



UNION INTERNATIONALE DES TÉLÉCOMMUNICATIONS

UIT-T

J.67

(ex CMTT.772)

(08/94)

SECTEUR DE LA NORMALISATION
DES TÉLÉCOMMUNICATIONS
DE L'UIT

**TRANSMISSIONS TÉLÉVISUELLES
ET SONORES**

**SIGNAUX D'ESSAI ET MÉTHODES DE
MESURE DES CIRCUITS DE TRANSMISSION
ACHEMINANT DES SIGNAUX
DE COMPOSANTES ANALOGIQUES
MULTIPLEXÉES/PAQUETS OU
DE COMPOSANTES ANALOGIQUES
MULTIPLEXÉES DE HAUTE DÉFINITION**

Recommandation UIT-T J.67

(Antérieurement «Recommandation UIT-R CMTT»)

AVANT-PROPOS

L'UIT-T (Secteur de la normalisation des télécommunications) est un organe permanent de l'Union internationale des télécommunications (UIT). Il est chargé de l'étude des questions techniques, d'exploitation et de tarification, et émet à ce sujet des Recommandations en vue de la normalisation des télécommunications à l'échelle mondiale.

La Conférence mondiale de normalisation des télécommunications (CMNT), qui se réunit tous les quatre ans, détermine les thèmes d'études à traiter par les Commissions d'études de l'UIT-T lesquelles élaborent en retour des Recommandations sur ces thèmes.

L'approbation des Recommandations par les Membres de l'UIT-T s'effectue selon la procédure définie dans la Résolution n° 1 de la CMNT (Helsinki, 1^{er}-12 mars 1993).

La Recommandation révisée UIT-TJ.67, que l'on doit à la Commission d'études 9 (1993-1996) de l'UIT-T, a été approuvée le 22 août 1994 selon la procédure définie dans la Résolution n° 1 de la CMNT.

NOTE

Dans la présente Recommandation, l'expression «Administration» est utilisée pour désigner de façon abrégée aussi bien une administration de télécommunications qu'une exploitation reconnue de télécommunications.

© UIT 1995

Droits de reproduction réservés. 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'UIT.

TABLE DES MATIÈRES

	<i>Page</i>
Introduction	iii
Section 1 – Définition des signaux d'essai et des méthodes de mesure pour les circuits de transmission acheminant des signaux MAC/paquets.....	1
1.1 Introduction	1
1.2 Définition des paramètres de qualité d'un signal MAC/paquets	1
1.3 Description des signaux d'essai pour les systèmes MAC/paquets	4
1.4 Méthodes de mesure	7
Section 2 – Définition des signaux d'essai et des méthodes de mesure pour les circuits de transmission transportant des signaux HD-MAC	8
2.1 Introduction	8
2.2 Définition des lignes et signaux d'essai utilisés	11
2.3 Définition des paramètres de qualité et des méthodes de mesure	12
Annexe A.....	17
A.1 Introduction	17
Annexe B.....	26
B.1 Introduction	26
Annexe C.....	33
C.1 Introduction	33
C.2 Filtre passe-bas utilisé dans les mesures de bruit aléatoire continu	33
C.3 Réseau de pondération à bruit aléatoire continu	34

RÉSUMÉ

La présente Recommandation décrit les principes de la méthode de transmission des signaux MAC/paquets. La Section 1 porte sur les signaux MAC/paquets classiques (D/D2), et la Section 2 porte sur les signaux de télévision à haute définition HD-MAC.

Chaque partie de la présente Recommandation définit d'abord les signaux et les lignes d'essai qui sont à la base de la méthode de transmission. Pour assurer une compatibilité optimale avec les signaux MAC, les lignes d'essai HD-MAC sont aussi proches que possible des signaux d'essai définis dans la Section 1. Cependant, elles s'en écartent légèrement en raison des différences inhérentes à la nature des signaux HD-MAC. Enfin, la Recommandation définit les principaux paramètres de mesure de la qualité et les méthodes d'application correspondantes.

Il convient de noter que la Section 2 de la nouvelle version de la Recommandation remplace l'ancienne partie B, qui comportait uniquement les titres des paragraphes et la mention «à établir».

INTRODUCTION

Il est indispensable de bien préciser ce que l'on entend par circuit de transmission, pour définir le problème que posent les mesures. La Figure Intro. 1 montre un codeur de studio alimentant le circuit de transmission et un décodeur de studio alimenté par le circuit de transmission. Le signal MAC est un multiplex de signaux de luminance, de chrominance et de son/données. A l'entrée vidéo du codeur, on applique la composante de luminance et les deux composantes de différence de couleur; on retrouve ces composantes à la sortie du décodeur. Les méthodes de mesure décrites dans la présente Recommandation ont été conçues pour la mesure automatique du circuit de transmission entre un codeur et un décodeur MAC/HD-MAC.

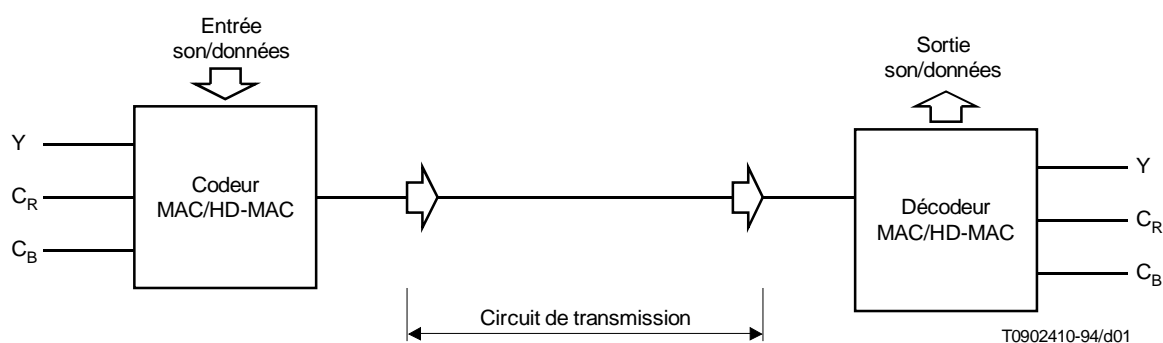


FIGURE Intro. 1/J.67
Transmission de signaux MAC

La Recommandation est divisée en deux sections:

- Section 1: Définition des signaux d'essai et des méthodes de mesure pour les circuits de transmission acheminant des signaux MAC/paquets.
- Section 2: Définition des signaux d'essai et des méthodes de mesure pour les circuits de transmission acheminant des signaux HD-MAC.

**SIGNAUX D'ESSAI ET MÉTHODES DE MESURE DES CIRCUITS
DE TRANSMISSION ACHEMINANT DES SIGNAUX DE COMPOSANTES
ANALOGIQUES MULTIPLEXÉES/PAQUETS OU DE COMPOSANTES
ANALOGIQUES MULTIPLEXÉES DE HAUTE DÉFINITION**

(1992; révisée en 1994)

L'UIT-T,

considérant

la nécessité de disposer d'une Recommandation concernant les méthodes de transmission des signaux de télévision à l'aide de composantes analogiques multiplexées,

recommande

- (1) que, pour les signaux MAC/paquets, l'on mesure les paramètres de qualité définis en 1.2, au moyen des signaux d'essai définis en 1.3 et selon les méthodes de mesure définies en 1.4;
- (2) que, pour les signaux HD-MAC, l'on mesure les paramètres de qualité définis en 1.2 et 2.3 au moyen des signaux d'essai définis en 2.2 et selon les méthodes définies en 2.3.

**SECTION 1 – DÉFINITION DES SIGNAUX D'ESSAI ET DES MÉTHODES DE
MESURE POUR LES CIRCUITS DE TRANSMISSION ACHEMINANT
DES SIGNAUX MAC/PAQUETS**

1.1 Introduction

Les paramètres de qualité à mesurer sont définis en 1.2, les signaux d'essai en 1.3 et à l'Annexe A, les méthodes de mesure en 1.4.

1.2 Définition des paramètres de qualité d'un signal MAC/paquets

1.2.1 Signal MAC

1.2.1.1 Signaux et attribution des lignes

Le signal analogique MAC est directement dérivé du rapport des fréquences d'échantillonnage de la norme 4:2:2 utilisée pour la télévision numérique (Recommandation UIT-R BT.601). Le codage MAC permet la transmission séquentielle d'un signal de chrominance comprimé dans un rapport de 3:1 et d'un signal de luminance comprimé dans un rapport de 3:2.

Compte tenu des fréquences d'échantillonnage définies pour la norme applicable à la télévision numérique (13,5 MHz pour la luminance et 6,75 MHz pour la chrominance), la fréquence d'échantillonnage des signaux MAC est de 20,25 MHz. La largeur de bande nominale nécessaire au signal MAC codé est donc de 8,4 MHz. Après décompression, la largeur de bande de la luminance est de 5,6 MHz.

Il importe de noter que, bien que le signal MAC provienne d'un échantillonnage, le signal à transmettre est de type analogique. Il faut remarquer que dans le système de codage MAC, aucune limite absolue n'est imposée à la largeur de bande. Cette caractéristique peut servir à radiodiffuser le signal MAC dans une voie à bande étroite.

¹⁾ Anciennement Recommandation UIT-R CMTT.772.

1.2.1.2 Paramètres de qualité

1.2.1.2.1 Amplitude nominale du signal

L'amplitude nominale d'un signal MAC est de 1 V. Elle se définit comme la différence entre le niveau du blanc et le niveau du noir du signal de référence de la ligne 624.

1.2.1.2.2 Distorsions

1.2.1.2.2.1 Réponse gain/fréquence

La caractéristique gain/fréquence du circuit se définit comme la variation de gain entre l'entrée et la sortie du circuit sur la bande de fréquences allant de la fréquence de répétition de trame à la fréquence nominale de coupure du signal MAC, par rapport au gain obtenu à une fréquence de référence appropriée.

1.2.1.2.2.2 Distorsion de phase

La distorsion phase-fréquence se définit comme la différence en degrés par rapport à une caractéristique de phase linéaire le long d'une bande de fréquences allant, théoriquement, de 0 Hz à une fréquence élevée définie.

1.2.1.2.2.3 Distorsion de temps de propagation de groupe

La distorsion de temps de propagation de groupe, exprimée en ns, se définit comme la différence entre le temps de propagation de groupe de chaque fréquence mesurée et celui d'une fréquence de référence donnée.

1.2.1.2.2.4 Distorsion de longue durée

Si un signal d'essai, simulant un passage soudain de la luminance d'un niveau de noir à un niveau de blanc, ou vice versa, est appliqué à l'entrée d'un circuit, la distorsion de longue durée apparaît si les variations du niveau d'alignement (gris moyen) du signal à la sortie ne suivent pas avec précision celles du niveau d'alignement du signal à l'entrée. Ces variations sont, soit de forme exponentielle, soit, plus fréquemment, de forme oscillatoire amortie à fréquence très basse.

1.2.1.2.2.5 Distorsion de durée de l'ordre d'une trame

Si un signal carré, dont la période est du même ordre que la durée d'une trame et dont l'amplitude est égale à l'amplitude nominale du signal de luminance, est appliqué à l'entrée du circuit, la distorsion de durée de l'ordre d'une trame est définie comme la modification de forme du signal carré à la sortie. Au commencement et à la fin du signal carré, une période de durée équivalente à celle de quelques lignes est exclue de la mesure.

1.2.1.2.2.6 Distorsion de durée de l'ordre d'une ligne

Si un signal carré, dont la période est du même ordre que la durée d'une ligne et dont l'amplitude est égale à l'amplitude nominale du signal de luminance, est appliqué à l'entrée du circuit, la distorsion de durée de l'ordre d'une ligne est définie comme la modification de forme du signal carré à la sortie. Au commencement et à la fin du signal carré, une période de durée équivalente à celle de quelques éléments d'image est exclue de la mesure.

1.2.1.2.2.7 Distorsion de courte durée

Si une impulsion brève (ou une transition rapide), d'amplitude égale à l'amplitude nominale du signal de luminance et de forme déterminée, est appliquée à l'entrée du circuit, la distorsion de courte durée est définie comme la modification de forme de l'impulsion de sortie (ou de la transition) par rapport à sa forme originale.

1.2.1.2.2.8 Distorsions dues aux échos

Cette distorsion est provoquée par la superposition, sur les trajets radioélectriques, du signal direct et d'un reflet atténué de ce même signal, décalé dans le temps et déphasé par rapport au signal direct.

1.2.1.2.2.9 Distorsion non linéaire basse fréquence

Pour une valeur définie d'une composante moyenne de l'image, la distorsion non linéaire basse fréquence se définit comme la suppression de la proportionnalité entre l'amplitude du signal d'entrée et celle du signal de sortie, lorsque le signal d'entrée passe du niveau du noir au niveau du blanc pendant une durée de l'ordre d'une ligne.

1.2.1.2.3 Bruits

1.2.1.2.3.1 Bruits erratiques continus

Le rapport signal/bruit, dans le cas de parasites aléatoires continus, est défini comme le rapport, en dB, de l'amplitude nominale du signal de luminance (1 V) à la valeur quadratique moyenne du bruit, mesurée après limitation de la bande. Le rapport signal/bruit pondéré est défini comme le rapport, en dB, de l'amplitude nominale du signal de luminance à la valeur quadratique moyenne du bruit, mesurée après limitation de la bande et pondération avec un réseau donné.

Une possibilité consiste à mesurer le bruit aléatoire à large bande dans une largeur de bande de 8,4 MHz, au moyen d'un réseau de pondération de bruit à impédance constante ayant une constante de temps de 90 ns. Ce réseau repose en partie sur l'hypothèse que la tendance à l'affichage d'images de dimensions supérieures et l'amélioration de la qualité des images rendue possible par la norme de télévision MAC/paquets devraient favoriser l'emploi, dans les futurs essais subjectifs, d'une distance d'observation égale à quatre fois et non plus à six fois la hauteur de l'image comme c'est le cas aujourd'hui.

Une autre possibilité serait d'étendre le réseau de pondération unifié actuel, homothétique dans un rapport de compression de 3:2, à l'ensemble des systèmes MAC. Sur un signal décompressé, il permettrait d'arriver aux mêmes résultats que le filtre de pondération unifié décrit dans la Recommandation J.61²⁾. En outre, il tient compte des bruits acheminés par des signaux de différence de couleur plus comprimés. Il est aussi tenu compte de l'augmentation possible de la sensibilité au bruit provoquée par les signaux HD-MAC, en raison de leur largeur de bande supérieure, lorsqu'ils empruntent des réseaux conçus pour les signaux MAC actuels. On trouvera une définition de ce réseau et de sa courbe d'amplitude/fréquence à la Figure 1.

1.2.1.2.3.2 Bruits aux basses fréquences

Pour le bruit aux basses fréquences, le rapport signal/bruit se définit comme le rapport, en dB, entre l'amplitude nominale du signal de luminance (1 V) et la moyenne quadratique du bruit.

1.2.1.2.3.3 Brouilleurs

Le rapport signal/brouilleurs est défini comme le rapport, exprimé en dB, entre l'amplitude nominale du signal luminance (1 V) et l'amplitude crête à crête du signal brouilleur.

1.2.2 Signaux de données

1.2.2.1 Forme d'onde des signaux de données

Les signaux de données peuvent présenter des caractéristiques très différentes dans la famille des systèmes MAC. Ils sont définis dans la publication spéciale de l'ex-CCIR intitulée «Spécification des systèmes de transmission pour le service de radiodiffusion par satellite».

1.2.2.2 Paramètres de qualité pour les signaux numériques

1.2.2.2.1 Taux d'erreur binaire

Le taux d'erreur binaire (BER) (*bit-error ratio*) se définit comme le rapport entre le nombre d'erreurs binaires décelées et le nombre de bits transmis pendant une période de temps donnée.

1.2.2.2.2 Diagramme de l'œil

Le diagramme de l'œil se définit comme la superposition de toutes les configurations des signaux de données.

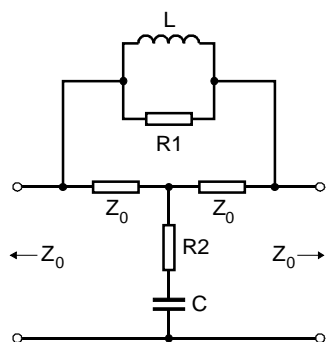
1.2.2.2.3 Dégradation équivalente

On évalue la qualité des signaux de données en ajoutant un signal de bruit gaussien au signal reçu et en traçant sur un graphique le taux d'erreur binaire en fonction du niveau de bruit. Pour un taux d'erreur binaire donné, la différence en dB entre le niveau de bruit enregistré et le niveau théorique correspond par définition à la «dégradation équivalente».

1.2.2.2.4 Marge de décodage

Pour évaluer la qualité d'un signal de données par adjonction d'un bruit gaussien, on peut aussi mesurer le niveau du bruit ajouté et obtenir un taux d'erreur binaire donné. Il correspond par définition à «la marge de décodage».

²⁾ Anciennement Recommandation UIT-R CMTT.567.



$$L = Z_0 \cdot \tau$$

$$C = \frac{\tau}{Z_0}$$

$$R1 = a \cdot Z_0$$

$$R2 = \frac{Z_0}{a}$$

$$\text{Affaiblissement d'insertion } A = 10 \log \frac{1 + \left[\left(1 + \frac{1}{a}\right) \omega \tau \right]^2}{1 + \left[\frac{1}{a} \omega \tau \right]^2} \text{ dB}$$

$$\text{où } \tau = \frac{245 \text{ ns}}{1,5}; a = 4,5$$

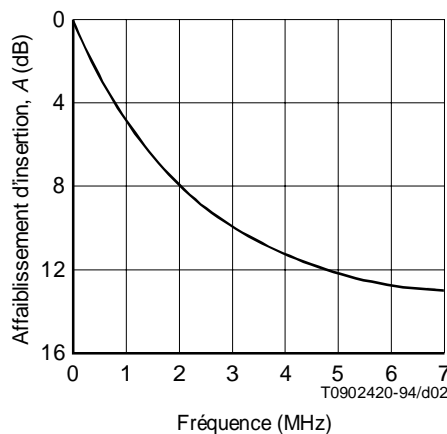


FIGURE 1/J.67

Filtre de pondération de bruits erratiques unifié pour les circuits MAC utilisant un rapport de compression de 3:2

1.3 Description des signaux d'essai pour les systèmes MAC/paquets

1.3.1 Remarques générales

Trois signaux d'essai d'insertion sont définis essentiellement pour effectuer des mesures automatiques. En outre, trois formes d'onde facultatives peuvent être utilisées, soit comme lignes d'essai, soit comme signaux pleine trame aux fins de surveillance (voir l'Annexe A).

Les éléments essentiels des signaux ont été, autant que possible, attribués à la période de luminance de la ligne (échantillons 590 à 1286). De cette manière, on pourra également utiliser ces signaux pour tester les codeurs et les décodeurs MAC.

Le signal proposé ne s'écarte du niveau 0 mV que dans une gamme d'échantillons restreinte, comprise entre 245 et 1277. Cela permet de supprimer et de réinsérer les signaux d'essai à des points adéquats de la chaîne de transmission (par exemple entre la section de Terre et la section par satellite).

Le contenu spectral de tous les signaux est limité à 8,5 MHz (-6 dB).

Les amplitudes des signaux à haute fréquence sont limitées à ± 250 mV pour éviter une distorsion non linéaire et permettre la conversion en un système AM-VSB-MAC avec filtrage de Nyquist à l'extrémité émettrice.

1.3.2 Définition des formes d'ondes élémentaires

1.3.2.1 Définitions de base

T est la période d'échantillonnage MAC $\approx 49,38$ ns.

k est le numéro d'échantillon MAC (voir la Recommandation UIT-R BO.650 et la publication spéciale de l'ex-CCIR «Spécification des systèmes de transmission pour le service de radiodiffusion par satellite»).

1.3.2.2 Transition

Une transition est un signal défini sur une durée $4 T$ selon la mise en forme:

$$0,000 - 0,114 - 0,500 - 0,886 - 1,000$$

(Intégrale d'une fenêtre de Hamming sur $4 T$)³).

1.3.2.3 Impulsion

Une impulsion est un signal défini sur une durée $6 T$ selon la mise en forme:

$$0,000 - 0,130 - 0,630 - 1,000 - 0,630 - 0,130 - 0,000$$

(Fenêtre de Blackman sur $6 T$)⁴).

1.3.2.4 Rampe

Une rampe est un signal défini sur $n T$ selon l'équation:

$$k = 0 \text{ à } n: \quad y_k = k/n \quad \text{pour une rampe montante}$$
$$y_k = 1 - k/n \quad \text{pour une rampe descendante}$$

1.3.2.5 Vobulation complexe

Une vobulation complexe est constituée de deux signaux définis sur une durée $512 T$ selon les équations suivantes:

Partie réelle

$$k = 0 \text{ à } 512: \quad y_k = \left(\cos \frac{\pi (k - 256)^2}{512} \right) W(k)$$

Partie imaginaire

$$k = 0 \text{ à } 512: \quad y_k = \left(\sin \frac{\pi (k - 256)^2}{512} \right) W(k)$$

où

$W(k)$ est une fenêtre définie comme suit:

$$k = 0 \text{ à } 28: \quad W(k) = 0$$

$$k = 28 \text{ à } 53: \quad W(k) = \sin^2 \frac{\pi (k - 28)}{50}$$

$$k = 53 \text{ à } 459: \quad W(k) = 1$$

$$k = 459 \text{ à } 484: \quad W(k) = \sin^2 \frac{\pi (484 - k)}{50}$$

$$k = 484 \text{ à } 512: \quad W(k) = 0$$

³) Hamming: $y(t) = 0,54 + 0,46 \cos \pi t / 2 T$.

⁴) Blackman: $y(t) = 0,42 + 0,50 \cos \pi t / 3 T + 0,08 \cos 2 \pi t / 3 T$.

Les signaux de modulation complexe sont transmis selon un séquençement sur 4 trames en polarité positive ou négative (inversée) comme suit:

- Trame paire: partie réelle non inversée
- Trame impaire: partie imaginaire non inversée
- Trame paire: partie réelle inversée
- Trame impaire: partie imaginaire inversée
- Trame paire: partie réelle non inversée,
- etc.

1.3.2.6 Impulsion modulée

Une impulsion modulée à une fréquence f (MHz) est un signal défini sur une durée $81 T$ selon l'équation:

$$k = 0 \text{ à } 81: \quad y_k = \cos^2 \frac{4\pi f k}{81} \sin^2 \frac{\pi k}{81}$$

1.3.2.7 Salve

Une salve modulée à une fréquence f (MHz) est un signal défini sur une durée $81 T$ selon l'équation:

$$k = 0 \text{ à } k_1: \quad y_k = \sin \frac{8\pi f k}{81} \cdot \left[\frac{1}{2\pi} \left(\frac{2\pi k}{k_1} - \sin \frac{2\pi k}{k_1} \right) \right]$$

$$k = k_1 \text{ à } 81 - k_1: \quad y_k = \sin \frac{8\pi f k}{81}$$

$$k = 81 - k_1 \text{ à } 81: \quad y_k = \sin \frac{8\pi f k}{81} \cdot \left[\frac{1}{2\pi} \left(\frac{2\pi (81 - k)}{k_1} - \sin \frac{2\pi (81 - k)}{k_1} \right) \right]$$

$$f = 1 \text{ à } 6: \quad k_1 = 15$$

$$f = 7: \quad k_1 = 25$$

$$f = 8: \quad y_k = \sin \frac{8\pi f k}{81} \cdot \sin^2 \frac{\pi k}{81}; \quad k = 0 \text{ à } 81$$

1.3.3 Description des signaux d'essai

1.3.3.1 Signal d'essai n° 1 (voir la Figure A.1 et le Tableau A.1)

Le signal d'essai n° 1 est un signal obligatoire, attribué à la ligne 312. Il est destiné à la mesure automatique et composé d'un signal à barre bipolaire avec une polarité inverse dans les trames paires et impaires. Les impulsions positives et négatives de type Blackman ne sont contenues que dans les trames paires du signal.

La première partie du signal ($k = 225$ à 612) est provisoirement fixée à 0 mV. Elle peut être utilisée plus tard pour l'insertion d'autres signaux d'essai pour le système HD-MAC.

1.3.3.2 Signal d'essai n° 2 (voir la Figure A.2 et le Tableau A.2)

Le signal d'essai n° 2 est un signal obligatoire, attribué à la ligne 623. Il est destiné à la mesure automatique du bruit et de la distorsion non linéaire. Il comprend une rampe montante (trames paires) et une rampe descendante (trames impaires). Cela permet d'établir une distinction entre les distorsions linéaires (par exemple, inclinaison) et les distorsions non linéaires.

1.3.3.3 Signal d'essai n° 3 (voir la Figure A.3 et le Tableau A.3)

Le signal d'essai n° 3 est un signal obligatoire, attribué à la ligne 624. La première partie de cette ligne est déjà définie dans les normes MAC/paquets. La seconde partie de cette ligne comporte une modulation complexe.

1.3.3.4 Signal d'essai n° 4 (facultatif) (voir la Figure A.4 et le Tableau A.4)

Ce signal facultatif est destiné à évaluer les distorsions linéaires sur un écran de forme d'ondes. Il comprend une impulsion bipolaire et un signal à barre ainsi que 8 impulsions modulées (1 à 8 MHz) d'une amplitude de 500 mV. Il peut également être utilisé avec une amplitude totale (1000 mV) lorsque les distorsions non linéaires sont improbables.

S'il est utilisé comme un signal d'essai, il doit être inséré à la ligne 311.

1.3.3.5 Signal d'essai n° 5 (facultatif) (voir la Figure A.5 et le Tableau A.5)

Ce signal facultatif qui comprend une forme d'ondes à 8 paliers, est destiné à l'évaluation des distorsions non linéaires à l'aide d'un oscilloscope.

S'il est utilisé comme un signal d'essai, il doit être inséré à la ligne 1.

1.3.3.6 Signal d'essai n° 6 (facultatif) (voir la Figure A.6 et le Tableau A.6)

Ce signal facultatif est destiné à présenter la réponse amplitude/fréquence sur un écran d'oscilloscope; il est composé de 8 signaux à salves multiples (1 à 8 MHz) d'une amplitude de 500 mV précédés d'une barre de référence. Il peut également être utilisé avec une amplitude totale (1000 mV) lorsque les distorsions non linéaires sont improbables.

S'il est utilisé comme un signal d'essai, il doit être inséré à la ligne 313.

1.4 Méthodes de mesure

1.4.1 Considérations générales

La plupart des techniques de mesure décrites ci-après font appel aux signaux d'essai décrits dans 1.3 ci-dessus et doivent être utilisées pour les mesures automatiques. Elles sont largement fondées sur le traitement numérique des signaux.

1.4.2 Mesures sur le signal image

1.4.2.1 Bruit aux basses fréquences

Le bruit aux basses fréquences (en dessous de la fréquence de ligne) est mesuré à partir d'un signal d'image blanc à 50%. Le bruit aux fréquences hautes est réduit en faisant la moyenne de la valeur du signal dans chaque ligne. La densité spectrale de bruit est estimée en effectuant une transformée de Fourier sur les valeurs du signal à 625 lignes calculée à partir d'une trame. La fréquence d'analyse obtenue est de 25 Hz, ce qui permet de distinguer entre les différentes sources de bruit dans la bande de fréquences 25 Hz à 7,8 kHz.

1.4.2.2 Bruit aux fréquences hautes

La mesure du bruit aux fréquences hautes peut se réaliser en utilisant les signaux d'essai nos 2a et 2b (signaux de rampe).

Une méthode consiste à estimer le niveau de bruit en effectuant la moyenne sur un grand nombre d'observations de la même ligne d'essai complète et à soustraire cette onde moyenne de chacune des observations. Le résultat permet d'obtenir le contenu de bruit réel à partir duquel on peut calculer la densité spectrale du bruit réel.

L'autre méthode applicable aux mesures de bruit aléatoire pondéré et non pondéré fait appel au filtre passe-haut à 200 kHz spécifié dans la Recommandation J.64⁵⁾ pour éliminer le signal de rampe. Le filtre diminue également l'influence des non-linéarités statiques dans la mesure de bruit.

1.4.2.3 Non-linéarité dynamique

Lorsqu'on compare la forme des deux polarités de l'impulsion de Blackman et les pentes de Hamming dans le signal d'essai n° 1, on peut obtenir des renseignements sur la non-linéarité aux fréquences hautes.

1.4.2.4 Non-linéarité statique

La non-linéarité statique est mesurée en utilisant les signaux d'essai nos 2a et 2b. Les deux polarités sont utilisées pour séparer les effets linéaires des effets non linéaires.

⁵⁾ Anciennement Recommandation UIT-R CMTT.569.

Une méthode consiste à échantillonner les signaux de rampe et à supprimer le bruit en effectuant une moyenne. Après suppression de la distorsion linéaire, on effectue une approximation du signal traité par un polynôme de degré k . L'analyse des coefficients du polynôme donne des renseignements sur la caractéristique non linéaire globale. Il convient de noter que toute différence entre le signal traité précité et le polynôme indique la présence d'une distorsion de quantification.

La deuxième méthode fait appel également aux signaux de rampe mais est analogue à la mesure de non-linéarité de la luminance sur l'escalier à 5 niveaux décrite dans la Recommandation J.64 et donne des résultats comparables. Le niveau de la rampe est mesuré à des instants régulièrement espacés de $9 \mu\text{s}$ et centrés par rapport à la période de la rampe active de $50,5 \mu\text{s}$. La valeur de l'amplitude à chacun des 6 instants est calculée comme étant la moyenne arithmétique du signal de rampe à partir de $0,5 \mu\text{s}$ avant jusqu'à $0,5 \mu\text{s}$ après l'instant considéré. Cela réduit l'influence des erreurs de quantification et du bruit aux fréquences hautes ajoutées. Les 6 échantillons sont traités pour obtenir un seul chiffre tel que décrit dans 2.9/J.64.

1.4.2.5 Réponses amplitude-fréquence et phase/temps de propagation de groupe-fréquence

Le signal de modulation complexe (signal d'essai n° 3) est traité par une transformée de Fourier afin d'obtenir les réponses amplitude-fréquence et phase-fréquence. Cette dernière peut être à nouveau traitée pour obtenir le temps de propagation de groupe. Avant d'appliquer le signal de modulation complexe échantillonné à la transformée de Fourier rapide, les non-linéarités peuvent être réduites à un minimum en utilisant les deux polarités opposées, et le bruit peut être réduit en effectuant une moyenne.

1.4.3 Mesures spécifiques sur le signal de données

1.4.3.1 Mesure du taux d'erreur binaire

Le taux d'erreur binaire peut être mesuré au cours de la transmission des programmes sur mots de synchronisation, le code de Golay sur les en-têtes de paquets, et sur les paquets fictifs. Dans le cas d'un codage duobinaire, le taux de violation de ce code donne une excellente approximation du taux d'erreur binaire.

1.4.3.2 Mesure de la marge de décodage et dégradation équivalente

Les mesures du taux d'erreur binaire ne donnent pas d'indication sur la marge de sécurité réelle pour d'éventuelles distorsions supplémentaires.

Pour obtenir de tels renseignements, on peut mesurer le taux d'erreur en faisant varier les niveaux de seuil jusqu'à atteindre un taux d'erreur prédéfini. Une deuxième méthode consiste à ajouter un bruit gaussien au signal reçu jusqu'à ce que le taux d'erreur prédéfini soit atteint.

1.4.3.3 Analyse des diagrammes de l'œil

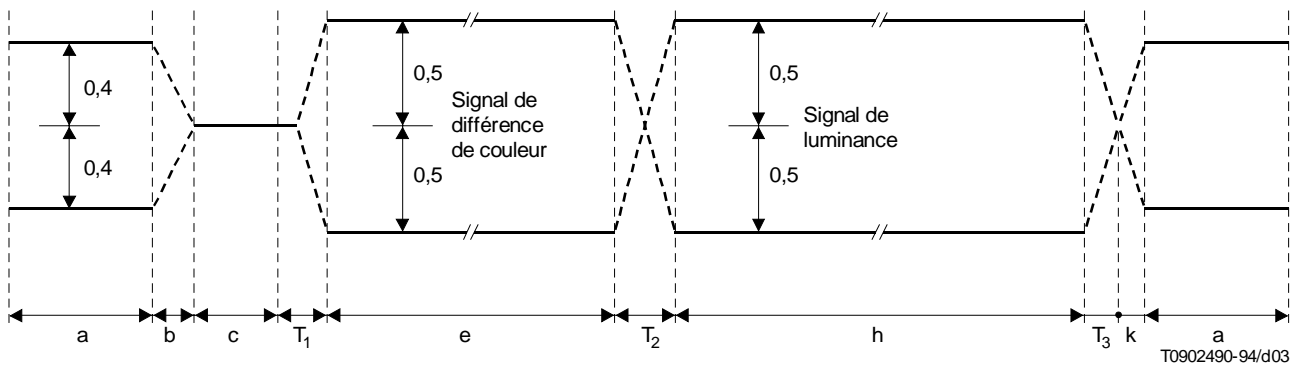
L'analyse des diagrammes de l'œil d'un signal de données à deux niveaux ou duobinaire – faite soit à l'oscilloscope, soit à l'aide d'un dispositif à microprocesseur – donne des indications sur la hauteur de l'œil et sa largeur et d'autres informations sur la position de la phase d'échantillonnage optimale et des niveaux de seuil par rapport à leurs valeurs nominales.

SECTION 2 – DÉFINITION DES SIGNAUX D'ESSAI ET DES MÉTHODES DE MESURE POUR DES CIRCUITS DE TRANSMISSION TRANSPORTANT DES SIGNAUX HD-MAC

2.1 Introduction

En raison des caractéristiques spécifiques des signaux HD-MAC, les signaux d'essai, les paramètres de qualité et les méthodes de mesure sont légèrement différents de ceux des signaux D et D2-MAC.

La structure du multiplex du signal (D2) HD-MAC/paquet en bande de base est présentée à la Figure 2. On doit noter que le signal vidéo est préaccentué non linéairement. Pour la transmission de télévision à haute définition, le signal en bande de base comprend deux multiplex de données différents, l'un pendant l'intervalle de suppression ligne appelé multiplex son/données (10,125 Mbit/s) et l'autre pendant l'intervalle de suppression trame appelé multiplex données d'assistance (DATV) (20,25 Mbit/s). De plus, des lignes de données télétexte optionnelles ont été définies. La Figure 3 donne la structure de multiplexage temporel HD-MAC/paquet.



a = 209 périodes d'horloge pour 105 bits de données et de synchronisation
 b = 4 périodes d'horloge pour la transition à partir de la fin des données
 c = 15 périodes d'horloge – période de clamp (0,5 V)
 T_1 = 10 périodes d'horloge pour une transition pondérée vers le signal de différence de couleur
 e = 349 périodes d'horloge pour la composante différence de couleur
 T_2 = 5 périodes d'horloge pour la transition pondérée entre le signal de différence de couleur et le signal de luminance
 h = 697 périodes d'horloge pour la composante luminance
 T_3 = 6 périodes d'horloge pour la transition pondérée à partir du signal de luminance
 k = 1 période d'horloge pour la transition de données
 Fréquence d'horloge: 20,25 MHz

FIGURE 2/J.67
Multiplex HD-MAC

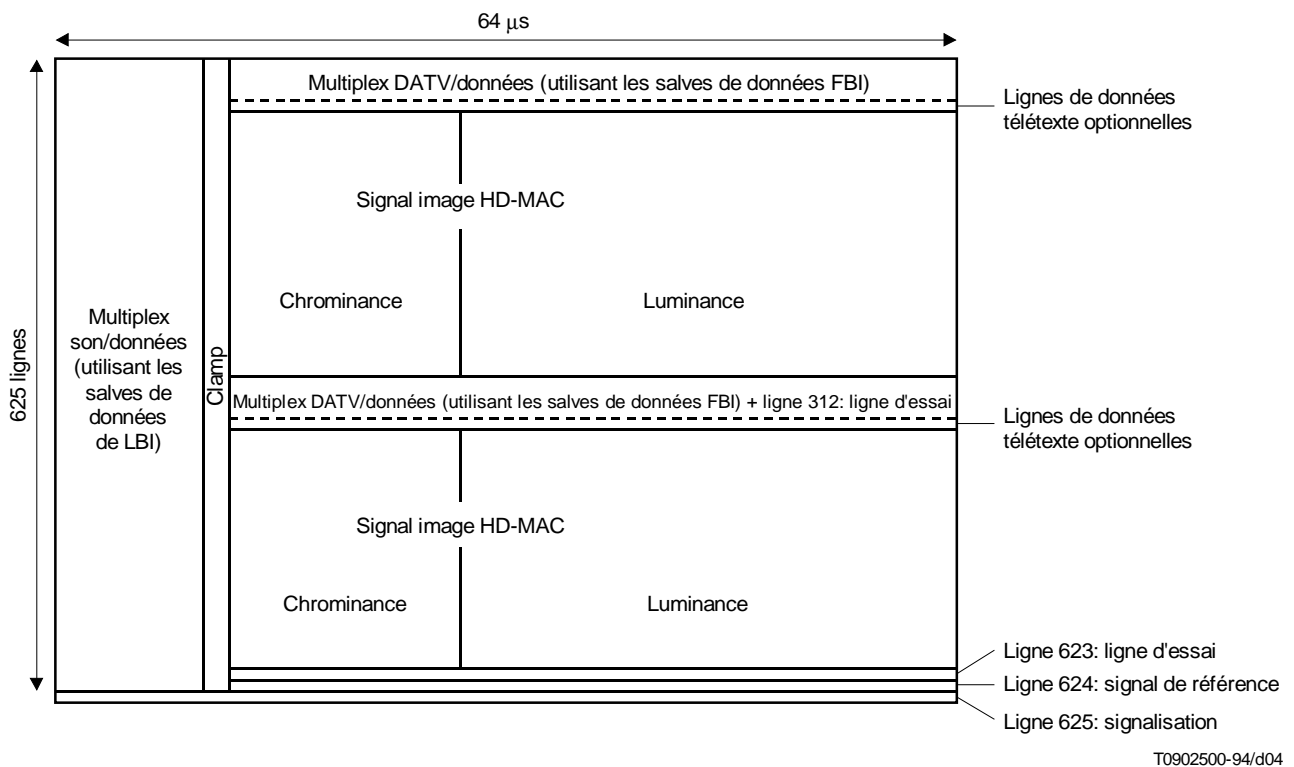
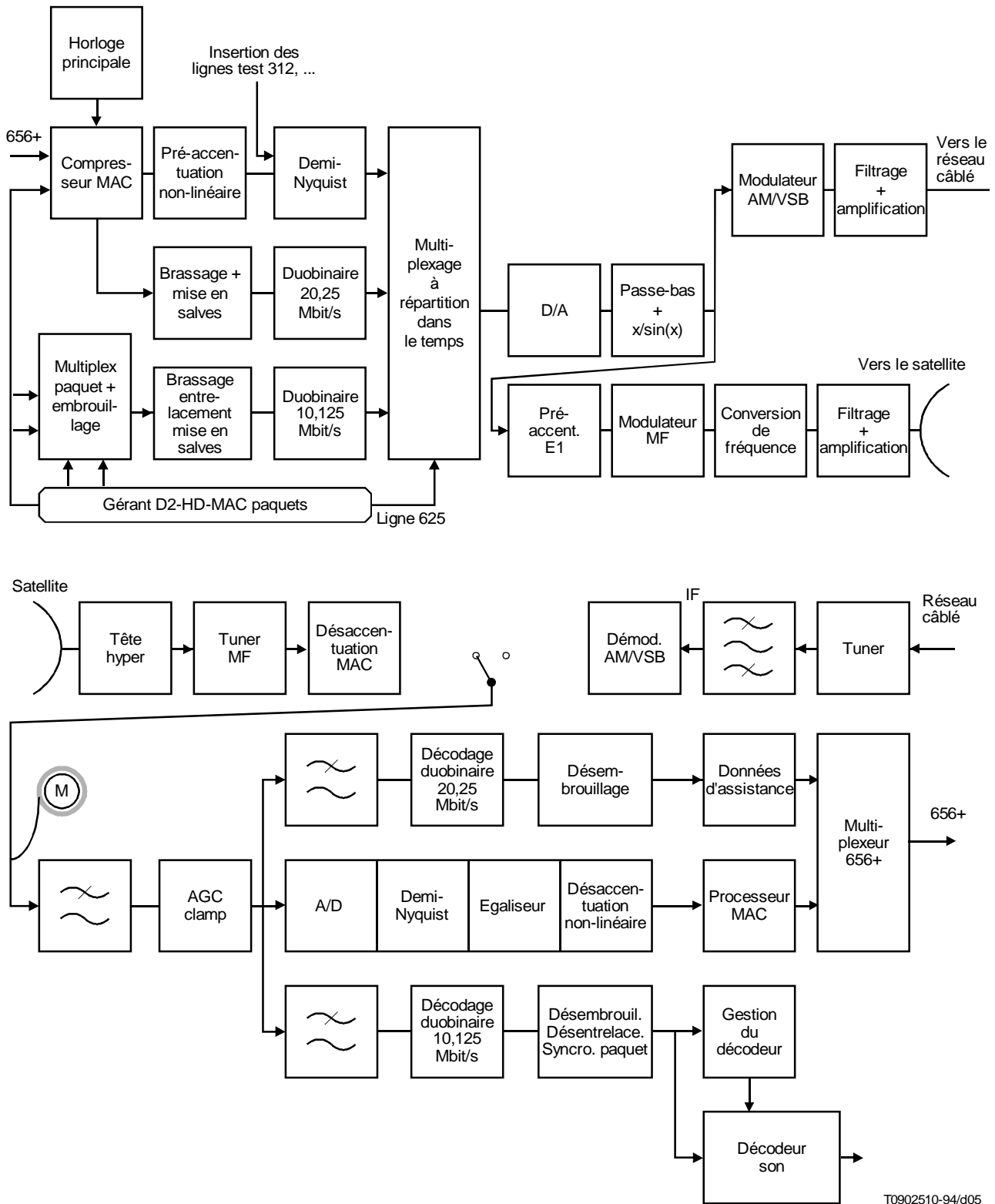


FIGURE 3/J.67
Structure générale du multiplex temporel HD-MAC

La chaîne de transmission allant du multiplexeur émission au démultiplexeur réception est donnée en Figure 4. Le circuit de transmission peut typiquement inclure une section satellite et/ou une section câble. Le point M est le point de mesure de la bande de base.



T0902510-94/d05

FIGURE 4/J.67
Multiplexage et démultiplexage HD-MAC

Par la suite, on doit comprendre que les mesures de base sont définies et effectuées sans égaliseur dans le récepteur. Cependant, de nombreux récepteurs auront un égaliseur ou un décodage adaptatif de données. Pour prendre ceci en compte, certains équipements de mesure intégreront ces fonctions. A l'avenir, on devra reconsidérer ceci lors de la définition des gabarits.

2.2 Définition des lignes et signaux d'essai utilisés

2.2.1 Remarques générales

Il existe en fait deux types de mesures. Les mesures «hors service» sont effectuées lors de la mise en exploitation du service ou en dehors des heures d'exploitation des programmes et en utilisant éventuellement des signaux d'essai spécifiques (par exemple des signaux pleine trame). Les mesures en service peuvent être effectuées pendant les heures de programme normales à l'aide des lignes d'essai (312, 623, 624) existant dans le multiplex du signal.

On doit noter qu'à l'émission, ces lignes d'essai ne subissent pas la préaccentuation non linéaire mais qu'elles sont filtrées par le demi-Nyquist (facteur de retombée = 0,1) afin de s'adapter au canal de transmission.

Les signaux d'essai sont diffusés suivant deux modes différents. Dans le mode de base, ils sont envoyés comme décrit ci-dessous. Dans un mode cyclique, différents signaux d'essai peuvent être envoyés cycliquement dans la partie MAC de la ligne 623 selon une séquence prédéterminée. Cette séquence n'est pas encore définie mais elle inclura les signaux d'essai décrits ci-dessous pour la ligne 623.

Le mode utilisé est signalé dans la ligne 625.

2.2.2 Description des lignes d'essai

2.2.2.1 Signal d'essai n° 1 (voir la Figure B.1)

Le signal d'essai n° 1 est un signal obligatoire affecté à la ligne 312 et qui a été modifié pour inclure les signaux nécessaires à l'égalisation dans les récepteurs HD-MAC. Cette ligne est aussi prévue pour des mesures automatiques.

La première partie de la ligne 312 est remplie sur deux trames par une séquence pseudo-aléatoire de $511 + 1 = 512$ bits avec les niveaux -250 mV et $+250$ mV respectivement pour les valeurs binaires «0» et «1». Sa première fonction est de servir de séquence de référence pour l'égalisation.

Le polynôme générateur est $X^9 + X^4 + 1$; il donne une séquence pseudo-aléatoire de 511 bits à la fréquence de 20,25 MHz. La première moitié de la séquence (256 bits) est transmise pendant la trame paire et la seconde partie est transmise pendant la trame impaire. Le dernier bit (256^e bit) de la trame impaire est identique au premier bit de la séquence suivante.

Le générateur de la séquence pseudo-aléatoire (PRBS) (*pseudo-random bit sequence*) est initialisé au commencement de chaque trame paire avec le mot binaire 111111111.

Le premier bit de la séquence engendré par le générateur (PRBS) (*pseudo-random bit sequence*) sur la trame paire est la valeur présente à la sortie après chargement et avant toute opération de décalage.

De plus, deux impulsions de mi-amplitude de signes opposés et une transition de mi-amplitude sont introduites dans des trames paires, dont la première fonction est de distinguer les perturbations linéaires et des non linéaires. Les impulsions et transitions pleine amplitude dans la ligne d'essai 312 du D2-HD-MAC ne sont pas pondérées par les fenêtres de Blackman et de Hamming.

La séquence pseudo-aléatoire est définie à la Figure B.2.

L'attribution des niveaux des échantillons est donnée dans l'Annexe B.

2.2.2.2 Signal d'essai n° 2 (voir la Figure B.3)

Il est identique au signal d'essai de la ligne 623 d'un signal MAC conventionnel (voir 1.3.3.2).

Le signal d'essai attribué à la ligne 623 est constitué d'une rampe définie sur une période de $1000 T$ ($1/T = 20,25$ MHz) de -500 mV à $+500$ mV dans la trame paire et de $+500$ mV à -500 mV dans la trame impaire.

L'attribution des niveaux des échantillons est donnée dans l'Annexe B.

2.2.2.3 Signal d'essai n° 3 (voir la Figure B.4)

Cette ligne d'essai est strictement dérivée du signal d'essai D2-MAC (voir 1.3.2.5). La seule différence est que la vobulation n'est pas filtrée. Le signal est alors défini jusqu'à 10,125 MHz.

La première partie de la ligne 624 contient des signaux de référence au gris, au blanc et au noir spécifiées comme suit:

- niveau de gris: de l'échantillon 210 à l'échantillon 370;
- niveau de blanc: de l'échantillon 374 à l'échantillon 532;
- niveau de noir: de l'échantillon 536 à l'échantillon 694.

La seconde partie contient un signal d'essai comportant une vobulation complexe constituée de deux signaux définis sur une période de 512 T selon les relations suivantes:

Partie réelle

$$k = 0 \text{ à } 512; \quad y_k = \cos \frac{\pi (k - 256)^2}{512}$$

Partie imaginaire

$$k = 0 \text{ à } 512; \quad y_k = \sin \frac{\pi (k - 256)^2}{512}$$

Ces signaux sont transmis en séquence sur quatre trames numériques, comme suit:

- Trame paire: partie réelle non inversée
- Trame impaire: partie imaginaire non inversée
- Trame paire: partie réelle inversée
- Trame impaire: partie imaginaire inversée.

L'attribution des échantillons de la ligne 624 est donnée en Annexe B.

2.3 Définition des paramètres de qualité et des méthodes de mesure

2.3.1 Signal vidéo

2.3.1.1 Niveau vidéo

Le niveau vidéo peut être mesuré en faisant la différence des niveaux de noir et de blanc de la ligne 624. Il sert de paramètre de normalisation pour d'autres mesures.

2.3.1.2 Bruit aléatoire large bande

2.3.1.2.1 Rapport signal/bruit non pondéré

On définit le rapport signal/bruit pour un bruit aléatoire continu comme le rapport, exprimé en décibels, de l'amplitude nominale du signal de luminance (1 V) sur la valeur quadratique moyenne du bruit mesuré après limitation de la bande.

La mesure est effectuée à l'aide de la ligne 623, en utilisant un filtre passe-bas coupant à 10,125 MHz et un filtre passe-haut du premier ordre, passant à partir de 200 kHz. Le but du filtre passe-haut est d'éliminer le ronflement, les impulsions à la fréquence en ligne, etc.

On peut facilement effectuer cette mesure à l'aide d'une analyse par transformée de Fourier rapide (FFT) (*fast fourier transform*).

2.3.1.2.2 Rapport signal/bruit pondéré

On mesure le rapport signal/bruit (S/N) pondéré à l'aide de la rampe de la ligne 623. Le spectre de bruit supérieur est limité par un filtre passe-bas de 10 MHz de bande, comme décrit dans l'Annexe C.

Le spectre de bruit inférieur est limité par un filtre passe-haut à 200 kHz du premier ordre. Le filtre de pondération est décrit dans l'Annexe C.

2.3.1.2.3 Analyse spectrale du bruit

L'analyse du spectre de bruit est l'étude, dans le domaine fréquentiel, de l'amplitude du bruit superposé au signal désiré. Cette analyse spectrale est très importante pour différentes raisons, par exemple pour étudier la forme du bruit (et éventuellement pour calculer son niveau), pour détecter les interférences, etc.

On peut calculer ce spectre en utilisant une transformée de Fourier rapide sur n'importe quel signal d'essai une fois que le contenu du signal d'essai a été supprimé. Cependant le signal convenant le mieux, est la rampe de la ligne 623 car elle ne possède pas de composante haute fréquence.

On peut évaluer le signal de bruit en soustrayant la valeur moyenne d'un grand nombre d'acquisitions de chacune des acquisitions.

L'utilisation de ce signal d'essai, défini sur 1024 points à une fréquence d'échantillonnage de 20,25 MHz permet une définition d'environ 19,78 kHz.

2.3.1.3 Bruit basse fréquence

2.3.1.3.1 Bruit basse fréquence non pondéré

Cette mesure demande un signal d'essai pleine trame (niveau de gris moyen, pas de télétexte, ni de données d'assistance) et c'est une mesure «hors service». La bande mesurée va de 25 Hz à 7,8 kHz. Pour avoir des résultats comparables à ceux de la méthode traditionnelle (ce qui exclut le bruit de clamp), on peut en plus utiliser la largeur de bande 25 Hz à 1 kHz.

2.3.1.3.2 Analyse spectrale

L'analyse de spectre est peut-être plus importante pour du bruit basse fréquence que pour du bruit large bande. Elle permet de distinguer les différentes sources de bruit: résidu de secteur, dispersion d'énergie (spectre de raie), bruit lié au dispositif de restitution de la composante continue (ou bruit de clamp caractérisé par une concentration de bruit aléatoire à très basse fréquence).

Comme pour toutes les mesures basse fréquence, un signal de gris de pleine trame sans télétexte, ni données d'assistance est nécessaire .

On peut effectuer l'analyse spectrale au moyen d'une transformée de Fourier rapide à 625 points (radix 5). Chaque point nécessaire pour le calcul, est donné par la valeur moyenne de la partie MAC de la ligne.

2.3.1.4 Evaluation des performances du clamp

2.3.1.4.1 Bruit de clamp

Dans les signaux de la famille MAC/paquet, la période de clamp est très courte. Etant donné que le bruit de clamp est un phénomène très gênant, il est important de le mesurer.

La mesure nécessite les deux signaux suivants:

- un signal pleine trame D2-MAC/paquet: un gris moyen;
- un signal de bruit blanc additif large bande, dont on fixe le niveau pour obtenir un rapport signal/bruit d'entrée donné (par exemple 50 dB pondérés, mesurés en 7,5 MHz).

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

- la mesure du bruit à la sortie de l'équipement avec le signal de bruit blanc (B_{o1} exprimé en dBm);
- la mesure du bruit à l'entrée de l'équipement avec le signal de bruit blanc (B_i en dBm);
- la mesure de bruit à la sortie de l'équipement, sans le signal de bruit blanc à l'entrée (B_{o2} en dBm).

Le bruit de clamp exprimé en dBm, pour le rapport signal/bruit donné est alors calculé comme suit:

$$B_c = -10 \log (10^{-B_{o1}/10} - 10^{-B_i/10} - 10^{-B_{o2}/10})$$

Pour la validité de la mesure, on doit prendre certaines précautions:

- quand on mesure B_{o1} , on doit s'assurer que le signal n'est affecté par aucune interférence;
- pour une meilleure précision, le niveau du bruit ajouté doit être réglé de façon à ce que le bruit de clamp soit important par rapport à B_{o1} .

2.3.1.4.2 Défaut de clamp

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

Des caractéristiques appropriées pour le signal sinusoïdal sont:

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

2.3.1.5 Réponse linéaire du canal

Cette mesure en service utilise la vobulation complexe de la ligne 624. La réponse en amplitude, est obtenue par transformation de Fourier du signal de vobulation complexe, et donne des informations précises sur la fonction de transfert du canal de transmission. La méthode de calcul pour ce signal est semblable à celle utilisée pour le MAC conventionnel, et elle fournit la fonction de transfert $H(\omega)$ du canal.

Le signal de vobulation complexe est analysé comme suit:

$$W(\omega) = WOB(\omega) \cdot H(\omega) \cdot Nyq(\omega)$$

où

- $W(\omega)$ est la transformée de Fourier du signal complexe reçu;
- $WOB(\omega)$ est la transformée de Fourier du signal d'essai de vobulation;
- $Nyq(\omega)$ est la fonction de transfert du filtre de Nyquist;
- $H(\omega)$ est la fonction de transfert du canal.

Etant donné que le signal de vobulation s'arrête à 10,125 MHz, cette méthode ne donne pas directement d'information sur la réponse de la voie autour de la fréquence de Nyquist.

Suivant la description du signal d'essai n° 3 défini précédemment, la méthode de mesure est basée sur l'acquisition de 512 échantillons de la ligne 624 dans une séquence de 4 trames. On effectue, avant le calcul de transformée de Fourier rapide, la différence des parties réelles positives et négatives, et des parties imaginaires positives et négatives pour éviter les non-linéarités, et le bruit peut être réduit par moyennage.

2.3.1.5.1 Réponse amplitude-fréquence

La réponse amplitude-fréquence est basée sur l'analyse de transformée de Fourier rapide où l'on calcule le rapport entre le module de la vobulation complexe mesurée et la valeur théorique de ce module.

2.3.1.5.2 Réponse phase-fréquence (temps de propagation de groupe)

Réalisée à l'aide de la ligne 624, comme la réponse amplitude-fréquence, cette mesure s'effectue aussi en utilisant un calcul de transformée de Fourier rapide.

Dans la spécification MAC, un gabarit de réponse phase/fréquence au lieu de retard de groupe/fréquence a été choisi. Comme pour la réponse amplitude-fréquence, l'acquisition sera faite dans une séquence de 4 trames et suivra le même processus.

La réponse phase-fréquence correspond à la différence entre la phase linéaire et l'erreur de phase. Cette erreur de phase est la différence entre les arguments des signaux reçus et théoriques (arguments de la vobulation complexe de l'analyse de transformée de Fourier rapide). On obtient la phase linéaire en calculant la droite de régression de l'erreur de phase pour les basses fréquences.

Les mesures du temps de propagation de groupe seront obtenues en calculant la dérivée de la réponse phase-fréquence.

2.3.1.6 Distorsions

2.3.1.6.1 Distorsions de courte durée: rapport impulsion/barre

La mesure du rapport impulsion/barre (Pbr) est effectuée sur la ligne 312 et consiste à mesurer le rapport, exprimé en pourcentage, de l'amplitude de l'impulsion de pleine amplitude (P) et de la différence du niveau de noir et du niveau de blanc (B).

Le résultat, exprimé en pourcentage est alors:

$$Pbr = \frac{P}{B} \times 100$$

2.3.1.6.2 Distorsion statique non linéaire

La mesure est effectuée sur la rampe de la ligne 623. Ce signal est représenté approximativement par un polynôme de degré 3. Afin de minimiser le bruit, on effectue la moyenne de plusieurs acquisitions de rampes de la même polarité. On calcule les coefficients du polynôme en minimisant l'erreur quadratique. Ils fournissent des informations sur le type de non-linéarité, et on peut définir plusieurs paramètres.

Soit $f(x) = \sum_{j=0}^3 a_j x^j$ le polynôme.

$NL2 = \frac{a_2}{a_1} \times 100$ donne la non-linéarité quadratique en pourcentage.

$NL3 = \frac{a_3}{a_1} \times 100$ donne la non-linéarité cubique en pourcentage.

$NL1 = \frac{\max |f'(x)| - \min |f'(x)|}{\max |f'(x)|} \times 100$ où $f'(x) = \frac{df}{dx}$

$NL1$ est un paramètre proche de celui défini pour les systèmes de télévision traditionnels.

2.3.1.7 Réponse impulsionnelle

Mesuré avec la ligne 312, c'est un nouvel élément spécifique au HD-MAC. La réponse impulsionnelle est très importante car elle donne de nombreuses informations sur le canal autour de 10 MHz. Certaines sont redondantes avec les mesures qui peuvent être obtenues avec la vobulation de la ligne 624, mais la réponse impulsionnelle permet une vérification oscilloscopique facile. Ce sont:

- les échos (très visibles sur un écran TV);
- le retard de groupe (réponse asymétrique).

Il est important d'établir une fonction de pondération (et un gabarit approprié) de la réponse impulsionnelle qui pourrait donner le niveau de tolérance maximum d'une impulsion brouilleuse au voisinage d'une impulsion de référence. Si l'amplitude de l'impulsion n'est pas très critique, son étalement peut avoir des effets très perturbateurs. Ils peuvent être vus soit comme des effets en escalier sur les lignes diagonales soit comme des échos. Pour une image embrouillée, des taches de couleur peuvent apparaître sur l'écran (bruit comète).

Les impulsions de mi-amplitude sont utilisées pour définir des distorsions linéaires et les impulsions de pleine amplitude sont utilisées pour définir la somme des distorsions linéaires et non linéaires.

Pour la mesure automatique, la distorsion crête d'un signal HD-MAC est donnée par la relation:

$$D = \frac{A - h_0}{A} \times \rho_0 + \sum_{i \neq 0} \frac{|h_i|}{A} \times \rho_i$$

où

- A est le niveau de l'impulsion;
- h_i sont les échantillons de la réponse impulsionnelle;
- ρ_i est le coefficient de pondération.

2.3.1.8 Réponse à un échelon

On mesure la réponse à un échelon à l'aide d'une transition de pleine amplitude de la ligne 312 et en la comparant à un gabarit. Cette mesure est très importante en particulier pour les images embrouillées.

2.3.2 Signaux de données

2.3.2.1 Taux de viol

Les viols du code duobinaire fournissent une excellente estimation du taux d'erreur binaire (BER). Les redondances du code duobinaire sont utilisées pour effectuer la mesure. Cette méthode peut être effectuée en transmission quels que soient le son ou les données transportés. On peut se servir d'autres méthodes pour obtenir le vrai taux d'erreur binaire en utilisant la redondance de code Golay sur les en-têtes de paquets et les mots de synchronisation, mais cela nécessite un temps d'acquisition plus long.

Le train 20,25 Mbit/s est plus sensible aux distorsions que les données à 10,125 Mbit/s. Mais, étant donné que le train 20,25 Mbit/s n'est présent que par quelques lignes par trame, (selon ce que vous voulez qualifier DATV, ou données et son), toutes les mesures spécifiées pour les données numériques peuvent aussi être effectuées sur le train 10,125 Mbit/s.

Les mesures de taux de viol sur le train 10,125 Mbit/s sont identiques que celles effectuées en D2-MAC, ce qui garantira la compatibilité avec les appareils de mesure existants.

2.3.2.2 Dégradation équivalente de bruit

Dans la plupart des cas, les signaux à qualifier dans une chaîne de transmission sont virtuellement sans erreur. La mesure du taux d'erreur binaire ou du taux de viol peuvent confirmer cette situation mais elles ne donnent pas d'information sur la marge disponible.

On peut évaluer cette marge en ajoutant un bruit aléatoire gaussien au signal en bande de base, et en traçant une courbe représentant le taux d'erreur binaire en fonction du niveau de bruit. Pour un taux d'erreur binaire donné (10^{-4} pour les mesures automatiques), par définition, la différence entre le rapport signal/bruit mesuré dans une largeur de bande prédéfinie (5 MHz pour des données d'intervalle de suppression ligne, 10 MHz pour les DATV) et celui donné par la théorie représentera la dégradation équivalente.

On doit mesurer la dégradation équivalente même dans le cas où l'erreur résiduelle atteint 10^{-4} sans aucun bruit ajouté. Les erreurs dépendent de la nature du bruit ou des distorsions, et la dégradation équivalente peut rester faible même dans ces conditions.

a) *Mesure manuelle*

Cette mesure nécessite un instrument de mesure pour déterminer le taux d'erreur binaire (ou le taux de viol) et un générateur de bruit gaussien à rajouter en bande de base.

b) *Mesure automatique*

On peut utiliser deux méthodes qui produiront des résultats équivalents:

– *Addition de bruit au signal:*

Le bruit gaussien est filtré sur une largeur de bande prédéfinie (voir 2.3.2.2) et ajouté au signal en bande de base HD-MAC.

Son niveau est alors automatiquement réglé de façon à ce que le taux d'erreur binaire pour la mesure soit de l'ordre de 10^{-4} .

– *Variation des seuils de décodage:*

On peut démontrer qu'il existe une relation entre le taux d'erreur binaire dû au décalage des seuils et le taux d'erreur dû au bruit ajouté. On obtient le taux d'erreur en fonction du niveau de bruit en calculant le produit de convolution du taux d'erreur binaire en fonction des seuils et de la densité de probabilité du bruit.

2.3.2.3 Diagramme de l'œil

Le diagramme de l'œil donne de nombreuses informations sur la qualité du signal numérique (trains 10 et 20 Mbits/s). Ces informations sont complémentaires des mesures de taux d'erreur et de taux de viol. Elle donnent une estimation de la gigue de l'horloge et de la dégradation due au bruit.

Cependant, il est difficile de quantifier l'ouverture du diagramme de l'œil car il n'existe pas de paramètre qui représente réellement la dégradation du signal. Pour cette raison, on ne suggérera ni gabarit ni chiffres de mesure.

On devra par conséquent considérer un diagramme de l'œil comme un paramètre de contrôle subjectif.

2.3.2.4 Gigue sur les données

Les mesures de gigue suivantes découlent d'expériences de transmission de données numériques. Le faible niveau de connaissance et d'expérience sur les mesures de gigue de HD-MAC ne permet pas, à cette étape, de tirer des conclusions.

Définition de la gigue

Avec une transmission numérique théorique, l'horloge qui synchronise les informations possède toujours la même période T. Cependant, si on considère un réseau réel, la période n'est pas parfaite et une modulation de phase apparaît. Les impulsions arrivent de l'horloge de référence soit trop tôt soit trop tard. Ce phénomène est appelé gigue, et peut engendrer des erreurs, car les données envoyées ne sont pas réellement synchronisées avec l'horloge de référence.

On mesure la gigue à l'aide de deux paramètres principaux:

- l'*amplitude de gigue* – Elle correspond à la déviation crête à crête de la fonction phase par rapport au temps. L'unité de cette caractéristique est l'intervalle unité (UI) (*unit interval*), qui équivaut à la déviation d'une période de l'horloge;
- la *fréquence de gigue* – Elle correspond à la fréquence de la déviation. Cependant, en pratique, la variation de gigue n'est pas une sinusoïde pure. Elle est plus vraisemblablement une combinaison de différentes fréquences.

Annexe A

(Cette annexe fait partie intégrante de la présente Recommandation)

A.1 Introduction

On trouvera les définitions détaillées des éléments de signaux d'essai énumérés dans les tableaux ci-dessous (par exemple transition, impulsion, etc.) en 1.3.

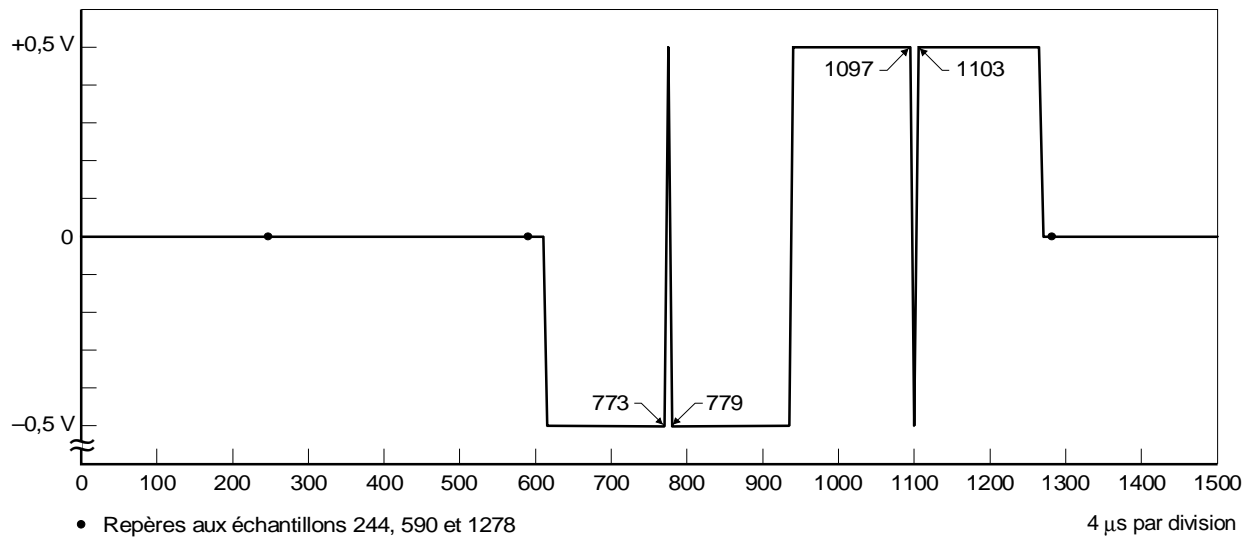
TABLEAU A.1/J.67

Définition du signal n° 1 a) Trames paires

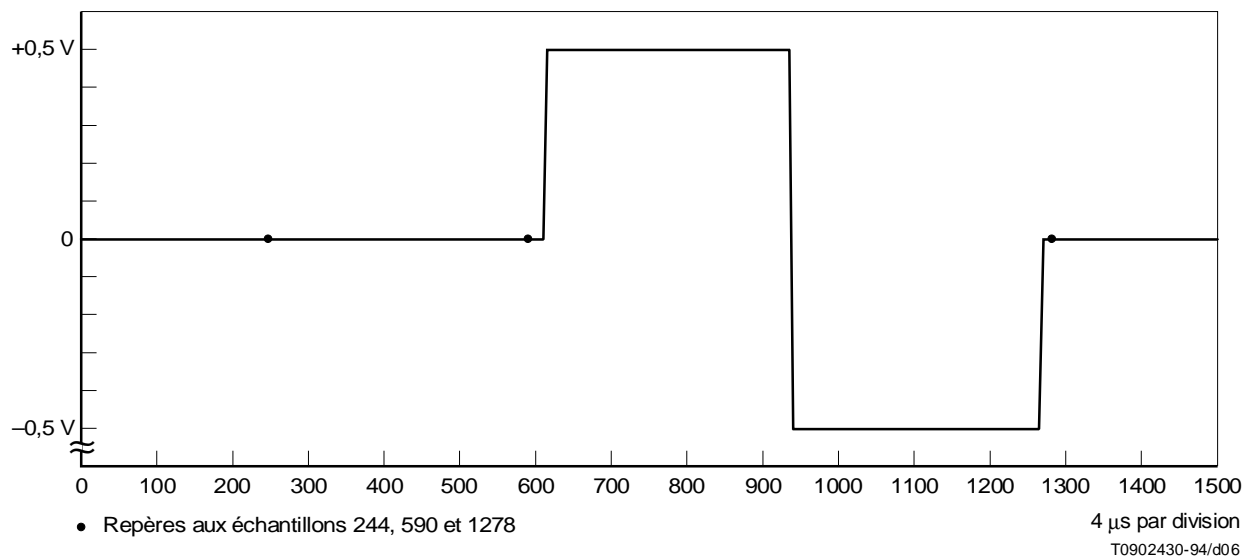
$k = 255$ à 612 : niveau 0 mV
$k = 612$ à 616 : transition de 0 mV à -500 mV
$k = 616$ à 773 : niveau -500 mV
$k = 773$ à 779 : impulsion (base -500 mV, crête +500 mV)
$k = 779$ à 936 : niveau -500 mV
$k = 936$ à 940 : transition de -500 mV à +500 mV
$k = 940$ à 1097 : niveau +500 mV
$k = 1097$ à 1103 : impulsion (base +500 mV, crête -500 mV)
$k = 1103$ à 1260 : niveau +500 mV
$k = 1260$ à 1264 : transition de +500 mV à 0 mV
$k = 1264$ à 1292 : niveau 0 mV

b) Trames impaires

$k = 255$ à 612 : niveau 0 mV
$k = 612$ à 616 : transition de 0 mV à +500 mV
$k = 616$ à 936 : niveau +500 mV
$k = 936$ à 940 : transition de +500 mV à -500 mV
$k = 940$ à 1260 : niveau -500 mV
$k = 1260$ à 1264 : transition de -500 mV à 0 mV
$k = 1264$ à 1292 : niveau 0 mV



a) Signal d'essai n° 1a – Trame paire



b) Signal d'essai n° 1b – Trame impaire

FIGURE A.1/J.67

TABLEAU A.2/J.67

Définition des signaux n° 2a et 2b

Signal n° 2a: trames paires

$k = 225$ à 244 : niveau 0 mV

$k = 244$ à 248 : transition de 0 mV à -500 mV

$k = 248$ à 268 : niveau -500 mV

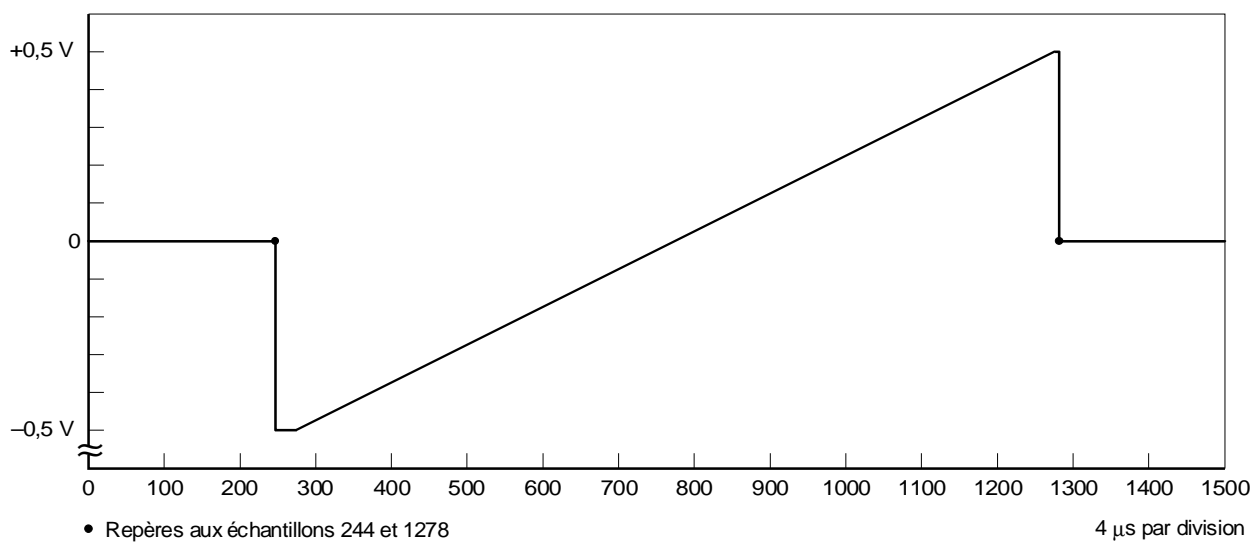
$k = 268$ à 1268 : rampe de -500 mV à +500 mV

$k = 1268$ à 1274 : niveau +500 mV

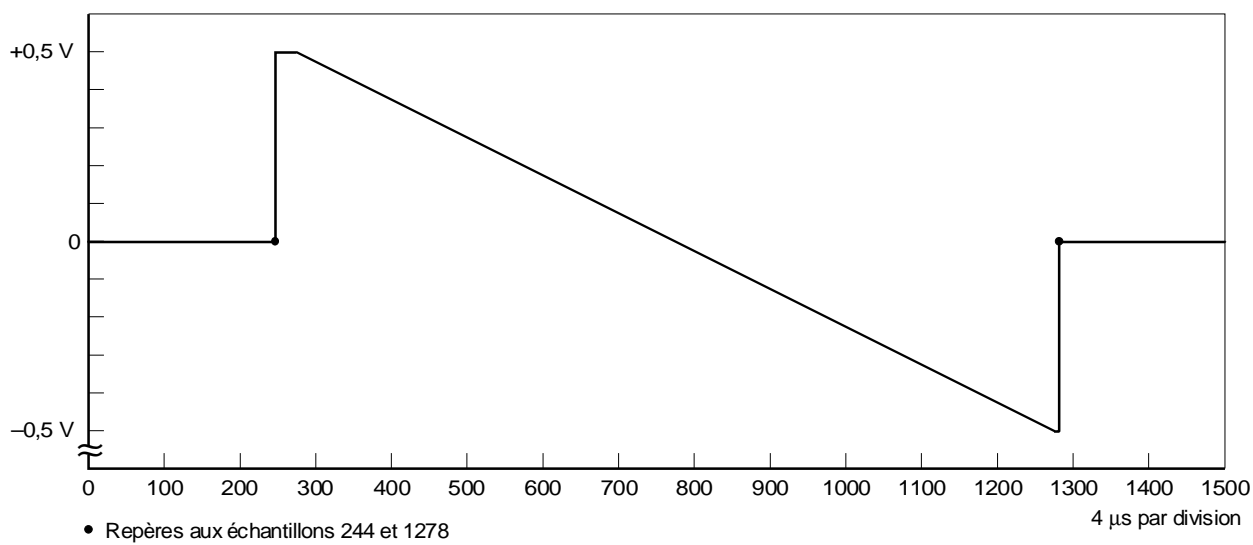
$k = 1274$ à 1278 : transition de +500 mV à 0 mV

$k = 1278$ à 1292 : niveau 0 mV

NOTE – Le signal n° 2b (trames impaires) se caractérise par le même rythme que le signal n° 2a, avec des niveaux inverses.



a) Signal d'essai n° 2a – Trame paire



T0902440-94/d07

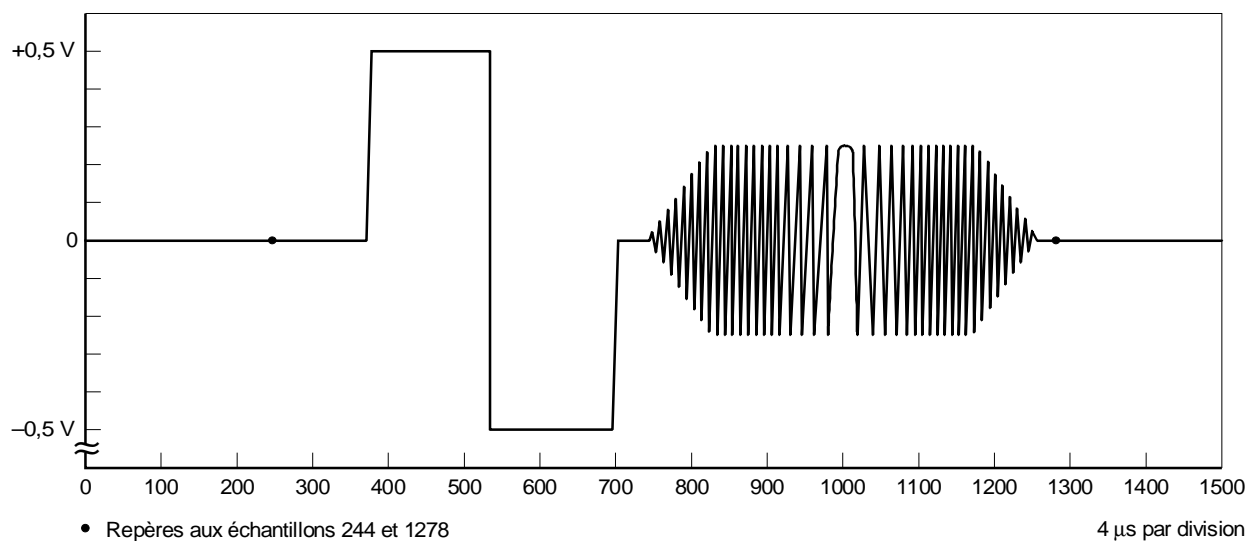
b) Signal d'essai n° 2b – Trame impaire

FIGURE A.2/J.67

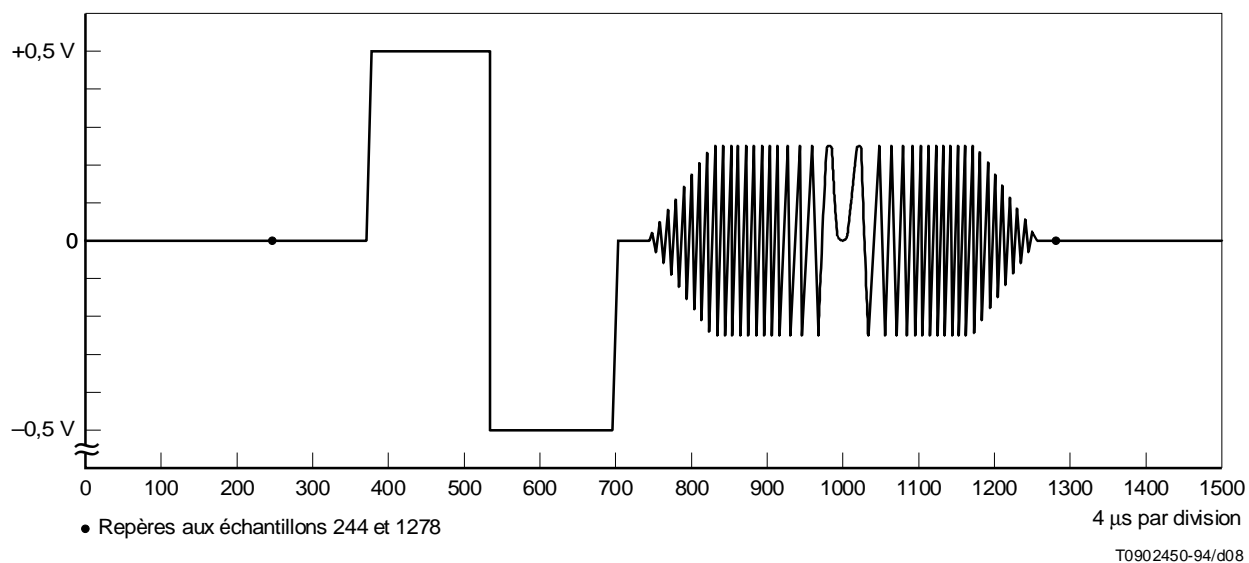
TABLEAU A.3/J.67

Définition des signaux n^{os} 3a et 3b

$k = 255$ à 370 :	niveau 0 mV
$k = 370$ à 374 :	transition de 0 mV à +500 mV
$k = 374$ à 532 :	niveau +500 mV
$k = 532$ à 536 :	transition de +500 mV à -500 mV
$k = 536$ à 694 :	niveau -500 mV
$k = 694$ à 698 :	transition de -500 mV à 0 mV
$k = 698$ à 739 :	niveau 0 mV
$k = 739$ à 1251 :	vobulation complexe d'amplitude ± 250 mV transmise selon un séquençement sur 4 trames: partie réelle positive, partie imaginaire positive, partie réelle négative, partie imaginaire négative.
$k = 1251$ à 1292 :	niveau 0 mV



a) Signal d'essai n° 3a – Trame paire – Polarité positive du signal de vobulation complexe



b) Signal d'essai n° 3b – Trame impaire – Polarité positive du signal de vobulation complexe

FIGURE A.3/J.67

TABLEAU A.4/J.67

Définition du signal n° 4

$k = 225$ à 244 :	niveau 0 mV
$k = 244$ à 248 :	transition de 0 mV à +250 mV
$k = 248$ à 324 :	niveau +250 mV
$k = 324$ à 330 :	impulsion (base +250 mV, crête -250 mV)
$k = 330$ à 406 :	niveau +250 mV
$k = 406$ à 410 :	transition de +250 mV à -250 mV
$k = 410$ à 486 :	niveau -250 mV
$k = 486$ à 492 :	impulsion (base -250 mV, crête +250 mV)
$k = 492$ à 607 :	niveau -250 mV
$k = 607$ à 688 :	impulsion modulée à 1 MHz
$k = 688$ à 690 :	niveau -250 mV
$k = 690$ à 771 :	impulsion modulée à 2 MHz
$k = 771$ à 773 :	niveau -250 mV
$k = 773$ à 854 :	impulsion modulée à 3 MHz
$k = 854$ à 856 :	niveau -250 mV
$k = 856$ à 937 :	impulsion modulée à 4 MHz
$k = 937$ à 939 :	niveau -250 mV
$k = 939$ à 1020 :	impulsion modulée à 5 MHz
$k = 1020$ à 1022 :	niveau -250 mV
$k = 1022$ à 1103 :	impulsion modulée à 6 MHz
$k = 1103$ à 1105 :	niveau -250 mV
$k = 1105$ à 1186 :	impulsion modulée à 7 MHz
$k = 1186$ à 1188 :	niveau -250 mV
$k = 1188$ à 1269 :	impulsion modulée à 8 MHz
$k = 1269$ à 1274 :	niveau -250 mV
$k = 1274$ à 1278 :	transition de -250 mV à 0 mV
$k = 1278$ à 1292 :	niveau 0 mV

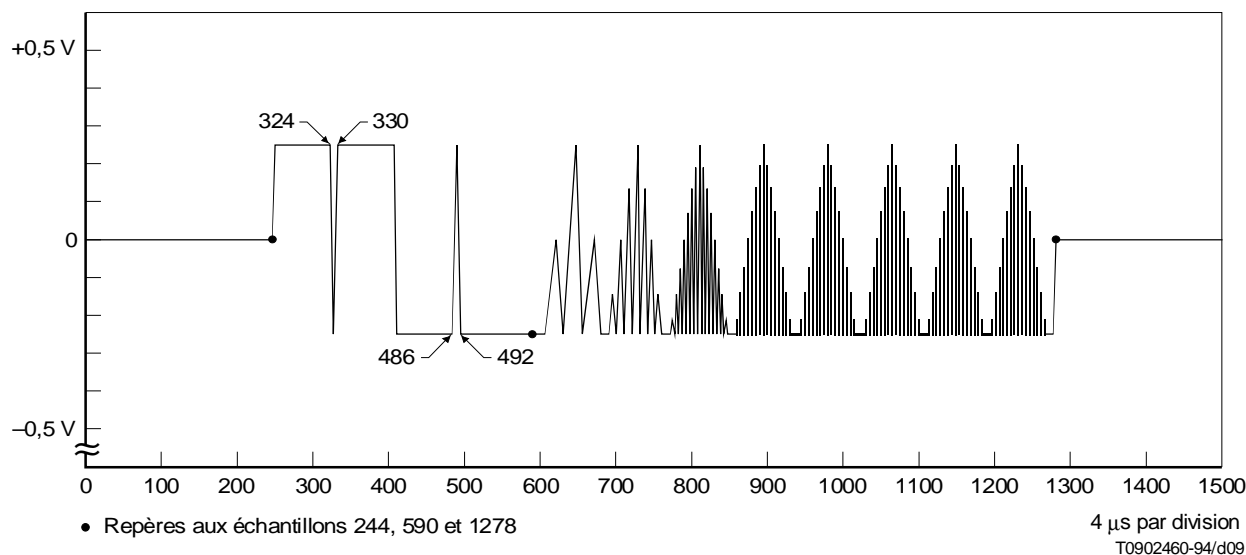


FIGURE A.4/J.67

Signal d'essai n° 4

TABLEAU A.5/J.67

Définition du signal n° 5

$k = 225$ à 598 :	niveau 0 mV
$k = 598$ à 602 :	transition de 0 mV à -500 mV
$k = 602$ à 674 :	niveau -500 mV
$k = 674$ à 678 :	transition de -500 mV à -375 mV
$k = 678$ à 749 :	niveau -375 mV
$k = 749$ à 753 :	transition de -375 mV à -250 mV
$k = 753$ à 824 :	niveau -250 mV
$k = 824$ à 828 :	transition de -250 mV à -125 mV
$k = 828$ à 899 :	niveau -125 mV
$k = 899$ à 903 :	transition de -125 mV à 0 mV
$k = 903$ à 974 :	niveau 0 mV
$k = 974$ à 978 :	transition de 0 mV à +125 mV
$k = 978$ à 1049 :	niveau +125 mV
$k = 1049$ à 1053 :	transition de +125 mV à +250 mV
$k = 1053$ à 1124 :	niveau +250 mV
$k = 1124$ à 1128 :	transition de +250 mV à +375 mV
$k = 1128$ à 1199 :	niveau +375 mV
$k = 1199$ à 1203 :	transition de +375 mV à +500 mV
$k = 1203$ à 1274 :	niveau +500 mV
$k = 1274$ à 1278 :	transition de +500 mV à 0 mV
$k = 1278$ à 1292 :	niveau 0 mV

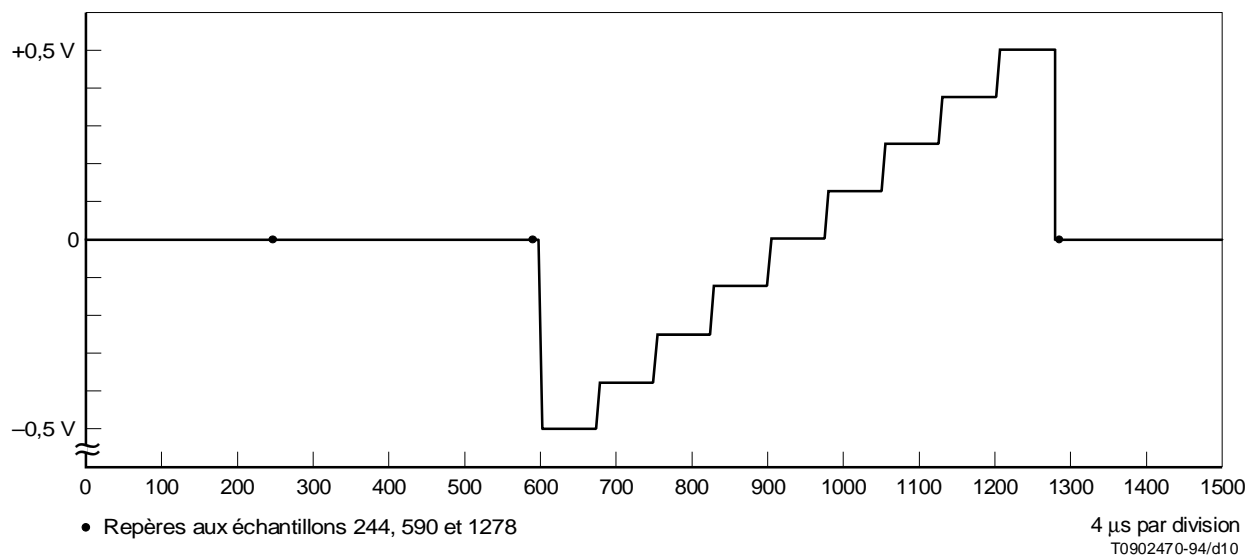


FIGURE A.5/J.67

Signal d'essai n° 5

TABLEAU A.6/J.67

Définition du signal n° 6

$k = 225$ à 244 : niveau 0 mV
$k = 244$ à 248 : transition de 0 mV à -250 mV
$k = 248$ à 365 : niveau -250 mV
$k = 365$ à 369 : transition de -250 mV à +250 mV
$k = 369$ à 486 : niveau +250 mV
$k = 486$ à 490 : transition de +250 mV à 0 mV
$k = 490$ à 607 : niveau 0 mV
$k = 607$ à 688 : salve 1 MHz
$k = 688$ à 690 : niveau 0 mV
$k = 690$ à 771 : salve 2 MHz
$k = 771$ à 773 : niveau 0 mV
$k = 773$ à 854 : salve 3 MHz
$k = 854$ à 856 : niveau 0 mV
$k = 856$ à 937 : salve 4 MHz
$k = 937$ à 939 : niveau 0 mV
$k = 939$ à 1020 : salve 5 MHz
$k = 1020$ à 1022 : niveau 0 mV
$k = 1022$ à 1103 : salve 6 MHz
$k = 1103$ à 1105 : niveau 0 mV
$k = 1105$ à 1186 : salve 7 MHz
$k = 1186$ à 1188 : niveau 0 mV
$k = 1188$ à 1269 : salve 8 MHz
$k = 1269$ à 1292 : niveau 0 mV

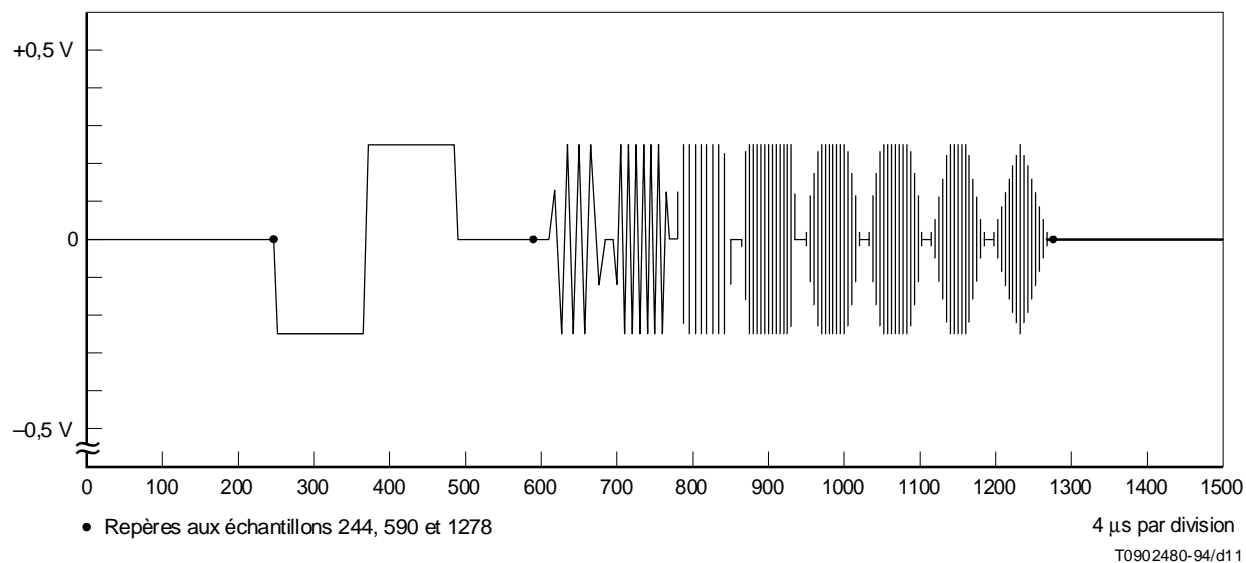


FIGURE A.6/J.67
Signal d'essai n° 6

Annexe B

(Cette annexe fait partie intégrante de la présente Recommandation)

B.1 Introduction

Les définitions détaillées des éléments de signaux d'essai contenus dans les Tableaux B.1, B.2 et B.3 sont données en 2.2.

Dans les Tableaux B.1, B.2 et B.3 les transitions citées sont des transitions $4T$ décrites dans 1.3.2.2. et k est le numéro de l'échantillon.

TABLEAU B.1/J.67

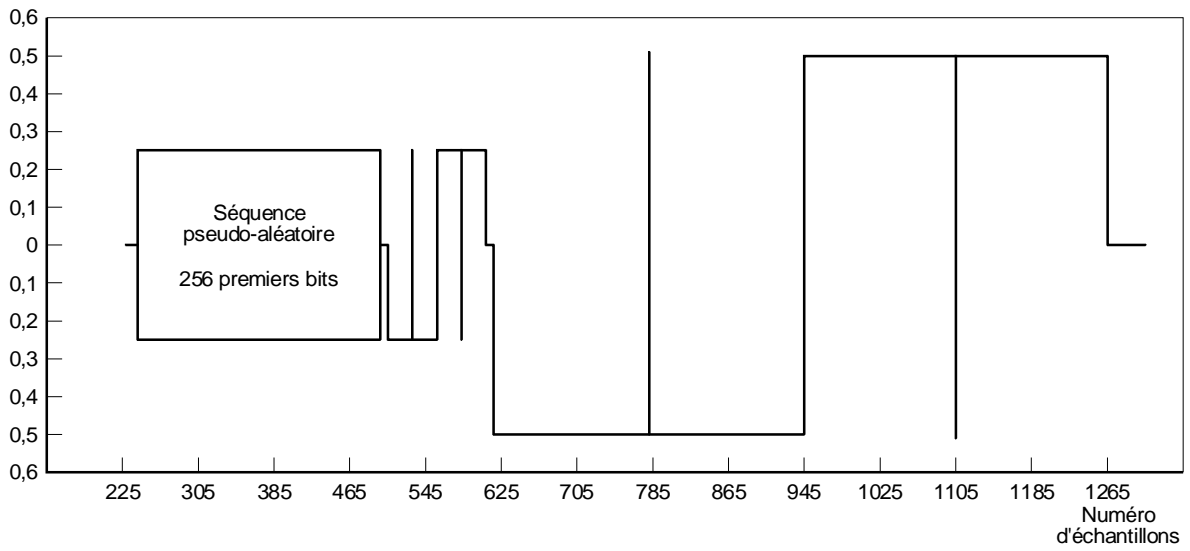
Signal d'essai n° 1: ligne 312

a) Trame paire [voir la Figure B.1 a)]

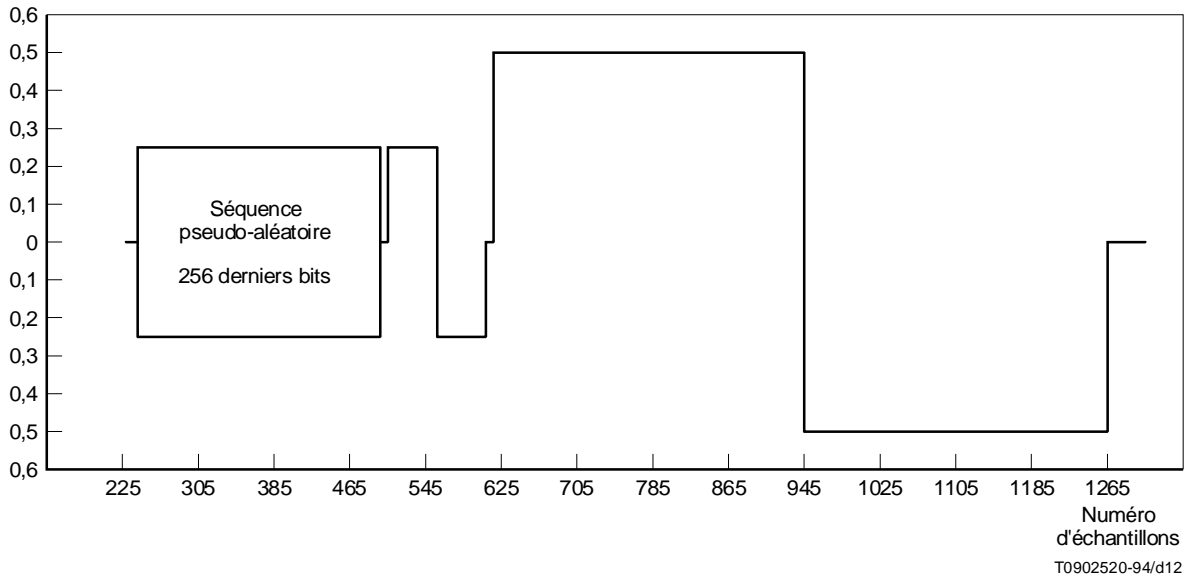
$k = 225$ à 233 :	niveau 0 mV
$k = 234$ à 489 :	niveau -250 mV ou 250 mV (séquence pseudo-aléatoire)
$k = 490$ à 499 :	niveau 0 mV
$k = 500$ à 524 :	niveau -250 mV
$k = 525$:	niveau 250 mV
$k = 526$ à 550 :	niveau -250 mV
$k = 551$ à 575 :	niveau 250 mV
$k = 576$:	niveau -250 mV
$k = 577$ à 601 :	niveau 250 mV
$k = 602$ à 614 :	niveau 0 mV
$k = 615$ à 775 :	niveau -500 mV
$k = 776$:	niveau 500 mV
$k = 777$ à 938 :	niveau -500 mV
$k = 939$ à 1099 :	niveau 500 mV
$k = 1100$:	niveau -500 mV
$k = 1101$ à 1262 :	niveau 500 mV
$k = 1263$ à 1292 :	niveau 0 mV

b) Trame impaire [voir la Figure B.1 b)]

$k = 225$ à 233 :	niveau 0 mV
$k = 234$ à 489 :	niveau -250 mV ou 250 mV (séquence pseudo-aléatoire)
$k = 490$ à 499 :	niveau 0 mV
$k = 500$ à 550 :	niveau 250 mV
$k = 551$ à 601 :	niveau -250 mV
$k = 602$ à 614 :	niveau 0 mV
$k = 615$ à 938 :	niveau +500 mV
$k = 939$ à 1262 :	niveau -500 mV
$k = 1263$ à 1292 :	niveau 0 mV



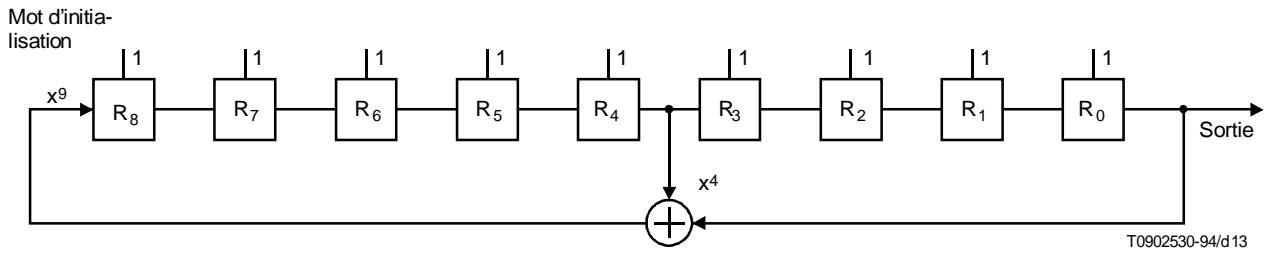
a) Trame paire



b) Trame impaire

T0902520-94/d12

FIGURE B.1/J.67
Signal d'essai n° 1



R₀ à R₈: Registres

FIGURE B.2/J.67

Générateur pseudo-aléatoire pour l'égalisation

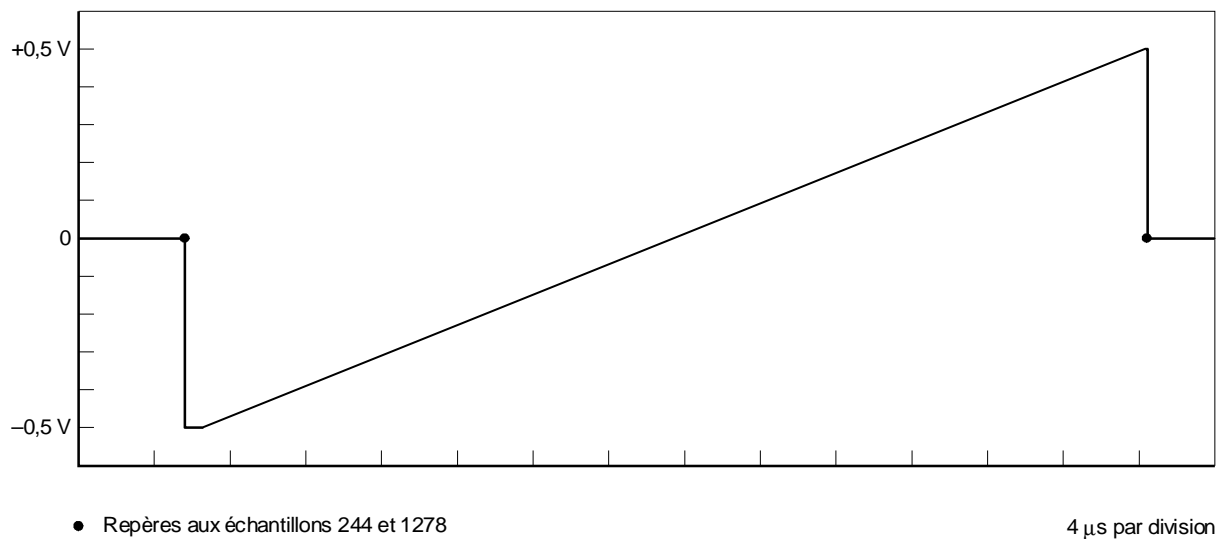
TABLEAU B.2/J.67

Signal d'essai n° 2: ligne 623

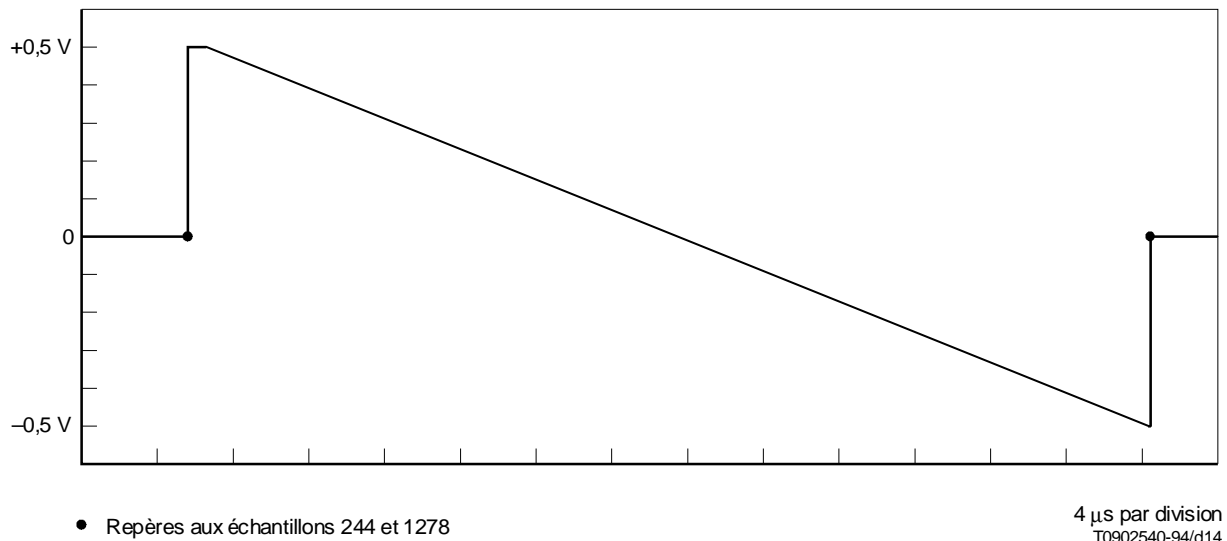
a) Trame paire [voir la Figure B.3 a)]

$k = 225$ à 244 :	niveau 0 mV
$k = 244$ à 248 :	transition de 0 mV à -500 mV
$k = 248$ à 268 :	niveau -500 mV
$k = 268$ à 1268 :	rampe de -500 mV à +500 mV
$k = 1268$ à 1274 :	niveau +500 mV
$k = 1274$ à 1278 :	transition de +500 mV à 0 mV
$k = 1278$ à 1292 :	niveau 0 mV

Dans les trames impaires, les niveaux sont inversés [voir la Figure B.3 b)].



a) Trame paire



b) Trame impaire

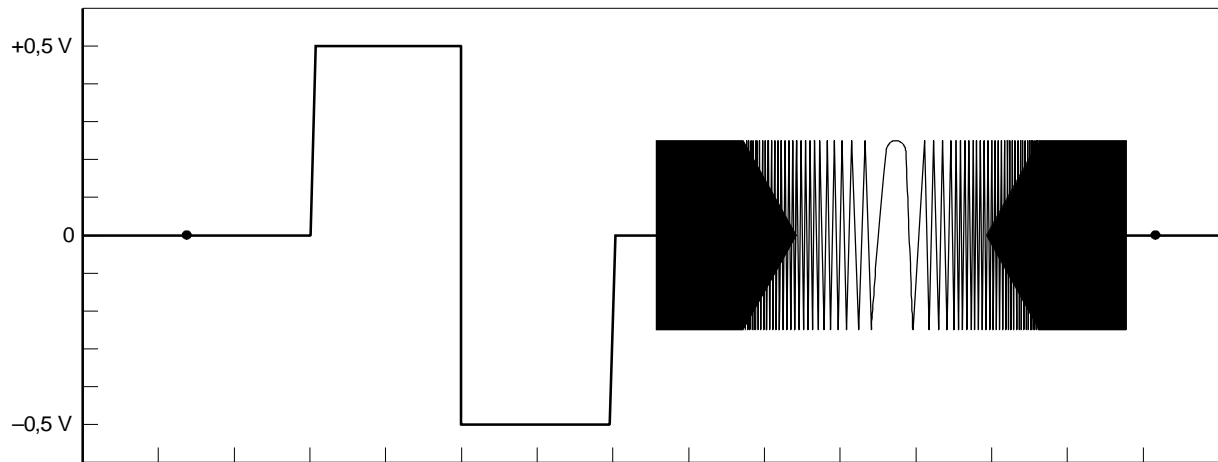
FIGURE B.3/J.67
Signal d'essai n° 2

TABLEAU B.3/J.67

Signal d'essai n° 3: ligne 624

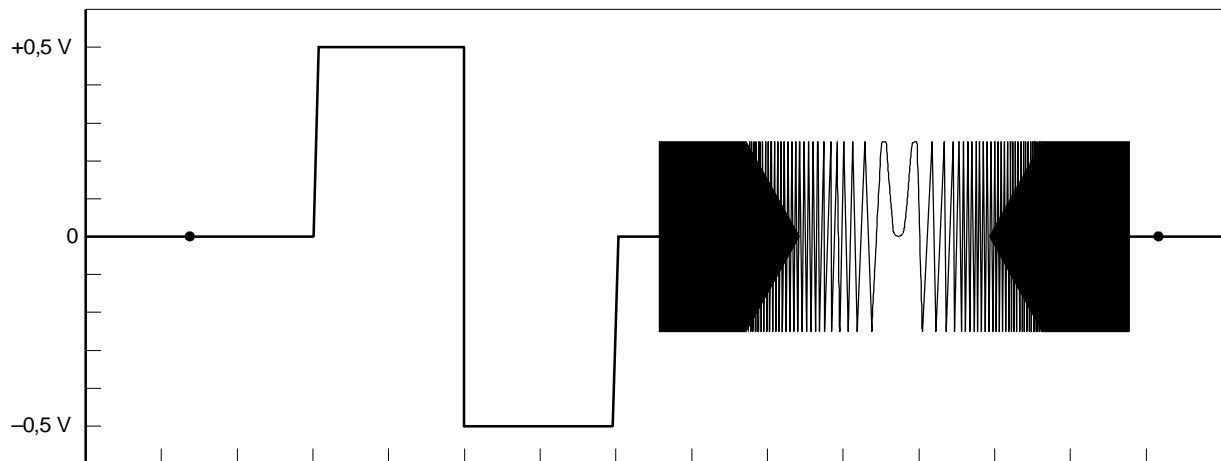
(voir la Figure B.4)

$k = 225$ à 370 :	niveau 0 mV
$k = 370$ à 374 :	transition de 0 mV à +500 mV
$k = 374$ à 532 :	niveau +500 mV
$k = 532$ à 536 :	transition de +500 mV à -500 mV
$k = 536$ à 694 :	niveau -500 mV
$k = 694$ à 698 :	transition de -500 mV à 0 mV
$k = 698$ à 739 :	niveau 0 mV
$k = 739$ à 1251 :	vobulation complexe avec les niveaux ± 250 mV transmis dans une séquence 4 trames: partie réelle positive, partie imaginaire positive, partie réelle négative, partie imaginaire négative.
$k = 1251$ à 1292 :	niveau 0 mV



● Repères aux échantillons 244 et 1278

a) Trame paire



T0902550-94/d15

● Repères aux échantillons 244 et 1278

b) Trame impaire

FIGURE B.4/J.67

Signal d'essai n° 3

Annexe C

(Cette annexe fait partie intégrante de la présente Recommandation)

C.1 Introduction

On utilise deux filtres pour mesurer un rapport signal/bruit pondéré. Tous deux sont dérivés de filtres définis dans la précédente Recommandation CCIR 421-3, Annexes 2 et 3, avec de nouvelles valeurs appropriées.

C.2 Filtre passe-bas utilisé dans les mesures de bruit aléatoire continu

Ce filtre est défini selon la précédente Recommandation CCIR 421-3, avec $f_c = 10$ MHz, sans compensation du retard de groupe (voir les Figures C.1 et C.2 et le Tableau C.1).

NOTE – Ce filtre est le même que celui défini dans la Recommandation J.61 (anciennement Recommandation UIT-R CMTT 567-3), Annexe II à la partie C, avec $f_c = 5$ MHz.

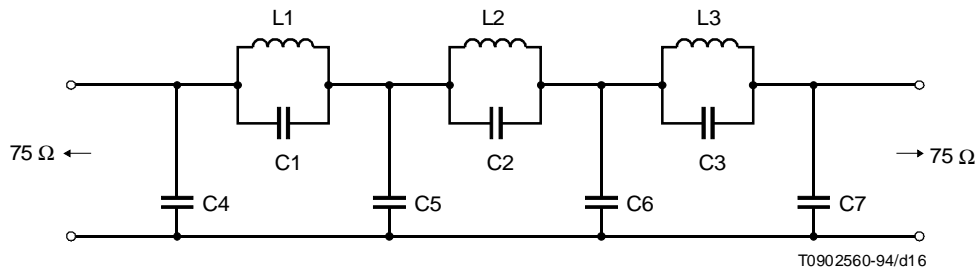


FIGURE C.1/J.67

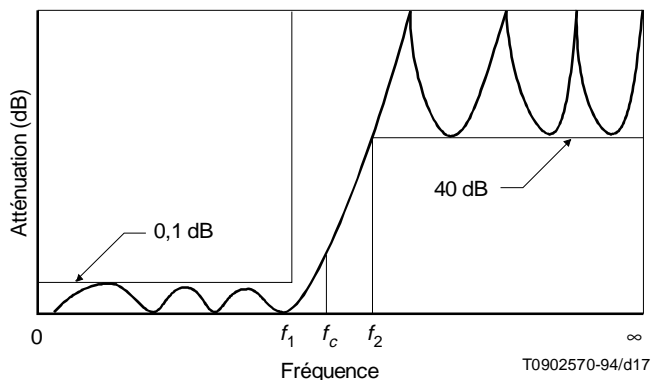
TABLEAU C.1/J.67

	Limite nominale de la fréquence supérieure: f_c (MHz)		
	L (μ H)	C (pF)	f (MHz)
1	$14,38/f_c$	$497,6/f_c$	$1,8816 f_c$
2	$7,673/f_c$	$2723/f_c$	$1,1011 f_c$
3	$8,600/f_c$	$1950/f_c$	$1,2290 f_c$
4		$2139/f_c$	
5		$2815/f_c$	
6		$2315/f_c$	
7		$1297/f_c$	

NOTES

- 1 Chaque capacité citée est la valeur totale, y compris toutes les capacités parasites, et elles doivent avoir une précision de $\pm 2\%$.
- 2 Chaque inductance doit être réglée pour rendre maximale la perte d'insertion à la fréquence indiquée appropriée, f (MHz).

f/f_c	dB	f/f_c	dB
0,98	0,1	1,04	14,8
0,99	0,5	1,05	18,8
1,00	1,8	1,06	23,0
1,01	4,2	1,07	27,7
1,02	7,3	1,08	33,3
1,03	10,9	1,09	41,0



Perte d'insertion théorique
 $f_1 = 0,9 f_2$ par conception
Fréquence d'ondulation = f_c par conception
 $f_1 = 0,9807 f_c$
 $f_2 = 1,0897 f_c$

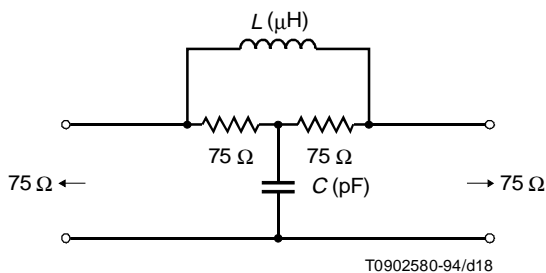
NOTES

- 1 La courbe de perte d'insertion théorique ci-dessus correspond à un facteur Q infini. En pratique, Q doit être au moins de l'ordre de 100 à la fréquence f_c .
- 2 Les limites des caractéristiques perte d'insertion/fréquence sont spécifiées indirectement par les tolérances sur les valeurs des composantes indiquées.

FIGURE C.2/J.67

C.3 Réseau de pondération à bruit aléatoire continu

Le filtre est défini suivant la précédente Recommandation CCIR 421-3, avec $\tau = 50$ ns (voir la Figure C.3).



$$L (\mu\text{H}) = 75 \tau (\mu\text{s}); C (\text{pF}) = \frac{\tau (\mu\text{s})}{75} \cdot 10^4$$

$$\text{Perte d'insertion (dB)} = 10 \log_{10} [1 + (2\pi\tau f)^2]$$

FIGURE C.3/J.67