



UNION INTERNATIONALE DES TÉLÉCOMMUNICATIONS

UIT-T

J.61

(ex CMTT.567)

SECTEUR DE LA NORMALISATION
DES TÉLÉCOMMUNICATIONS
DE L'UIT

(06/90)

**TRANSMISSIONS TÉLÉVISUELLES
ET SONORES**

**QUALITÉ DE TRANSMISSION DES CIRCUITS
DE TÉLÉVISION DESTINÉS A ÊTRE UTILISÉS
DANS LES COMMUNICATIONS
INTERNATIONALES**

Recommandation UIT-T J.61

(Antérieurement «Recommandation UIT-R CMTT.567»)

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 que les Commissions d'études de l'UIT-T doivent examiner et à propos desquels elles doivent émettre des Recommandations.

La Recommandation UIT-T J.61 (ancienne Recommandation UIT-R CMTT.567) a été élaborée par l'ancienne Commission d'études CMTT de l'UIT-R. Voir la Note 1.

NOTES

1 Suite au processus de réforme entrepris au sein de l'Union internationale des télécommunications (UIT), le CCITT n'existe plus depuis le 28 février 1993. Il est remplacé par le Secteur de la normalisation des télécommunications de l'UIT (UIT-T) créé le 1^{er} mars 1993. De même, le CCIR et l'IFRB ont été remplacés par le Secteur des radiocommunications (UIT-R).

Conformément à la décision commune de la Conférence mondiale de normalisation des télécommunications (Helsinki, mars 1993) et de l'Assemblée des radiocommunications (Genève, novembre 1993), la Commission d'études UIT-R CMTT a été transférée à l'UIT-T, en tant que Commission d'études 9, à l'exception du domaine d'études relatif à la collecte de nouvelles par satellite, lequel a été confié à la Commission d'études UIT-R 4.

2 Dans la présente Recommandation, le terme «Administration» désigne indifféremment une administration de télécommunication ou une exploitation reconnue.

© UIT 1990

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.

QUALITÉ DE TRANSMISSION DES CIRCUITS DE TÉLÉVISION DESTINÉS A ÊTRE UTILISÉS DANS LES COMMUNICATIONS INTERNATIONALES

(1978; révisée en 1982, 1986 et 1990)

Le CCIR,

CONSIDÉRANT

la nécessité de disposer d'une Recommandation commune au CCIR et au CCITT concernant les transmissions télévisuelles analogiques sur de grandes distances,

RECOMMANDE A L'UNANIMITÉ

que, compte tenu des définitions données dans les parties A et B et des méthodes de mesure spécifiées dans la partie C et ses annexes, la qualité de transmission des circuits de télévision internationaux devrait répondre aux objectifs de réalisation des parties D et E.

Introduction

La Commission mixte CCIR/CCITT pour les transmissions télévisuelles et sonores (CMTT) a étudié les problèmes posés par la transmission de signaux de télévision des divers systèmes sur de longues distances.

La CMTT a décidé d'étudier des méthodes d'essai unifiées ainsi que les qualités de transmission qui pourraient être recommandées pour des circuits conçus pour la transmission de signaux conformes aux normes de la plupart des systèmes de télévision.

La présente Recommandation est à utiliser dans les cas où les circuits devront transmettre, à des moments différents, des signaux de télévision conformes aux normes à 525 lignes et à 625 lignes.

Toutefois, étant donné le caractère général de la présente Recommandation, il convient que celle-ci soit applicable également aux circuits devant transmettre des signaux de télévision d'une seule norme. En conséquence, ce document donne, lorsque c'est nécessaire, les différentes conditions relatives aux systèmes à 525 lignes, à 625 lignes et aux systèmes multinormes.

On suppose que le circuit ne comporte pas de système à satellite utilisant la dispersion d'énergie à la fréquence de ligne ni de système utilisant les techniques de transmission numérique. Dans le cas contraire, il sera probablement nécessaire de fixer des objectifs supplémentaires.

La présente Recommandation contient les cinq parties suivantes:

Partie A: Définitions des communications et des circuits

Partie B: Définitions des paramètres

Partie C: Méthodes de mesure et signaux d'essai

Partie D: Objectifs de conception et tolérances applicables au circuit fictif de référence

Partie E: Qualité de transmission des circuits plus courts ou plus longs que le circuit fictif de référence.

Note – Les références bibliographiques et la bibliographie sont données à la fin de chaque Partie ou Annexe.

PARTIE A – DÉFINITION D'UNE COMMUNICATION TÉLÉVISUELLE INTERNATIONALE ET DES CIRCUITS FICTIFS DE RÉFÉRENCE POUR SYSTÈMES DE TERRE ET POUR SYSTÈMES DE TÉLÉCOMMUNICATION PAR SATELLITE

A.1 Définitions

A.1.1 Définition d'une communication télévisuelle internationale (Fig. 1)

- Le point A, qui doit être considéré comme l'origine de la communication télévisuelle internationale, peut être la source du programme (studio ou centre de reportage), un centre de commutation ou un convertisseur de normes.
- Le point D, qui doit être considéré comme le point de destination de la communication télévisuelle internationale, peut être une régie de programme, une station d'émission de radiodiffusion, un centre de commutation ou un convertisseur de normes.

¹⁾ Ancienne Recommandation UIT-R CMTT.567.

- Le circuit télévisuel local AB relie le point A au point B, première station de répéteurs du circuit télévisuel international.

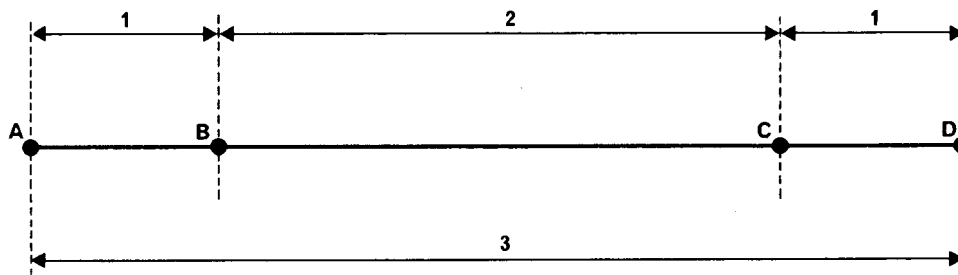


FIGURE 1 – *Communication télévisuelle internationale*

- 1 : Circuit télévisuel local
- 2 : Circuit télévisuel international
- 3 : Communication télévisuelle internationale

d01-sc

- Le circuit télévisuel international BC est constitué par une chaîne de circuits nationaux et internationaux pour transmission télévisuelle. Les administrations intéressées désigneront les emplacements précis (par exemple, à l'intérieur des immeubles) qui doivent être considérés comme les points B et C.
- Le circuit télévisuel local CD relie le point C, dernière station de répéteurs du circuit télévisuel international, au point D.
- L'ensemble AD du circuit télévisuel international BC et des circuits télévisuels locaux AB et CD constitue la communication télévisuelle internationale.

Les spécifications indiquées ultérieurement dans cette Recommandation ne concernent que les circuits télévisuels internationaux. Aucune spécification n'est imposée pour les circuits locaux AB et CD.

A.1.2 Définition du circuit fictif de référence pour système de Terre (Fig. 2a)

Le circuit télévisuel fictif de référence pour système de Terre, qui est un exemple de circuit télévisuel international (BC dans la Fig. 1) et qui peut être, soit un système de faisceaux hertziens, soit un système de transmission sur câble, est caractérisé principalement par:

- une longueur totale, entre bornes vidéo, de 2500 km;
- deux points intermédiaires (M et M') de démodulation jusqu'à la bande des fréquences vidéo, divisant le circuit en trois sections d'égale longueur;
- le fait que les trois sections sont réglées séparément et raccordées ensuite sans aucun réglage ni correction d'ensemble;
- le fait que le circuit ne comporte pas de convertisseur de normes ou de régénérateur de signaux de synchronisation, ni de dispositif pour l'insertion de signaux dans l'intervalle de suppression de ligne ou de trame.

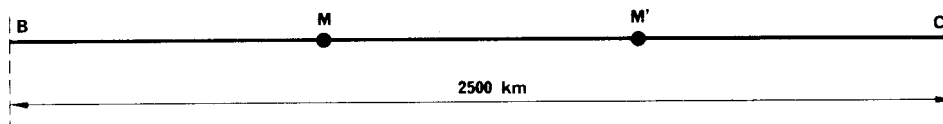


FIGURE 2a – *Circuit fictif de référence pour transmissions télévisuelles sur un système de Terre*

d02-sc

A.1.3 Définition du circuit fictif de référence pour le service fixe par satellite (Fig. 2b)

Un circuit fictif de référence pour système du service fixe par satellite pouvant faire partie d'un circuit télévisuel international (BC sur la Fig. 1) est défini comme suit:

- il se compose d'un seul système station terrienne-satellite-station terrienne;
- il comprend un couple de modulateurs et de démodulateurs pour transfert de la bande de base à la porteuse radioélectrique et vice versa;

- il ne comporte pas de convertisseur de normes ou de régénérateur de signaux de synchronisation, ni de dispositif pour l'insertion de signaux dans l'intervalle de suppression de ligne ou de trame.

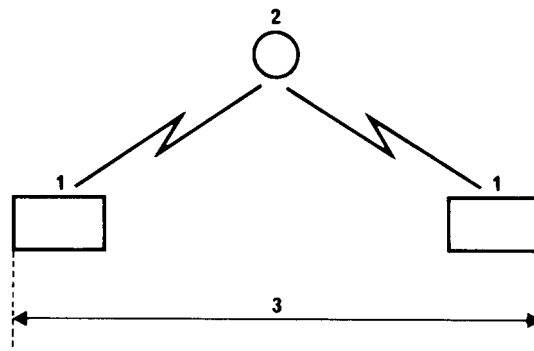


FIGURE 2b – *Circuit fictif de référence pour transmissions télévisuelles sur un système du service fixe par satellite*

- 1 : Station terrestre
- 2 : Station spatiale
- 3 : Circuit fictif de référence

d03-sc

PARTIE B – DÉFINITIONS DES PARAMÈTRES

La présente partie contient des définitions qui sont nécessaires à la compréhension du texte même de la Recommandation, soit parce que les termes ainsi définis ne figurent dans aucun vocabulaire technique consacré (c'est le cas pour nombre d'entre eux) soit que, s'ils ont déjà une définition générale, on leur donne ici une signification particulière aux transmissions télévisuelles. Leur emploi dans ce contexte limité ne doit pas être interprété comme une restriction du sens qu'on leur donne dans le Vocabulaire électrotechnique international (VEI), ou d'autres vocabulaires où ils peuvent recevoir des définitions plus larges, c'est-à-dire non limitées à la télévision.

B.1 Terminologie relative aux signaux

Les termes suivants, concernant les composantes et les valeurs d'un signal vidéo couleur composite, sont illustrés dans la Fig. 3:

- A* : composante continue non significative,
- B* : composante continue utile (intégrée sur la durée totale d'une trame),
- C* : composante continue d'image (intégrée sur la durée active de la ligne T_u),
- D* : valeur instantanée de la composante de luminance,
- E* : valeur instantanée du signal, mesurée par rapport au niveau du fond des impulsions de synchronisation,
- F* : amplitude de crête du signal (positive ou négative par rapport au niveau de suppression),
- G* : amplitudes de crête des composantes de chrominance,
- H* : amplitude crête-à-crête du signal,
- J* : différence entre le niveau du noir et le niveau de suppression (piédestal),
- K* : amplitude crête-à-crête de la salve de couleur,
- L* : amplitude nominale de la composante de luminance,
- M* : amplitude crête-à-crête d'un signal vidéo monochrome composite ($M = L + S$),
- S* : amplitude des impulsions de synchronisation,
- T_{sy} : durée de l'impulsion de synchronisation,
- T_{lb} : durée de la période de suppression de ligne (*lb* : «line blanking»),
- T_u : durée de la période active de ligne (*u* : utile),
- T_b : durée du palier de garde du signal de synchronisation couleur (*b* : «breezeway»),
- T_{fp} : durée du palier avant de suppression de ligne (*fp* : «front porch»),
- T_{bp} : durée du palier arrière de suppression de ligne (*bp* : «back porch»).

Les amplitudes M , S et L sont les amplitudes de référence du signal d'image. Les amplitudes correspondant à B , C , D , E , F , G , H , et J peuvent être exprimées en pourcentage de la valeur L .

La composante moyenne de l'image est la moyenne des valeurs de C sur une durée d'une trame (en excluant les durées de suppression), exprimée en pourcentage de L .

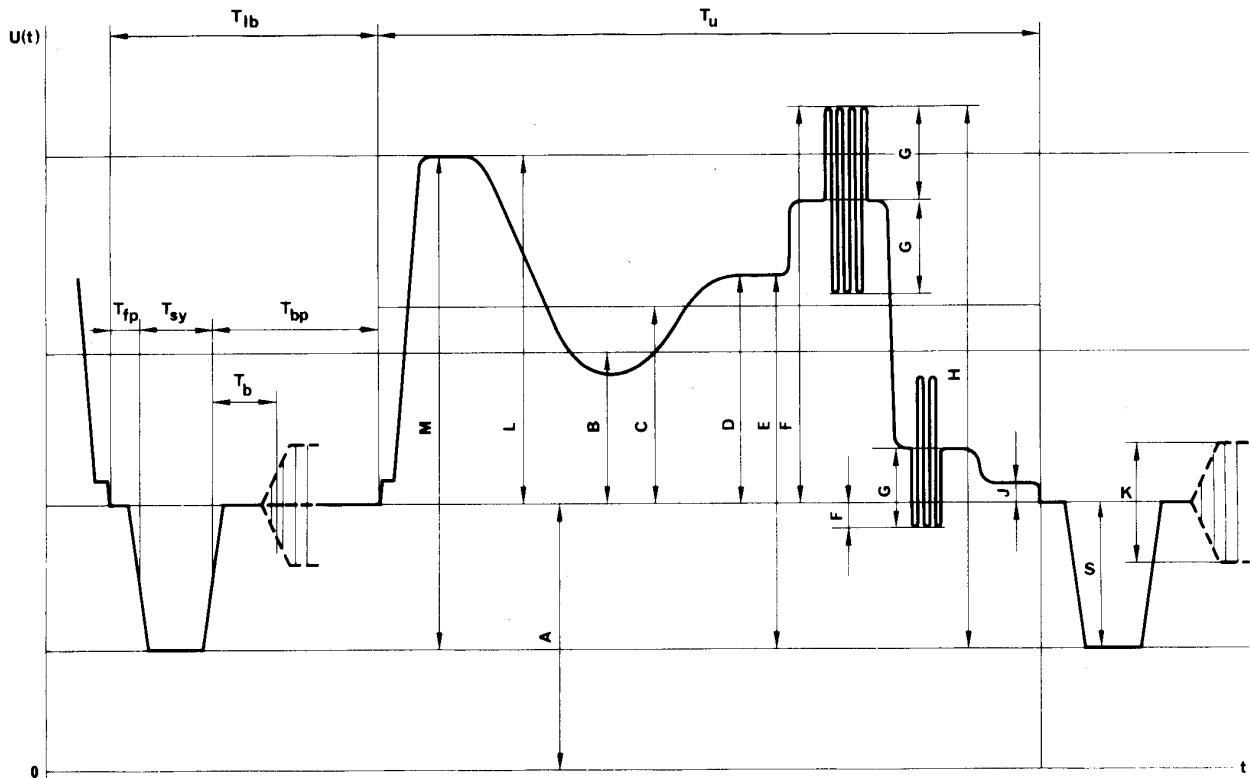


FIGURE 3 – Une ligne du signal vidéo couleur composite

d04-sc

B.2 Spécifications aux points de jonction vidéo

B.2.1 Impédance nominale (Z_0)

Aux points de jonction vidéo, les impédances d'entrée et de sortie (Z_0) de chaque section doivent être spécifiées, selon accord bilatéral, soit comme asymétriques, soit comme symétriques par rapport à la terre.

B.2.2 Affaiblissement d'adaptation

L'affaiblissement d'adaptation d'une impédance Z par rapport à Z_0 est, dans le domaine des fréquences:

$$20 \log \left| \frac{Z_0 + Z(f)}{Z_0 - Z(f)} \right| \text{ dB}$$

Dans le domaine des temps, cet affaiblissement s'exprime par la formule symbolique:

$$20 \log \left| \frac{A_1}{A_2} \right| \text{ dB}$$

dans laquelle A_1 est l'amplitude crête-à-crête du signal incident et A_2 l'amplitude crête-à-crête du signal réfléchi. Numériquement, le résultat est le même que celui obtenu par la formule utilisée dans le domaine des fréquences si l'affaiblissement d'adaptation est indépendant de la fréquence.

B.2.3 *Polarité et composante continue*

La polarité du signal doit être «positive», c'est-à-dire telle que les passages du noir au blanc entraînent un accroissement algébrique du potentiel.

La composante continue utile (B , sur la Fig. 3) est une composante liée à la luminosité moyenne de l'image, qui peut être présente ou non dans le signal vidéo et qui n'a pas à être transmise ou restituée aux bornes de sortie.

Une composante continue non significative (A , sur la Fig. 3) provenant, par exemple, de l'alimentation en courant continu, peut être présente dans le signal. Les limites d'une telle composante sont à spécifier pour les deux conditions suivantes: avec terminaison et sans terminaison.

B.2.4 *Amplitude nominale du signal*

L'amplitude nominale du signal est l'amplitude crête-à-crête du signal vidéo monochrome; elle comprend le signal de synchronisation et la composante au blanc du signal de luminance (M , sur la Fig. 3).

B.3 **Spécifications des caractéristiques de transmission**

Les définitions données aux § B.3.2 et suivants supposent que le gain d'insertion nominal du circuit a la valeur définie au § B.3.1 ci-dessous.

B.3.1 *Gain d'insertion*

Rapport, en dB, de l'amplitude crête-à-crête d'un signal d'essai donné à l'extrémité de réception à l'amplitude nominale de ce même signal à l'extrémité d'émission. L'amplitude crête-à-crête est définie comme la différence entre les valeurs instantanées mesurées à des instants spécifiés du signal utilisé.

B.3.2 *Bruits*

B.3.2.1 *Bruits erratiques continus*

Le rapport signal/bruit, dans le cas de parasites erratiques continus, est défini comme le rapport, en dB, de l'amplitude nominale du signal de luminance (L , sur la Fig. 3) 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 (L , sur la Fig. 3) à la valeur quadratique moyenne du bruit, mesurée après limitation de la bande et pondération avec un réseau donné.

Il convient de faire la mesure avec un instrument ayant, en puissance, une constante de temps ou une durée d'intégration définie.

B.3.2.2 *Bruits aux fréquences basses*

Pour les bruits aux basses fréquences, le rapport signal/bruit est défini comme le rapport, en dB, de l'amplitude nominale du signal de luminance (L , sur la Fig. 3) à l'amplitude crête-à-crête du bruit après limitation de bande pour ne comprendre que la partie du spectre située entre 500 Hz et 10 kHz.

B.3.2.3 *Bruits récurrents*

Le rapport signal/bruit, dans le cas des parasites récurrents, est défini comme le rapport, en dB, de l'amplitude nominale du signal de luminance (L , sur la Fig. 3) à l'amplitude crête-à-crête du bruit. On spécifie des valeurs différentes, d'une part pour le bruit sur une fréquence unique comprise entre 1 kHz et la limite supérieure de la bande des fréquences vidéo, d'autre part pour le ronflement de l'alimentation, y compris ses premiers harmoniques.

B.3.2.4 *Bruits impulsifs*

Le rapport signal/bruit, dans le cas de parasites impulsifs, est défini comme le rapport, en dB, de l'amplitude nominale du signal de luminance (L , sur la Fig. 3) à l'amplitude crête-à-crête du bruit impulsif.

B.3.3 *Diaphotie provenant d'un autre canal de télévision*

Le rapport signal/diaphotie est défini comme le rapport, en dB, de l'amplitude nominale du signal de luminance (L , sur la Fig. 3) à l'amplitude crête-à-crête du signal provoquant la diaphotie.

B.3.4 *Distorsions non linéaires*

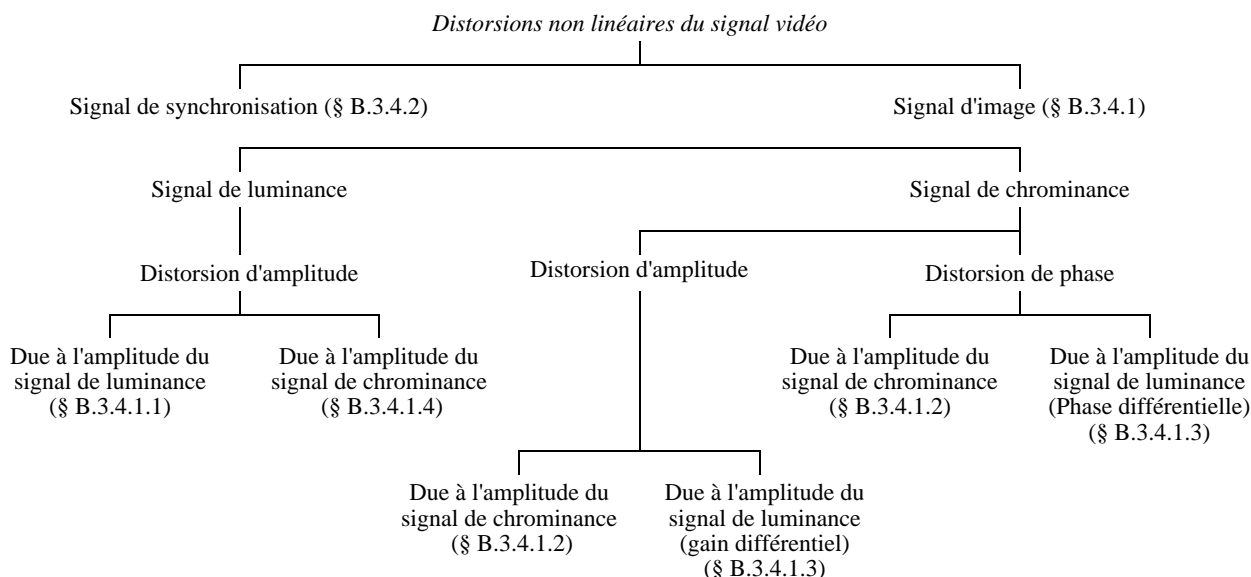
La caractéristique de transmission d'un circuit de télévision peut ne pas être parfaitement linéaire. L'importance des défauts introduits dépend essentiellement de:

- la composante moyenne de l'image (voir le § B.1);
- la valeur instantanée de la composante de luminance (D , sur la Fig. 3);
- l'amplitude du signal de chrominance (G , sur la Fig. 3).

On ne saurait prétendre, en général, définir complètement cette caractéristique non linéaire. Il est donc nécessaire de limiter le nombre des grandeurs mesurées et de ne conserver que celles reconnues être plus directement corrélées à la qualité de l'image. De plus, il convient de limiter les conditions de mesure en introduisant une classification systématique dans la définition des grandeurs à mesurer. Des exemples de distorsions non incluses dans cette classification sont donnés dans [CCIR, 1970-74a et b].

La nature du signal vidéo est telle que la dégradation de la qualité de l'image due à l'effet de la non-linéarité du circuit sur le signal de synchronisation est différente de celle due à l'effet de cette non-linéarité sur le signal d'image.

Qui plus est, la non-linéarité peut affecter séparément les signaux de luminance et de chrominance, ou provoquer des interactions entre eux. Cela conduit au système de classification suivant des distorsions non linéaires:



La classification ci-dessus s'applique en régime permanent sur des durées longues devant la durée de la trame. La grandeur «composante moyenne de l'image» a alors une signification bien précise. Quand cette condition n'est pas remplie, si par exemple une variation soudaine de la composante continue est introduite, des effets non linéaires supplémentaires peuvent survenir. Leur importance dépend de la réponse transitoire de longue durée du circuit. Cet aspect nécessite des études complémentaires (voir le Programme d'études 13B/CMTT, le Rapport 636 et les doc. [CCIR, 1970-74c, d et e]).

Une distorsion non linéaire supplémentaire peut encore se produire si l'amplitude du signal varie brusquement [CCIR, 1970-74a].

B.3.4.1 *Signal d'image*

B.3.4.1.1 *Signal de luminance*

Pour une valeur définie de la composante moyenne de l'image, la distorsion non linéaire du signal de luminance est définie par le défaut de proportionnalité entre l'amplitude d'un petit échelon appliqué à l'entrée du circuit et l'amplitude correspondante de l'échelon à la sortie, lorsque le niveau initial de l'échelon varie du niveau de suppression au niveau du blanc.

B.3.4.1.2 *Signal de chrominance*

Amplitude

Pour des valeurs définies de la composante moyenne de l'image et de l'amplitude du signal de luminance, la distorsion d'amplitude du signal de chrominance est définie par le défaut de proportionnalité entre l'amplitude de la sous-porteuse de chrominance à l'entrée du circuit et l'amplitude correspondante de ce signal à la sortie, lorsque la valeur de l'amplitude de la sous-porteuse à l'entrée varie d'une valeur minimale à une valeur maximale spécifiées.

Phase

Pour des valeurs définies de la composante moyenne de l'image et de l'amplitude du signal de luminance, la distorsion de phase du signal de chrominance est définie par la variation de phase de la sous-porteuse de chrominance à la sortie, lorsque l'amplitude de cette sous-porteuse à l'entrée varie d'une valeur minimale à une valeur maximale spécifiées.

B.3.4.1.3 Intermodulation du signal de luminance sur le signal de chrominance

Gain différentiel

Si un signal de chrominance d'amplitude petite et constante, superposé à un signal de luminance, est appliqué à l'entrée du circuit, le gain différentiel est défini par la variation de l'amplitude du signal de chrominance à la sortie lorsque l'amplitude du signal de luminance varie du niveau de suppression au niveau du blanc, la composante moyenne de l'image étant maintenue à une valeur définie.

Phase différentielle

Si un signal de chrominance d'amplitude petite et constante, non modulé en phase, superposé à un signal de luminance, est appliqué à l'entrée du circuit, la phase différentielle est définie par la variation de la phase du signal de chrominance à la sortie lorsque l'amplitude du signal de luminance varie du niveau de suppression au niveau du blanc, la composante moyenne de l'image étant maintenue à une valeur définie.

B.3.4.1.4 Intermodulation du signal de chrominance sur le signal de luminance

Si un signal de luminance d'amplitude constante est appliqué à l'entrée d'un circuit, l'intermodulation est définie par la variation de l'amplitude de ce signal à la sortie lorsque l'on superpose au signal d'entrée un signal de chrominance d'amplitude donnée, la composante moyenne de l'image étant maintenue à une valeur définie.

B.3.4.2 Signal de synchronisation

B.3.4.2.1 Distorsion en régime permanent

Si un signal vidéo de composante moyenne d'image donnée, et dont les impulsions de synchronisation ont l'amplitude nominale (S , sur la Fig. 3), est appliqué à l'entrée du circuit, la distorsion non linéaire en régime permanent est définie par l'écart (par rapport à sa valeur nominale) de l'amplitude du point milieu des impulsions de synchronisation à la sortie.

B.3.4.2.2 Distorsion transitoire

Si l'on commute la composante moyenne de l'image d'une valeur faible à une valeur élevée, ou inversement, la distorsion non linéaire transitoire est définie par l'écart instantané maximal (par rapport à sa valeur nominale) de l'amplitude du point milieu des impulsions de synchronisation à la sortie.

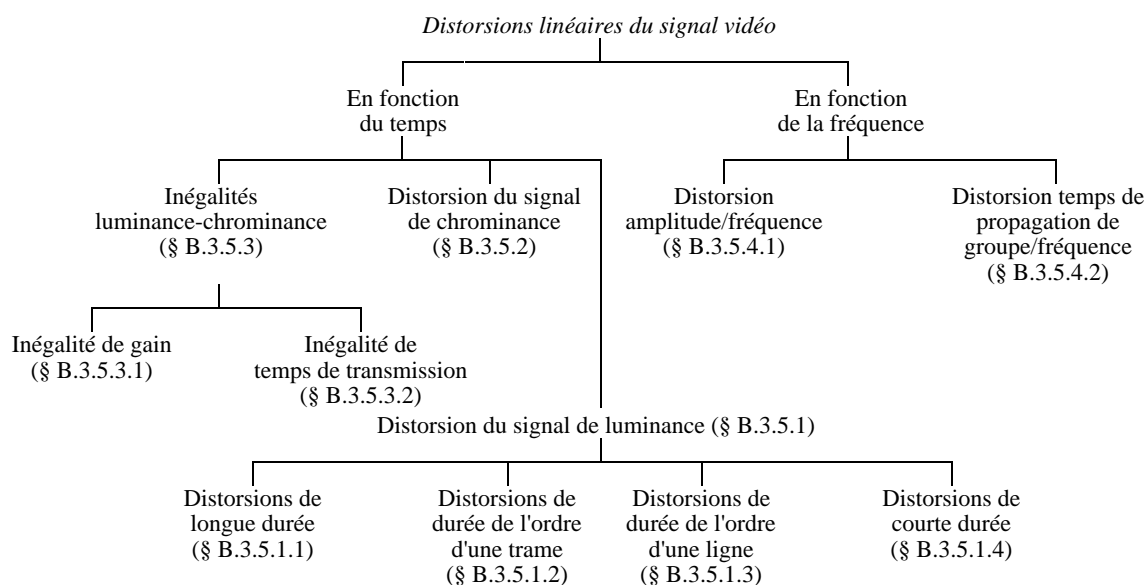
B.3.5 Distorsions linéaires

Les distorsions linéaires sont celles qui peuvent être introduites par des réseaux linéaires. De telles distorsions ne sauraient dépendre de la composante moyenne de l'image, non plus que de l'amplitude ou de la position des signaux d'essai.

Dans le cas de réseaux légèrement non linéaires, les mesures peuvent encore être faites. Cependant, les résultats pouvant alors dépendre quelque peu de la composante moyenne de l'image, de l'amplitude et de la position des signaux d'essai, le bon usage conduit, lors de l'énoncé des résultats, à préciser les conditions de mesure.

Les distorsions linéaires peuvent être mesurées soit dans le domaine temporel soit dans le domaine fréquentiel.

Les grandeurs mesurables dans chaque domaine peuvent être classées selon le diagramme ci-dessous:



B.3.5.1 *Distorsion du signal de luminance*

La distorsion du signal vidéo due à un circuit de télévision sera, en général, représentée par une fonction continue du temps.

En pratique, toutefois, la forme du signal vidéo et les effets sur l'image sont tels que les dégradations peuvent être classées en considérant quatre échelles de temps dont les durées sont respectivement de l'ordre de grandeur de celle d'un grand nombre de trames (distorsion de longue durée), d'une trame (distorsion de durée de l'ordre d'une trame), d'une ligne (distorsion de durée de l'ordre d'une ligne) et d'un élément d'image (distorsion de courte durée).

Lorsque l'on considère chacun de ces échelons, les dégradations relatives aux trois autres ne sont pas prises en considération dans la méthode de mesure.

B.3.5.1.1 *Distorsion de longue durée*

Si un signal d'essai, simulant une variation soudaine de la composante moyenne de l'image d'une valeur faible à une valeur élevée, ou vice versa, est appliqué à l'entrée d'un circuit, la distorsion de longue durée apparaît si les variations du niveau de suppression du signal à la sortie ne suivent pas avec précision celles du niveau de suppression du signal à l'entrée. Ces variations sont, soit de forme exponentielle, soit, plus fréquemment, de forme oscillatoire amortie à fréquence très basse.

B.3.5.1.2 *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 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.

B.3.5.1.3 *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 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.

B.3.5.1.4 *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 est définie comme la modification de forme de l'impulsion de sortie (ou de la transition) par rapport à sa forme originale. Le choix de la durée à mi-amplitude de l'impulsion (ou du temps d'établissement de la transition) sera déterminé en fonction de la fréquence de coupure nominale f_c du système de télévision (voir le Rapport 624).

B.3.5.2 *Distorsion du signal de chrominance*

Si un signal d'essai constitué par la sous-porteuse modulée en amplitude est appliqué à l'entrée d'un circuit, la distorsion du signal de chrominance est définie par les modifications de la forme de l'enveloppe et de la phase de la sous-porteuse constatées sur le signal d'essai à la sortie.

B.3.5.3 *Inégalités entre luminance et chrominance*

B.3.5.3.1 *Inégalité de gain*

Si un signal d'essai, de composantes de luminance et de chrominance définies, est appliqué à l'entrée du circuit, l'inégalité de gain du circuit est définie comme la variation d'amplitude de la composante de chrominance par rapport à celle de luminance entre l'entrée et la sortie du circuit.

B.3.5.3.2 *Inégalité de temps de transmission*

Si l'on applique à l'entrée du circuit un signal composite formé d'un signal de luminance déterminé, en relation précise d'amplitude et de position avec une sous-porteuse de chrominance modulée par le même signal de luminance, et si l'on compare le signal de luminance à la sortie à l'enveloppe du signal de chrominance, l'inégalité de temps de transmission du circuit est définie comme la variation de la position dans le temps de parties correspondantes de ces deux signaux entre l'entrée et la sortie.

B.3.5.4 *Réponse en régime permanent*

B.3.5.4.1 La caractéristique gain/fréquence du circuit est définie comme la variation du gain entre l'entrée et la sortie du circuit, dans la bande de fréquences qui va de la fréquence de trame à la fréquence nominale de coupure du système, rapportée au gain à une fréquence de référence appropriée.

B.3.5.4.2 La caractéristique temps de propagation de groupe/fréquence du circuit est définie comme la variation du temps de propagation de groupe entre l'entrée et la sortie du circuit dans la bande de fréquences qui va de la fréquence de trame à la fréquence de coupure nominale du système, rapportée au temps de propagation de groupe à une fréquence déterminée. C'est, pour des raisons pratiques, une approximation de la pente (dérivée) de la caractéristique phase/fréquence du circuit.

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

Documents du CCIR

[1970-74]: **a.** CMTT/188 (Allemagne (République fédérale d)); **b.** CMTT/189 (Allemagne (République fédérale d)); **c.** CMTT/5 (Royaume-Uni); **d.** CMTT/21 (Etats-Unis d'Amérique); **e.** CMTT/40 (Allemagne (République fédérale d)).

PARTIE C – MÉTHODES DE MESURE ET SIGNAUX D'ESSAI

C.1 Introduction

La numérotation des paragraphes de cette partie correspond à celle de la partie B.

Pour obtenir des signaux d'essai, on peut utiliser tous les éléments de signaux représentés à l'Annexe I dans toutes les combinaisons appropriées. Sauf indication contraire, la composante moyenne de l'image des signaux d'essai ainsi obtenus doit être de 50%. A noter que, sur certains circuits réels, on a besoin de signaux de synchronisation pour obtenir un fonctionnement satisfaisant.

Les signaux d'essai peuvent être utilisés soit comme signaux répétitifs, soit, sous réserve de quelques exceptions, comme signaux d'insertion, les lignes actives étant choisies pour obtenir la valeur requise de la composante moyenne de l'image. Pendant les périodes de transmission de programme, il faut prendre dûment en considération les effets des variations de la composante moyenne sur les mesures faites avec des signaux d'essai insérés.

Pour des essais utilisant toute la trame, certaines administrations peuvent préconiser l'emploi dans toute la trame de séquences contenant les mêmes signaux que ceux spécifiés pour servir de signaux d'essai d'insertion (Recommandation 473). Dans ce cas, les méthodes de mesure sont celles spécifiées dans l'Annexe III à la partie C de la présente Recommandation.

La validité des mesures décrites aux § C.3.2 à C.3.5 exige que le gain d'insertion du circuit vérifie les tolérances spécifiées.

Les non-linéarités du circuit peuvent introduire dans les signaux à la sortie des composantes spectrales qui ne se trouvent pas dans les signaux appliqués à l'entrée, et qui ne sont pas liées à une dégradation de l'image. Dans ce cas, on suggère d'insérer en amont de l'équipement de mesure un filtre passe-bas corrigé en phase destiné à éliminer les composantes spectrales parasites hors bande. Un tel filtre, adapté aux mesures dans les normes à 625 lignes, est décrit dans [CCIR, 1970-74a].

C.2 Mesures des caractéristiques de l'équipement et des signaux aux points de jonction vidéo

C.2.1 Impédance nominale

Aux points de jonction vidéo, on spécifiera les impédances d'entrée et de sortie. Les impédances effectives seront mesurées par l'affaiblissement d'adaptation, en termes d'écart par rapport à la valeur nominale.

C.2.2 Affaiblissement d'adaptation

L'affaiblissement d'adaptation peut être mesuré en fonction du temps ou de la fréquence. Si l'affaiblissement d'adaptation à mesurer est indépendant de la fréquence, les deux méthodes donnent le même résultat numérique.

Pour mesurer l'affaiblissement d'adaptation en fonction du temps, on utilise les éléments *A*, *B1*, *B2* ou *B3*, et *F* des signaux d'essai. L'affaiblissement d'adaptation est le rapport de l'élément de signal d'essai incident à l'élément réfléchi, les deux éléments étant mesurés crête-à-crête. Pour chacun de ces quatre éléments des signaux d'essai, l'affaiblissement d'adaptation doit être égal ou supérieur à la valeur spécifiée dans la partie D.

Pour mesurer l'affaiblissement d'adaptation en fonction de la fréquence, on peut utiliser l'une des méthodes bien connues. Pour toutes les fréquences comprises dans la largeur de bande nominale du système de télévision, l'affaiblissement d'adaptation doit être égal ou supérieur à la valeur spécifiée dans la partie D.

Note – Il faut veiller à ce que les composantes spectrales produites par la source de signaux d'essai au-dessus de la fréquence de coupure nominale, f_c , du système de télévision soient affaiblies d'au moins 40 dB par rapport aux composantes inférieures à f_c .

C.2.3 Composante continue non significative

Un signal constitué d'impulsions de synchronisation, au niveau de suppression, est utilisé. Le potentiel du niveau de suppression par rapport à la Terre est mesuré à l'aide d'un appareil couplé en courant continu.

C.2.4 Amplitude nominale du signal

L'amplitude nominale du signal aux points d'interconnexion est spécifiée dans la partie D. Pour l'évaluation de la conformité à cette spécification, il convient de mesurer un signal vidéo composite contenant l'élément B2 ou B3.

C.3 Mesures de la qualité de transmission

C.3.1 Gain d'insertion

On utilise l'élément de signal B3 pour les systèmes à 625 lignes et B2 ou B3 pour les systèmes à 525 lignes. L'amplitude L est mesurée entre le centre de la barre (point b_2 de la Fig. 4) et le niveau de suppression (point b_1 de la Fig. 4). La valeur qui en résulte pour le signal reçu ne doit pas dépasser les limites spécifiées dans la partie D.

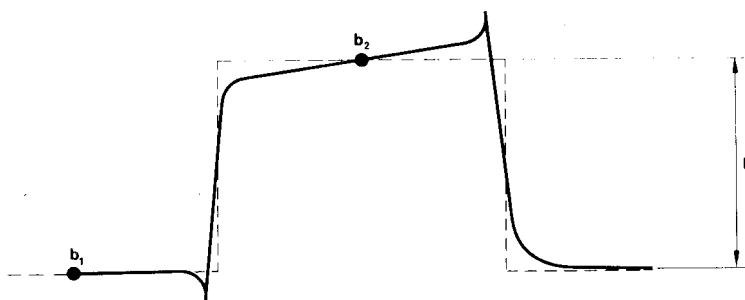


FIGURE 4 – Mesure du gain d'insertion

d05-sc

C.3.2 Bruits

C.3.2.1 Bruits erratiques continus

Appareils de mesure

De façon générale, on utilise pour les mesures des appareils fournissant les valeurs efficaces. Selon le type d'appareil utilisé, le circuit peut, soit ne transmettre aucun signal, soit transmettre un signal répétitif déterminé. Le signal répétitif peut être utilisé si les circuits de fixation du niveau du noir (clamping) sont en service. Il faut que l'appareil de mesure ait, pour la puissance, une constante de temps ou un temps d'intégration quadratique de l'ordre d'une seconde.

Il est parfois souhaitable de faire précéder l'appareil de mesure d'un filtre de réjection à la fréquence de la sous-porteuse afin d'éliminer de la mesure des bruits erratiques toute composante de bruit périodique à cette fréquence. Il est cependant nécessaire de tenir compte de l'influence d'un tel filtre sur la précision des mesures.

Lorsque les mesures sont faites par appréciation de l'amplitude quasi crête-à-crête du bruit, il est demandé aux administrations de déterminer la valeur du facteur de crête correspondant à leur méthode de mesure et d'exprimer les résultats en fonction de l'amplitude quadratique moyenne du bruit.

Limitation de bande

On introduit en amont de l'appareil de mesure des filtres de limitation de bande (voir les § 1 et 2 de l'Annexe II à la partie C de la présente Recommandation). La limite inférieure de la bande est telle qu'elle permet d'exclure le ronflement dû aux alimentations et le bruit microphonique; la limite supérieure permet d'éliminer les parasites tombant en dehors de la bande utile du signal vidéo.

Si le circuit achemine un signal, il peut être nécessaire de limiter la bande, à l'aide d'un filtre passe-haut à 200 kHz, comme décrit dans l'Annexe III à la partie C de la présente Recommandation.

Pondération

L'instrument de mesure doit aussi être précédé par un réseau unifié de pondération (voir le § 3 de l'Annexe II à la partie C de la présente Recommandation).

C.3.2.2 Bruits aux fréquences basses

Pour mesurer les tensions de bruit aux basses fréquences, on utilise généralement un oscilloscope. L'instrument de mesure sera précédé par un filtre passe-bande. La partie passe-bas de ce filtre peut être conforme à la description donnée dans le § 2 de l'Annexe II à la partie C de la présente Recommandation. Dans le cas où des impulsions de synchronisation ligne sont nécessaires au circuit à l'essai, mais où les impulsions de synchronisation trame peuvent être omises, il peut être préférable d'utiliser le filtre passe-bas à coupure raide décrit dans [CCIR, 1970-74b]. La partie passe-haut du filtre demande un complément d'étude.

C.3.2.3 Bruits récurrents

On peut utiliser des méthodes de mesure classiques. Le ronflement dû aux alimentations, y compris ses premiers harmoniques, doit être mesuré à l'aide du filtre passe-bas représenté au § 2 de l'Annexe II à la partie C de la présente Recommandation. Dans le cas où des impulsions de synchronisation ligne sont nécessaires au circuit à l'essai, mais où les impulsions de synchronisation trame peuvent être omises, il peut être préférable d'utiliser le filtre passe-bas à coupure raide décrit dans [CCIR, 1970-74b].

Dans le cas de bruits récurrents à fréquence plus élevée, une méthode de mesure sélective peut être nécessaire pour séparer les composantes récurrentes des composantes erratiques.

C.3.2.4 Bruits impulsifs

Les tensions des parasites impulsifs se mesurent à l'oscilloscope.

C.3.3 Diaphotie provenant d'une autre voie de télévision

Le mécanisme qui produit la diaphotie peut dépendre de la présence d'un signal dans le circuit perturbé. En conséquence, il convient de faire les mesures à la fois en présence et en l'absence d'un signal sur ce circuit.

On peut utiliser des combinaisons appropriées des éléments *B1*, *B2*, *B3* et *F*.

On spécifie des valeurs différentes selon que la diaphotie apparaît de manière sensiblement uniforme dans toute la gamme de fréquences du signal brouilleur ou qu'elle se manifeste de manière sélective «différenciée», en affectant principalement les fréquences supérieures de la gamme.

C.3.4 Distorsions non linéaires

C.3.4.1 Signal d'image

C.3.4.1.1 Signal de luminance

La non-linéarité de luminance se mesure en utilisant le signal d'essai en escalier à cinq marches (*D1*), représenté sur les Fig. 11 et 12. A l'extrémité de réception, le signal d'essai passe dans un réseau de différentiation et de mise en forme qui a pour effet de transformer l'escalier en un train de cinq impulsions (à titre d'exemple, le § 4 de l'Annexe II à la présente partie indique un filtre possible, dont la réponse a la forme approximative d'un sinus carré).

Si l'on compare les amplitudes des impulsions, on obtient la valeur numérique de la distorsion en exprimant la différence entre l'amplitude la plus forte et l'amplitude la plus faible en pourcentage de la première.

Note – Certaines administrations peuvent, à titre intérimaire, employer le signal d'essai N° 3 du CCIR (Recommandation 421-3, Genève, 1974) à la place du signal en escalier à cinq marches.

C.3.4.1.2 Signal de chrominance

La non-linéarité de chrominance se mesure avec les signaux d'essai de chrominance à 3 niveaux représentés sur les Fig. 15 (*G2*) et 16.

Gain

La distorsion non linéaire d'amplitude est définie comme étant, dans le signal reçu, la plus grande des deux valeurs, exprimées en %, obtenues en faisant $i = 1$ ou $i = 3$ dans l'expression:

$$100 \times \left| \frac{A_i - k_i A_2}{k_i A_2} \right|$$

où

A : amplitude des salves de *G*

i : position de la salve sur le signal *G* ou *G2*

$k_i = \frac{2i - 1}{3}$ pour les normes à 625 lignes (signal *G2*)

$k_i = 2^{i-2}$ pour les normes à 525 lignes (signal *G*)

L'inégalité de gain chrominance-luminance du circuit doit répondre aux tolérances spécifiées pour que la mesure ait un sens.

Les amplitudes du signal sont à mesurer de crête-à-crête. L'exécution de cette mesure est facilitée par la présence d'un filtre passe-bande à la fréquence de la sous-porteuse.

Phase

La distorsion non linéaire de phase est définie comme étant dans le signal reçu le plus grand écart exprimé en degrés, obtenu en comparant entre elles les trois salves des signaux reçus G ou G_2 .

Si une représentation vectorielle est utilisée, il convient de normaliser la phase de la plus petite salve.

C.3.4.1.3 Intermodulation du signal de luminance sur le signal de chrominance (gain différentiel, phase différentielle)

Ces distorsions se mesurent avec le signal d'essai D_2 , représenté sur les Fig. 11 et 12, qui consiste en un escalier à cinq marches avec sous-porteuse superposée. A l'extrémité de réception, la sous-porteuse est dissociée du reste du signal d'essai par filtrage, et ses six sections sont comparées, en amplitude et en phase.

Note – Certaines administrations peuvent, à titre intérimaire, employer une version modifiée du signal d'essai N° 3 du CCIR (Recommandation 421-3, Genève, 1974) avec sous-porteuse de couleur superposée.

Gain différentiel

La valeur du gain différentiel est exprimée par deux nombres, $+x$ et $-y$, qui représentent les valeurs des différences maximale et minimale (de crête) entre l'amplitude de la sous-porteuse sur les paliers du signal d'essai reçu et celle de la sous-porteuse à son niveau de suppression, exprimées en pourcentage de cette dernière amplitude. Dans le cas d'une caractéristique de distorsion monotone, l'un ou l'autre des deux nombres est nul.

On peut calculer le gain différentiel (%) par rapport au niveau de suppression au moyen des expressions:

$$x = 100 \left| \frac{A_{max}}{A_0} - 1 \right| \qquad y = 100 \left| \frac{A_{min}}{A_0} - 1 \right|$$

La valeur crête-à-crête du gain différentiel est obtenue en ajoutant x et y :

$$x + y = 100 \left| \frac{A_{max} - A_{min}}{A_0} \right|$$

où

A_0 : amplitude de la sous-porteuse reçue au niveau de suppression;

A : est l'amplitude de la sous-porteuse sur l'un des échelons appropriés de l'escalier, entre l'échelon 0 (échelon du niveau de suppression) et l'échelon 5 (échelon supérieur) inclus.

Note – Certaines administrations appliquent des méthodes dans lesquelles le dénominateur des expressions indiquées ci-dessus pour x et y est « A_{max} » au lieu de « A_0 ». Les résultats fournis par cette méthode ne différeront que légèrement de ceux définis ci-dessus, pour autant que la valeur de la distorsion ne soit pas excessive.

Phase différentielle

La valeur de la phase différentielle est exprimée par deux nombres $+x$ et $-y$ qui représentent les valeurs des différences entre les phases maximale et minimale (de crête) de la sous-porteuse sur les paliers du signal d'essai reçu et celle de la sous-porteuse à son niveau de suppression, exprimées par la différence en degrés par rapport à cette dernière phase. Dans le cas d'une caractéristique de distorsion monotone, l'un ou l'autre des deux nombres est nul.

La phase différentielle, exprimée en degrés, rapportée au niveau de suppression peut s'obtenir au moyen de l'expression:

$$x = \left| \Phi_{max} - \Phi_0 \right| \qquad y = \left| \Phi_{min} - \Phi_0 \right|$$

La valeur crête-à-crête de la phase différentielle est obtenue en ajoutant x et y :

$$x + y = \left| \Phi_{max} - \Phi_{min} \right|$$

où

Φ_0 : phase de la sous-porteuse reçue au niveau de suppression;

Φ : phase de la sous-porteuse sur l'un des échelons appropriés de l'escalier, entre l'échelon 0 (échelon du niveau de suppression) et l'échelon 5 (échelon supérieur) inclus.

C.3.4.1.4 *Intermodulation du signal de chrominance sur le signal de luminance*

L'intermodulation chrominance-luminance se mesure sur les éléments G , $G1$ ou $G2$, après avoir éliminé la sous-porteuse de chrominance à l'entrée. Elle se définit comme la différence entre l'amplitude de luminance dans l'élément $G1$, ou dans la dernière partie de l'élément G ou $G2$ (b_5 dans les Fig. 15 et 16) et l'amplitude de la section suivante (b_6 dans les Fig. 15 et 16) où le signal d'essai ne comporte pas de sous-porteuse. Cette distorsion s'exprime en pourcentage de l'amplitude de la barre de luminance.

C.3.4.2 *Signal de synchronisation*

C.3.4.2.1 *Distorsion en régime permanent*

On peut mesurer la distorsion non linéaire en régime permanent du signal de synchronisation au moyen de tout signal d'essai permettant d'obtenir les valeurs voulues de la composante moyenne de l'image.

La distorsion s'exprime par la différence entre l'amplitude de l'impulsion de synchronisation et sa valeur normalisée (à savoir $3/7$ de l'amplitude de la barre de luminance pour les systèmes à 625 lignes, $4/10$ de l'amplitude de la barre de luminance pour les systèmes à 525 lignes), exprimée en pourcentage de la valeur normalisée. La mesure est faite entre l'amplitude du point milieu de l'impulsion de synchronisation et le niveau moyen de suppression.

C.3.4.2.2 *Distorsion transitoire*

La méthode de mesure et le signal d'essai sont encore à l'étude.

C.3.5 *Distorsions linéaires*

C.3.5.1 *Distorsions du signal de luminance*

Dans la pratique, les circuits présentent parfois des distorsions dépendant de l'amplitude qui se manifestent comme des distorsions linéaires et que les méthodes habituelles pour la mesure de la distorsion non linéaire ne permettent pas de déceler [CCIR, 1970-74c et d].

C.3.5.1.1 *Distorsion de longue durée*

La distorsion de longue durée des signaux n'est habituellement prise en compte que lorsqu'elle prend la forme d'oscillations amorties de fréquence très basse. Elle peut être mesurée à l'aide d'un quelconque signal d'essai, pourvu qu'il permette d'obtenir la commutation appropriée de la composante moyenne de l'image.

Trois caractéristiques peuvent être mesurées:

- l'amplitude de crête de la suroscillation du signal (exprimée en pourcentage de l'amplitude nominale du signal de luminance),
- l'intervalle de temps nécessaire pour que l'amplitude des oscillations décroisse dans un rapport déterminé,
- la pente au début du phénomène, exprimée en %/s.

C.3.5.1.2 *Distorsion de durée de l'ordre d'une trame*

Cette distorsion se mesure avec le signal d'essai rectangulaire à fréquence de trame A représenté sur les Fig. 5 et 6a. On obtient la valeur de cette distorsion en exprimant, en pourcentage (par rapport à l'amplitude de la barre en son centre), l'écart maximal du niveau du sommet de la barre par rapport au niveau de son centre. Dans cette mesure, on néglige les 250 μ s initiales et finales (environ 4 lignes).

Une autre solution consiste à mesurer la distorsion de durée de l'ordre d'une trame pour les systèmes à 525 lignes avec la barre de trame du signal de fenêtre représenté à la Fig. 6b. Il convient d'indiquer dans le résultat des mesures qu'on a fait usage du signal de fenêtre.

Note – Au Canada et aux Etats-Unis d'Amérique, la distorsion de durée de l'ordre d'une trame est généralement mesurée comme une variation du niveau crête-à-crête sur la totalité du sommet de la barre, à l'exclusion des 250 μ s initiales et finales.

C.3.5.1.3 *Distorsion de durée de l'ordre d'une ligne*

Cette distorsion se mesure avec l'élément de signal $B3$ (Fig. 7) pour les systèmes à 625 lignes et $B3$ ou $B2$ (Fig. 8) pour les systèmes à 525 lignes. On obtient la valeur de la distorsion du sommet en exprimant, en pourcentage (par rapport à l'amplitude de la barre en son centre), l'écart maximal du niveau du sommet de la barre par rapport au niveau de son centre. Dans cette mesure, on néglige la première et la dernière microseconde.

Note – Au Canada et aux Etats-Unis d'Amérique, la distorsion de la durée de l'ordre d'une ligne est généralement mesurée comme une variation du niveau crête-à-crête sur la totalité du sommet de la barre, à l'exclusion des première et dernière microsecondes.

On obtient la valeur de la distorsion de la base en effectuant la différence entre le niveau à l'instant:

- 400 ns (pour les systèmes à 625 lignes),
- 500 ns (pour les systèmes à 525 lignes),

après le point à mi-amplitude du front descendant de la barre, et le niveau à l'instant situé à une demi-durée de la barre. Cette différence est exprimée en pourcentage de l'amplitude de la barre. La distorsion doit être mesurée après que la bande passante du signal a été limitée. Cette limitation peut être obtenue au moyen d'un réseau établi selon la «Solution 3» dans la réf. [Thomson, 1952], et dont le premier zéro est à 3,3 MHz, ou à l'aide d'une méthode équivalente.

Note – La distorsion de la durée de l'ordre d'une ligne (mesurée au sommet de la barre) et la distorsion de la ligne de base peuvent être différentes, à la fois en forme et en amplitude.

C.3.5.1.4 *Distorsion de courte durée*

Cette distorsion se mesure avec le signal d'essai *B3* pour les systèmes à 625 lignes et *B3* ou *B2* pour les systèmes à 525 lignes et avec l'élément de signal d'essai *B1*, représenté sur les Fig. 7 et 8, qui est une impulsion en sinus carré. On peut, avec ces signaux, faire deux mesures de distorsion. La première consiste à exprimer l'amplitude de l'impulsion en pourcentage de l'amplitude de la barre de ligne (*B2* ou *B3* sur les Fig. 7 et 8 suivant le cas). La seconde consiste à exprimer l'amplitude des lobes qui précèdent l'impulsion, ou qui la suivent, en pourcentage pondéré dans le temps de l'amplitude de l'impulsion ou de la barre reçues.

Les résultats des mesures ci-dessus, obtenus avec l'impulsion en sinus carré, peuvent être exprimés sous une forme très simple en utilisant la méthode du facteur de spécification *K* dont on trouvera une brève description dans l'Annexe IV à la partie C. Dans cette méthode, à des valeurs égales de *K* pour des paramètres différents correspondent approximativement des degrés égaux de dégradation subjective. Les mesures de la réponse au bord d'une barre des systèmes à 525 lignes peuvent être représentées selon la méthode du facteur de spécification *S*, qui est une méthode plus récente, sur la base de principes pratiquement identiques à ceux de la méthode *K*.

C.3.5.2 *Distorsion du signal de chrominance*

L'expérience acquise donne à penser qu'il n'est pas nécessaire de mesurer cette forme de distorsion car les circuits conformes aux caractéristiques applicables aux autres paramètres de la partie D ont une distorsion du signal de chrominance négligeable.

C.3.5.3 *Inégalité entre luminance et chrominance*

C.3.5.3.1 *Inégalité de gain*

L'inégalité de gain luminance-chrominance peut être mesurée avec la barre de luminance *B2* et les éléments *G*, *G1* ou *G2*. Une autre méthode consiste à utiliser l'impulsion composite *F*. La distorsion est la valeur de l'écart entre l'amplitude crête-à-crête de la sous-porteuse modulée, dans *G1*, dans la dernière salve de *G* ou *G2*, ou dans *F*, et l'amplitude de la barre de luminance *B2*, écart exprimé en pourcentage de l'amplitude de la barre. Dans les normes à 525 lignes, il convient de tenir compte des amplitudes relatives de *B2* et *G*.

Une autre possibilité est de comparer la composante de chrominance du signal *F* avec sa composante de luminance.

C.3.5.3.2 *Inégalité de temps de transmission*

L'inégalité de temps de transmission luminance-chrominance est mesurée à l'aide de l'impulsion composite *F*. Elle est exprimée en ns. Elle est positive quand la composante de luminance précède celle de chrominance.

C.3.5.4 *Réponse en régime permanent*

C.3.5.4.1 *Gain-fréquence*

La caractéristique gain/fréquence se mesure selon une méthode mettant en oeuvre un balayage de fréquence, ou à l'aide du signal multisalve représenté sur les Fig. 9 et 10 (signal *C*).

C.3.5.4.2 *Temps de propagation de groupe*

La caractéristique temps de propagation de groupe/fréquence se mesure au moyen d'un mesureur de temps de propagation de groupe.

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

THOMSON, W. E. [1952] The synthesis of a network to have a sine-squared impulse response. *Proc. IEE*, Partie III, **99**, 373.

Documents du CCIR

[1970-74]: **a.** CMTT/207 (Italie); **b.** CMTT/210 (Italie); **c.** CMTT/188 (Allemagne (République fédérale d')); **d.** CMTT/189 (Allemagne (République fédérale d')).

ANNEXE I A LA PARTIE C

ÉLÉMENTS DE SIGNAUX D'ESSAI

On trouve dans les figures ci-après une description des signaux d'essai nécessaires pour effectuer les essais mentionnés dans la présente Recommandation. La Recommandation 473 indique les combinaisons préférentielles des signaux d'essai d'insertion. Les combinaisons préférentielles des éléments pour les mesures sur trame complète font actuellement l'objet d'un complément d'étude. Les termes employés pour désigner ces éléments (par exemple, signal *B1*) sont les mêmes que dans la Recommandation 473. Cette Recommandation contient également des spécifications complètes des éléments de signaux d'essai, sauf pour les signaux *A* et *B3* et le signal de fenêtre (Fig. 6b).

Note 1 – Dans le cas des émissions PAL et NTSC, la sous-porteuse de chrominance des éléments de signaux d'essai doit être verrouillée à la phase indiquée au Tableau I, où chaque angle de phase est décrit par rapport à l'axe positif (*B-Y*).

Note 2 – Dans les mesures nécessitant une variation de la composante moyenne de l'image (APL), il faut utiliser des signaux d'essai à structure répétitive, composée d'une ligne avec les assemblages d'éléments de signaux d'essai, suivie de 3 ou 4 lignes uniformes consécutives (par exemple valeur de crête du blanc, valeur moitié du blanc, noir). Dans chaque trame, la séquence des signaux doit commencer aux lignes 24 et 337 dans le système à 625 lignes, aux lignes 22 et 285 dans le système NTSC et aux lignes 19 et 282 dans le système M/PAL.

TABLEAU I

Système Élément	PAL	M/PAL ⁽¹⁾	NTSC
<i>D2</i>	$60 \pm 5^\circ$	$180 \pm 1^\circ$	$180 \pm 1^\circ$
<i>F</i>	$60 \pm 5^\circ$	$180 \pm 1^\circ$	non défini
<i>G</i>	$60 \pm 5^\circ$	$180 \pm 1^\circ$	$90 \pm 1^\circ$

⁽¹⁾ Voir le Rapport 624 pour les caractéristiques des systèmes.

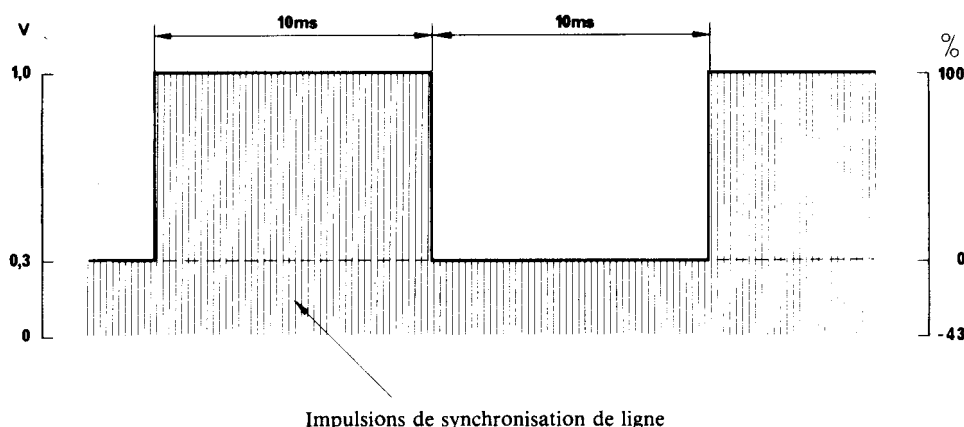


FIGURE 5 – Signal *A* pour systèmes à 525 lignes

Note – Ce signal peut contenir des impulsions de synchronisation trame.

d06-sc

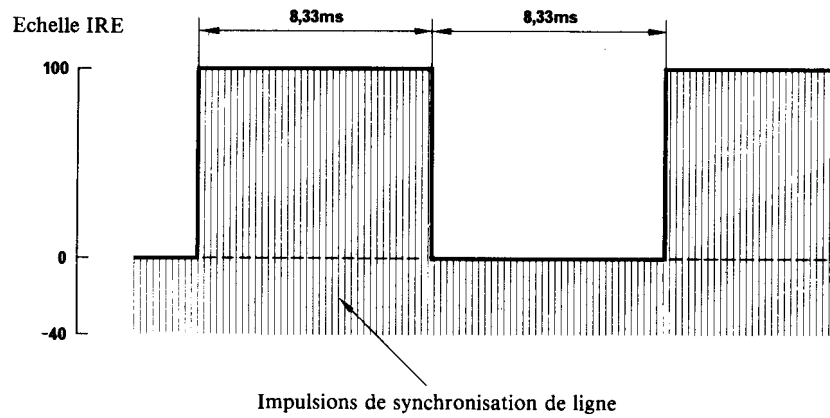


FIGURE 6a – *Signal A pour systèmes à 525 lignes*

Note – Ce signal peut contenir des impulsions de synchronisation trame.

d07-sc

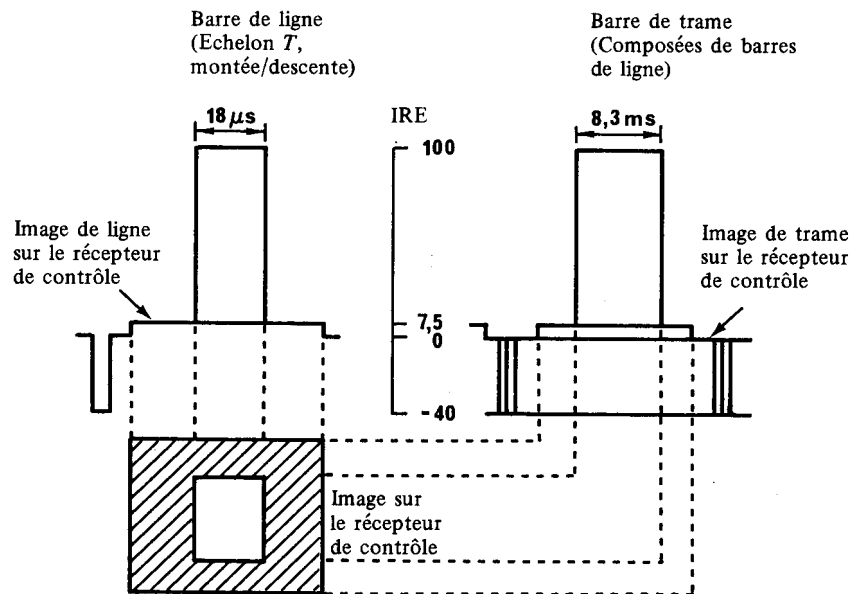


FIGURE 6b – *Signal de fenêtre pour systèmes à 525 lignes*

d08-sc

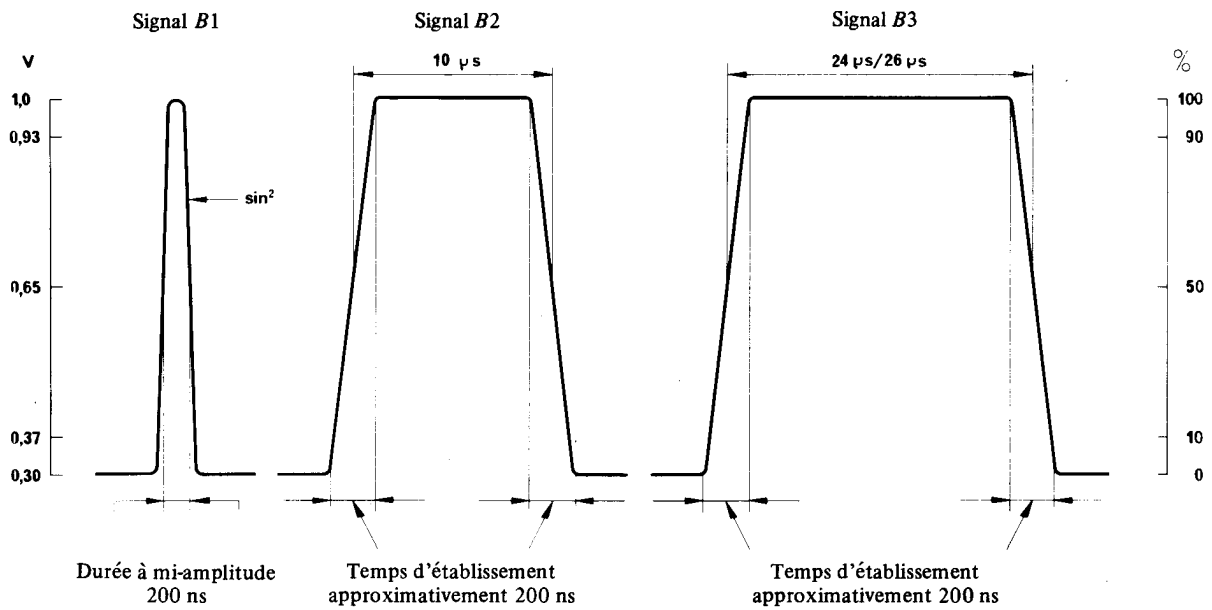


FIGURE 7 – Signal B pour systèmes à 625 lignes

Note 1 – Dans certains pays de l'OIRT, une durée à mi-amplitude de B1 de 160 ns et un temps de montée de B2 de 80 ns sont utilisés.

Note 2 – En France, le temps de montée normal des éléments B2 et B3 est approximativement de 110 ns.

d09-sc

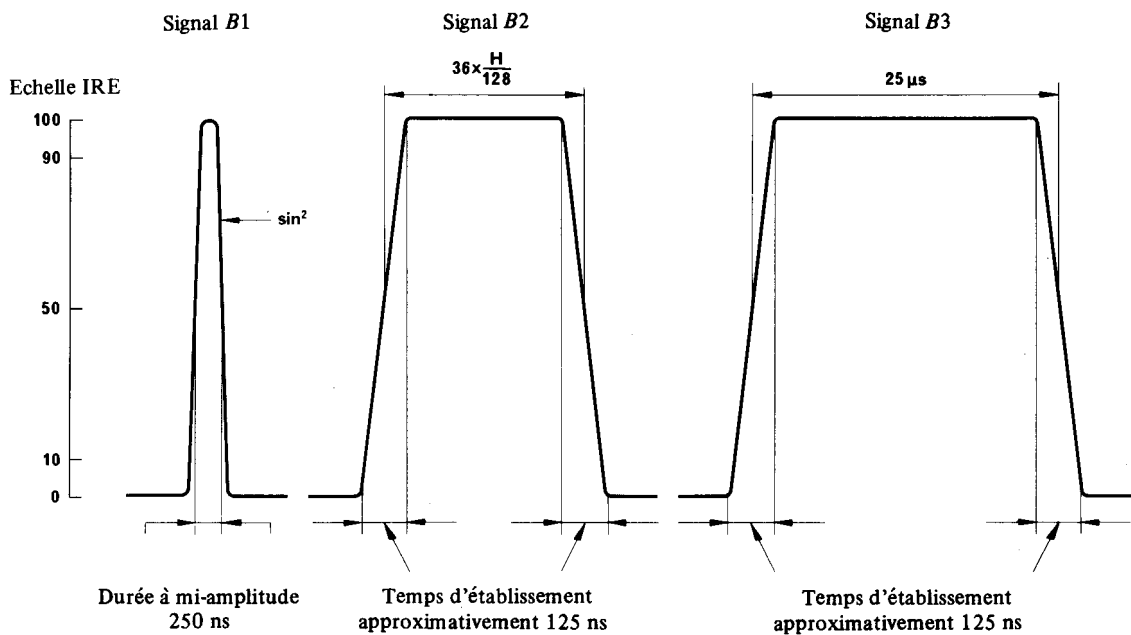


FIGURE 8 – Signal B pour systèmes à 525 lignes

d10-sc

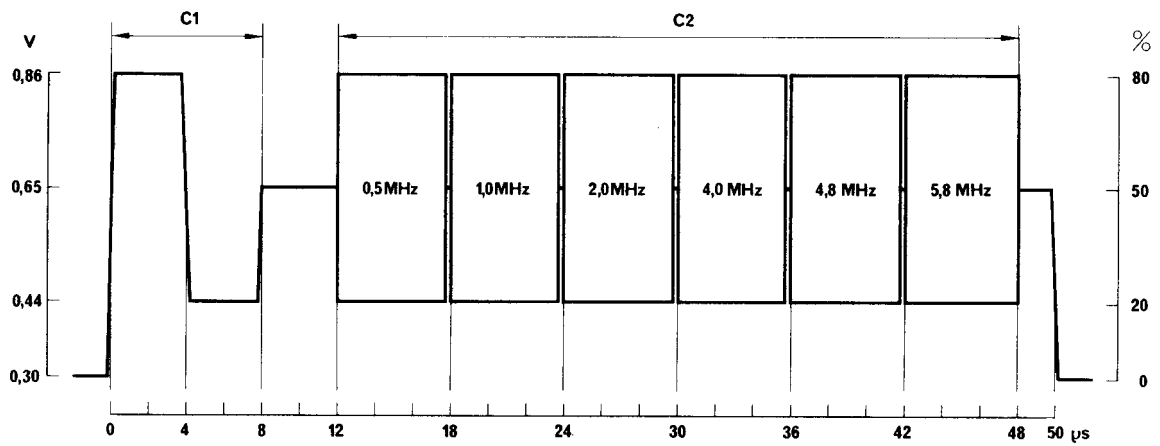


FIGURE 9 – Signal C pour systèmes à 625 lignes

Note – Quelques pays de l'OIRT utilisent des fréquences de 1,5 MHz et 2,8 MHz pour les deuxième et troisième salves respectivement.

d11-sc

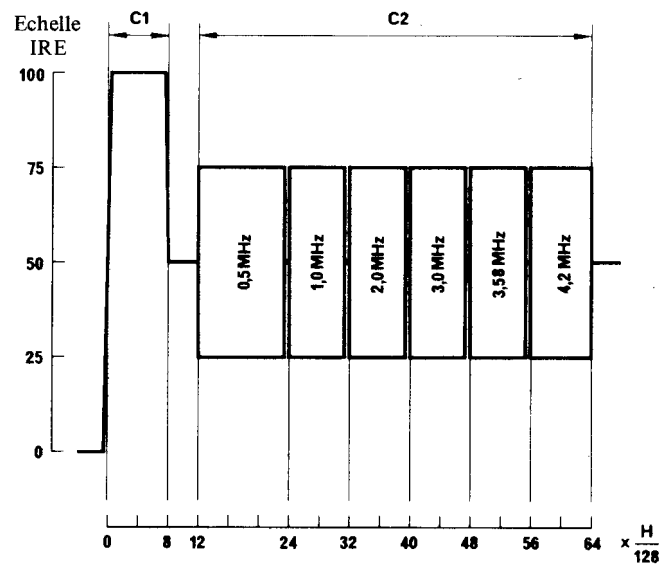
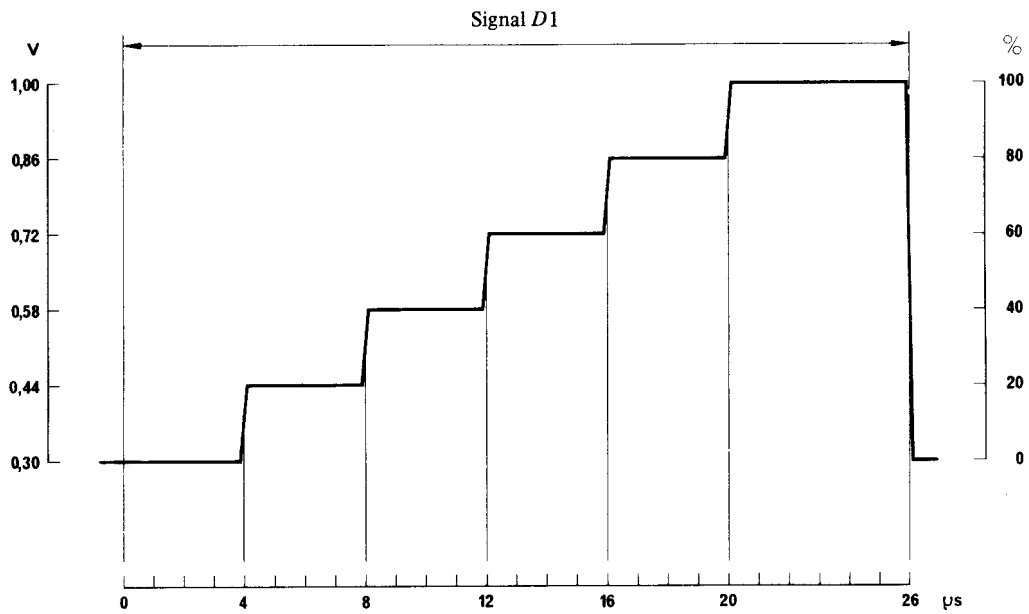
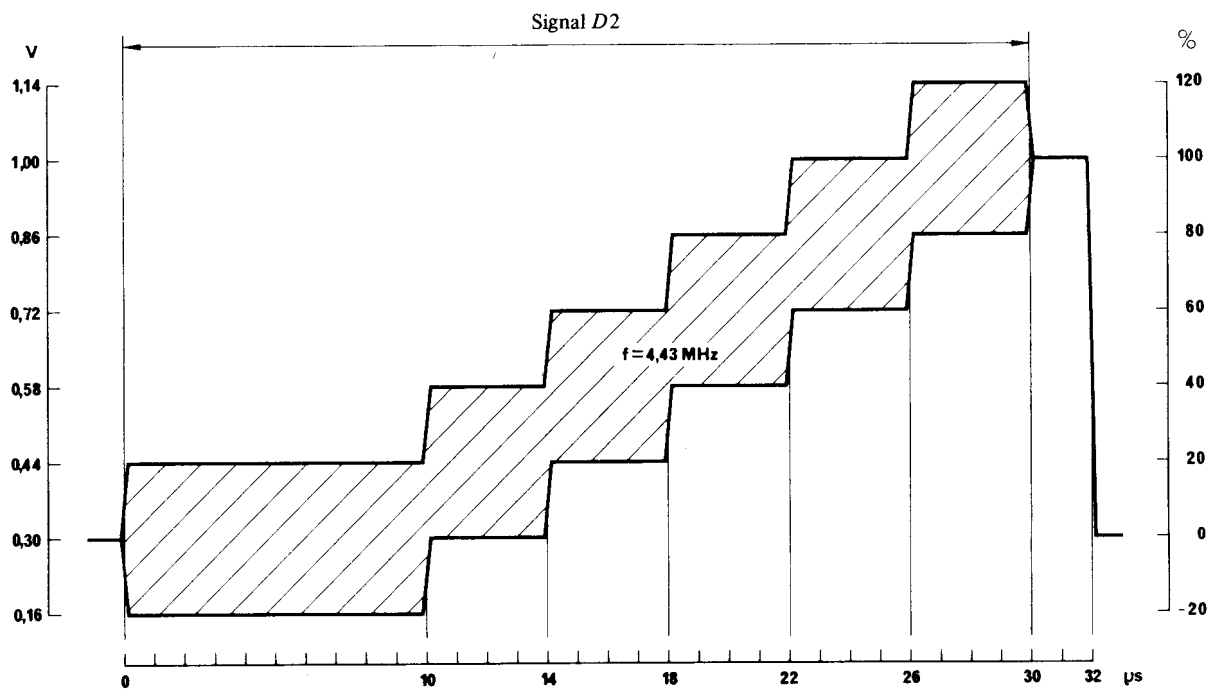


FIGURE 10 – Signal C pour systèmes à 525 lignes

d12-sc



a)



b)

FIGURE 11 – Signal D pour systèmes à 625 lignes

Note – Dans les signaux d'essai à trame entière, chaque marche de l'escalier peut avoir une durée de 8,66 μs .

d13-sc

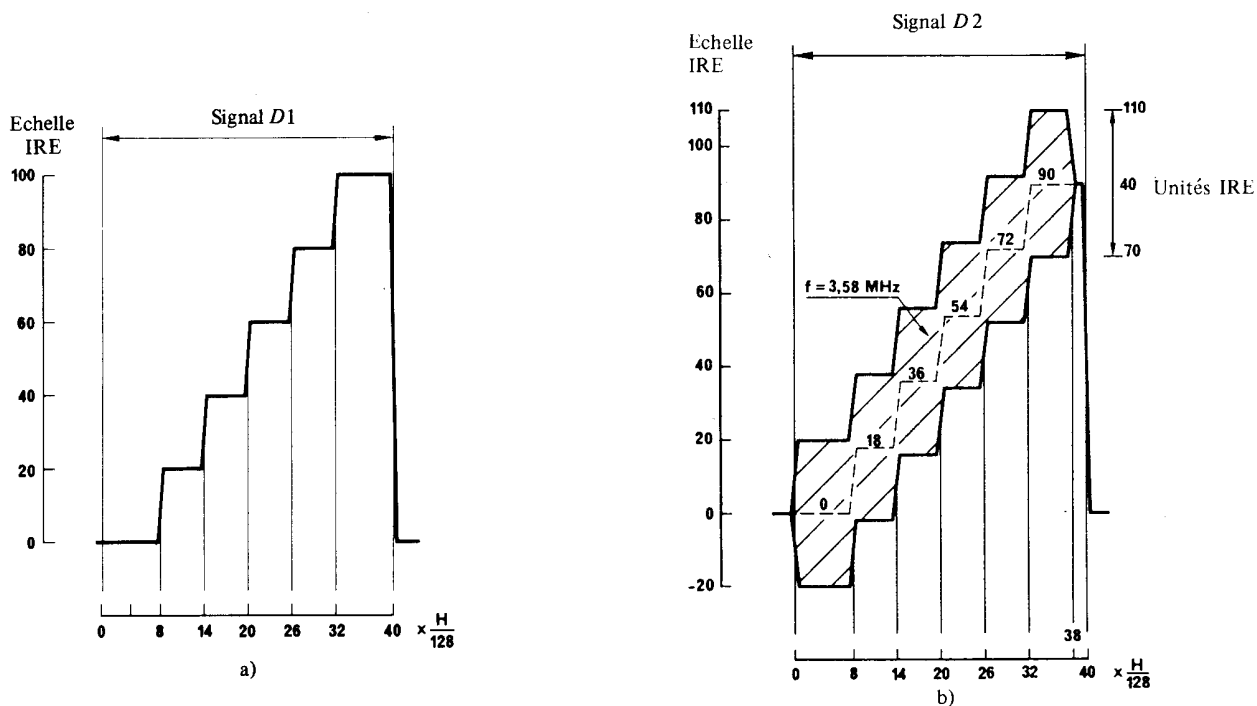


FIGURE 12 – Signal D pour systèmes à 525 lignes

Note 1 – Les ordonnées représentent les amplitudes du signal. Sur la Fig. 12b, les niveaux des marches (en unités IRE) sont indiqués par le trait discontinu.

Note 2 – L'amplitude de la sous-porteuse est de ± 20 unités IRE.

d14-sc

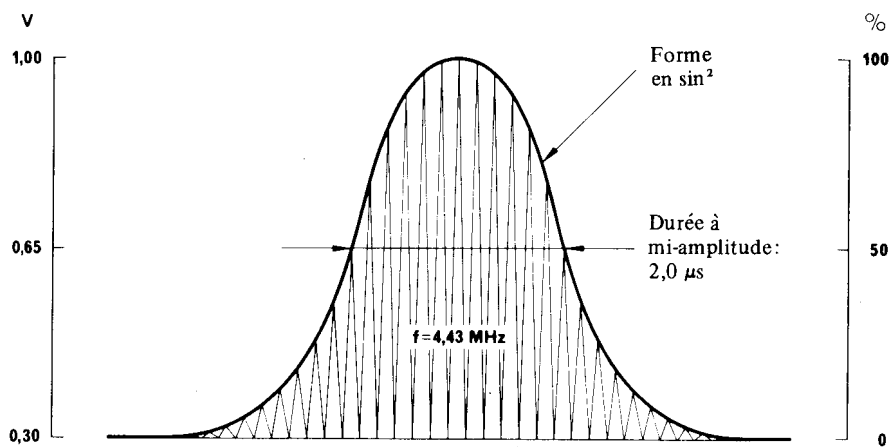


FIGURE 13 – Signal F pour systèmes à 625 lignes

d15-sc

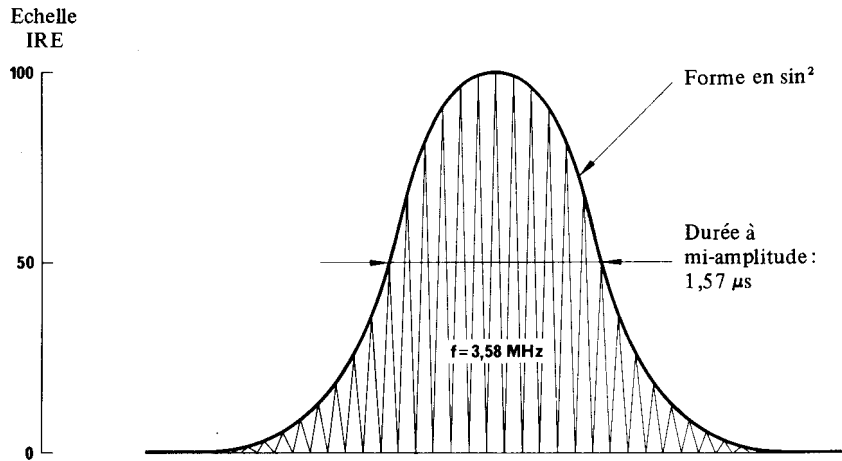


FIGURE 14 – Signal F pour systèmes à 525 lignes

d16-sc

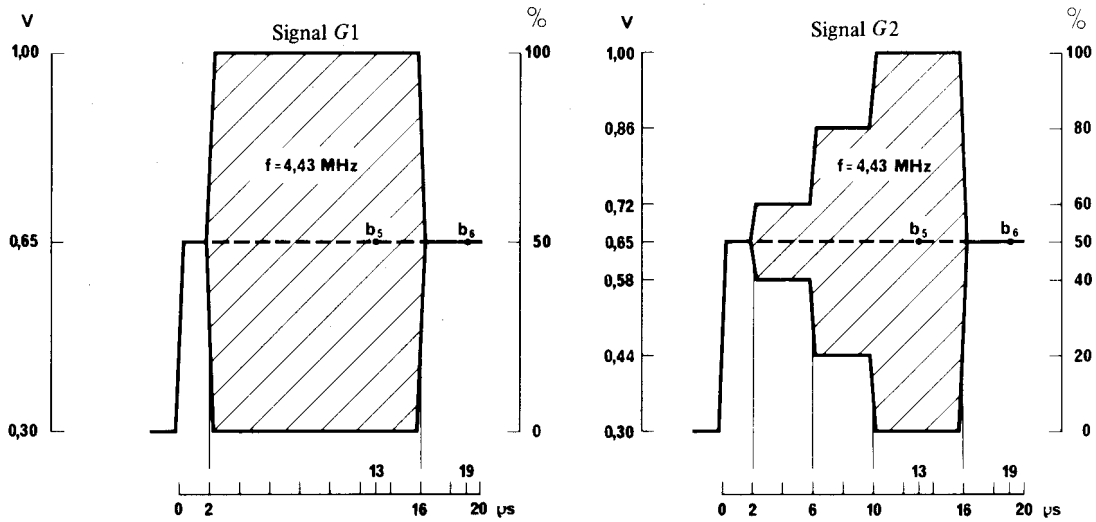


FIGURE 15 – Signal G pour systèmes à 625 lignes

d17-sc

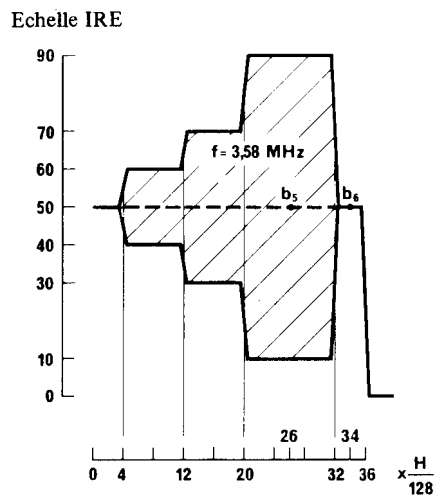


FIGURE 16 – Signal G pour systèmes à 525 lignes

d18-sc

ANNEXE II A LA PARTIE C

RÉALISATION DES FILTRES UTILISÉS POUR LES MESURES

1. Filtres passe-bas pour la mesure du bruit

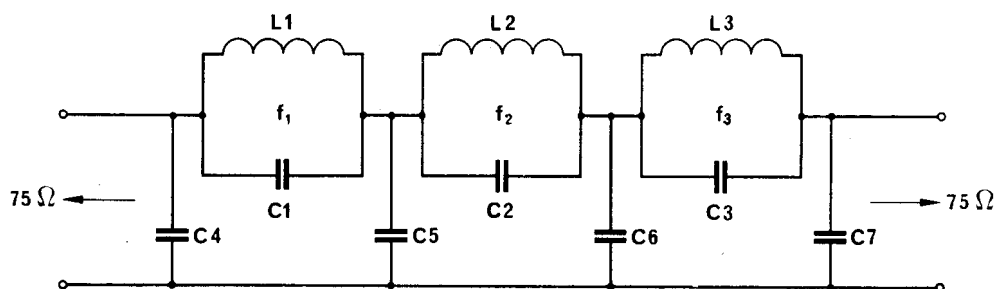


FIGURE 17 – Schéma du filtre passe-bas

d19-sc

TABLEAU DES VALEURS

Code	Valeur multinorme ($f_c = 5$ MHz)	Tolérance
C1	100	Note 2
C2	545	
C3	390	
C4	428	
C5	563	
C6	463	
C7	259	
L1	2,88	Note 3
L2	1,54	
L3	1,72	
f_1	9,408	
f_2	5,506	
f_3	6,145	

Note 1 – Les inductances sont en μ H, les capacités en pF, les fréquences en MHz.

Note 2 – Pour chaque capacité indiquée, il s'agit de la valeur totale y compris toutes les capacités parasites; la capacité doit être correcte à $\pm 2\%$ près.

Note 3 – Chaque inductance doit être ajustée de manière que l'affaiblissement d'insertion soit maximal sur la fréquence appropriée indiquée.

Note 4 – Le facteur Q de chaque inductance, mesuré à 5 MHz, doit être compris entre 80 et 125.

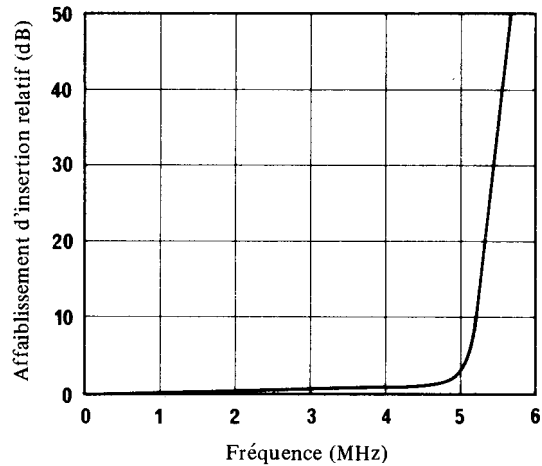


FIGURE 18 – Caractéristiques du filtre passe-bas

d20-sc

2. Filtres combinés passe-haut, passe-bas ($f_c = 10$ kHz)

La section passe-haut est utilisée en cascade avec le passe-bas décrit au § 1 pour la mesure des parasites erratiques continus.

La section passe-bas est utilisée pour la mesure du ronflement dû aux alimentations.

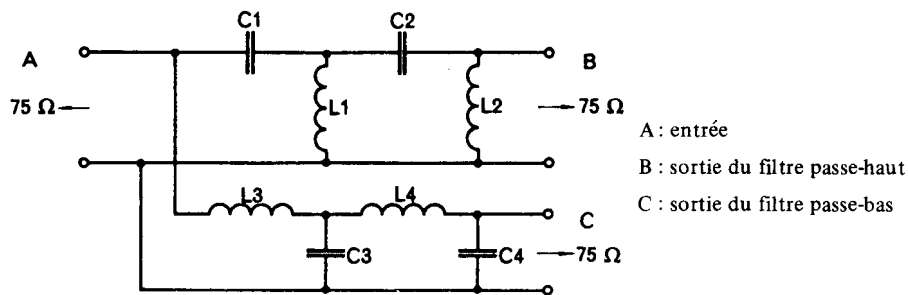


FIGURE 19 – Schéma du filtre combiné

d21-sc

TABLEAU DES VALEURS

Code	Valeur	Tolérance
C1	139 000	± 5%
C2	196 000	
C3	335 000	
C4	81 200	
L1	0,757	± 2%
L2	3,12	
L3	1,83	
L4	1,29	

Note 1 – Les inductances sont en mH, les capacités en pF.

Note 2 – Le facteur Q de chaque inductance doit être, à 10 kHz, égal ou supérieur à 100.

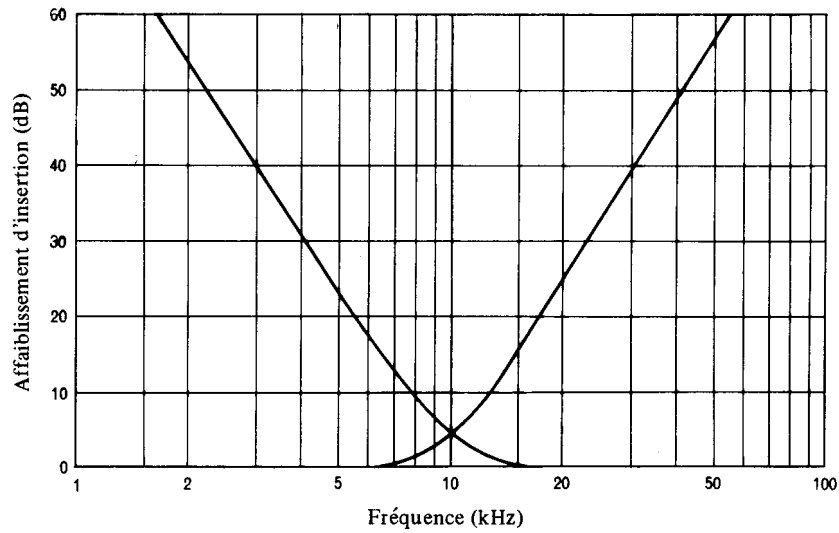


FIGURE 20 – Caractéristiques du filtre combiné

d22-sc

3. Réseau unifié de pondération du bruit erratique

3.1 Structure du réseau

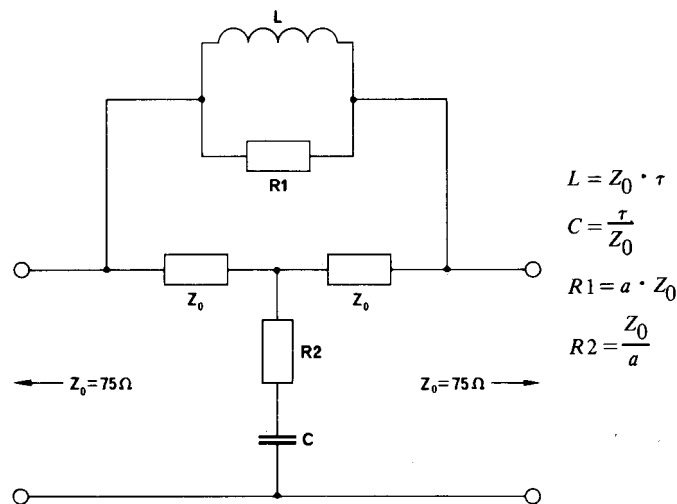


FIGURE 21 – Schéma du réseau

d23-sc

3.2 Affaiblissement d'insertion A

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

aux fréquences élevées: $A_\infty \rightarrow 20 \log (1 + a)$

où

$$\tau = 245 \text{ ns}; a = 4,5 \quad (A_\infty \rightarrow 14,8 \text{ dB})$$

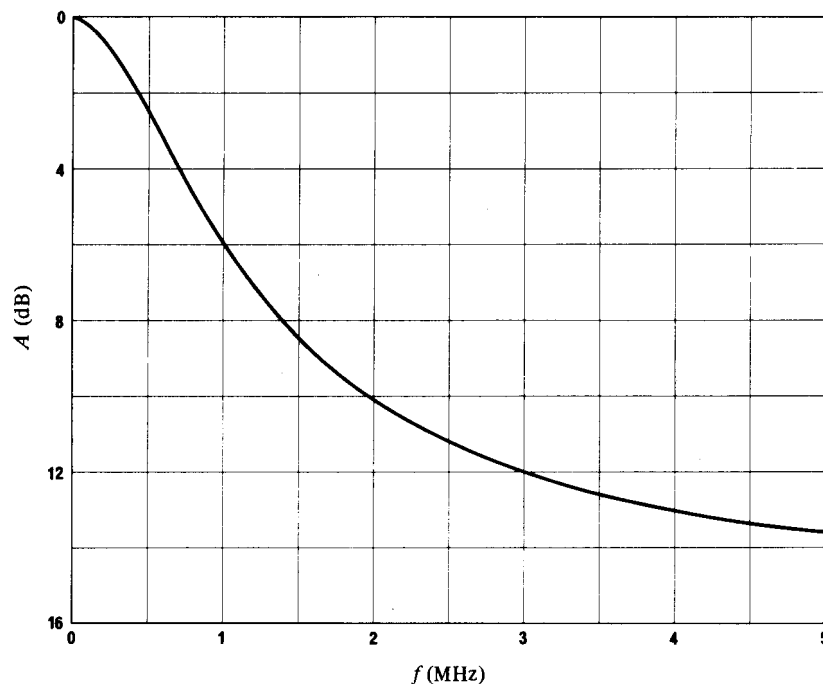


FIGURE 22 – Caractéristiques de pondération unifiée

d24-sc

3.3 Facteurs de pondération du bruit dans une bande de 5 MHz

Bruit blanc: 7,4 dB

Bruit triangulaire: 12,2 dB

4. Exemples de réseau de différentiation et de mise en forme pour la mesure de la non-linéarité de luminance

On notera que les réseaux représentés ci-dessous ont des caractéristiques de transfert équivalentes.

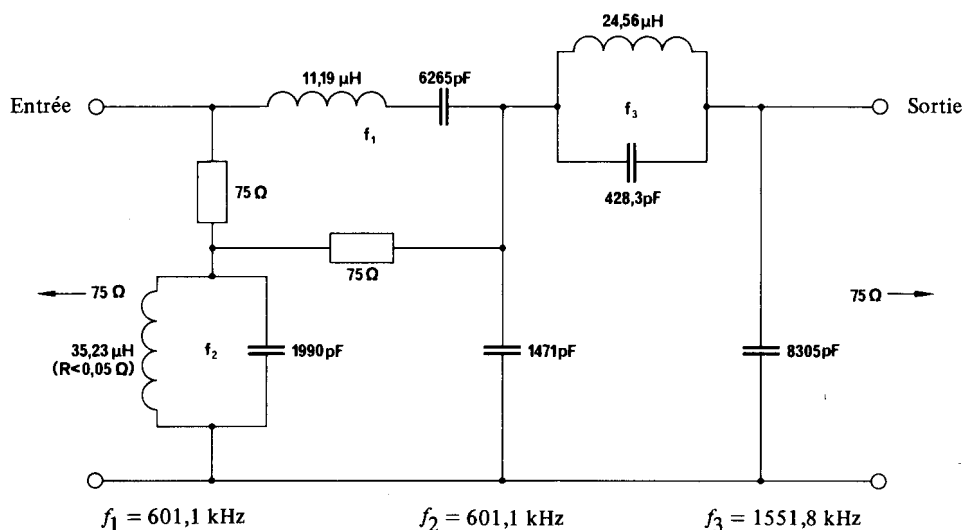


FIGURE 23 – Schéma du réseau à résistance non constante

Note 1 – Tolérance sur les capacités et sur les résistances: $\pm 1\%$.

Note 2 – Chaque inductance doit être réglée de manière que la résonance ait lieu sur la fréquence indiquée.

Note 3 – Le fonctionnement correct de ce réseau suppose des terminaisons à 75 Ω.

4.2 Réseau à résistance constante

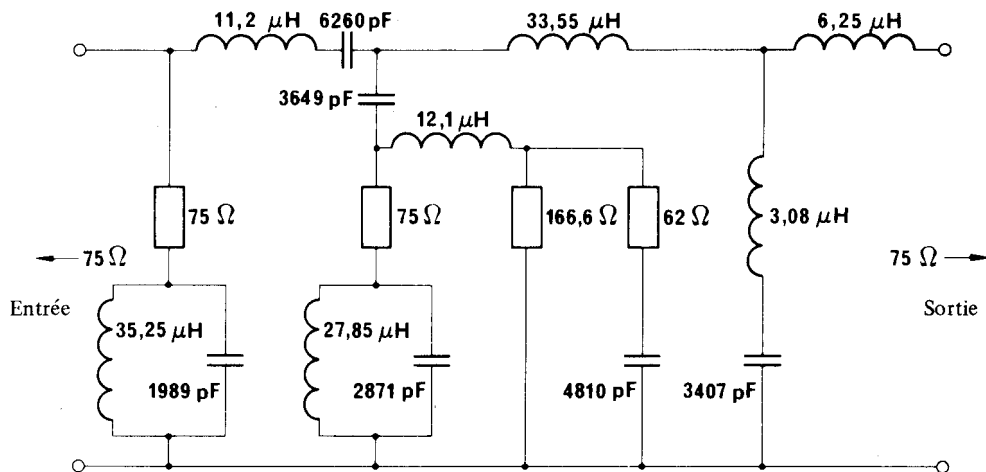


FIGURE 24 – Schéma du réseau à résistance constante

Note – Tolérances sur les capacités et les inductances: ±2%, tolérance sur les résistances: ±1%.
 A 1 MHz, le facteur Q de chaque inductance doit être égal ou supérieur à 80.

d26-sc

4.3 Réponse transitoire du réseau de différentiation pour le signal en escalier

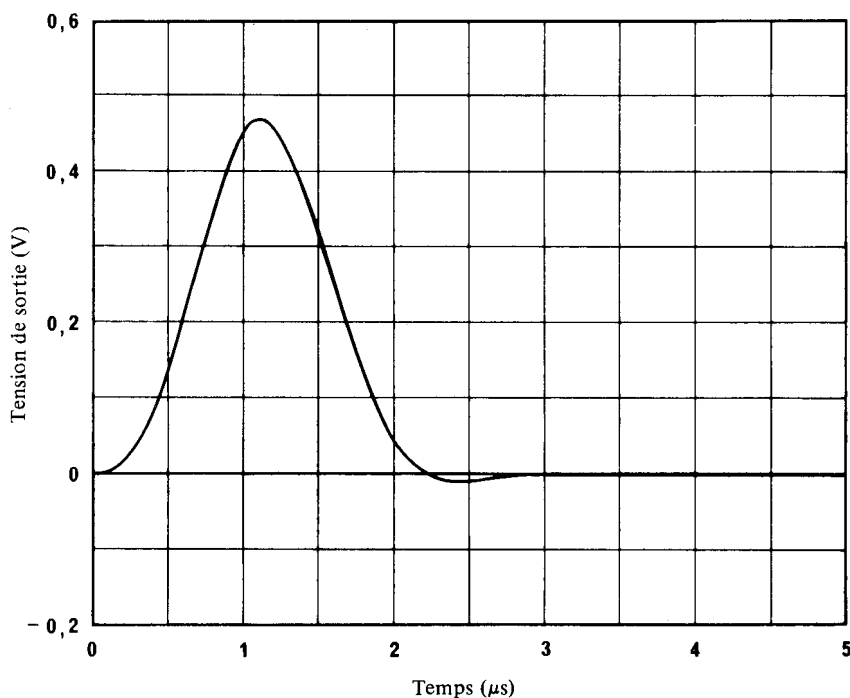


FIGURE 25 – Réponse transitoire du réseau

d27-sc

5. Filtre de Thomson pour la mesure de la distorsion de durée de l'ordre d'une ligne

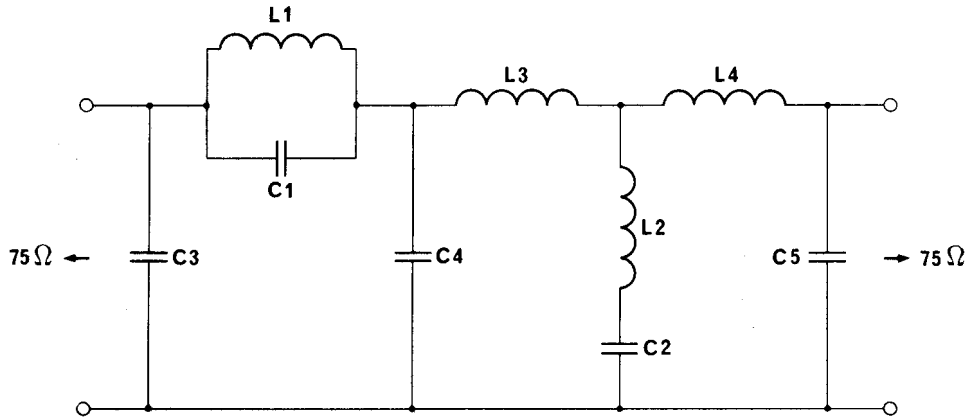


FIGURE 26 – Schéma du filtre de Thomson

d28-sc

TABLEAU DES VALEURS

Composants	Valeurs ($f_{\infty} = 3,3$ MHz)
C1	147,7
C2	4044
C3	141,6
C4	1057
C5	310,5
L1	2,948
L2	0,5752
L3	5,767
L4	5,664

Note 1 – f_{∞} est la fréquence correspondant au premier zéro de la fonction de transfert sortie/entrée.

Note 2 – Les valeurs des inductances sont données en μH , celles des capacités en pF.

Note 3 – Pour plus de renseignements, voir MacDiarmid et Phillips, *Proc. IEE*, Vol. 105B, 440.

ANNEXE III A LA PARTIE C

MÉTHODES DE MESURE UTILISANT LES SIGNAUX D'ESSAI D'INSERTION

1. Introduction

Les signaux d'essai d'insertion employés dans le cas des transmissions internationales sont décrits dans la Recommandation 473. Ils peuvent être utilisés en dehors des périodes d'exploitation pour donner des résultats qui se rapprochent autant que possible de ceux que l'on obtient avec les méthodes décrites dans le corps de la présente Recommandation; ils peuvent aussi être utilisés pendant les périodes d'exploitation.

Les résultats des mesures effectuées sur les signaux d'essai d'insertion peuvent s'écarter des résultats obtenus avec des signaux d'essai répétés dans toute la trame, et cela pour les raisons suivantes:

- les éléments du signal d'essai peuvent ne pas être identiques aux éléments du signal d'essai répété dans toute la trame, ou les arrangements respectifs de ces éléments peuvent être différents;
- le résultat de la mesure peut dépendre du contenu de la ou des lignes précédentes;
- le niveau de la composante moyenne de l'image dépend de la nature du signal du programme;
- les mesures faites avec une seule ligne d'essai par trame ne sont pas toujours pleinement représentatives de la qualité de fonctionnement d'un circuit sur lequel on applique une dispersion à la demi-fréquence de trame (par exemple, les circuits par satellite).

Pour réduire les écarts entre les résultats de mesure, écarts dus à des erreurs affectant une ou plusieurs lignes, il est souhaitable que la ligne précédant la ou les lignes d'essai achemine un signal d'un niveau moyen égal à environ 50%. Ce signal peut être soit une barre d'une durée d'une ligne, à 50% du niveau du blanc, soit un signal de données d'un niveau moyen d'environ 50%.

Lorsque les mesures utilisant les signaux d'essai d'insertion sont effectuées en dehors des périodes d'exploitation, elles doivent être associées aux valeurs normales (faible, moyenne et élevée) du niveau de la composante moyenne de l'image.

La méthode de mesure définie dans la Recommandation 569 peut dans certains cas différer des méthodes décrites dans la présente Annexe. De ce fait, les mesures effectuées avec des équipements automatiques peuvent donner des résultats différents de ceux obtenus normalement avec les méthodes décrites dans la présente Annexe.

2. Méthodes de mesure

Les références indiquées ci-après entre parenthèses indiquent les sections appropriées de la partie C.

2.1 Mesures qui diffèrent lorsqu'elles sont effectuées sur les signaux d'essai d'insertion

Gain d'insertion (§ C.3.1) – Amplitude de la barre de luminance

L'élément de signal utilisé est la barre de luminance (B2) dans la ligne 17.

L'amplitude L de la barre de luminance est définie par la différence de niveau entre le point milieu de la barre de luminance (b_2 dans les Fig. 27 et 28) et un point de référence spécifié (b_1 dans les Fig. 27 et 28).

Bruits erratiques continus (§ C.3.2.1)

Les mesures ont lieu soit en utilisant une ligne spécifiée, qui est effacée au point d'insertion (lignes 22 et 335 pour les signaux à 625 lignes), soit au sommet de la barre de luminance.

La limitation de bande et la pondération du bruit sont spécifiées au § C.3.2.1. Dans certains cas, on pourra être amené à introduire en amont de l'appareil de mesure d'autres filtres de limitation de bande, par exemple, lorsque l'on utilise des techniques d'échantillonnage et que l'énergie basse fréquence est transférée dans la bande à mesurer. [CCIR, 1974-78] décrit un autre problème qui nécessite aussi différents filtres de limitation de bande. En pareils cas, la limitation supérieure doit être produite par le filtre décrit au § 1 de l'Annexe II à la partie C de la présente Recommandation. La limitation inférieure doit être produite par un filtre passe-haut du premier ordre de 200 kHz avec une pente de coupure de 20 dB par décade. La limite inférieure de la bande est telle qu'elle permet d'exclure le ronflement dû aux alimentations, le bruit microphonique et les impulsions à la fréquence de ligne; la limite supérieure permet d'éliminer les parasites tombant en dehors de la bande utile du signal vidéo.

Note – Le Tableau I de la Recommandation 569 indique les effets de l'utilisation d'un filtre passe-haut à 200 kHz sur la mesure des bruits aléatoires continus.

Non-linéarité de la luminance (§ C.3.4.1.1)

Le § 3.4.1.1 de la partie C s'applique, à ceci près que l'élément de signal d'essai utilisé pour les transmissions en couleur à 525 lignes peut être D2.

Distorsion de durée de l'ordre d'une ligne (§ C.3.5.1.3)

L'élément de signal utilisé est la barre de luminance (B2) dans la ligne 17.

L'amplitude de la distorsion du sommet de la barre est l'écart maximal de niveau dans l'intervalle compris entre b_4 et b_3 (Fig. 27 et 28), exprimé en pourcentage de l'amplitude de la barre.

Comme le montrent les Fig. 27 et 28, on néglige la première et la dernière microseconde.

L'amplitude de la distorsion de la ligne de base est égale à la différence entre les niveaux du point situé à:

- 400 ns pour les systèmes à 625 lignes,
- 500 ns pour les systèmes à 525 lignes,

après le point à mi-amplitude du front arrière de la barre de luminance et le niveau du point de référence (b_1 dans les Fig. 27 et 28). La distorsion est exprimée en pourcentage de l'amplitude de la barre de luminance.

La distorsion doit être mesurée après limitation de la largeur de bande, comme indiqué dans le § C.3.5.1.3.

2.2 Mesures en principe identiques lorsqu'elles sont effectuées sur les signaux d'essai d'insertion

Dans les mesures indiquées ci-après, le niveau de référence est l'amplitude de la barre de luminance, telle qu'elle est définie au § 2.1 ci-dessus:

- intermodulation du signal de chrominance sur le signal de luminance (§ C.3.4.1.4);
- distorsion de courte durée (pour l'amplitude de l'impulsion, le point de référence est aussi le point b_1 des Fig. 27 et 28) (§ C.3.5.1.4);
- inégalité de gain entre luminance et chrominance (§ C.3.5.3.1).

2.3 Mesures identiques sur les signaux d'essai d'insertion

- affaiblissement d'adaptation (§ C.2.2);
- diaphotie provenant d'un autre canal de télévision (§ C.3.3);
- non-linéarité du signal de chrominance (§ C.3.4.1.2);
- gain différentiel et phase différentielle (§ C.3.4.1.3);
- amplitude du signal de synchronisation (§ C.3.4.2);
- distorsion du signal de chrominance (§ C.3.5.2);
- inégalité de temps de transmission entre luminance et chrominance (§ C.3.5.3.2);
- caractéristiques gain/fréquence en régime permanent (§ C.3.5.4.1).

2.4 Mesures impossibles à effectuer sur les signaux d'essai d'insertion

- composante continue non significative (§ C.2.3);
- bruits récurrents (§ C.3.2.2);
- bruits impulsifs (§ C.3.2.3);
- distorsion de longue durée (§ C.3.5.1.1);
- distorsion de durée de l'ordre d'une trame (§ C.3.5.1.2);
- caractéristique temps de propagation de groupe en fonction de la fréquence, en régime permanent (§ C.3.5.4.2).

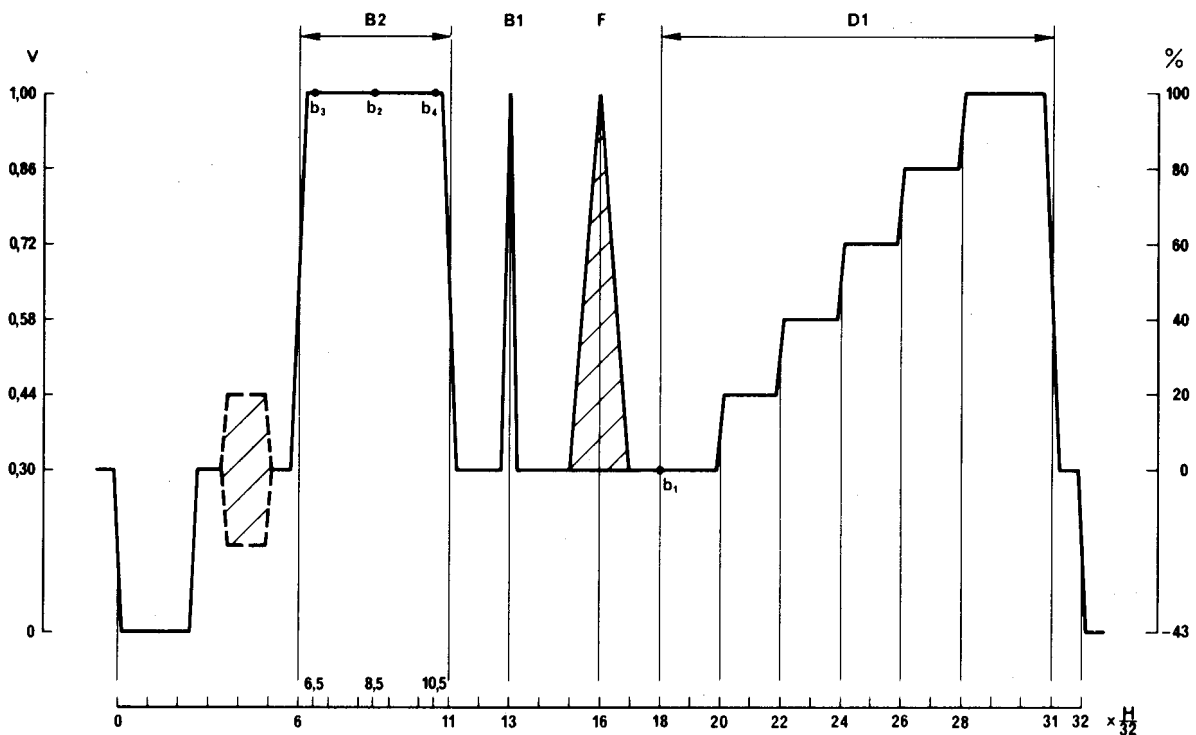


FIGURE 27 – Ligne 17 pour systèmes à 625 lignes

d29-sc

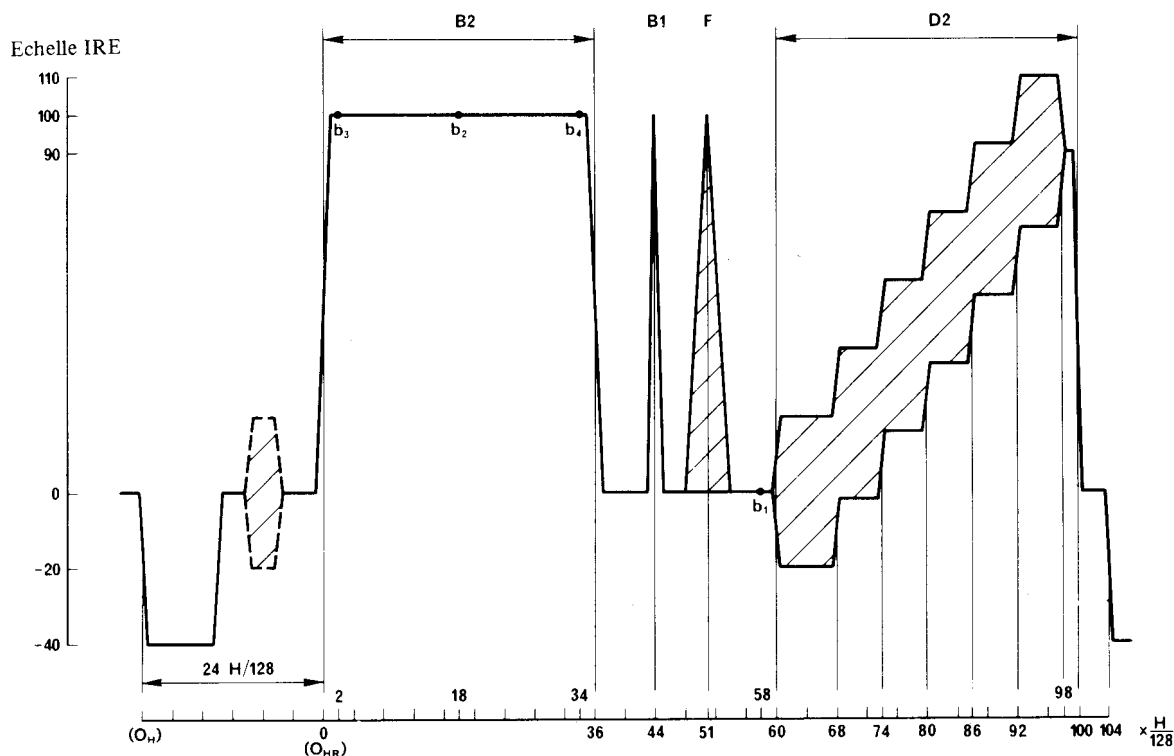


FIGURE 28 - Ligne 17/trame 1 pour systèmes à 525 lignes

d30-sc

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

Documents du CCIR

[1974-78]: CMTT/246 (Allemagne (République fédérale d')).

BIBLIOGRAPHIE

Documents du CCIR

[1974-78]: CMTT/36 (Royaume-Uni); CMTT/57 (UER); CMTT/59 (UER); CMTT/76 (Allemagne (République fédérale d')); CMTT/77 (Allemagne (République fédérale d')).

ANNEXE IV A LA PARTIE C

DISTORSION DE COURTE DURÉE - MÉTHODE D'ÉVALUATION PAR LE FACTEUR DE SPÉCIFICATION K

1. Introduction

La présente Annexe décrit brièvement la méthode d'évaluation de la distorsion de courte durée au moyen du facteur de spécification K ; cette méthode permet de représenter sous une forme très simple les résultats des mesures dont il est question au § C.3.5.1.4. Elle est fondée sur une Recommandation qui a été supprimée (Annexe II à la Recommandation 451, Genève 1974) qui, elle-même, était basée sur des documents publiés par Lewis [1954] et MacDiarmid [1959]. Une méthode plus récente, celle du facteur de spécification S , permettant d'évaluer de manière à peu près similaire les mesures de la réponse au bord d'une barre dans les systèmes à 525 lignes, a été exposée par Siocos et Chouinard [1979].

La méthode du facteur K , telle qu'elle a été décrite à l'origine, était composée en fait de deux méthodes qui, en théorie, donnent les mêmes résultats:

- la méthode des essais périodiques et
- la méthode des essais de réception.

La méthode des essais périodiques est basée sur les paramètres que l'on peut facilement mesurer à l'aide d'un oscilloscope, ce qui permet d'obtenir des résultats rapidement. La méthode des essais de réception, basée sur la réponse à une impulsion en sinus carré de durée T , est plus précise et s'applique bien à l'analyse des systèmes et des réseaux ainsi qu'aux essais de réception effectués sur le matériel. On a imaginé le facteur de spécification K pour faire en sorte qu'à des valeurs égales de ce facteur obtenues pour les divers paramètres correspondent à peu près des dégradations subjectives égales de l'image.

Le § 2 montre comment les objectifs de qualité et les tolérances pour la distorsion de courte durée peuvent s'exprimer au moyen du facteur K lors des essais périodiques. Le § 3 complète la description de la méthode en indiquant les moyens de l'utiliser lors des essais de réception.

2. Méthode des essais périodiques

Pour les deux premiers paramètres, on utilise les réponses à l'impulsion en sinus carré de durée $2T$ ($B1$) et à l'un des éléments de la barre ($B2$ ou $B3$). On ne mesure normalement pas le troisième paramètre sur les circuits et les équipements pour la transmission de signaux composites de couleur. Ce paramètre est néanmoins inclus dans la présente Annexe dans la perspective d'une utilisation possible à l'avenir sur les circuits pour signaux de couleur sous la forme de composantes analogiques. L'élément de signal d'essai nécessaire est une impulsion en sinus carré de durée T , où $T = 1/2F_c$ (F_c est la largeur de bande nominale du canal sur lequel l'essai est effectué).

2.1 Réponse à l'impulsion de durée $2T$

Pour une valeur particulière de $K_{(2T)}$, un gabarit du type de celui qui est représenté dans les Fig. 29a et 29b est nécessaire. Les tolérances sur la réponse aux intervalles de temps représentés dans la Fig. 29a correspondent à $\pm 4K$ à ± 200 ns, $\pm 2K$ à ± 400 ns et $\pm K$ à ± 800 ns et au-delà, avec les mêmes valeurs pour les durées plus longues de la Fig. 29b.

Pour les gabarits représentés dans les Fig. 29a et 29b,

$$K_{(2T)} = 3\%$$

2.2 Rapport des amplitudes de l'impulsion de durée $2T$ et de la barre de durée $2T$ (P/B)

Ce rapport (P/B) est lié à $K_{(P/B)}$ par:

$$K_{(P/B)} = \frac{1}{4} \left| \frac{B}{P} - 1 \right| \times 100\%$$

2.3 Réponse à l'impulsion de durée T

Cette mesure n'est pas nécessaire lorsque le circuit doit satisfaire aux tolérances rigoureuses sur le gain chrominance/luminance et sur les inégalités de temps de propagation imposées aux signaux composites de couleur. Dans les autres cas, lorsque l'on utilise uniquement l'impulsion de durée $2T$, les distorsions dans la moitié supérieure de la bande de transmission ne font pratiquement l'objet d'aucune mesure; un essai utilisant une impulsion de durée T s'avère alors nécessaire.

Les limites de la réponse à l'impulsion de durée T ne peuvent pas être spécifiées avec précision car le spectre d'une telle impulsion s'étend bien au-delà de la valeur nominale de la fréquence limite supérieure du circuit; la réponse contiendra donc forcément des informations inutiles. On a pratiquement résolu ce problème en insérant entre le canal sur lequel l'essai est effectué et l'oscilloscope un filtre passe-bas à compensation de phase ayant une coupure brusque à la limite de la bande nominale du canal. Ce filtre est tout d'abord soumis aux mesures à l'aide d'un signal d'essai local. Le rapport impulsion/barre, que nous représenterons par y , est alors de l'ordre de 0,82. On relie ensuite le canal sur lequel l'essai est effectué au filtre et on mesure le rapport impulsion/barre. Le facteur $K_{(2T)}$ est approximativement:

$$K_{(T)} = \frac{1}{4} \left| y \cdot \frac{B}{P} - 1 \right|$$

Les erreurs dues au temps de propagation à la limite de la bande passante du canal peuvent également influencer le facteur $K_{(T)}$. On peut estimer cette influence en mesurant le changement provoqué par le canal entre les premières suroscillations, avant et après l'impulsion, mesurées à la sortie du filtre. La modification de suroscillation (rapportée à l'amplitude de l'impulsion) est d'environ $3K_{(T)}$.

3. Méthodes des essais de réception

Connaissant la réponse mesurée à l'impulsion de durée T et la réponse mesurée ou admise de l'équipement de mesure lui-même, on en déduit la «réponse impulsive après filtrage» et on l'exprime sous forme d'une série temporelle normalisée [Lewis, 1954]. Le terme principal de cette série représente la partie idéale, sans distorsion, tandis que les termes en forme d'écho représentent les parties qui correspondent aux distorsions. Les amplitudes des termes en forme d'écho doivent être telles que chacune des quatre conditions ci-après soit satisfaite, lesquelles donnent quatre valeurs de K .

Soit:

$$B(rT) = \dots B_{-r}, \dots B_{-1}, B_0, B_{+1}, \dots B_{+r}, \dots$$

la série temporelle représentant la réponse impulsive après filtrage; admettons qu'elle a déjà été normalisée de sorte que $B_0 = 1$; soit:

$$C(rT) = \dots C_{-r}, \dots C_{-1}, C_0, C_{+1}, \dots C_{+r}, \dots$$

le produit des séries $B(rT)$ et $[1/2, 1, 1/2]$

où:

$$C_r = \frac{1}{2}B_{r-1} + B_r + \frac{1}{2}B_{r+1}$$

on aura alors:

$$K1 \geq \frac{1}{8} \left| r \cdot \frac{C_r}{C_0} \right| \quad \text{pour } -8 \leq r \leq -2 \quad \text{et} \quad +2 \leq r \leq +8$$

$$K1 \geq \left| \frac{C_r}{C_0} \right| \quad \text{pour } r \leq -8 \quad \text{et} \quad r \geq +8$$

et

$$K2 = \frac{1}{4} \left| \left(\frac{1}{C_0} \sum_{-8}^{+8} B_r \right) - 1 \right|$$

$$K3 = \frac{1}{6} \left| \left(\sum_{-8}^{+8} B_r \right) - 1 \right|$$

$$K4 = \frac{1}{20} \left\{ \left(\sum_{-8}^{+8} |B_r| \right) - 1 \right\}$$

La série $C(rT)$ représente assez bien la réponse à une impulsion de durée $2T$. $K1$ équivaut donc à peu près au $K_{(2T)}$ de la méthode des essais périodiques. $K2$ fixe des limites au rapport P/B ; il équivaut à peu près au $K_{(P/B)}$ de la méthode des essais périodiques. $K3$ fixe des limites au rapport impulsion/barre de la réponse à un signal d'essai fictif impulsion/barre, dans lequel l'impulsion est une impulsion filtrée idéale; il équivaut à peu près au $K_{(T)}$ de la méthode des essais périodiques. $K4$ impose une limite supérieure à l'amplitude moyenne, sans tenir compte des signes, des 16 termes d'écho centraux, dans le but d'assurer une protection contre des distorsions peu fréquentes telles qu'un long train d'échos dont les amplitudes ne sont pas assez grandes individuellement pour atteindre l'une des autres limites. Il n'a pas d'équivalent dans les essais périodiques.

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

LEWIS, N. W. [1954] Waveform responses of television links. *Proc. IEE*, Vol. 101, Partie III, 258-270.

MACDIARMID, I. F. [1959] Waveform distortion in television links. *POOEJ*, Vol. 52, 108-114 et 188-195.

SIOCOS, C. A. et CHOUINARD, G. [juin 1979] Subjective impairment units in relation with oscilloscope graticules for evaluating short-time linear waveform distortion of the luminance signal in 525-line television. *IEEE Trans. Broadcasting*, Vol. BC-25, 2, 63-71.

PARTIE D – OBJECTIFS DE CONCEPTION ET TOLÉRANCES APPLICABLES AUX CIRCUITS FICTIFS DE RÉFÉRENCE

D.1 Introduction

La présente partie a pour but de spécifier des objectifs de conception et des tolérances applicables aux spécifications des caractéristiques de transmission qui font l'objet des § 2 et 3 de la partie B. Les objectifs de conception et les tolérances sont applicables aux circuits destinés à transmettre des signaux de télévision à 525 et/ou 625 lignes; il peut s'agir de signaux monochromes ou couleur conformes aux spécifications de systèmes tels que NTSC, PAL ou SECAM, décrits dans le Rapport 624. Les circuits internationaux dotés d'équipements mis au point au moment où la présente Recommandation est adoptée peuvent avoir des caractéristiques différentes de celles spécifiées dans cette partie.

La numérotation des paragraphes de cette partie correspond à celle de la partie B. Les paragraphes qui ne sont pas nécessairement applicables aux transmissions monochromes sont D.3.4.1.2, D.3.4.1.3, D.3.4.1.4, D.3.5.2 et D.3.5.3.

Cette Recommandation ne contient pas de définition explicite de la bande passante nécessaire à la transmission de signaux de télévision en couleur conformes aux normes décrites dans le Rapport 624. Etant entendu que quelques-unes de ces normes nécessitent une bande passante de 6 MHz, cette valeur est la seule qui puisse être considérée comme pleinement satisfaisante. Cependant, cette valeur de bande passante pouvant conduire à des difficultés considérables dans les pays dont les normes nécessitent des valeurs de bande passante nettement plus faibles, on propose, pour les circuits internationaux destinés à transmettre des signaux de normes quelconques, de considérer comme suffisante la définition des caractéristiques de ces circuits jusqu'à une fréquence de 5,5 MHz, à moins qu'il n'en soit spécifié autrement, comme il est indiqué au § D.3.5.4. On notera cependant qu'il pourra être nécessaire de protéger les pays utilisant une largeur de bande de 6 MHz contre le brouillage présent dans la bande de fréquences non spécifiée (de 5,5 à 6 MHz), brouillage qui, pour ces pays, est un brouillage «dans la bande»; cette protection devra être assurée au moyen d'un filtre passe-bas corrigé en phase. Un exemple de filtre approprié à cet effet est donné dans le doc. [CCIR, 1970-74a].

D.2 Objectifs et tolérances aux points de jonction vidéo

D.2.1 Impédance nominale

Aux points de jonction vidéo, les impédances d'entrée et de sortie (Z_0) de chaque section sont, soit asymétriques par rapport à la terre et de valeur nominale 75 Ω (ohmique), soit symétrique par rapport à la terre et de valeur nominale 124 Ω (ohmique).

D.2.2 Affaiblissement d'adaptation

Aux points de jonction vidéo, l'affaiblissement d'adaptation relatif à Z_0 d'une impédance Z mesurée, ne doit pas être inférieur à 30 dB.

D.2.3 Composante continue non significative

Aux points de jonction vidéo, la composante continue non significative ne dépassera pas 2,75 V, dans une impédance de charge ayant la valeur nominale, ou 5,5 V en circuit ouvert.

D.2.4 Amplitude nominale du signal

L'amplitude nominale crête-à-crête du signal vidéo monochrome (M sur la Fig. 3) est de 1,0 V.

L'amplitude nominale crête-à-crête d'un signal vidéo couleur composite (H , sur la Fig. 3) dépend des caractéristiques du système de télévision couleur particulier employé (voir les équations données au N° 2.9 du Tableau II du Rapport 624) mais, pour les circuits qui doivent, à divers moments, servir de supports de transmission pour tous les systèmes visés par ce Rapport, il convient d'admettre une valeur maximale de 1,25 V.

D.3 Objectifs et tolérances applicables aux caractéristiques de transmission

Les tolérances proposées dans ce paragraphe sont censées s'appliquer pendant la plus grande partie du temps, mais elles peuvent être dépassées pendant une partie du temps. Il y a lieu de poursuivre les études sur ce point [CCIR, 1970-74b].

On suppose que les stations terriennes comprises dans le circuit fonctionneront avec un rapport G/T au moins égal à 40,7 dB et transmettront le signal de son sur une porteuse distincte. Les tolérances ne s'appliquent pas nécessairement à des stations fonctionnant dans des conditions différentes.

D.3.1 *Gain d'insertion*

Après le réglage initial ou périodique, le gain d'insertion doit être de $0 \pm 0,5$ dB.

D.3.1.1 *Variations du gain d'insertion*

Aucune variation dans le temps du gain d'insertion ne doit dépasser les limites suivantes:

- variations à courte période (par exemple 1 s): $\pm 0,3$ dB;
- variations à moyenne période (par exemple 1 h): $\pm 0,5$ dB.

D.3.2 *Bruits*

D.3.2.1 *Bruits erratiques continus*

Quand le bruit est limité en largeur de bande et qu'il est pondéré conformément aux indications de la partie C de la présente Recommandation, le rapport signal/bruit pondéré ne doit pas s'abaisser au-dessous de 53 dB pendant plus de 1% d'un mois quelconque, ni au-dessous de 45 dB pendant plus de 0,1% d'un mois quelconque.

Note 1 – Pour la télévision en couleur, des mesures de bruit faites avec le réseau de pondération unifié ne peuvent être considérées comme donnant une indication valable de la dégradation subjective due au bruit que dans les cas où la puissance du bruit par unité de largeur de bande à 5 MHz ne dépasse pas de plus de 11 dB environ la puissance de bruit à 1 MHz. Cette condition sera satisfaite dans la majorité des cas avec les systèmes de transmission existants, et seul le réseau de pondération recommandé sera nécessaire pour l'exploitation. Pour les nouveaux systèmes qui ne rempliraient pas cette condition, il conviendrait de vérifier par d'autres moyens que le rapport signal/bruit pondéré est satisfaisant et que le réseau de pondération recommandé donne aussi des résultats satisfaisants (voir la Recommandation 568).

Note 2 – Certaines administrations auront peut-être besoin, pour l'usage national, de valeurs du rapport signal/bruit autres que 53 dB.

Note 3 – Dans les conditions actuelles, les circuits à satellites ne peuvent pas toujours satisfaire aux objectifs de conception pour les bruits erratiques continus. Le Rapport 965 donne les valeurs réalisables actuellement pour le rapport signal/bruit.

D.3.2.2 *Bruits aux basses fréquences*

Il est pour le moment impossible d'indiquer des objectifs pour les bruits aux basses fréquences. Une valeur de 43 dB a été proposée pour le rapport signal/bruit par une administration, dans le cas du système M. Les autres administrations sont invitées à présenter des contributions concernant cette caractéristique.

D.3.2.3 *Bruits récurrents*

Dans le cas de ronflement dû à l'alimentation, y compris ses premiers harmoniques, le rapport signal/bruit doit être d'au moins 35 dB. Dans le cas d'un bruit sur une seule fréquence comprise entre 1 kHz et 5,5 MHz, le rapport signal/bruit doit être d'au moins 55 dB.

Note – Pour les circuits appelés à transmettre uniquement des signaux à 525 lignes, il suffit de faire les essais jusqu'à la fréquence 4,2 MHz.

D.3.2.4 *Bruits impulsifs*

Dans le cas de parasites impulsifs de nature sporadique ou occasionnelle, le rapport signal/bruit doit être d'au moins 25 dB.

D.3.3 *Diaphotie provenant d'un autre canal de télévision*

Si la diaphotie intervient de manière sensiblement uniforme dans toute la gamme des fréquences vidéo, le rapport signal/diaphotie ne doit pas être inférieur à 58 dB. Si la diaphotie est principalement sélective («différenciée»), c'est-à-dire lorsque la tension de diaphotie est proportionnelle à la fréquence, le rapport signal/diaphotie ne doit pas être inférieur à 50 dB.

D.3.4 *Distorsions non linéaires*

Dans ce paragraphe, on utilise les expressions «valeur faible de la composante continue utile» et «valeur élevée de la composante continue utile». Des valeurs de 10% ou 12,5% pour la valeur faible et de 87,5% ou 90% pour la valeur élevée sont acceptables.

Les spécifications fournies concernant le niveau d'émission de +3 dB sont données à titre d'indication en vue de la conception de nouveaux matériels. Elles demandent des études complémentaires. Il y a lieu aussi de poursuivre l'étude pour voir si +3 dB représente la valeur optimale du niveau du signal d'essai servant à spécifier les caractéristiques de surcharge des circuits.

D.3.4.1 *Signal d'image*

D.3.4.1.1 *Signal de luminance*

Sur des circuits conçus pour transmettre des signaux de télévision en couleur, la distorsion ne doit pas dépasser 5% pour les valeurs élevée ou faible de la composante moyenne de l'image. Pour les mêmes valeurs de la composante moyenne de l'image, la distorsion correspondante est 10%, dans le cas d'un signal d'essai transmis à 3 dB au-dessus du niveau normal. Sur des circuits conçus exclusivement pour des transmissions de télévision monochrome, ces objectifs devraient être de 12% et de 24% respectivement.

D.3.4.1.2 *Signal de chrominance*

Pour le système M, on applique les valeurs suivantes:

Non-linéarité d'amplitude du signal de chrominance. La distorsion ne doit pas dépasser 4% pour les valeurs élevée ou faible de la composante moyenne de l'image. De plus, lorsque l'amplitude du signal dépasse de 3 dB l'amplitude normale, la distorsion ne doit pas dépasser 8% pour les mêmes valeurs de la composante moyenne de l'image.

Non-linéarité de phase du signal de chrominance. La distorsion ne doit pas dépasser 4° pour les valeurs élevée ou faible de la composante moyenne de l'image. De plus, lorsque l'amplitude du signal dépasse de 3 dB l'amplitude normale, la distorsion ne doit pas dépasser 8° pour les mêmes valeurs de la composante moyenne de l'image.

Les valeurs relatives à d'autres systèmes doivent faire l'objet d'un complément d'étude.

D.3.4.1.3 *Intermodulation du signal de luminance sur le signal de chrominance*

Gain différentiel

Pour les valeurs faible ou élevée de la composante moyenne de l'image, le gain différentiel ne doit pas dépasser les valeurs suivantes:

à 3,58 MHz: x ou y ou $x + y$: 10%

à 4,43 MHz: x ou y : 10%; $x + y$: 12%.

Les valeurs applicables à un signal émis à +3 dB sont doubles de celles données ci-dessus.

Phase différentielle

Pour les valeurs faible ou élevée de la composante moyenne de l'image, la phase différentielle ne doit pas dépasser les valeurs suivantes:

à 3,58 MHz: x ou y ou $x + y$: 5°

à 4,43 MHz: x ou y : 5°; $x + y$: 6°.

Les valeurs applicables à un signal émis à +3 dB sont le double de celles indiquées ci-dessus.

D.3.4.1.4 *Intermodulation du signal de chrominance sur le signal de luminance*

Cette distorsion ne doit pas dépasser $\pm 3\%$ pour les valeurs faible ou élevée de la composante moyenne de l'image. Pour les mêmes valeurs de la composante moyenne de l'image, la distorsion correspondante est $\pm 6\%$ dans le cas d'un signal d'essai transmis à 3 dB au-dessus de l'amplitude normale.

D.3.4.2 *Signal de synchronisation*

D.3.4.2.1 *Distorsion en régime permanent*

Cette distorsion ne doit pas dépasser $\pm 10\%$ pour les valeurs faible et élevée de la composante moyenne de l'image. Pour les mêmes valeurs de la composante moyenne de l'image, la distorsion correspondante est $\pm 20\%$, dans le cas d'un signal d'essai transmis à 3 dB au-dessus de l'amplitude normale.

D.3.4.2.2 *Distorsion transitoire*

Il est pour le moment impossible d'indiquer des limites pour cette distorsion (voir le Rapport 636).

D.3.5 *Distorsions linéaires*

D.3.5.1 *Distorsions du signal de luminance*

D.3.5.1.1 *Distorsions de longue durée*

Il n'est pas actuellement possible de donner les limites de cette distorsion (voir le Rapport 636).

D.3.5.1.2 *Distorsion de durée de l'ordre d'une trame*

Cette distorsion ne doit pas dépasser $\pm 6\%$.

Note – Cet objectif s'applique à des circuits ne comportant pas de dispositifs de verrouillage de la forme d'onde.

D.3.5.1.3 Distorsion de durée de l'ordre d'une ligne

Cette distorsion ne doit pas dépasser $\pm 3\%$. Cette valeur s'applique à la distorsion du sommet de la barre. La définition de limites pour la distorsion de la base nécessite des études complémentaires.

D.3.5.1.4 Distorsion de courte durée

Le rapport impulsion en sinus carré/barre doit se situer dans les limites de $100 \pm 12\%$, correspondant à $K_{(P/B)} = 3\%$.

Les lobes de l'impulsion doivent se situer dans les limites représentées sur la Fig. 29a pour les systèmes à 625 lignes et sur la Fig. 29b pour les systèmes à 525 lignes, correspondant à $K_{(2T)} = 3\%$.

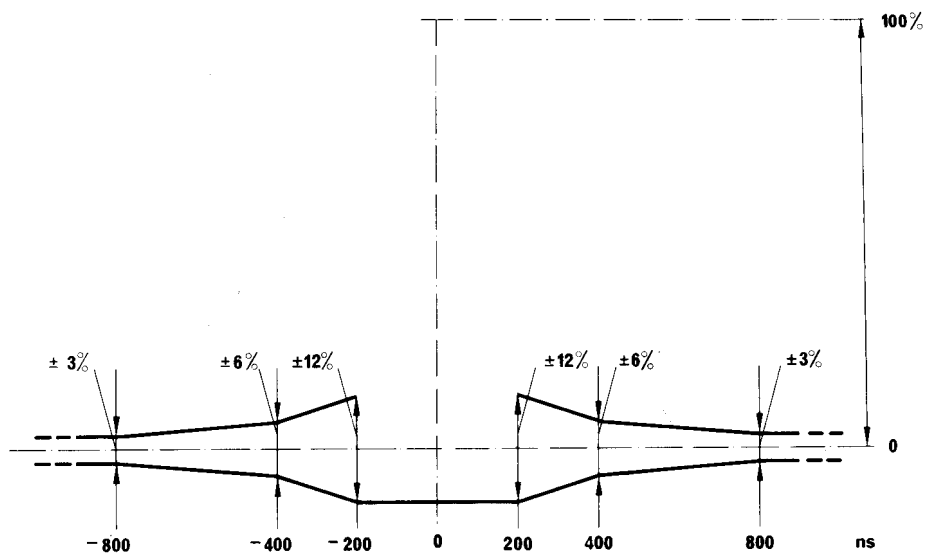


FIGURE 29a – Gabarit pour la réponse au signal d'essai B1 (625 lignes)

(Durée à mi-amplitude: 200 ns)

d31-sc

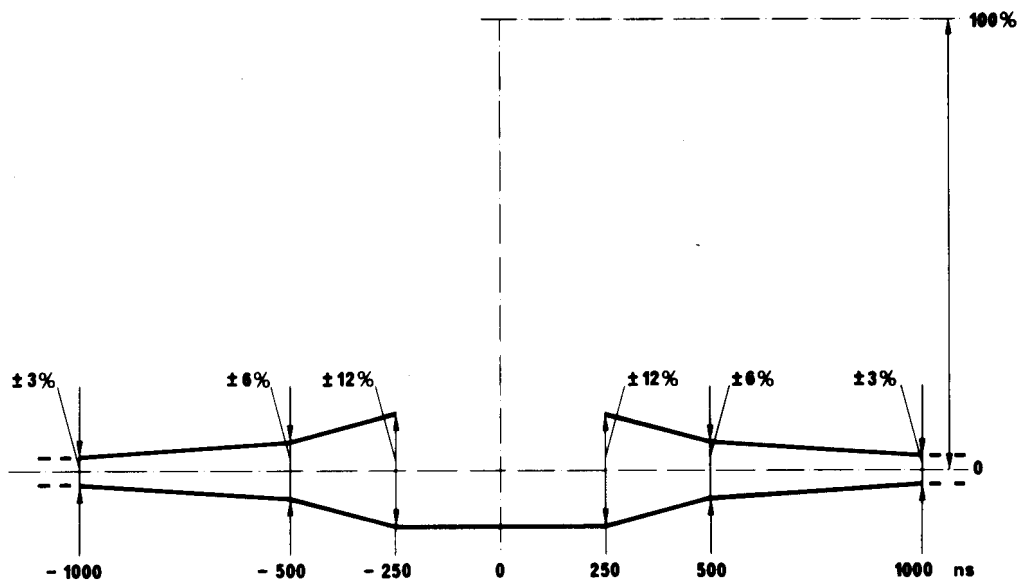


FIGURE 29b – Gabarit pour la réponse au signal d'essai B1 (525 lignes)

(Durée à mi-amplitude: 250 ns)

d32-sc

La réponse aux signaux d'essai B2 ou B3 pour les systèmes à 525 lignes au Japon et au Canada seulement devrait se situer dans les limites représentées dans la Fig. 29c.

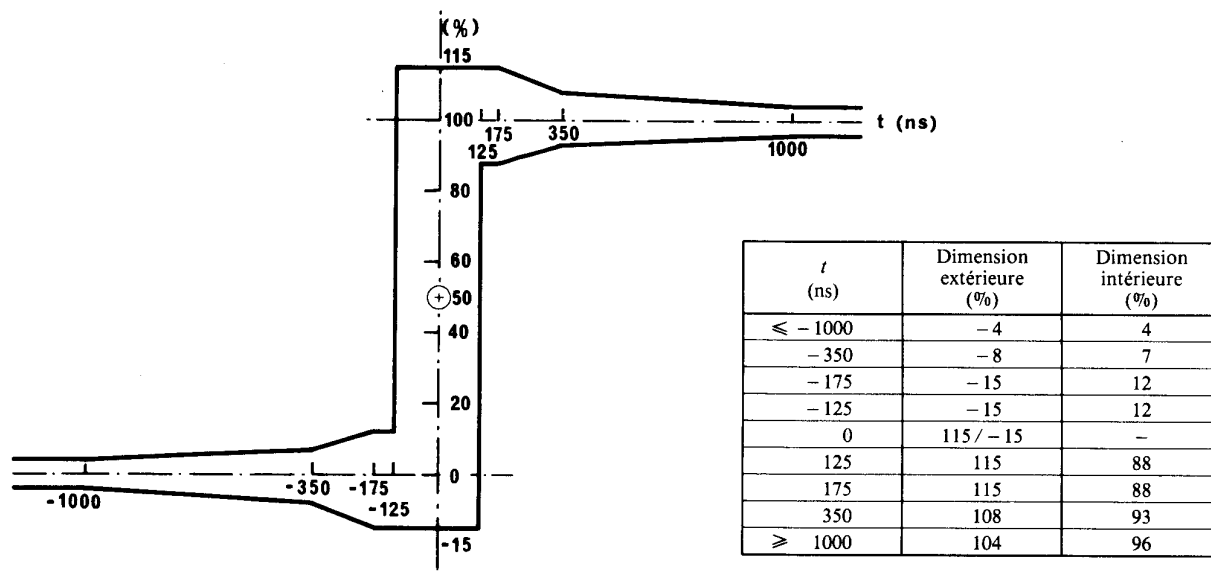


FIGURE 29c — Gabarit de réponse aux signaux d'essai B2 ou B3 (525 lignes pour le Japon et le Canada seulement)
(Temps de montée: approximativement 125 ns)

Note — Le gabarit décrit à la Fig. 29c est fondé sur une distorsion de référence (S) de 3% [CCIR, 1978-82a et b; Siocos et Chouinard, 1979]. Pour les autres valeurs de distorsion de référence (S), les dimensions du gabarit aux points critiques d'inflexion (± 175 , ± 350 et ± 1000 ns) sont données par les formules ci-après:

$$\text{Dimension extérieure: (100+) ou (0-)} \quad \frac{100 \cdot S \cdot A}{100 - S \cdot A} \%$$

$$\text{Dimension intérieure: (100-) ou (0+)} \quad \frac{100 \cdot S \cdot A}{100 + S \cdot A} \%$$

où S est la distorsion de référence définie (%) et A est la constante de pondération aux points critiques d'inflexion pour t(ns) par rapport au temps de référence au centre du gabarit, comme indiqué ci-après:

TABEAU II

t (ns)	A
± 175	4,455
± 350	2,4128
± 1000	1,3414

d33-sc

La réponse aux signaux d'essai B2 ou B3 pour les systèmes à 525 lignes, aux Etats-Unis uniquement, doit se tenir dans les limites représentées à la Fig. 29d.

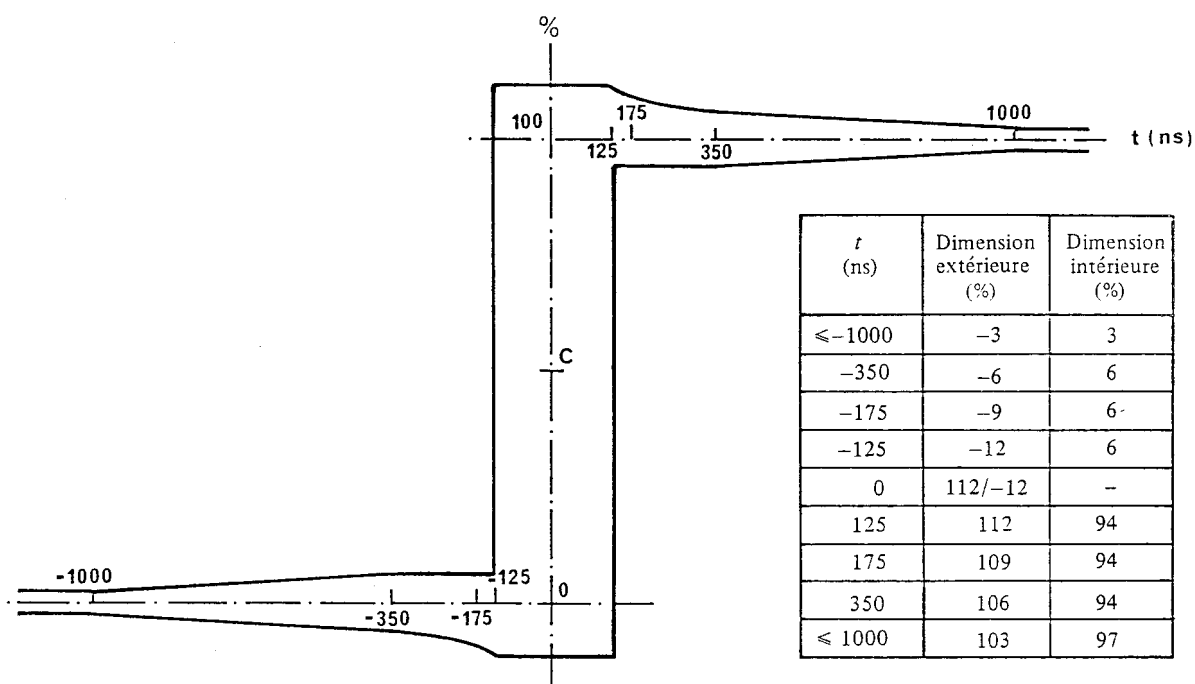


FIGURE 29d – *Gabarit pour la réponse aux signaux d'essai B2 ou B3 (à 525 lignes, pour les Etats-Unis d'Amérique seulement)*
(Temps d'établissement: environ 125 ns)

Note – Le gabarit présenté sur la Fig. 29d est fondé sur une distorsion de référence (S) de 3% [IEEE, 1979].

d34-sc

D.3.5.2 *Distorsion du signal de chrominance*

Voir le § C.3.5.2.

D.3.5.3 *Inégalités entre luminance et chrominance*

D.3.5.3.1 *Inégalité de gain*

L'inégalité de gain ne doit pas dépasser $\pm 10\%$.

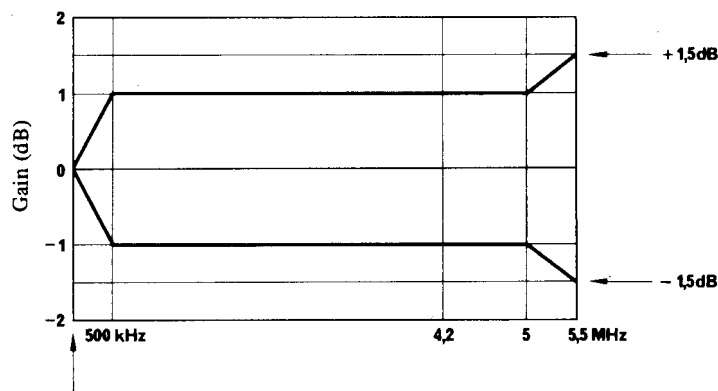
D.3.5.3.2 *Inégalité de temps de propagation de groupe*

L'inégalité de temps de propagation de groupe ne doit pas dépasser ± 100 ns.

D.3.5.4 *Réponse en régime permanent*

Les limites indiquées ci-après peuvent être utiles lors de la conception; cependant, du fait de la complexité des relations entre les caractéristiques de temps et celles de fréquence, l'emploi de ces limites peut parfois conduire à des résultats incompatibles avec ceux fournis par les signaux d'essai. Dans ce cas, il convient de considérer ces derniers résultats comme définitifs.

D.3.5.4.1 Gain



Approx.
150 kHz (1)

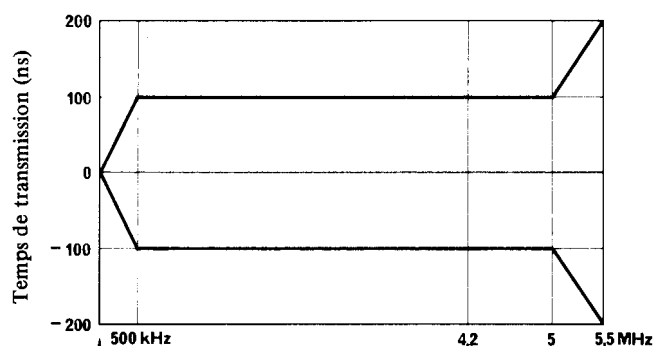
FIGURE 30 – Gabarit de la caractéristique gain/fréquence

(1) L'élément C1 du signal d'essai C peut être pris comme référence.

Note – Dans le cas d'une transmission à 525 lignes, le gabarit peut n'être respecté que jusqu'à la fréquence de 4,2 MHz.

d35-sc

D.3.5.4.2 Temps de propagation de groupe



Approx.
150 kHz

FIGURE 31 – Gabarit de la caractéristique temps de propagation de groupe/fréquence

Note – Dans le cas d'une transmission à 525 lignes, le gabarit peut n'être respecté que jusqu'à la fréquence de 4,2 MHz.

d36-sc

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

IEEE [1979] Video signal transmission measurement of linear waveform distortion. IEEE Standard 511-1979.

SIOCOS, C. A. et CHOUINARD, G. [juin 1979] Subjective impairment units in relation with oscilloscope graticules for evaluating short-time linear waveform distortion of the luminance signal in 525-line television. *IEEE Trans. Broadcasting*, Vol. BC-25, 2, 63-71.

Documents du CCIR

[1970-74]: a. CMTT/207 (Italie); b. CMTT/65 (Italie).

[1978-82]: a. CMTT/74 (Canada); b. CMTT/227 (Japon).

PARTIE E – QUALITÉ DE TRANSMISSION DES CIRCUITS DE LONGUEUR
INFÉRIEURE OU SUPÉRIEURE A CELLE DU CIRCUIT FICTIF DE RÉFÉRENCE

E.1 Introduction

La partie E a pour but de donner quelques indications sur les caractéristiques des circuits de référence qui comportent un nombre de sections vidéo plus grand ou plus petit que les trois sections du circuit fictif de référence défini au § A.1.2 de la présente Recommandation. L'effet de la longueur et de la configuration du circuit par rapport au circuit fictif de référence est aussi étudié. Les lois d'addition dans de tels circuits ne peuvent être établies avec précision que si le comportement statistique et la composition des valeurs instantanées des paramètres sont connus [Lari et autres, 1974].

Les valeurs calculées à l'aide des Tableaux III et IV ne fournissent que quelques indications relatives aux caractéristiques probables, mais, pour ce qui concerne le gain et la phase différentiels ainsi que l'inégalité de gain luminance-chrominance, de telles valeurs peuvent être considérées comme suffisamment précises en pratique. Ces valeurs doivent être utilisées avec précaution pour l'étude du matériel car les lois d'addition de chaque type de dégradation ne sont pas connues avec précision.

E.2 Lois d'addition

E.2.1 Commentaires sur l'utilisation des lois d'addition

La définition d'un circuit par une simple similitude du circuit fictif de référence est impossible si la configuration et la longueur du circuit diffèrent de celles du circuit fictif de référence selon un rapport différent, par exemple si $n/3 \neq L/l$, avec:

n : nombre de sections vidéo

L : longueur du circuit

l : 2500 km.

Dans de tels cas, deux définitions du circuit en fonction du circuit fictif de référence doivent être utilisées, une première pour les paramètres qui sont surtout proportionnels à la configuration du circuit et une seconde pour les paramètres (par exemple, bruits erratiques continus) qui sont surtout proportionnels à la longueur du circuit.

TABLEAU III

n	$\left(\frac{n}{3}\right)^{1/h}$		
	$h = 1$	$h = 3/2$	$h = 2$
1	0,33	0,48	0,58
2	0,67	0,76	0,82
3	1,00	1,00	1,00
4	1,33	1,21	1,15
5	1,67	1,41	1,29
6	2,00	1,59	1,41
7	2,33	1,76	1,53
8	2,67	1,92	1,63
9	3,00	2,08	1,73
10	3,33	2,23	1,83
11	3,67	2,38	1,91
12	4,00	2,52	2,00
13	4,33	2,66	2,08
14	4,67	2,79	2,16
15	5,00	2,92	2,24

TABLEAU IV

§ de la partie B	Caractéristique	D_3 exprimé en	h ⁽¹⁾	Notes
3.1	<i>Gain d'insertion (écart)</i>	dB	2	
	<i>Variations du gain d'insertion</i>	dB	2	
3.2.1	<i>Bruits aléatoires continus</i>			1, 8
3.2.2	<i>Bruit aux basses fréquences</i>	dB	aucune loi	–
3.2.3	<i>Bruits récurrents</i> Ronflements d'alimentation Fréquence pure	{ tension de bruit	2 2	2, 7 3
3.2.4	<i>Bruits impulsifs</i>	tension de bruit		4
3.3	<i>Diaphotie</i>	tension de diaphotie	3/2	
3.4.1	<i>Distorsion de non-linéarité du signal d'image</i> Luminance Chrominance (amplitude) Chrominance (phase) Intermodulation chrominance-luminance Gain différentiel Phase différentielle	% % degrés % % degrés	3/2 3/2 3/2 2 3/2 ou 2 3/2 ou 2	– – – – 9 9
3.4.2	<i>Distorsion de non-linéarité du signal de synchronisation</i> Distorsion en régime permanent	%	3/2	
3.5.1	<i>Distorsions linéaires</i> Distorsion de longue durée Distorsion de durée de l'ordre d'une trame Distorsion de durée de l'ordre d'une ligne Distorsion de courte durée	% % $K_{(P/B)}$, % $K_{(2T)}$, % ou S , %	1 2 2 3/2 3/2	11 10 10
3.5.3	<i>Ecart entre la chrominance et la luminance</i> Inégalité de gain Inégalité de temps de propagation de groupe	% ns	2 2	5 5
3.5.4	<i>Réponse en régime permanent</i> Gain/fréquence Temps de propagation de groupe/fréquence	dB μ s	3/2 3/2	6 6

⁽¹⁾ On trouvera d'autres renseignements sur les lois d'addition dans [CCIR, 1966-69a]; [CCIR, 1970-74b et c] et dans le Rapport 636.

Note 1 – Pour les circuits établis sur paires coaxiales, la loi de sommation quadratique ($h = 2$) s'applique au bruit erratique exprimé en tension efficace. Pour les circuits établis sur faisceaux hertziens, on se référera à la Recommandation 555.

Note 2 – Pour tenir compte de la possibilité d'une sommation linéaire des ronflements d'alimentation dans les circuits ne comportant que quelques sections, il peut être judicieux de prendre $h = 1$ quand $n \leq 3$.

Note 3 – Pour tenir compte de la possibilité d'une sommation linéaire lorsque les parasites récurrents ne comportent que quelques composantes de fréquences très voisines, il peut être judicieux de prendre $h = 1$ quand le nombre de ces composantes est faible.

Note 4 – Quand chacune des sources de bruit impulsif se manifeste pendant un faible pourcentage de temps (par exemple, < 0,1%), on procède à une sommation linéaire des pourcentages de temps.

Note 5 – La loi de sommation quadratique ($h = 2$) pour les écarts de gain ou de temps de propagation de groupe est fondée sur la supposition que leurs valeurs positives et négatives sont rendues égales, par exemple, par l'utilisation de réseaux correcteurs ou de moyens équivalents.

Note 6 – Au Canada et aux États-Unis d'Amérique, on utilise en pratique la loi $h = 2$.

Note 7 – D'autres renseignements sont donnés dans [CCIR, 1966-69b].

Note 8 – D'autres renseignements sont donnés dans [CCIR, 1970-74d].

Note 9 – On utilise $h = 2$ si le circuit est corrigé par rapport à la valeur moyenne du gain différentiel et de la phase différentielle. Autrement, on utilise $h = 3/2$.

Note 10 – Voir l'annexe IV, partie C.

Note 11 – Les valeurs n'ont pas encore été attribuées.

E.2.2 *Loi relative à la configuration du circuit*

Pour la première définition du circuit, rapportée au circuit fictif de référence, on utilise la formule ci-dessous pour tous les paramètres du Tableau IV, sauf pour les «bruits aléatoires continus».

Si D_3 : caractéristique exprimée selon la présente Recommandation ou paramètre qui en dérive tel qu'il est indiqué dans le Tableau IV admis sur le circuit fictif de référence,

et D_n : caractéristique ou paramètre indiqué ci-dessus, admis sur un circuit de n sections,

on a ainsi l'équation suivante:

$$D_n = D_3 \left(\frac{n}{3} \right)^{1/h}$$

dans laquelle h a la valeur 1, 3/2 ou 2 suivant les indications du Tableau IV: $h = 1$ correspond à une loi d'addition linéaire ou arithmétique; $h = 3/2$ correspond à une loi «en puissance 3/2» et $h = 2$ correspond à une loi quadratique.

Les valeurs calculées de $(n/3)^{1/h}$ sont reproduites dans le Tableau III.

E.2.3 *Loi relative à la longueur du circuit*

Pour la seconde définition du circuit fictif de référence, on utilise la formule suivante pour la «tension des bruits erratiques continus» seulement. Lorsque la distance est prise en considération, la loi d'addition devient:

$$D_n = D_3 \left(\frac{L}{l} \right)^{1/h}$$

équation dans laquelle D_n , D_3 , L et l sont tels qu'ils sont définis aux § E.2.1 et E.2.2. Si $20 \text{ km} \leq L \leq 280 \text{ km}$, prendre $L = 280 \text{ km}$ dans la formule pour D_n .

Note 1 – Pour de plus amples renseignements sur cette loi d'addition, voir [CCIR, 1970-74a; 1982-86].

Note 2 – Un réseau national peut comprendre de nombreux circuits de moins de 20 km de longueur. Le rapport signal/bruit nécessaire pour ces circuits dépend du nombre qui peut être utilisé dans une chaîne. La valeur choisie est considérée comme relevant de la compétence nationale, mais il serait bon qu'elle soit compatible avec les prescriptions applicables au circuit fictif de référence international.

E.2.4 *Tableaux et formules d'addition des tensions de bruit et des distorsions*

Pour les applications pratiques, les renseignements suivants sont utiles pour l'addition des distorsions de valeurs différentes.

– Addition de deux tensions de bruit:

Si S est la différence entre le rapport signal/bruit r_2 le plus élevé et le rapport signal/bruit r_1 (en décibels) le plus faible, le rapport signal/bruit r_{res} obtenu après addition sera:

$$r_{res} = r_1 - X(S)$$

où $X(S)$ (dB) est obtenu à partir du Tableau V pour la valeur de la différence S .

– Addition de deux distorsions:

Si T est le rapport numérique entre la distorsion D_2 de plus forte valeur et la distorsion D_1 de plus faible valeur, c'est-à-dire $T = D_2/D_1$, la distorsion D_{res} qui en résulte sera:

$$D_{res} = D_2 \cdot Y(T, h)$$

où $Y(T, h)$ est obtenu à partir du Tableau VI pour la valeur $T = D_2/D_1$.

La valeur de D_{res} peut également être calculée au moyen de la formule:

$$D_{res} = [D_1^h + D_2^h]^{1/h} = D_2 [1 + T^{-h}]^{1/h}$$

TABLEAU V

S (dB)	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
X (dB)	3,0	2,5	2,1	1,8	1,5	1,2	1,0	0,8	0,6	0,5	0,4	0,3	0,3	0,2	0,2	0,1	0,1	0,1	0,1	0,05	0,0

TABLEAU VI

T		1	1,5	2	2,5	3	3,5	4	5	6	7	8	9	10
$Y(T, h)$	$h = 1$	2,00	1,67	1,50	1,40	1,33	1,29	1,25	1,20	1,17	1,14	1,13	1,11	1,10
	$h = 3/2$	1,59	1,34	1,22	1,16	1,13	1,10	1,08	1,06	1,04	1,04	1,03	1,03	1,02
	$h = 2$	1,41	1,20	1,12	1,08	1,05	1,04	1,03	1,02	1,01	1,01	1,01	1,01	1,01

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

LARI, M., MORGANTI, G. et SANTORO, G. [février 1974] La Composition statistique des distorsions dans les systèmes de transmission. *Rev. de l'UER* (Technique), 143.

Documents du CCIR

[1966-69]: **a.** CMTT/170 (OIRT); **b.** CMTT/49 (OIRT).

[1970-74]: **a.** CMTT/42 (Allemagne (République fédérale d)); **b.** CMTT/149 (Canada); **c.** CMTT/57 (Italie); **d.** CMTT/56 (Italie).

[1982-86]: CMTT/17 (Allemagne (République fédérale d)).

BIBLIOGRAPHIE

D'AMATO, P. [avril 1976] La détermination des tolérances pour des chaînes de circuits de télévision. *Rev. de l'UER* (Technique), 156.