

NORME
INTERNATIONALE
INTERNATIONAL
STANDARD

CEI
IEC

60835-2-4

1993

AMENDEMENT 1

AMENDMENT 1

1997-11

Amendement 1

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

Partie 2:

**Mesures applicables aux faisceaux
hertziens terrestres –**

**Section 4: Emetteur/récepteur,
modulateur/démodulateur inclus**

Amendment 1

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

Part 2:

**Measurements on terrestrial radio-relay systems –
Section 4: Transmitter/receiver including
modulator/demodulator**

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

International Electrotechnical Commission

3, rue de Varembé Geneva, Switzerland

Telefax: +41 22 919 0300

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

F

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

AVANT-PROPOS

Le présent amendement a été établi par le comité d'études 102: Matériels utilisés dans les services mobiles et les systèmes de communication par satellite.

Le texte de cet amendement est issu des documents suivants:

FDIS	Rapport de vote
102/8/FDIS	102/18/RVD

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

Page 2

SOMMAIRE

Ajouter, à la page 4, les éléments suivants:

5.3	Evanouissements sélectifs – Signature
5.3.1	Généralités
5.3.2	Méthode de mesure
5.3.3	Présentation des résultats
5.3.4	Détails à spécifier

Figures

5	Schéma fonctionnel du simulateur de trajets multiples.....
6	Caractéristique large bande d'un simulateur f.i. à deux rayons
7	Exemple de signature à minimum et non-minimum de phase.....

Page 28

5.3 Evanouissements sélectifs – Signature

Ajouter le nouveau texte suivant:

5.3.1 Généralités

Les faisceaux hertziens numériques à grande capacité sont sensibles aux évanouissements sélectifs dus à la propagation par trajets multiples. Ceci se traduit par une augmentation du taux d'erreur qui est plus élevé que celui qui correspond à un évanouissement constant de même valeur moyenne.

FOREWORD

This amendment has been prepared by IEC technical committee 102: Equipment used in mobile services and satellite communication systems.

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

FDIS	Report on voting
102/8/FDIS	102/18/RVD

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

Page 3

CONTENTS

Add, on page 5, the following items:

5.3	Selective fading signature
5.3.1	General considerations
5.3.2	Method of measurement.....
5.3.3	Presentation of results
5.3.4	Details to be specified

Figures

5	Functional arrangement of the fading simulator
6	Wideband frequency characteristic of the two-ray i.f. fading simulator
7	Example of minimum / non-minimum phase signature

Page 29

5.3 Selective fading signature

Add the following new text:

5.3.1 General considerations

Digital radio-relay systems designed for the transmission of high bit rates are susceptible to selective fading due to multipath propagation. This results in a BER which is higher than that which would be caused by flat fading of the same mean value.

Pour vérifier la sensibilité du faisceau hertzien aux effets de la propagation par trajets multiples au cours des essais de recette ou du prototype, on peut utiliser un «simulateur d'évanouissement à deux rayons» inséré en f.i. ou en r.f. dans les circuits de récepteur. Les signatures mesurées au moyen de ce simulateur permettent, comme on le verra dans le prochain paragraphe, de comparer les sensibilités aux évanouissements par trajets multiples de différents faisceaux hertziens et de différents égalisateurs auto-adaptatifs et aussi à prédire le temps de coupure dû aux évanouissements sélectifs sur une liaison réelle.

Sur le schéma synoptique simplifié du simulateur d'évanouissement à deux rayons représenté à la figure 5, le signal f.i. ou r.f. d'entrée est partagé entre un chemin direct et un chemin retardé, simulant ainsi le rayon direct et le rayon réfléchi. Le signal de sortie f.i. ou r.f. est obtenu en combinant les signaux de ces deux chemins. La fonction de transfert en tension de simulateur, normalisée par rapport au gain du chemin direct, s'écrit:

$$| H(f) | = [1 + b^2 - 2b \cos 2 \pi (f - f_0) \tau]^{1/2}$$

où

b est le rapport entre les amplitudes des signaux de sortie de chemin retardé et du chemin direct;

τ est le retard entre ces trajets qui peut être positif quand l'amplitude du signal du chemin direct est plus grande que celle du signal du chemin retardé ou négatif dans le cas contraire (respectivement phase au minimum ou non).

Cette fonction périodique présente des minima aux fréquences telles que $2\pi(f - f_0) \tau = 0, 2\pi, 4\pi, \dots$ et l'écart entre ces fréquences vaut donc $1/\tau$. La différence entre la fréquence centrale du canal et la minimum le plus proche est f_0 (voir figure 6).

Pour ne créer qu'un seul minimum ou «creux» dans la bande passante du canal, ce qui est vérifié habituellement en cas d'évanouissements sélectifs, on choisit un retard qui donne lieu à une séparation entre deux creux beaucoup plus grande que la largeur de bande du canal. On utilise couramment la valeur $\tau = 6,3 \text{ ns}$ qui donne une séparation de $1/\tau = 158,4 \text{ MHz}$.

La figure 5 représente la disposition fonctionnelle du simulateur. La profondeur du creux et son décalage f_0 par rapport au centre de la bande de fréquence de ce creux sont réglables pour simuler la fonction de transfert irrégulière du canal en présence d'évanouissements sélectifs. La profondeur du creux est contrôlée par le réglage du niveau du signal direct et/ou du signal retardé et le décalage en fréquence f_0 par ajustement de la phase. Il convient que la plage de réglage du creux de la fréquence centrale couvre la bande passante du canal qui dépend à la fois du débit binaire transmis et du type de modulation utilisé.

5.3.2 Méthode de mesure

Le montage de mesure des signatures s'obtient à partir du montage de mesure du taux d'erreur représenté à la figure 3 en insérant un simulateur à deux rayons à l'entrée r.f. ou à l'entrée f.i. du récepteur (voir la CEI 60835-2-8).

Le rayon direct étant seul présent, situation qui correspond à une forte atténuation dans le chemin retardé (phase minimale) et à une caractéristique apériodique, on règle le niveau d'entrée du récepteur à sa valeur nominale en l'absence d'évanouissement. A l'issue de ce réglage, deux méthodes de mesure sont possibles.

Méthode 1

Le décalage en fréquence du creux est placé en plusieurs valeurs fixées à l'intérieur de la bande passante de transmission et, pour chacune de ces fréquences, on augmente progressivement la profondeur du creux jusqu'à obtenir la valeur spécifiée du taux d'erreur; on note cette profondeur.

In order to assess the sensitivity of the radio-relay system to the effects of multipath propagation during acceptance or type test, a "two-ray fading simulator" can be used in the i.f. or r.f. path of the receiver. Signatures measured with this simulator, as explained in the next subclause, are suitable for the comparison of different digital radio-relay systems and adaptive equalizers in their sensitivity to multipath fading, and also for predicting outage time due to selective fading in the field.

In the simplified block diagram of the two-ray fading simulator shown in figure 5, the i.f. or r.f. input signal is split into a direct path and a delayed path, simulating the direct and reflected signal components. The i.f. or r.f. output signal is derived by the combination of these two components. The voltage transfer function of the simulator, normalized to the gain of the direct path, can be expressed as:

$$|H(f)| = [1 + b^2 - 2b \cos 2\pi(f - f_0)\tau]^{1/2}$$

where

b is the ratio of amplitudes of the delayed and direct path output signals;

τ is the delay which can be either positive, when the direct path signal is of higher amplitude than the delayed path signal, or negative when it is lower (minimum or non-minimum phase, respectively).

This periodic function has minima at frequencies for which $2\pi(f - f_0)\tau = 0, 2\pi, 4\pi, \dots$ so the separation between these points is $1/\tau$, and the displacement of the nearest minimum from the channel band centre is f_0 (see figure 6).

To generate a single minimum value or notch within the channel band (which is the usual case during selective fading conditions), a delay time resulting in a notch separation much higher than the channel bandwidth is chosen. A commonly used value is $\tau = 6,3$ ns, giving a separation of $1/\tau = 158,4$ MHz.

Figure 5 shows the functional arrangement of the simulator. The notch depth and the notch frequency displacement f_0 from the band centre are adjustable to simulate the uneven amplitude response corresponding to selective fading conditions. The notch depth is controlled by adjusting the amplitude of the delayed and/or direct signal, while f_0 is controlled by phase adjustment. The notch tuning range should cover the channel bandwidth which depends upon the bit-rate transmitted and upon the type of modulation.

5.3.2 Method of measurement

The test arrangement for measuring signatures is the same as that shown in figure 3 for BER measurements except that the two-ray simulator is placed either at the r.f. or i.f. input of the receiver (see IEC 60835-2-8).

With a direct path only, i.e. high attenuation in the delayed path resulting in a flat response, nominal receiver input level corresponding to no fading is set (minimum phase). Following this adjustment, two measurement methods are possible.

Method 1

The notch offset frequency is set to several fixed values in the transmission band, and at each frequency, the notch depth is gradually increased until the specified threshold BER is reached, and this notch depth is noted.

Méthode 2

La profondeur du creux est placée en plusieurs valeurs déterminées et, pour chacune de ces profondeurs, le décalage en fréquence du creux est progressivement diminué en partant de l'extérieur de la bande passante de transmission, à la fois pour des décalages de fréquence positifs et négatifs, jusqu'à obtenir la valeur spécifiée du taux d'erreur; on note ces deux décalages en fréquence.

La Méthode 2 donne des résultats plus précis pour les valeurs importantes du décalage en fréquence car, dans ce cas, la variation de la profondeur de creux en fonction de la fréquence est importante alors que la Méthode 1 est plus précise pour de petits décalages en fréquence pour lesquelles cette variation est faible.

Il convient également d'effectuer les mêmes mesures lorsque le trajet du signal retardé est de niveau plus élevé que celui du trajet direct, c'est-à-dire pour le cas où l'on n'est pas en non-minimum de phase.

Normalement, les mesures de signature sont effectuées au niveau nominal d'entrée du récepteur afin de minimiser l'influence du bruit thermique. Elles conviennent d'être exécutées à la fois en augmentant et en diminuant la profondeur de creux à des fréquences données (Méthode 1) et en augmentant et diminuant la fréquence de profondeur du creux donnée (Méthode 2) afin de mettre en évidence les effets d'hystérésis éventuels.

5.3.3 Présentation des résultats

Il convient de présenter les résultats de la mesure des signatures par un graphique qui donne la profondeur de creux en décibels donnant lieu au taux d'erreur spécifié en fonction du décalage du creux par rapport au centre de la bande, à la fois pour les conditions à minimum et à non-minimum de phase (voir figure 7).

5.3.4 Détails à spécifier

Lorsque cette mesure est exigée, le cahier des charges du matériel devra comprendre les détails suivants:

- a) niveau d'entrée du récepteur, en dBm;
- b) débit binaire;
- c) longueur de la séquence pseudo-aléatoire;
- d) durée d'intégration du taux d'erreur;
- e) taux d'erreur limite, par exemple 10^{-3} ;
- f) retard utilisé dans le simulateur, par exemple 6,3 ns;
- g) domaine de variation de la fréquence du creux, par exemple ± 15 MHz (Méthode 1);
- h) valeur minimale spécifiée du creux en décibels dans le domaine de fréquence ci-dessus qui donne le taux d'erreur limite spécifié en e);
- i) profondeur de creux, par exemple 12 dB (Méthode 2);
- j) valeur minimale spécifiée de la plage de fréquence du creux pour la profondeur de creux indiquée ci-dessus qui donne le taux d'erreur limite spécifié en e);
- k) indication de la condition minimum ou non-minimum de phase.

Method 2

The notch depth is set to several fixed values, and for each notch depth, the notch offset frequency is gradually decreased, starting from outside the transmission band, for both positive and negative offset frequencies, until the specified threshold BER is reached, and these two notch offset frequencies are noted.

Method 2 gives more accurate results for large offset frequencies where the variation of notch depth with frequency is large, whereas Method 1 is more accurate for small offset frequencies where this variation is small.

The same measurements should be carried out also when the delayed path signal level is higher than the direct path signal level, i.e. for the non-minimum phase case.

Signature measurements are normally carried out at a nominal receiver input level to minimize the effect of thermal noise, and should be performed both by increasing and decreasing the notch depth at fixed frequencies (Method 1), and by increasing and decreasing the frequency of fixed depth notches (Method 2), in order to identify any hysteresis effects.

5.3.3 Presentation of results

The results of the signature measurement should be presented graphically by plotting the notch depths in decibels which produce the specified BER as a function of notch frequency displacement from the band centre, for both minimum phase and non-minimum phase conditions (see figure 7).

5.3.4 Details to be specified

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

- a) receiver input level, dBm;
- b) bit rate;
- c) pseudo random sequence length;
- d) measurement time of BER;
- e) threshold BER, e.g. 10^{-3} ;
- f) delay time to be used in the simulator e.g. 6,3 ns;
- g) notch frequency displacement range (e.g. ± 15 MHz) (Method 1);
- h) required minimum notch depth in decibels, in the above notch frequency displacement range, resulting in the threshold BER stated in e) above;
- i) notch depth (e.g. 12 dB) (Method 2);
- j) required minimum notch frequency range, with the above notch depth, resulting in the threshold BER stated in e) above;
- k) statement of minimum or non-minimum phase condition.

Insérer les nouvelles figures suivantes:

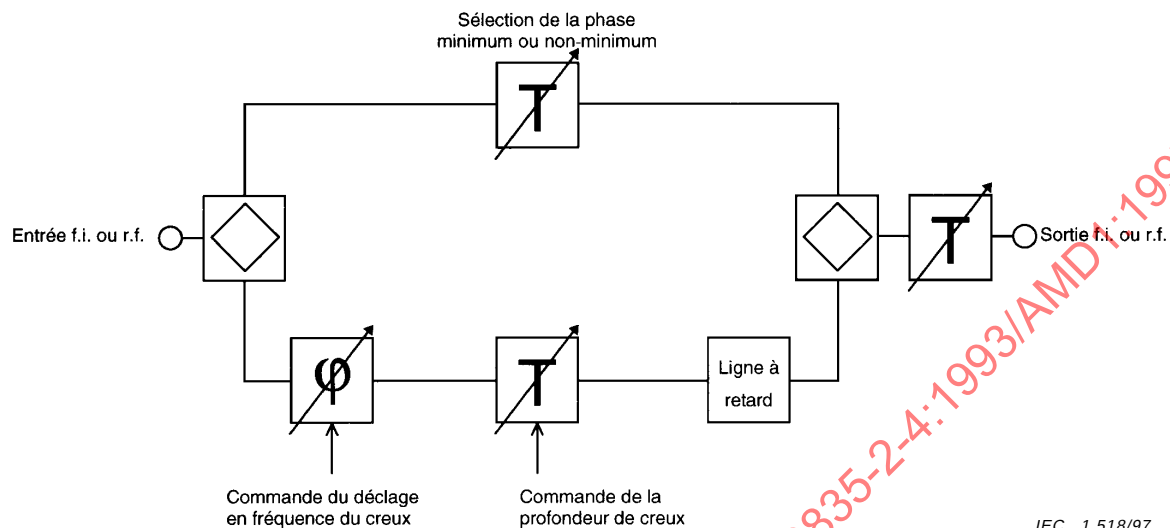


Figure 5 – Schéma fonctionnel de simulateur d'évanouissement à deux rayons

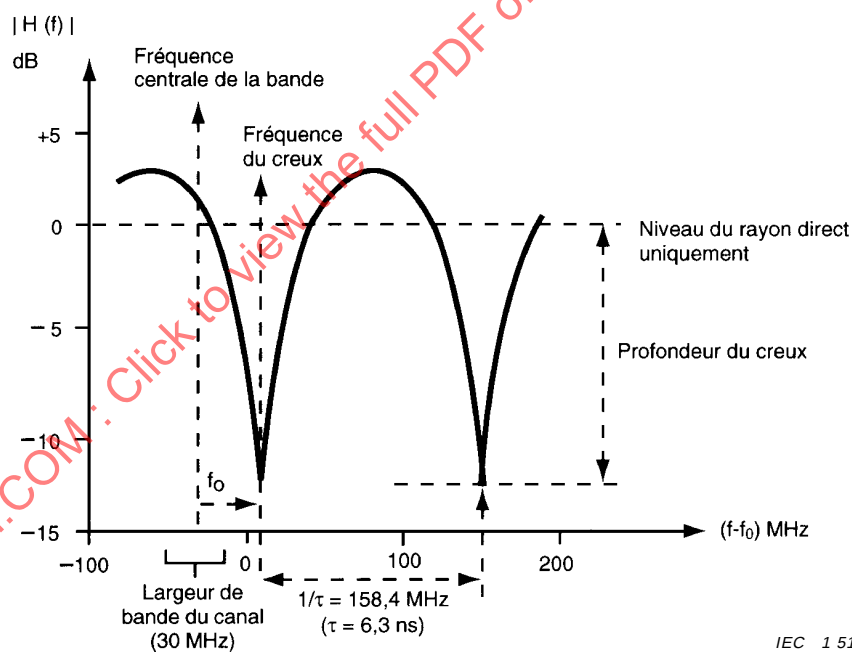
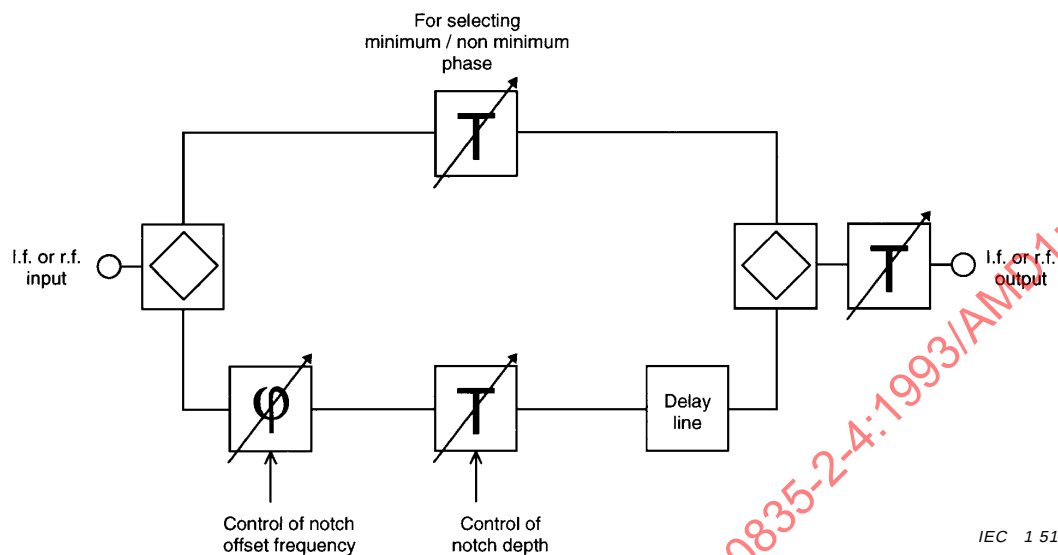


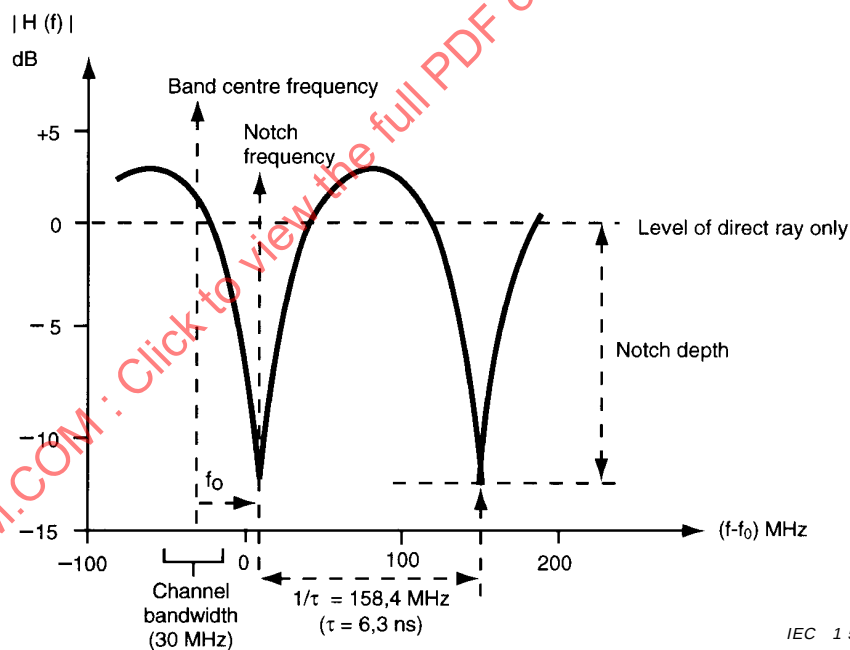
Figure 6 – Caractéristique large bande d'un simulateur f.i. à deux rayons

Insert the following new figures:



IEC 1 518/97

Figure 5 – Functional arrangement of the two-ray fading simulator



IEC 1 519/97

Figure 6 – Wideband frequency characteristic of the two-ray i.f. fading simulator