

RECOMMANDATION UIT-R BT.1439

**MÉTHODES DE MESURE APPLICABLES AU STUDIO DE TÉLÉVISION
ANALOGIQUE ET À L'ENSEMBLE DU SYSTÈME
DE TÉLÉVISION ANALOGIQUE**

(Question UIT-R 64/11)

(2000)

L'Assemblée des radiocommunications de l'UIT,

considérant

- a) que le bon fonctionnement des studios de télévision analogique et d'autres parties analogiques de la chaîne de télévision nécessite le contrôle précis du fonctionnement correct des diverses sections du système global;
- b) qu'un tel contrôle s'effectue idéalement sur des équipements vidéo analogiques au moyen de signaux d'essai vidéo analogiques appropriés;
- c) qu'il serait souhaitable de normaliser les méthodes de mesure du fonctionnement correct des sections de la chaîne de télévision analogique, basées sur l'utilisation de signaux d'essai vidéo analogiques;
- d) que la Recommandation UIT-T J.61 établit une nomenclature et des méthodes de mesure par l'emploi de signaux d'essai vidéo analogiques en bande de base sur des liaisons de transmission vidéo analogiques;
- e) que la plupart des signaux d'essai et méthodes de mesure décrits dans la Recommandation UIT-T J.61 sont également applicables et en fait déjà largement appliqués à la mesure de la qualité de fonctionnement des chaînes de production vidéo analogiques;
- f) qu'il est souhaitable, dans la mesure du possible, d'appliquer les mêmes signaux et méthodes de mesure à l'ensemble de la chaîne de télévision analogique, comprenant aussi bien les sections de production que les sections de transmission,

recommande

- 1** que les définitions des paramètres vidéo en bande de base (Partie 1 de la présente Recommandation) soient au besoin appliquées aux mesures des paramètres vidéo en bande de base dans les studios de télévision analogiques et dans l'ensemble du système de télévision analogique;
- 2** que les méthodes de mesure et signaux d'essai (Partie 2 et l'Annexe 1 de la présente Recommandation) soient au besoin utilisées pour effectuer des mesures en bande de base vidéo dans les studios de télévision analogiques et l'ensemble du système de télévision analogique;
- 3** que des filtres (Annexe 2 de la présente Recommandation) soient conçus en vue d'être au besoin utilisés pour les mesures en bande de base vidéo dans les studios de télévision analogiques et l'ensemble du système de télévision analogique;
- 4** que, quand on souhaite effectuer des mesures en ligne de la qualité de transmission en bande de base vidéo dans l'ensemble du système de télévision analogique en présence de signaux de programme, les méthodes de mesure et signaux d'essai d'insertion (Annexe 3 de la présente Recommandation) soient au besoin utilisées;
- 5** que les méthodes d'évaluation par le facteur de spécification K (Annexe 4 de la présente Recommandation) de la distorsion du signal sur courte durée soient, si on le souhaite, également appliquées aux mesures dans les studios de télévision analogiques et l'ensemble du système de télévision analogique.

NOTE 1 – Les méthodes de mesure pour les équipements de télévision numériques à entrée et sortie analogiques sont définies dans la Recommandation UIT-R BT.1204. Les méthodes de mesure et signaux d'essai sont les mêmes que ceux de la Recommandation UIT-T J.61.

Définitions des paramètres vidéo

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. 1:

- 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
- 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 L , S et M sont les amplitudes de référence du signal vidéo. 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 complète de trame (en excluant les durées de suppression), exprimée en pourcentage de L .

2 Définitions des paramètres des signaux

2.1 Impédance nominale Z_0

Les impédances d'entrée et de sortie, Z_0 , de chaque dispositif doivent être spécifiées soit comme asymétriques, soit comme symétriques par rapport à la terre.

2.2 Affaiblissement d'adaptation

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

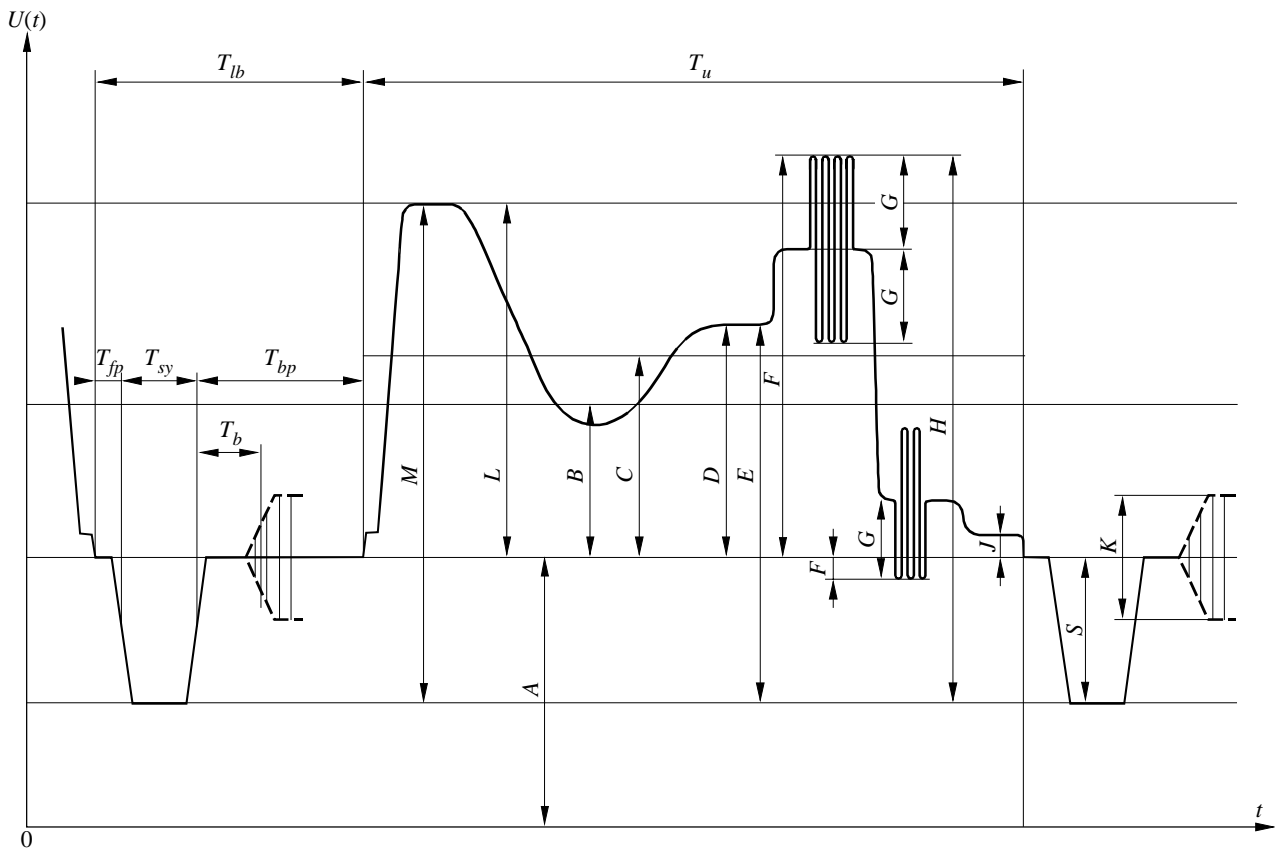
$$20 \log \left| \frac{Z_0 + Z(f)}{Z_0 - Z(f)} \right| \quad \text{dB}$$

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

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

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 fréquentiel si l'affaiblissement d'adaptation est indépendant de la fréquence.

FIGURE 1
Une ligne du signal vidéo couleur composite



1439-01

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, dans la Fig. 1) 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, dans la Fig. 1) 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.

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, dans la Fig. 1).

3 Définitions des paramètres de qualité de transmission

Les définitions données aux § 1.3.2 et suivants supposent que le gain d'insertion nominal du circuit a la valeur définie au § 1.3.1.

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 sur l'amplitude nominale de ce même signal à l'extrémité d'émission. L'amplitude crête-à-crête est définie comme la différence entre les amplitudes mesurées en des points spécifiés du signal utilisé.

3.2 Bruits

3.2.1 Bruit erratique continu

Le rapport signal/bruit, dans le cas de parasites erratiques continus, est défini comme le rapport (dB) de l'amplitude nominale du signal de luminance (L , dans la Fig. 1) sur la valeur quadratique moyenne du bruit, mesurée après limitation de la bande. Le rapport signal/bruit pondéré est défini comme le rapport (dB) de l'amplitude nominale du signal de luminance (L , dans la Fig. 1) sur 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.

3.2.2 Bruit aux basses fréquences

Pour le bruit aux basses fréquences, le rapport signal/bruit est défini comme le rapport (dB) de l'amplitude nominale du signal de luminance (L , dans la Fig. 1) sur 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.

3.2.3 Bruit récurrent

Le rapport signal/bruit, dans le cas des parasites récurrents, est défini comme le rapport (dB) de l'amplitude nominale du signal de luminance (L , dans la Fig. 1) sur 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 et d'autre part pour le ronflement de l'alimentation, y compris ses premières harmoniques.

3.2.4 Bruit impulsif

Le rapport signal/bruit, dans le cas de parasites impulsifs, est défini comme le rapport (dB) de l'amplitude nominale du signal de luminance (L , sur la Fig. 1) à l'amplitude crête-à-crête du bruit impulsif.

3.3 Distorsions non linéaires

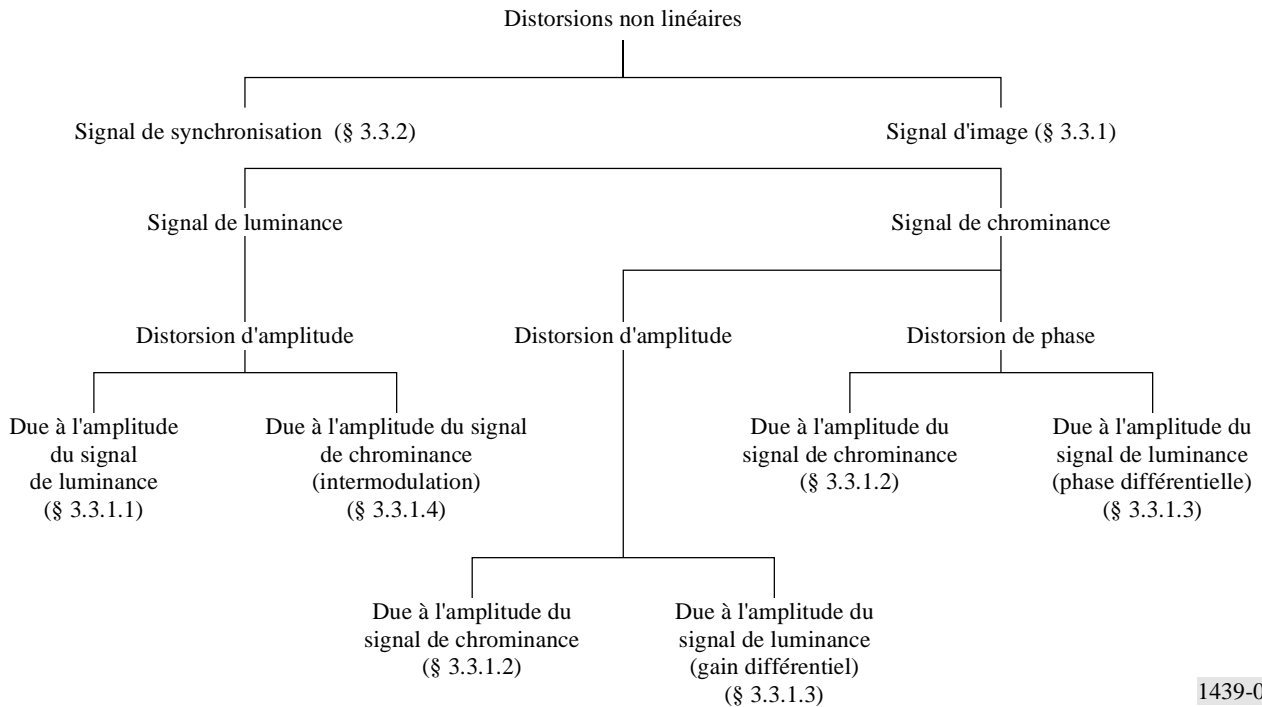
La transmission d'un équipement de télévision peut ne pas être parfaitement linéaire. L'importance des défauts introduits dépend essentiellement de:

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

On ne saurait prétendre, en général, définir complètement cette caractéristique non linéaire pour une chaîne d'équipements de télévision. 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.

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 par rapport à 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.

Une distorsion non linéaire supplémentaire peut encore se produire si l'amplitude du signal varie brusquement.

3.3.1 Signal d'image

3.3.1.1 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.

3.3.1.2 Signal de chrominance

Gain

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 spécifiée.

3.3.1.3 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.

3.3.1.4 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.

3.3.2 Signal de synchronisation

3.3.2.1 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 , dans la Fig. 1), 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.

3.3.2.2 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.

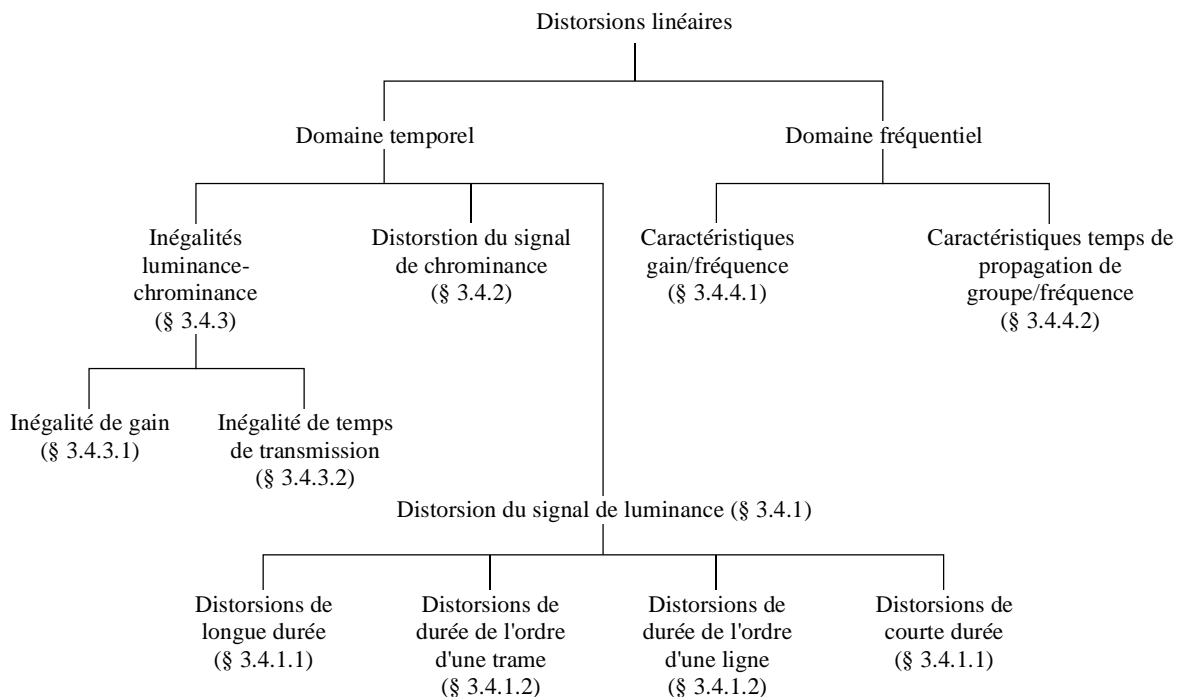
3.4 Distorsions linéaires

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 d'équipements 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.



3.4.1 Distorsion du signal de luminance

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

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.

3.4.1.1 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.

3.4.1.2 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.

3.4.1.3 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.

3.4.1.4 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 la Recommandation UIT-R BT.470).

3.4.2 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.

3.4.3 Inégalités entre luminance et chrominance

3.4.3.1 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.

3.4.3.2 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.

3.4.4 Réponse en régime permanent

3.4.4.1 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.

3.4.4.2 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.

PARTIE 2

Méthodes de mesure et signaux d'essai

1 Introduction

La numérotation des paragraphes de cette partie correspond à celle de la Partie 1.

Pour obtenir des signaux d'essai, on peut utiliser tous les éléments de signaux représentés à l'Annexe 1 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.

La validité des mesures décrites aux § 3.2 à 3.4.2 exige que le gain d'insertion du circuit vérifie les tolérances spécifiées.

2 Mesures des caractéristiques des signaux et de l'équipement de télévision

2.1 Impédance nominale

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.

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 30 dB.

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 30 dB.

NOTE 1 – 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 .

2.3 Composante continue non significative

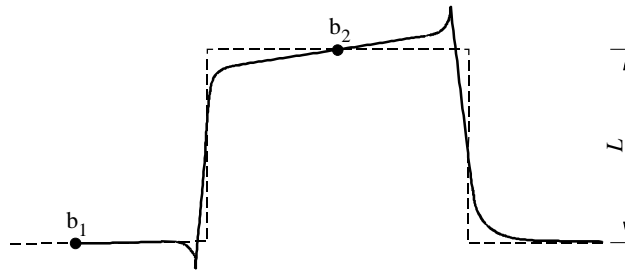
Un signal constitué d'impulsions de synchronisation, au niveau de suppression, est utilisé. Le potentiel du niveau de suppression par rapport à la Terre est mesuré à l'aide d'un appareil couplé en courant continu.

3 Mesures de l'équipement de télévision

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 *b₂* de la Fig. 2) et le niveau de suppression (point *b₁* de la Fig. 2). La valeur qui en résulte pour le signal reçu ne doit pas dépasser les limites spécifiées.

FIGURE 2
Mesure du gain d'insertion



1439-02

3.2 Bruits

3.2.1 Bruit erratique continu

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 de 1 s.

Il est parfois souhaitable de faire précéder l'appareil de mesure d'un filtre de rejection 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 2). 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 de premier ordre, avec une pente de 20 dB par décade.

Pondération

L'instrument de mesure doit aussi être précédé par un réseau unifié de pondération (voir le § 3 de l'Annexe 2 de la présente Recommandation).

3.2.2 Bruit aux basses fréquences

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 2. 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.

3.2.3 Bruit récurrent

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 2. 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 un filtre passe-bas à coupure raide.

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.

3.2.4 Bruit impulsif

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

3.3 Distorsions non linéaires

3.3.1 Signal d'image

3.3.1.1 Signal de luminance

La non-linéarité de luminance se mesure en utilisant le signal d'essai en escalier à cinq marches ($D1$), représenté dans les Fig. 9 et 10. 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 2 indique un filtre possible, dont la réponse a la forme approximative d'un sinus carré (\sin^2)).

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.

3.3.1.2 Signal de chrominance

La non-linéarité de chrominance se mesure avec les signaux d'essai de chrominance à 3 niveaux représentés dans les Fig. 13 ($G2$) et 14.

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 sous-porteuses reçues

i : position de la salve sur le signal G ou $G2$ (1 étant la plus petite et 3 la plus grande)

$k_i = \frac{2i-1}{3}$ 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 $G2$.

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

3.3.1.3 Intermodulation du signal de luminance sur le signal de chrominance

Ces distorsions se mesurent avec le signal d'essai *D2*, représenté dans les Fig. 9 et 10, 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.

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 : 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.

Phase différentielle

La valeur de la phase différentielle est exprimée par deux nombres $+x$ et $-y$ qui représentent les valeurs en degrés 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.

3.3.1.4 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. 13 et 14) et l'amplitude de la section suivante (b_6 dans les Fig. 13 et 14) 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.

3.3.2 Signal de synchronisation

3.3.2.1 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.

3.3.2.2 Distorsion transitoire

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

3.4 Distorsions linéaires

3.4.1 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.

3.4.1.1 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.

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

Cette distorsion se mesure avec le signal d'essai rectangulaire à fréquence de trame, (signal *A*) représenté sur les Fig. 3 et 4a. 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. 4b. Il convient d'indiquer dans le résultat des mesures qu'on a fait usage du signal de fenêtre.

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

Cette distorsion se mesure avec l'élément de signal *B3* (Fig. 5) pour les systèmes à 625 lignes et *B3* ou *B2* (Fig. 6) 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.

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 filtre de Thomson décrit au § 5 de l'Annexe 2.

NOTE 1 – 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.

3.4.1.4 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. 5 et 6, 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. 5 et 6 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 4. 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 .

3.4.2 Inégalité entre luminance et chrominance

3.4.2.1 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.

3.4.2.2 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.

3.4.3 Réponse en régime permanent

3.4.3.1 Gain/fréquence

La caractéristique gain/fréquence se mesure selon une méthode mettant en œuvre un balayage de fréquence, ou à l'aide du signal multisalve représenté dans les Fig. 7 et 8 (signal C).

3.4.3.2 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.

ANNEXE 1

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 UIT-T J.63 indique les combinaisons préférentielles des signaux d'essai d'insertion. Les termes employés pour désigner ces éléments (par exemple, signal $B1$) sont les mêmes que dans la Recommandation UIT-T J.63. 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. 4b).

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 1, où chaque angle de phase est décrit par rapport à l'axe positif ($B-Y$).

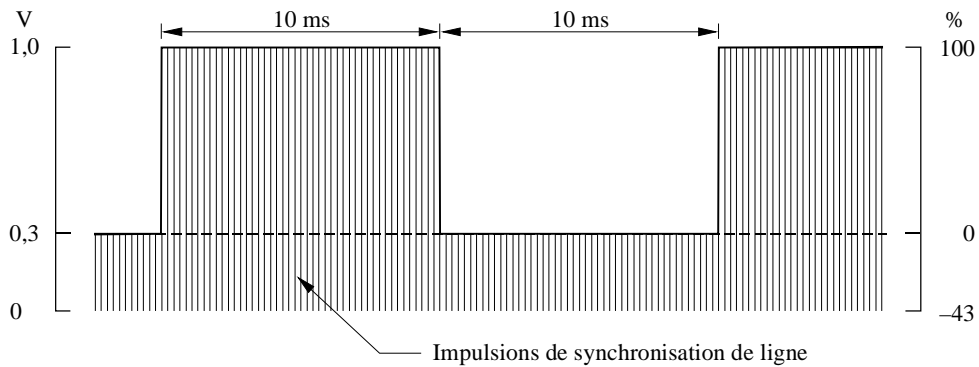
TABLEAU 1

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

⁽¹⁾ Voir la Recommandation UIT-R BT.470 pour les caractéristiques des systèmes.

NOTE 2 – Dans les mesures nécessitant une variation de la composante moyenne de l'image, 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.

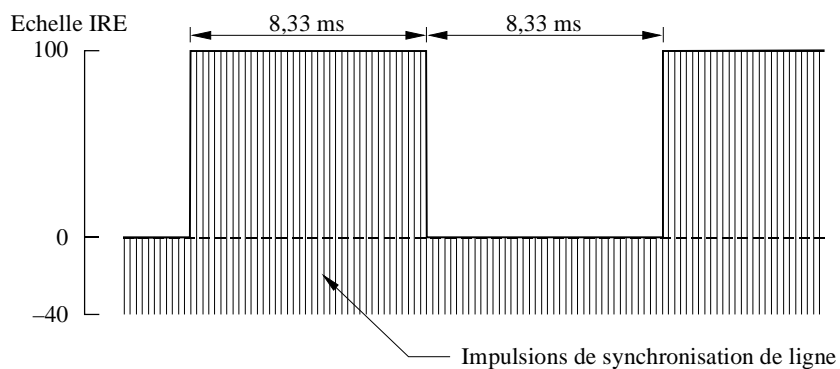
FIGURE 3
Signal A pour systèmes à 625 lignes



Note 1 – Ce signal peut contenir des impulsions de synchronisation trame.

1439-03

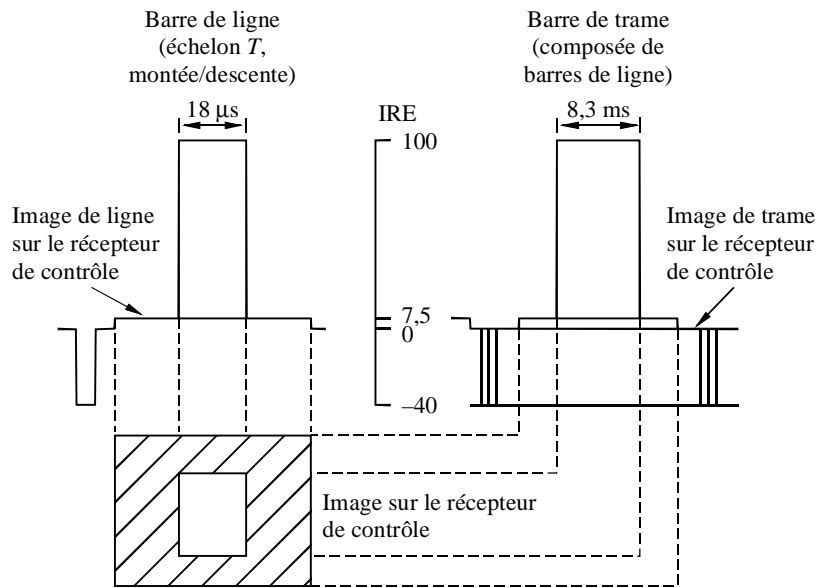
FIGURE 4a
Signal A pour systèmes à 525 lignes



Note 1 – Ce signal peut contenir des impulsions de synchronisation trame.

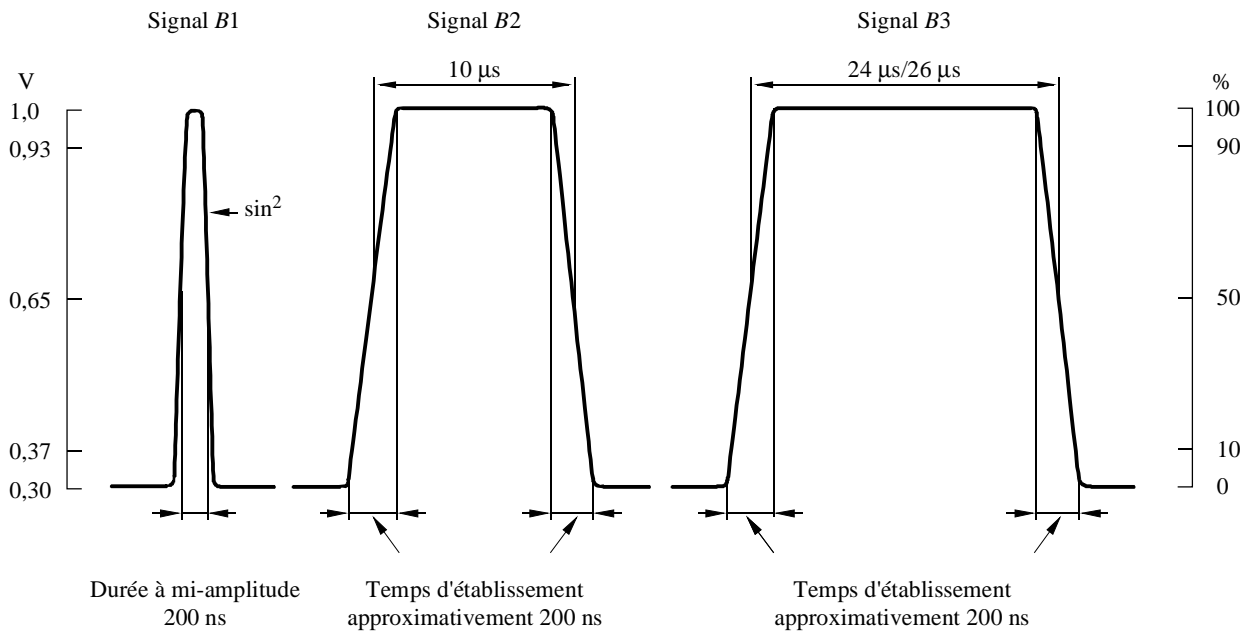
1439-04a

FIGURE 4b
Signal de fenêtre pour systèmes à 525 lignes



1439-04b

FIGURE 5
Signal B pour systèmes à 625 lignes

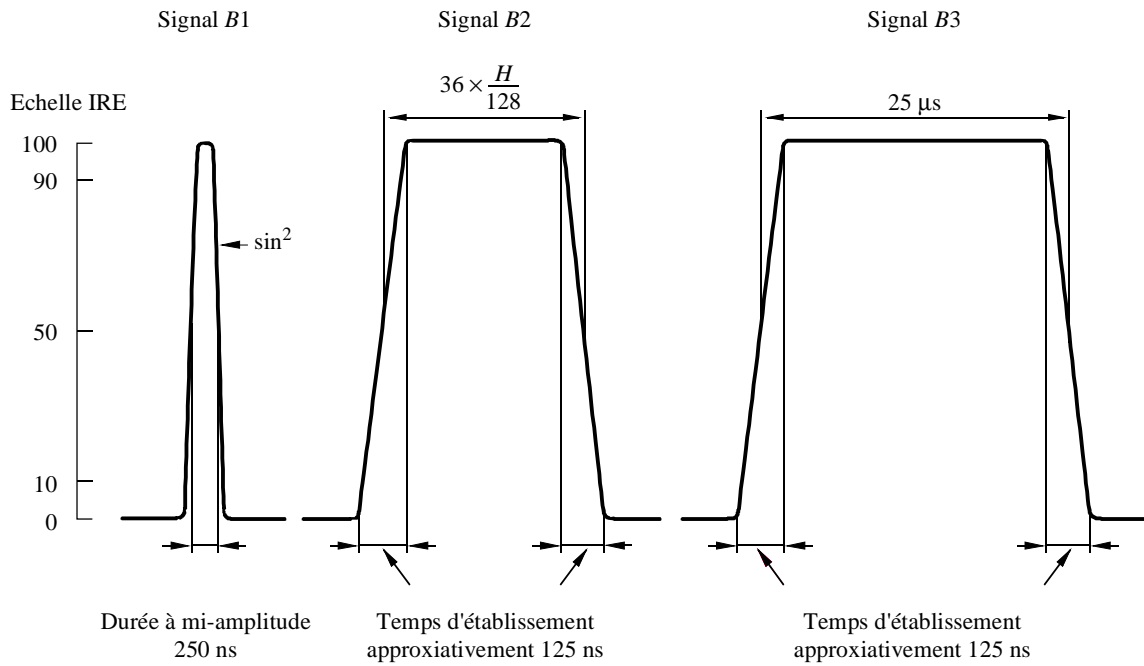


Note 1 – Dans certains pays de l'ex-Organisation internationale de radiodiffusion et de télévision (OIRT), une durée à mi-amplitude de B1 de 160 ns et un temps de montée de B2 de 80 ns sont utilisés.

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

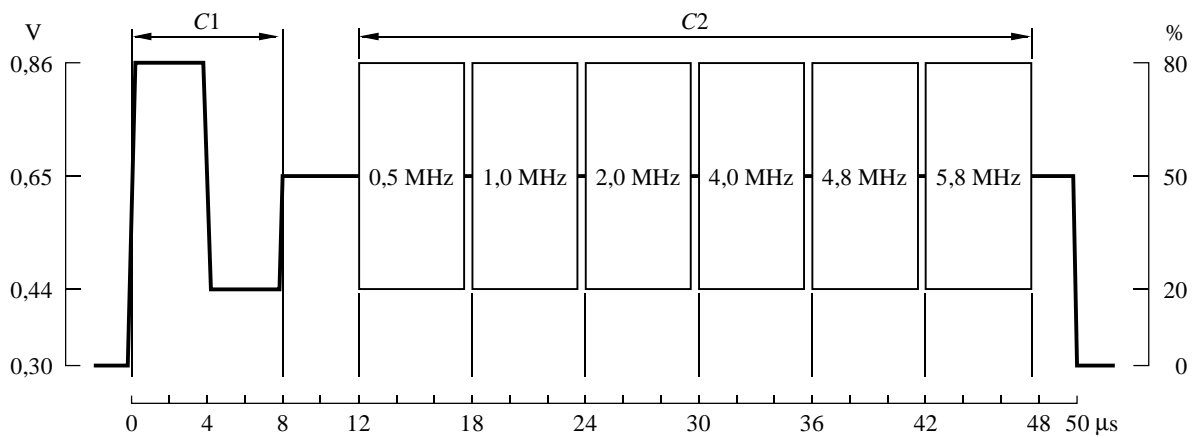
1439-05

FIGURE 6
Signal B pour systèmes à 525 lignes



1439-06

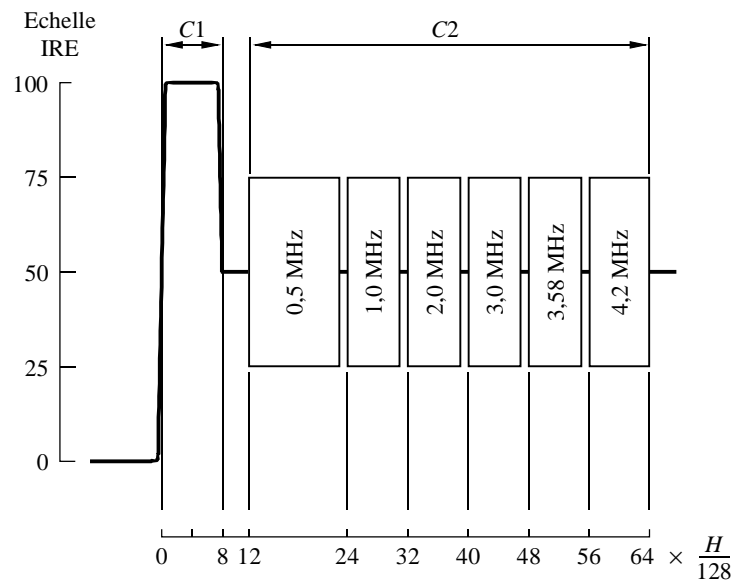
FIGURE 7
Signal C pour systèmes à 625 lignes



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

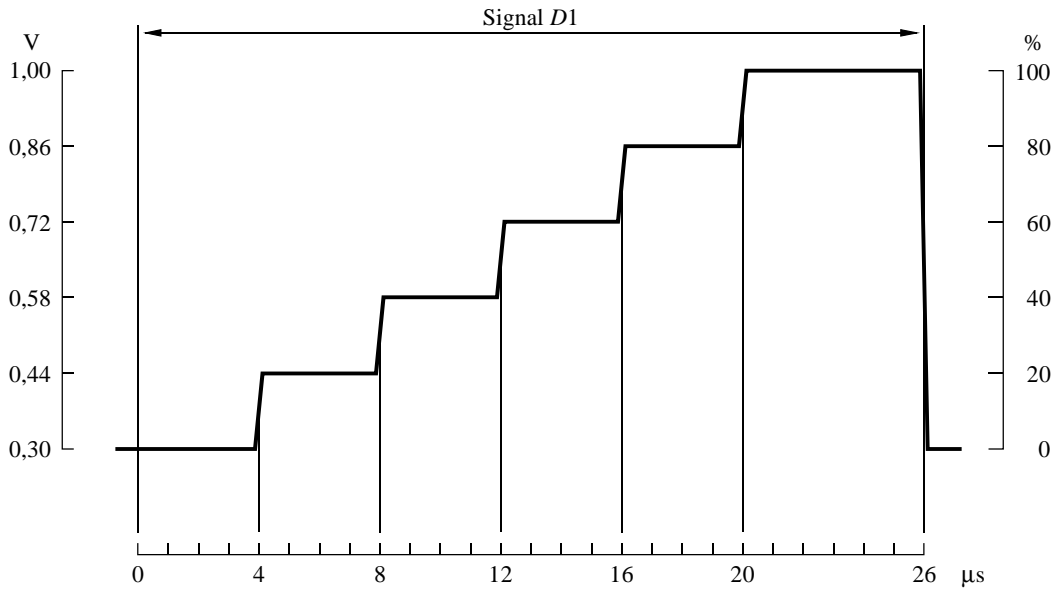
1439-07

FIGURE 8
Signal C pour systèmes à 525 lignes

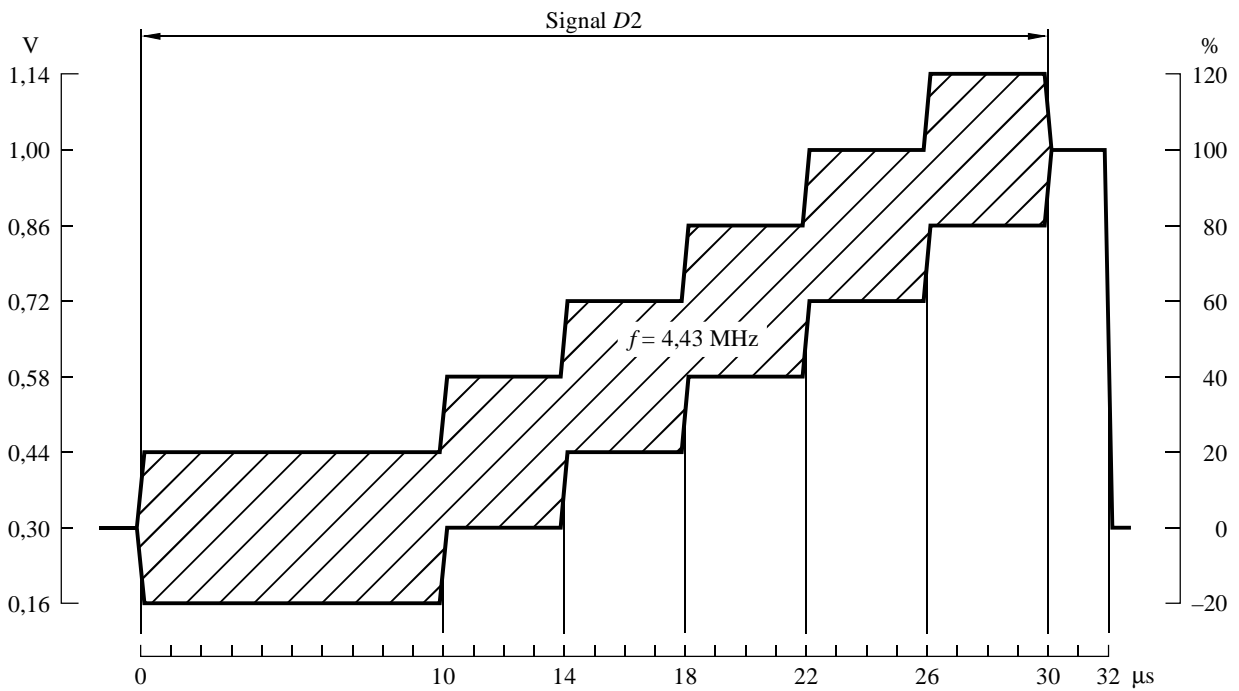


1439-08

FIGURE 9
Signal *D* pour systèmes à 625 lignes



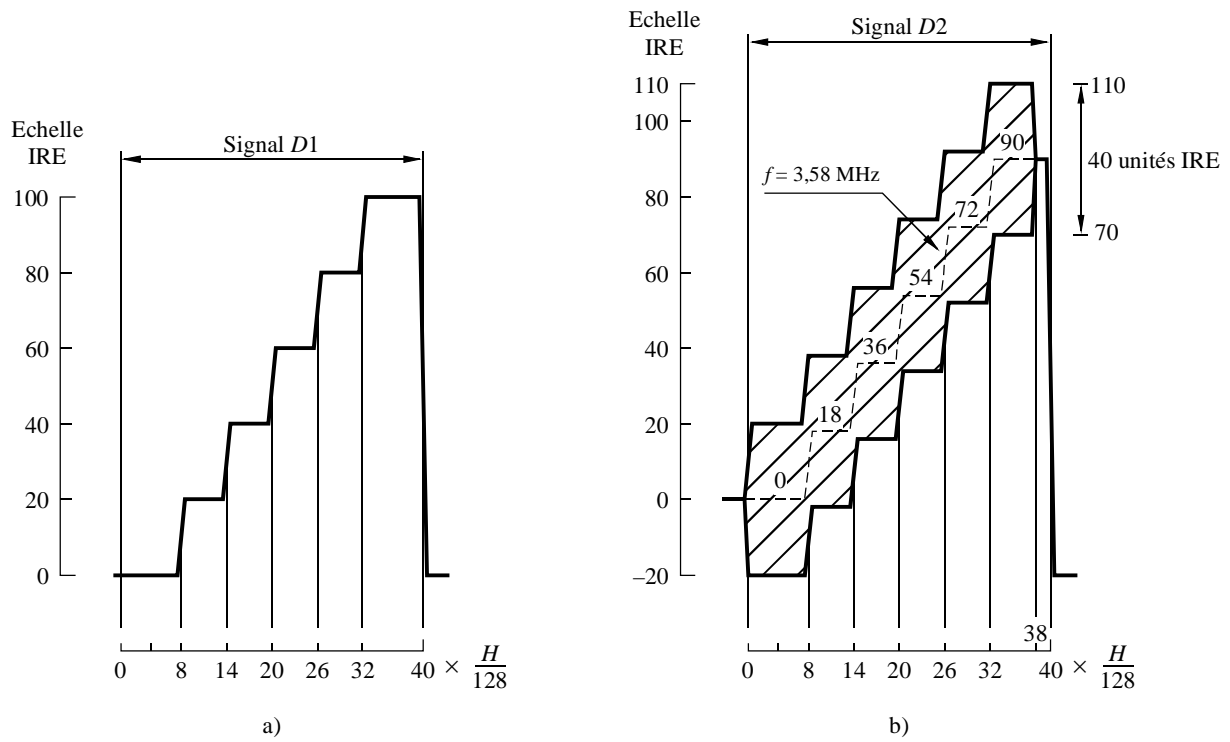
a)



b)

Note 1 – Dans les signaux d'essai à trame entière, chaque marche de l'escalier peut avoir une durée de 8,66 μs.

FIGURE 10
Signal D pour systèmes à 525 lignes

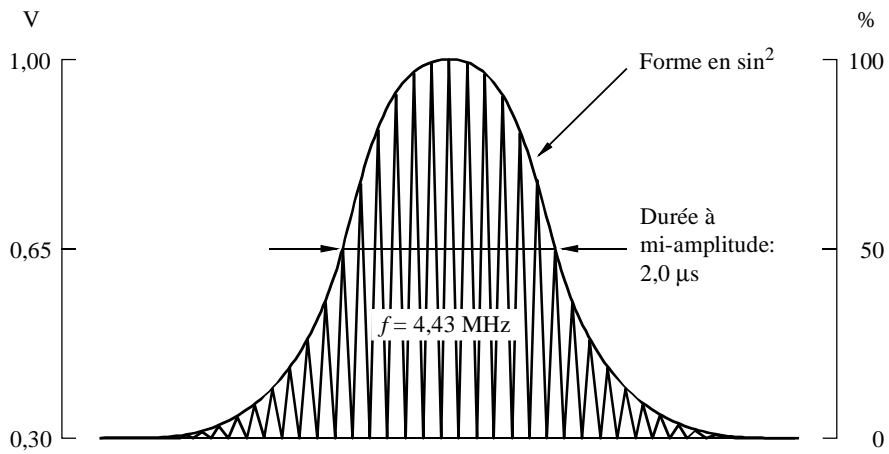


Note 1 – Les ordonnées représentent les amplitudes du signal. Sur la Fig. 10b), les niveaux des marches (en unités IRE) sont indiqués par le trait discontinu.

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

1439-10

FIGURE 11
Signal F pour systèmes à 625 lignes



1439-11

FIGURE 12
Signal *F* pour systèmes à 525 lignes

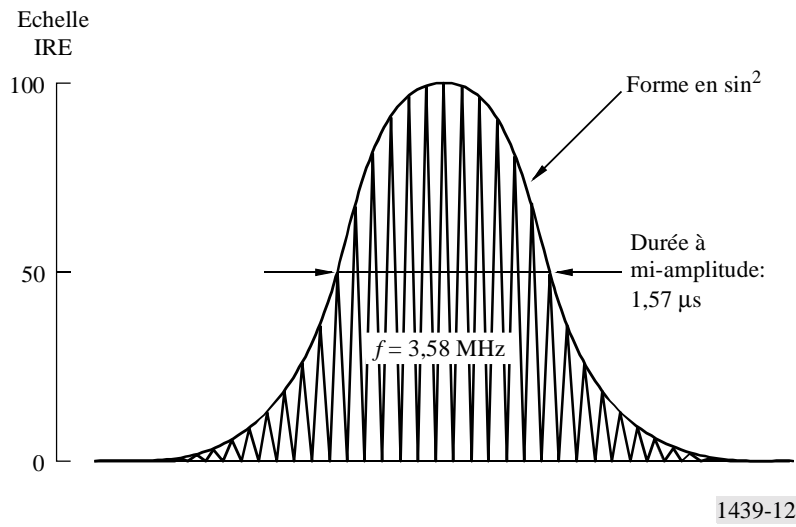


FIGURE 13
Signal *G* pour systèmes à 625 lignes

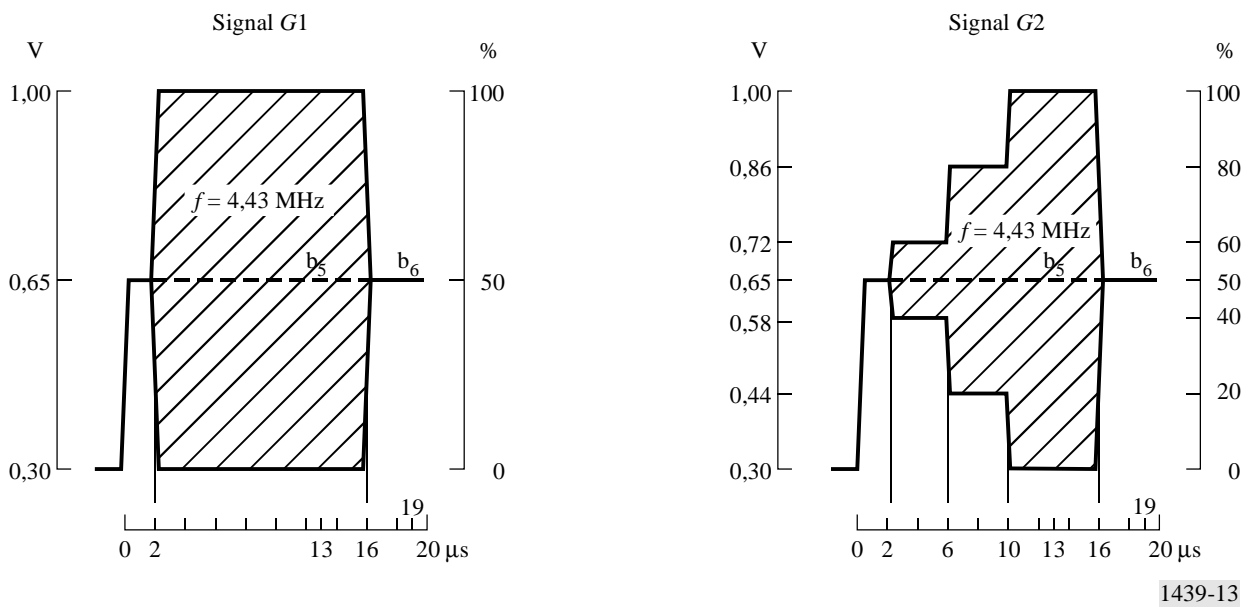
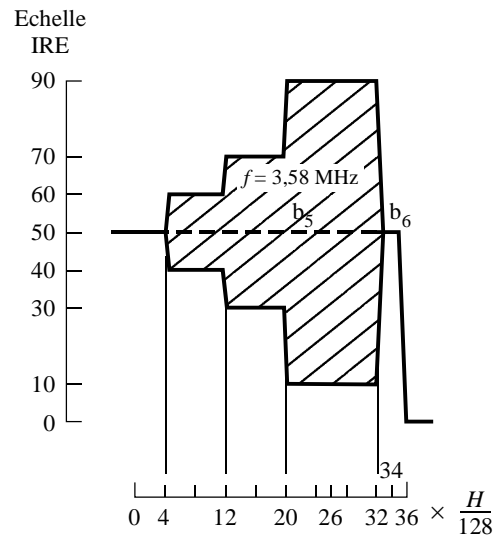


FIGURE 14
Signal *G* pour systèmes à 525 lignes



1439-14

Conception de filtres utilisés pour les mesures

1 Filtres passe-bas pour la mesure du bruit

FIGURE 15
Schéma du filtre passe-bas

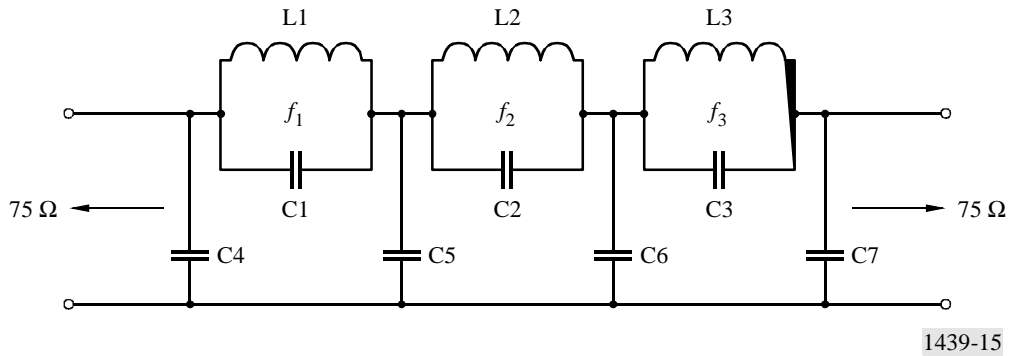


Tableau des valeurs

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	

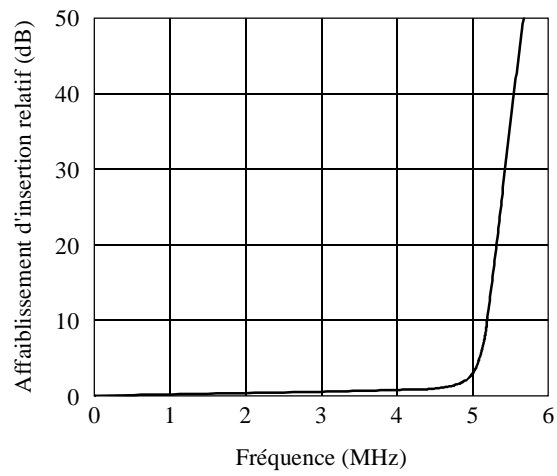
Note 1 – Les inductances sont en μH , les capacités en pF, les fréquences en MHz.

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 telle 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 16
Caractéristiques du filtre passe-bas



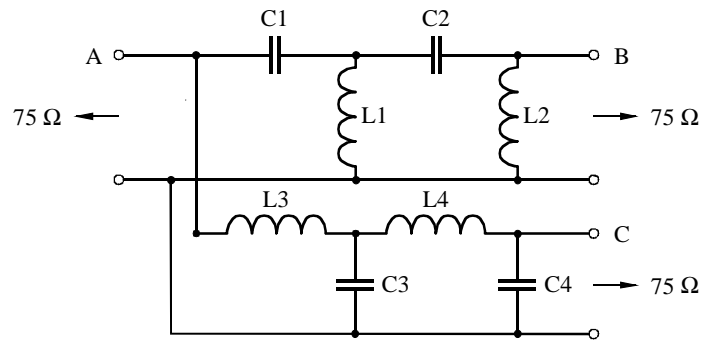
1439-16

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 de cette Annexe pour la mesure des parasites erratiques continus.

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

FIGURE 17
Schéma du filtre combiné



A: entrée
B: sortie du filtre passe-haut
C: sortie du filtre passe-bas

1439-17

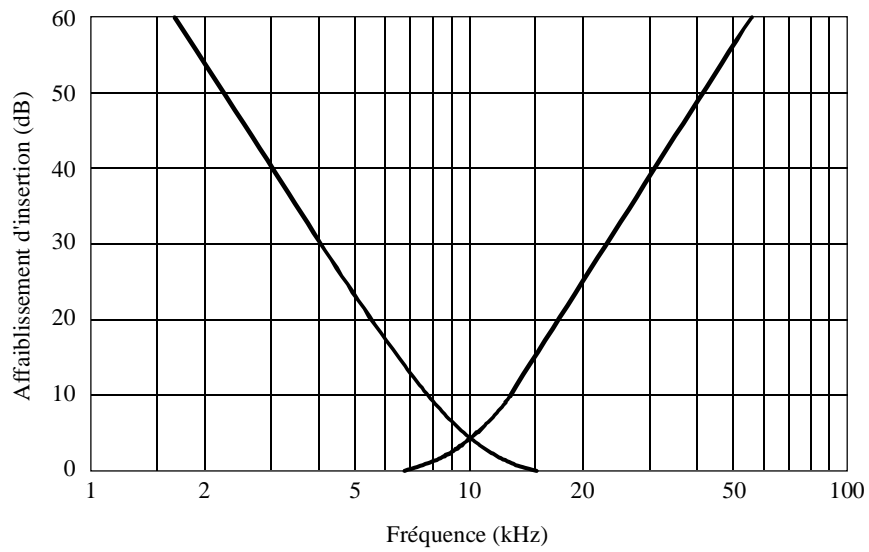
Tableau des valeurs

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 18
Caractéristiques du filtre combiné

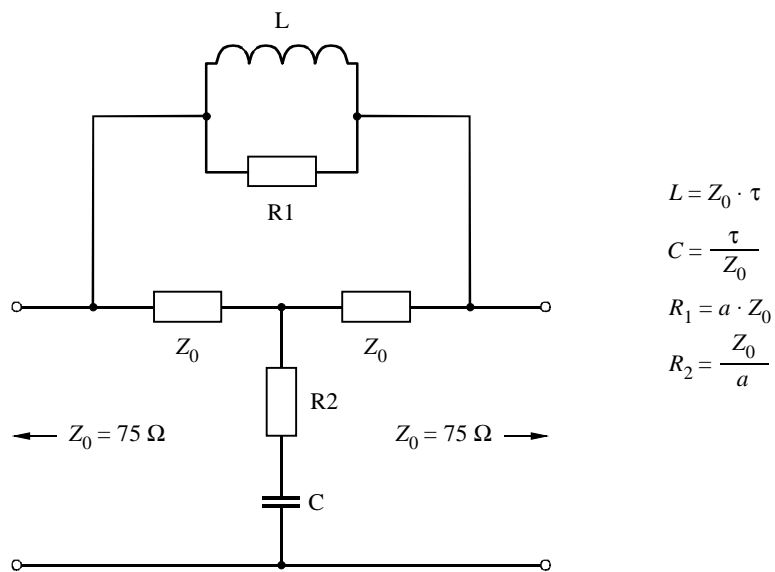


1439-18

3 Réseau unifié de pondération du bruit erratique

3.1 Configuration du réseau

FIGURE 19
Schéma du réseau



1439-19

3.2 Affaiblissement d'insertion A

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

aux fréquences élevées:

$$A_{\infty} \rightarrow 20 \log (1 + a)$$

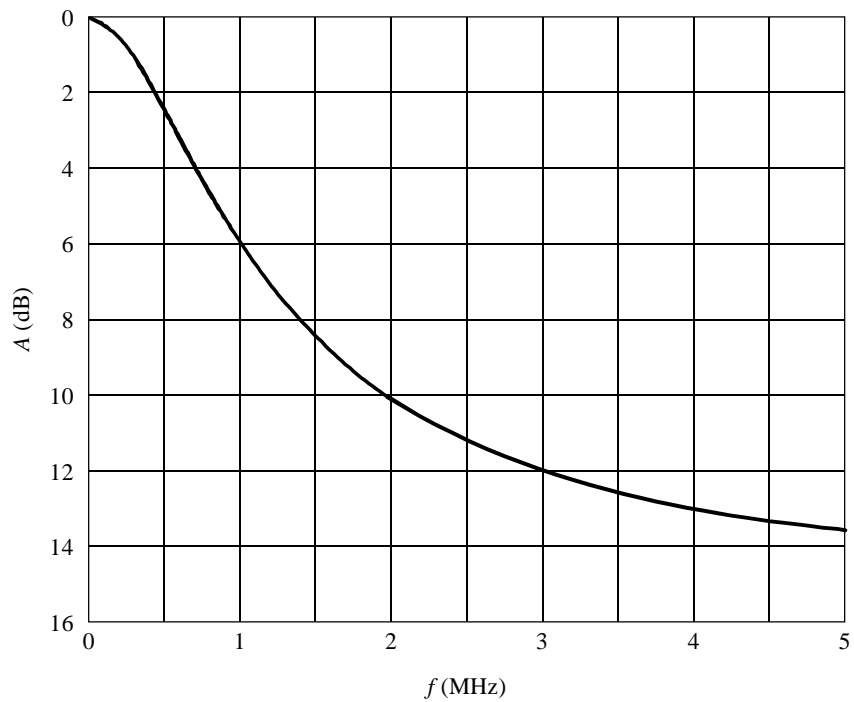
$$(A_{\infty} \rightarrow 14,8 \text{ dB})$$

où:

$$\tau = 245 \text{ ns}$$

$$a = 4,5$$

FIGURE 20
Caractéristiques de pondération unifiée



1439-20

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

Bruit blanc: 7,4 dB

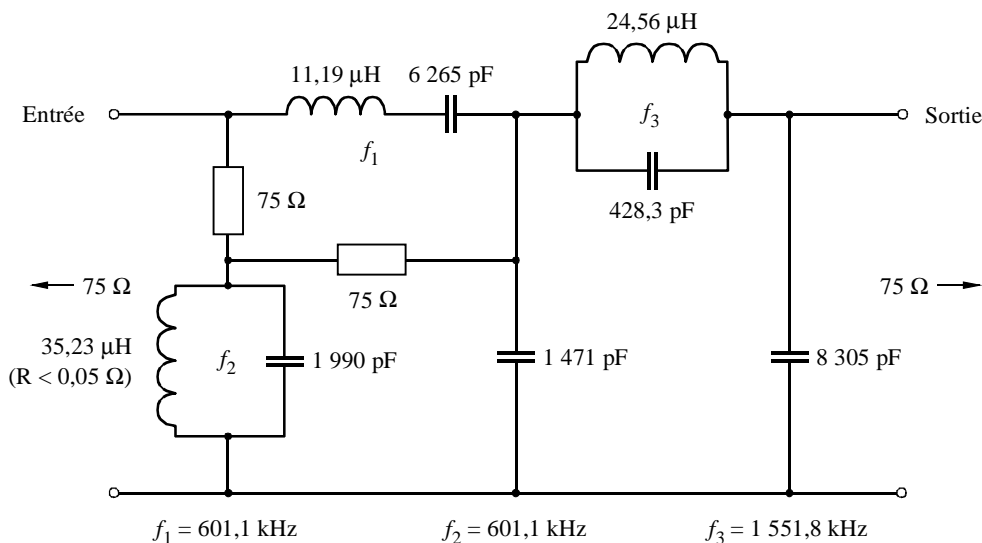
Bruit triangulaire: 12,2 dB

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.

4.1 Réseau à résistance non constante

FIGURE 21
Schéma du réseau à résistance non constante



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

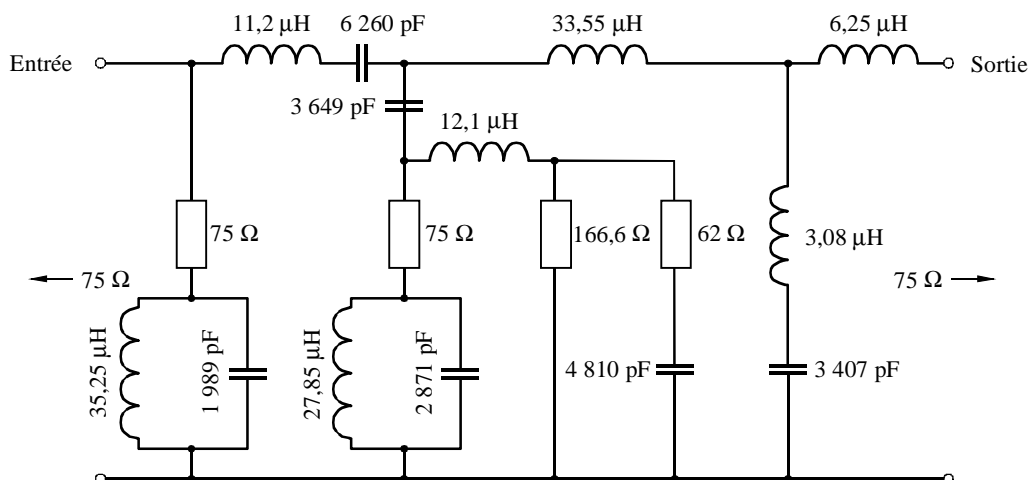
Note 2 – Chaque inductance doit être réglée de telle manière que la résonance ait lieu sur la fréquence indiquée.

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

1439-21

4.2 Réseau à résistance constante

FIGURE 22
Schéma du réseau à résistance constante

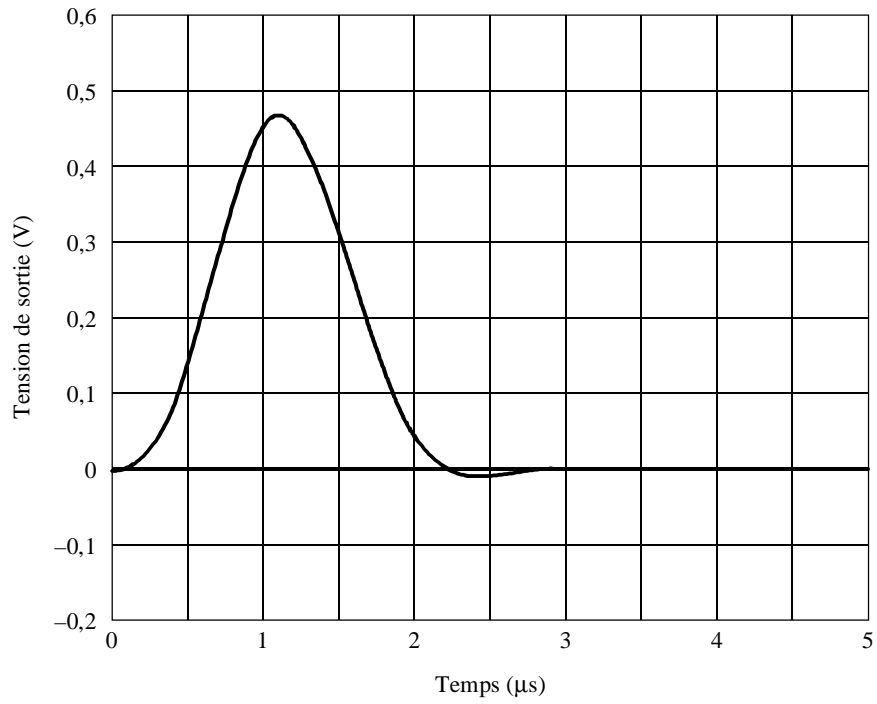


Note 1 – Tolérances sur les capacités et les inductances: $\pm 2\%$, tolérance sur les résistances: $\pm 1\%$. A 1 MHz, le facteur Q de chaque inductance doit être égal ou supérieur à 80.

1439-22

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

FIGURE 23
Réponse transitoire du réseau



1439-23

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

FIGURE 24
Schéma du filtre de Thomson

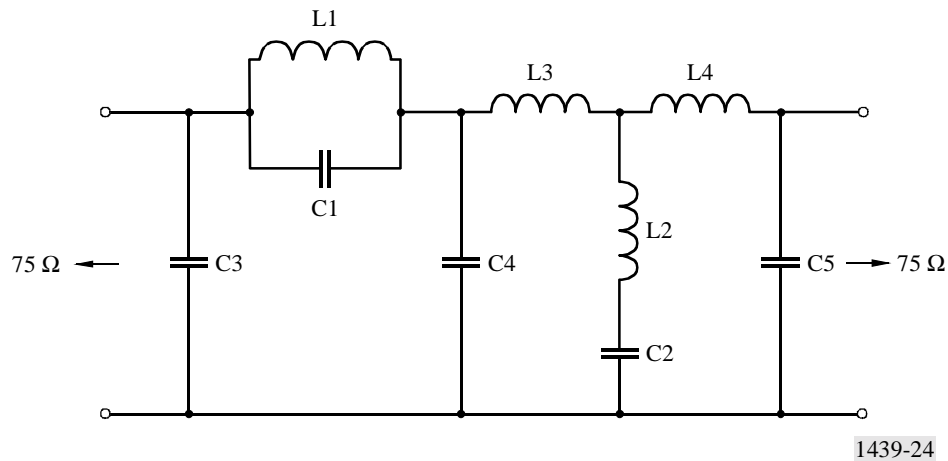


Tableau des valeurs

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

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 Phillips, *Proc. IEE*, Vol. 105B, p. 440.

Méthodes de mesure utilisant des signaux d'essai d'insertion

1 Introduction

Certains éléments décrits dans l'Annexe 1 de la présente Recommandation peuvent être combinés pour produire des signaux d'essai qui pourront être insérés dans les signaux vidéo afin de prendre des mesures en présence de signaux de programme. Les Fig. 25 et 26 donnent des exemples de signaux d'essai d'insertion. L'affectation de ces signaux aux lignes de suppression verticale peut différer de celles employées pour les mesures internationales, comme le spécifie la Recommandation UIT-T J.63.

FIGURE 25

Ligne 17 pour systèmes à 625 lignes

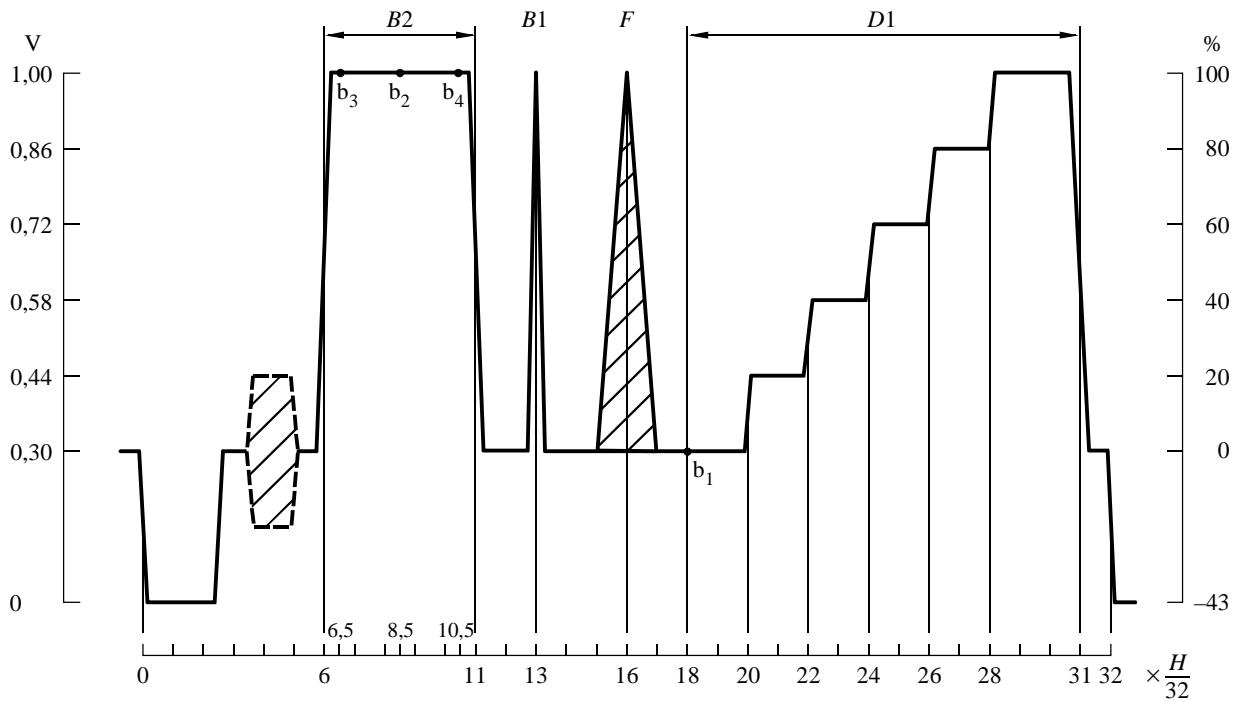
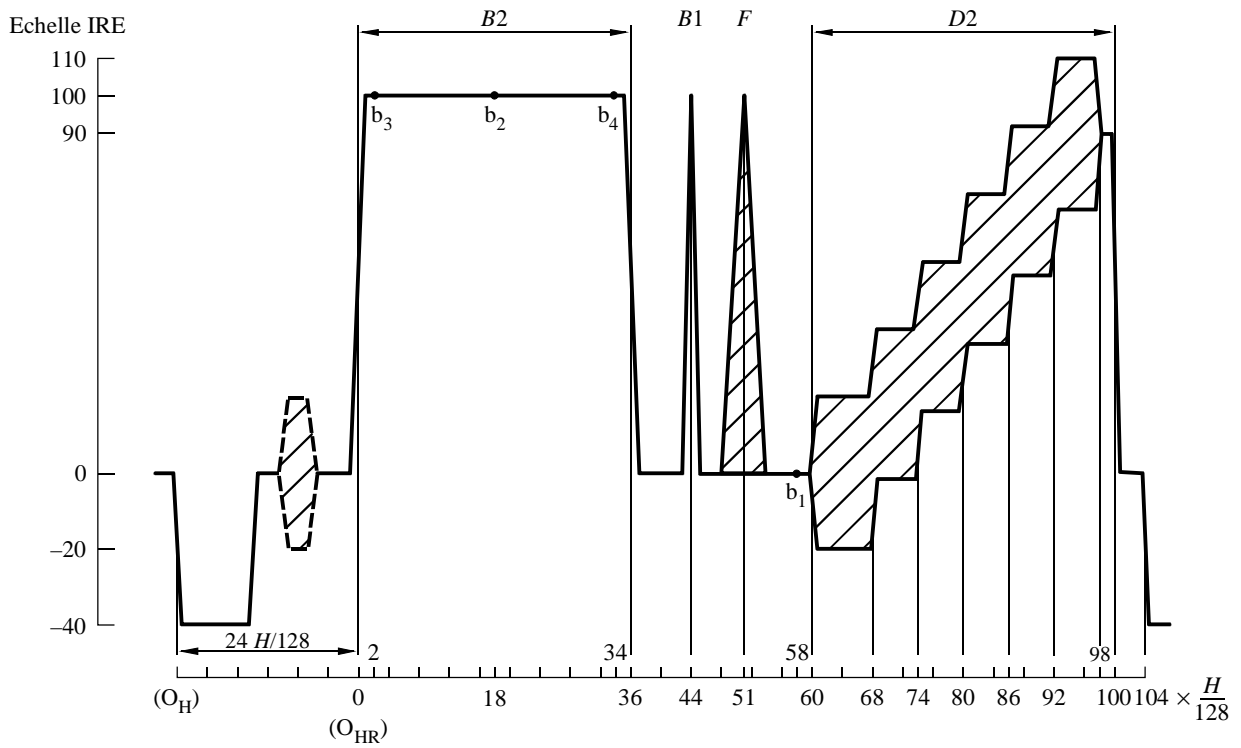


FIGURE 26
Ligne 17/trame 1 pour systèmes à 525 lignes



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 § 3.4.1.4 de la Partie 2.

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 recette.

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 recette, basée sur la réponse à une impulsion en \sin^2 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 recette.

2 Méthode des essais périodiques

Pour les deux premiers paramètres, on utilise les réponses à l'impulsion en \sin^2 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 sur les circuits pour signaux de couleur sous la forme de composantes analogiques. L'élément de signal d'essai nécessaire est une impulsion en \sin^2 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. 27a ou 27b est nécessaire. Les tolérances sur la réponse aux intervalles de temps représentés dans la Fig. 27a 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. 27b.

Pour les gabarits représentés dans les Fig. 27a et 27b:

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

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.

FIGURE 27a
Gabarit pour la réponse au signal d'essai B1 (625 lignes)
 (Durée à mi-amplitude: 200 ns)

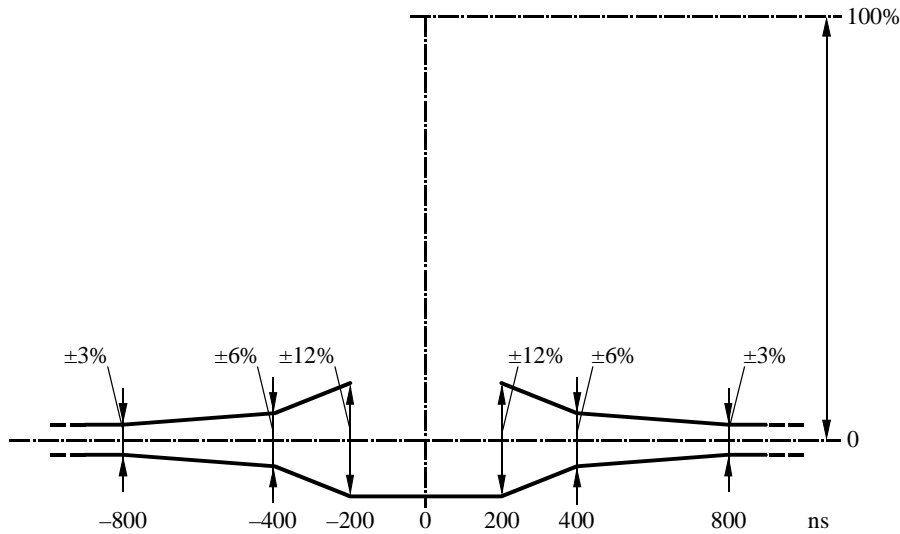
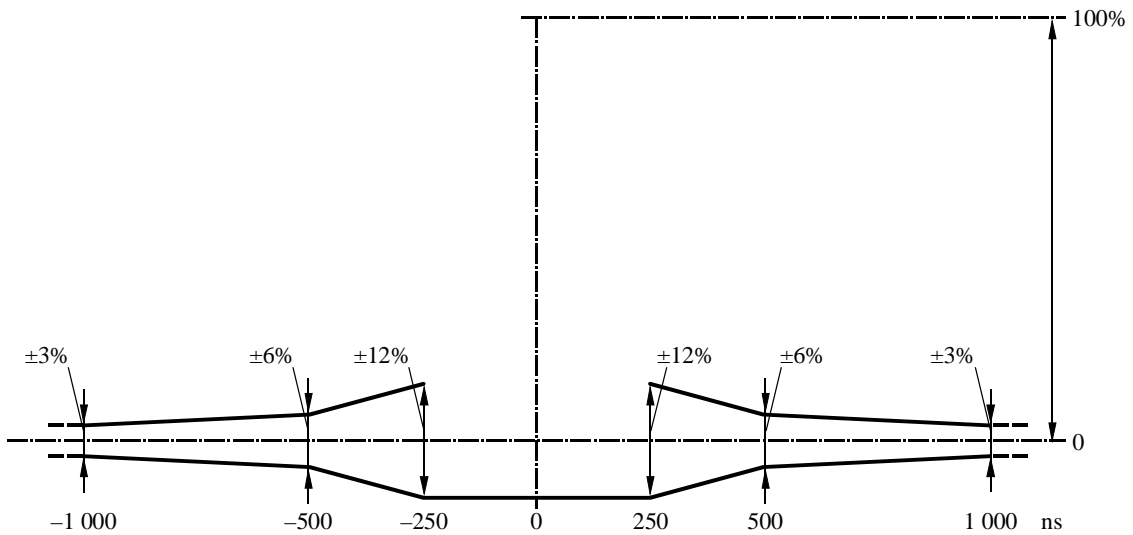


FIGURE 27b
Gabarit pour la réponse au signal d'essai B1 (525 lignes)
 (Durée à mi-amplitude: 250 ns)



1439-27ab

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 $K_{(T)}$ 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 recette

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. 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 le produit des séries $B(rT)$ et $[\frac{1}{2}, 1, \frac{1}{2}]$

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

où:

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

on aura alors:

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

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

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.