

**NORME
INTERNATIONALE
INTERNATIONAL
STANDARD**

**CEI
IEC**

60835-2-8

Première édition
First edition
1993-05

**Méthodes de mesure applicables au matériel
utilisé pour les systèmes de transmission
numérique en hyperfréquence**

Partie 2:

Mesures applicables aux faisceaux hertziens
terrestres

Section 8: Egaliseur auto-adaptatif

**Methods of measurement for equipment used in
digital microwave radio transmission systems**

Part 2:

Measurements on terrestrial radio-relay systems

Section 8: Adaptive equalizer



Numéro de référence
Reference number
CEI/IEC 60835-2-8: 1993

Numéros des publications

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

Publications consolidées

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

Validité de la présente publication

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

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

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

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

Terminologie, symboles graphiques et littéraux

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

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

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

Numbering

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

Consolidated publications

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

Validity of this publication

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

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

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

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

Terminology, graphical and letter symbols

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

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

* See web site address on title page.

**NORME
INTERNATIONALE
INTERNATIONAL
STANDARD**

**CEI
IEC**

60835-2-8

Première édition
First edition
1993-05

**Méthodes de mesure applicables au matériel
utilisé pour les systèmes de transmission
numérique en hyperfréquence**

Partie 2:

Mesures applicables aux faisceaux hertziens
terrestres

Section 8: Egaliseur auto-adaptatif

**Methods of measurement for equipment used in
digital microwave radio transmission systems**

Part 2:

Measurements on terrestrial radio-relay systems

Section 8: Adaptive equalizer

© IEC 1993 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 photo-
copie 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
e-mail: inmail@iec.ch IEC web site <http://www.iec.ch>



Commission Electrotechnique Internationale
International Electrotechnical Commission
Международная Электротехническая Комиссия

CODE PRIX
PRICE CODE

R

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

SOMMAIRE

	Pages
AVANT-PROPOS	6
Articles	
1 Domaine d'application	8
2 Généralités	8
2.1 Egaliseur dans le domaine des fréquences	10
2.2 Egaliseur dans le domaine temporel	10
2.3 Evaluation des paramètres du système influencés par les égaliseurs	12
3 Signature d'interruption	14
3.1 Définition et généralités	14
3.2 Méthode de mesure	16
3.3 Présentation des résultats	18
3.4 Détails à spécifier	18
4 Signature de retour	18
4.1 Définition et généralités	18
4.2 Méthode de mesure	20
4.3 Présentation des résultats	20
4.4 Détails à spécifier	20
5 Mesure des effets dynamiques des évanouissements de propagation	22
6 Temps de retour à la normale	22
6.1 Définition et généralités	22
6.2 Méthode de mesure	22
6.3 Présentation des résultats	24
6.4 Détails à spécifier	24
7 Mesures complémentaires	24
7.1 Signature d'interruption en présence d'un évanouissement uniforme	24
7.2 Signature d'interruption avec brouillage par canaux adjacents	24

CONTENTS

	Page
FOREWORD	7
Clause	
1 Scope	9
2 General	9
2.1 Frequency domain equalizer	11
2.2 Time domain equalizer	11
2.3 Evaluation of system parameters influenced by the equalizers	13
3 Outage signature	15
3.1 Definition and general considerations	15
3.2 Measurement method	17
3.3 Presentation of results	19
3.4 Details to be specified	19
4 Return signature	19
4.1 Definition and general considerations	19
4.2 Measurement method	21
4.3 Presentation of results	21
4.4 Details to be specified	21
5 Measurement of dynamic fading effects	23
6 Recovery time	23
6.1 Definition and general considerations	23
6.2 Measurement method	23
6.3 Presentation of results	25
6.4 Details to be specified	25
7 Additional measurements	25
7.1 Outage signature with flat fading	25
7.2 Outage signature with interfering adjacent channels	25

Figures

1	Distorsions linéaire et contamination diaphonique provoquées par un évanouissement de propagation par trajets multiples sur système de modulation multi-états (MAQ)	26
2	Schéma fonctionnel d'un égaliseur linéaire en bande de base	26
3	Montage de base de mesure des signatures	28
4	Exemple de signature d'interruption	28
5	Exemple de signature d'interruption avec des valeurs possibles de signature inhabituelles	30
6	Présentation des signatures à déphasage minimal et à déphasage non minimal, sur la même échelle des ordonnées	30
7	Exemple de signature de retour	32
8	Montage de mesure du temps de retour à la normale	32
9	a) Séquence binaire illustrant la définition du temps de retour à la normale	34
	b) Désignation des états <i>normal</i> et <i>alarme</i>	34
	Annexe A – Bibliographie	36

Figures

1	Linear distortion and crosstalk in a QAM system caused by multipath fading	27
2	Block diagram of a linear baseband equalizer	27
3	Basic arrangement for the measurement of signatures	29
4	Example of an outage signature	29
5	Example of an outage signature with possible unusual signature values	31
6	Presentation of the signature, minimum phase and non-minimum phase, on the same ordinate scale	31
7	Example of the return signature	33
8	Arrangement for the measurement of recovery time	33
9	a) Bit sequence illustrating the definition of recovery time	35
	b) Designation of <i>normal</i> and <i>alarm</i> conditions	35
	Annex A – Bibliography	37

COMMISSION ÉLECTROTECHNIQUE INTERNATIONALE

MÉTHODES DE MESURE APPLICABLES AU MATÉRIEL UTILISÉ POUR LES SYSTÈMES DE TRANSMISSION NUMÉRIQUE EN HYPERFRÉQUENCE

Partie 2: Mesures applicables aux faisceaux hertziens terrestres

Section 8: Egaliseur auto-adaptatif

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 en ce qui concerne les questions techniques, préparés par les comités d'études où sont représentés tous les Comités nationaux s'intéressant à ces questions, expriment dans la plus grande mesure possible un accord international sur les sujets examinés.
- 3) Ces décisions constituent des recommandations internationales publiées sous forme de normes, de rapports techniques ou de guides et agréées comme telles 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.

La présente section de la Norme internationale CEI 835-2 a été établie par le sous-comité 12E: Faisceaux hertziens et systèmes fixes de télécommunication par satellite, du comité d'études 12 de la CEI: Radiocommunications.

Le texte de cette norme est issu des documents suivants:

DIS	Rapport de vote
12E(BC)146	12E(BC)157

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

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION

**METHODS OF MEASUREMENT FOR EQUIPMENT
USED IN DIGITAL MICROWAVE RADIO
TRANSMISSIONS SYSTEMS****Part 2: Measurements on terrestrial radio-relay systems****Section 8: Adaptive equalizer**

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 cooperation 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, prepared by technical committees on which all the National Committees having a special interest therein are represented, express, as nearly as possible, an international consensus of opinion on the subjects dealt with.
- 3) They have the form of recommendations for international use 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.

This section of the International Standard IEC 835-2 has been prepared by sub-committee 12E: Radio relay and fixed satellite communication systems, of IEC technical committee 12: Radiocommunications.

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

DIS	Report on Voting
12E(CO)146	12E(CO)157

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

MÉTHODES DE MESURE APPLICABLES AU MATÉRIEL UTILISÉ POUR LES SYSTÈMES DE TRANSMISSION NUMÉRIQUE EN HYPERFRÉQUENCE

Partie 2: Mesures applicables aux faisceaux hertziens terrestres

Section 8: Egaliseur auto-adaptatif

1 Domaine d'application

La présente section de la CEI 835-2 traite des mesures se rapportant aux égaliseurs auto-adaptatifs utilisés dans les faisceaux hertziens numériques. Ces mesures ont pour but de déterminer les performances de l'égaliseur du système en présence de sélectivité du canal radioélectrique et peuvent également être effectuées sur des systèmes non équipés d'égaliseurs auto-adaptatifs.

Pour prendre en compte les propriétés du système qui sont particulièrement influencées par l'emploi d'égaliseurs dans le domaine des fréquences et/ou du temps, les résultats des mesures effectuées sur le système sont représentés par des courbes appelées «signatures». Des mesures complémentaires permettent de parfaire la définition de la performance du système.

2 Généralités

La qualité d'une liaison numérique par faisceau hertzien peut être influencée par la propagation par trajets multiples [1]*. Cela est tout particulièrement vrai dans le cas des systèmes à grande capacité à modulation multi-états (MAQ). Outre la réduction du niveau du signal reçu «évanouissement uniforme», la propagation par trajets multiples produit également une distorsion linéaire «évanouissement sélectif», avec pour effet des distorsions d'amplitude et de phase. Les systèmes de modulation multi-états sont tout particulièrement vulnérables à ce type d'évanouissement (voir CEI 835-2-4: Mesures applicables aux faisceaux hertziens – Section quatre: Emetteur/récepteur (en préparation)).

Pour un système fonctionnant dans des conditions de propagation par trajets multiples, la vulnérabilité à la distorsion linéaire du canal radioélectrique, variable dans le temps, est extrême. Sur la plupart des faisceaux hertziens numériques en visibilité directe à grande capacité, on utilise des égaliseurs auto-adaptatifs pour minimiser les effets de l'évanouissement sélectif et limiter ainsi les temps d'interruption.

Les types d'égaliseurs généralement employés sont les suivants:

- égaliseurs dans le domaine des fréquences qui fonctionnent généralement, mais pas forcément, en fréquence intermédiaire (f.i.), et
- égaliseurs dans le domaine temporel qui fonctionnent généralement, mais pas forcément, en bande de base.

* Les chiffres entre crochets renvoient à l'annexe A.

METHODS OF MEASUREMENT FOR EQUIPMENT USED IN DIGITAL MICROWAVE RADIO TRANSMISSIONS SYSTEMS

Part 2: Measurements on terrestrial radio-relay systems

Section 8: Adaptive equalizer

1 Scope

This section of IEC 835-2 deals with measurements pertaining to the adaptive equalizers used in digital microwave radio-relay systems. These measurements are intended to characterize the system equalizer in the presence of selective fading and may also be performed on systems without adaptive equalizers.

To take account of those properties of the system which are especially influenced by the use of frequency and/or time domain equalizers, the results of measurements performed on the system are presented by so-called signatures. Additional measurements provide further means to characterize the performance of the system.

2 General

The performance of a digital radio-relay link may be influenced by multipath propagation [1]*. This is especially true in the case of high capacity multi-state QAM systems. In addition to reducing the received signal level, i.e. "flat fading", multipath propagation results in linear distortion, i.e. "dispersive fading", producing amplitude and phase distortion. Multistate modulation systems are especially vulnerable to this form of fading (see 835-2-4: Part 2: Measurements on terrestrial radio-relay systems – Section 4: Transmitter/receiver (in preparation)).

For a system operating under multipath propagation conditions the vulnerability of the time-variant channel to linear distortion is of utmost importance. In the majority of high-capacity line-of-sight digital radio-relay systems, adaptive equalizers are used to counteract "dispersive fading" in order to decrease outages.

The following types of equalizers are generally in use:

- frequency-domain equalizers, which are mainly, but not necessarily, implemented at i.f. and
- time-domain equalizers, which are mainly, but not necessarily, implemented at baseband.

* The figures in square brackets refer to annex A.

2.1 *Egaliseur dans le domaine des fréquences*

Un égaliseur dans le domaine des fréquences a pour but de corriger la densité de puissance du spectre du signal reçu que l'on peut, par exemple analyser à l'aide d'une batterie de filtres passe-bande. Le signal transmis ne comportant généralement pas d'information redondante majeure, il n'est pas possible d'obtenir des informations sur la distorsion de phase ou de temps de propagation de groupe du canal. On ne peut donc identifier correctement que la distorsion d'amplitude.

Dans certains cas, le réseau d'égalisation est à déphasage minimal, type de réseau dont les caractéristiques de phase et d'amplitude sont liées entre elles par la transformée de Hilbert. Si la distorsion du canal radioélectrique est également du type à déphasage minimal, l'égalisation de la caractéristique d'amplitude égalise aussi la caractéristique de phase.

Si la distorsion du canal est à déphasage non minimal, par exemple dans le cas de la propagation par deux trajets où le signal le plus faible arrive sur le site de réception avant le signal le plus fort, la distorsion de phase peut être accrue et même dans certains cas doublée lorsque l'amplitude est égalisée. Il s'agit là de l'inconvénient majeur de ce type d'égaliseur dans le domaine des fréquences.

Son principal avantage, cependant, c'est qu'il fonctionne correctement, avec certaines limites, sans avoir recours à une porteuse récupérée (en démodulation cohérente), ni à un signal de rythme récupéré (pour des décisions correctes de synchronisation). Par conséquent, contrairement aux systèmes d'égalisation dans le domaine temporel, il n'est pas nécessaire d'examiner les caractéristiques de décrochage et d'accrochage.

2.2 *Egaliseur dans le domaine temporel*

L'égaliseur dans le domaine temporel a pour but de rendre la forme des impulsions exempte de brouillage intersymbole à l'entrée du circuit de décision, bien que le canal radioélectrique lui-même, du fait de la propagation par trajets multiples, puisse provoquer une quantité importante de brouillage intersymbole.

Fondamentalement, les égaliseurs dans le domaine temporel optimisent l'ouverture de l'oeil, soit en recherchant le cas le plus défavorable, c'est-à-dire en utilisant l'algorithme de forçage à zéro, soit en recherchant une erreur quadratique moyenne minimale (MMSE), c'est-à-dire en utilisant l'algorithme du MMSE [2]. Mais pour leur bon fonctionnement, ils requièrent au moins un signal de rythme correctement récupéré. Par ailleurs, les circuits de récupération de la porteuse et du rythme peuvent profiter du fonctionnement de l'égaliseur en utilisant le signal déjà égalisé pour la commande des boucles de récupération.

Les égaliseurs dans le domaine temporel peuvent généralement, par observation de la réponse impulsionnelle du canal, corriger à la fois les distorsions à déphasage minimal et non minimal.

De manière générale, la propagation par trajets multiples provoque non seulement une distorsion dans la branche I-I et dans la branche Q-Q mais également une contamination diaphonique entre les signaux en quadrature dans les systèmes en MAQ (voir figure 1). L'égaliseur dans le domaine temporel, s'il est réalisé en bande de base, doit donc être doté de circuits d'égalisation non seulement sur les branches I-I et Q-Q, mais aussi sur les chemins I-Q et Q-I (voir figure 2).

Si l'égaliseur est réalisé en fréquence intermédiaire, deux réseaux d'égalisation seulement sont nécessaires et il est possible de n'avoir que deux commandes indépendantes.

2.1 *Frequency domain equalizer*

It is the purpose of a frequency domain equalizer to correct the power density spectrum of the received signal, which, for example, can be analyzed with the aid of a bank of band-pass filters. Since there is usually no major redundant information in the transmitted signal, it is not possible to gain any information about the phase or group delay distortion of the channel; only the attenuation distortion can be recognized properly.

In some cases, the equalization network is of the minimum-phase type where the phase and magnitude responses are linked to each other via the Hilbert transform. If the channel distortion is also of the minimum-phase type, then by equalizing the magnitude response the phase response is equalized as well.

If the channel distortion is of the non-minimum phase type, for example in the case of two-path propagation where the weaker signal arrives before the stronger signal at the receiver site, the phase distortion may be increased and in some cases even doubled when the attenuation is equalized. This is the basic shortcoming of such a frequency domain equalizer.

Its main advantage, however, is that it will operate correctly, with certain limitations, without any need for a recovered carrier signal (for synchronous demodulation), or for a recovered timing signal (for making correct timing decisions). Therefore, in contrast to time domain equalization systems, lock-in/lock-out properties need not be investigated.

2.2 *Time domain equalizer*

It is the purpose of a time domain equalizer to achieve an intersymbol-interference-free (ISI-free) pulse shape at the input of the decision circuitry, although the channel itself may cause a considerable amount of ISI due to multipath propagation.

Basically, time domain equalizers optimize the eye-opening either in the worst-case sense, i.e. by using the zero-forcing algorithm, or in the minimum-mean-square-error (MMSE) sense, i.e. using the MMSE algorithm [2]. For proper operation, they require at least a correctly recovered timing signal. On the other hand, it is possible for the carrier- and timing-recovery circuits to take advantage of the operation of the equalizer by using the already equalized signal for the control of these loops.

By looking at the pulse response of the channel, time domain equalizers are usually capable of counteracting both minimum and non-minimum phase channel distortion.

In general, multipath propagation causes not only distortion in the I-I path and in the Q-Q path but also cross-talk contamination between the quadrature signals in a QAM system, (see figure 1). Therefore the time domain equalizer, if realized at baseband, shall have equalizing circuits not only in the I-I and Q-Q path, but also in the I-Q and Q-I path (see figure 2).

If this equalizer is realized at i.f., only two equalization networks may be used and it may be possible to have only two independent controls.

2.3 Evaluation des paramètres du système influencés par les égaliseurs

Pour évaluer les propriétés d'un faisceau hertzien vis-à-vis des évanouissements sélectifs, on utilise souvent le concept important de la signature. Il se fonde sur le modèle de propagation à deux rayons sur deux trajets [3]. Du fait des particularités provenant de l'utilisation des égaliseurs, plusieurs variantes de mesure de signature sont généralement effectuées en plus de la mesure de base de la signature présentée dans la CEI 835-2-4.

Dans la CEI 835-2-4, la signature est définie, dans le plan de l'amplitude relative d'écho par rapport à la fréquence décalée du creux d'affaiblissement ou dans le plan de la profondeur du creux par rapport à la fréquence décalée du creux, comme étant le lieu géométrique le long duquel le système est dans un état donné. Cet état est, par exemple caractérisé soit par un taux spécifié d'erreur sur les bits TEB, par exemple 10^{-3} ou 10^{-6} , ou par un état d'«accrochage» ou de «décrochage».

L'amplitude d'écho relative b est définie comme étant le rapport entre l'amplitude du rayon écho et l'amplitude du rayon direct. La profondeur de creux B est définie comme suit:

$$\begin{aligned} B &= -20 \log (1-b) && \text{pour } b < 1 \\ B &= -20 \log (1-1/b) && \text{pour } b > 1 \end{aligned}$$

Il est à noter que la différence de temps de propagation sur les deux trajets est maintenue à une valeur fixe lors de la mesure de signature.

Le calcul du temps d'interruption d'un faisceau hertzien est effectué à partir de deux éléments principaux:

- statistiques du canal radioélectrique, et
- caractéristiques du système.

La mesure de signature a pour objet de déterminer les caractéristiques du système dans des conditions spécifiques de propagation. La différence fixe de temps de propagation de 6,3 ns, utilisée pour la mesure de signature conformément à [3], n'est pas la moyenne des différences de temps de propagation réels mais simplement un paramètre utile afin de faire correspondre les données mesurées à un modèle numérique. Il est important de noter que l'emploi systématique de cette valeur fixe pour la différence de temps de propagation est également la base pour la comparaison des systèmes au moyen de la signature.

La signature d'interruption définie ci-dessous est un cas spécial important de la définition générale de la signature.

Toutes les mesures présentées ultérieurement sont effectuées sur des systèmes équipés ou non d'égaliseurs, mais ne sont pas effectuées sur des égaliseurs isolés.

Pour l'évaluation quantitative de la performance du système en présence d'évanouissement sélectif, un simulateur à deux trajets est intégré dans le chemin du signal. Avec l'aide de ce simulateur et d'autres appareils de mesure, le comportement du système dans les situations suivantes est alors évalué par les mesures énoncées ci-dessous:

- Lent accroissement de la distorsion par deux trajets jusqu'à interruption:
 - mesure de la signature «d'interruption». (Le terme signature sans autre qualificatif, pris dans son sens général jusqu'à maintenant, sera défini ci-après comme étant la signature d'interruption.)

2.3 Evaluation of system parameters influenced by the equalizers

To evaluate the properties of a radio-relay system with respect to selective fading the important concept of the so-called signature is widely used. It is based on a two-path (two-ray) propagation model [3]. Due to peculiarities which occur in connection with equalizers, several variants of signature measurements are usually performed in addition to the basic signature measurement given in IEC 835-2-4.

In IEC 835-2-4, the signature is defined as the locus in the relative echo-amplitude versus notch offset-frequency plane or in the notch depth versus notch offset-frequency plane along which the system shows a given state. For example this state is characterized either by a specified bit-error ratio, BER, e.g. 10^{-3} or 10^{-6} , or by "lock-in" or "lock-out" conditions.

The relative echo-amplitude b is defined as the ratio of echo ray amplitude to direct ray amplitude. The notch depth B is defined as follows:

$$\begin{aligned} B &= -20 \log (1-b) && \text{for } b < 1 \\ B &= -20 \log (1-1/b) && \text{for } b > 1 \end{aligned}$$

Note that the two-path delay difference has a fixed value for the signature measurement.

The calculation of the outage of a radio-relay system covers two main parts:

- channel statistics, and
- system properties.

The aim of the signature measurement is to characterize the system properties under specific propagation conditions. The fixed 6.3 ns delay difference, used in the signature measurement in accordance with [3], is not the average of a physical delay time, but only a useful fitting parameter to match measured data and a numerical model. It is important to note that a consistent use of this fixed value of delay difference is also the basis for using the signature for system comparison.

The outage signature defined below is an important special case of the general signature definition.

All subsequent measurements are taken on systems equipped with or without equalizers, not on isolated equalizers.

To quantitatively evaluate system performance under selective fading, a two-path simulator is inserted into the signal path. With the aid of this simulator and additional measuring equipment the behaviour of the system under the following situations is evaluated by the measurements described below:

- A slow increase of two-path distortion until outage occurs:
 - measurement of the "outage" signature. (The term signature without further specification, in common use until now, is defined hereinafter as outage signature.)

- Lente réduction de la distorsion par deux trajets après interruption provoquée par un évanouissement sélectif très profond:
 - mesure de la signature de «retour».
- Variation rapide des paramètres du canal à deux trajets, au moins la fréquence du creux et la profondeur du creux:
 - mesures de la signature «dynamique».
- Amélioration soudaine du canal après un évanouissement très sévère:
 - valeurs de la signature de retour;
 - mesure du temps de retour à la normale.

Les signatures d'interruption et de retour sont les bases pour le calcul de la probabilité d'interruption de la liaison hertzienne, en tenant compte des statistiques de propagation du bond examiné. La signature dynamique et le temps de retour à la normale fournissent des informations supplémentaires sur les égaliseurs utilisés.

Des appareils commerciaux de simulation d'évanouissement par deux trajets permettant un contrôle précis de la profondeur du creux, de la fréquence du creux et de la vitesse de défilement du creux sont désormais disponibles.

3 Signature d'interruption

3.1 Définition et généralités

L'interruption d'un système est définie comme s'étant produite si une boucle de commande décroche ou si le taux d'erreur sur les bits (TEB) atteint une certaine limite (ce TEB est appelé LTEB, c'est-à-dire limite du taux d'erreur sur les bits).

Pendant la mesure de signature d'interruption, il est possible qu'à certaines fréquences décalées du creux, on ne puisse obtenir la valeur du creux permettant d'atteindre un TEB égal au LTEB parce que pour une très légère augmentation de la profondeur du creux, le détecteur de TEB peut passer d'un TEB inférieur au LTEB à l'indication d'état d'erreur (alarme).

Par conséquent, la signature d'interruption est définie comme étant le lieu géométrique de ces couples fréquence décalée du creux/profondeur du creux pour lesquels un «critère d'interruption» est atteint.

Les critères d'interruption sont définis en relation avec un accroissement du brouillage intersymbole.

Ils sont donnés par les éléments suivants:

- le TEB augmente et atteint le LTEB, ou
- le TEB augmente et passe brutalement d'un TEB inférieur au LTEB à un TEB supérieur au LTEB, ou
- l'indicateur d'état du détecteur de TEB passe brutalement d'un TEB inférieur au LTEB à l'indication «SIA» (signal d'indication d'alarme), ou à l'indication d'état «perte de synchronisation».

- A slow decrease of two-path distortion after an outage caused by the most severe selective fading:
 - measurement of the "return" signature.
- A fast variation of two-path channel parameters, at least notch frequency and notch depth:
 - measurements of the "dynamic" signature.
- Sudden improvement of the channel after the most severe fading:
 - values of the return signature;
 - measurements of the recovery time.

The outage and return signatures are the bases for the calculation of the outage probability of the radio-relay system taking into account the propagation statistics of the hop under consideration. The dynamic signature and the recovery time provide additional information on the equalizers utilized.

Commercial two-path fading simulators are now available that can provide precise control of notch depth, notch frequency and notch sweep-speed.

3 Outage signature

3.1 Definition and general considerations

Outage of a system is defined as having occurred either if a control loop locks out or if the BER reaches a certain limit (this BER is named BERL, i.e. the bit error ratio limit).

It is possible during the measurement of the outage signature that with certain notch offset-frequencies no notch depth for a BER equal to BERL can be obtained because with a slight increase of notch depth the output of the BER detector can change from a BER less than BERL to the error status indication.

Therefore, the outage signature is defined as the locus of those notch offset-frequency/notch depth pairs for which the "outage criterion" is reached.

The outage criteria are defined in connection with increasing intersymbol-interference.

They are given by:

- the BER increases and reaches BERL, or
- the BER increases and changes suddenly from BER less than BERL to BER greater than BERL, or
- the status indication of the BER detector changes suddenly from BER less than BERL to the "AIS" indication, i.e. alarm indication signal, or to the "Sync-loss" status indication, i.e. loss of synchronization.

La courbe de signature d'interruption départage deux zones:

- a) le TEB à l'extérieur de la signature d'interruption est inférieur au LTEB, et
- b) à l'intérieur de la signature d'interruption, le TEB est supérieur au LTEB ou n'est pas mesurable du fait de l'indication d'alarme du détecteur de TEB.

Il faut établir une distinction entre les situations de déphasage minimal (MP) et de déphasage non minimal (NMP) comme suit:

MP – Le rayon direct agit comme le signal souhaité, tandis que le rayon «écho», plus faible, est un signal retardé, c'est-à-dire un signal de distorsion retardé;

NMP – Le rayon direct provoque un signal de distorsion en avance, tandis que le rayon «écho», plus fort, agit comme le signal souhaité.

Comme certains égaliseurs peuvent présenter un comportement différent entre les deux situations, il est nécessaire de mesurer les deux signatures d'interruption à MP et à NMP afin de caractériser entièrement le faisceau hertzien. Les deux signatures d'interruption sont mesurées avec la même différence de temps de propagation fixe.

Les signatures d'interruption, d'un système possédant un égaliseur dans le domaine des fréquences et d'un système possédant un égaliseur dans le domaine temporel, doivent être mesurées de la même manière.

3.2 Méthode de mesure

Le schéma fonctionnel de base de mesure des signatures est représenté à la figure 3. Il combine plusieurs schémas présentés dans la CEI 835-2-4.

La signature d'interruption servant de base aux calculs d'interruption, il est souhaitable d'intégrer à la mesure les équipements en F.R. du système afin de tenir compte de leurs imperfections spécifiques. Le montage présenté par la figure 3 utilise un simulateur à deux trajets situé dans la partie F.R., mais cette simulation peut également être réalisée en I.F.

Un compteur d'erreurs mesure le TEB du signal reçu à l'aide du détecteur de TEB, tandis que la source de signaux du côté émission est un générateur de séquence de bits pseudo-aléatoire qui est généralement intégré à l'équipement de détection du TEB.

Pour la mesure 1 en particulier, la figure 4 indique comment faire varier la profondeur du creux et la fréquence décalée du creux pour déterminer la signature d'interruption à une fréquence décalée de creux donné f_{n1} . La figure 4 illustre également une seconde mesure spécifique, la mesure 2, pendant laquelle la profondeur du creux est maintenue constante tandis que l'on fait varier la fréquence décalée du creux. Cette dernière mesure donne des résultats plus précis à proximité des grands décalages de fréquence, lorsque la variation de la profondeur du creux est forte. La mesure 1 est plus précise dans une région où la variation de profondeur du creux en fonction de la fréquence est faible.

Le bon contrôle de la profondeur du creux et de la fréquence décalée du creux dépend toujours de la forme spécifique de la signature examinée. Un exemple de la situation rencontrée avec une signature d'interruption asymétrique est illustré par la figure 5, contrairement au comportement plus symétrique présenté dans la figure 4. C'est souvent le cas avec des égaliseurs présentant des caractéristiques différentes importantes entre les situations à MP et NMP.

The outage signature curve separates two areas:

- a) the BER outside the outage signature is less than BERL, or
- b) within the outage signature the BER is greater than BERL, or not measurable due to alarm indication of the BER detector.

A distinction shall be made between minimum-phase (MP) and non-minimum-phase (NMP) situations as follows:

MP – the direct ray acts as the desired signal, whilst the weaker "echo" ray is a delayed, i.e. lagging, distorting signal;

NMP – the direct ray causes a leading distorting signal, while the stronger "echo" ray acts as the desired signal.

Since different equalizers behave differently in both situations, it is necessary to measure both MP and NMP outage signatures to completely characterize the radio-relay system. Both outage signatures are based on the same fixed delay difference.

The outage signatures of a system with a frequency domain equalizer and of a system with a time domain equalizer are to be measured in the same way.

3.2 Measurement method

The basic block diagram for the measurement of signatures is shown in figure 3. It is a combination of various diagrams given in IEC 835-2-4.

The outage signature being the basis for outage calculations, it is advisable to include the R.F. equipment of the system in the measurement, to account for its specific imperfections. The arrangement depicted in figure 3 utilizes a two-path simulation in the R.F. band but this simulation can also be carried out at I.F.

An error counter measures the BER of the received signal with the BER detector, whilst the signal source on the transmit side is a pseudo-random binary sequence generator, which is normally integrated with the BER detector.

Specifically for measurement 1, figure 4 shows the manner in which the notch depth and the notch offset frequency should be varied to determine the outage signature at a given notch offset frequency f_{n1} . Figure 4 also depicts a second specific measurement, measurement 2, during which the notch depth is kept constant whilst varying the notch offset frequency. This latter measurement yields more accurate results in the vicinity of large offset frequencies, where the variation in notch depth is large. Measurement 1 is more accurate in a region where the notch depth variation with frequency is small.

The proper control of notch depth and notch offset frequency always depends on the specific form of the signature under consideration. As an example, the situation encountered with an asymmetric outage signature is shown in figure 5, in contrast to the more symmetrical behaviour shown in figure 4. This is likely to occur in the case of equalizers with significantly different performance in MP and NMP situations.

Dans une telle situation, il est souhaitable de procéder de manière similaire à celle illustrée dans la figure 4, comme suit:

En partant d'un faible TEB, il convient de modifier la profondeur du creux ou la fréquence décalée du creux jusqu'à l'interruption, conformément à la définition présentée ci-dessus.

La courbe de signature d'interruption peut consister en des zones où le TEB est égal au LTEB et/ou en d'autres zones où le décrochage d'une boucle de commande dans le système provoque une indication «SIA» ou «perte de synchronisation» sur l'indicateur d'état du détecteur de TEB.

3.3 Présentation des résultats

Il convient de présenter les résultats de la mesure de signature sur un diagramme présentant la profondeur du creux B en fonction de la fréquence décalée du creux f_n . Les signatures en MP et NMP peuvent être représentées sur des échelles d'ordonnées distinctes, comme sur la figure 4, ou avec la même échelle d'ordonnées, comme sur la figure 6.

Pour certaines applications, par exemple pour des signatures en MP et NMP très asymétriques, une représentation de la signature d'interruption sur une échelle linéaire de l'amplitude relative d'écho b , par exemple pour $b = 0,8$ à $1,2$, peut s'avérer plus utile que la profondeur du creux B en décibels.

De tels schémas conduisent forcément à une transition continue de la courbe de signature en MP à la courbe de signature en NMP pour $b = 1$.

3.4 Détails à spécifier

Si cette mesure est exigée, les éléments suivants doivent être inclus dans le cahier des charges du matériel:

- a) principales données système, par exemple débit binaire, format de modulation, etc,
- b) masque de signature;

NOTE - A la place du masque de signature maximum autorisé, la profondeur minimale exigée du creux dans la gamme d'accord i) donnant une limite du taux d'erreur sur les bits d), peut aussi être spécifiée.

- c) Bornes d'accès entre lesquelles le simulateur à deux trajets doit être connecté;
- d) LTEB (limite du taux d'erreur sur les bits);
- e) différence de temps de propagation entre les deux trajets;
- f) type de simulation (par exemple MP ou NMP);
- g) type d'égaliseur utilisé dans le système;
- h) signal d'essai du générateur pseudo-aléatoire;
- i) gamme d'accord de la fréquence du creux.

4 Signature de retour

4.1 Définition et généralités

La signature de retour est définie comme étant le lieu géométrique dans le plan fréquence décalée du creux/profondeur du creux le long duquel un «critère de retour» est atteint. Les critères de retour sont définis en relation avec un brouillage intersymbole décroissant, c'est-à-dire une profondeur de creux décroissante.

In such cases, it is advisable to proceed in a similar way to that illustrated in figure 4, as follows:

Starting with a low BER, the notch depth or the notch offset-frequency should be changed until outage occurs, in accordance with the aforementioned definition.

The outage signature curve can consist of sections with BER equal to BERL and/or of other sections at which lock-out of a control loop in the system causes an "AIS" or "Sync-loss" indication in the BER detector's status indication.

3.3 *Presentation of results*

The results of the signature measurement should be presented in a diagram with notch depth B versus notch offset-frequency f_n . Both MP and NMP signatures can be represented by separate ordinate scales, as in figure 4, or using the same ordinate scale, as shown in figure 6.

For certain applications, for example very unsymmetrical MP/NMP signatures, a representation of the outage signature on a linear scale of the relative echo amplitude b , for example where $b = 0,8$ to $1,2$, instead of notch depth B in decibels, might be useful.

Such diagrams necessarily lead to a continuous transition from the MP to the NMP signature curve where $b = 1$.

3.4 *Details to be specified*

The following should be included, as required, in the detailed equipment specification:

- a) main system data, for example, bit-rate, modulation format, etc.;
- b) signature mask;

NOTE - Instead of the maximum permitted signature mask, the required minimum notch depth in the tuning range i), resulting in the bit-error ratio limit (BERL) d), may also be specified.

- c) ports between which the two-path simulator is to be connected;
- d) BERL (bit error ratio limit);
- e) two-path delay difference;
- f) type of simulation, for example MP or NMP;
- g) type of equalizer used in the system;
- h) test signal from pattern generator;
- i) notch frequency tuning range;

4 **Return signature**

4.1 *Definition and general considerations*

The return signature is defined as a locus in the notch offset-frequency/notch depth plane along which a "return criterion" is reached. The return criteria are defined in connection with decreasing inter-symbol-interference, i.e. decreasing notch depth.

Ils sont donnés par les éléments suivants:

- le TEB diminue et atteint le LTEB, ou
- le TEB diminue et passe brutalement d'un TEB supérieur au LTEB à un TEB inférieur au LTEB, ou
- l'indication d'état du détecteur de TEB passe brutalement de l'indication «SIA» ou «Perte de synchronisation» à un «TEB inférieur au LTEB».

La signature de retour est le pendant logique de la signature d'interruption. La signature d'interruption correspond à la limite à laquelle le système atteint les critères d'interruption durant le temps correspondant à un évanouissement à deux trajets croissant. La signature de retour représente la limite à laquelle le système atteint les critères de retour par réduction de la distorsion provoquée par les deux trajets après un évanouissement très important.

Si la distorsion provoquée par les deux trajets empire, les tensions des boucles de commande du système peuvent varier continûment jusqu'à atteindre le critère d'interruption, par exemple «TEB supérieur au LTEB». Après un accroissement supplémentaire du brouillage intersymbole provoqué par une situation qui s'aggrave encore et une augmentation corrélative du TEB (déjà au-delà du LTEB), les boucles décrochent brutalement et les tensions de commande se remettent à l'état zéro. Si la situation sur les deux trajets s'améliore, l'égaliseur doit recouvrer de nouvelles tensions de commande à partir de l'état zéro. Par conséquent, la signature de retour peut, dans certains cas, être située partiellement à l'extérieur de la signature d'interruption.

4.2 Méthode de mesure

La figure 3 représente le montage de mesure de la signature de retour. Certaines zones de la signature de retour peuvent dépendre de l'historique de l'évanouissement. Un point de départ unique peut cependant être obtenu en faisant varier la valeur de la profondeur de creux à proximité de sa valeur maximale, c'est-à-dire presque infinie.

La figure 7 indique, pour la mesure 1, comment on augmente la profondeur du creux, pour une fréquence décalée de creux constante, d'une valeur faible jusqu'à l'infini, en partant d'une situation à MP. La profondeur du creux est ensuite réduite dans une situation à NMP jusqu'à ce qu'un «critère de retour» soit atteint.

Pour la mesure 2, la profondeur du creux est maintenue constante et la fréquence décalée du creux est réglée jusqu'à ce que le «critère de retour» soit atteint. Le choix entre la mesure 1 et la mesure 2 est régi par les mêmes considérations que celles exposées en 3.2 concernant la mesure de la signature d'interruption montrée à la figure 4.

La courbe de signature de retour peut consister en des zones où le TEB est égal au LTEB et/ou d'autres zones où l'indication d'état du détecteur de TEB passe brutalement de «SIA» ou «Perte de synchronisation» à un «TEB inférieur au LTEB».

4.3 Présentation des résultats

Il convient de présenter les résultats de la mesure sous forme d'une signature.

4.4 Détails à spécifier

Les détails à spécifier doivent être les mêmes que pour la mesure de la signature d'interruption (voir en 3.4).

They are given by:

- BER decreases and reaches BERL, or
- BER decreases and changes suddenly from BER greater than BERL to BER less than BERL, or
- the status indication of the BER detector changes suddenly from "AIS" or "Sync-loss" to "BER less than BERL".

The return signature is the logical counterpart of the outage signature. The outage signature provides the limit at which the system reaches the outage criteria during a time of increasing two-path fading. On the other hand, the return signature represents the limit at which the system reaches the return criteria upon reduction of the two-path distortion from the most severe fading.

If the two-path situation becomes worse, the voltages of the control loops in the system can follow continuously until the outage criteria is reached, for example "BER greater than BERL". After further increasing intersymbol-interference caused by a still worsening situation and simultaneous increasing BER, (already beyond the BERL), the loops are suddenly locked-out and the control voltages are reset to a zero state. If the two-path situation improves, the equalizer now has to find the new control voltages starting from the zero state. Consequently, in some cases, the return signature lies partially outside the outage signature.

4.2 Measurement method

Figure 3 shows the arrangement for measurement of the return signature. Some areas on the return signature may depend on the fading history. A unique starting point can nevertheless be achieved by varying the notch depth around its maximum, i.e. near-infinite value.

Figure 7 shows, for measurement 1, how the notch depth is increased at a constant notch offset-frequency from a small value to infinity, starting with the MP condition. Subsequently, the notch depth is reduced with the NMP condition until the "return criterion" is reached.

In measurement 2, the notch depth is held constant, and the notch offset-frequency is adjusted until the "return criterion" is reached. The choice between measurement 1 and measurement 2 is governed by the same factors as explained in 3.2 under outage signature measurement, depicted in figure 4.

The return signature curve can consist of sections with BER equal to BERL and/or of other sections where the BER detector's status indication changed abruptly from "AIS" or "Sync loss" to "BER less than BERL".

4.3 Presentation of results

The measurement results should be presented in the form of a signature.

4.4 Details to be specified

Details to be specified shall be the same as those specified in the measurement of outage signature (see 3.4).

5 Mesure des effets dynamiques des évanouissements de propagation

A l'étude.

6 Temps de retour à la normale

6.1 Définition et généralités

Le temps de retour à la normale est défini comme étant l'intervalle de temps entre le premier instant «rétablissement du signal après une interruption» et le second instant «le signal de sortie de l'appareil à l'essai atteint les critères de retour». Pour les critères de retour (voir en 4.1).

Le temps de retour à la normale indique le temps requis par le système pour atteindre l'état opérationnel lorsque les conditions de propagation font passer brutalement d'une situation «hors service» à une situation particulière à deux trajets.

Alors que la signature dynamique donne des informations indiquant dans quelle mesure le système peut suivre des changements rapides de l'évanouissement sélectif, le temps de retour à la normale donne une indication du temps requis pour que la boucle de synchronisation et les autres boucles de commande passent de l'état décroché à l'état accroché.

La temporisation interne du détecteur de TEB doit être prise en compte. Une mesure séparée permet d'obtenir sa valeur en effectuant une mesure similaire à celle décrite ci-dessus. Il est à noter que le temps d'intégration nécessaire pour mesurer un TEB inférieur au LTEB doit être faible vis à vis du temps de retour à la normale à mesurer.

6.2 Méthode de mesure

Le montage de mesure du temps de retour à la normale est présenté en figure 8. Un commutateur F.R., déclenché par une unité de commande, et un simulateur à deux trajets sont insérés entre les parties émission et réception du système à l'essai.

Un compteur d'intervalles de temps, destiné à la mesure du temps de retour à la normale, est également déclenché par l'unité de commande et arrêté par le détecteur de TEB lorsque son indicateur d'état atteint le «critère de retour».

La mesure du temps de retour à la normale peut être exécutée pour différentes configurations:

- absence de distorsion,
- distorsion par deux trajets, en général, et
- distorsion par deux trajets aux points de pire cas de la signature de retour.

Le simulateur à deux trajets est d'abord réglé pour la distorsion choisie. Après interruption, la connexion est ensuite établie entre l'émetteur et le récepteur par le commutateur. Cet instant marque le début de la mesure du temps de retour à la normale. La fin de la mesure du temps de retour à la normale intervient lorsque le signal en sortie de l'appareil à l'essai atteint les critères de retour. Le temps de retour à la normale est l'intervalle de temps entre ces deux instants (voir figure 9).

5 Measurement of dynamic fading effects

Under consideration.

6 Recovery time

6.1 Definition and general considerations

The recovery time is defined as the time interval between the first instant when the signal is "connected-through after an interruption" and the second instant when the "output signal of the device under test reaches the return criteria". For return criteria (see 4.1).

The recovery time indicates the time required by the system to reach the operational state when the propagation conditions change abruptly from disconnection to a particular two-path situation.

Whereas the dynamic signature provides information concerning how well the system can follow fast changes in selective fading, the recovery time is an indication of the time required for the synchronization, and other control loops, to change from locked-out to locked-in states.

The internal delay of the BER-detector should be taken into account. It can be found by a separate measurement, using a technique similar to that described above. It should be noted that the integration time necessary to measure a BER less than BERL must be small in comparison with the recovery time to be measured.

6.2 Measurement method

The arrangement for the measurement of recovery time is shown in figure 8. An R.F. switch, which is triggered by a control unit, and a two-path simulator, are inserted between transmit and receive parts of the system under test.

A time interval meter, which measures the recovery time, is also triggered by the control unit and stopped by the BER-detector in the case of a reached "return criterion" status indication.

The measurement of the recovery time can be carried out for different cases:

- no distortion,
- two-path distortion in general, and
- two path distortion at worst-case points of the return signature.

At first, the two-path simulator is set to the selected distortion. Then the line is connected through after an interruption. This instant marks the beginning of the measurement of the recovery time. The end of the measurement of the recovery time is given when the output signal of the device under test reaches the return criteria. The recovery time is the time interval between these two instants (see figure 9).

D'autres mesures peuvent être prévues pour connaître dans quelle mesure le temps de retour à la normale s'allonge en présence d'évanouissement à deux trajets défavorable. Dans ce cas, le simulateur à deux trajets est réglé sur les valeurs correspondant à la fréquence décalée de creux et à la profondeur du creux situées juste à l'extérieur de la signature de retour (par exemple, près du point de pire cas donné par la plus petite valeur de la profondeur du creux).

6.3 *Présentation des résultats*

Les résultats sont les valeurs obtenues pour le temps de retour à la normale.

6.4 *Détails à spécifier*

Si cette mesure est exigée, les détails suivants doivent être inclus dans le cahier des charges du matériel:

- a) valeurs des paramètres de la signature de retour utilisées dans le simulateur à deux trajets;
- b) temps de retour à la normale maximal autorisé;
- c) principales données système, par exemple débit binaire, format de modulation, etc.;
- d) accès entre lesquels le simulateur à deux trajets doit être inséré;
- e) LTEB (limite du taux d'erreur sur les bits);
- f) différence de temps de propagation entre les deux trajets;
- g) simulation MP et NMP;
- h) type d'égaliseur utilisé dans le système;
- i) signal d'essai du générateur pseudo-aléatoire.

7 **Mesures complémentaires**

Outre les quantités spécifiées pour la caractérisation du système avec égaliseurs auto-adaptatifs, les mesures ci-après revêtent également de l'importance.

7.1 *Signature d'interruption en présence d'un évanouissement uniforme*

Les signatures d'interruption sont normalement mesurées aux niveaux nominaux d'entrée des récepteurs. Il convient, en outre, de mesurer les signatures d'interruption en présence d'un évanouissement uniforme spécifié parce qu'il existe une corrélation entre les deux évanouissements uniforme et sélectif.

7.2 *Signature d'interruption avec brouillage par canaux adjacents*

Le découplage de polarisation décroît généralement en présence d'évanouissement sélectif. La probabilité d'interruption peut donc être influencée par le brouillage dû aux canaux adjacents. La mesure d'une signature d'interruption en couplant des canaux adjacents spécifiés à l'équipement à l'essai permet d'obtenir des informations sur ce paramètre. Le même effet de brouillage peut intervenir dans le cas de canaux adjacents copolaires et il est également intéressant d'étudier cette question.

Further measurements have the purpose of showing how long the recovery time becomes in the presence of unfavourable two-path fading. In this case the two-path simulator is set with a pair of values for notch offset-frequency and notch depth just outside the return signature (e.g. near the worst case point given by the smallest value of notch depth).

6.3 *Presentation of results*

The results are the values obtained for the recovery time.

6.4 *Details to be specified*

The following should be included, as required, in the detailed equipment specification:

- a) values of the return signature parameters used in the two-path simulator;
- b) maximum permitted recovery time;
- c) main system data, for example bit-rate, modulation format, etc.;
- d) ports between which the two-path simulator is to be inserted;
- e) BERL (bit error ratio limit);
- f) two-path delay difference;
- g) MP-, NMP-simulation;
- h) type of equalizer used in the system;
- i) test signal from pattern generator.

7 **Additional measurements**

Apart from the specified quantities characterizing the system with the use of adaptive equalizers, the following measurements are also of importance:

7.1 *Outage signature with flat fading*

Outage signatures are normally measured at nominal receiver input levels. Additionally, outage signatures should be measured at a specified amount of flat fading because flat and selective fading are correlated.

7.2 *Outage signature with interfering adjacent channels*

Cross-polarization discrimination usually becomes worse in the presence of selective fading. The outage probability can thus be influenced by interfering adjacent channels. The measurement of an outage signature in the presence of specified adjacent channel coupling can give information on this. The same interfering effect can occur in the case of co-polarized adjacent channels and it is also worthwhile for this to be investigated.

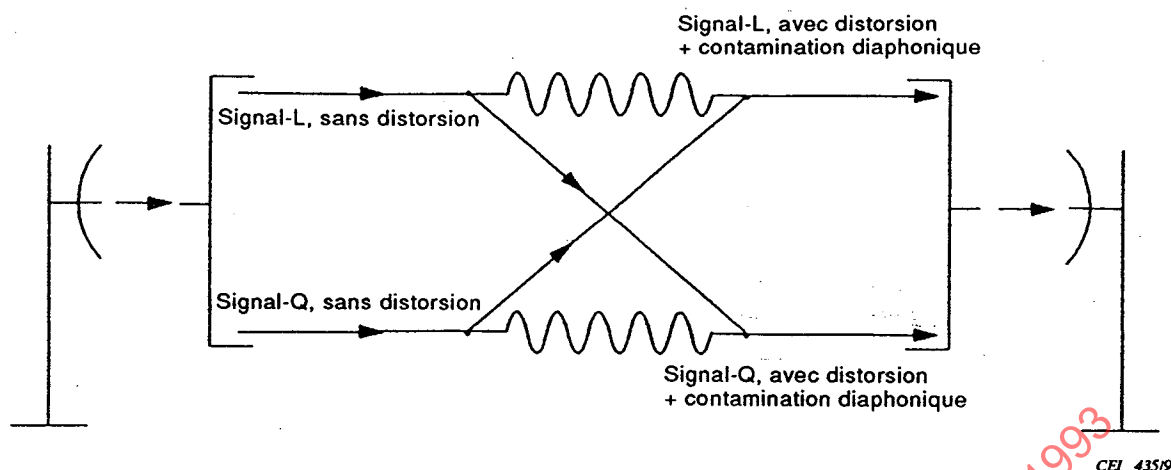


Figure 1 – Distorsions linéaires et contamination diaphonique provoquées par un évanouissement de propagation par trajets multiples sur système de modulation multi-état (MAQ)

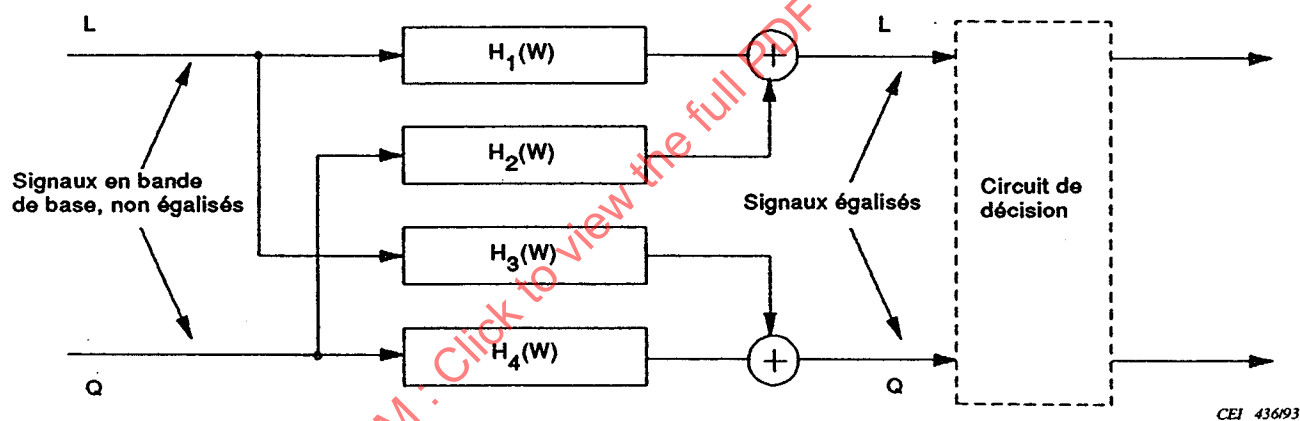


Figure 2 – Schéma fonctionnel d'un égaliseur linéaire en bande de base

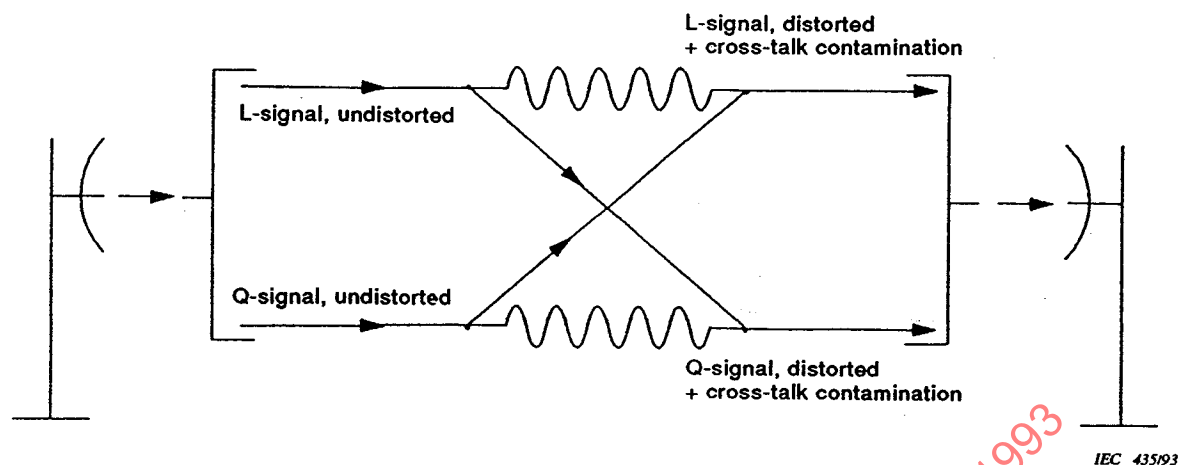


Figure 1 – Linear distortion and crosstalk in a QAM system caused by multipath fading

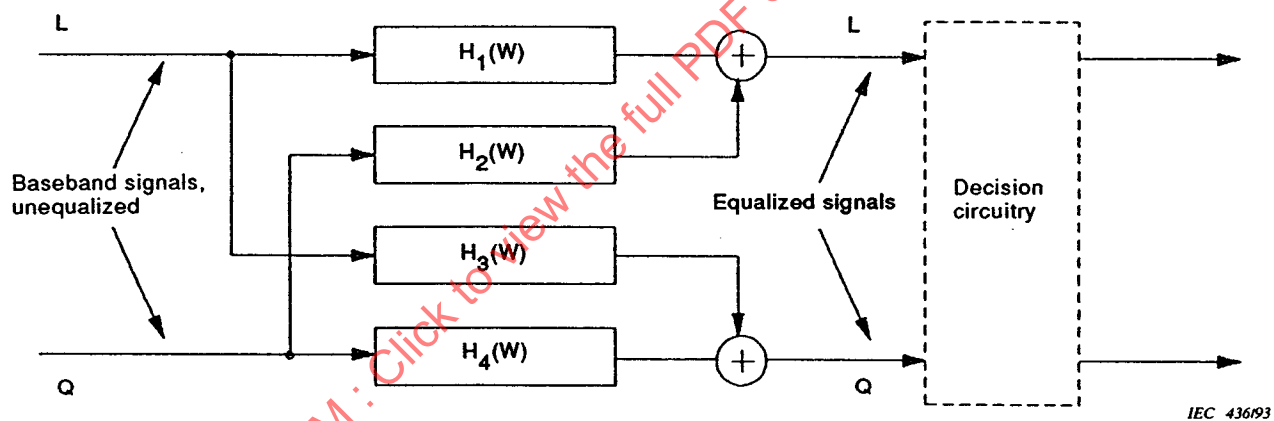
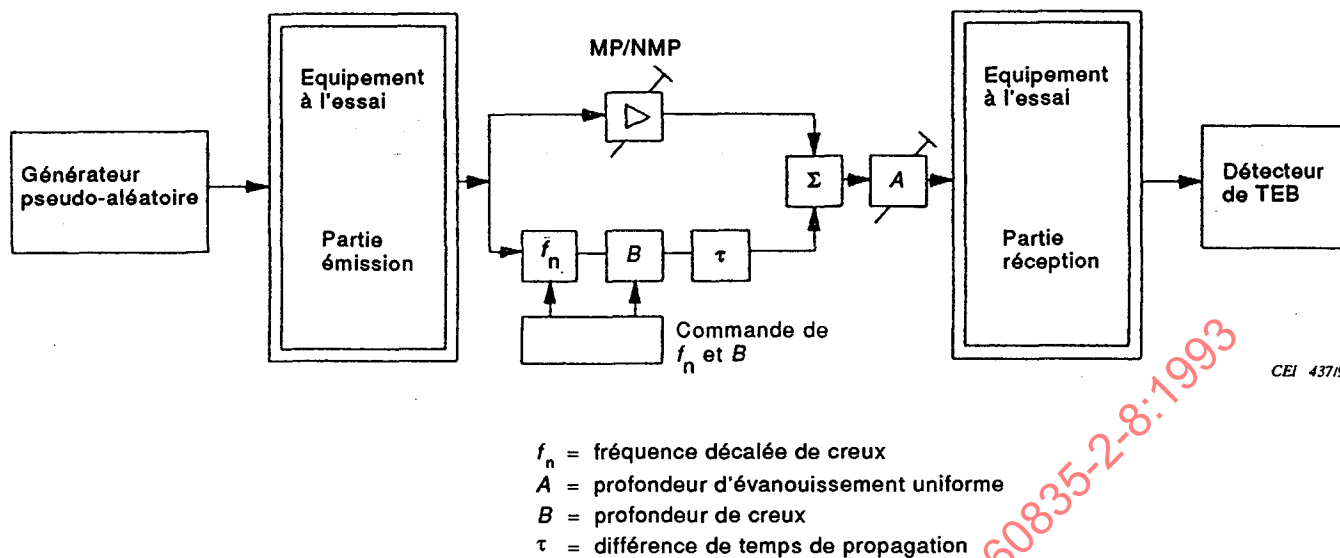
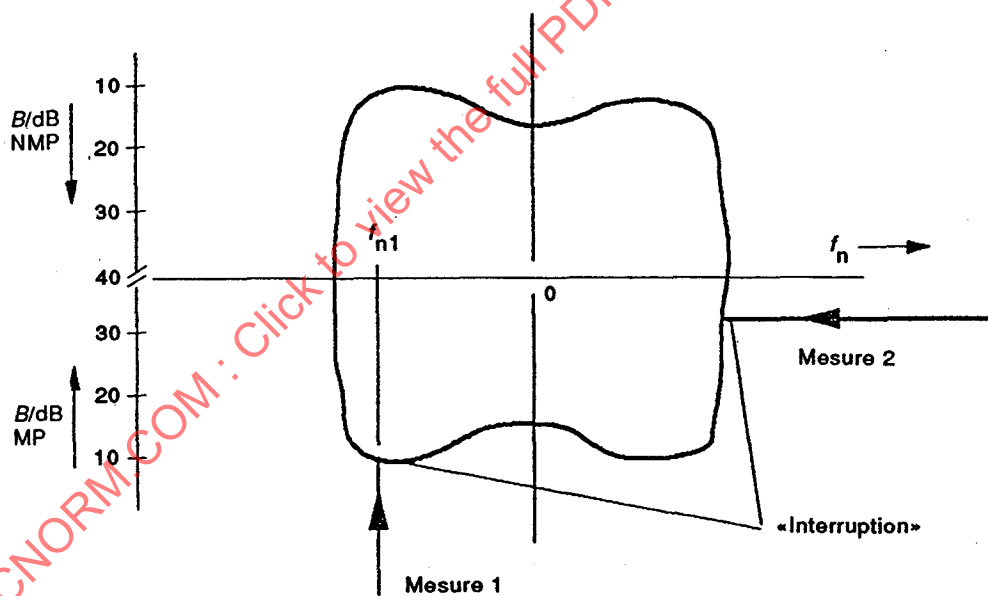


Figure 2 – Block diagram of a linear baseband equalizer



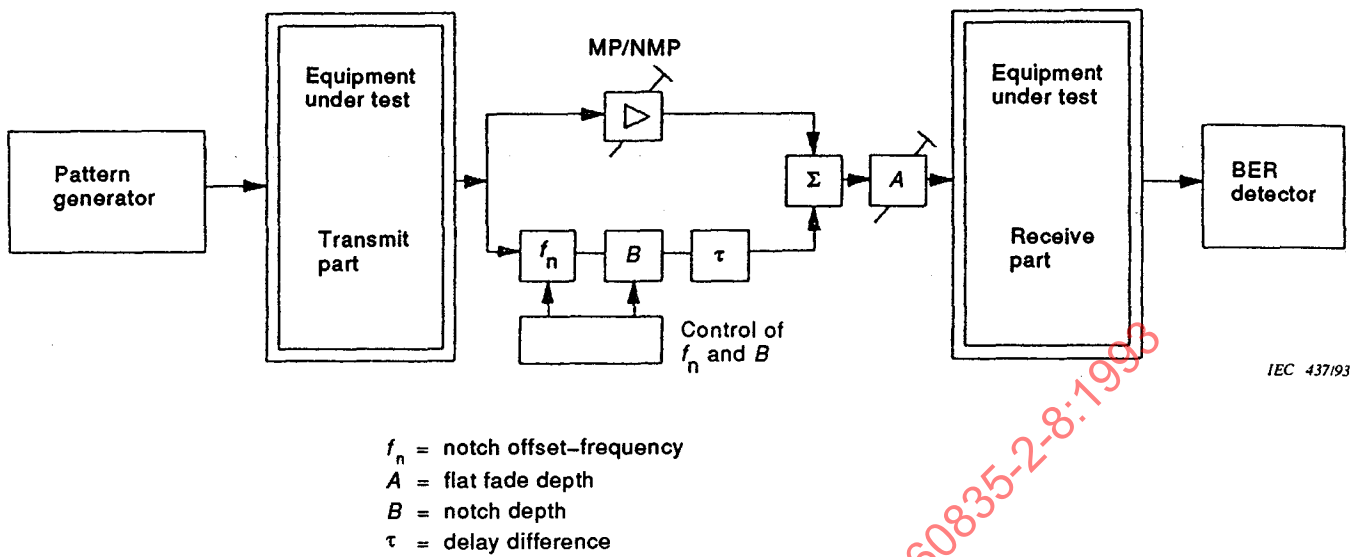
CEI 437/93

Figure 3 – Montage de base de mesure des signatures



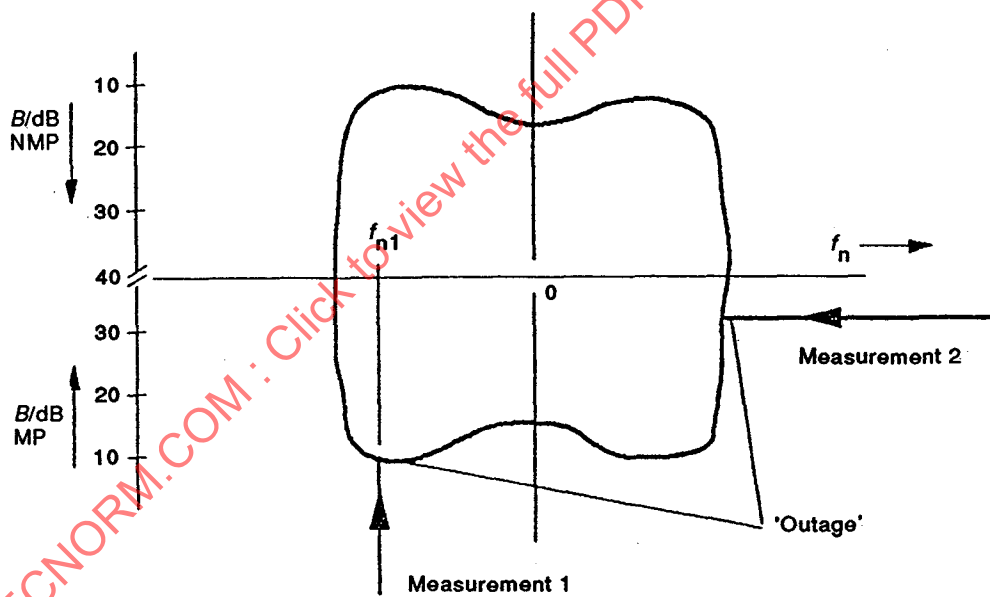
CEI 438/93

Figure 4 – Exemple de signature d'interruption



IEC 437/93

Figure 3 – Basic arrangement for the measurement of signatures



IEC 438/93

Figure 4 – Example of an outage signature

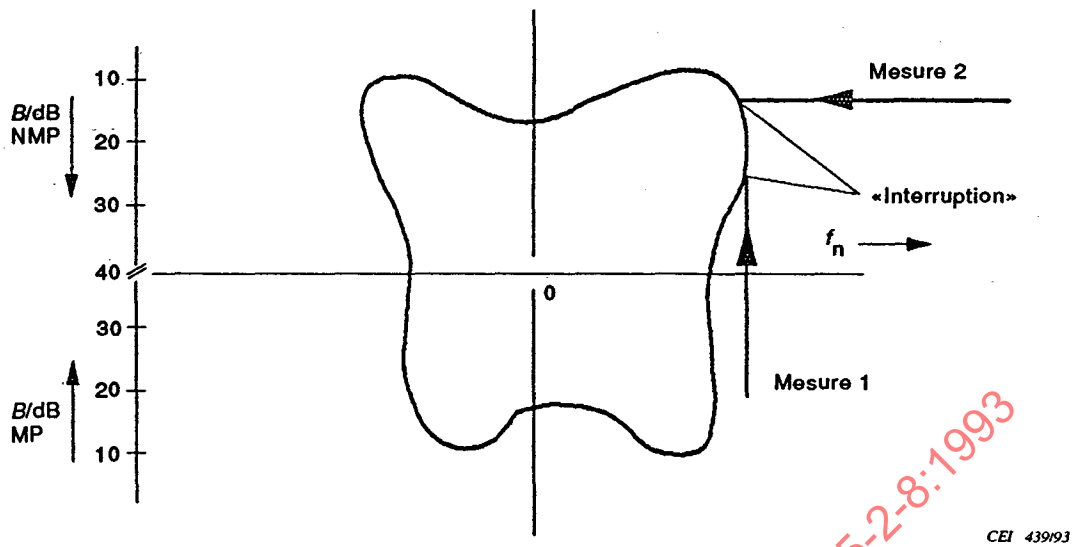
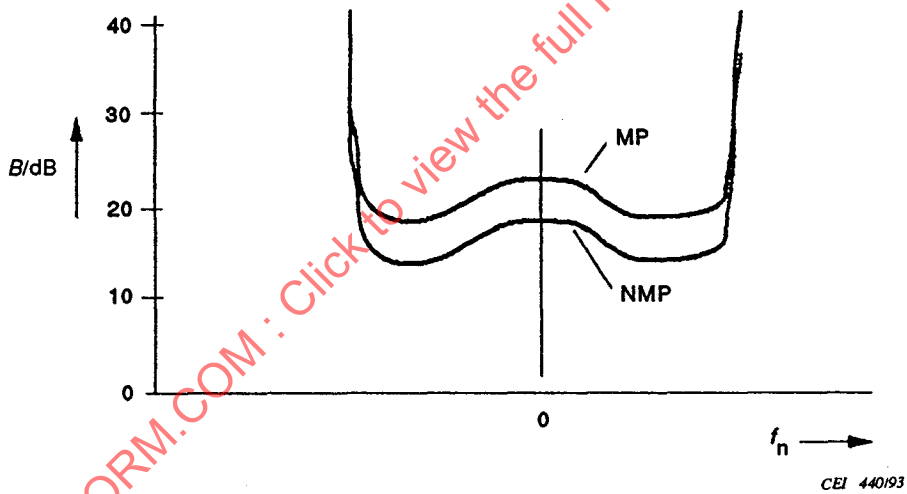


Figure 5 – Exemple de signature d'interruption avec des valeurs possibles de signature inhabituelles



f_n = fréquence décalée du creux
(par rapport à la fréquence porteuse)

B = profondeur du creux

$$\left. \begin{array}{l} B_{MP} = -20 \log (1-b), \quad b < 1 \\ B_{NMP} = -20 \log (1-1/b), \quad b > 1 \end{array} \right\} \quad b = \text{rapport d'amplitude d'écho}$$

MP = déphasage minimal

NMP = déphasage non minimal

Figure 6 – Présentation des signatures à déphasage minimal et à déphasage non minimal, sur la même échelle des ordonnées