of the phenomenon expressed in percent per second.

4.2.2 *Distortions with a duration of the order of one frame*

The test signal recommended for this measurement is such that:

- the chrominance component is at the grey level;
- the luminance component is at the white level in the first field (20 ms) and at the black level during the next field.

The frame distortion value is obtained by expressing the difference between the maximum luminance signal level at the white (V2) and the level measured at the centre (V1), as a percentage. The distortion is obtained by the relation:

$$d = \frac{V2 - V1}{V1} \%$$

In this measurement, the 250 µs at the beginning and the end of the period corresponding to the luminance signal at white are neglected.

4.3 Mesures de bruit

4.3.1 Bruit aléatoire permanent

La mesure utilise les filtres suivants:

- passe-haut 200 kHz;
- passe-bas 7,5 MHz;
- le filtre de pondération obtenu par homothétie de rapport 1,5 sur la pondération unifiée de l'UIT-R Recommandation 567-3 (voir figure 11).

4.3.1.1 Mesure manuelle

L'appareil de mesure, étant synchronisé au signal, doit être capable de choisir une ligne donnée et de générer une fenêtre de mesure à la suite de la salve duobinaire.

La mesure peut être exécutée sur toute ligne au gris de l'intervalle de suppression trame.

4.3.1.2 Mesure automatique

L'analyse du bruit peut être effectuée sur une ligne d'essai quelconque. Le bruit peut être estimé en effectuant la moyenne d'un grand nombre d'observations d'une même ligne d'essai et en soustrayant cette moyenne à chaque observation. Ces bruits estimés peuvent alors être utilisés pour calculer la densité spectrale du bruit réel et le rapport S/B du signal de luminance.

En pratique, la ligne d'essai 623, qui ne contient pas de hautes fréquences, est utilisée.

4.3.2 Bruit aux basses fréquences

Le bruit aux basses fréquences est mesuré dans la bande de fréquences de 0 à 7,8 kHz, avec un niveau de signal D2-MAC/paquet au gris pleine trame. Cependant, si le filtre passe-bas approprié n'est pas disponible, un filtre passe-bas de 10 kHz peut être utilisé.

4.3.2.1 Mesure manuelle

L'appareil de mesure, étant synchronisé au signal, doit être capable de choisir une ligne donnée et de générer une fenêtre de mesure à la suite de la salve duobinaire.

4.3.2.2 Mesure automatique

Le bruit basse fréquence est mesuré sur la partie MAC du signal. Le bruit haute fréquence est réduit en moyennant la valeur du signal à l'intérieur de chaque ligne. La différence entre cette valeur et la valeur attendue (la plupart du temps 0 V, excepté pour les lignes 23 et 335 qui sont mises au niveau du noir) conduit à 625 valeurs pour chaque trame. La densité de bruit spectral peut donc être estimée par la transformée de Fourier. Calculé sur une trame, le pas d'analyse obtenu est de 25 Hz, permettant la séparation entre les différentes sources de bruit jusqu'à 7,8 kHz.

4.3.3 Evaluation de la performance d'alignement

4.3.3.1 Bruit d'alignement

Le bruit d'alignement est mesuré avec les deux signaux suivants:

- une pleine trame au niveau du gris signal D2-MAC/paquet;
- un signal de bruit blanc large bande ajouté, produisant une entrée S/B donnée (par exemple 50 dB pondéré).

4.3 Noise measurements

4.3.1 Continuous random noise

The measurement makes use of the following filters:

- high pass 200 kHz;
- low pass 7,5 MHz;
- the weighting filter obtained by similarity at a ratio of 1,5 on the unified weighting in ITU-R Recommendation 567-3 (see figure 11).

4.3.1.1 Manual measurement

The measurement equipment, being synchronized to the signal, shall be able to choose a given line and to generate a measurement window after the duobinary burst.

The measurement may be carried out on any grey line of the frame blanking interval.

4.3.1.2 Automatic measurement

The noise analysis may be made on any test line. Noise may be estimated by taking the mean of a large number of observations of a single test line and subtracting this mean from each observation. These estimated noises can then be used to calculate the spectral density of the real noise and the S/N ratio of the luminance signal.

In practice, test line 623, which does not contain any high frequencies, is used.

4.3.2 Low frequency noise

Low frequency noise is measured in the frequency band 0 to 7,8 kHz, with a full frame grey level D2-MAC/packet signal. However, if the appropriate low-pass filter is not available, a 10 kHz low-pass filter may be used.

4.3.2.1 Manual measurement

The measurement equipment, being synchronized to the signal, shall be able to choose a given line and to generate a measurement window after the duobinary burst.

4.3.2.2 Automatic measurement

Low frequency noise is measured on the MAC part of the signal. High frequency noise is reduced by averaging the signal value within each line. The difference between this value and the expected value (mostly 0 V, except for lines 23 and 335 which are put to black level) leads to 625 values in each frame. Therefore, the spectral noise density can be estimated by Fourier transform. Computed on one frame, the obtained analysis pitch is 25 Hz, allowing separation between the different sources of noise up to 7,8 kHz.

4.3.3 Clamping performance evaluation

4.3.3.1 Clamp noise

The clamp noise is measured with the two following signals:

- a full frame grey level D2-MAC/packet signal;
- a broadband additive white noise signal, resulting in a given input S/N (e.g. 50 dB weighted).

Trois mesures sont réalisées dans la bande de fréquence de 0 à 7,8 kHz:

- mesure de bruit à la sortie de l'équipement avec le signal de bruit blanc ajouté: $Bs1$;
- mesure de bruit à l'entrée de l'équipement avec le signal de bruit blanc ajouté: Be ;
- mesure de bruit à la sortie de l'équipement, sans le signal de bruit blanc ajouté à l'entrée: $Bs2$.

Le bruit d'alignement pour le rapport S/B donné est alors calculé comme suit:

$$Bc = -10 \lg (10^{-Bs1/10} - 10^{-Be/10} - 10^{-Bs2/10})$$

4.3.3.2 Défaut de l'alignement

La méthode consiste à ajouter un signal sinusoïdal au signal d'entrée et à mesurer le rapport d'atténuation du signal ajouté à la sortie en décibels.

Les caractéristiques du signal sinusoïdal sont les suivantes:

- fréquence: 50 Hz;
- niveau crête à crête: 150 mV.

4.3.4 Interférence

La mesure est exécutée en utilisant une trame au gris. Deux configurations sont considérées.

a) Interférence sinusoïdale unique

Le niveau d'interférence doit être comparé avec un gabarit donnant l'amplitude maximale permise en fonction de la fréquence (voir figures B.3 et B.4).

b) Brouilleurs multiples à différentes fréquences

Quand il y a trois interférences ou moins, le niveau de chacune doit être inférieur à la valeur donnée par le gabarit.

Quand le nombre d'interférences N est supérieur à 3, la relation suivante doit être satisfaite:

$$\sum_{i=1}^N \frac{a_i(f)}{r_i(f)} \leq 1$$

où

$a_i(f)$ est l'amplitude de la i^{e} interférence à la fréquence f ,

$r_i(f)$ est l'amplitude maximale permise pour une interférence unique à la fréquence f (gabarit).

4.3.4.1 Mesure manuelle

La mesure peut être exécutée en utilisant un analyseur de spectre bande de base, à condition que les salves duobinaires soient supprimées par un appareil approprié.

4.3.4.2 Mesure automatique

Un examen de la densité spectrale du signal permet de séparer les interférences du bruit erratique et de calculer le rapport signal à interférence à partir des relations précédentes.

4.3.5 Bruit impulsif

Le bruit impulsif est lié à l'utilisation de la modulation de fréquence et il peut être caractérisé en utilisant une notion de seuil.

Three measurements are realized in the frequency band of 0 to 7,8 kHz:

- noise measurement at the output of the equipment with the additive white noise signal: $Bs1$;
- noise measurement at the input of the equipment with the additive white noise signal: Be ;
- noise measurement at the output of the equipment, without the additive white noise signal at the input: $Bs2$.

Clamping noise for the given S/N ratio is then calculated as:

$$Bc = -10 \lg (10^{-Bs1/10} + 10^{-Be/10} + 10^{-Bs2/10})$$

4.3.3.2 Clamping impairment

The method consists of adding a sine signal to the input signal and measuring the attenuation ratio of the added signal at the output in decibels.

The sine signal characteristics are:

- frequency: 50 Hz;
- peak-to-peak level: 150 mV.

4.3.4 Interferences

The measure is carried out using a grey frame. Two configurations are considered.

a) Single sinusoidal interference

The interference level shall be compared with a chart giving the maximum allowable amplitude as a function of the frequency (see figures B.3 and B.4).

b) Multiple interference units with different frequencies

When there are three or less interferences, the level of each shall be less than the value given by the chart.

When the number of interferences N is greater than 3, the following relation shall be satisfied:

$$\sum_{i=1}^N \frac{a_i(f)}{r_i(f)} \leq 1$$

where

$a_i(f)$ is the amplitude of the i th interference at frequency f ,

$r_i(f)$ is the maximum allowable amplitude for a single interference at frequency f (chart).

4.3.4.1 Manual measurement

The measurement may be carried out using a baseband spectral analyzer, provided that duobinary bursts are eliminated by an appropriate instrument.

4.3.4.2 Automatic measurement

An examination of the signal spectral density can separate erratic noise interference and calculate the signal to interference ratio making use of the previous relations.

4.3.5 Impulse noise

Impulse noise is related to the use of frequency modulation and it can be characterized using a threshold concept.

Le seuil d'un démodulateur de fréquence est défini comme la valeur du rapport C/N correspondant à un écart de 1 dB entre la valeur du rapport S/B mesuré et la valeur théorique calculée à partir de la relation donnée en A.3.1.1.

En général, cette mesure est effectuée en présence d'une porteuse non modulée et la valeur obtenue n'est pas directement reliée à la dégradation subjective de la qualité de l'image.

Il est donc nécessaire de définir une autre mesure qui tienne compte de la modulation et qui prenne en compte le phénomène de troncature du spectre dans le filtre de réception. La mesure proposée, appelée seuil dynamique, consiste à moduler la porteuse pendant la durée du signal analogique par un signal sinusoïdal de fréquence élevée (par exemple 7 MHz) et de grande amplitude (1 V) qui donne le maximum de déviation de fréquence après modulation. Le signal modulant est éliminé à la sortie du démodulateur de fréquence par un filtre passe-bas. Ce seuil dynamique est décrit comme ci-dessus, comme la valeur du rapport C/N correspondant à une différence de 1 dB entre le S/B mesuré et le S/B théorique dû au bruit Gaussien aléatoire seul.

En conséquence, les performances d'un démodulateur de fréquence au niveau du seuil sont exprimées par les deux valeurs du seuil statique (en présence d'une porteuse non modulée) et le seuil dynamique (porteuse modulée par un signal modulé à 7 MHz avec une amplitude de 1 V c.c.). La méthode proposée consiste à mesurer le rapport S/B non pondéré dans une bande de 5 MHz (avec et sans modulation) et en déduire les deux valeurs du seuil.

5 Méthodes de mesure sur le signal de données

5.1 Taux d'erreur de bit

Le taux d'erreur de bit peut être mesuré en utilisant l'un des trois différents principes suivants:

- l'utilisation d'un générateur spécial qui exclut la mesure sur programme réel, mais permet d'utiliser l'ensemble du canal de transmission;
- la mesure sur programme réel en utilisant les redondances ou les parties communes du signal (mots de synchronisation, code de Golay sur les en-têtes de paquets, faux paquets);
- la mesure du taux de viol du code duobinaire qui offre l'avantage des deux méthodes précédentes. Elle consiste à utiliser les redondances du code duobinaire et donne une excellente estimation du taux d'erreur.

5.2 Diagramme de l'œil

5.2.1 Mesure manuelle

Cette mesure est effectuée en utilisant un oscilloscope synchronisé en ligne. Le diagramme doit être inscrit dans un gabarit donné ou son ouverture verticale et son ouverture horizontale peuvent être mesurées en pourcentage par rapport aux instants et aux amplitudes caractéristiques estimées du signal duobinaire.

5.2.2 Mesure automatique

Cette mesure consiste à rechercher la ou les enveloppes internes du diagramme de l'œil correspondant à un taux d'erreur donné. Par exemple, un taux d'erreur de 10^{-3} , valeur généralement adoptée pour définir l'interruption de service, peut être choisi.

5.3 Mesure équivalente de dégradation

Dans la plupart des cas, le signal reçu est virtuellement sans erreur. La mesure du taux d'erreur peut confirmer cette situation, mais elle ne donne pas d'information sur la marge disponible.

The threshold of a frequency demodulator is defined as the C/N ratio corresponding to a difference of 1 dB between the value of the measured S/N ratio and the theoretical value calculated using the relation given in A.3.1.1.

In general, this measurement is made in the presence of an unmodulated carrier and the value obtained is not directly related to subjective degradation of the picture quality.

It is therefore necessary to define another measurement which takes modulation into account and which can include the spectrum truncation phenomenon in the reception filter. The proposed measurement called dynamic threshold consists of modulating the carrier throughout the analog signal duration by a high frequency (for example 7 MHz) and high amplitude (1 V) sinusoidal signal which gives maximum frequency shift after modulation. The modulating signal is eliminated at the output of the frequency demodulator by a low-pass filter. This dynamic threshold is described as above, as the value of the C/N ratio corresponding to a difference of 1 dB between measured S/N and the theoretical S/N for Gaussian random noise alone.

Consequently, the performances of a frequency demodulator at the threshold value will be expressed by the two values of the static threshold (in the presence of an unmodulated carrier) and the dynamic threshold (carrier modulated by a sinusoidal signal at 7 MHz with amplitude 1 V d.c.). The method proposed consists of measuring the unweighted S/N ratio in a 5 MHz band (with and without modulation) and using it to deduce the two threshold values.

5 Measurement methods on the data signal

5.1 Bit error rate

The bit error rate may be measured using one of three different principles:

- the use of a special generator, which excludes measurement on real program but makes it possible to use the entire transmission channel;
- measurement on real program using redundancies or common parts of the signal (synchronization words, Golay code on packet headers, dummy packets);
- the measurement of duobinary code violation rate provides the advantages of the two previous methods. It consists of using redundancies in the duobinary code and gives an excellent estimation of the bit error ratio.

5.2 Eye diagram

5.2.1 Manual measurement

This measurement is made using a synchronized oscilloscope on line. The diagram shall be inscribed in a given chart or its vertical opening and horizontal opening may be measured as a percentage of estimated characteristic times and amplitudes of the duobinary signal.

5.2.2 Automatic measurement

This measurement consists of searching for the internal envelope(s) of the eye diagram corresponding to a given bit error ratio. For example, $BER=10^{-3}$, generally adopted to define service interruption, may be chosen.

5.3 Equivalent degradation measurement

In most cases, the received signal is virtually error free. The BER measurement can confirm this situation, but give no information about the available margin.

Cette marge peut être évaluée en ajoutant un bruit aléatoire Gaussien au signal bande de base et en traçant une courbe indiquant le taux d'erreur en fonction du niveau du bruit. Pour un taux d'erreur donné, par définition, la différence entre le rapport signal/bruit mesuré pour 5 MHz de bande et celui donné par la théorie donne la dégradation équivalente.

La courbe théorique du taux d'erreur en fonction du rapport S/B non pondéré est donnée à la figure 12.

La dégradation équivalente doit être mesurée même dans le cas où le taux résiduel d'erreurs atteint 10^{-4} sans adjonction de bruit. Les erreurs dépendent de la nature du bruit ou des distorsions et la dégradation équivalente peut rester basse même dans ces conditions (par exemple si les erreurs résiduelles sont dues aux bruits impulsifs en réception satellite ou si le signal numérique a été régénéré à la tête du réseau).

5.3.1 Mesure manuelle

Cette mesure nécessite de disposer d'un appareil de mesure du taux d'erreur (ou du taux de viol) et d'un générateur de bruit blanc Gaussien, appliqué à la bande de base.

5.3.2 Mesure automatique

Deux méthodes peuvent être utilisées, qui donnent un résultat équivalent.

a) Addition de bruit au signal

Un bruit Gaussien est filtré au-delà de 5 MHz et ajouté au signal D2-MAC en bande de base. Son niveau est alors automatiquement ajusté de manière que le taux d'erreur mesuré soit de l'ordre de 10^{-4} .

b) Variation des seuils de décodage

Il peut être démontré qu'il existe une relation entre le taux d'erreur dû au décalage des seuils et le taux d'erreur dû au bruit ajouté. Le taux d'erreur en fonction du niveau de bruit est obtenu en faisant le produit de convolution du taux d'erreur en fonction des seuils par la densité de probabilité du bruit.

5.4 Marge de fonctionnement

La marge de fonctionnement à un taux d'erreur donné est obtenue par comparaison du rapport S/B du système au rapport S/B avec un bruit ajouté correspondant au taux d'erreur choisi.

S/B mesuré-----	----- S/B reçu sans bruit ajouté
Marge de fonctionnement-----	----- S/B reçu avec bruit ajouté correspondant au taux d'erreur choisi
Dégradation équivalente-----	----- S/B théorique pour le taux d'erreur choisi

This margin can be evaluated by adding Gaussian random noise to the baseband signal and plotting a curve showing the bit error rate as a function of the noise level. For a given bit error rate, by definition, the difference between the measured signal/noise ratio for a 5 MHz band and that given by theory gives the equivalent degradation.

The theoretical bit error ratio curve as a function of the unweighted S/N ratio is given in figure 12.

The equivalent degradation shall be measured even in the case where the residual error rate reaches 10^{-4} with no added noise. Errors depend on the nature of the noise or distortions and the equivalent degradation may remain low even under these conditions (for example if residual errors are due to impulsive noises in satellite reception or if the digital signal was regenerated at the network head).

5.3.1 Manual measurement

This measurement requires the availability of an instrument for measuring the bit error rate (or violation rate) and a white Gaussian noise generator applied to the baseband.

5.3.2 Automatic measurement

Two methods can be used and will produce equivalent results:

a) Addition of noise to the signal

Gaussian noise is filtered beyond 5 MHz and added to the D2-MAC baseband signal. Its level is then automatically adjusted such that the measured bit error rate is of the order of 10^{-4} .

b) Variation of decoding thresholds

It may be demonstrated that there is a relation between the bit error rate due to shifting thresholds and the error rate due to added noise. The error rate as a function of the noise level is obtained by taking the convolution product of the bit error rate as a function of the thresholds by the noise probability density.

5.4 Operating margin

The operating margin at a given bit error rate is obtained by comparing the S/N ratio of the system to the S/N ratio with added noise corresponding to the selected bit error rate.

Measured S/N -----	-----	Received S/N with no added noise
Operating margin-----	-----	Received S/N with added noise corresponding to the selected BER
Equivalent degradation-----	-----	Theoretical S/N for the selected BER

Tableau 1 – Définition du signal n° 1, ligne 312

Tableau 1a – Trames paires

K	Niveau absolu ou niveau de transition
255 à 612	Niveau 0 mV
612 à 616	Transition de 0 mV à –500 mV
616 à 773	Niveau –500 mV
773 à 779	Impulsion (base –500 mV, crête +500 mV)
779 à 936	Niveau –500 mV
936 à 940	Transition de –500 mV à +500 mV
940 à 1097	Niveau +500 mV
1097 à 1103	Impulsion (base +500 mV, crête –500 mV)
1103 à 1260	Niveau +500 mV
1260 à 1264	Transition de +500 mV à 0 mV
1264 à 1292	Niveau 0 mV

Tableau 1b – Trames impaires

K	Niveau absolu ou niveau de transition
255 à 612	Niveau 0 mV
612 à 616	Transition de 0 mV à +500 mV
616 à 936	Niveau +500 mV
936 à 940	Transition de +500 mV à –500 mV
940 à 1260	Niveau –500 mV
1260 à 1264	Transition de –500 mV à 0 mV
1264 à 1292	Niveau 0 mV

Tableau 2 – Définition du signal n° 2, ligne 623

Tableau 2a – Trames paires

K	Niveau absolu ou niveau de transition
255 à 244	Niveau 0 mV
244 à 248	Transition de 0 mV à –500 mV
248 à 268	Niveau –500 mV
268 à 1268	Rampe de –500 mV à +500 mV
1268 à 1274	Niveau +500 mV
1274 à 1278	Transition de +500 mV à 0 mV
1278 à 1292	Niveau 0 mV

Tableau 2b – Trames impaires

K	Niveau absolu ou niveau de transition
255 à 244	Niveau 0 mV
244 à 248	Transition de 0 mV à +500 mV
248 à 268	Niveau +500 mV
268 à 1268	Rampe de +500 mV à –500 mV
1268 à 1274	Niveau –500 mV
1274 à 1278	Transition de –500 mV à 0 mV
1278 à 1292	Niveau 0 mV

Table 1 – Definition of signal No. 1, line 312**Table 1a – Even frames**

K	Absolute level or transition level
255 to 612	Level 0 mV
612 to 616	Transition from 0 mV to –500 mV
616 to 773	Level –500 mV
773 to 779	Impulse (base –500 mV, peak +500 mV)
779 to 936	Level –500 mV
936 to 940	Transition from –500 mV to +500 mV
940 to 1097	Level +500 mV
1097 to 1103	Impulse (base +500 mV, peak –500 mV)
1103 to 1260	Level +500 mV
1260 to 1264	Transition from +500 mV to 0 mV
1264 to 1292	Level 0 mV

Tableau 1b – Odd frames

K	Absolute level or transition level
255 to 612	Level 0 mV
612 to 616	Transition from 0 mV to +500 mV
616 to 936	Level +500 mV
936 to 940	Transition from +500 mV to –500 mV
940 to 1260	Level –500 mV
1260 to 1264	Transition from –500 mV to 0 mV
1264 to 1292	Level 0 mV

Table 2 – Definition of signal No. 2, line 623**Table 2a – Even frames**

K	Absolute level or transition level
255 to 244	Level 0 mV
244 to 248	Transition from 0 mV to –500 mV
248 to 268	Level –500 mV
268 to 1268	Ramp from –500 mV to +500 mV
1268 to 1274	Level +500 mV
1274 to 1278	Transition from +500 mV to 0 mV
1278 to 1292	Level 0 mV

Table 2b – Odd frames

K	Absolute level or transition level
255 to 244	Level 0 mV
244 to 248	Transition from 0 mV to +500 mV
248 to 268	Level +500 mV
268 to 1268	Ramp from +500 mV to –500 mV
1268 to 1274	Level –500 mV
1274 to 1278	Transition from –500 mV to 0 mV
1278 to 1292	Level 0 mV

Tableau 3 – Définition du signal n° 3, ligne 624

Tableau 3a – Définition du signal n° 3a, ligne 624

Niveaux de référence

K	Niveau absolu ou niveau de transition
255 à 370	Niveau 0 mV
370 à 374	Transition de 0 mV à –500 mV
374 à 532	Niveau –500 mV
532 à 536	Transition de –500 mV à +500 mV
536 à 694	Niveau +500 mV
694 à 698	Transition de +500 mV à 0 mV
698 à 739	Niveau 0 mV

Tableau 3b – Définition du signal n° 3b, ligne 624

K	Niveau absolu ou niveau de transition
255 à 370	Niveau 0 mV
370 à 374	Transition de 0 mV à +500 mV
374 à 532	Niveau +500 mV
532 à 536	Transition de +500 mV à –500 mV
536 à 694	Niveau –500 mV
694 à 698	Transition de –500 mV à 0 mV
698 à 739	Niveau 0 mV

Vobulation complexe

K – 739 à 1251: +250 mV, partie réelle en trames paires, partie imaginaire en trames impaires.
K – 1251 à 1292: niveau 0 mV

Tableau 4 – Définition du signal n° 4, ligne 311

K	Niveau absolu ou niveau de transition
255 à 244	Niveau 0 mV
244 à 248	Transition de 0 mV à 250 mV
248 à 324	Niveau +250 mV
324 à 330	Impulsion (base 250 mV, crête –250 mV)
330 à 406	Niveau +250 mV
406 à 410	Transition de +250 mV à –250 mV
410 à 486	Niveau –250 mV
486 à 492	Impulsion (base –250 mV, crête +250 mV)
492 à 607	Niveau –250 mV
607 à 688	Impulsion modulée à 1 MHz
688 à 690	Niveau –250 mV
690 à 771	Impulsion modulée à 2 MHz
771 à 773	Niveau –250 mV
773 à 854	Impulsion modulée à 3 MHz
854 à 856	Niveau –250 mV
856 à 937	Impulsion modulée à 4 MHz
937 à 939	Niveau –250 mV
939 à 1020	Impulsion modulée à 5 MHz
1020 à 1022	Niveau –250 mV
1022 à 1103	Impulsion modulée à 6 MHz
1103 à 1105	Niveau –250 mV
1105 à 1186	Impulsion modulée à 7 MHz
1186 à 1188	Niveau – 50 mV
1188 à 1269	Impulsion modulée à 8 MHz
1269 à 1274	Niveau –250 mV
1274 à 1278	Transition de –250 mV à 0 mV
1278 à 1292	Niveau 0 mV

Table 3 – Definition of signal No. 3, line 624**Table 3a – Definition of signal No. 3a, line 624****Reference levels**

K	Absolute level or transition level
255 to 370	Level 0 mV
370 to 374	Transition from 0 mV to –500 mV
374 to 532	Level –500 mV
532 to 536	Transition from –500 mV to +500 mV
536 to 694	Level +500 mV
694 to 698	Transition from +500 mV to 0 mV
698 to 739	Level 0 mV

Table 3b – Definition of signal no. 3b, line 624

K	Absolute level or transition level
255 to 370	Level 0 mV
370 to 374	Transition from 0 mV to +500 mV
374 to 532	Level +500 mV
532 to 536	Transition from +500 mV to –500 mV
536 to 694	Level –500 mV
694 to 698	Transition from –500 mV to 0 mV
698 to 739	Level 0 mV

Complex wobbleulation

K – 739 to 1251: +250 mV, real part in even frames, imaginary part in odd frames.

K – 1251 to 1292: level 0 mV

Table 4 – Definition of signal No. 4, line 311

K	Absolute level or transition level
255 to 244	Level 0 mV
244 to 248	Transition from 0 mV to 250 mV
248 to 324	Level +250 mV
324 to 330	Impulse (base 250 mV, peak –250 mV)
330 to 406	Level +250 mV
406 to 410	Transition from +250 mV to –250 mV
410 to 486	Level –250 mV
486 to 492	Impulse (base –250 mV, peak +250 mV)
492 to 607	Level –250 mV
607 to 688	Impulse modulated at 1 MHz
688 to 690	Level –250 mV
690 to 771	Impulse modulated at 2 MHz
771 to 773	Level –250 mV
773 to 854	Impulse modulated at 3 MHz
854 to 856	Level –250 mV
856 to 937	Impulse modulated at 4 MHz
937 to 939	Level –250 mV
939 to 1020	Impulse modulated at 5 MHz
1020 to 1022	Level –250 mV
1022 to 1103	Impulse modulated at 6 MHz
1103 to 1105	Level –250 mV
1105 to 1186	Impulse modulated at 7 MHz
1186 to 1188	Level –250 mV
1188 to 1269	Impulse modulated at 8 MHz
1269 to 1274	Level –250 mV
1274 to 1278	Transition from –250 mV at 0 mV
1278 to 1292	Level 0 mV

Tableau 5 – Définition du signal n° 5, ligne 1

K	Niveau absolu ou niveau de transition
255 à 598	Niveau 0 mV
598 à 602	Transition de 0 mV à –500 mV
602 à 674	Niveau –500 mV
674 à 678	Transition de –500 mV à –375 mV
678 à 749	Niveau –375 mV
749 à 753	Transition de –375 mV à –250 mV
753 à 824	Niveau –250 mV
824 à 828	Transition de –250 mV à –125 mV
828 à 899	Niveau –125 mV
899 à 903	Transition de –125 mV à 0 mV
903 à 974	Niveau 0 mV
974 à 978	Transition de 0 mV à +125 mV
978 à 1049	Niveau +125 mV
1049 à 1053	Transition de +125 mV à +250 mV
1053 à 1124	Niveau +250 mV
1124 à 1128	Transition de +250 mV à +375 mV
1128 à 1199	Niveau +375 mV
1199 à 1203	Transition de +375 mV à +500 mV
1203 à 1274	Niveau +500 mV
1274 à 1278	Transition de +500 mV à 0 mV
1278 à 1292	Niveau 0 mV

Tableau 6 – Définition du signal n° 6, ligne 313

K	Niveau absolu ou niveau de transition
225 à 244	Niveau 0 mV
244 à 248	Transition de 0 mV à –250 mV
248 à 365	Niveau –250 mV
365 à 369	Transition de –250 mV à +250 mV
369 à 486	Niveau +250 mV
486 à 490	Transition de +250 mV à 0 mV
490 à 607	Niveau 0 mV
607 à 688	Salve 1 MHz
688 à 690	Niveau 0 mV
690 à 771	Salve 2 MHz
771 à 773	Niveau 0 mV
773 à 854	Salve 3 MHz
854 à 856	Niveau 0 mV
856 à 937	Salve 4 MHz
937 à 939	Niveau 0 mV
939 à 1020	Salve 5 MHz
1020 à 1022	Niveau 0 mV
1022 à 1103	Salve 6 MHz
1103 à 1105	Niveau 0 mV
1105 à 1186	Salve 7 MHz
1186 à 1188	Niveau 0 mV
1188 à 1269	Salve 8 MHz
1269 à 1292	Niveau 0 mV

Table 5 – Definition of signal No. 5, line 1

K	Absolute level or transition level
255 to 598	Level 0 mV
598 to 602	Transition from 0 mV to –500 mV
602 to 674	Level –500 mV
674 to 678	Transition from –500 mV to –375 mV
678 to 749	Level –375 mV
749 to 753	Transition from –375 mV to –250 mV
753 to 824	Level –250 mV
824 to 828	Transition from –250 mV to –125 mV
828 to 899	Level –125 mV
899 to 903	Transition from –125 mV to 0 mV
903 to 974	Level 0 mV
974 to 978	Transition from 0 mV to +125 mV
978 to 1049	Level +125 mV
1049 to 1053	Transition from +125 mV to +250 mV
1053 to 1124	Level +250 mV
1124 to 1128	Transition from +250 mV to +375 mV
1128 to 1199	Level +375 mV
1199 to 1203	Transition from +375 mV to +500 mV
1203 to 1274	Level +500 mV
1274 to 1278	Transition from +500 mV to 0 mV
1278 to 1292	Level 0 mV

Table 6 – Definition of signal No. 6, line 313

K	Absolute level or transition level
225 to 244	Level 0 mV
244 to 248	Transition from 0 mV to –250 mV
248 to 365	Level –250 mV
365 to 369	Transition from –250 mV to +250 mV
369 to 486	Level +250 mV
486 to 490	Transition from +250 mV to 0 mV
490 to 607	Level 0 mV
607 to 688	Burst 1 MHz
688 to 690	Level 0 mV
690 to 771	Burst 2 MHz
771 to 773	Level 0 mV
773 to 854	Burst 3 MHz
854 to 856	Level 0 mV
856 to 937	Burst 4 MHz
937 to 939	Level 0 mV
939 to 1020	Burst 5 MHz
1020 to 1022	Level 0 mV
1022 to 1103	Burst 6 MHz
1103 to 1105	Level 0 mV
1105 to 1186	Burst 7 MHz
1186 to 1188	Level 0 mV
1188 to 1269	Burst 8 MHz
1269 to 1292	Level 0 mV

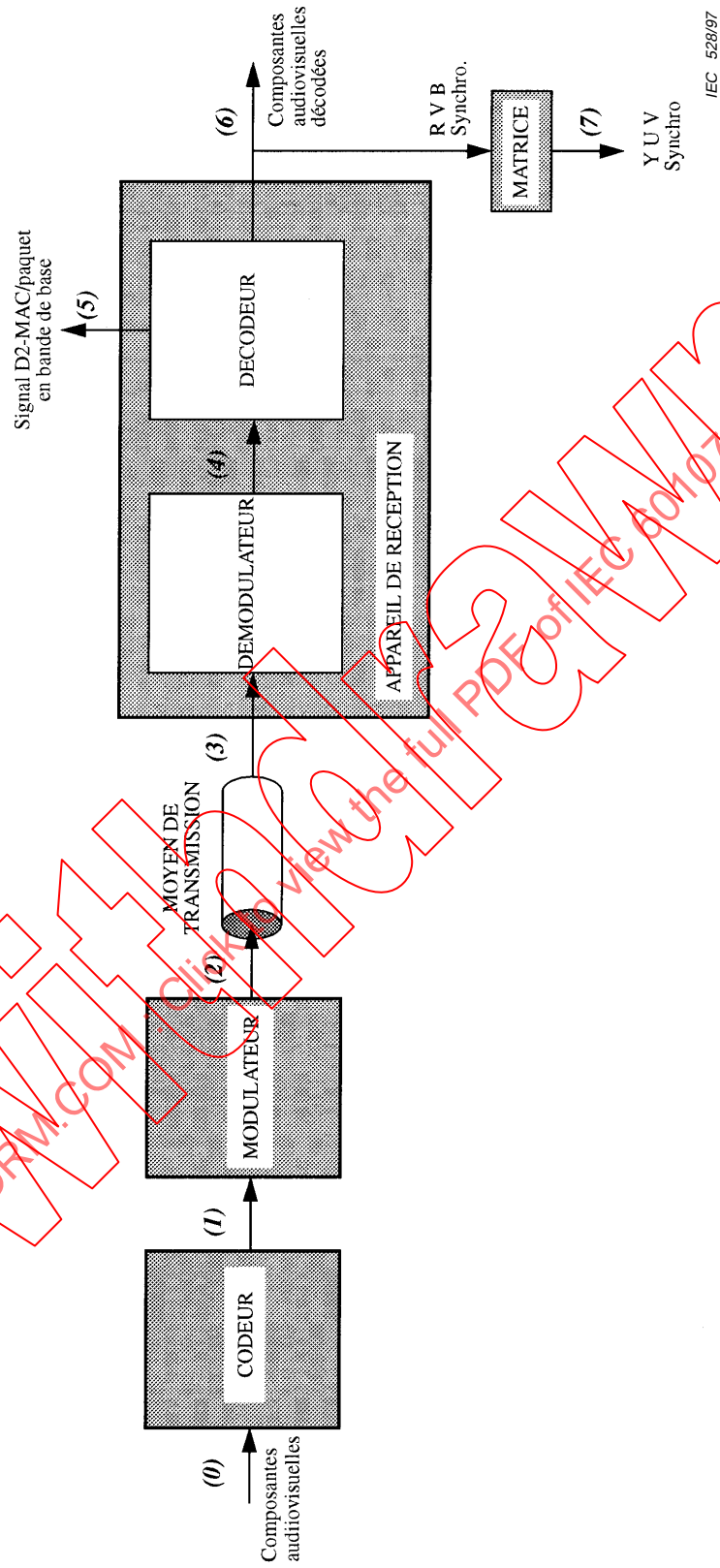


Figure 1 – Schéma de principe de la chaîne de référence fictive

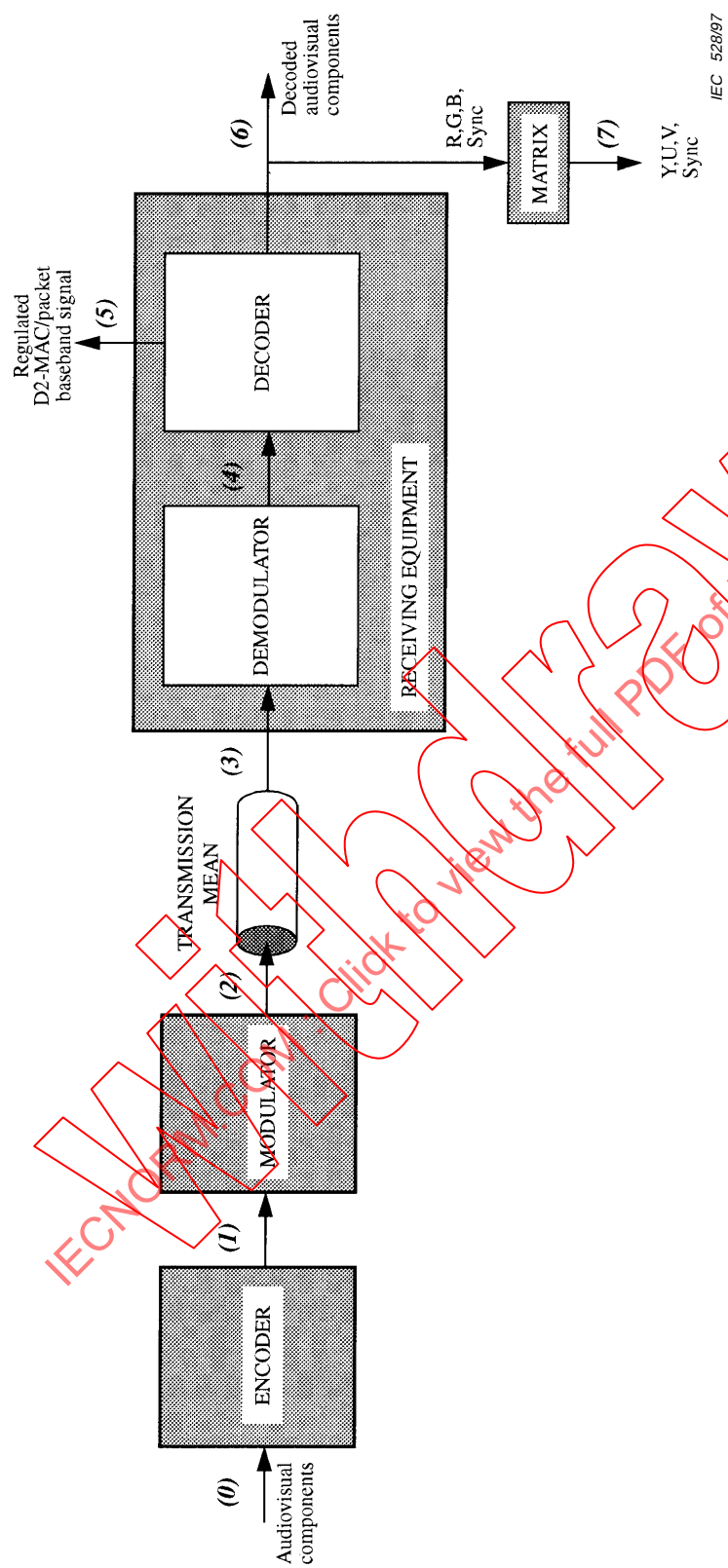


Figure 1 – Hypothetical reference chain notional block diagram

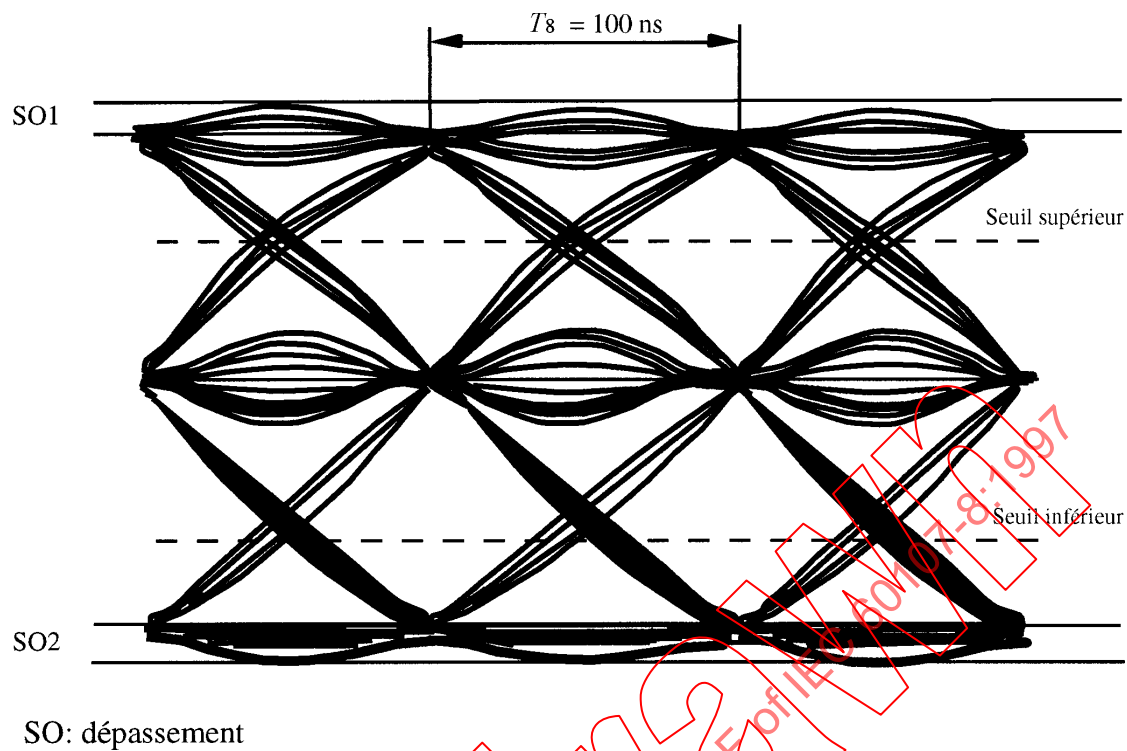
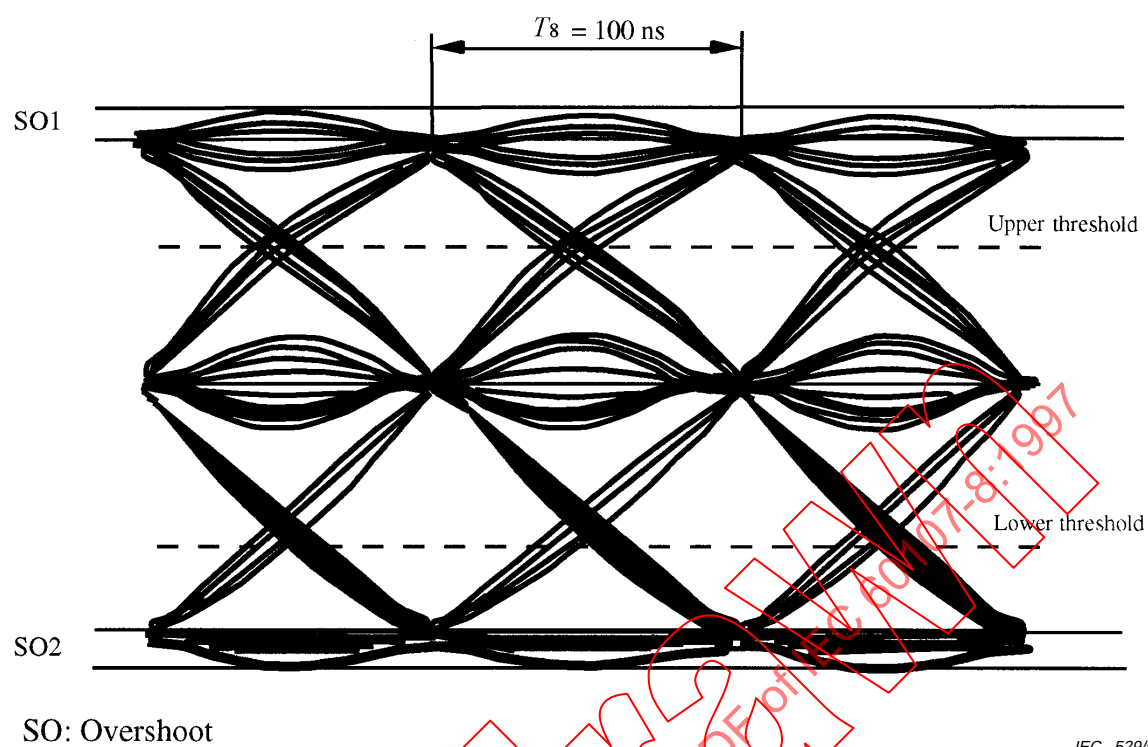


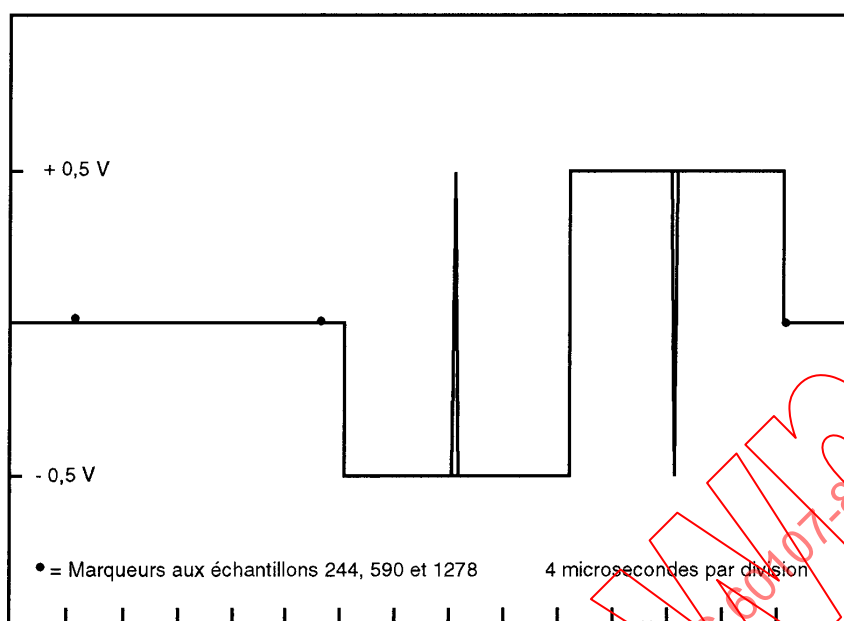
Figure 2 – Diagramme de l'œil pour le signal duobinaire

IEC 529/97



IEC 529/97

Figure 2 – Eye diagram for the duobinary signal



IEC 530/97

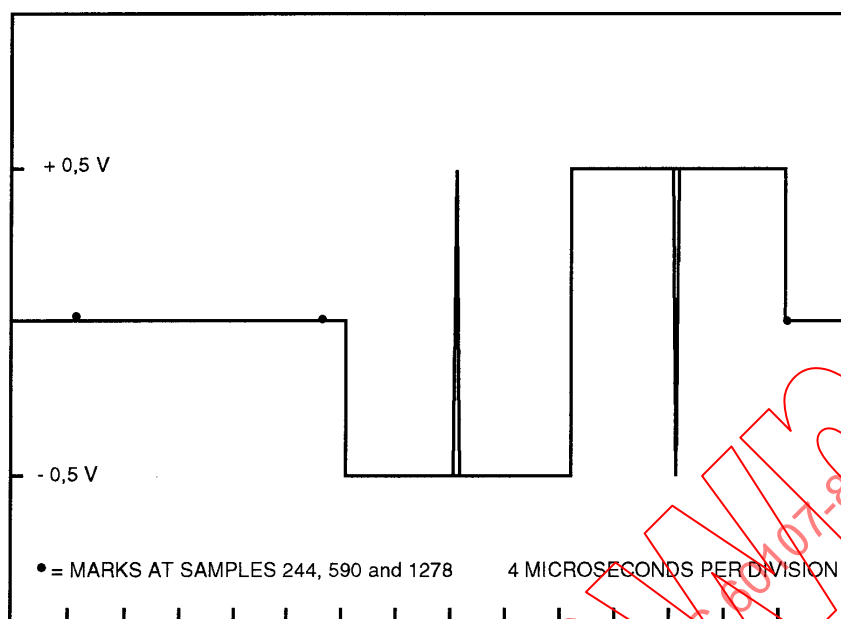
Figure 3a – Trames paires



IEC 531/97

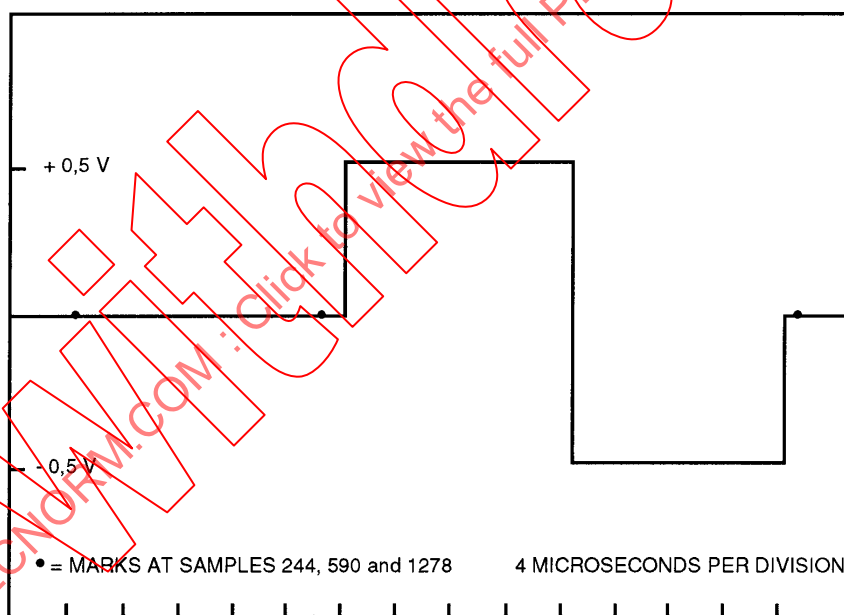
Figure 3b – Trames impaires

Figure 3 – Signal d'essai n° 1, ligne 312



IEC 530/97

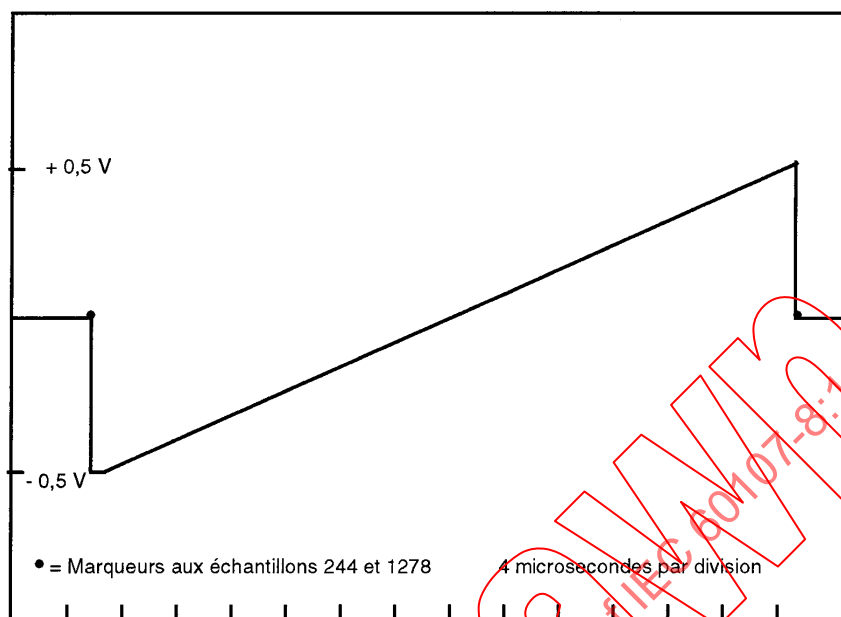
Figure 3a – Even frames



IEC 531/97

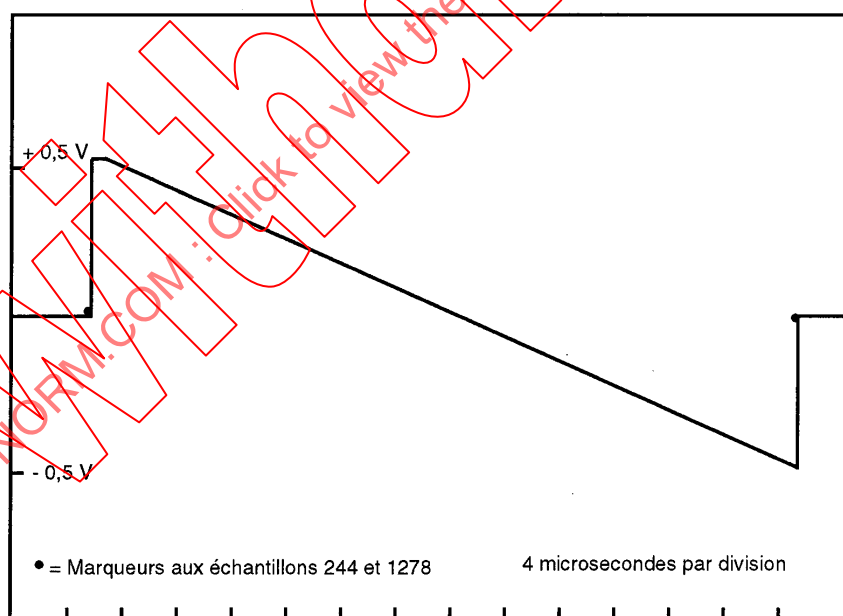
Figure 3b – Odd frames

Figure 3 – Test signal No. 1, line 312



IEC 532/97

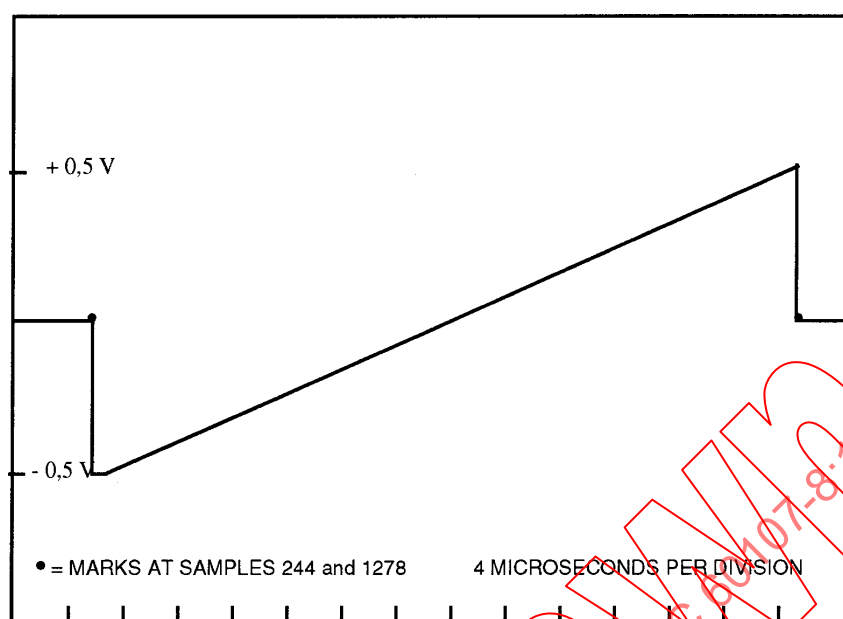
Figure 4a – Trames paires



IEC 533/97

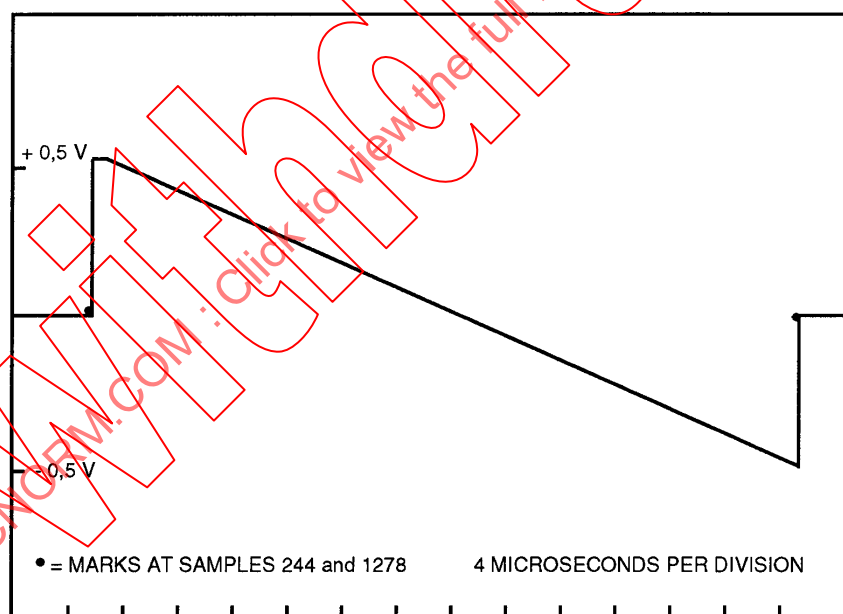
Figure 4b – Trames impaires

Figure 4 – Signal d'essai n° 2, ligne 623



IEC 532/97

Figure 4a – Even frames



IEC 533/97

Figure 4b – Odd frames

Figure 4 – Test signal No. 2, line 623

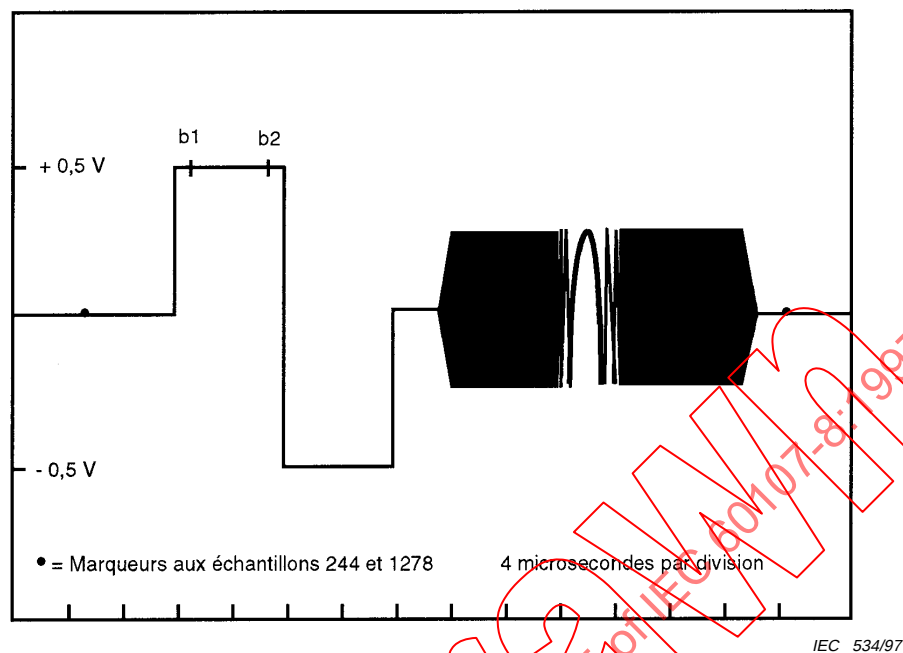


Figure 5a – Trames paires

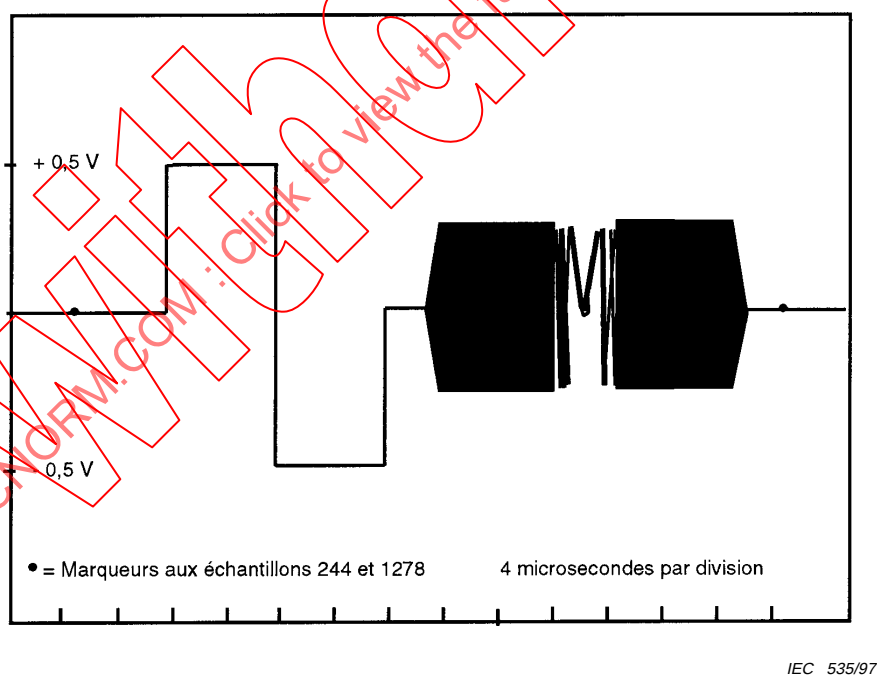


Figure 5b – Trames impaires

Figure 5 – Signal d'essai n° 3, ligne 624, polarité positive

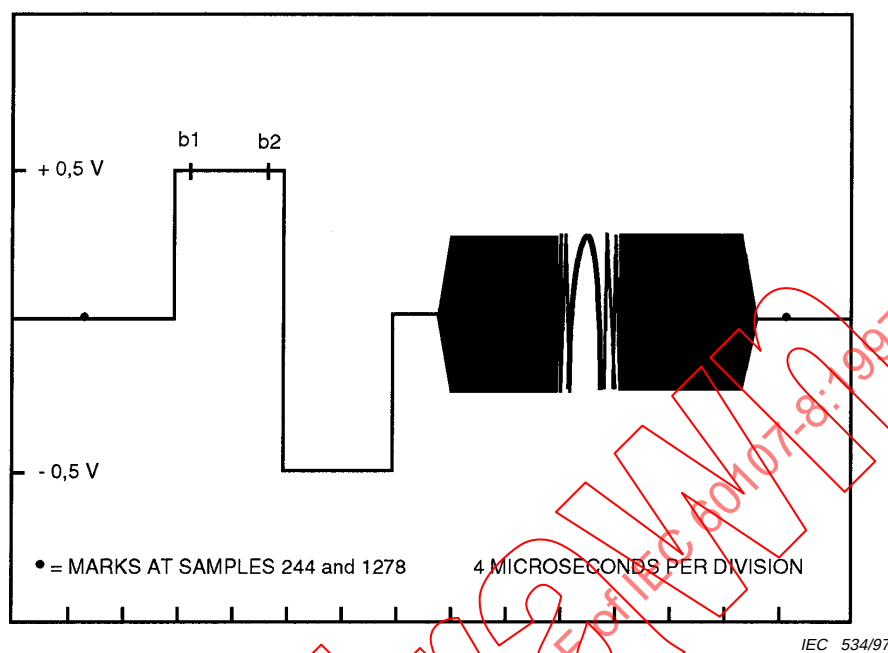


Figure 5a – Even frames

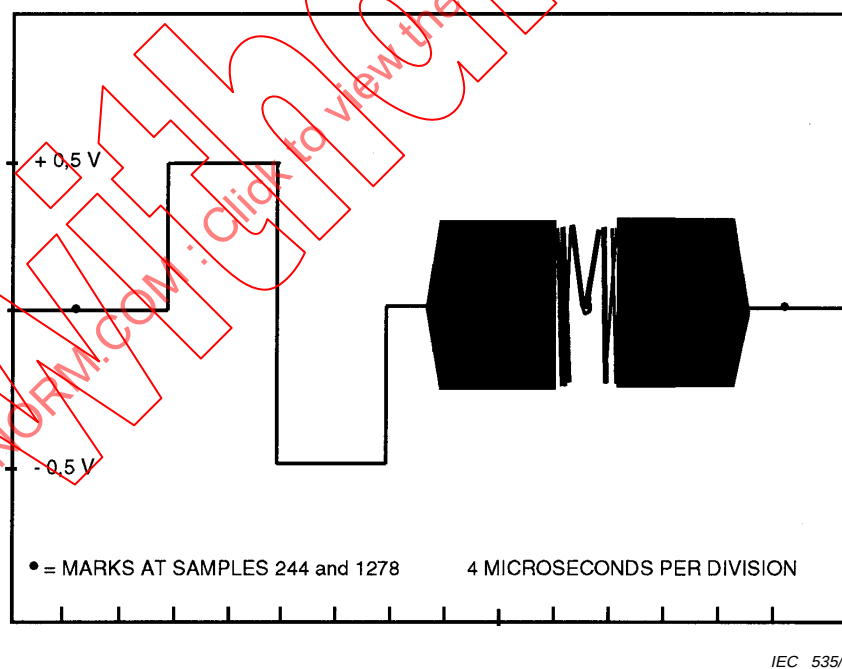
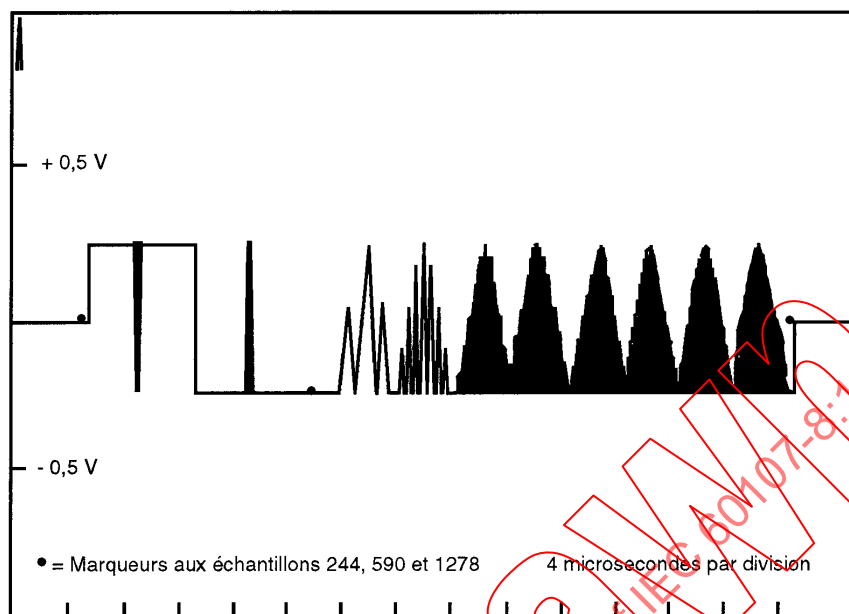


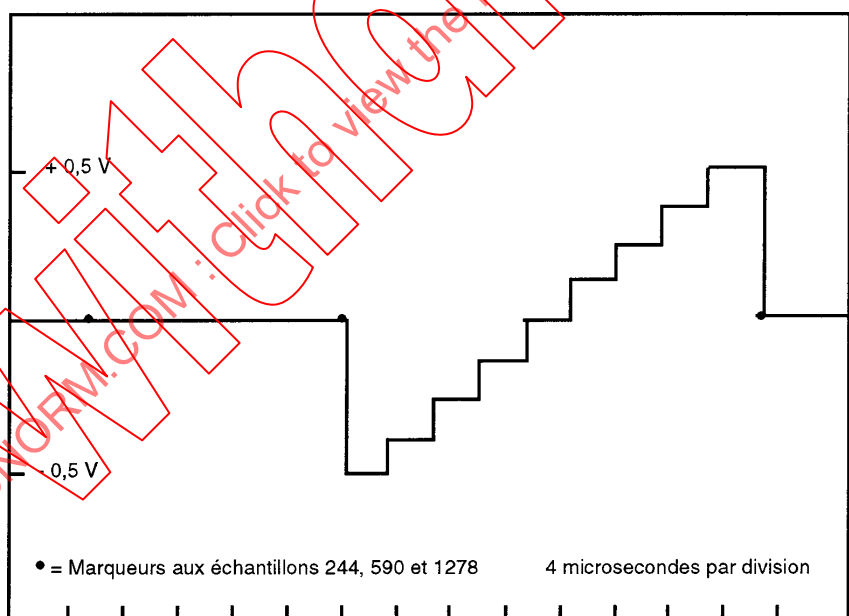
Figure 5b – Odd frames

Figure 5 – Test signal No. 3, line 624, positive polarity



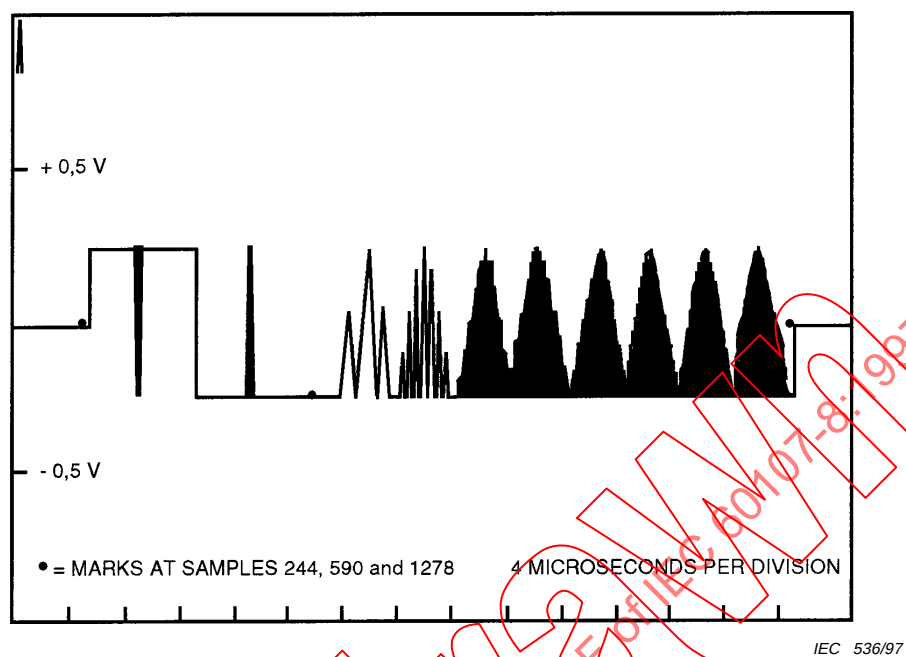
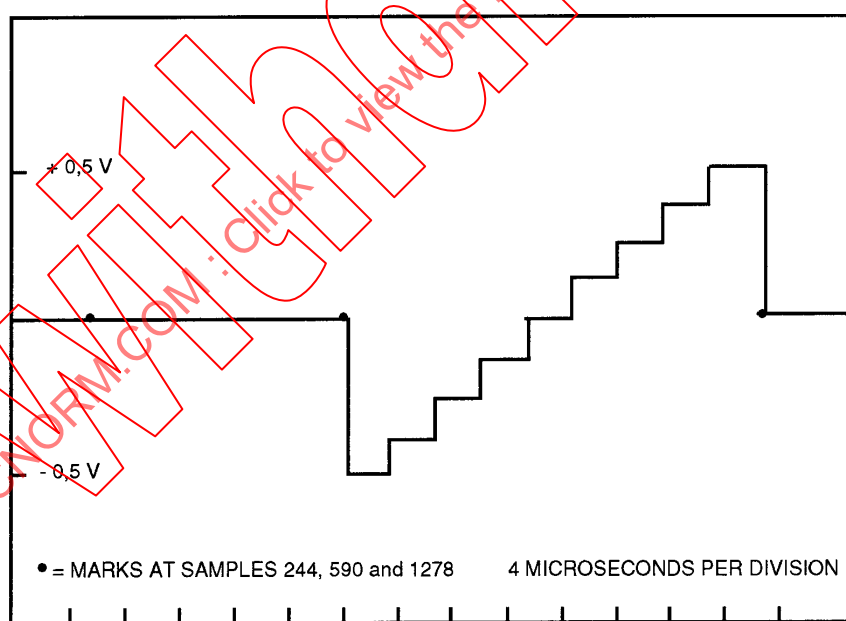
IEC 536/97

Figure 6 – Signal d'essai n° 4, ligne 311



IEC 537/97

Figure 7 – Signal d'essai n° 5, ligne 1

**Figure 6 – Test signal No. 4, line 311****Figure 7 – Test signal No. 5, line 1**

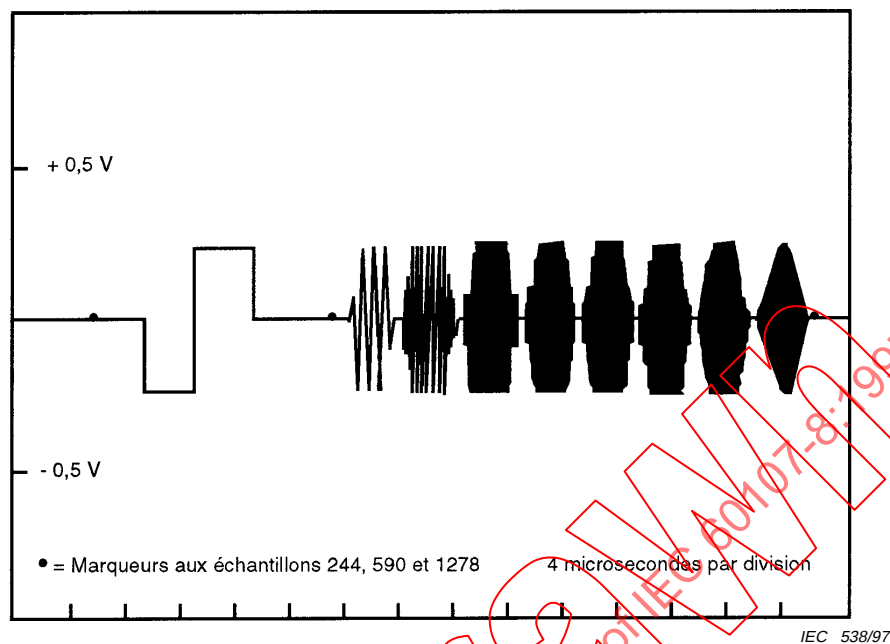
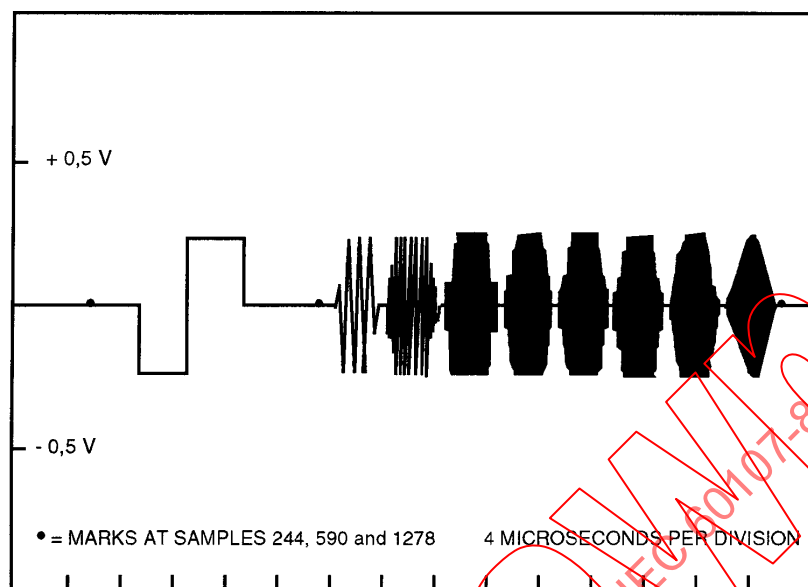
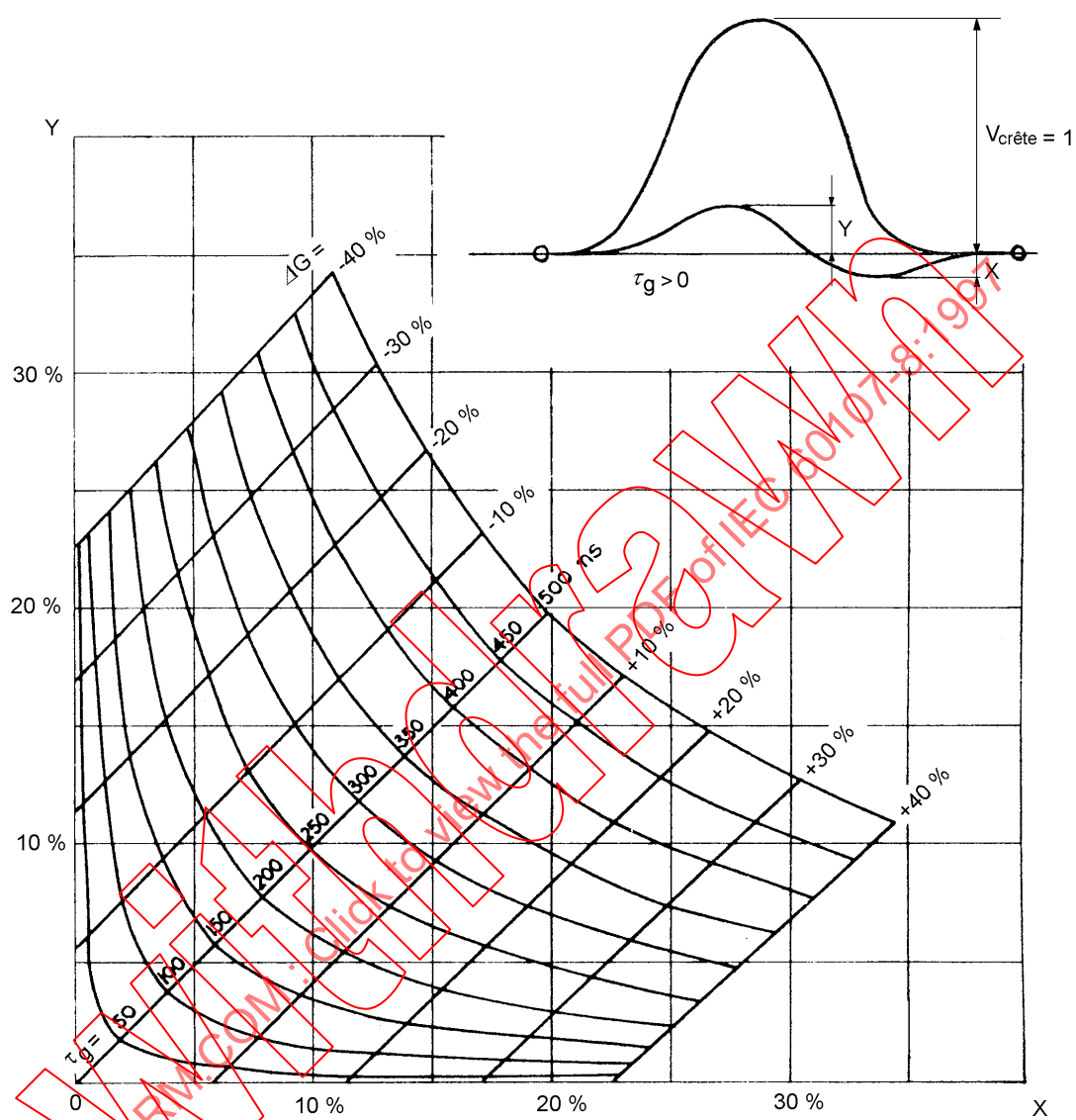


Figure 8 – Signal d'essai n° 6, ligne 313



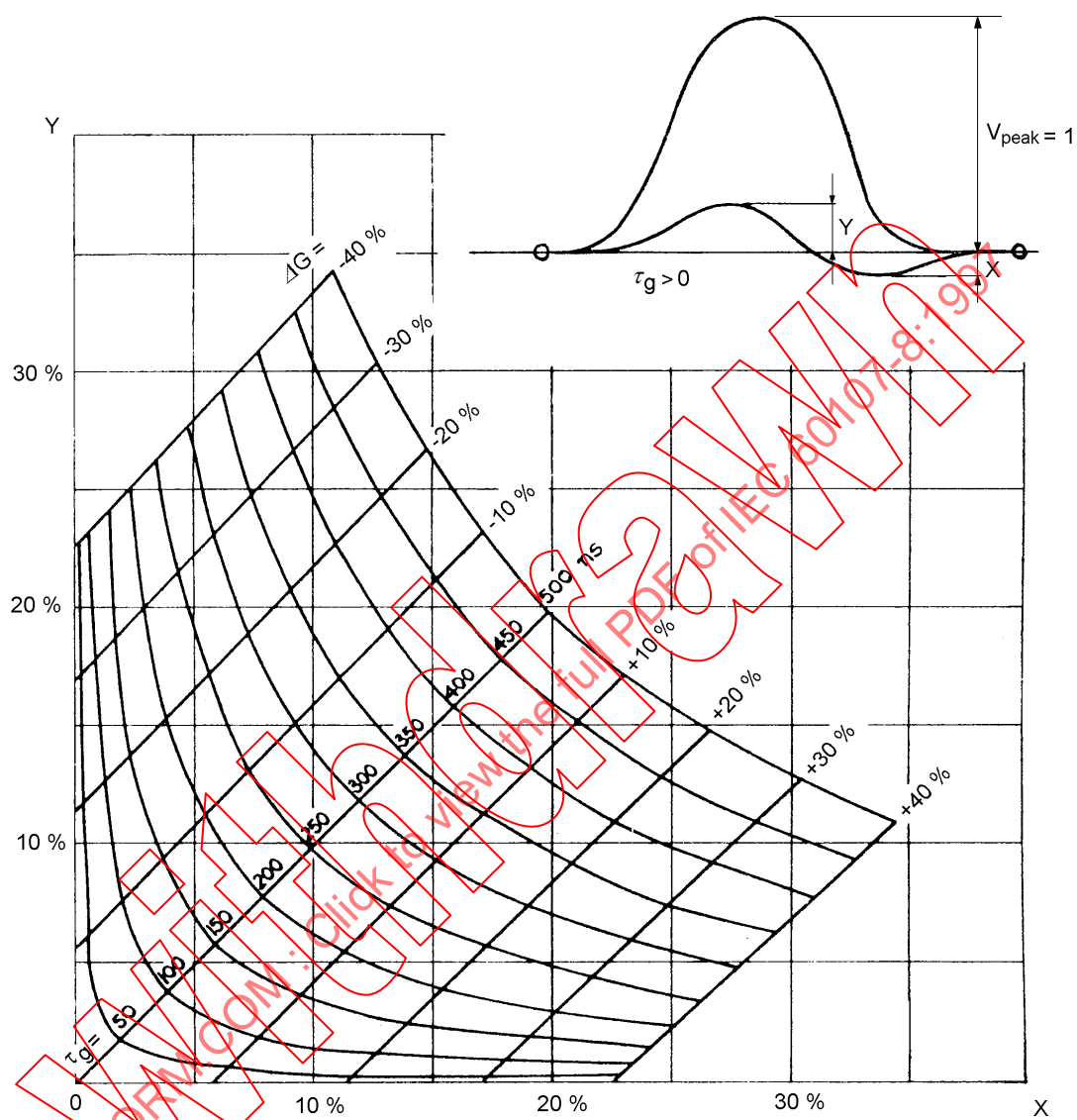
IEC 538/97

Figure 8 - Test signal No. 6, line 313



IEC 539/97

Figure 9 – Abaque de Rosman



IEC 539/97

Figure 9 – Rosman chart

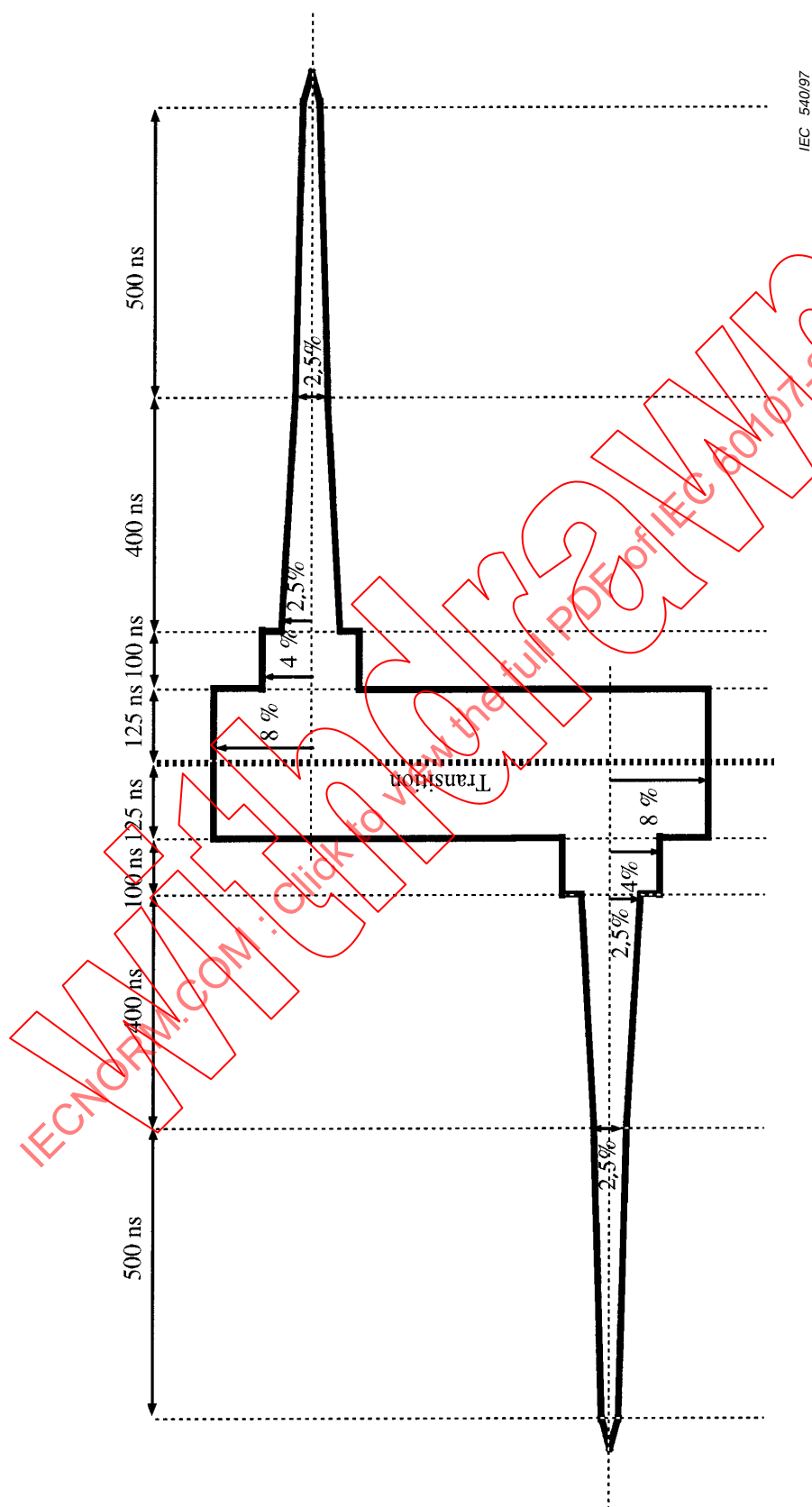
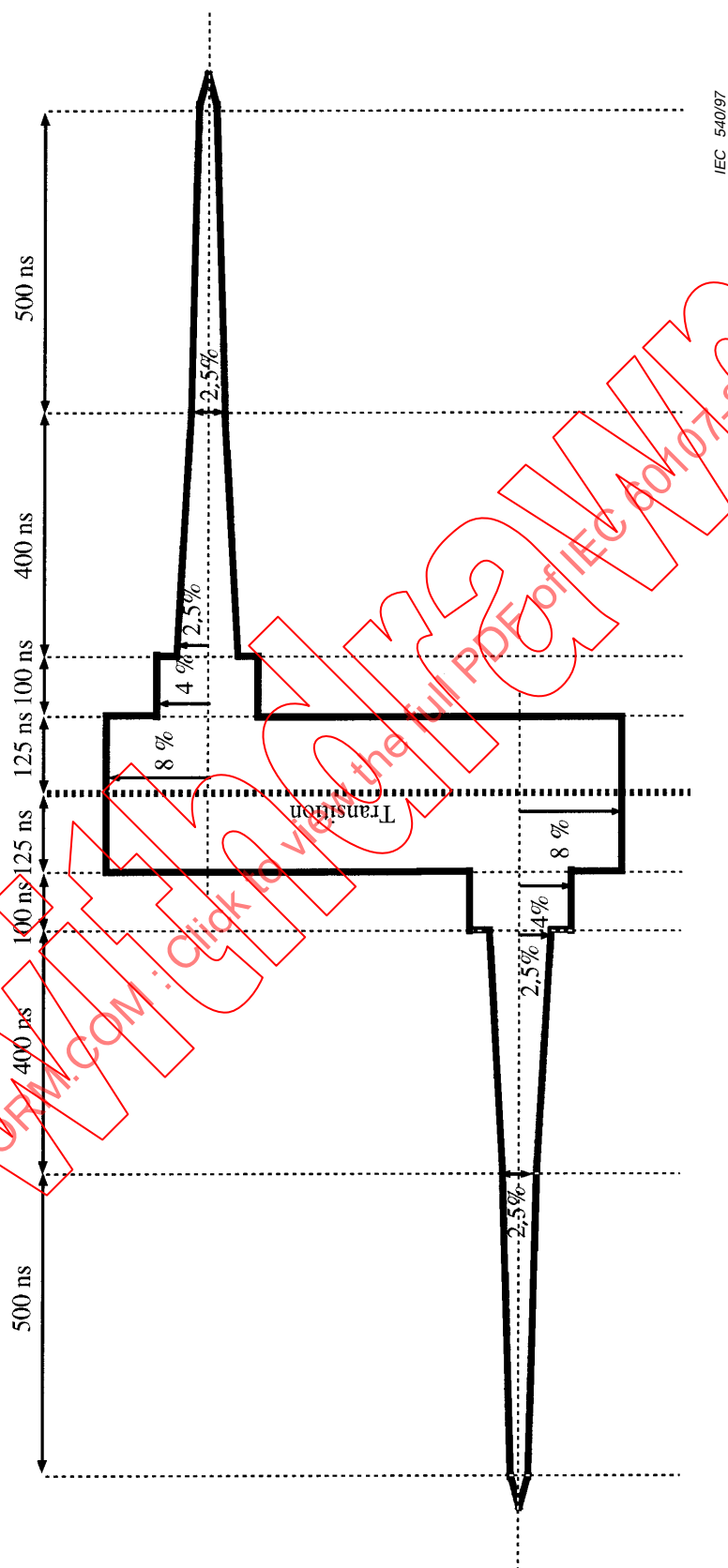
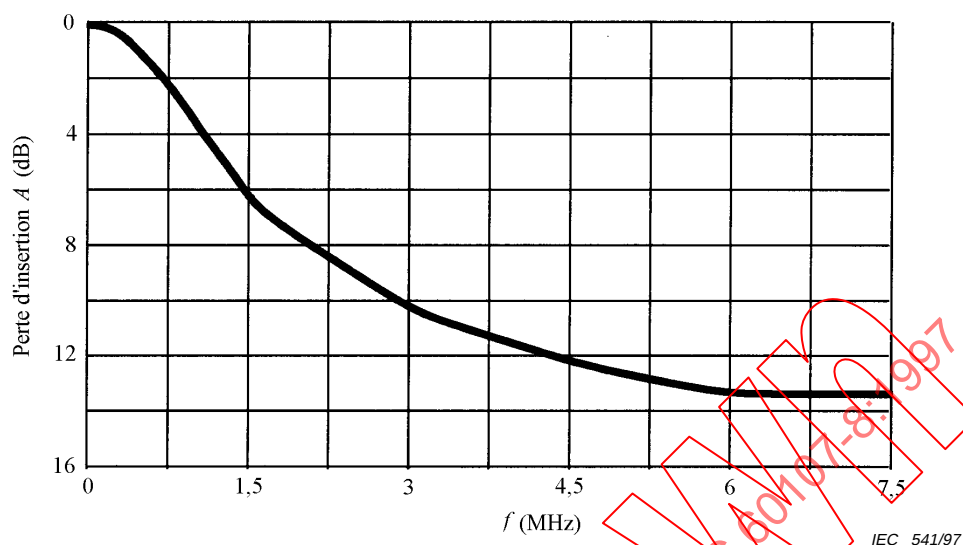


Figure 10 – Exemple de gabarit pour la réponse à un échelon formé



IEC 540/97

Figure 10 – A mask for the response to a shaped step



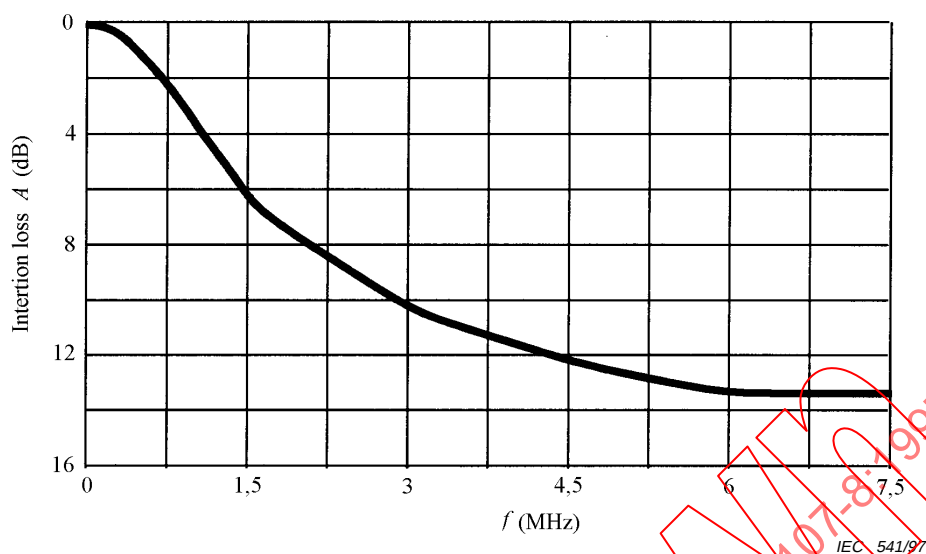
$$A \text{ (dB)} = 10 \lg \frac{1 + \left[\left(1 + \frac{1}{a} \right) 2\pi f \tau \right]^2}{1 + \left(\frac{2\pi f \tau}{a} \right)^2}$$

où

$$\tau = \frac{245}{1,5} \text{ ns}$$

$$a = 4,5$$

Figure 11 – Filtre unifié de pondération de bruit aléatoire pour le D2-MAC



$$A \text{ (dB)} = 10 \log \frac{1 + \left[\left(1 + \frac{1}{a} \right) 2\pi f \tau \right]^2}{1 + \left(\frac{2\pi f \tau}{a} \right)^2}$$

where

$$\tau = \frac{245}{1,5} \text{ ns}$$

$$a = 4,5$$

Figure 11 – Unified random noise weighting filter for D2-MAC

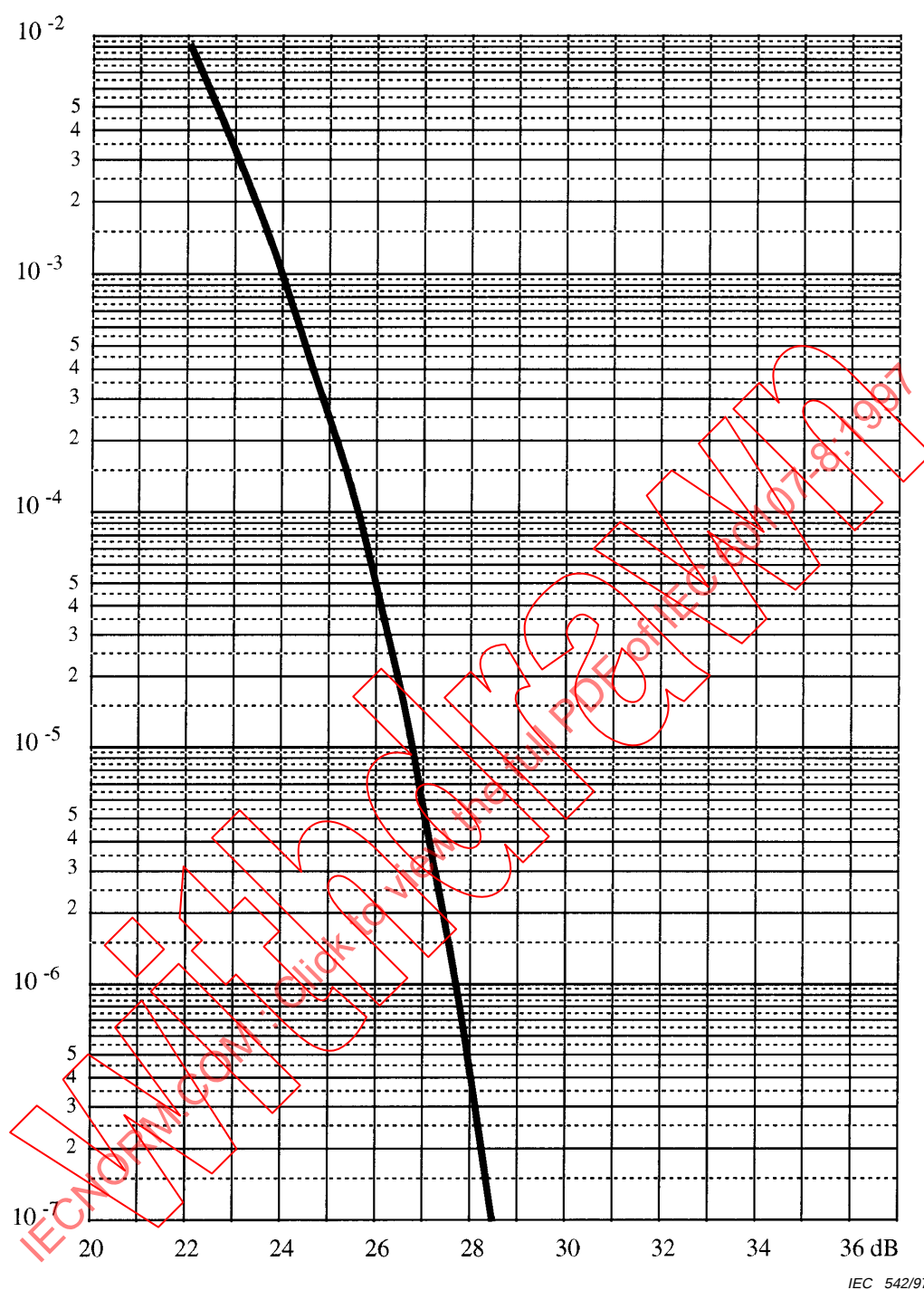


Figure 12 – Taux d'erreur théorique en fonction du S/B
(non pondéré, 1 V/5 MHz de bande)

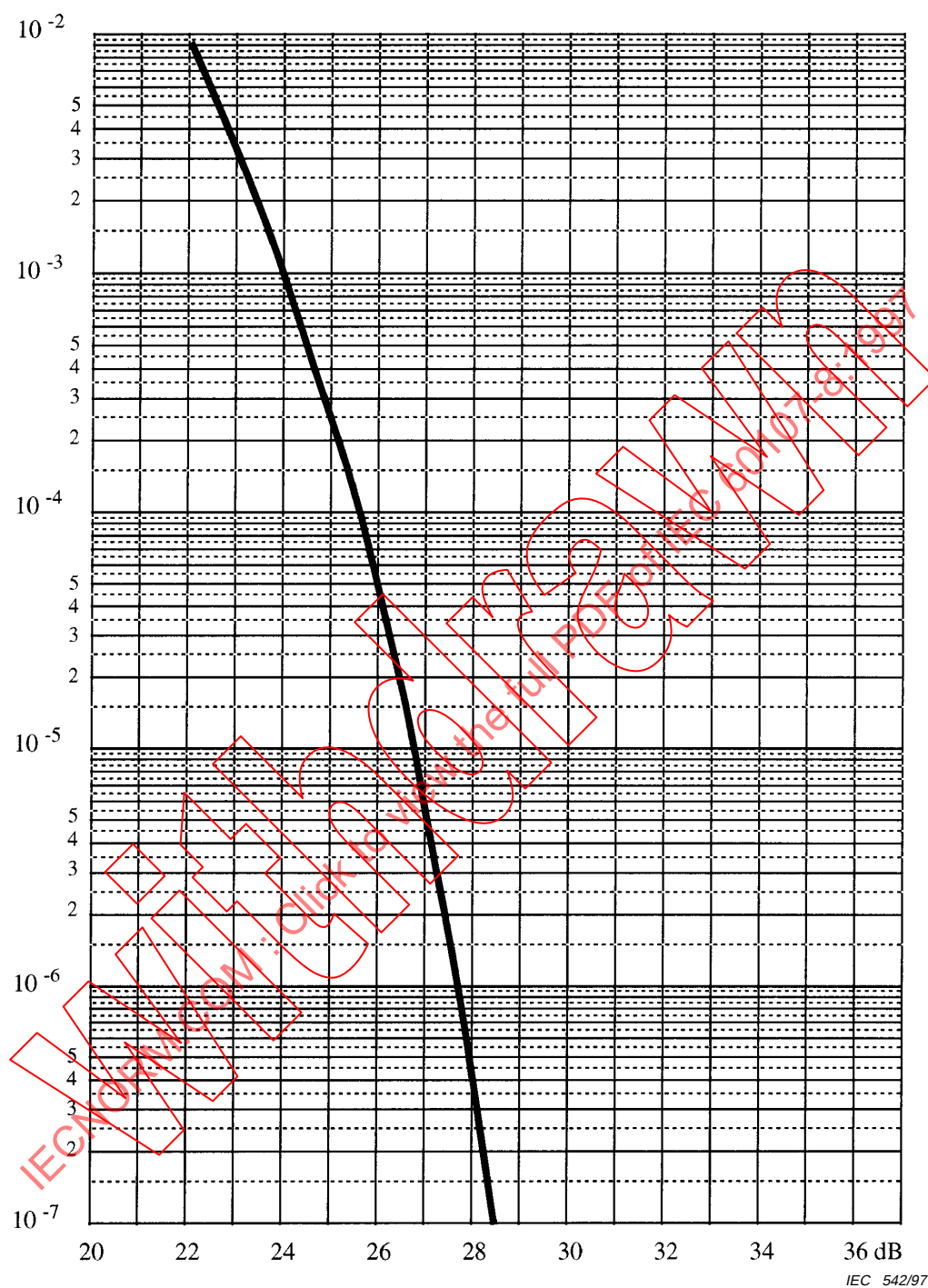


Figure 12 – Theoretical bit error ratio as a function of S/N
(unweighted 1 V/5 MHz bandwidth)

Annexe A (informative)

Relations entre les mesures en bande de base et les mesures en RF

A.1 Introduction

Les relations entre les mesures en bande de base et les mesures en RF doivent être considérées en tenant compte des variables suivantes:

- le type de signal, c'est-à-dire vidéo, audio, données;
- le type de modulation utilisé en RF: modulation de fréquence (MF), modulation d'amplitude avec bande latérale résiduelle (MA-BLR), autres modulations possibles telle la modulation de fréquence à bande latérale résiduelle, modulation d'amplitude avec suppression de porteuse, etc.;
- les différents paramètres définissant ces modulations;
- le type de dégradation RF;
- la métrologie définie pour les mesures en bande de base et en RF.

A.2 Définition des paramètres de calcul

A.2.1 Paramètres relatifs au signal

Fréquence maximale du signal D2-MAC: MF.

Puissance du signal vidéo démodulé: S.

A.2.2 Paramètres relatifs au canal RF

Puissance de la porteuse pendant la modulation crête: C.

Densité de bruit dans 1 Hz: N_0 .

Bande de fréquence du filtre de mesure: W.

Puissance de bruit dans la largeur de bande du filtre de mesure: $N = N_0 * W$.

A.2.3 Paramètres relatifs à la modulation de fréquence

- Fonction de désaccentuation:

$$D(f) = 2^{1/2} \times \frac{1 + j(f/f_2)}{1 + j(f/f_1)}$$

où

$f_1 = 0,84$ MHz

$f_2 = 1,5$ MHz.

La fonction inverse, le réseau de préaccentuation, est donnée à la figure A.1.

- Excursion de fréquence à la fréquence de transition de la fonction de préaccentuation: ΔF_T .
- Largeur de bande du filtre de réception: Brf.
- Démodulation: PLL, discriminateur.

Annex A (informative)

Relation between baseband measurements and RF measurements

A.1 Introduction

The relations between baseband measurements and RF measurements shall be considered according to the following variables:

- the signal type: video, audio, data;
- the modulation type used in RF: frequency modulation (FM), amplitude modulation with vestigial sideband (AM-VSB), possibly other modulations such as vestigial sideband frequency modulation, amplitude modulation with suppressed carrier, etc.;
- the various parameters defining these modulations;
- the type of RF degradation;
- the metrology defined for baseband and RF measurements.

A.2 Definition of calculation parameters

A.2.1 Parameters related to the signal

Maximum frequency of the D2-MAC signal: F_M .

Power of the demodulated video signal: S .

A.2.2 Parameters related to the RF channel

Carrier power during modulation peak: C .

Noise density in 1 Hz: N_0 .

Noise measurement filter bandwidth: W .

Noise power in the measurement filter bandwidth: $N = N_0 * W$.

A.2.3 Parameters related to frequency modulation

- De-emphasis function:

$$D(f) = 2^{1/2} \times \frac{1 + j(f/f_2)}{1 + j(f/f_1)}$$

where

$f_1 = 0,84$ MHz

$f_2 = 1,5$ MHz.

Inverse function, the pre-emphasis network, is given in figure A.1.

- Frequency deviation at the pre-emphasis transition frequency: ΔF_T .
- Reception filter bandwidth: B_{rf} .
- Demodulation: PLL, discriminator.

A.2.4 Paramètres relatifs à la modulation d'amplitude MA-BLR

Taux de modulation:	m .
Largeur de la bande principale:	W_{bp} .
Largeur de la bande résiduelle:	W_{br} .
Filtre de Nyquist:	dans l'émetteur.
Démodulation:	pseudo-synchrone, synchrone.

A.2.5 Paramètres relatifs au processus de modulation-démodulation

Gain de démodulation :	G_{dem} .
Gain de désaccentuation:	G_{des} .
Gain de pondération:	G_{pond} .
Gain de pondération et de désaccentuation:	G_{depond} .

NOTE – On rappelle que les différents gains, G_{pond} , G_{depond} , expriment le rapport entre la puissance de bruit à l'entrée du ou des réseaux considérés, et la puissance de bruit en sortie de ce ou de ces réseaux.

A.2.6 Relations générales entre le bruit RF aléatoire et le bruit aléatoire en bande de base

A.2.6.1 Vidéo

Les conditions de mesure sont les suivantes.

- Le bruit en bande de base est mesuré à la sortie du démodulateur (MF or MA-BLR)
 - avant décompression;
 - après désaccentuation (en MF);
 - dans un filtre passe-bas rectangulaire;
 - avec (ou sans) le filtre de pondération indiqué à la figure 11.
- Le bruit RF est mesuré dans une bande de W à l'entrée du démodulateur.
- Les mesures sont effectuées dans une zone de bruit aléatoire et non impulsive (par exemple pour un C/N supérieur à 10 dB (dans 27 MHz) dans le cas de modulation de fréquence).

L'expression générale reliant le rapport signal/bruit en bande de base et le rapport C/N est exprimé en décibels comme suit:

$$S/B = C/N + G$$

où

pour S/B non désaccentué, non pondéré,	$G = G_{dem}$;
pour S/B désaccentué, non pondéré,	$G = G_{dem} + G_{des}$;
pour S/B pondéré,	$G = G_{dem} + G_{pond}$;
pour S/B désaccentué pondéré,	$G = G_{dem} + G_{depond}$.

A.2.6.2 Audio

Les relations qualité bande de base du son transmis sous forme numérique en codage duobinaire, avec les dégradations du canal RF, doivent être considérées au niveau des caractéristiques de taux d'erreur, marge à la dégradation, avec les différents paramètres mentionnés à l'article A.2. Ces relations sont les mêmes que pour les données.

Les conséquences sur les aspects subjectifs sont précisées en annexe B.

A.2.4 Parameters related to TOM-VSB amplitude modulation

Modulation ratio:	m .
Mainside band width:	W_{bp} .
Vestigial sideband width:	W_{br} .
Nyquist filter:	in transmitter.
Demodulation:	pseudo-synchronous, synchronous.

A.2.5 Parameters related to the modulation-demodulation process

Demodulation gain:	G_{dem} .
De-emphasis gain:	G_{dee} .
Weighting gain:	G_{weig} .
Weighting and de-emphasis gain:	$G_{dew eig}$.

NOTE – Remember that the various gains, G_{weig} , $G_{dew eig}$, express the ratio between the noise power at the network input, or the input to the networks considered, to the noise power at the output of this or these networks.

A.2.6 General relations between RF random noise and baseband random noise

A.2.6.1 Video

Measurement conditions are as follows:

- The baseband noise is measured at the output of demodulator (FM or AM-VSB):
 - before decompression;
 - after de-emphasis (in FM);
 - in a rectangular cut-off frequency low-pass filter;
 - with (or without) the weighting filter shown in figure 11.
- The RF noise is measured in a band of W at the input of the demodulator.
- Measurements are carried out in a random and non-impulsive noise zone (for example for C/N greater than 10 dB (in 27 MHz) in the case of frequency modulation).

The general expression relating the baseband signal/noise ratio and the S/N ratio is expressed in decibels as follows:

$$S/N = C/N + G$$

where

for the unde-emphasized, unweighted S/N , $G = G_{dem}$;

de-emphasized, unweighted S/N , $G = G_{dem} + G_{dee}$;

weighted S/N , $G = G_{dem} + G_{weig}$;

de-emphasized weighted S/N , $G = G_{dem} + G_{dew eig}$.

A.2.6.2 Audio

Baseband quality relations of sound transmitted in digital form in duobinary coding, with the RF channel degradations, shall be considered at the level of bit error ratio, degradation margin characteristics, with the various parameters mentioned in clause A.2. These relations are the same as for data.

Consequences on subjective aspects are specified in annex B.

A.3 Modulation de fréquence

A.3.1 Signal vidéo

A.3.1.1 Bruit

Les formules suivantes sont seulement applicables dans le cas d'un niveau de réception au-dessus du seuil de démodulation.

a) Gain de démodulation: G_{dem}

$$G_{\text{dem}} = 10 \lg (3 (\Delta F_T / \text{FM})^2 W_0 / \text{FM})$$

b) Gain de désaccentuation: G_{des}

$$G_{\text{des}} = 10 \lg (\text{FM}^3 / (3 \int_0^{\text{FM}} f^2 |D(f)|^2 df))$$

c) Gain de désaccentuation et de pondération: G_{depond}

$$G_{\text{depond}} = 10 \lg (2 \text{FM}^3 / (3 \int_0^{\text{FM}} f^2 |D(f)|^2 |P(f)|^2 df))$$

d) Exemple de calcul numérique (cas de la radiodiffusion directe par satellite)

$\Delta F_T = 13,5$ MHz.

FM = voir tableau.

$W = W_{\text{rf}} = 27$ MHz.

FM MHz	G_{dem} dB	G_{des} dB	G_{depond} dB	$G_{\text{dem}} + G_{\text{depond}}$ dB
7,5	12,4	4,75	16,7	29,1
8,4	11,0	4,8	17,1	28,1

A.3.1.2 Interférences

A ce jour, aucun résultat théorique permettant de définir une relation entre la valeur du brouilleur présent au niveau RF et son effet en bande de base n'est disponible.

A.3.1.3 Distorsion linéaire

Amplitude et retard de groupe

Le tableau A.1 donne quelques exemples de l'influence de la distorsion linéaire du canal de transmission sur la composante de luminance du signal MAC. Le signal d'essai est du même type que celui indiqué à la figure 3.

A.3.1.4 Distorsion non linéaire

Celle-ci est normalement moins gênante que dans un environnement composite, compte tenu de la modulation de fréquence et du multiplexage temporel des signaux. Il n'existe pas à ce jour de résultats précis sur ce sujet.

A.3 Frequency modulation

A.3.1 Video signal

A.3.1.1 Noise

The following formulas are only applicable in the case of a reception level above the demodulation threshold.

- a) Demodulation gain: G_{dem}

$$G_{\text{dem}} = 10 \lg (3 (\Delta F_T / \text{FM})^2 W_0 / \text{FM})$$

- b) De-emphasis gain: G_{dee}

$$G_{\text{dee}} = 10 \lg (\text{FM}^3 / (3 \int_0^{\text{FM}} f^2 |D(f)|^2 df))$$

- c) De-emphasis and weighting gain: G_{deweig}

$$G_{\text{deweig}} = 10 \lg (2 \text{FM}^3 / (3 \int_0^{\text{FM}} f^2 |D(f)|^2 |P(f)|^2 df))$$

- d) Example of numerical computation (case of direct satellite broadcasting)

$\Delta F_T = 13,5$ MHz.

FM = see table.

$W = W_{\text{rf}} = 27$ MHz.

FM MHz	G_{dem} dB	G_{dee} dB	G_{deweig} dB	$G_{\text{dem}} + G_{\text{deweig}}$ dB
7,5	12,4	4,75	16,7	29,1
8,4	11,0	4,8	17,1	28,1

A.3.1.2 Interference

At the present time, no theoretical results are available for defining a relation between the interference value present at the RF level and its effect in baseband.

A.3.1.3 Linear distortion

Amplitude and group delay

Table A.1 gives a few examples of the influence of linear distortion of the transmission channel on the MAC signal luminance component. The test signal is of the type shown in figure 3.

A.3.1.4 Non-linear distortion

Normally less annoying than in composite environment due to frequency modulation and time multiplexing of signals. There are no precise results on this subject at the present time.

A.3.2 Signal de données

A.3.2.1 Bruit

La courbe représentant le taux d'erreur en fonction du C/N , où N est pris en $W = 27$ MHz, est donnée à la figure A.2.

A.3.2.2 Interférences

A l'étude.

A.3.2.3 Distorsion linéaire

Les résultats donnés ci-dessous ont été obtenus par simulation sur ordinateur. Le modèle de référence a les caractéristiques suivantes.

Satellite:	IMUX à phase linéaire; Conversion AM/PM de TOP:	4°/dB.
Récepteur:	a) Largeur de bande du filtre RF:	$Wf = 14$ MHz;
	b) Largeur de bande du filtre RF:	$Wf = W = 27$ MHz.

a) Décalage des seuils

Pour les cas considérés ci-dessus, la figure A.3 indique la dégradation du rapport C/N pour un taux d'erreur constant de 10^{-3} en fonction du décalage des seuils du décodeur duobinaire par rapport à leurs valeurs nominales. Noter que:

- pour les caractéristiques de modulation utilisées, les valeurs de seuil optimales sont: $\mu = 0,44$ A pour le seuil positif et $\mu = -0,44$ A pour le seuil négatif, où A est la demi-amplitude du signal duobinaire aux instants d'échantillonnage ($A = 0,4$ V);
- comparées à 0 V, les valeurs de décalage des seuils sont considérées comme étant symétriques.

b) Décalage en fréquence de la porteuse dans le filtre de réception

Pour les cas considérés ci-dessus, la figure A.4 indique le rapport C/N pour un taux d'erreur constant de 10^{-3} en fonction du décalage en fréquence de la porteuse dans le filtre du récepteur.

c) Distorsion due aux variations du retard de groupe

Le tableau A.2 donne la valeur de la distorsion due au retard de groupe correspondant dans chaque cas à une dégradation de performance de 0,5 dB pour un taux d'erreur de 10^{-3} .

A.3.2.4 Distorsion non linéaire

Il n'existe pas aujourd'hui de résultats précis sur ce sujet.

A.4 Modulation MA-BLR

A.4.1 Relations entre S/B et C/N en MA-BLR

A.4.1.1 Introduction

a) Mesure du rapport C/N

Le rapport C/N est mesuré avant le filtre de réception du démodulateur. Le bruit est mesuré avec un filtre ayant en général une largeur de bande égale à 1 MHz ($W = 1$ MHz).

La puissance de la porteuse C est mesurée en crête de modulation (porteuse continue dont l'amplitude est égale à l'amplitude crête du signal de luminance).

b) Type de démodulation

La démodulation est supposée être de type synchrone.

A.3.2 Data signal

A.3.2.1 Noise

The curve showing the bit error rate as a function of the C/N , where N is taken in $W = 27$ MHz, is given in figure A.2.

A.3.2.2 Interferences

Under consideration.

A.3.2.3 Linear distortion

The results given below have been obtained by simulation. The reference model has the following characteristics:

Satellite: linear phase IMUX.
AM/PM conversion of TWT: $4^\circ/\text{dB}$.

Receiver: a) RF filter band width: $W_f = 14$ MHz;
b) RF filter band width: $W_f = W = 27$ MHz.

a) Threshold shift

For the cases considered above, figure A.3 shows the degradation of the C/N ratio for a constant bit error rate of 10^{-3} as a function of the duobinary decoding thresholds shift relative to their nominal values. Note that:

- for the modulation characteristics used, the optimum threshold values are: $\mu = 0,44 A$ for the positive threshold and $\mu = -0,44 A$ for the negative threshold, where A is the half-amplitude of the duobinary signal at sampling period ($A = 0,4$ V);
- compared to 0 V, the threshold values shift is considered to be symmetrical.

b) Carrier frequency shift in the reception filter

For the cases considered above, figure A.4 shows the C/N ratio for a constant bit error rate of 10^{-3} as a function of the carrier frequency shift in the receiver filter.

c) Group delay distortion

Table A.2 gives the value of group delay distortion corresponding in each case to a performance degradation of 0.5 dB for a bit error rate of 10^{-3} .

A.3.2.4 Non-linear distortion

There are no precise results on this subject at the present time.

A.4 AM-VSB modulation

A.4.1 Relations between S/N and C/N in AM-VSB

A.4.1.1 Introduction

a) C/N ratio measurement

The C/N ratio is measured ahead of the demodulator reception filter. Noise is measured with a filter having in general a bandwidth equal to 1 MHz ($W = 1$ MHz).

The carrier power C is measured at the modulation peak (continuous carrier with amplitude equal to the amplitude of the peak luminance signal).

b) Demodulation type

Demodulation is assumed to be of synchronous type.

c) Filtre de réception

Le filtre de Nyquist étant à l'émetteur, le filtre théorique du récepteur est rectangulaire et sa fonction de transfert est exprimée comme suit:

$$H(f) = 0 \text{ pour } f < f_0 - Wbr;$$

$$H(f) = 1 \text{ pour } f_0 - Wbr < f < f_0 + Wbp.$$

$$H(f) = 0 \text{ pour } f > f_0 + Wbp.$$

A.4.1.2 Relation entre S/B et C/N de l'image

a) Rapport S/B non pondéré

$$S/B = C/N + G_{\text{dem}}$$

où

$$N = N_0 W$$

C/N, S/B sont en décibels.

b) Rapport S/B pondéré

$$S/B = C/N + G_{\text{dem}} + G_{\text{pond}} \rightarrow S/B = C/N + G_{\text{dempond}}$$

où

$$G_{\text{dempond}} = G_{\text{dem}} + G_{\text{pond}}$$

c) Gain de démodulation

$$G_{\text{dem}} = 10 \lg \left(\frac{2 m^2 W}{Wbr + Wbp} \right)$$

d) Gain de pondération

$$G_{\text{pond}} = 10 \lg \left(\frac{Wbr + Wbp}{Wbp} \frac{\int_{-Wbr}^W |P(f)|^2 df}{\int_{-Wbr}^W |P(f)|^2 df} \right)$$

Pour une bande latérale résiduelle de 0,75 MHz (Wbr), la relation suivante donne le gain de pondération en fonction de la largeur de bande transmise (Wbp).

$$G \text{ (dB)} \approx 0,53 Wbp \text{ (en MHz)} + 2,3 \text{ dB}$$

e) Exemple de calculs numériques

Paramètres de modulation:

$$m: 0,9$$

$$Wbr: 0,75 \text{ MHz}$$

$$Wbp: 6,75 \text{ MHz}$$

$$W: 1 \text{ MHz}$$

Résultats obtenus:

$$G_{\text{dem}}: -6,65 \text{ dB}$$

$$G_{\text{pond}}: 5,85 \text{ dB}$$

$$G_{\text{dempond}}: -0,8 \text{ dB}$$

c) Receiver filter

Nyquist being in the transmitter, the theoretical receiver filter is rectangular and its transfer function is expressed as follows:

$$H(f) = 0 \text{ for } f < f_0 - Wbr;$$

$$H(f) = 1 \text{ for } f_0 - Wbr < f < f_0 + Wbp;$$

$$H(f) = 0 \text{ for } f > f_0 + Wbp.$$

A.4.1.2 Connection between S/N and C/N for the picture

a) Unweighted S/N ratio

$$S/N = C/N + G_{\text{dem}}$$

where

$$N = N_0 W$$

C/N, S/N are in decibels.

b) Weighted S/N ratio

$$S/N = C/N + G_{\text{dem}} + G_{\text{weig}} \rightarrow S/N = C/N + G_{\text{demweig}}$$

where

$$G_{\text{demweig}} = G_{\text{dem}} + G_{\text{weig}}$$

c) Demodulation gain

$$G_{\text{dem}} = 10 \lg \left(\frac{2 m^2 W}{Wbr + Wbp} \right)$$

d) Weighting gain

$$G_{\text{weig}} = 10 \lg \left(\frac{Wbr + Wbp}{Wbp} \frac{\int_{-Wbr}^0 |P(f)|^2 df}{\int_{-Wbr}^0 |P(f)|^2 df} \right)$$

For a 0,75 MHz vestigial sideband (Wbr), the following relation gives the weighting gain as a function of the transmitted band width (Wbp).

$$G \text{ (dB)} \approx 0,53 Wbp \text{ (in MHz)} + 2,3 \text{ dB}$$

e) Example of numerical computations

Modulation parameters:

$$m: 0,9$$

$$Wbr: 0,75 \text{ MHz}$$

$$Wbp: 6,75 \text{ MHz}$$

$$W: 1 \text{ MHz}$$

Results obtained:

$$G_{\text{dem}}: -6,65 \text{ dB}$$

$$G_{\text{weig}}: 5,85 \text{ dB}$$

$$G_{\text{demweig}}: -0,8 \text{ dB}$$

A.4.1.3 Relations entre la probabilité de taux d'erreur Pe et le rapport C/N pour les données

La relation entre la probabilité de taux d'erreur Pe et le rapport C/N (en décibels) est donné par l'expression:

$$Pe = \frac{3}{4} \operatorname{erfc}(\sqrt{a} p)$$

où

$$p = 10^{0,1 \frac{C}{N}}, \quad a = \frac{0,32 \text{ m}^2 W_0}{8(Wbr + Wbp)}$$

$$\operatorname{erfc}(x) = 2 / \sqrt{3,14} \int_x^{\infty} e^{-t^2} dt$$

A.4.1.4 Calcul numérique

Paramètres de modulation:

$$m = 0,9$$

$$Wbr = 0,75 \text{ MHz}$$

$$Wbp = 5 \text{ MHz}$$

$$W_0 = 1 \text{ MHz}$$

$$\text{-----> } a = 0,00563$$

La courbe donnant le taux d'erreur en fonction du rapport C/N dans 1 MHz est donnée à la figure A.5.

A.4.1.3 Relationship between the bit error rate probability P_e and the C/N ratio for the data

The relation between the bit error rate probability P_e and the C/N ratio (in decibels) is given by the expression:

$$P_e = \frac{3}{4} \operatorname{erfc}(\sqrt{a p})$$

where

$$p = 10^{0,1 \frac{C}{N}}, \quad a = \frac{0,32 \text{ m}^2 W_0}{8(Wbr + Wbp)}$$

$$\operatorname{erfc}(x) = 2 / \sqrt{3,14} \int_x^{\infty} e^{-t^2} dt$$

A.4.1.4 Numerical application

Modulation parameters:

$$m = 0,9$$

$$Wbr = 0,75 \text{ MHz}$$

$$Wbp = 5 \text{ MHz}$$

$$W_0 = 1 \text{ MHz}$$

$$\text{-----> } a = 0,00563$$

The curve giving the BER as a function of the C/N ratio in 1 MHz is given in figure A.5.

Tableau A.1 – Influence de la distorsion linéaire sur le signal vidéo

Type de distorsion	Signal d'essai	Distorsion dans la liaison montante		Distorsion dans la liaison descendante	
		PtB %	Kp %	PtB %	Kp %
Aucune distorsion introduite	+ P/B	PtB = 98,7 Kp = 0,5			
	– P/B	PtB = 98,1 Kp = 0,5			
Avec variation linéaire du gain de –0,2 dB/MHz	+ P/B	99,2	0,6	99,1	0,5
	– P/B	98,4	0,5	98,1	0,5
Avec variation parabolique du gain de –0,15 dB/MHz ²	+ P/B	98,1	0,3	97,6	0,4
	– P/B	96,6	0,5	97,0	0,3
Avec variation linéaire du temps de groupe de –1 ns/MHz	+ P/B	95,4	0,3	97,6	0,8
	– P/B	96,8	0,5	99,3	0,4
Avec variation parabolique du temps de groupe de +0,3 ns/ MHz ²	+ P/B	104,1	0,9	97,7	0,5
	– P/B	91,2	1,6	97,6	0,5
NOTE – +P/B est le signal d'essai impulsion et barre. –P/B est le signal d'essai impulsion et barre inversé. PtB est le rapport impulsion de luminance sur barre, en pourcentage. Kp est le facteur K de l'impulsion de luminance, en pourcentage.					

Tableau A.2 – Valeurs limites de distorsion linéaire correspondant dans chaque cas à une dégradation équivalente de 0,5 dB pour un taux d'erreur de 10^{-3}

Type de distorsion	Filtre 14 MHz	Filtre 27 MHz
Temps de groupe linéaire ¹⁾	80 ns	68 ns
Temps de groupe parabolique ²⁾	10 ns	65 ns
NOTE – Les valeurs données sont appliquées dans toute la plage entre $(f_n - 10 \text{ MHz})$ et $(f_n + 10 \text{ MHz})$, avec $1/T = 10.125 \text{ MHz}$ et taux d'erreur = 10^{-3}. ¹⁾ Distorsion de temps de groupe asymétrique à $f_0 \pm 10 \text{ MHz}$; ²⁾ Distorsion de temps de groupe symétrique à $f_0 \pm 10 \text{ MHz}$.		

Table A.1 – Influence of linear distortion on the video signal

Distortion type	Test signal	Distortion in the up link		Distortion in the down link	
		PtB %	Kp %	PtB %	Kp %
No distortion added	+ P/B	PtB = 98,7 Kp = 0,5			
	– P/B	PtB = 98,1 Kp = 0,5			
With linear gain variation of –0,2 dB/MHz	+ P/B	99,2	0,6	99,1	0,5
	– P/B	98,4	0,5	98,1	0,5
With parabolic gain variation of –0,15 dB/MHz ²	+ P/B	98,1	0,3	97,6	0,4
	– P/B	96,6	0,5	97,0	0,3
With linear group delay variation of –1 ns/MHz	+ P/B	95,4	0,3	97,6	0,8
	– P/B	96,8	0,5	99,3	0,4
With parabolic group delay variation of +0,3 ns/MHz ²	+ P/B	104,1	0,9	97,7	0,5
	– P/B	91,2	1,6	97,6	0,5
NOTE – +P/B is the impulse and bar test signal. –P/B is the inverted impulse and bar signal. PtB is the luminance impulse to bar ratio, in per cent. Kp is the factor K on the luminance impulse, in per cent.					

Table A.2 – Limiting values of linear distortion corresponding in each case to an equivalent degradation of 0,5 dB for a bit error ratio of 10^{-3}

Distortion type	14 MHz filter	27 MHz filter
Linear group delay ¹⁾	80 ns	68 ns
Parabolic group delay ²⁾	10 ns	65 ns
NOTE – The values given are applied in all the range between $(f_n - 10 \text{ MHz})$ to $(f_n + 10 \text{ MHz})$, with $1/T = 10,125 \text{ MHz}$ and bit error ratio = 10^{-3} . ¹⁾ Group delay distortion asymmetric between $f_0 \pm 10 \text{ MHz}$. ²⁾ Group delay distortion symmetric between $f_0 \pm 10 \text{ MHz}$.		

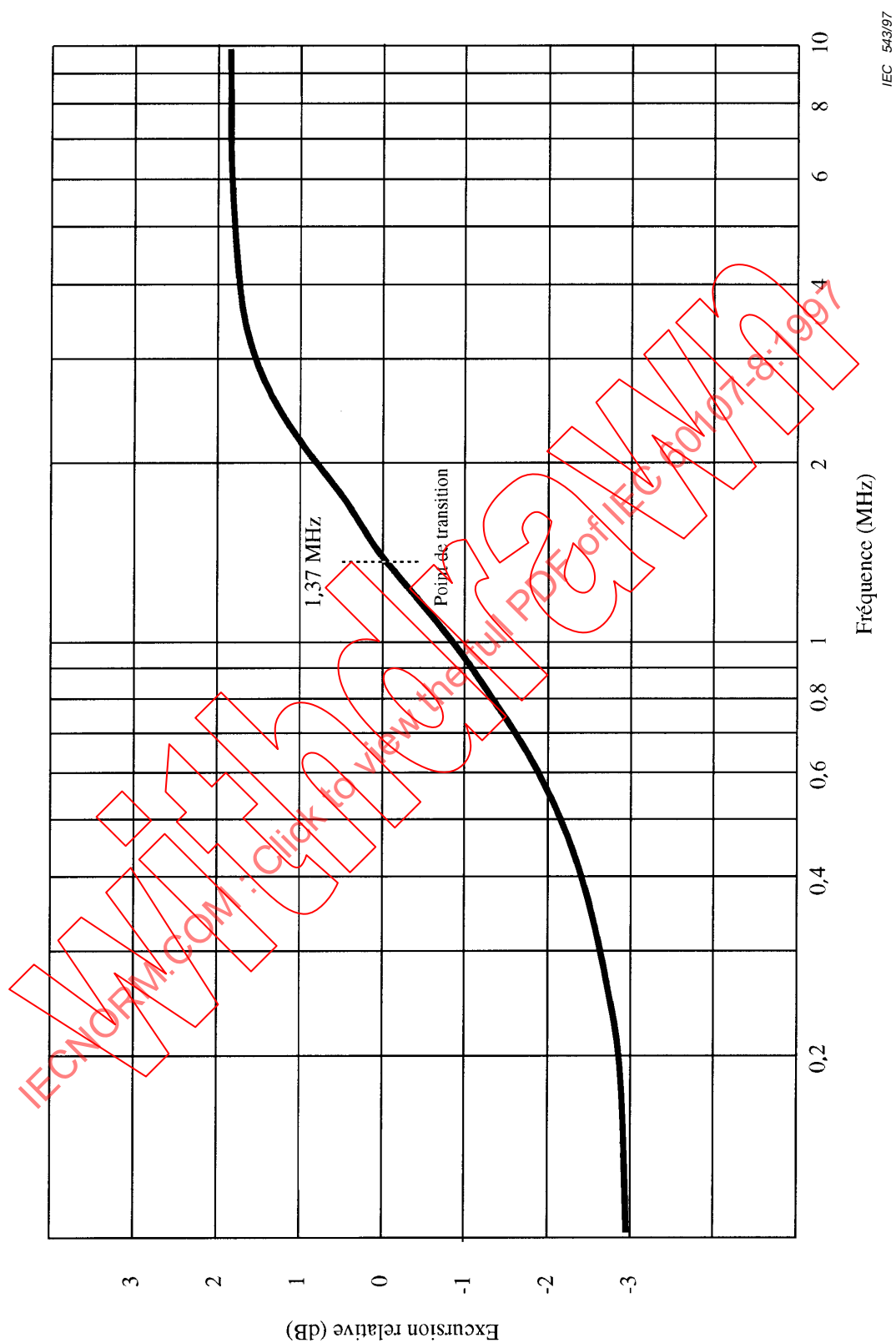
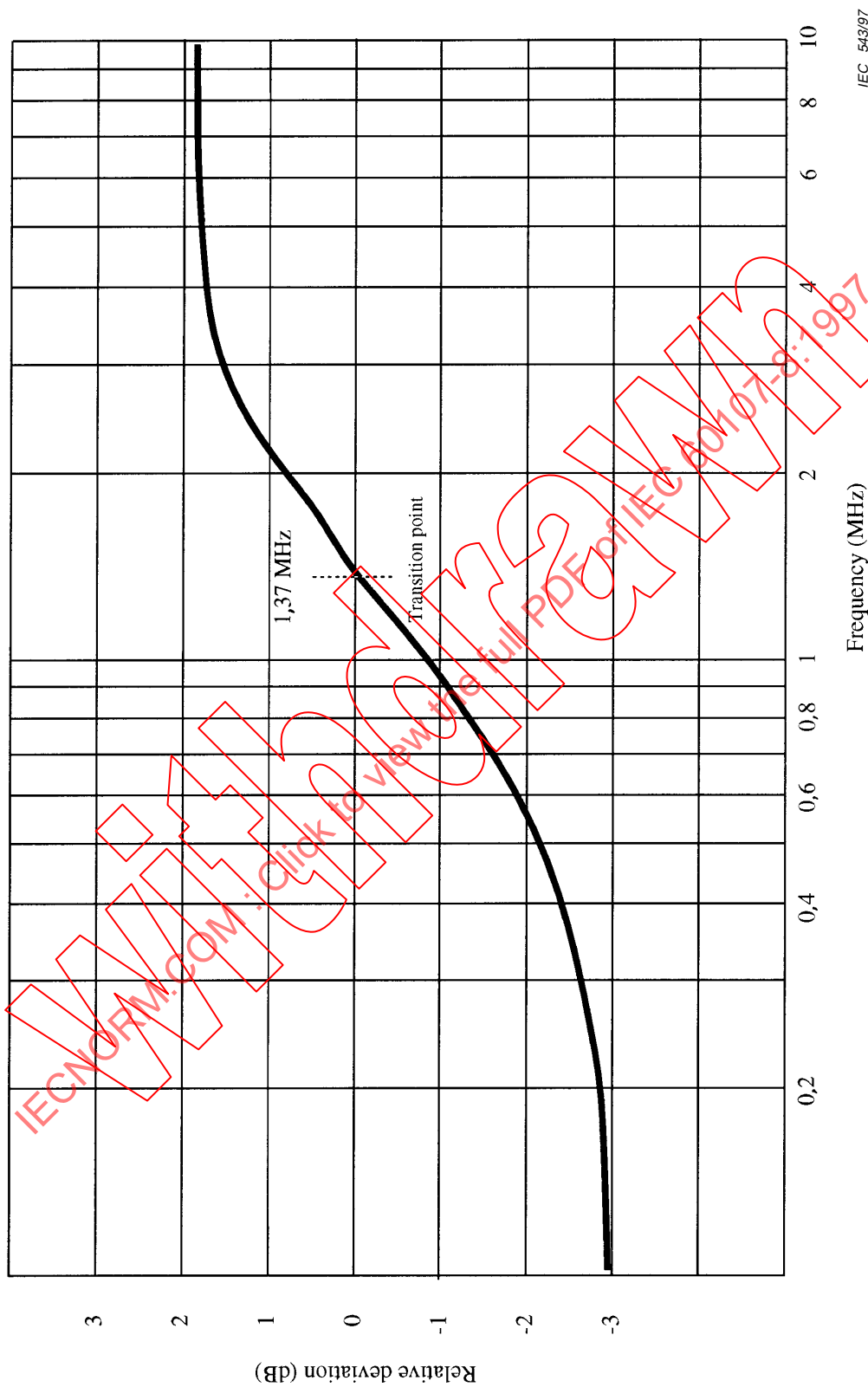


Figure A.1 – Préaccentuation pour le D2-MAC/paquet



IEC 543/97

Figure A.1 – Pre-emphasis for D2-MAC/packet

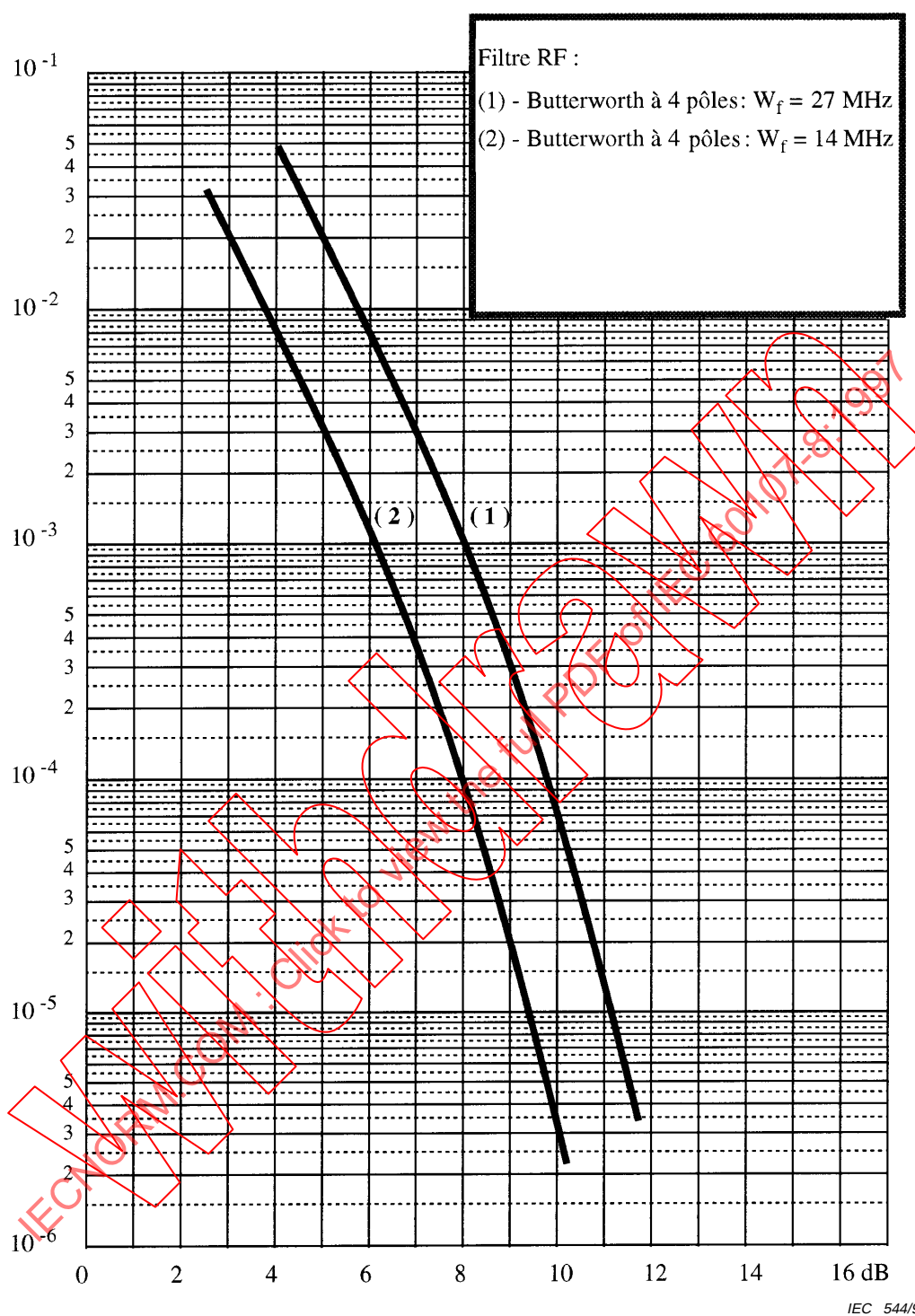


Figure A.2 – Taux d'erreur théorique en fonction du C/N
(largeur de bande de mesure de bruit $W = 27$ MHz)

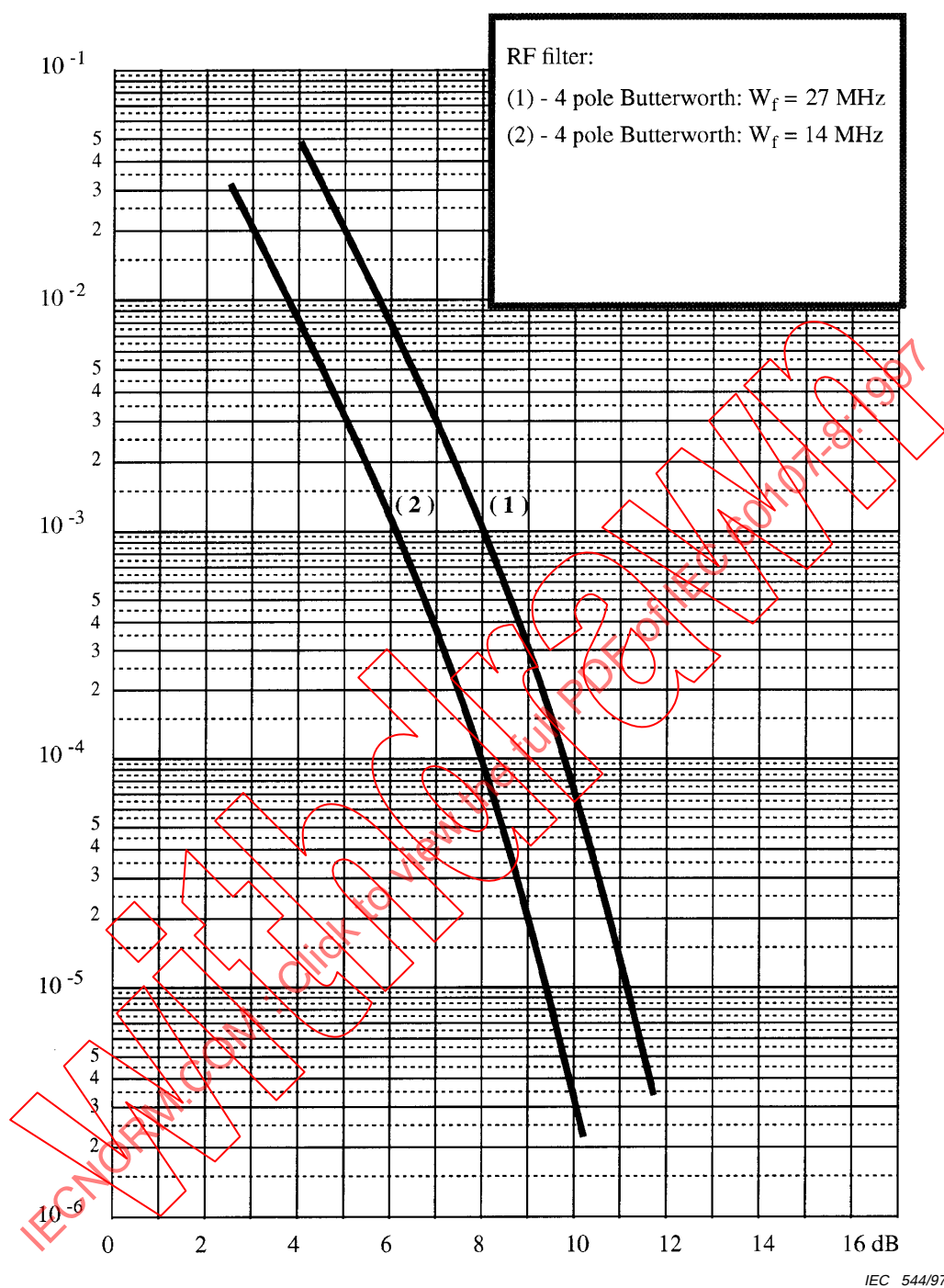


Figure A.2 – Theoretical bit error ratio as a function of C/N
(noise measurement bandwidth $W = 27$ MHz)

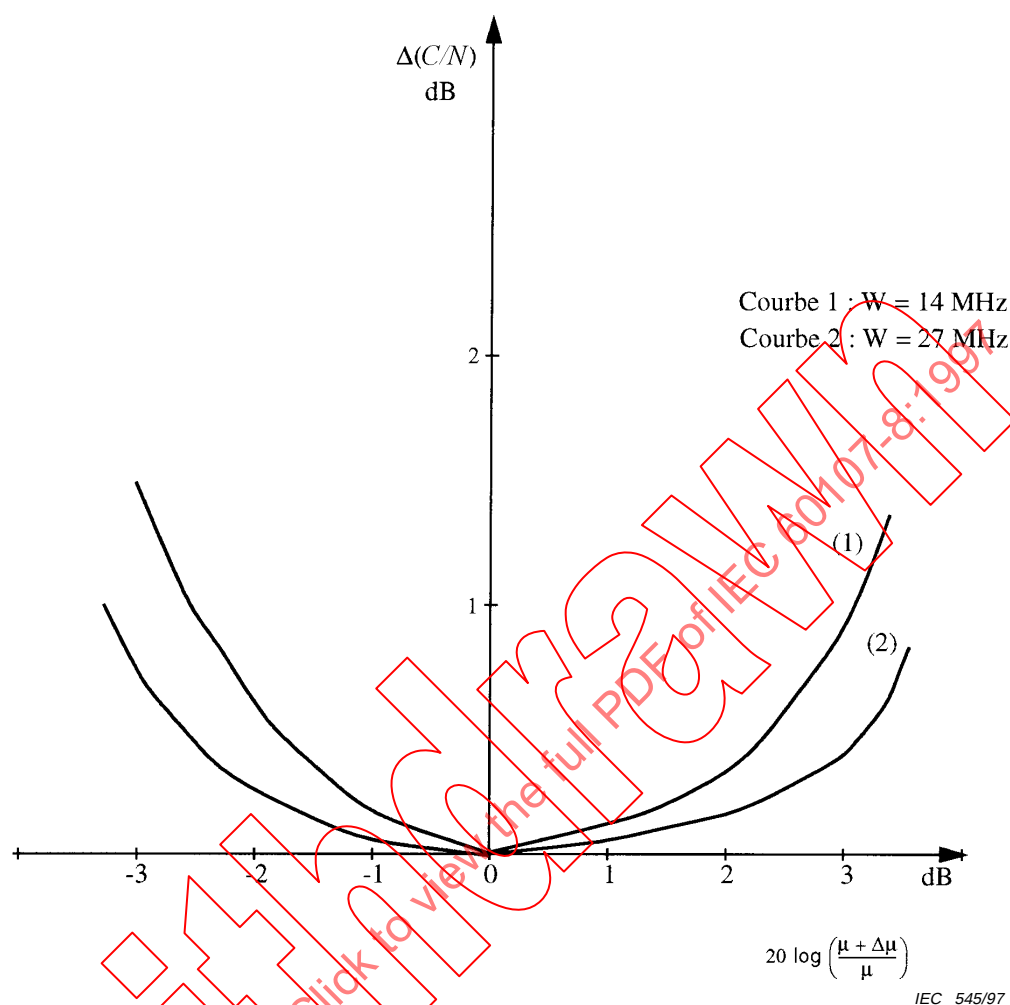


Figure A.3 – Exemple de dégradation équivalente pour un décalage des seuils à 10^{-3} de taux d'erreur