



This electronic version (PDF) was scanned by the International Telecommunication Union (ITU) Library & Archives Service from an original paper document in the ITU Library & Archives collections.

La présente version électronique (PDF) a été numérisée par le Service de la bibliothèque et des archives de l'Union internationale des télécommunications (UIT) à partir d'un document papier original des collections de ce service.

Esta versión electrónica (PDF) ha sido escaneada por el Servicio de Biblioteca y Archivos de la Unión Internacional de Telecomunicaciones (UIT) a partir de un documento impreso original de las colecciones del Servicio de Biblioteca y Archivos de la UIT.

(ITU) للاتصالات الدولي الاتحاد في والمحفوظات المكتبة قسم أجراه الضوئي بالمسح تصوير نتاج (PDF) الإلكترونية النسخة هذه والمحفوظات المكتبة قسم في المتوفرة الوثائق ضمن أصلية ورقية وثيقة من نقلًا.

此电子版（PDF版本）由国际电信联盟（ITU）图书馆和档案室利用存于该处的纸质文件扫描提供。

Настоящий электронный вариант (PDF) был подготовлен в библиотечно-архивной службе Международного союза электросвязи путем сканирования исходного документа в бумажной форме из библиотечно-архивной службы МСЭ.



XVII<sup>e</sup> ASSEMBLÉE PLÉNIÈRE  
DÜSSELDORF, 1990



UNION INTERNATIONALE DES TÉLÉCOMMUNICATIONS

**RECOMMANDATIONS  
DU CCIR, 1990**

(AINSI QUE RÉOLUTIONS ET VOEUX)

**VOLUME XII**

**TRANSMISSIONS TÉLÉVISUELLES ET SONORES  
(CMTT)**

**CCIR** COMITÉ CONSULTATIF INTERNATIONAL DES RADIOCOMMUNICATIONS



Genève, 1990

## CCIR

1. Le Comité consultatif international des radiocommunications (CCIR) est l'organe permanent de l'Union internationale des télécommunications qui est chargé «... d'effectuer des études et d'émettre des recommandations sur les questions techniques et d'exploitation se rapportant spécifiquement aux radiocommunications, sans limitation quant à la gamme de fréquences...» (Convention internationale des télécommunications, Nairobi, 1982, Première Partie, Chapitre I, Article 11, numéro 83)\*

2. Le CCIR doit notamment:

a) fournir les bases techniques à l'usage des conférences administratives des radiocommunications et des services de radiocommunication pour assurer l'utilisation efficace du spectre des fréquences radioélectriques et de l'orbite des satellites géostationnaires, sans négliger les besoins des divers services de radiocommunication;

b) recommander pour les systèmes de radiocommunication des normes de fonctionnement ainsi que des mesures techniques qui assurent l'efficacité et la compatibilité de leur interfonctionnement dans les télécommunications internationales;

c) recueillir, échanger, analyser, publier et diffuser des renseignements techniques résultant d'études du CCIR ou tous autres renseignements disponibles pour le développement, la planification et l'exploitation de systèmes de radiocommunication, y compris les mesures spéciales qui pourraient être nécessaires pour faciliter l'exploitation de ces renseignements dans les pays en développement.

\* Voir aussi la Constitution de l'UIT, Nice, 1989, Chapitre 1, Art. 11, numéro 84.



XVII<sup>e</sup> ASSEMBLÉE PLÉNIÈRE  
DÜSSELDORF, 1990



UNION INTERNATIONALE DES TÉLÉCOMMUNICATIONS

**RECOMMANDATIONS  
DU CCIR, 1990**

(AINSI QUE RÉOLUTIONS ET VOEUX)

**VOLUME XII**

**TRANSMISSIONS TÉLÉVISUELLES ET SONORES  
(CMTT)**

**CCIR** COMITÉ CONSULTATIF INTERNATIONAL DES RADIOCOMMUNICATIONS

92-61-04302-X

Genève, 1990



**PLAN DES VOLUMES I A XV  
DE LA XVII<sup>e</sup> ASSEMBLÉE PLÉNIÈRE DU CCIR**

(Düsseldorf, 1990)

|   |  |
|---|--|
| <b>VOLUME I</b> (Recommandations)<br><i>Annexe au Vol. I</i> (Rapports)   | Utilisation du spectre et contrôle des émissions   |
| <b>VOLUME II</b> (Recommandations)<br><i>Annexe au Vol. II</i> (Rapports)   | Services de recherche spatiale et de radioastronomie   |
| <b>VOLUME III</b> (Recommandations)<br><i>Annexe au Vol. III</i> (Rapports)   | Service fixe fonctionnant sur des fréquences inférieures à 30 MHz environ  |
| <b>VOLUME IV-1</b> (Recommandations)<br><i>Annexe au Vol. IV-1</i> (Rapports)   | Service fixe par satellite   |
| <b>VOLUMES IV/IX-2</b> (Recommandations)<br><i>Annexe aux Vol. IV/IX-2</i> (Rapports)   | Partage des fréquences et coordination entre le service fixe par satellite et les faisceaux hertziens  |
| <b>VOLUME V</b> (Recommandations)<br><i>Annexe au Vol. V</i> (Rapports)   | Propagation dans les milieux non ionisés   |
| <b>VOLUME VI</b> (Recommandations)<br><i>Annexe au Vol. VI</i> (Rapports)   | Propagation dans les milieux ionisés   |
| <b>VOLUME VII</b> (Recommandations)<br><i>Annexe au Vol. VII</i> (Rapports)   | Fréquences étalon et signaux horaires  |
| <b>VOLUME VIII</b> (Recommandations)<br><br><i>Annexe 1 au Vol. VIII</i> (Rapports)<br><br><i>Annexe 2 au Vol. VIII</i> (Rapports)<br><i>Annexe 3 au Vol. VIII</i> (Rapports) | Services mobile, de radiorepérage et d'amateur y compris les services par satellite associés<br>Service mobile terrestre – Service d'amateur – Service d'amateur par satellite<br>Service mobile maritime<br>Services mobiles par satellite (aéronautique, terrestre, maritime, mobile et radiorepérage) – Service mobile aéronautique |
| <b>VOLUME IX-1</b> (Recommandations)<br><i>Annexe au Vol. IX-1</i> (Rapports)   | Service fixe utilisant les faisceaux hertziens   |
| <b>VOLUME X-1</b> (Recommandations)<br><i>Annexe au Vol. X-1</i> (Rapports)   | Service de radiodiffusion (sonore)   |
| <b>VOLUMES X/XI-2</b> (Recommandations)<br><i>Annexe aux Vol. X/XI-2</i> (Rapports)   | Service de radiodiffusion par satellite (radiodiffusion sonore et télévision)  |
| <b>VOLUMES X/XI-3</b> (Recommandations)<br><i>Annexe aux Vol. X/XI-3</i> (Rapports)   | Enregistrement sonore et télévisuel  |
| <b>VOLUME XI-1</b> (Recommandations)<br><i>Annexe au Vol. XI-1</i> (Rapports)   | Service de radiodiffusion (télévision)   |
| <b>VOLUME XII</b> (Recommandations)<br><i>Annexe au Vol. XII</i> (Rapports)   | Transmissions télévisuelles et sonores (CMTT)  |
| <b>VOLUME XIII</b> (Recommandations)  | Vocabulaire (CCV)  |
| <b>VOLUME XIV</b>   | Textes administratifs du CCIR  |
| <b>VOLUME XV-1</b> (Questions)  | Commissions d'études 1, 12, 5, 6, 7  |
| <b>VOLUME XV-2</b> (Questions)  | Commission d'études 8  |
| <b>VOLUME XV-3</b> (Questions)  | Commissions d'études 10, 11, CMTT  |
| <b>VOLUME XV-4</b> (Questions)  | Commissions d'études 4, 9  |

Sauf indication contraire, les références aux Recommandations, Rapports, Résolutions, Vœux, Décisions et Questions à l'intérieur des textes du CCIR sont celles de l'édition 1990, et seul le numéro principal est mentionné.

**RÉPARTITION DES TEXTES DE LA XVII<sup>e</sup> ASSEMBLÉE PLÉNIÈRE DU CCIR  
PARMI LES VOLUMES I A XV**

Les Volumes I à XV et leurs Annexes, XVII<sup>e</sup> Assemblée plénière, contiennent tous les textes du CCIR actuellement en vigueur. Ils se substituent à ceux de l'édition de la XVI<sup>e</sup> Assemblée plénière, Dubrovnik, 1986.

1. Les Recommandations, Résolutions et Vœux sont contenus dans les Volumes I à XIV et les Rapports et Décisions dans les Annexes aux Volumes I à XII.

1.1 *Indications sur la numérotation de ces textes*

Lorsqu'une Recommandation, un Rapport, une Résolution ou un Vœu a été révisé, ce texte conserve son numéro auquel on ajoute un trait d'union et un chiffre indiquant le nombre de révisions successives. Cependant, dans le corps même du texte des Recommandations, des Rapports, des Résolutions, des Vœux et des Décisions, seul le numéro principal sera mentionné (par exemple, Recommandation 253) étant entendu que l'on se réfère à la version la plus récente du texte, sauf mention contraire.

Les numéros de ces textes figurent dans les tableaux ci-dessous; le chiffre indiquant le nombre de révisions successives n'a pas été mentionné dans les tableaux. Pour plus de détails sur la numérotation, voir le Volume XIV.

1.2 *Recommandations*

| Numéro   | Volume  | Numéro   | Volume  | Numéro   | Volume  |
|----------|---------|----------|---------|----------|---------|
| 48       | X-1     | 368-370  | V       | 479      | II      |
| 80       | X-1     | 371-373  | VI      | 480      | III     |
| 106      | III     | 374-376  | VII     | 481-484  | IV-1    |
| 139      | X-1     | 377, 378 | I       | 485, 486 | VII     |
| 162      | III     | 380-393  | IX-1    | 487-493  | VIII-2  |
| 182      | I       | 395-405  | IX-1    | 494      | VIII-1  |
| 215, 216 | X-1     | 406      | IV/IX-2 | 496      | VIII-2  |
| 218, 219 | VIII-2  | 407, 408 | X/XI-3  | 497      | IX-1    |
| 239      | I       | 411, 412 | X-1     | 498      | X-1     |
| 240      | III     | 415      | X-1     | 500      | XI-1    |
| 246      | III     | 417      | XI-1    | 501      | X/XI-3  |
| 257      | VIII-2  | 419      | XI-1    | 502, 503 | XII     |
| 265      | X/XI-3  | 428      | VIII-2  | 505      | XII     |
| 266      | XI-1    | 430, 431 | XIII    | 508      | I       |
| 268      | IX-1    | 433      | I       | 509, 510 | II      |
| 270      | IX-1    | 434, 435 | VI      | 513-517  | II      |
| 275, 276 | IX-1    | 436      | III     | 518-520  | III     |
| 283      | IX-1    | 439      | VIII-2  | 521-524  | IV-1    |
| 290      | IX-1    | 441      | VIII-3  | 525-530  | V       |
| 302      | IX-1    | 443      | I       | 531-534  | VI      |
| 305, 306 | IX-1    | 444      | IX-1    | 535-538  | VII     |
| 310, 311 | V       | 446      | IV-1    | 539      | VIII-1  |
| 313      | VI      | 450      | X-1     | 540-542  | VIII-2  |
| 314      | II      | 452, 453 | V       | 546-550  | VIII-3  |
| 326      | I       | 454-456  | III     | 552, 553 | VIII-3  |
| 328, 329 | I       | 457, 458 | VII     | 555-557  | IX-1    |
| 331, 332 | I       | 460      | VII     | 558      | IV/IX-2 |
| 335, 336 | III     | 461      | XIII    | 559-562  | X-1     |
| 337      | I       | 463      | IX-1    | 565      | XI-1    |
| 338, 339 | III     | 464-466  | IV-1    | 566      | X/XI-2  |
| 341      | V       | 467, 468 | X-1     | 567-572  | XII     |
| 342-349  | III     | 469      | X/XI-3  | 573, 574 | XIII    |
| 352-354  | IV-1    | 470-472  | XI-1    | 575      | I       |
| 355-359  | IV/IX-2 | 473, 474 | XII     | 576-578  | II      |
| 362-364  | II      | 475, 476 | VIII-2  | 579, 580 | IV-1    |
| 367      | II      | 478      | VIII-1  | 581      | V       |

## IV

1.2 *Recommandations (suite)*

| Numéro   | Volume  | Numéro   | Volume    | Numéro   | Volume             |
|----------|---------|----------|-----------|----------|--------------------|
| 582, 583 | VII     | 625-631  | VIII-2    | 676-682  | V                  |
| 584      | VIII-1  | 632, 633 | VIII-3    | 683, 684 | VI                 |
| 585-589  | VIII-2  | 634-637  | IX        | 685, 686 | VH                 |
| 591      | VIII-3  | 638-641  | X-1       | 687      | VIII-1             |
| 592-596  | IX-1    | 642      | X-1       | 688-693  | VIII-2             |
| 597-599  | X-1     | 643, 644 | X-1       | 694      | VIII-3             |
| 600      | X/XI-2  | 645      | X-1 + XII | 695-701  | IX-1               |
| 601      | XI-1    | 646, 647 | X-1       | 702-704  | X-1                |
| 602      | X/XI-3  | 648, 649 | X/XI-3    | 705      | X-1 <sup>(1)</sup> |
| 603-606  | XII     | 650-652  | X/XI-2    | 706-708  | X-1                |
| 607, 608 | XIII    | 653-656  | XI-1      | 709-711  | XI-1               |
| 609-611  | II      | 657      | X/XI-3    | 712      | X/XI-2             |
| 612, 613 | III     | 658-661  | XII       | 713-716  | X/XI-3             |
| 614      | IV-1    | 662-666  | XIII      | 717-721  | XII                |
| 615      | IV/IX-2 | 667-669  | I         | 722      | XII                |
| 616-620  | V       | 670-673  | IV-1      | 723, 724 | XII                |
| 622-624  | VIII-1  | 674, 675 | IV/IX-2   |          |                    |

1.3 *Rapports*

| Numéro   | Volume            | Numéro   | Volume            | Numéro   | Volume |
|----------|-------------------|----------|-------------------|----------|--------|
| 19       | III               | 319      | VIII-1            | 472      | X-1    |
| 122      | XI-1              | 322      | VI <sup>(1)</sup> | 473      | X/XI-2 |
| 137      | IX-1              | 324      | I                 | 476      | XI-1   |
| 181      | I                 | 327      | III               | 478      | XI-1   |
| 183      | III               | 336*     | V                 | 481-485  | XI-1   |
| 195      | III               | 338      | V                 | 488      | XII    |
| 197      | III               | 340      | VI <sup>(1)</sup> | 491      | XII    |
| 203      | III               | 342      | VI                | 493      | XII    |
| 208      | IV-1              | 345      | III               | 496, 497 | XII    |
| 209      | IV/IX-2           | 347      | III               | 499      | VIII-1 |
| 212      | IV-1              | 349      | III               | 500, 501 | VIII-2 |
| 214      | IV-1              | 354-357  | III               | 509      | VIII-3 |
| 215      | X/XI-2            | 358      | VIII-1            | 516      | X-1    |
| 222      | II                | 363, 364 | VII               | 518      | VII    |
| 224      | II                | 371, 372 | I                 | 521, 522 | I      |
| 226      | II                | 375, 376 | IX-1              | 525, 526 | I      |
| 227*     | V                 | 378-380  | IX-1              | 528      | I      |
| 228, 229 | V                 | 382      | IV/IX-2           | 533      | I      |
| 238, 239 | V                 | 384      | IV-1              | 535, 536 | II     |
| 249-251  | VI                | 386-388  | IV/IX-2           | 538      | II     |
| 252      | VI <sup>(1)</sup> | 390, 391 | IV-1              | 540, 541 | II     |
| 253-255  | VI                | 393      | IV/IX-2           | 543      | II     |
| 258-260  | VI                | 395      | II                | 546      | II     |
| 262, 263 | VI                | 401      | X-1               | 548      | II     |
| 265, 266 | VI                | 404      | XI-1              | 549-551  | III    |
| 267      | VII               | 409      | XI-1              | 552-558  | IV-1   |
| 270, 271 | VII               | 411, 412 | XII               | 560, 561 | IV-1   |
| 272, 273 | I                 | 430-432  | VI                | 562-565  | V      |
| 275-277  | I                 | 435-437  | III               | 567      | V      |
| 279      | I                 | 439      | VII               | 569      | V      |
| 285      | IX-1              | 443      | IX-1              | 571      | VI     |
| 287*     | IX-1              | 445      | IX-1              | 574, 575 | VI     |
| 289*     | IX-1              | 448, 449 | IV/IX-2           | 576-580  | VII    |
| 292      | X-1               | 451      | IV-1              | 584, 585 | VIII-2 |
| 294      | X/XI-3            | 453-455  | IV-1              | 588      | VIII-2 |
| 300      | X-1               | 456      | II                | 607      | IX-1   |
| 302-304  | X-1               | 458      | X-1               | 610*     | IX-1   |
| 311-313  | XI-1              | 463, 464 | X-1               | 612-615  | IX-1   |
| 314      | XII               | 468, 469 | X/XI-3            | 622      | X/XI-3 |

\* Non réimprimé, voir Dubrovnik, 1986.

(1) Publié séparément.

1.3 *Rapports (suite)*

| Numéro   | Volume  | Numéro   | Volume     | Numéro     | Volume  |
|----------|---------|----------|------------|------------|---------|
| 624-626  | XI-1    | 790-793  | IV/IX-2    | 972-979    | I       |
| 628, 629 | XI-1    | 795      | X-1        | 980-985    | II      |
| 630      | X/XI-3  | 798, 799 | X-1        | 987, 988   | II      |
| 631-634  | X/XI-2  | 801, 802 | XI-1       | 989-996    | III     |
| 635-637  | XII     | 803      | X/XI-3     | 997-1004   | IV-1    |
| 639      | XII     | 804, 805 | XI-1       | 1005, 1006 | IV/IX-2 |
| 642, 643 | XII     | 807-812  | X/XI-2     | 1007-1010  | V       |
| 646-648  | XII     | 814      | X/XI-2     | 1011, 1012 | VI      |
| 651      | I       | 815, 816 | XII        | 1016, 1017 | VII     |
| 654-656  | I       | 818-823  | XII        | 1018-1025  | VIII-1  |
| 659      | I       | 826-842  | I          | 1026-1033  | VIII-2  |
| 662-668  | I       | 843-854  | II         | 1035-1039  | VIII-2  |
| 670, 671 | I       | 857      | III        | 1041-1044  | VIII-2  |
| 672-674  | II      | 859-865  | III        | 1045       | VIII-3  |
| 676-680  | II      | 867-870  | IV-1       | 1047-1051  | VIII-3  |
| 682-685  | II      | 872-875  | IV-1       | 1052-1057  | IX-1    |
| 687      | II      | 876, 877 | IV/IX-2    | 1058-1061  | X-1     |
| 692-697  | II      | 879, 880 | V          | 1063-1072  | X-1     |
| 699, 700 | II      | 882-885  | V          | 1073-1076  | X/XI-2  |
| 701-704  | III     | 886-895  | VI         | 1077-1089  | XI-1    |
| 706      | IV-1    | 896-898  | VII        | 1090-1092  | XII     |
| 709      | IV/IX-2 | 899-904  | VIII-1     | 1094-1096  | XII     |
| 710      | IV-1    | 908      | VIII-2     | 1097-1118  | I       |
| 712, 713 | IV-1    | 910, 911 | VIII-2     | 1119-1126  | II      |
| 714-724  | V       | 913-915  | VIII-2     | 1127-1133  | III     |
| 725-729  | VI      | 917-923  | VIII-3     | 1134-1141  | IV-1    |
| 731, 732 | VII     | 925-927  | VIII-3     | 1142, 1143 | IV/IX-2 |
| 735, 736 | VII     | 929      | VIII-3 (1) | 1144-1148  | V       |
| 738      | VII     | 930-932  | IX-1       | 1149-1151  | VI      |
| 739-742  | VIII-1  | 934      | IX-1       | 1152       | VII     |
| 743, 744 | VIII-2  | 936-938  | IX-1       | 1153-1157  | VIII-1  |
| 748, 749 | VIII-2  | 940-942  | IX-1       | 1158-1168  | VIII-2  |
| 751      | VIII-3  | 943-947  | X-1        | 1169-1186  | VIII-3  |
| 760-764  | VIII-3  | 950      | X/XI-3     | 1187-1197  | IX-1    |
| 766      | VIII-3  | 951-955  | X/XI-2     | 1198       | X-1 (1) |
| 770-773  | VIII-3  | 956      | XI-1       | 1199-1204  | X-1     |
| 774, 775 | VIII-2  | 958, 959 | XI-1       | 1205-1226  | XI-1    |
| 778      | VIII-1  | 961, 962 | XI-1       | 1227, 1228 | X/XI-2  |
| 780*     | IX-1    | 963, 964 | X/XI-3     | 1229-1233  | X/XI-3  |
| 781-789  | IX-1    | 965-970  | XII        | 1234-1241  | XII     |

\* Non réimprimé, voir Dubrovnik, 1986.

(1) Publié séparément.

1.3.1 *Note au sujet des Rapports*

La mention individuelle «adopté à l'unanimité» a été supprimée pour chaque Rapport. Les Rapports contenus dans les Annexes aux Volumes sont adoptés à l'unanimité sauf dans les cas où des réserves faisant l'objet d'une note de bas de page sont émises.

1.4 *Résolutions*

| Numéro | Volume | Numéro | Volume | Numéro   | Volume |
|--------|--------|--------|--------|----------|--------|
| 4      | VI     | 62     | I      | 86, 87   | XIV    |
| 14     | VII    | 63     | VI     | 88       | I      |
| 15     | I      | 64     | X-1    | 89       | XIII   |
| 20     | VIII-1 | 71     | I      | 95       | XIV    |
| 23     | XIII   | 72, 73 | V      | 97-109   | XIV    |
| 24     | XIV    | 74     | VI     | 110      | I      |
| 33     | XIV    | 76     | X-1    | 111, 112 | VI     |
| 39     | XIV    | 78     | XIII   | 113, 114 | XIII   |
| 61     | XIV    | 79-83  | XIV    |          |        |

## VI

1.5 *Vœux*

| Numéro | Volume | Numéro | Volume | Numéro | Volume        |
|--------|--------|--------|--------|--------|---------------|
| 2      | I      | 45     | VI     | 73     | VIII-1        |
| 11     | I      | 49     | VIII-1 | 74     | X-1 + X/XI-3  |
| 14     | IX-1   | 50     | IX-1   | 75     | XI-1 + X/XI-3 |
| 15     | X-1    | 51     | X-1    | 77     | XIV           |
| 16     | X/XI-3 | 56     | IV-1   | 79-81  | XIV           |
| 22, 23 | VI     | 59     | X-1    | 82     | VI            |
| 26-28  | VII    | 63     | XIV    | 83     | XI-1          |
| 32     | I      | 64     | I      | 84     | XIV           |
| 35     | I      | 65     | XIV    | 85     | VI            |
| 38     | XI-1   | 66     | III    | 87, 88 | XIV           |
| 40     | XI-1   | 67-69  | VI     | 89     | IX-1          |
| 42     | VIII-1 | 71-72  | VII    | 90     | X/XI-3        |
| 43     | VIII-2 |        |        |        |               |

1.6 *Décisions*

| Numéro | Volume       | Numéro | Volume       | Numéro | Volume     |
|--------|--------------|--------|--------------|--------|------------|
| 2      | IV-1         | 60     | XI-1         | 87     | IV/IX-2    |
| 4, 5   | V            | 63     | III          | 88, 89 | IX-1       |
| 6      | VI           | 64     | IV-1         | 90, 91 | XI-1       |
| 9      | VI           | 65     | VII          | 93     | X/XI-2     |
| 11     | VI           | 67, 68 | XII          | 94     | X-1        |
| 18     | X-1 + XI-1 + | 69     | VIII-1       | 95     | X-1 + XI-1 |
|        | XII          | 70     | IV-1         | 96, 97 | X-1        |
| 27     | I            | 71     | VIII-3       | 98     | X-1 + XII  |
| 42     | XI-1         | 72     | X-1 + XI-1   | 99     | X-1        |
| 43     | X/XI-2       |        | IV-1 + X-1 + | 100    | I          |
| 51     | X/XI-2       | 76     | XI-1 + XII   | 101    | II         |
| 53, 54 | I            | 77     | XII          | 102    | V          |
| 56     | I            | 78, 79 | X-1          | 103    | VIII-3     |
| 57     | VI           | 80     | XI-1         | 105    | XIV        |
| 58     | XI-1         | 81     | VIII-3       | 106    | XI-1       |
| 59     | X/XI-3       | 83-86  | VI           |        |            |

2. **Questions** (Vol. XV-1, XV-2, XV-3, XV-4)2.1 *Indication sur la numérotation de ces textes*

Les Questions sont numérotées dans des séries différentes pour chaque Commission d'études; le cas échéant, le numéro d'ordre est suivi d'un trait d'union et d'un chiffre indiquant le nombre de révisions successives du texte. Le numéro d'une Question est suivi d'un *chiffre arabe indiquant la Commission d'études*. Exemples:

- Question 1/10 pour la première version de la Question;
- Question 1-1/10 pour sa première révision, Question 1-2/10 pour sa deuxième révision.

*Note* - Les Questions des Commissions d'études 7, 9 et 12 sont numérotées à partir de 101. Cette numérotation résulte, pour la nouvelle Commission d'études 7, de la fusion des anciennes Commissions d'études 2 et 7 et, pour la nouvelle Commission d'études 9, de la fusion des anciennes Commissions d'études 3 et 9. Dans le cas de la nouvelle Commission d'études 12, elle est due au transfert des Questions d'autres Commissions d'études.

2.2 *Emplacement des Questions*

Le plan des Volumes de la page II indique dans quel Volume XV sont publiées les Questions des Commissions d'études. Un résumé de toutes les Questions avec leurs titres, l'ancien et le nouveau numéro, sera publié dans le Volume XIV.

### 2.3 *Références aux Questions*

Comme indiqué dans la Résolution 109, l'Assemblée plénière a approuvé les Questions et en a confié l'examen aux Commissions d'études. Elle a en outre décidé de mettre fin aux Programmes d'études. La Résolution 109 indique ainsi ceux de ces derniers dont l'Assemblée plénière a approuvé la conversion en nouvelles Questions ou l'incorporation à des Questions existantes. Il est à noter que les références aux Questions et Programmes d'études contenus dans les textes des Recommandations et des Rapports des Volumes I à XIII restent les mêmes que pendant la période d'études 1986-1990.

S'il y a lieu, les Questions renvoient aux anciens Programmes d'études ou aux anciennes Questions dont elles découlent. Celles qui viennent d'anciens Programmes d'études ou qui ont été transférées à une Commission d'études différente comportent désormais un nouveau numéro.

---

**PAGE INTENTIONALLY LEFT BLANK**

**PAGE LAISSEE EN BLANC INTENTIONNELLEMENT**

## VOLUME XII

## TRANSMISSIONS TÉLÉVISUELLES ET SONORES

(CMTT)

## TABLE DES MATIÈRES

|  | Page |
|--|------|
| Plan des Volumes I à XV de la XVII <sup>e</sup> Assemblée plénière du CCIR . . . . .   | II   |
| Répartition des textes de la XVII <sup>e</sup> Assemblée plénière du CCIR parmi les Volumes I à XV . . . . .   | III  |
| Table des matières . . . . .   | IX   |
| Index des textes par ordre numérique . . . . .   | XI   |
| Mandat de la CMTT et Introduction par le Rapporteur principal de la CMTT . . . . .   | XIII |
| <br><i>Section CMTT A – Normes et objectifs de qualité pour la transmission de signaux de télévision</i>   |      |
| Rec 567-3            Qualité de transmission des circuits de télévision destinés à être utilisés dans les communications internationales . . . . .   | 1    |
| Rec 722            Normes techniques uniformes et procédures d'exploitation uniformes applicables aux reportages d'actualités par satellite (RAS) . . . . .  | 44   |
| Rec 568            Valeur unique du rapport signal/bruit pour tous les systèmes de télévision . . . . .  | 47   |
| Rec 603            Chaîne fictive de référence pour transmission de télévision sur de très grandes distances . . . . .   | 49   |
| Rec 604-2          Transmission numérique de télévision sur une grande distance – Principes généraux . . . . .   | 50   |
| Rec 658-1          Transmission mixte analogique-numérique de signaux analogiques composites de télévision sur une grande distance . . . . .   | 51   |
| Rec 723            Transmission de signaux vidéo numériques à codage en composantes pour les applications de qualité contribution au troisième niveau de la hiérarchie numérique de la Recommandation G.702 du CCITT . . . . . | 54   |
| Rec 721            Transmission des signaux de télévision numériques codés en composantes pour des applications de qualité contribution à des débits binaires voisins de 140 Mbit/s . . . . .                                  | 68   |
| <br><i>Section CMTT B – Méthodes d'exploitation et d'évaluation de la qualité pour la transmission des signaux de télévision</i>   |      |
| Rec 473-5          Insertion de signaux d'essai dans l'intervalle de suppression de trame de signaux de télévision monochrome et de télévision en couleur . . . . .  | 81   |
| Rec 569-2          Définitions des paramètres pour la mesure automatique simplifiée des signaux d'insertion pour la télévision . . . . .   | 93   |
| Rec 570            Utilisation d'un signal d'essai normalisé comme charge conventionnelle sur une voie de télévision . . . . .   | 103  |
| Rec 720            Méthodes de mesure et procédures d'essai pour signaux de télétexte . . . . .  | 104  |

*Section CMTT C — Normes et objectifs de qualité pour la transmission de voies de programmes radiophoniques*

|           |  |     |
|-----------|--|-----|
| Rec 502-2 | Circuits fictifs de référence pour transmissions radiophoniques. <i>Systèmes de Terre et systèmes du service fixe par satellite</i> . . . . .                    | 107 |
| Rec 503-4 | Caractéristiques des circuits radiophoniques à 7 kHz (à bande étroite). <i>Circuits pour transmission monophonique de qualité moyenne</i> . . . . .              | 110 |
| Rec 505-4 | Caractéristiques des circuits radiophoniques à 15 kHz. <i>Circuits radiophoniques monophoniques et stéréophoniques de haute qualité</i> . . . . .                | 116 |
| Rec 605-1 | Evaluation de la qualité de transmission de circuits radiophoniques de longueur inférieure ou supérieure à celle du circuit fictif de référence . . . . .        | 124 |
| Rec 474-1 | Modulation de signaux sur circuits radiophoniques par des signaux perturbateurs produits par les sources d'alimentation en énergie électrique . . . . .          | 127 |
| Rec 659   | Transmission numérique de programmes radiophoniques — Principes généraux . . . . .   | 128 |
| Rec 724   | Transmission de signaux audio avec la qualité studio numérique sur des canaux H1 . . . . .   | 129 |
| Rec 718   | Transmission numérique des signaux radiophoniques de haute qualité sur les circuits de distribution avec 480 kbit/s (496 kbit/s) par voie audio . . . . .        | 138 |
| Rec 719   | Transmission de signaux radiophoniques analogiques de haute qualité sur des circuits mixtes analogiques-numériques à 320 kbit/s . . . . .                        | 147 |
| Rec 660   | Transmission des signaux radiophoniques analogiques de haute qualité sur circuits mixtes analogiques-numériques avec utilisation de voies à 384 kbit/s . . . . . | 153 |
| Rec 606-1 | Fréquence d'échantillonnage à utiliser pour la transmission numérique de signaux radiophoniques de haute qualité . . . . .                                       | 158 |

*Section CMTT D — Méthodes d'exploitation et d'évaluation de la qualité des voies de transmission de programmes radiophoniques*

|           |   |     |
|-----------|---|-----|
| Rec 571-2 | Signal d'essai conventionnel simulant les signaux de transmission radiophoniques pour la mesure du brouillage causé à d'autres canaux . . . . . | 159 |
| Rec 645-1 | Signaux d'essai pour les liaisons radiophoniques internationales . . . . .  | 161 |
| Rec 661-1 | Signaux pour le réglage des communications radiophoniques internationales . . . . .   | 164 |

*Section CMTT E — Transmission des signaux associant par multiplexage image, son et données, et des signaux des nouveaux systèmes*

|         |  |     |
|---------|--|-----|
| Rec 717 | Tolérances pour la différence entre les temps de transmission des composantes son et image d'un signal de télévision . . . . .   | 167 |
| Rec 572 | Transmission d'un signal son associé à un signal analogique de télévision en multiplexage par répartition dans le temps dans l'impulsion de synchronisation de ligne . . . . . | 168 |

**INDEX DES TEXTES PAR ORDRE NUMÉRIQUE**

|   | Page |
|---|------|
| SECTION CMTT A: Normes et objectifs de qualité pour la transmission de signaux de télévision . . . . .                                    | 1    |
| SECTION CMTT B: Méthodes d'exploitation et d'évaluation de la qualité pour la transmission des signaux de télévision . . . . .            | 81   |
| SECTION CMTT C: Normes et objectifs de qualité pour la transmission de voies de programmes radiophoniques . . . . .                       | 107  |
| SECTION CMTT D: Méthodes d'exploitation et d'évaluation de la qualité des voies de transmission de programmes radiophoniques . . . . .    | 159  |
| SECTION CMTT E: Transmission des signaux associant par multiplexage image, son et données, et des signaux des nouveaux systèmes . . . . . | 167  |

| RECOMMANDATIONS      | Section | Page |
|----------------------|---------|------|
| Recommandation 473-5 | B       | 81   |
| Recommandation 474-1 | C       | 127  |
| Recommandation 502-2 | C       | 107  |
| Recommandation 503-4 | C       | 110  |
| Recommandation 505-4 | C       | 116  |
| Recommandation 567-3 | A       | 1    |
| Recommandation 568   | A       | 47   |
| Recommandation 569-2 | B       | 93   |
| Recommandation 570   | B       | 103  |
| Recommandation 571-2 | D       | 159  |
| Recommandation 572   | E       | 168  |
| Recommandation 603   | A       | 49   |
| Recommandation 604-2 | A       | 50   |
| Recommandation 605-1 | C       | 124  |
| Recommandation 606-1 | C       | 158  |
| Recommandation 645-1 | D       | 161  |
| Recommandation 658-1 | A       | 51   |
| Recommandation 659   | C       | 128  |
| Recommandation 660   | C       | 153  |
| Recommandation 661-1 | D       | 164  |
| Recommandation 717   | E       | 167  |
| Recommandation 718   | C       | 138  |
| Recommandation 719   | C       | 147  |
| Recommandation 720   | B       | 104  |
| Recommandation 721   | A       | 68   |
| Recommandation 722   | A       | 44   |
| Recommandation 723   | A       | 54   |
| Recommandation 724   | C       | 129  |

**PAGE INTENTIONALLY LEFT BLANK**

**PAGE LAISSEE EN BLANC INTENTIONNELLEMENT**

## CMTT

Commission mixte CCIR/CCITT pour les transmissions télévisuelles et sonores

TRANSMISSION DE SIGNAUX DE RADIODIFFUSION SONORE  
ET DE TÉLÉVISION SUR UNE GRANDE DISTANCE

*Mandat:*

Etudier, en coopération avec les Commissions d'études du CCIR et du CCITT, les spécifications auxquelles devront satisfaire les systèmes de télécommunication pour permettre la transmission de radiodiffusion sonore et visuelle sur une grande distance.

1986-1990 *Rapporteur principal:* W. G. SIMPSON (Royaume-Uni)

*Vice-Rapporteur principal:* G. ZEDLER (Allemagne (République fédérale d'))

Pour la prochaine période d'études, conformément à la Résolution 61, adoptée à l'Assemblée plénière de Düsseldorf (mai-juin 1990), le domaine de compétence relatif aux travaux qui seront entrepris et les noms du Rapporteur principal et des Vice-Rapporteurs principaux sont indiqués ci-dessous:

## CMTT

COMMISSION MIXTE CCIR/CCITT POUR LES  
TRANSMISSIONS TÉLÉVISUELLES ET SONORES

*Domaine de compétence:*

Etudier, en coopération avec les Commissions d'études du CCIR et du CCITT, les programmes de spécifications auxquelles devront satisfaire les systèmes de télécommunication pour permettre la transmission de radiodiffusion sonore et télévisuelle.

1990-1994 *Rapporteur principal:* W. G. SIMPSON (Royaume-Uni)

*Vice-Rapporteur principal:* G. ZEDLER (Allemagne (République fédérale d'))

---

INTRODUCTION PAR LE RAPPORTEUR PRINCIPAL DE LA CMTT

**1. Activités de la CMTT de 1986 à 1990**

1.1 Au cours de la période d'études 1986-1990, la CMTT a tenu deux réunions à Genève:

- une réunion intérimaire du 2 au 13 novembre 1987,
- une réunion finale du 2 au 13 octobre 1989.

Au total, 200 contributions techniques ont été examinées lors de ces deux réunions. 69 textes nouveaux ou modifiés ont été adoptés par la réunion finale, y compris 8 Recommandations nouvelles et 10 Recommandations révisées, 8 Rapports nouveaux et 19 Rapports révisés.

## XIV

La CMTT souhaite conserver pour les sujets la classification adoptée lors de la dernière période d'études, à savoir:

- Section A (Réponses aux Questions 13 et 14)  
Normes et objectifs de qualité pour la transmission de signaux de télévision.
- Section B (Réponses aux Questions 15 et 16)  
Méthodes d'exploitation et d'évaluation de la qualité pour la transmission des signaux de télévision.
- Section C (Réponses aux Questions 17 et 18)  
Normes et objectifs de qualité pour la transmission de voies de programmes radiophoniques.
- Section D (Réponses aux Questions 19 et 20)  
Méthodes d'exploitation et d'évaluation de la qualité des voies de transmission de programmes radiophoniques.
- Section E (Réponses aux Questions 21, 22, 23 et 24)  
Transmission des signaux associant par multiplexage image, son et données, et des signaux des nouveaux systèmes.

1.2 Pendant ses réunions intérimaire et finale, la CMTT a constitué les Groupes de travail suivants:

| <i>Groupe de travail</i> | <i>Mandat</i>           | <i>Président</i>                                  |
|--------------------------|-------------------------|---|
| CMTT-A                   | Q. 13, 15, 21, 22 et 24 | M. L. Gooddy<br>(Canada)                          |
| CMTT-B                   | Q. 14, 16 et 23         | M. J. M. Corbett<br>(Royaume-Uni)                 |
| CMTT-C                   | Q. 17, 18, 19 et 20     | M. G. Zedler<br>(République fédérale d'Allemagne) |

1.3 La CMTT a en outre constitué un Groupe de rédaction à chacune de ses réunions, composé des membres suivants:

| <i>Réunion intérimaire</i>  | <i>Réunion finale</i>       |
|-----------------------------|-----------------------------|
| M. C. Dorkins (Royaume-Uni) | M. C. Dorkins (Royaume-Uni) |
| M. M. Bosch (France)        | M. C. Bremenson (France)    |
| M. L. Bascuñana (Espagne)   |                             |

1.4 Au cours des deux réunions, le Groupe de travail intérimaire CMTT/1 s'est réuni à la demande de son Président, M. W. G. Simpson (Royaume-Uni).

Lors de ces réunions, des déclarations ont été faites, comme suit:

- au sujet des transmissions télévisuelles:  
par M. Yamamoto (Japon), Président du Groupe de travail 11-D  
et M. Corbett (Royaume-Uni), Président du Groupe de travail CMTT-B
- au sujet des transmissions radiophoniques:  
par M. Steinke (OIRT), Président du Groupe de travail 10-C  
et M. Zedler (République fédérale d'Allemagne), Président du Groupe de travail CMTT-C.

Ces orateurs ont tenu les membres du GTI au courant des travaux des Commissions d'études 10 et 11 et de la CMTT à propos des signaux numériques.

Les résultats obtenus par le GTI CMTT/1 sont résumés au § 2.2.3.

1.5 Au cours de la dernière réunion finale de 1985, des décisions avaient été prises par la CMTT visant à créer deux nouveaux GTI, les CMTT/2 et 3.

1.5.1 Le GTI CMTT/2, présidé par M. L. Stenger (République fédérale d'Allemagne), MM. H. Murakami (Japon) et K. Davies (Canada) étant Vice-Présidents, était chargé d'établir des projets de nouvelles Recommandations concernant la transmission numérique des signaux de télévision codés en composantes. Ce GTI a coopéré étroitement avec le GTI 11/7 en faisant en sorte que les réunions des deux GTI se tiennent à la suite l'un de l'autre et au même endroit. Cinq réunions ont eu lieu pendant la

période d'études; elles ont eu pour résultat positif que deux nouvelles Recommandations et deux Rapports corrélatifs ont pu être présentés à la réunion finale de la CMTT pour approbation\*. Comme il restait un travail complémentaire à accomplir au sujet de ces quatre textes avant la XVII<sup>e</sup> Assemblée plénière une réunion du GTI CMTT/2 a été tenue à Grenade (Espagne) en mars 1990 dans ce but.

La Recommandation 721 a été achevée de façon satisfaisante pendant cette réunion. Le texte des révisions proposées par le GTI CMTT/2 et les révisions corrélativement proposées pour le Rapport 1234 ont été soumis à la XVII<sup>e</sup> Assemblée plénière qui les a approuvés.

Aucun accord n'a pu intervenir au sujet du système unique proposé pour le troisième niveau hiérarchique de la Recommandation G.702 du CCITT. Le GTI CMTT/2 a donc proposé de poursuivre d'urgence les travaux pendant la prochaine période d'études, l'objectif étant de parvenir à un accord le plus tôt possible. Dans l'intervalle, le GTI a proposé des révisions nécessaires à la Recommandation 723 et au Rapport associé 1235 qui ont également été soumises à la XVII<sup>e</sup> Assemblée plénière qui les a approuvées.

1.5.2 Le GTI CMTT/3, présidé par M. A. Brown (UER), était chargé des problèmes de transmission des signaux télévisuels et radiophoniques dans le RNIS à large bande. Il était indispensable que des renseignements concernant les services RNIS, que les radiodiffuseurs pourront souhaiter utiliser, soient communiqués à la Commission d'études XVIII du CCITT en temps utile. A cette fin, le GTI a été autorisé à soumettre les résultats de ses travaux directement à cette Commission, sous réserve de leur approbation subséquente par la CMTT. Le GTI CMTT/3 a tenu cinq réunions au cours de la période d'études (dont une à Genève en février 1990 pour élaborer des notes de liaison destinées à la Commission d'études XVIII et au GTI CMTT/2) et les résultats ont été présentés à la Commission d'études XVIII par le Président du GTI CMTT/3. Cette méthode de travail a été jugée très efficace, aussi bien par la Commission d'études XVIII que par la CMTT.

1.5.3 Lors de sa réunion intérimaire de 1987, la CMTT a adopté une Décision visant à établir un GTI CMTT/4 chargé d'élaborer un projet de nouvelle Recommandation relative à la transmission numérique de signaux radiophoniques de qualité studio et de la présenter à la réunion finale de la CMTT. Ce GTI, présidé par M. A. Weisser (Télédiffusion de France) a tenu deux réunions entre les réunions intérimaire et finale et a accompli avec succès la tâche qui lui avait été assignée à l'origine.

1.5.4 Les Rapporteurs spéciaux de la CMTT pour la liaison avec les Commissions d'études du CCITT pendant la période d'études 1986-1990 étaient les suivants:

- Commission d'études IV du CCITT: M. G. Knowlson (Etats-Unis d'Amérique).
- Commission d'études XV du CCITT: M. W. Walter (République fédérale d'Allemagne).
- Commission d'études XVIII du CCITT: M. P. Wery (Canada).

## 2. Résultats obtenus

Les Groupes de travail ont élaboré plusieurs documents pendant les deux réunions, avec les résultats suivants:

### 2.1 Textes soumis à l'approbation de l'Assemblée plénière

#### 2.1.1 Recommandations

La CMTT a proposé de modifier 10 des 21 Recommandations figurant dans le Volume XII (Dubrovnik, 1986), à savoir: Recommandation 567-2 (MOD F) (Doc. CMTT/1004), Recommandation 604-1 (MOD I) (Doc. CMTT/1012), Recommandation 658 (MOD F) (Doc. CMTT/1013), Recommandation 473-4 (MOD I) (Doc. CMTT/1023), Recommandation 503-3 (MOD F) (Doc. CMTT/1027), Recommandation 505-3 (MOD F) (Doc. CMTT/1028), Recommandation 606 (MOD F) (Doc. CMTT/1034), Recommandation 571-1 (MOD F) (Doc. CMTT/1038), Recommandation 645 (MOD F) (Doc. CMTT/1039) et Recommandation 661 (MOD I) (Doc. CMTT/1040). La Recommandation 642, qui intéresse aussi la Commission d'études 10 ne figurera plus dans le Volume de la CMTT.

\* - Recommandation 723 «Transmission de signaux vidéo numériques à codage en composantes pour les applications de qualité contribution au troisième niveau de la hiérarchie numérique de la Recommandation G.702 du CCITT»;  
 - Rapport corrélatif 1235 «Transmission numérique, en composantes de signaux de télévision codés à 30-34 Mbit/s et 45 Mbit/s»;  
 - Recommandation 721 «Transmission des signaux de télévision numériques codés en composantes pour des applications de qualité contribution à des débits binaires voisins de 140 Mbit/s»; et  
 - Rapport corrélatif 1234 «Transmission numérique de signaux de télévision codés en composantes à des débits binaires voisins de 68 Mbit/s et 140 Mbit/s».

La CMTT a proposé aussi l'adoption de 8 projets de nouvelles Recommandations:

*Section A*

- 722 Normes techniques uniformes et procédures d'exploitation uniformes applicables aux reportages d'actualités par satellite (RAS);
- 723 Transmission de signaux vidéo numériques à codage en composantes pour les applications de qualité contribution au troisième niveau de la hiérarchie numérique de la Recommandation G.702 du CCITT;
- 721 Transmission de signaux de télévision numériques codés en composantes pour des applications de qualité contribution à des débits binaires voisins de 140 Mbit/s.

*Section B*

- 720 Méthodes de mesure et procédures d'essai pour signaux de télétexte.

*Section C*

- 724 Transmission de signaux audio avec la qualité studio numérique sur des canaux H1;
- 718 Transmission numérique des signaux radiophoniques de haute qualité sur les circuits de distribution avec 480 kbit/s (496 kbit/s) par voie audio;
- 719 Transmission de signaux radiophoniques analogiques de haute qualité sur des circuits mixtes analogiques-numériques à 320 kbit/s.

*Section D*

- 717 Tolérances pour la différence entre les temps de transmission des composantes son et image d'un signal de télévision.

2.1.2 *Questions*

Il n'a pas été apporté de modifications de fond aux 12 Questions figurant dans le Volume 1986 de la CMTT. Il était proposé d'adopter la nouvelle Question [25] concernant la distribution secondaire, ainsi que le nouveau Programme d'études associé AQ/MCTT (Question [26]).

2.1.3 *Vœux*

La CMTT n'a aucune proposition relative à des Vœux.

2.2 *Textes soumis à l'Assemblée plénière*

2.2.1 *Rapports*

La CMTT a adopté des modifications à 18 des 39 Rapports figurant dans le Volume XII (Dubrovnik, 1986). Deux Rapports ont été supprimés (Rapports 1093 et 817-2. Ce dernier a été remplacé par le nouveau Rapport 1241).

La CMTT a aussi adopté 8 nouveaux Rapports: 1234, 1235, 1236, 1237, 1238, 1239, 1240 et 1241.

2.2.2 *Programmes d'études*

La CMTT a adopté d'importantes modifications à 10 des 45 Programmes d'études figurant dans le Volume XII (Dubrovnik, 1986): 13G-1, 14A-3, 14E-1, 15D-2, 17D-2, 18A-3, 18F-1, 18G-1, 19D-2, 21A-1. Le Programme d'études 18H a été supprimé.

La CMTT a adopté 7 nouveaux Programmes d'études au titre des Questions existantes (13H, 14F, 22A, 22B, 22C, 22D, 24A). Il est proposé d'adopter un nouveau Programme d'études au titre d'une nouvelle Question (voir le § 2.1.2).

2.2.3 *Décisions*

La CMTT a apporté d'importantes modifications à toutes ses Décisions existantes et en a ajouté une:

Décision 18-6 Systèmes numériques pour la transmission de signaux de radiodiffusion sonore et de télévision

Une révision majeure de la Décision 18 étend la participation de l'ancien GTI CMTT/1 pour y inclure les Commissions d'études 10 et 11. Le résultat est le nouveau GTIM CMTT 10-11/2.

Décision 67-2 Transmission numérique de signaux de télévision à codage en composantes et de signaux de TVHD

Le mandat du GTI CMTT/2 a été étendu pour s'appliquer aux systèmes de TVHD à composantes et à composantes analogiques multiplexées.

Décision 68-2 Signaux de télévision et de radiodiffusion sonore dans le RNIS à large bande

Les représentants des Commissions d'études 10 et 11 ont été ajoutés à la liste des membres et les Rapporteurs spéciaux du CCITT sont invités à participer aux travaux du GTI CMTT/3.

Décision 76-1 Reportages d'actualités par satellite (RAS)

L'étude des objectifs globaux de transmission et de qualité en matière de transmission de TVHD par des stations terriennes portables pour les RAS est ajoutée au mandat du GTIM CMTT 4-10-11/1.

Décision 77-1 Transmission des signaux radiophoniques numériques de qualité «studio numérique» sur des circuits utilisant le canal H1

Le GTI CMTT/4 est prolongé pendant la période d'études 1990-1994.

Décision 98 Systèmes numériques de codage audio à faible débit binaire

Cette Décision, préparée par la Commission d'études 10, inclut la participation de spécialistes de la CMTT.

#### 2.2.4 Proposition de modification du mandat de la CMTT

Lors de la réunion intérimaire qu'elle a tenue en 1987, la CMTT a adopté une proposition visant à modifier son mandat comme suit:

Etudier, en coopération avec les Commissions d'études du CCIR et du CCITT, les spécifications auxquelles devront satisfaire les systèmes de télécommunication pour permettre la transmission de programmes de radiodiffusion sonore et télévisuelle.

Cette modification a pour effet d'élargir le mandat afin qu'il englobe tous les systèmes de télécommunication, indépendamment de la distance.

Cette proposition a été soumise en 1988 à l'Assemblée plénière du CCITT qui l'a approuvée. Etant donné que la CMTT est une Commission mixte CCIR/CCITT, la proposition est également soumise pour approbation à l'Assemblée plénière du CCIR.

### 3. Remerciements

Le Rapporteur principal exprime sa gratitude et celle du Vice-Rapporteur principal aux administrations et organisations participantes pour leurs contributions et aux délégués pour le travail considérable qu'ils ont accompli dans un excellent esprit de coopération, qui a abouti aux importants résultats susmentionnés.

Il remercie plus particulièrement les Présidents des Groupes de travail et des Sous-Groupes, ainsi que ceux des GTI qui ont permis, par leur conduite experte des débats, la production des textes de la CMTT.

SECTION CMTT A: NORMES ET OBJECTIFS DE QUALITÉ POUR LA TRANSMISSION  
DE SIGNAUX DE TÉLÉVISION

RECOMMANDATION 567-3

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

(Question 13/CMTT)

(1978-1982-1986-1990)

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.



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

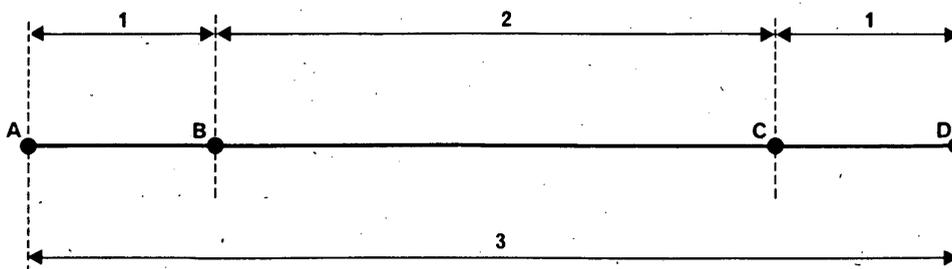


FIGURE 1 – Communication télévisuelle internationale

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

- 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.

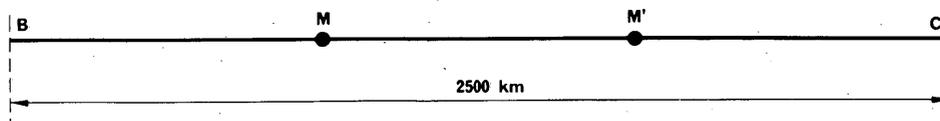


FIGURE 2a – Circuit fictif de référence pour transmissions télévisuelles sur un système de Terre

#### 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.

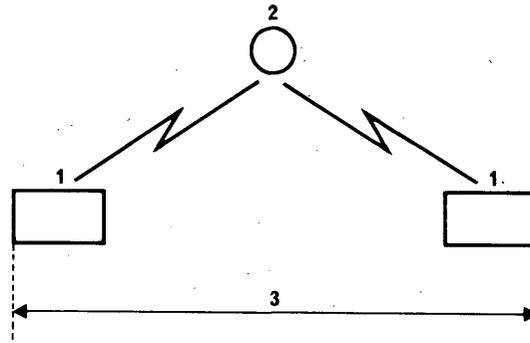


FIGURE 2b – Circuit fictif de référence pour transmissions télévisuelles sur un système du service fixe par satellite

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

## 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  $L$ .

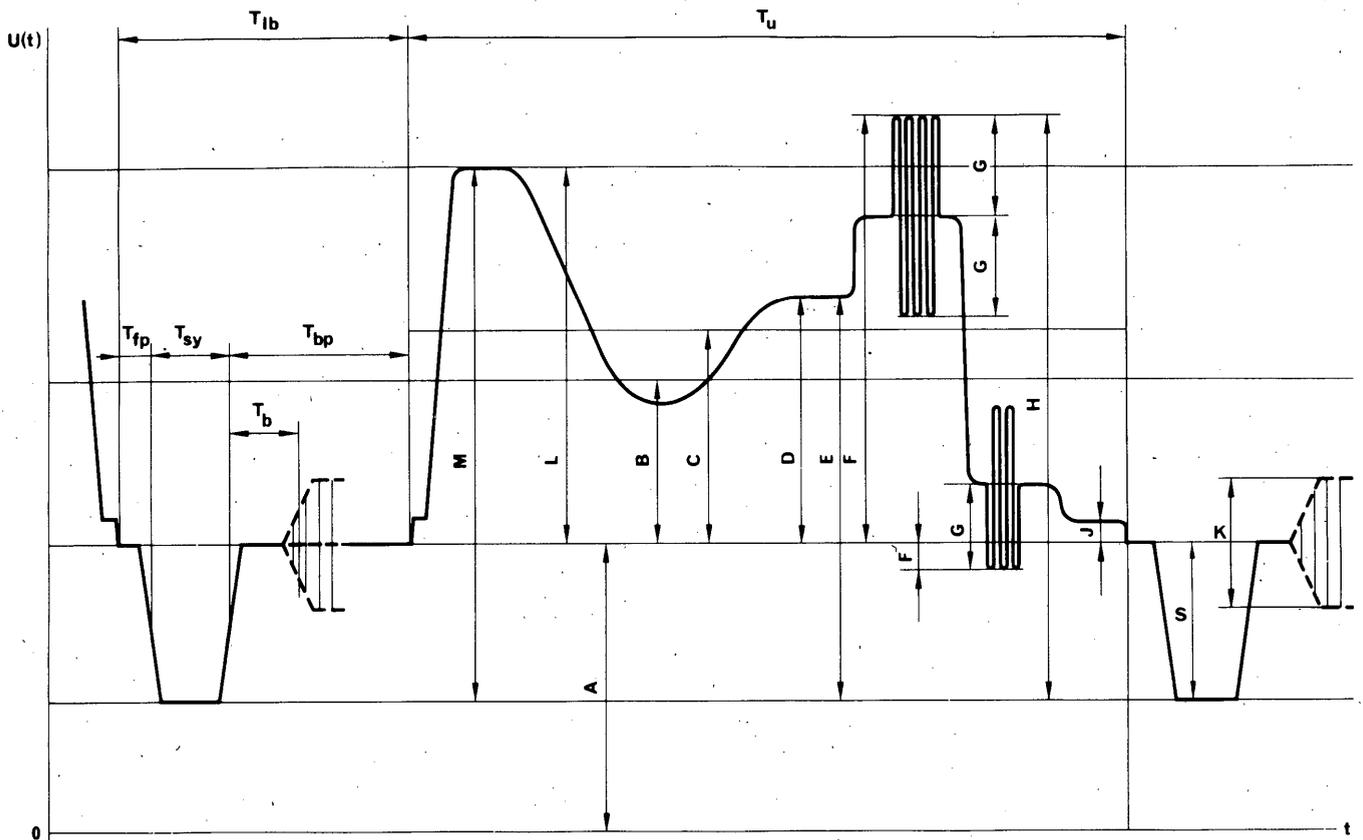


FIGURE 3 — Une ligne du signal vidéo couleur composite

## 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:

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

Dans le domaine des temps, 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 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

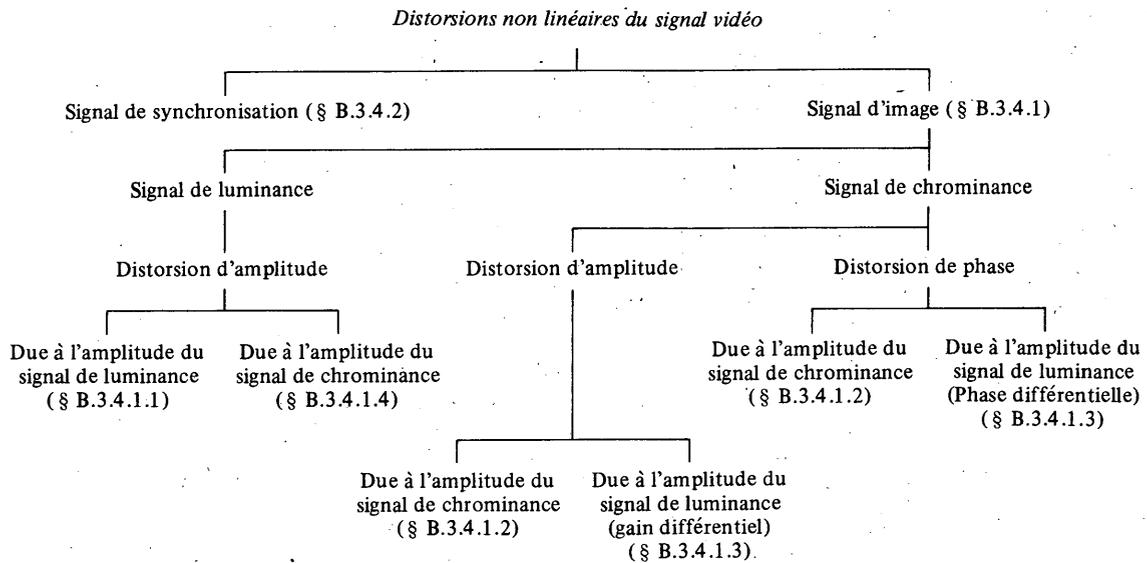
La caractéristique de transmission d'un circuit de télévision peut ne pas être parfaitement linéaire. L'importance des défauts introduits dépend essentiellement de:

- 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.

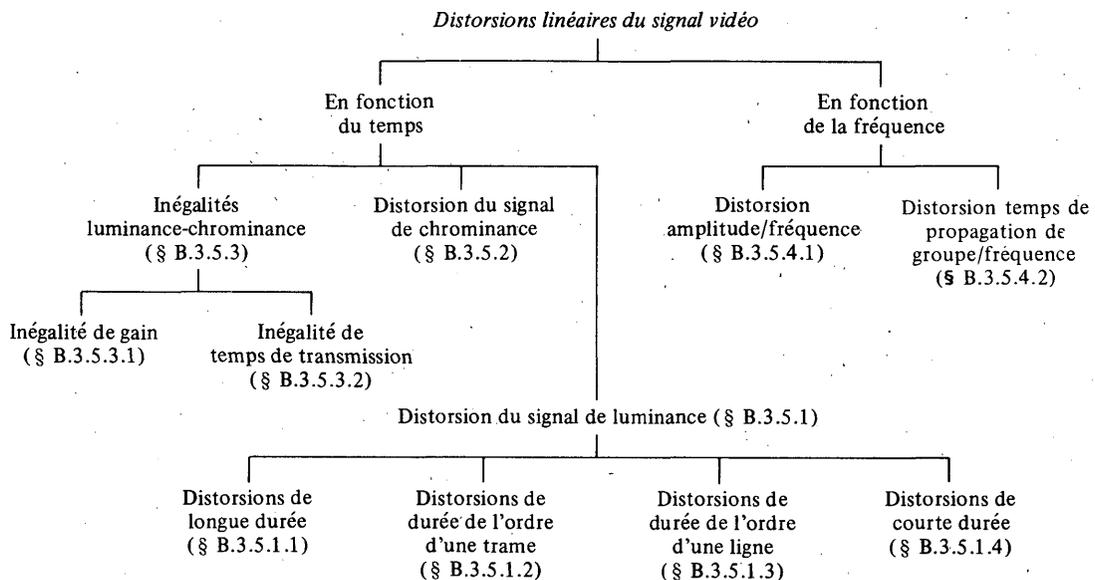
**B.3.5 Distorsions linéaires**

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.

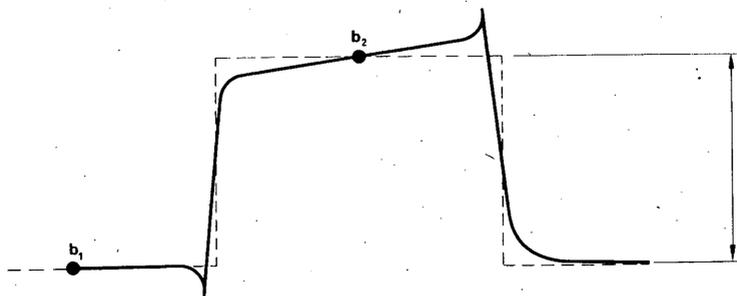


FIGURE 4 – Mesure du gain d'insertion

### 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 (clampage) 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:

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

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:

$$x = |\Phi_{max} - \Phi_0| \quad y = |\Phi_{min} - \Phi_0|$$

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

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

où

$\Phi_0$ : phase de la sous-porteuse reçue au niveau de suppression;

$\Phi$ : 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  $\mu$ 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  $\mu$ 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 œuvre 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

| Elément \ Système | PAL     | M/PAL <sup>(1)</sup> | NTSC       |
|-------------------|---------|----------------------|------------|
| D2                | 60 ± 5° | 180 ± 1°             | 180 ± 1°   |
| F                 | 60 ± 5° | 180 ± 1°             | non défini |
| G                 | 60 ± 5° | 180 ± 1°             | 90 ± 1°    |

<sup>(1)</sup> Voir le Rapport 624 pour les caractéristiques des systèmes.

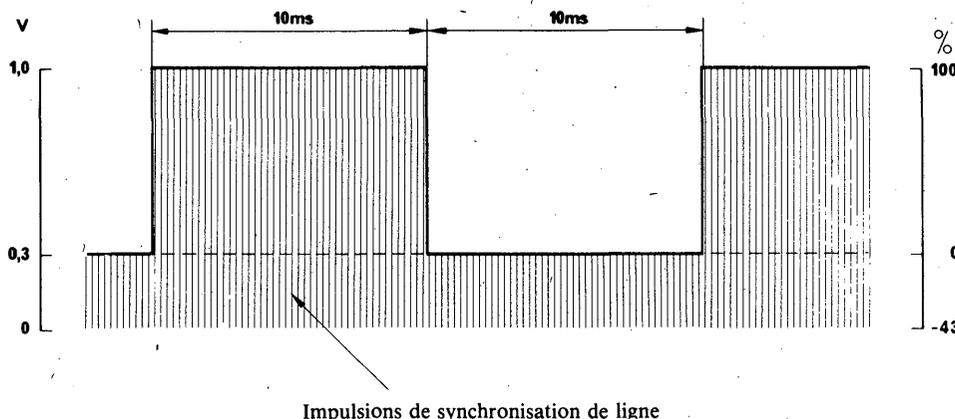


FIGURE 5 – Signal A pour systèmes à 525 lignes

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

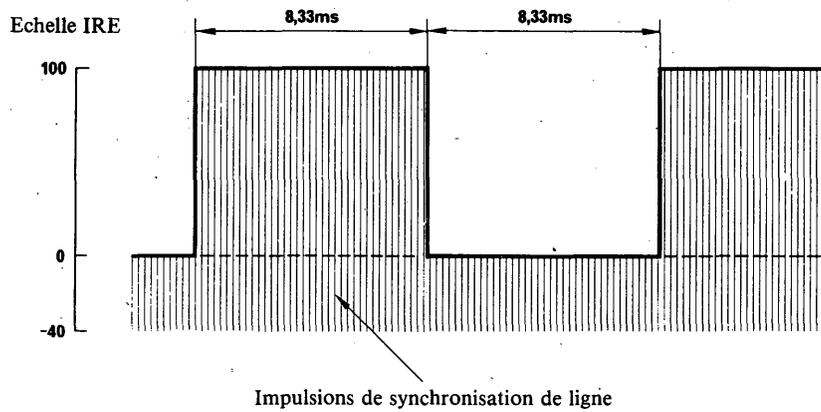


FIGURE 6a — Signal A pour systèmes à 525 lignes

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

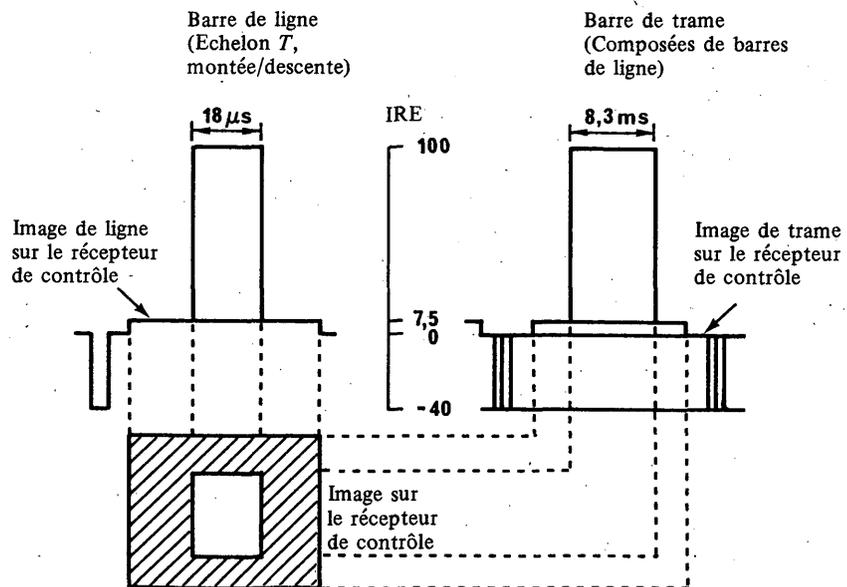


FIGURE 6b — Signal de fenêtre pour systèmes à 525 lignes

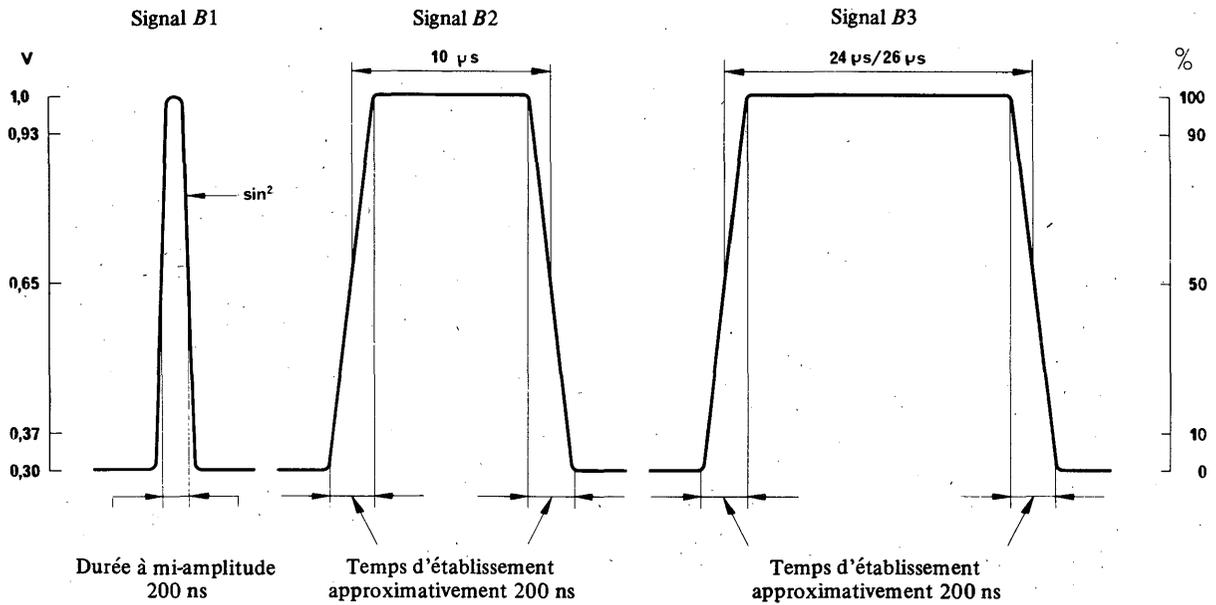


FIGURE 7 — Signal B pour systèmes à 625 lignes

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.

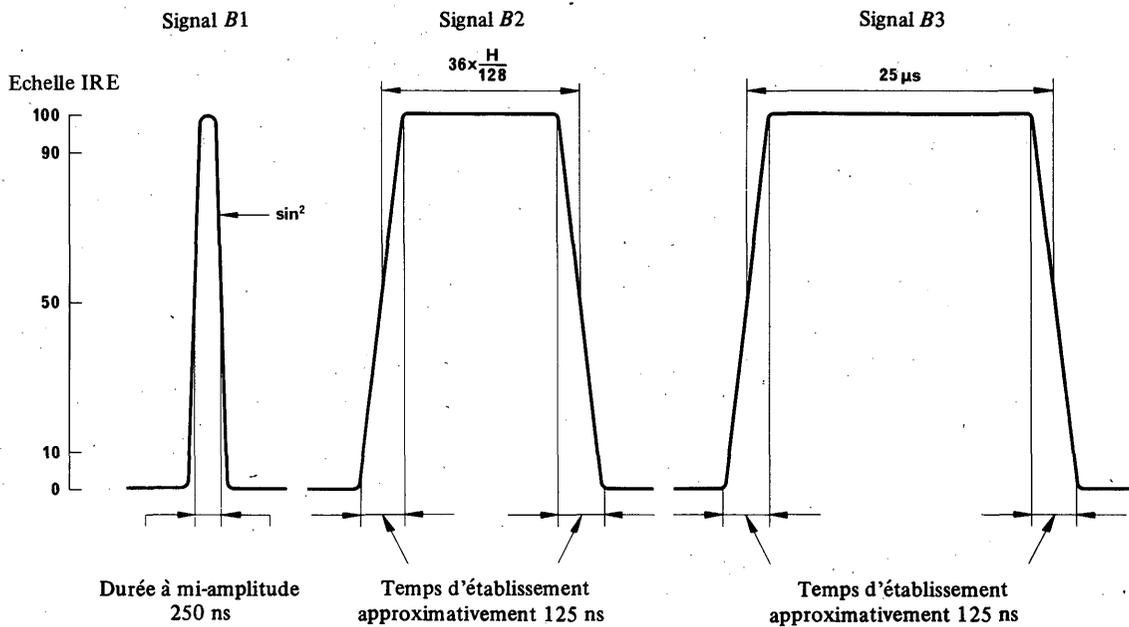


FIGURE 8 — Signal B pour systèmes à 525 lignes

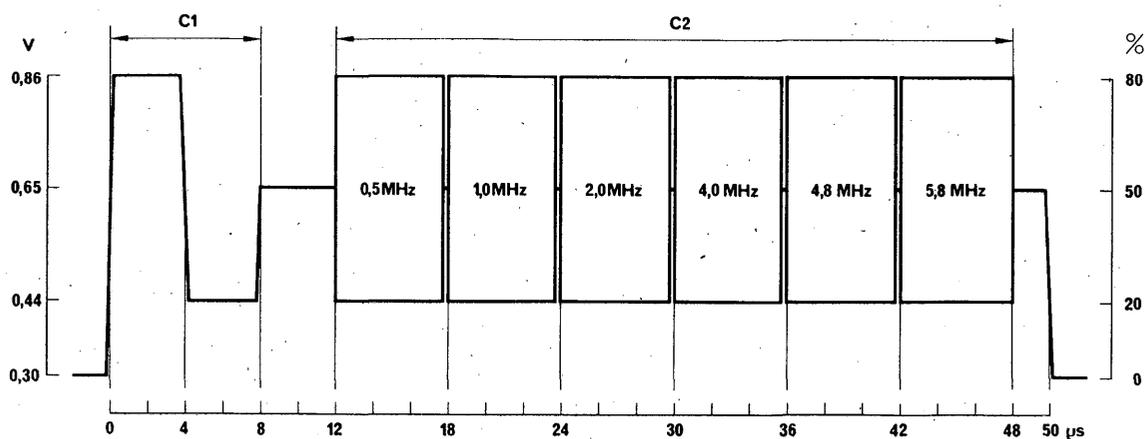


FIGURE 9 – Signal C pour systèmes à 625 lignes

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

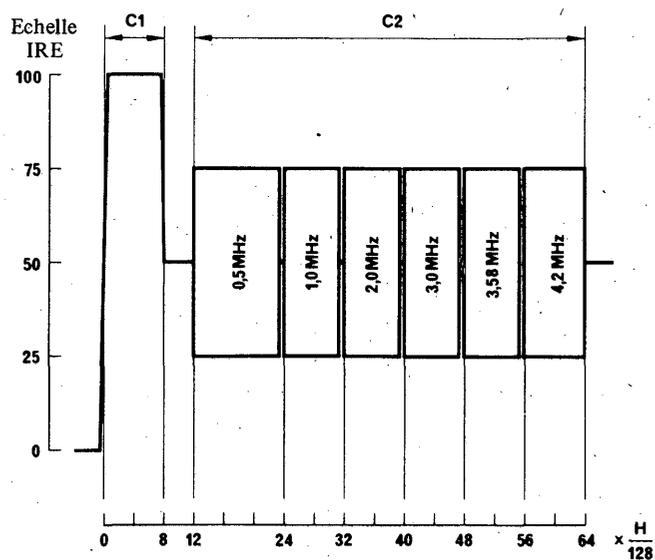


FIGURE 10 – Signal C pour systèmes à 525 lignes

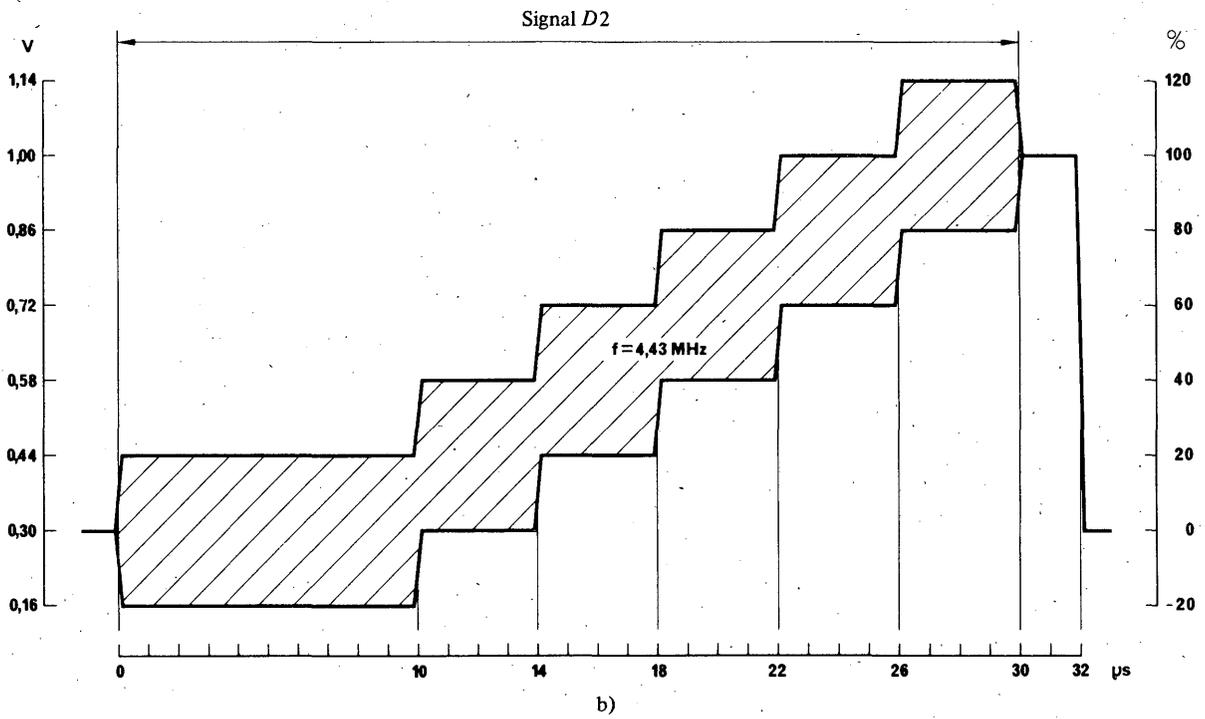
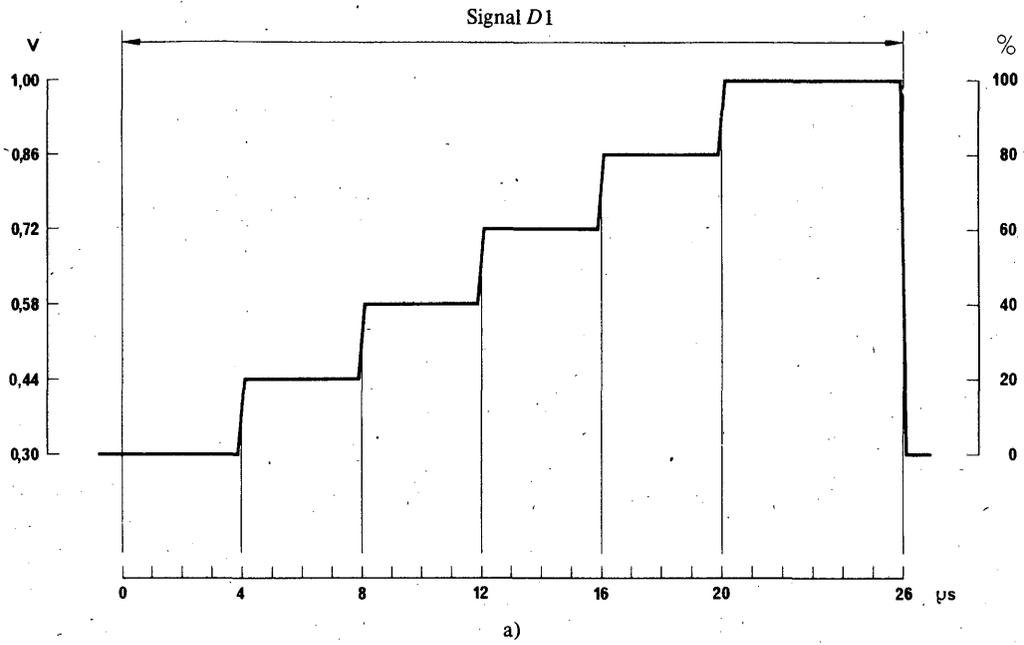


FIGURE 11 – Signal D pour systèmes à 625 lignes

Note — Dans les signaux d'essai à trame entière, chaque marche de l'escalier peut avoir une durée de 8,66  $\mu s$ .

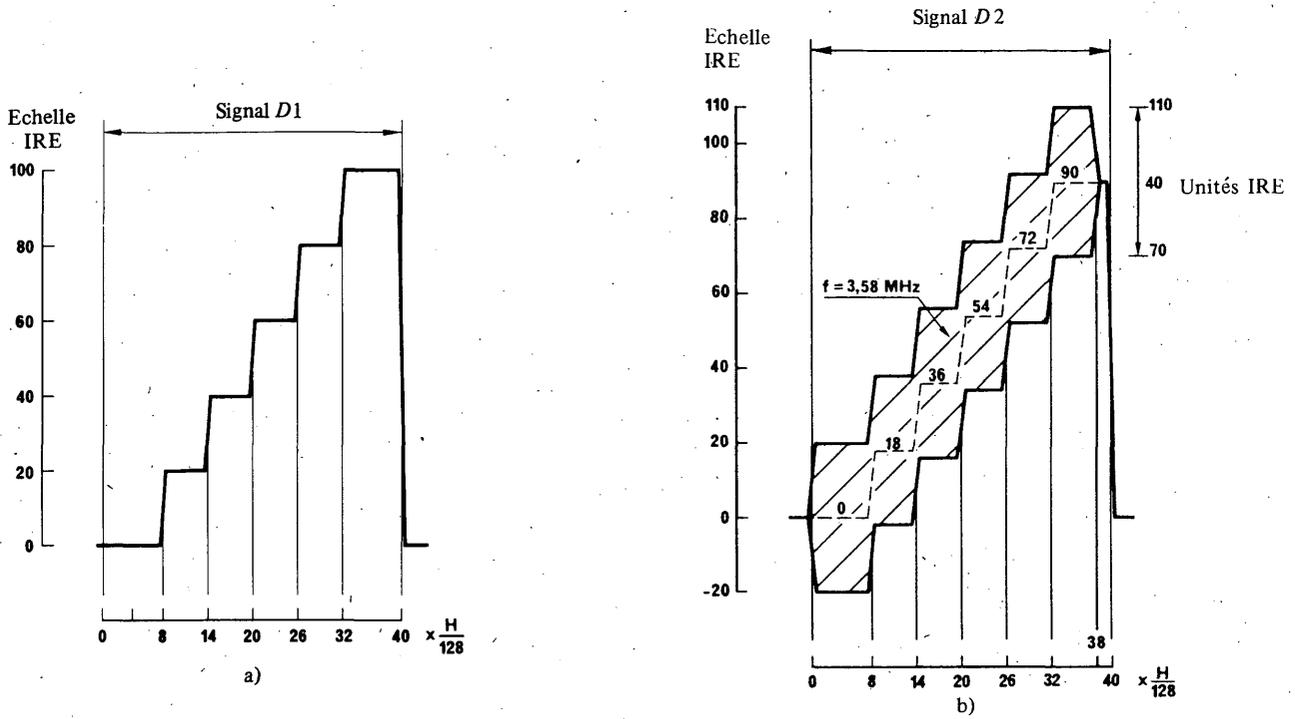


FIGURE 12 – Signal D pour systèmes à 525 lignes

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  $\pm 20$  unités IRE.

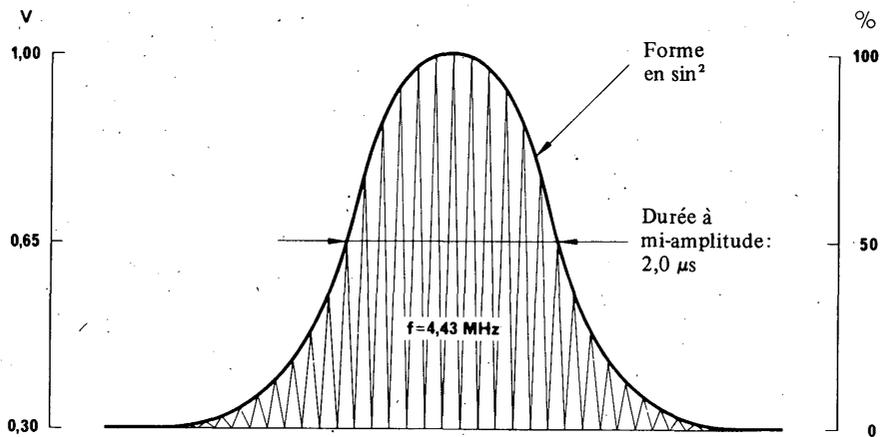


FIGURE 13 – Signal F pour systèmes à 625 lignes

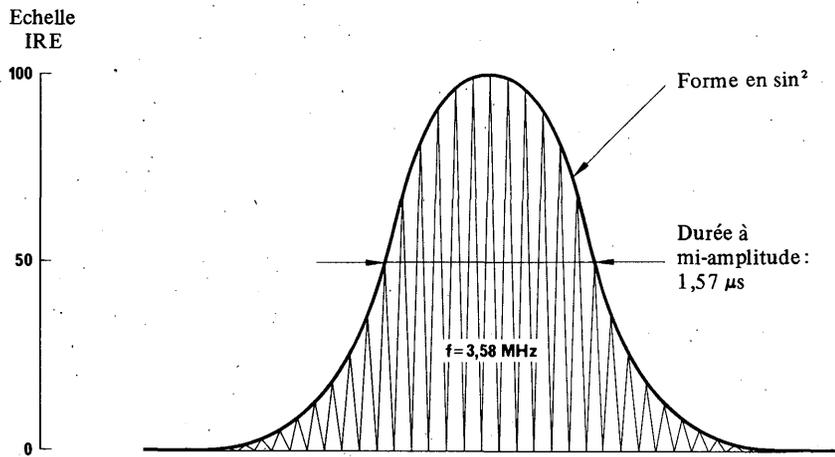


FIGURE 14 – Signal F pour systèmes à 525 lignes

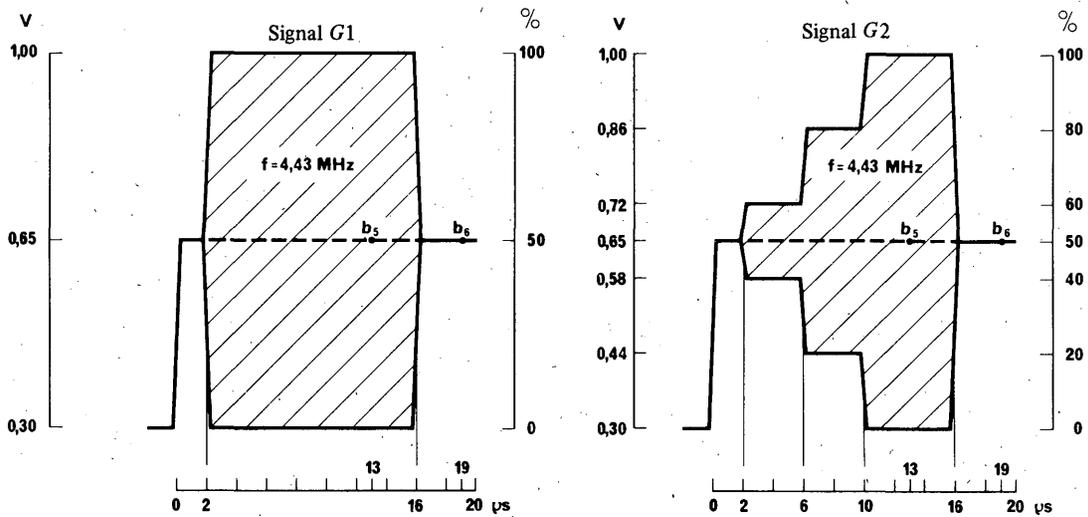


FIGURE 15 – Signal G pour systèmes à 625 lignes

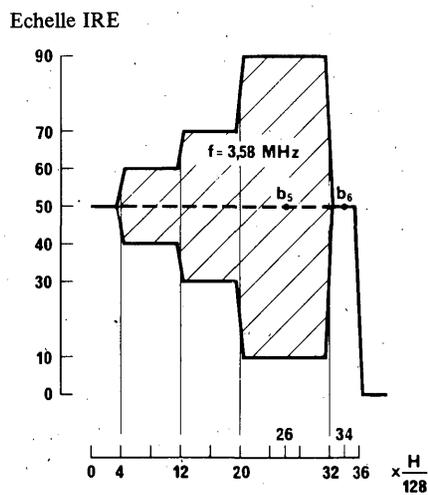


FIGURE 16 – Signal G pour systèmes à 525 lignes

## ANNEXE II A LA PARTIE C

## RÉALISATION DES FILTRES UTILISÉS POUR LES MESURES

## 1. Filtres passe-bas pour la mesure du bruit

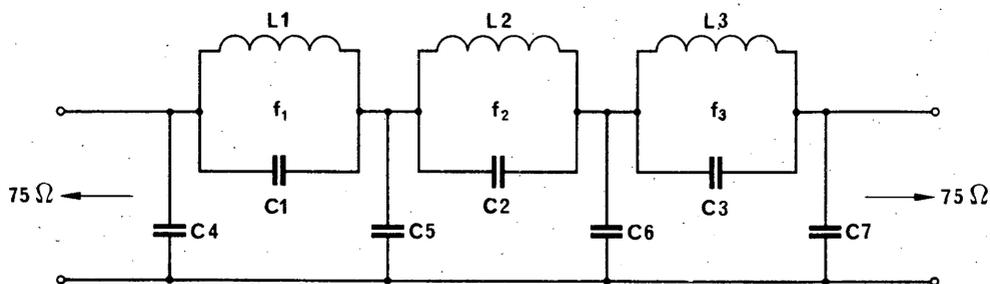


FIGURE 17 – Schéma du filtre passe-bas

## TABLEAU DES VALEURS

| Code  | Valeur multinorme<br>$f_c = 5$ 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  $\mu\text{H}$ , 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.

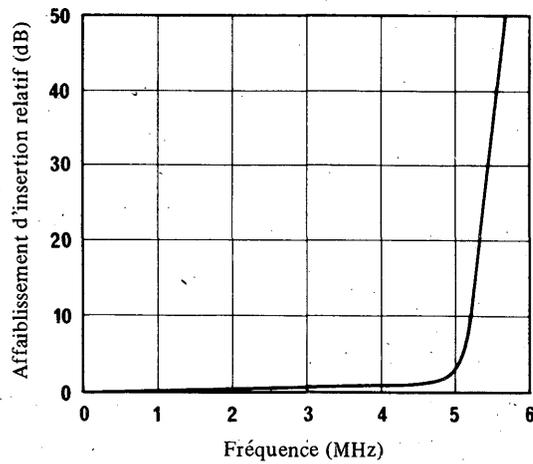


FIGURE 18 – Caractéristiques du filtre passe-bas

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.

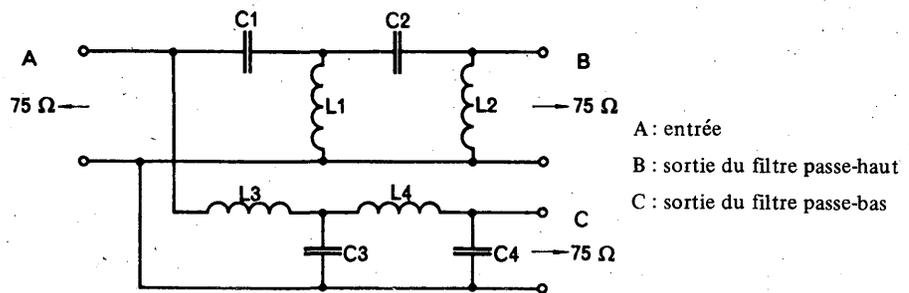


FIGURE 19 – Schéma du filtre combiné

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.

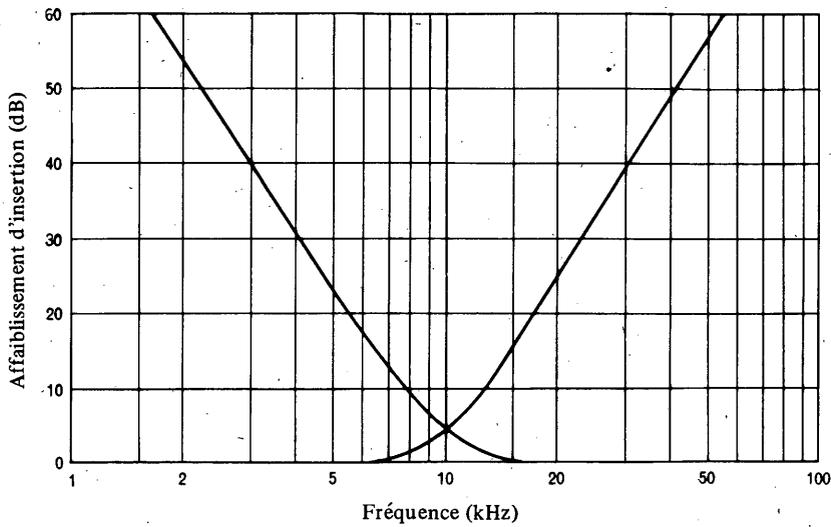


FIGURE 20 – Caractéristiques du filtre combiné

3. Réseau unifié de pondération du bruit erratique

3.1 Structure du réseau

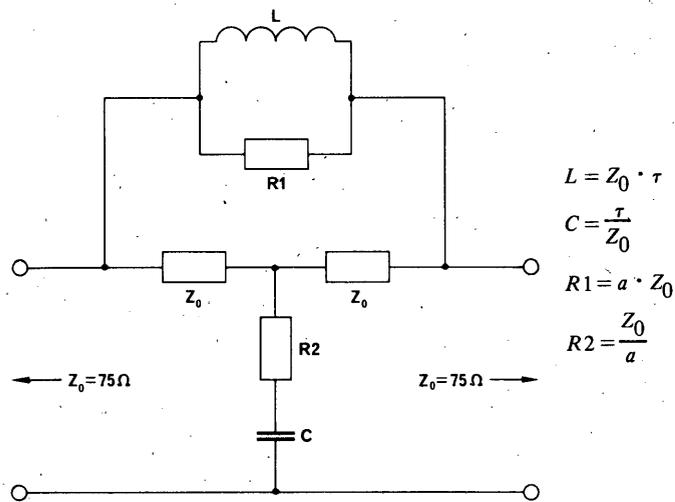


FIGURE 21 – Schéma du réseau

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

où

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

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

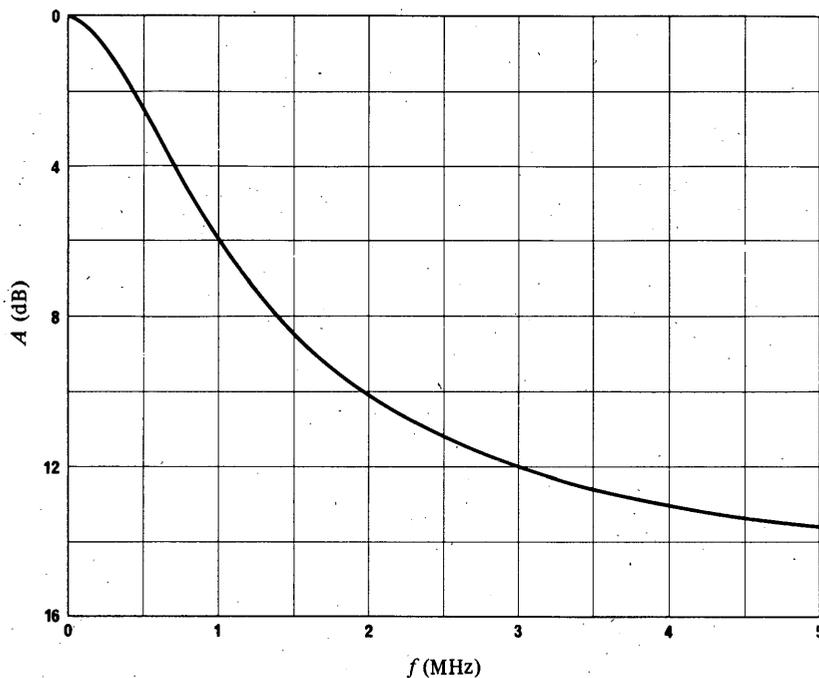


FIGURE 22 – Caractéristiques de pondération unifiée

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

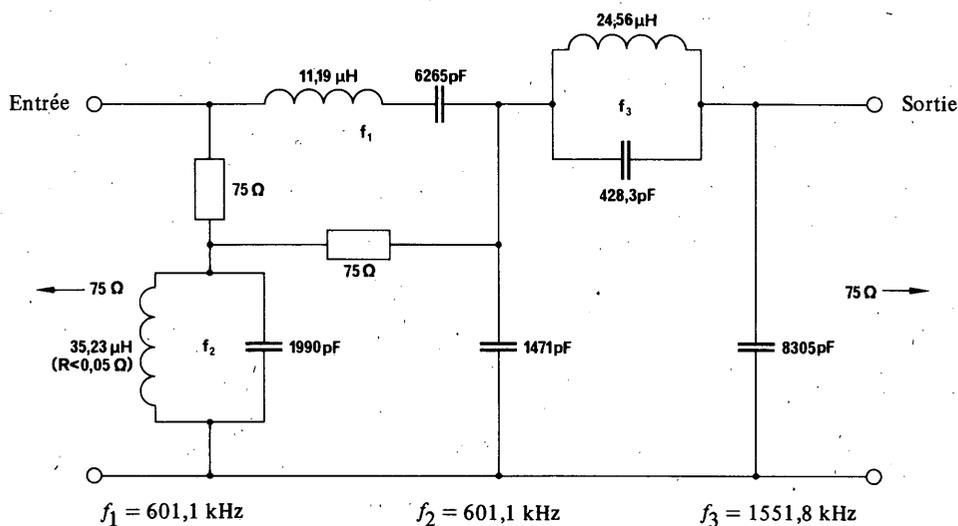


FIGURE 23 – Schéma du réseau à résistance non constante

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  $\Omega$ .

4.2 Réseau à résistance constante

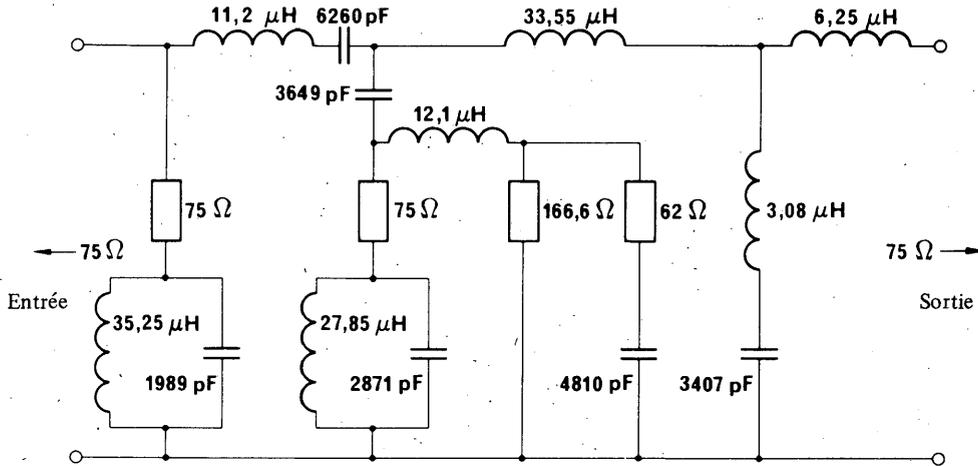


FIGURE 24 – Schéma du réseau à résistance constante

Note – 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.

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

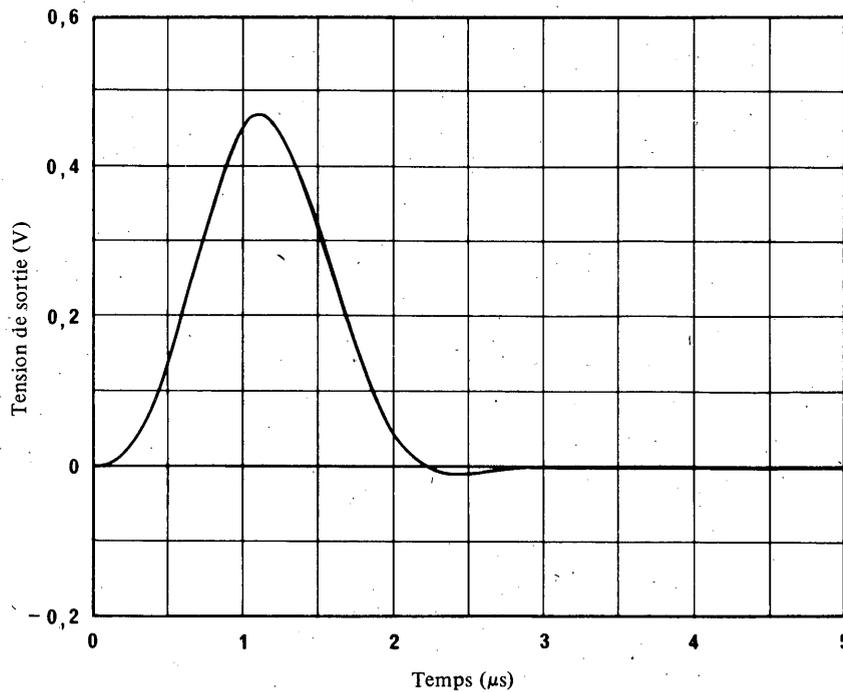


FIGURE 25 – Réponse transitoire du réseau

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

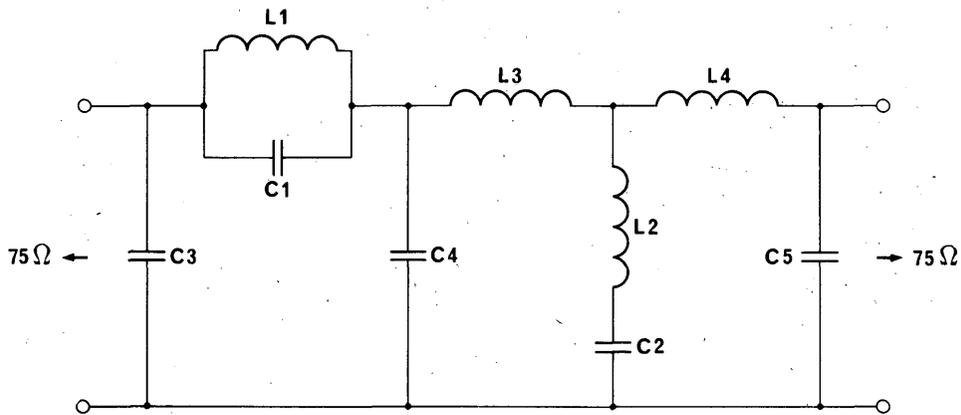


FIGURE 26 – Schéma du filtre de Thomson

TABLEAU DES VALEURS

| Composants | Valeurs<br>( $f_{\infty} = 3,3$ 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 –  $f_{\infty}$  est la fréquence correspondant au premier zéro de la fonction de transfert sortie/entrée.

Note 2 – Les valeurs des inductances sont données en  $\mu\text{H}$ , 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).

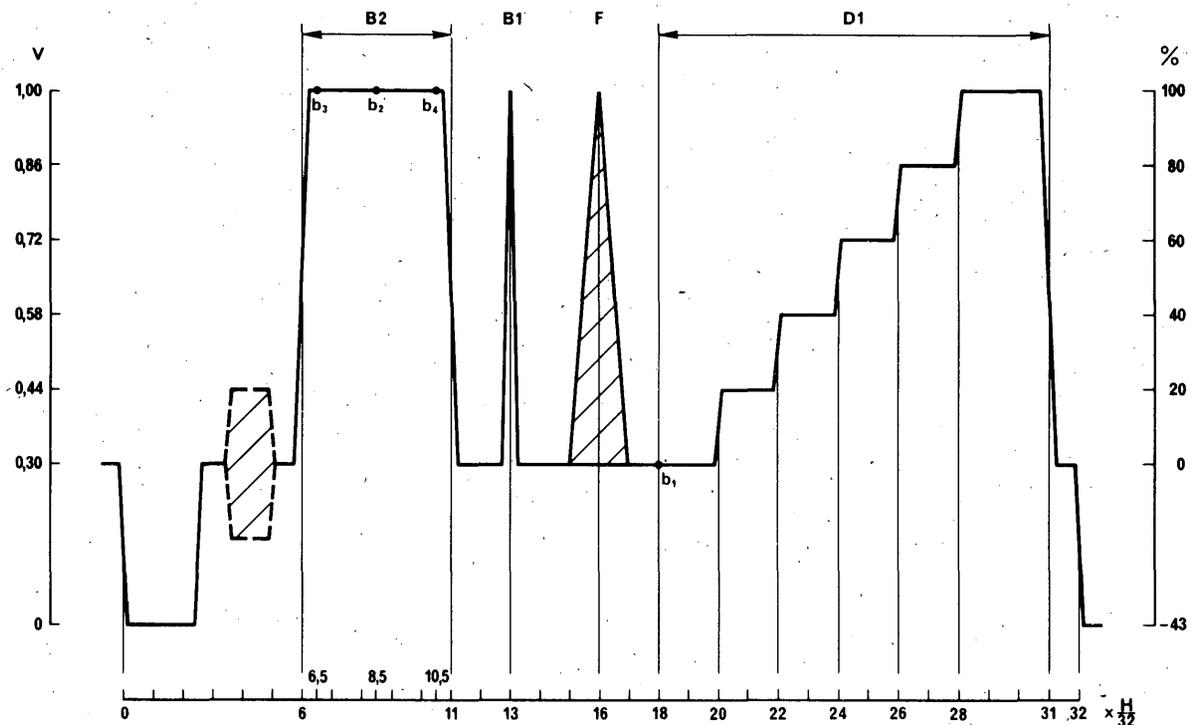


FIGURE 27 - Ligne 17 pour systèmes à 625 lignes

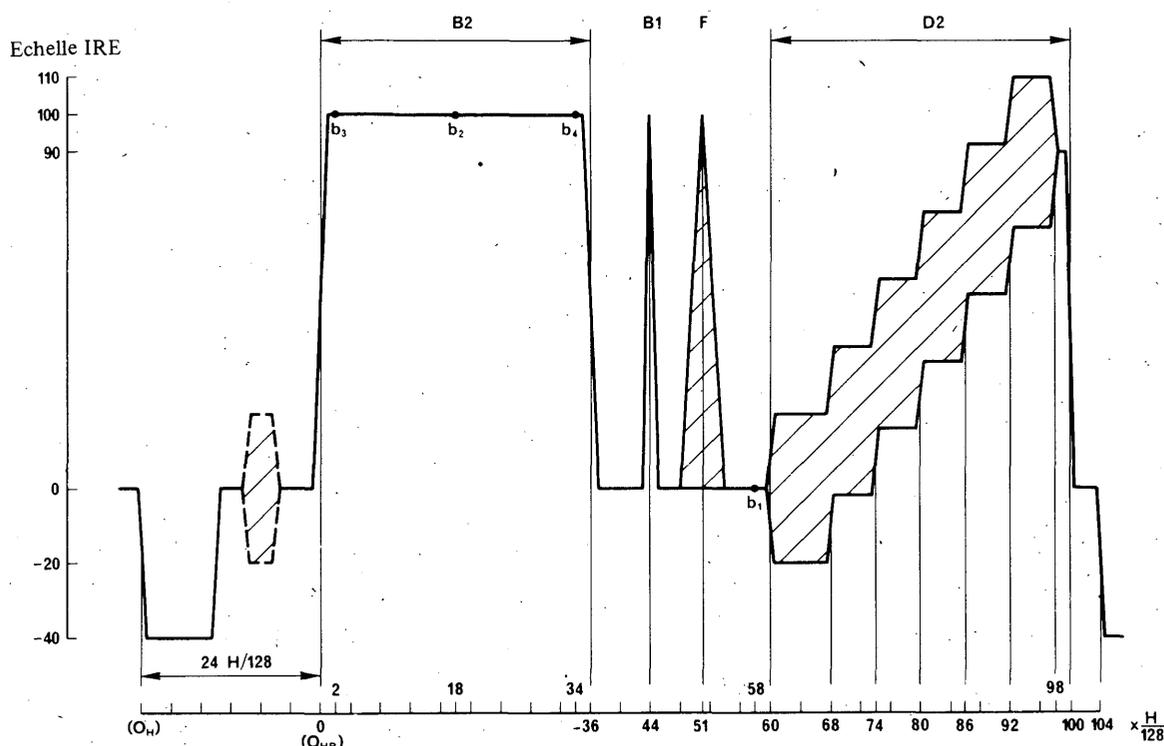


FIGURE 28 – Ligne 17/trame 1 pour systèmes à 525 lignes

## 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  $\pm 200$  ns,  $\pm 2K$  à  $\pm 400$  ns et  $\pm K$  à  $\pm 800$  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  $K_{(T)}$  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 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:

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

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

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  $\Omega$  (ohmique), soit symétrique par rapport à la terre et de valeur nominale 124  $\Omega$  (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  $K_{(2T)} = 3\%$ .

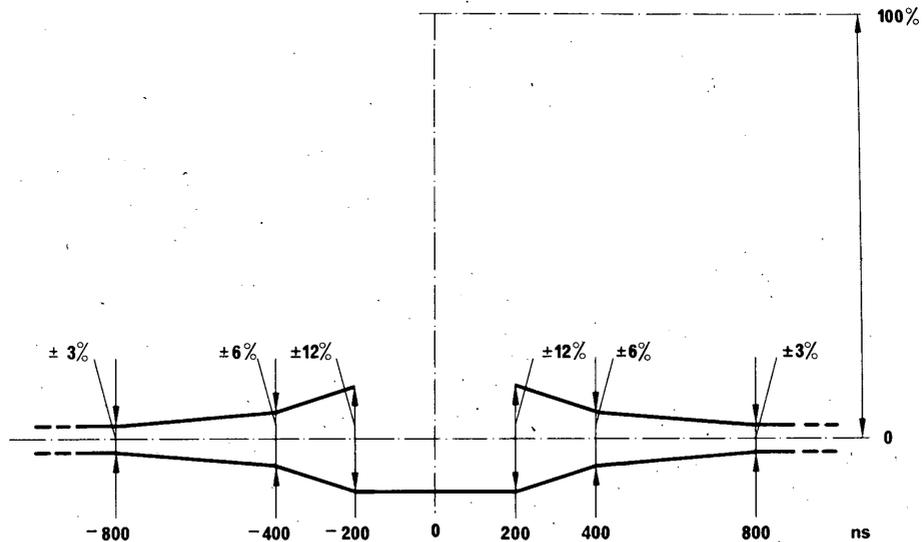


FIGURE 29a – Gabarit pour la réponse au signal d'essai B1 (625 lignes)  
(Durée à mi-amplitude: 200 ns)

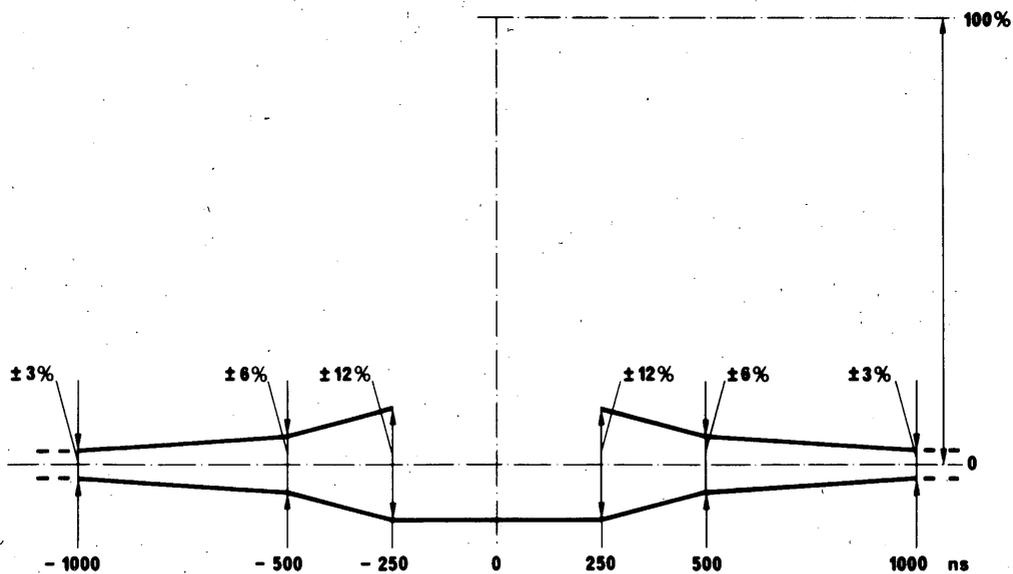


FIGURE 29b – Gabarit pour la réponse au signal d'essai B1 (525 lignes)  
(Durée à mi-amplitude: 250 ns)

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.

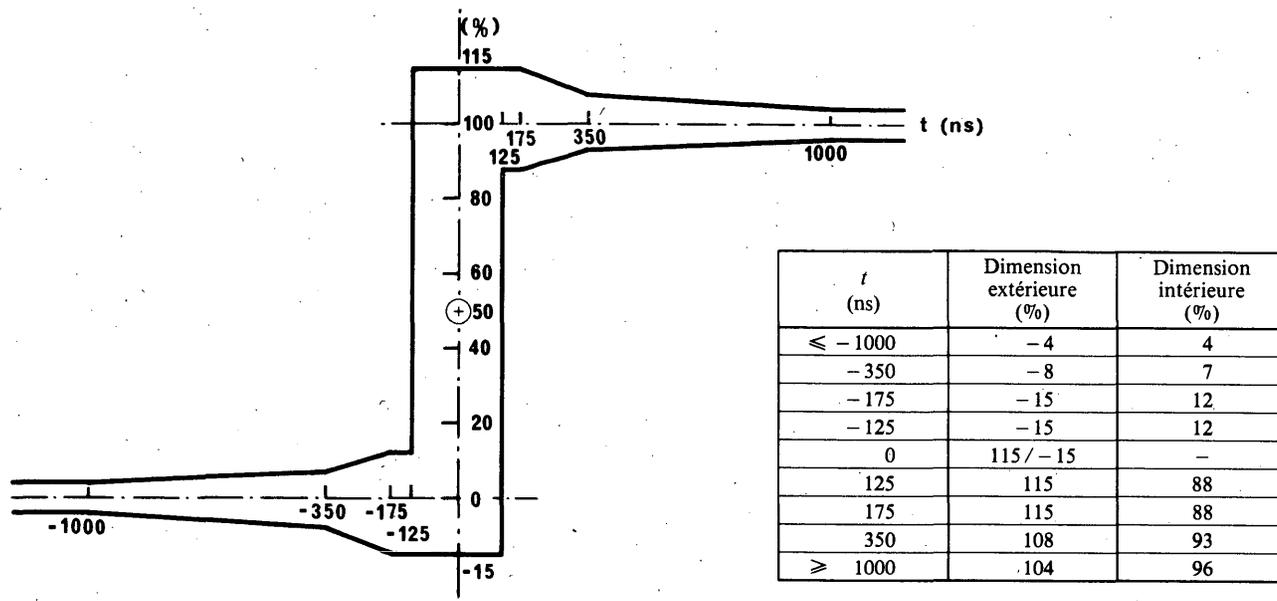


FIGURE 29c — Gabarit de réponse aux signaux d'essai B2 ou B3 (525 lignes pour le Japon et le Canada seulement)  
(Temps de montée: approximativement 125 ns)

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 (à ±175, ±350 et ±1000 ns) sont données par les formules ci-après:

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

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

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:

TABLEAU II

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

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.

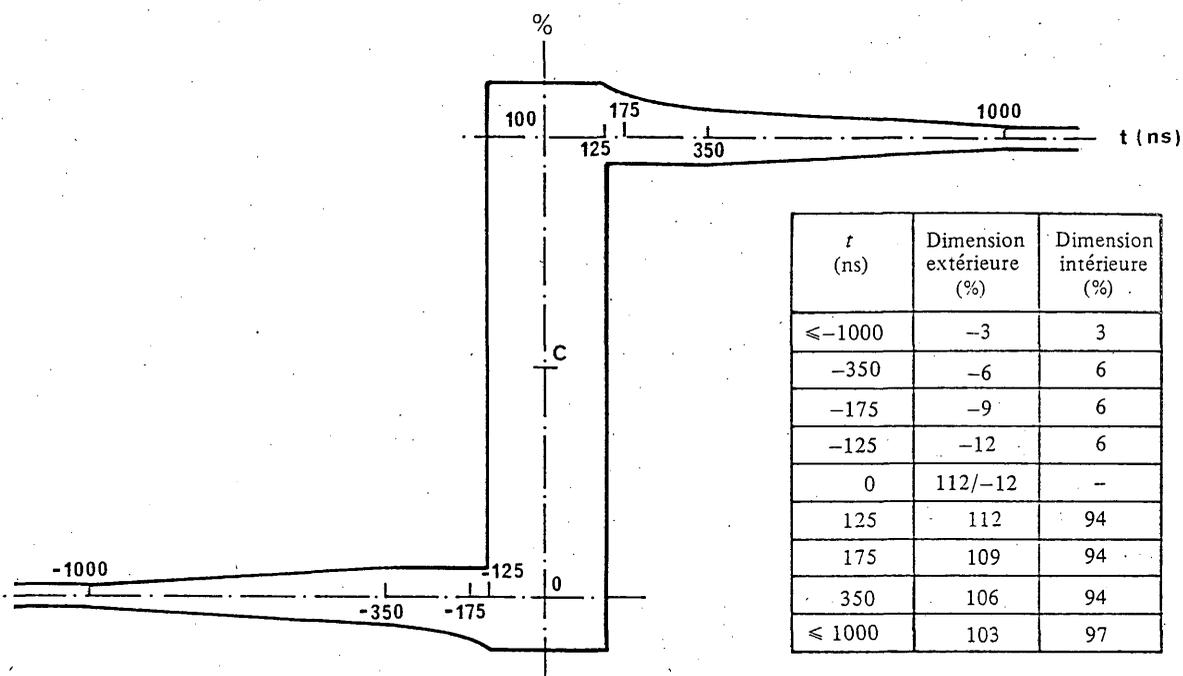


FIGURE 29d – Gabarit pour la réponse aux signaux d'essai B2 ou B3  
(à 525 lignes, pour les Etats-Unis d'Amérique seulement)  
(Temps d'établissement: environ 125 ns)

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

#### 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  $\pm 10\%$ .

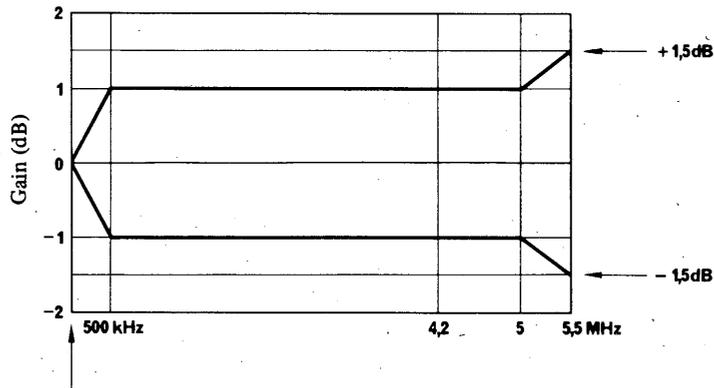
##### D.3.5.3.2 Inégalité de temps de propagation de groupe

L'inégalité de temps de propagation de groupe ne doit pas dépasser  $\pm 100$  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



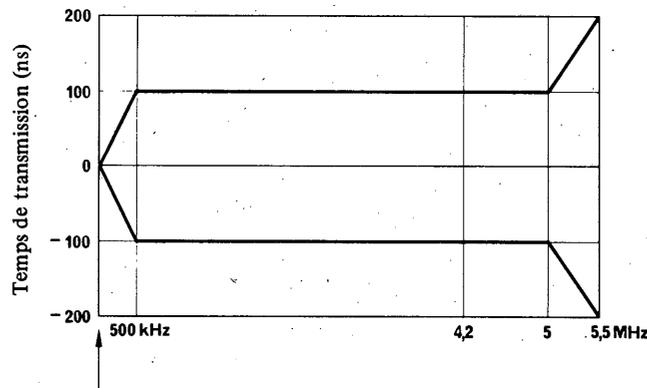
Approx.  
150 kHz (1)

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.

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.

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>Bruit récurrents</i><br>Ronflements d'alimentation<br>Fréquence pure   | { tension<br>de bruit                                     | 2<br>2   | 2, 7<br>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><br>Luminance<br>Chrominance (amplitude)<br>Chrominance (phase)<br>Intermodulation chrominance-luminance<br>Gain différentiel<br>Phase différentielle | %<br>%<br>degrés<br>%<br>%<br>degrés                      | 3/2<br>3/2<br>3/2<br>2<br>3/2 ou 2<br>3/2 ou 2 | —<br>—<br>—<br>—<br>9<br>9 |
| 3.4.2            | <i>Distorsion de non linéarité du signal de synchronisation</i><br>Distorsion en régime permanent   | %   | 3/2  |                            |
| 3.5.1            | <i>Distorsions linéaires</i><br>Distorsion de longue durée<br>Distorsion de durée de l'ordre d'une trame<br>Distorsion de durée de l'ordre d'une ligne<br>Distorsion de courte durée                      | %<br>%<br>$K_{(P/B)}$ , %<br>$K_{(2T)}$ , %<br>ou $S$ , % | 1<br>2<br>2<br>3/2<br>3/2                      | 11<br><br>10<br>10         |
| 3.5.3            | <i>Écarts entre la chrominance et la luminance</i><br>Inégalité de gain<br>Inégalité de temps de propagation du groupe  | %<br>ns   | 2<br>2   | 5<br>5                     |
| 3.5.4            | <i>Réponse en régime permanent</i><br>Gain/fréquence<br>Temps de propagation de groupe/fréquence  | dB<br>$\mu$ s   | 3/2<br>3/2                                     | 6<br>6                     |

(<sup>1</sup>) 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:

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

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.

## RECOMMANDATION 722

**NORMES TECHNIQUES UNIFORMES ET PROCÉDURES D'EXPLOITATION UNIFORMES  
APPLICABLES AUX REPORTAGES D'ACTUALITÉS PAR SATELLITE (RAS)\***

(Question 13/CMTT et Programme d'études 13H/CMTT)

(1990)

Le CCIR,

CONSIDÉRANT

- a) que les systèmes de reportages d'actualités par satellite (RAS) utilisant des stations terriennes d'émission portables sont indispensables pour les opérations de radiodiffusion et constituent un moyen utile de transmission pour l'acquisition et la diffusion rapides des événements d'actualité;
- b) que, pour faciliter la couverture internationale des nouvelles et optimiser la conception de l'équipement, il serait préférable d'adopter des normes techniques uniformes ainsi que des procédures d'exploitation uniformes applicables aux RAS, en tenant compte de l'éventualité de brouillages causés aux autres satellites et aux autres systèmes;
- c) que les RAS nécessitent de faire appel à divers systèmes support de communication et de transmission et qu'il faut fournir, de préférence sur le même répéteur de satellite, des signaux auxiliaires pour le fonctionnement des stations terriennes de RAS;
- d) que la mise en œuvre des systèmes RAS est temporaire et occasionnelle et qu'elle ne peut souvent pas être déterminée longtemps à l'avance;
- e) que les stations terriennes de RAS fonctionnent essentiellement dans le service fixe par satellite et doivent satisfaire aux dispositions pertinentes du Règlement des radiocommunications et à toute réglementation nationale pertinente;
- f) que le préambule de la Constitution de l'UIT stipule ce qui suit: «En reconnaissant pleinement à chaque Etat le droit souverain de réglementer ses télécommunications...»;
- g) que, pour assurer le fonctionnement satisfaisant des RAS, il est indispensable que l'on obtienne rapidement l'autorisation pour la mise en œuvre de stations terriennes de RAS et pour l'acheminement des émissions vers un satellite de télécommunication, conformément aux procédures administratives du pays d'accueil et aux critères opérationnels et techniques qui ont été fixés pour ces systèmes;
- h) que les moyens de simplifier la procédure permettant d'obtenir, aussi rapidement que possible, l'autorisation temporaire d'exploiter des installations de RAS sont actuellement étudiés par le CCIR dans le Rapport 1237;
- j) que l'emploi des RAS serait facilité par la diffusion d'un guide à l'attention des utilisateurs de RAS, guide élaboré par les exploitants de satellite (fournisseurs du secteur spatial) et les pays d'accueil,

RECOMMANDE A L'UNANIMITÉ

1. que les caractéristiques de transmission des stations terriennes de RAS soient conformes aux normes techniques uniformes décrites dans l'Annexe I. En particulier, il convient que les stations terriennes fournissent des circuits de communications bidirectionnels, en plus de la voie vidéo et de la voie son ou radiophonique associées, ces circuits doivent être disponibles avant la transmission de RAS;
2. que l'exploitation des RAS soit conforme aux procédures d'exploitation uniformes décrites dans l'Annexe II;
3. que, pour faciliter l'octroi d'autorisations temporaires d'exploitation de RAS, les administrations et organisations compétentes soient encouragées à envisager l'harmonisation de procédures accélérées et simplifiées (par exemple, homologation de la station terrienne, réservation du satellite et coordination des fréquences, etc.) (voir le § 2 du Rapport 1237);
4. que chaque administration désigne un point de contact pour assurer l'échange de renseignements et pour donner les directives en matière de coordination des fréquences et en matière de procédures administratives utilisées par le pays d'accueil;

\* Cette Recommandation doit être portée à l'attention des Commissions d'études 4, 10 et 11.

5. que, pour simplifier les mises en œuvre et réduire au minimum les retards, les fournisseurs du secteur spatial élaborent des guides à l'attention des utilisateurs sur les procédures d'exploitation RAS de leurs différents systèmes et prennent des mesures en vue d'harmoniser ces procédures entre leurs systèmes;
6. que les pays d'accueil soient encouragés à élaborer des guides à l'attention des utilisateurs de RAS et autres documents qui peuvent revêtir la forme de règlements nationaux destinés à faciliter l'exploitation;
7. que les organisations de télécommunications par satellite mettent à disposition, sur demande, une porteuse facilement identifiable pour faciliter l'exploitation des stations terriennes de RAS;
8. d'attribuer aux transmissions de RAS un signal d'identification approprié notifié au pays d'accueil, pour aider à la réduction des brouillages.

## ANNEXE I

### PARAMÈTRES TECHNIQUES MINIMAUX APPLICABLES AUX STATIONS TERRIENNES DE RAS

#### 1. Qualité de fonctionnement en général

Un terminal de RAS doit pouvoir être mis en œuvre rapidement, émettre (avec un minimum de dégradation) des signaux vidéo et des signaux audio ou de radiodiffusion sonore associés, offrir une capacité de réception limitée pour faciliter le pointage de l'antenne. Il doit pouvoir, si possible, permettre le contrôle des signaux émis et il doit assurer des communications bidirectionnelles pour l'exploitation et la supervision.

#### 2. Conditions à remplir du point de vue de la qualité de transmission

Le signal en bande de base doit être émis avec une dégradation minimale.

##### 2.1 RAS pour la radiodiffusion télévisuelle

*Signal vidéo:* voir la Recommandation 567. (Les conditions applicables au bruit aléatoire peuvent être assouplies par l'utilisateur.)

*Signal audio:* voir la Recommandation 505. (Les conditions applicables au bruit aléatoire peuvent être assouplies par l'utilisateur.)

##### 2.2 RAS pour la radiodiffusion sonore

*Bande de base:* conformément à la Recommandation 504-2 (Genève, 1982). (Les conditions applicables au bruit aléatoire peuvent être assouplies par l'utilisateur.)

#### 3. Conditions à remplir du point de vue de la qualité de fonctionnement RF

##### 3.1 Densité de p.i.r.e. hors axe

Doit être conforme aux dispositions de la Recommandation 524 ou aux normes de l'exploitant du satellite, la valeur la plus stricte étant seule retenue.

##### 3.2 Discrimination de polarisation

Doit être supérieure à 35 dB dans la largeur à -1 dB du faisceau, et supérieure à 30 dB ailleurs. Toutefois, les stations terriennes de RAS fonctionnent généralement avec une p.i.r.e. plus faible, de sorte qu'une réduction correspondante de la discrimination de polarisation peut être acceptée par l'exploitant du système à satellites.

##### 3.3 p.i.r.e.\*

RAS pour la radiodiffusion télévisuelle  
70 dB (valeur nominale)

RAS pour la radiodiffusion sonore  
55 dBW (valeur nominale)

##### 3.4 Largeur de bande RF\*

RAS pour la radiodiffusion télévisuelle  
17,5-36 MHz

RAS pour la radiodiffusion sonore  
200 kHz

\* La valeur réelle doit être déterminée en fonction des caractéristiques du satellite utilisé.

#### 4. Caractéristiques de modulation

##### 4.1 RAS pour la transmission de télévision

*Modulation:* MF.

*Excursion:* 10-28 MHz (crête-à-crête) pour un signal d'entrée en bande de base de 1 V (crête-à-crête).

*Sens de modulation:* positif (tension positive pour une augmentation de la fréquence).

*Dispersion d'énergie:* 0-4 MHz (crête-à-crête).

*Signal audio associé:* on peut recourir à l'emploi d'une sous-porteuse ou aux techniques de multiplexage du son dans la synchronisation (SIS).

##### 4.2 RAS pour la transmission sonore

*Modulation:* MF.

*Excursion:* 150 kHz (crête-à-crête) pour le signal de modulation de 1 kHz à +9 dBm0s.

*Préaccentuation:* 75 µs.

*Dispersion d'énergie:* fixe/adaptable, selon la condition à remplir pour satisfaire aux dispositions de la Recommandation 524.

#### 5. Signal auxiliaire

*Modulation:* analogique ou numérique.

#### 6. Signal d'identification

Transmis par des moyens appropriés (méthode que les Commissions d'études 4, 10 et 11 du CCIR et la CMTT doivent étudier et recommander).

## ANNEXE II

### PROCÉDURES D'EXPLOITATION UNIFORMES APPLICABLES AUX RAS\*

L'harmonisation des procédures des exploitants de systèmes à satellites relatives aux RAS implique de prendre en compte, au minimum, les éléments suivants:

- fourniture des paramètres d'exploitation pertinents;
- réglage de la station terrienne de RAS, essais préalables pour vérifier l'absence de brouillage;
- mise en place des circuits auxiliaires;
- activation de la transmission des programmes;
- fermeture des stations terriennes de RAS;
- prise en charge de l'utilisateur RAS suivant.

---

\* Le Directeur du CCIR est invité à transmettre l'Annexe II à toutes les organisations de télécommunications par satellite en leur demandant d'étudier les caractéristiques propres aux RAS, cela en harmonisant leurs procédures d'exploitation.

## RECOMMANDATION 568

**VALEUR UNIQUE DU RAPPORT SIGNAL/BRUIT  
POUR TOUS LES SYSTÈMES DE TÉLÉVISION**

(Question 13/CMTT et Programme d'études 13A/CMTT)

(1978)

Le CCIR,

## CONSIDÉRANT

- a) que les résultats des études effectuées par plusieurs administrations ont montré qu'il est nécessaire de pondérer le bruit mesuré de telle façon que, en principe, on obtienne une valeur unique du rapport signal/bruit pondéré pour la même note d'évaluation subjective, quelle que soit la distribution spectrale du bruit;
- b) que ces études ont montré également que les divers systèmes de télévision ont des sensibilités différentes au bruit erratique et que, en conséquence, beaucoup d'administrations ont spécifié des caractéristiques différentes pour la pondération du bruit;
- c) que l'acceptation d'une caractéristique de pondération unique, à appliquer au circuit fictif de référence pour tous les systèmes de télévision, doit être fondée nécessairement sur un compromis entre les diverses pondérations du bruit adoptées par diverses administrations;
- d) que, d'autre part, il est nécessaire de mesurer le bruit erratique dans une largeur de bande unique, pour spécifier une valeur unique du rapport signal/bruit pondéré comme objectif pour tous les systèmes de télévision, de manière à éviter toute confusion éventuelle lorsque l'on compare les résultats obtenus en des points différents le long d'un circuit international de télévision;
- e) qu'un accord général a été obtenu au sujet d'un réseau de pondération unique du bruit et au sujet d'une valeur unique du rapport signal/bruit pondéré à prendre comme objectif pour application aux circuits fictifs de référence de tous les systèmes de télévision,

## RECOMMANDE A L'UNANIMITÉ

1. que la caractéristique de pondération et le réseau de pondération représentés à l'Annexe II à la partie C de la Recommandation 567 soient adoptés pour tous les circuits internationaux de télévision;
2. que le rapport signal/bruit pondéré soit toujours rapporté à un bruit mesuré dans la bande comprise entre 0,01 et 5 MHz;
3. qu'une valeur unique de 53 dB du rapport signal/bruit pondéré soit prise comme objectif pour le circuit fictif de référence de 2500 km, pendant 99% d'un mois quelconque.

*Note 1* – Des mesures portant sur des systèmes de télévision en couleur et faites avec le même réseau de pondération unique 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 on n'utilisera, aux fins d'exploitation, que le réseau de pondération recommandé. Pour les nouveaux systèmes qui ne rempliraient pas cette condition, les ingénieurs devraient vérifier par d'autres moyens que le rapport signal/bruit pondéré est satisfaisant et que le réseau recommandé donne des résultats convenables (voir l'Annexe I).

*Note 2* – Certaines administrations peuvent, à des fins nationales, avoir besoin pour le rapport signal/bruit de valeurs autres que 53 dB.

## ANNEXE I

## TRAITEMENT DES CAS PARTICULIERS

Dans le cas de nouveaux systèmes de transmission, où la distribution spectrale du bruit pourrait ne pas remplir les exigences de la Note 1 (de la présente Recommandation), il convient de vérifier, au stade de la conception des systèmes, que la distribution envisagée pour le bruit donne des résultats satisfaisants pour tous les systèmes de télévision en couleur. On trouvera ci-après certaines lignes directrices à ce sujet:

- pour le système I, le rapport signal/bruit pondéré peut être déterminé à l'aide du réseau de pondération fictif composite [Allnatt et Prosser, 1966]; dans ce cas, ce rapport ne devrait pas être inférieur à 49 dB;
- en Italie, pour les systèmes PAL couleur B et G, la mesure peut être faite avec les caractéristiques de pondération indiquées dans le doc. [CCIR, 1966-69];
- pour les systèmes D et K, la mesure peut être faite avec les caractéristiques de pondération indiquées dans le doc. [CCIR, 1970-74].

## RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

ALLNATT, J. W. et PROSSER, R. D. [1966] Subjective quality of colour television pictures impaired by random noise. *Proc. IEE*, 113, 551-557, Appendice 7.3.

*Documents du CCIR*

[1966-69]: CMTT/160 (Italie);

[1970-74]: CMTT/72 (URSS).

---

## RECOMMANDATION 603

CHAÎNE FICTIVE DE RÉFÉRENCE POUR  
TRANSMISSION DE TÉLÉVISION SUR DE TRÈS  
GRANDES DISTANCES

(Question 13/CMTT et Programme d'études 13D/CMTT)

(1982)

Le CCIR,

## CONSIDÉRANT

- a) que, dans certaines parties du monde, des chaînes de transmission de télévision beaucoup plus longues que 2500 km existent ou sont à l'étude;
- b) qu'il est souhaitable de définir une ou plusieurs chaînes fictives de référence convenant à différentes liaisons types;
- c) que la définition de chaînes fictives de référence de composition connue serait très utile pour faire avancer les travaux couverts par les Programmes d'études 13C/CMTT et 14A/11;
- d) que la Recommandation 567 recommande que les objectifs de réalisation et les tolérances applicables à un circuit fictif de référence de Terre soient les mêmes que pour un circuit fictif de référence du service fixe par satellite;
- e) que, pour la télévision, la transmission intercontinentale et à très grande distance se fait normalement par satellite,

## RECOMMANDE A L'UNANIMITÉ

1. de définir une seule chaîne fictive de référence qui représente les liaisons à très grande distance permettant de relier deux points quelconques de la surface terrestre;
2. que cette chaîne soit définie comme l'équivalent de cinq circuits fictifs de référence en cascade;
3. que la qualité de transmission de la chaîne fictive de référence soit déterminée à partir de celle du circuit fictif de référence défini dans la Recommandation 567, en utilisant les méthodes recommandées dans la partie E de ladite Recommandation.

*Note 1* – En ce qui concerne la définition de la chaîne et son utilisation dans l'étude de la qualité de transmission des liaisons à très grande distance, il n'est pas indispensable de définir les cinq circuits. Toutefois, à titre d'illustration, on pourrait considérer qu'ils représentent deux réseaux nationaux, deux liaisons par satellite et 2500 km de réseau de Terre reliant entre elles les deux stations terriennes intermédiaires et/ou les stations terriennes terminales et les réseaux nationaux; il est en outre vraisemblable que les liaisons à très grande distance comportent des convertisseurs de normes. Cela étant, on voit qu'une chaîne composée de cinq circuits fictifs de référence représenterait parfaitement une liaison de télévision de très grande longueur, sauf peut-être dans les cas extrêmes.

*Note 2* – Dans les circuits réels du même ordre de complexité que la chaîne fictive de référence, on peut être amené à insérer des systèmes de restitution de la composante continue afin de limiter l'accumulation du ronflement dû à l'alimentation en énergie, de la distorsion de durée de l'ordre d'une trame et de la distorsion de longue durée.

*Note 3* – Dans les circuits réels du même ordre de complexité que la chaîne fictive de référence, il peut être souhaitable de prévoir une correction automatique de la phase différentielle et/ou de la distorsion linéaire.

*Note 4* – On a exprimé l'avis que, lorsqu'un signal de télévision est transmis sur une liaison à très grande distance comme celle représentée par la chaîne fictive de référence, la qualité de l'image risque d'être insuffisante. Il serait donc souhaitable que l'on poursuive l'étude de la qualité de fonctionnement des liaisons à très grande distance, considérée du point de vue subjectif.

## BIBLIOGRAPHIE

*Documents du CCIR*

[1974-82]: CMTT/26 (Royaume-Uni); CMTT/40 (France); CMTT/56 (Japon); CMTT/75 (Canada).

## RECOMMANDATION 604-2\*

TRANSMISSION NUMÉRIQUE DE TÉLÉVISION  
SUR UNE GRANDE DISTANCE – PRINCIPES GÉNÉRAUX

(Question 14/CMTT et Programmes d'études 14A/CMTT, 14B/CMTT et 14C/CMTT)

(1982-1986-1990)

Le CCIR,

## CONSIDÉRANT

- a) que la Recommandation 601 relative au codage numérique dans les studios de télévision, sur la base d'une famille de codes en composantes, a été adoptée pour les normes de 525 lignes et de 625 lignes;
- b) qu'il est souhaitable de transmettre des signaux numériques en composantes sur des circuits numériques;
- c) que la transmission numérique de télévision sur une grande distance aura différentes applications, par exemple:
- *contribution*: acheminement des signaux vers les centres de production où ils pourront subir des traitements de post-production;
  - *distribution*: acheminement de programmes de télévision lorsque plus aucun traitement de post-production n'est prévu (voir la Note 1);
- d) qu'il est éminemment souhaitable de faciliter l'échange international de programmes de télévision en rendant les circuits numériques de transmission de télévision à travers le monde au moins aussi transparents aux signaux de télévision que le sont les circuits analogiques;
- e) que, lors de l'établissement d'un circuit de transmission numérique à l'échelon mondial, on devrait tenir compte des différentes hiérarchies de transmission numérique ainsi que des débits et des interfaces des canaux H du RNIS recommandés par le CCITT;
- f) qu'il peut être efficace d'appliquer des méthodes de réduction du débit binaire pour abaisser les coûts de transmission,

## RECOMMANDE A L'UNANIMITÉ

1. que, pour la transmission d'un signal de télévision présenté sous forme numérique, on accorde la préférence à l'emploi de circuits entièrement numériques. Pour ces circuits il y a lieu d'appliquer les principes énoncés dans la présente Recommandation;
  2. que les signaux en provenance de studios de télévision numériques tels que les décrit la Recommandation 601 soient conservés sous leur forme de codage en composantes et servent de base aux signaux transmis sur les liaisons numériques;
- Note 1* – Dans la présente Recommandation et dans les textes de la CMTT concernant la Question 14/CMTT, le terme «distribution» se rapporte à la distribution primaire (par exemple, la transmission jusqu'à l'entrée des émetteurs de radiodiffusion) et non pas à la distribution secondaire (fourniture au téléspectateur). Il convient de noter que les objectifs de qualité dans les deux cas peuvent être différents.
- Note 2* – En fonction des diverses applications, dont on donne des exemples sous le considérant c), les techniques de codage (qui sont à l'étude au titre du Programme d'études 14A/CMTT), doivent respecter les exigences correspondantes définies par la Commission d'études 11 pour ce qui concerne le traitement de post-production et la qualité.
3. que, pour chaque application, dont on donne des exemples sous le considérant c), on emploie une seule technique de codage de transmission (voir la Note 2) pour les signaux de télévision à 525 lignes et une seule technique pour les signaux à 625 lignes;
  4. que, pour chaque application, dont on donne des exemples sous le considérant c), on emploie, pour les signaux vidéo, les signaux son et les signaux auxiliaires, une seule structure de multiplexage de transmission pour chacune des deux normes à 525 lignes et à 625 lignes et, autant que possible, la même structure pour ces deux normes;
  5. que le débit binaire de chacune des structures de multiplexage soit compatible avec un niveau approprié de la hiérarchie de transmission numérique ou des débits des canaux H du RNIS recommandés par le CCITT.

\* Cette Recommandation doit être portée à l'attention des Commissions d'études XVIII du CCITT et 4, 9, 10 et 11 du CCIR.

## RECOMMANDATION 658-1\*

**TRANSMISSION MIXTE ANALOGIQUE-NUMÉRIQUE  
DE SIGNAUX ANALOGIQUES COMPOSITES DE TÉLÉVISION  
SUR UNE GRANDE DISTANCE**

(Question 14/CMTT et Programmes d'études 14A/CMTT, 14B/CMTT, 14C/CMTT et 14D/CMTT)

(1986-1990)

Le CCIR,

## CONSIDÉRANT

- a) que, bien que l'on s'attende à ce que les studios de télévision adoptent progressivement une exploitation fondée sur l'usage d'un codage en composantes séparées (par exemple, conformément à la Recommandation 601 pour les systèmes numériques), l'exploitation existante en mode analogique utilisant des signaux composites continuera pendant un temps non négligeable (Note 1);
- b) que, pendant une période transitoire, il apparaîtra des cas où les signaux de télévision analogiques composites seront transmis sur un circuit comprenant des sections analogiques et numériques en cascade;
- c) qu'en vue de faciliter la transmission internationale de programmes de télévision pendant la période transitoire, la méthode de codage devrait préserver la qualité des signaux de télévision en couleur (par exemple, NTSC, SECAM, PAL) et des signaux auxiliaires et supplémentaires (par exemple, signaux d'essai insérés, télétexte, etc.);
- d) que, lors de l'établissement de sections de circuits numériques, il faut tenir compte des différentes hiérarchies de transmission, des débits de canal H et des interfaces pour le RNIS qui sont recommandés par le CCITT;
- e) que, bien que l'utilisation de techniques de réduction du débit binaire puisse être souhaitable du point de vue économique, de nouvelles études sont nécessaires avant que l'on puisse recommander des méthodes de codage qui satisfassent à c),

## RECOMMANDE A L'UNANIMITÉ

1. que, pour la transmission d'un signal de télévision présenté sous forme analogique composite, on accorde la préférence à des conduits entièrement analogiques. Toutefois, dans les cas où l'on ne peut éviter l'usage de conduits mixtes analogiques et numériques, il convient d'appliquer les principes donnés dans la présente Recommandation;
2. que le nombre de sections numériques d'un circuit réel soit aussi réduit que possible;
3. que le circuit fictif de référence pour la transmission mixte analogique-numérique soit équivalent à celui défini au § A.1.2 de la Recommandation 567, qui s'applique au cas où les trois sections utilisent la transmission analogique. Lorsqu'une ou plusieurs sections utilisent la transmission numérique, la même structure doit être appliquée, mais des modifications peuvent être nécessaires pour les sections utilisant la transmission numérique (Note 2). Les signaux à l'entrée et à la sortie, et aux points d'interconnexion intermédiaires du circuit fictif de référence, sont sous forme analogique (Note 3);
4. que les objectifs de conception et les tolérances spécifiés pour un circuit fictif de référence dans la Recommandation 567 s'appliquent aussi à la transmission mixte analogique-numérique (Note 4);
5. que la qualité globale du circuit fictif de référence, considérée par rapport aux critères objectifs et subjectifs définis par la Commission d'études 11, ne soit pas plus mauvaise que celle du système analogique équivalent. Dans la pratique, ce degré de qualité peut être obtenu si l'on applique les valeurs de paramètres définies dans l'Annexe I (Note 5).

\* Cette Recommandation doit être portée à l'attention de la Commission d'études 11 du CCIR et aux Commissions d'études XV et XVIII du CCITT.



*Note 1* — La présente Recommandation ne s'applique ni aux signaux analogiques en composantes, ni aux signaux chiffrés. Ces questions doivent faire l'objet d'un complément d'étude qui doit aboutir à de nouvelles Recommandations.

*Note 2* — Les caractéristiques détaillées des sections numériques du circuit fictif de référence doivent faire l'objet d'un complément d'étude concernant des problèmes tels que: la longueur, le nombre de sections numériques autorisé, etc. Le § 6 du Rapport 646 donne des détails sur les progrès accomplis dans la définition des sections numériques et sur les questions nécessitant un complément d'étude.

*Note 3* — Dans les circuits réels, quand deux sections numériques sont interconnectées, il n'est pas nécessaire, sauf pendant les périodes de réglage, d'introduire une interface analogique.

*Note 4* — Certaines adjonctions aux méthodes d'essai spécifiées dans la Recommandation 567 devront peut-être être ajoutées à cette nouvelle Recommandation pour les cas où des sections numériques sont incluses (Rapport 819). De plus, des objectifs et des essais supplémentaires peuvent être nécessaires pour traiter de nouveaux types de dégradation causés par le codage numérique. Ces questions sont à l'étude (Rapport 646).

*Note 5* — Les valeurs de paramètres spécifiées dans l'Annexe I répondent à ce critère. Il en serait de même pour d'autres ensembles de paramètres, dont il faudrait toutefois vérifier la conformité. Il est rappelé aux administrations qu'elles ont le droit de passer des accords bilatéraux sur les paramètres de codage pour un système donné de télévision couleur, si c'est nécessaire. Si, toutefois, un tel circuit doit faire partie d'une communication télévisuelle internationale, il doit répondre aux conditions spécifiées dans la présente Recommandation.

## ANNEXE I

### SPÉCIFICATION CONCERNANT LES SECTIONS NUMÉRIQUES DE LIAISONS MIXTES

La présente spécification s'applique à l'une des trois sections de longueur égale du circuit fictif de référence décrit dans la Recommandation 567. Etant donné que la distorsion produite par une section numérique (à l'exception des erreurs de transmission) est due entièrement aux convertisseurs analogique-numérique et numérique-analogique, on peut considérer qu'un nombre quelconque de liaisons de transmission reliées numériquement, quelle que soit leur longueur, constitue une section numérique de ce type.

- a) Les signaux de télévision composites ne doivent pas être décodés en composantes.
- b) Les filtres passe-bas des convertisseurs analogiques-numériques (CAN) et des convertisseurs numériques-analogiques (CNA) doivent être tels que six filtres en cascade satisfassent aux caractéristiques de la distorsion de courte durée indiquées au § D.3.5.1.4 de la Recommandation 567. Dans la pratique, le filtre de luminance spécifié dans l'Annexe III à la Recommandation 601 satisfera à ces caractéristiques.
- c) La fréquence d'échantillonnage doit être égale ou supérieure à 13,0 MHz.
- d) Il convient d'utiliser le codage de quantification uniforme.
- e) Les CAN et CNA doivent être monotones.
- f) La dynamique de conversion du CAN doit être de  $1,75 \text{ V} \pm 10 \text{ mV}$  (voir la Note 1).
- g) Le rapport signal/bruit de quantification de la combinaison CAN/CNA doit être supérieur à 58 dB. Il convient de le mesurer en présence d'un signal de ligne en dents de scie ou d'une onde sinusoïdale basse fréquence d'amplitude 0,7 V crête-à-crête, à la fois avec et sans onde sinusoïdale superposée d'amplitude 0,35 V crête-à-crête à une fréquence élevée ( $> 4 \text{ MHz}$ ); en présence d'une onde sinusoïdale superposée à une fréquence élevée, une marge de mise en œuvre supplémentaire pouvant atteindre 6 dB est autorisée. (Bruit en valeur efficace avec pondération unifiée dans une largeur de bande de 5 MHz, par rapport au niveau de référence de 0,7 V, voir la Note 2.)
- h) Les signaux contenant des impulsions de synchronisation et des intervalles de suppression doivent être verrouillés à l'entrée du CAN pour que le niveau du noir se trouve au quart de la gamme de conversion (niveau 128 dans un système à 9 bits). Le codeur doit verrouiller correctement les signaux 625/50 et 525/60.
- i) La constante de temps du verrouillage doit être d'au moins 2 ms (voir la Note 3).
- j) Toute forme d'onde ne contenant pas d'impulsions de synchronisation ou d'intervalles de suppression ne doit pas être verrouillée mais doit être couplée à l'entrée CAN de façon que son niveau moyen soit proche du centre de la gamme de conversion.
- k) Toutes les parties du signal doivent être transmises sans modification.

- l) Aucun codage avec réduction du débit binaire ne doit être utilisé.
- m) Si on n'utilise pas la correction d'erreur, le taux d'erreur binaire (TEB) moyen à long terme doit être inférieur à  $1 \times 10^{-8}$ . Pour un TEB inférieur à  $1 \times 10^{-6}$ , les salves d'erreur ne devront pas durer plus de 5 s et il ne devra pas y avoir plus d'une salve par heure (voir la Note 4).
- n) Si on utilise la correction d'erreur, le TEB résiduel après correction dans les deux bits de plus fort poids ne doit pas être pire que celui qui est spécifié à l'alinéa m) (voir la Note 4).
- o) La gigue sur les échantillons reconstitués dans le CNA doit être inférieure à 0,3 ns en valeur efficace (voir la Note 5).

*Note 1* — Cette dynamique de conversion permet la transmission de barres de couleur saturées avec une surcharge de 3 dB sans compression. Toutefois, certains équipements modernes peuvent autoriser la spécification d'une marge de surcharge inférieure; il est nécessaire de poursuivre les travaux à ce sujet. L'utilisation d'une marge de conversion plus faible améliorera le rapport signal/bruit de quantification.

*Note 2* — Cette exigence permet d'assurer que le bruit de quantification dû à une section numérique n'est pas supérieur au tiers du bruit de quantification total autorisé pour le CFR à trois sections qui est spécifié dans la Recommandation 567. Dans [CCIR, 1986-90a], il est montré que cette exigence peut être satisfaite si l'on utilise neuf bits par échantillon à une fréquence d'échantillonnage de 13 MHz. La fréquence de l'onde sinusoïdale peut dépendre de la norme de télévision et de l'équipement de mesure utilisé. La normalisation de ce paramètre nécessite un complément d'étude.

Si la fréquence utilisée se trouve dans la bande passante du filtre de mesure du bruit de 5 MHz, il reste nécessaire d'éliminer l'onde sinusoïdale à haute fréquence à l'aide d'un filtre supplémentaire et de corriger le résultat pour la largeur de bande du bruit du filtre supplémentaire, comme indiqué dans [Devereux, 1982].

*Note 3* — Une constante de temps plus courte produit un traînage du verrouillage dû au bruit. Une constante de temps de 2 ms donne une suppression de 6 dB du bruit d'alimentation; si le bruit d'alimentation n'est pas gênant, la constante de temps pourra être plus longue. Devereux [1982] donne de plus amples détails.

*Note 4* — Les expériences que rapporte Ratliff [1974] ont montré que les erreurs aléatoires étaient «imperceptibles» pour un TEB inférieur à  $1 \times 10^{-8}$  et «nettement perceptibles mais pas gênantes» pour un TEB de  $1 \times 10^{-6}$  et que, pour une MIC linéaire, il est tout aussi efficace de protéger les deux bits de plus fort poids que tous les bits du mot vidéo échantillonné.

*Note 5* — Devereux [1971] et Devereux et Wilkinson [1973] montrent que 0,3 ns en valeur efficace est le seuil de perception pour la gigue sur des signaux PAL.

On admet qu'en raison de la gigue produite par des multiplexeurs et des démultiplexeurs réels — par exemple, multiplexage de 140 Mbit/s à 565 Mbit/s et vice versa — (gigue de temps d'attente), il sera peut-être difficile de se conformer à la présente spécification dans la pratique. Des travaux complémentaires sont encore nécessaires.

#### RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- DEVEREUX, V. G. [1971] Pulse code modulation for video signals: subjective tests on acceptable limits for timing jitter in the decoded analogue samples. BBC Research Department Report 1971/42.
- DEVEREUX, V. G. et WILKINSON, G. C. [1973] Digital video: effect of PAL decoder alignment on the acceptable limits for timing jitter. BBC Research Department Report 1973/1.
- DEVEREUX, V. G. [1982] Tests on eight video p.c.m. codecs in tandem handling composite PAL and monochrome video signals. BBC Research Department Report 1982/19. Des informations sur cette référence se trouvent également dans *Rév. de l'UER (Technique)* 199, Juin 1983, 114-131.
- RATLIFF, P. A. [1974] Digital video: subjective assessment of an experimental Wyner — Ash error corrector. BBC Research Department Report 1974/41.

*Documents du CCIR*

[1986-90]: a. CMTT/176 (Royaume-Uni).

## RECOMMANDATION 723 \*

**TRANSMISSION DE SIGNAUX VIDÉO NUMÉRIQUES A CODAGE EN COMPOSANTES  
POUR LES APPLICATIONS DE QUALITÉ CONTRIBUTION AU TROISIÈME NIVEAU  
DE LA HIÉRARCHIE NUMÉRIQUE DE LA RECOMMANDATION G.702 DU CCITT**

(Question 14/CMTT et Programmes d'études 14A/CMTT, 14D/CMTT)

(1990)

Le CCIR,

## CONSIDÉRANT

- a) que, pour les applications de qualité contribution, la transmission doit s'effectuer avec des signaux vidéo numériques à codage en composantes conformes à la Recommandation 601 du CCIR;
- b) que cette transmission répondra aux besoins des usagers en ce qui concerne les codecs de qualité contribution à 30-45 Mbit/s spécifiés par la Commission d'études 11 dans le Rapport 1211;
- c) que, conformément aux besoins des usagers, cette transmission doit garantir, dans la mesure du possible, la qualité de l'image offerte par la méthode de codage 4:2:2 de la Recommandation 601, en tenant compte du débit binaire disponible pour l'utilisateur;
- d) que cette transmission doit également garantir les possibilités de traitement vers l'aval, en maintenant la résolution spatiale et temporelle des signaux 4:2:2 indiquée dans la Recommandation 601;
- e) qu'il convient de prévoir une capacité de transmission supplémentaire pour les voies son stéréo, les signaux auxiliaires (par exemple, les signaux télétexte et les signaux d'essai) et les données d'accompagnement de protection contre les erreurs;
- f) que, en utilisant des techniques appropriées de réduction du débit binaire, ces objectifs pourront sans doute être atteints moyennant un niveau de complexité et un coût acceptable pour des débits binaires de l'ordre de 30 à 45 Mbit/s,

## RECOMMANDE

d'utiliser, pour la transmission des signaux vidéo numériques à codage en composantes conformes à la Recommandation 601 du CCIR, et aux débits binaires du troisième niveau hiérarchique de la Recommandation G.702 du CCITT, un codec de réduction du débit binaire ayant les caractéristiques indiquées dans le Tableau I.

\* On n'a pas encore montré que les équipements construits d'après les spécifications données dans cette Recommandation répondent aux besoins des utilisateurs définis dans le Rapport 1211. Les Administrations de l'Australie, du Canada et des Etats-Unis d'Amérique suspendent en conséquence leur approbation de cette Recommandation, jusqu'à ce qu'il soit confirmé que les performances requises puissent être atteintes. L'Italie et l'Espagne suspendent leur approbation de cette Recommandation jusqu'à ce que les évaluations suggérées à l'Annexe IV au Rapport 1235 soient effectuées.

TABLEAU I – *Projet de spécification des codecs de la CMTT pour des débits de 32 à 45 Mbit/s*

|   |   |   |
|---|---|---|
| Entrée/sortie vidéo                             | Norme   | Vidéo numérique à 525 lignes ou à 625 lignes à codage en composantes. Sélection manuelle ou automatique de la norme vidéo, à la discrétion du fabricant.  |
|   | Codage  | Niveau 4:2:2 de la Recommandation 601.  |
|   | Interface   | Parallèle binaire ou série binaire conformément à la Recommandation 656.  |
| Traitement préalable du signal                  | Horizontal  | Ligne numérique active complète de 720 échantillons de luminance ( $Y$ ) et 360 échantillons pour chacun des signaux de différence de couleur ( $C_R$ , $C_B$ ).  |
|   | Vertical  | 525 lignes : 248 lignes par trame (Note 1)<br>Trame 1: lignes 16 à 263<br>Trame 2: lignes 278 à 525<br>625 lignes : 288 lignes par trame<br>Trame 1: lignes 23 à 310<br>Trame 2: lignes 336 à 623   |
|   | Gamme de valeurs pour le traitement préalable   | Dans la Recommandation 601, la gamme de valeurs de $Y$ , $C_R$ et $C_B$ va de 0 à 255. Pour les besoins du traitement, un décalage de $-128$ est ajouté et les valeurs sont exprimées sous la forme de nombres entiers de 8 bits (signe compris) en complément à 2.   |
| Codage  | Modes   | Trois modes sont prévus: intratrame, intertrames et interimages à compensation du mouvement. On applique les trois types de traitement ci-après sur $8 \times 8$ blocs intratrame (mode intratrame) ou sur des blocs différentiels obtenus par la différence entre le bloc actuel ( $8 \times 8$ intratrame) et un bloc de référence choisi dans la trame précédente (mode intertrames) ou dans la trame de l'image précédente ayant la même parité (mode interimages) (voir l'Annexe I). |
|   | TCD   | La transformation en cosinus discrète (TCD) s'applique à des blocs rectangulaires de 8 lignes composées de 8 échantillons pour chacune des trois composantes $Y$ , $C_R$ et $C_B$ (voir l'Annexe II).   |
|   | Prédiction du bloc  | Pour chaque bloc traité conformément au mode intertrames, on détermine le bloc de référence à l'aide des pixels de la trame précédente, sans compensation du mouvement. Pour chaque bloc traité suivant le mode interimages, on choisit le bloc de référence dans l'image précédente. On calcule sa position d'après celle du bloc actuel, en utilisant un vecteur de déplacement (voir l'Annexe III).  |
|   | Compensation du mouvement   | La compensation du mouvement est appliquée à des macroblocs. On attribue à chaque macrobloc (deux blocs adjacents $8 \times 8$ pour $Y$ et les deux blocs $C_R$ et $C_B$ situés au même endroit) un seul vecteur de déplacement avec une précision d' $1/2$ pixel (voir l'Annexe IV).   |
|   | Quantification  | On utilise une caractéristique de quantification distincte pour chaque coefficient. Ses paramètres sont adaptés au contenu de la mémoire tampon, au niveau critique du bloc et au type de bloc (luminance/chrominance). La caractéristique est presque uniforme (voir l'Annexe V).  |
|   | Codage de longueur variable   | On utilise des codages de longueur variable pour coder les coefficients TCD quantifiés et l'information de mouvement (voir l'Annexe VI) (Note 2).   |
| Capacité de la mémoire tampon                   | 1 572 864 bits  |   |
| Trame de multiplexage vidéo                     | (Voir l'Annexe VII) (Note 2).   |   |
| Protection des données vidéo contre les erreurs | Reed Solomon (255,239), facteur d'entrelacement 2 (voir l'Annexe VIII).   |   |
| Son et données                                  | Les débits suivants seront disponibles:<br>– 2048 kbit/s pour une voie à 34,368 Mbit/s;<br>– 1544 kbit/s pour des voies à 32,064 Mbit/s et 44,736 Mbit/s. |   |
| Structure de trame                              | Les structures de trame pour les voies à 32,064, à 34,368 et 44,736 Mbit/s sont à l'étude (voir l'Annexe IX).   |   |

Note 1 – 244 lignes seulement par trame sont significatives; les lignes 16, 17, 18, 19 et 278, 279, 280, 281 sont codées mais ne sont pas affichées.

Note 2 – Trois systèmes ont été proposés et sont actuellement examinés par le GA CMTT/2.

## ANNEXE I

## MODES INTRATRAVE, INTERTRAMES ET INTERIMAGES

Deux modes de traitement sont utilisés:

## 1. Mode intratrame (Fig. 1)

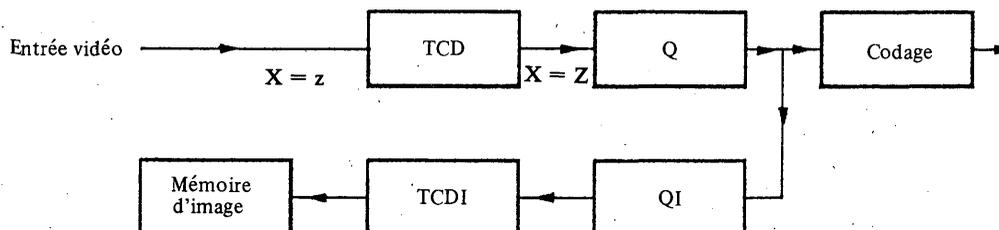


FIGURE 1 - Mode intratrame

## 2. Mode intertrames et interimages (Fig. 2)

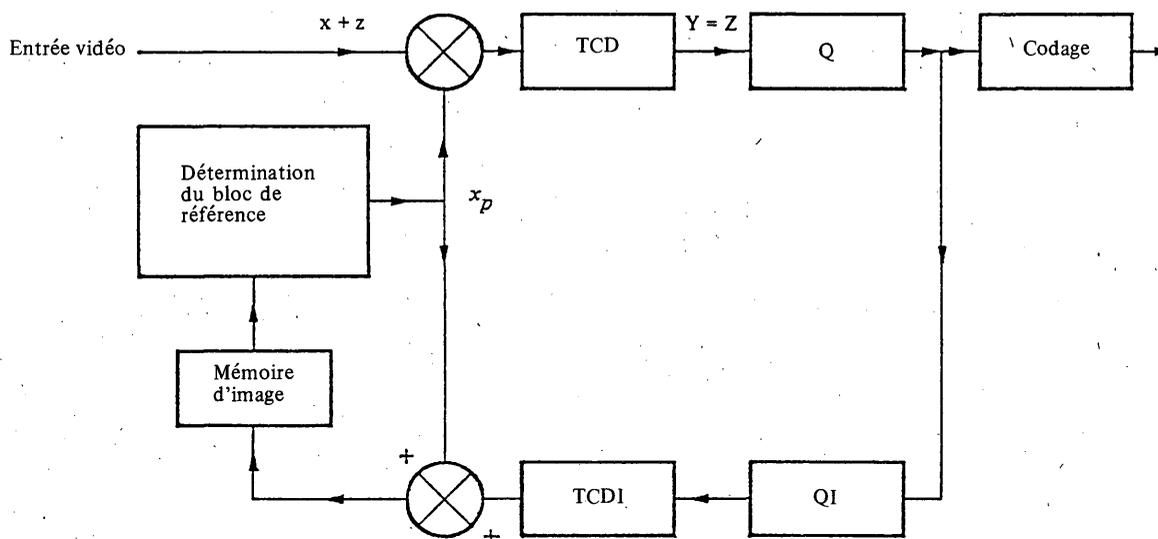


FIGURE 2 - Mode intertrames et interimages

## 3. Définition des différents modules

TCD: ce module effectue la transformation en cosinus discrète (pour blocs  $8 \times 8$ ).

TCDI: ce module effectue la transformation en cosinus discrète inverse (pour blocs  $8 \times 8$ ).

Q: module de quantification (voir l'Annexe V).

Codage: voir l'Annexe VI.

QI: ce module constitue un bloc de coefficients TCD à partir des informations correspondantes transmises, en assignant aux coefficients les valeurs de reconstruction correspondant aux niveaux de quantification transmis (voir l'Annexe V).

Mémoire d'image: ce module fournit un stockage pour:

- la trame actuelle décodée: cette trame sert de référence pour coder l'image suivante;
- les deux dernières trames précédemment décodées, qui servent à déterminer le bloc de référence actuel.

+ *Pour le mode intertrames*: le bloc de référence est calculé avec des pixels de la trame précédente, selon le processus d'interpolation décrit à l'Annexe III.

+ *Pour le mode interimages*: le bloc de référence est pris dans la trame de l'image précédente ayant la même parité que la trame actuelle. Sa position est obtenue à partir de la position du bloc actuel par translation, au moyen d'un vecteur de mouvement. La spécification du vecteur de mouvement est donnée à l'Annexe IV. Le calcul exact du bloc de référence pour le mode interimages est présenté à l'Annexe III.

#### 4. Notations

$x(i, j)$ : bloc de  $8 \times 8$  pixels

$x_p(i, j)$ : bloc de référence  $8 \times 8$

$z(i, j)$ : =  $x(i, j)$  pour le mode intratrame  
=  $x(i, j) - x_p(i, j)$  pour le mode intertrames ou interimages

$X(k, l)$ : bloc de  $8 \times 8$  coefficients TCD en mode intratrame

$Y(k, l)$ : bloc de  $8 \times 8$  coefficients TCD en mode intertrames ou interimages

$Z(k, l)$ : =  $X(k, l)$  pour le mode intratrame  
 $Y(k, l)$  pour le mode intertrames ou interimages

$(i, j)$ : coordonnées dans le domaine image:

$i$ : indice de ligne (gamme: 0 à 7 de gauche à droite)

$j$ : indice de colonne (gamme: 0 à 7 de haut en bas)

$(k, l)$ : coordonnées dans le domaine transformé:

$k$ : indice de ligne (gamme: 0 à 7)

$l$ : indice de colonne (gamme: 0 à 7)

#### 5. Choix du mode

Le mode choisi (intratrame, intertrames ou interimages) est codé et transmis pour chaque macrobloc traité (voir l'Annexe VII), de sorte qu'aucune spécification n'est nécessaire pour le choix du mode, puisqu'il concerne seulement le codeur.

Le schéma intertrames et interimages présenté à la Fig. 2 permet d'utiliser un choix *a priori* (décision prise avant les étapes de codage) ou *a posteriori* (décision prise après avoir codé les blocs selon les deux modes).

Dans les modes inter, les éléments  $z(i, j)$  doivent se trouver compris entre  $(-128, 127)$ ; le choix du mode est systématique, si nécessaire, pour satisfaire cette contrainte.

Pour éviter la propagation temporelle des effets des erreurs de transmission, il est recommandé d'utiliser un processus de rafraîchissement intratrame. Ce processus concerne uniquement le codeur et n'a pas à être spécifié.

## ANNEXE II

### TRANSFORMATION EN COSINUS DISCRÈTE

Pour chaque composante ( $Y$ ,  $C_R$ ,  $C_B$ ), la transformation en cosinus discrète est appliquée à des blocs composés de huit lignes de huit échantillons. Les données à traiter sont, pour chaque bloc, les échantillons de la trame actuelle ou les différences entre les échantillons de la trame actuelle et ceux obtenus d'un bloc de référence (voir l'Annexe III). La transformation directe est calculée selon la formule suivante:

$$Z(k, l) = \frac{1}{4} C_k C_l \sum_{i=0}^7 \sum_{j=0}^7 z(i, j) \cos \frac{\pi(2i+1)k}{16} \cos \frac{\pi(2j+1)l}{16}$$

et la transformation inverse est donnée par:

$$z(i, j) = \frac{1}{4} \sum_{k=0}^7 \sum_{l=0}^7 C_k C_l Z(k, l) \cos \frac{\pi(2i+1)k}{16} \cos \frac{\pi(2j+1)l}{16}$$

avec les conventions de l'Annexe I

$$C_k = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad \text{pour } k = 0 \qquad C_l = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad \text{pour } l = 0$$

$$= 1 \quad \text{ailleurs} \qquad = 1 \quad \text{ailleurs}$$

$Z(0,0)$  s'appelle le coefficient DC, les autres coefficients sont les coefficients AC.

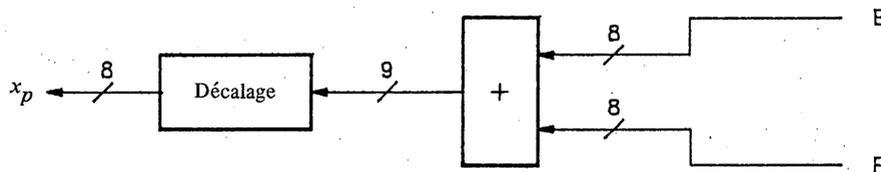
Les données d'entrée de la TCD sont exprimées sous la forme de nombres entiers de 8 bits (signe compris) en complément à 2. Les données de sortie de la TCD sont exprimées sous la forme de nombres de 12 bits en complément à 2, la partie entière étant représentée sur 11 bits (signe compris).

La précision du calcul TCD inverse est conforme à celle spécifiée dans le projet de Recommandation H.261 du CCITT.

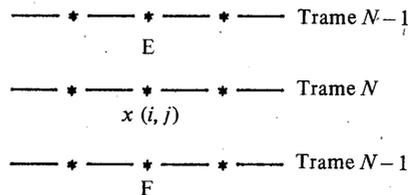
### ANNEXE III PRÉDICTION DU BLOC

#### 1. Mode interframes

Le bloc de référence  $x_p$  pour le bloc actuel  $x$  de la trame  $N$  est calculé avec des pixels de la trame  $N - 1$  selon le schéma d'interpolation suivant:



E et F sont définis ci-dessous:



#### 2. Mode interimages

La position du bloc de référence est obtenue à partir de la position du bloc en cours de traitement par translation.

Pour la compensation de mouvement, le vecteur de translation  $(x, y)$  est celui qui est décrit dans l'Annexe IV.

*Schéma d'interpolation pour les vecteurs dont la grandeur n'est pas un nombre entier*

Il n'y a pas d'ambiguïté dans la définition du bloc de référence quand les coordonnées  $(x, y)$  sont des nombres entiers. Si l'une des coordonnées a une partie fractionnaire non nulle, un schéma d'interpolation doit être utilisé pour construire le bloc de référence.

Ce schéma est décrit ci-dessous pour une précision de 1/2 pixel:

$$\begin{array}{ccccc} A + & .P & + B \\ Q. & .R & .S \\ C + & .T & + D \end{array}$$

A, B, C, D: pixels reconstitués de l'image précédente (dans la trame de même parité). Coordonnées entières.

P, Q, R, S, T: pixels interpolés de l'image précédente (dans la trame de même parité).

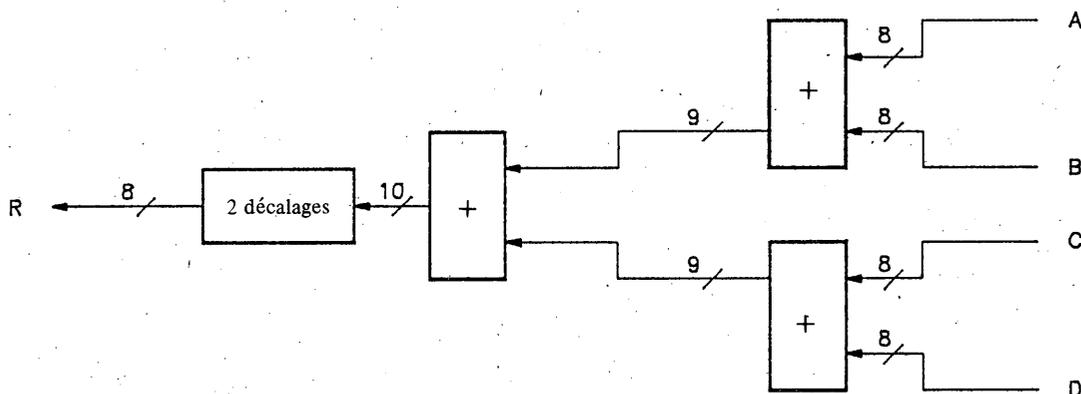
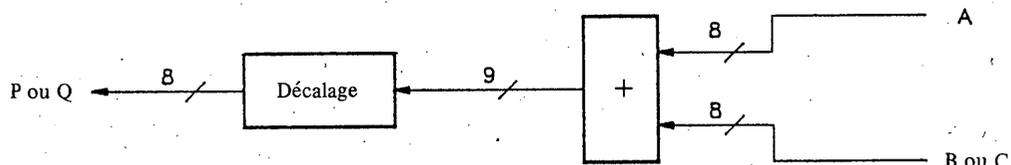
Les valeurs attribuées aux pixels interpolés sont:

$$P = [(A + B)/2]$$

$$Q = [(A + C)/2]$$

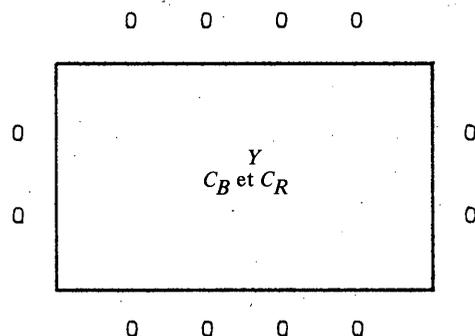
$$R = [(A + B + C + D)/4]$$

comme illustré ci-dessous:



**3. Niveau vidéo en dehors de l'image active**

Dans la définition du bloc de référence donnée aux deux paragraphes précédents, les pixels en dehors de l'image active doivent être fixés à zéro, exprimé en complément à 2 (8 bits):



## ANNEXE IV

## COMPENSATION DE MOUVEMENT

On utilise un seul vecteur de mouvement pour les blocs faisant partie d'un macrobloc.

Les paramètres de la compensation de mouvement sont donnés ci-dessous:

|                              |   |
|------------------------------|---|
| Zones de recherche           | $\pm 15,5$ pixels et $\pm 7,5$ lignes                             |
| Résolution                   | $\frac{1}{2}$ pixel et $\frac{1}{2}$ ligne                        |
| Nombre de vecteurs possibles | 1953 (tous les vecteurs dans la zone de recherche sont autorisés) |

La méthode d'estimation n'a pas besoin d'être spécifiée puisqu'elle concerne uniquement le codeur.

Le vecteur de mouvement se dirige vers le pixel de l'image précédente qui est utilisée pour la prédiction interimages.

On définit comme suit les composantes du vecteur:

- $x$  croissant de gauche à droite, de  $-15,5$  à  $+15,5$ ;
- $y$  croissant de haut en bas, de  $-7,5$  à  $+7,5$ .

La composante  $x$  du vecteur est exprimée sous la forme d'un nombre comportant 6 bits en complément à 2, la partie entière étant représentée sur 5 bits (signe compris). La composante  $y$  est exprimée sous la forme d'un nombre comportant 5 bits en complément à 2, la partie entière étant représentée sur 4 bits (signe compris). Le codage de ces composantes est le codage différentiel à longueur variable décrit dans l'Annexe VI.

Le vecteur de mouvement à appliquer aux blocs  $C_R$ ,  $C_B$ , est obtenu à partir du vecteur de mouvement de luminance du macrobloc de la manière suivante:

- la coordonnée verticale est identique à celle du vecteur de luminance;
- la coordonnée horizontale est égale à la moitié de celle du vecteur de luminance.

Conformément à l'Annexe III, on obtient les échantillons de chrominance aux quarts de points par interpolation, sur une grille d'échantillons qui coïncident avec les échantillons de luminance. Les échantillons de chrominance intermédiaires nécessaires sont obtenus de la même manière, mais à partir de la grille d'échantillons de chrominance initiale. Le processus ainsi obtenu équivaut à l'interpolation bilinéaire au quart de point.

## ANNEXE V

## QUANTIFICATION DES COEFFICIENTS TCD\*

## 1. Quantification des coefficients AC

Une caractéristique de quantification différente est utilisée pour chaque coefficient. La quantification s'effectue en deux étapes.

## 1.1 Calcul des coefficients relatifs

$$C(k, l) = 2Z(k, l) / (S(k, l, m, f))$$

où:

$S(k, l, m, f)$ : seuil de transmission pour les coefficients  $(k, l)$  et où  $S(k, l, m, f)$  prend la forme:

$$S(k, l, m, f) = 2^{n(k, l, m, f)/16} \text{ où } n(k, l, m, f) \text{ est un nombre entier,}$$

$m = 0, 1, 2, 3$  selon le niveau critique d'un bloc,

$f$ : facteur de transmission, lié à l'occupation de la mémoire tampon.

\* Il n'est pas absolument indispensable de spécifier la quantification puisqu'elle concerne uniquement le codeur. Les § 1 et 2 de la présente Annexe montrent comment calculer les paramètres nécessaires à l'utilisation du quantificateur inverse, qui est spécifié au § 3.

1.2 Quantification des coefficients relatifs

La loi de quantification qui est proche de la loi linéaire, est décrite dans le Tableau II.

1.2.1 Détermination de la matrice de seuil de transmission

La matrice  $S$  pour chaque composante dépend de la matrice de visibilité relative  $V$  définie dans les Fig. 3a et 3b pour les deux composantes et du facteur  $f$  (mémoire tampon) qui est émis avant chaque série de blocs TCD ainsi que du facteur  $m$  (niveau critique) qui est émis pour chaque macrobloc.

La valeur de  $f$  est calculée compte tenu de l'occupation de la mémoire tampon de manière à donner un débit moyen inférieur au débit disponible pour la vidéo dans l'équipement multiplex de transmission.

La valeur de  $m$  est codée avec deux bits par macrobloc.

Les modules qui effectuent le calcul de  $f$  et le choix de la valeur de  $m$  se trouvent uniquement dans le codeur et les informations correspondantes sont envoyées au décodeur.

En ce qui concerne les Fig. 4a, 4b et 4c, le paramètre de contrôle scalaire  $n(k, l, m, f)$  pour chaque composante est obtenu de la manière suivante:

$$p(k, l, m) = \text{Min} [p_0(k, l) + Tr(m), Th(m)]$$

où  $p_0(k, l)$  est défini par:

$$V(k, l) = 2^{p_0(k, l)/8}$$

et où  $p$  est un nombre entier compris entre 0 et 52.

$Tr(m)$  et  $Th(m)$  sont des paramètres dépendant du niveau critique ( $m$ ) et ils sont définis comme suit:

| Niveau critique ( $m$ ) | Transfert $Tr(m)$<br>[coefficients $Y$ ou $C_R C_B$ ] | Seuil pour $Y$<br>$Th(m)$ | Seuil pour $C_R C_B$<br>$Th(m)$ |
|-------------------------|---|---------------------------|---------------------------------|
| 0                       | +8  | aucun (c.-à-d. 44+8)      | aucun (c.-à-d. 26+8)            |
| 1                       | +2  | aucun (c.-à-d. 44+2)      | aucun (c.-à-d. 26+2)            |
| 2                       | 0   | 34                        | 16                              |
| 3                       | 0   | 24                        | 9                               |

$n(k, l, m, f)$  est alors donné par la formule:

$$n(k, l, m, f) = \text{Min} [n'(k, l, m, f), 175]$$

où:

$$\left. \begin{aligned} q(k, l, m, f) &= \text{Min} [2p(k, l, m) - 48, f] + f \\ n'(k, l, m, f) &= \text{Max} [q(k, l, m, f), 0] \end{aligned} \right\}$$

1.2.2 Précision des données

| Données                         | Total (bit de signe compris) |
|---------------------------------|------------------------------|
| Coefficients AC - TCD $Z(k, l)$ | 12 bits                      |
| Coefficients relatifs $C(k, l)$ | 12 bits                      |
| Coefficients quantifiés         | 11 bits                      |

1.2.3 Gamme de puissance des paramètres de quantification

| Information                           | Gamme (de puissance de $2^{1/16}$ )  |
|---------------------------------------|--------------------------------------|
| Seuil de transmission $n(k, l, m, f)$ | 0 à 175                              |
| Facteur de transmission $f$           | 0 à 175<br>(puissance de $2^{1/8}$ ) |
| Visibilité relative $p_0(k, l)$       | 0 à 44                               |

Les facteurs de transmission sont transmis sur chaque série de blocs. Chacun de ces facteurs est codé avec 8 bits.

1.2.4 *Caractéristique de quantification*

Le Tableau II définit les niveaux de quantification pour la loi quasi linéaire applicable aux informations de luminance et de chrominance.

TABLEAU II — *Caractéristique quasi linéaire du quantificateur*

La loi de quantification est symétrique, de sorte que la caractéristique n'est présentée que pour les valeurs d'entrée positives

| Valeurs d'entrée $C(k, l)$<br>ou intervalles | Niveaux des<br>quantificateurs | Valeurs quantifiées<br>$C'(k, l)$ <sup>(1)</sup> |
|--|--------------------------------|--|
| 0  | 0                              | 0  |
| 1  | 1                              | 1  |
| 2  | 2                              | 2  |
| ⋮  | ⋮                              | ⋮  |
| 255  | 255                            | 255  |
| 256:257                                      | 256                            | 256  |
| 258:259                                      | 257                            | ⋮  |
| ⋮  | ⋮                              | ⋮  |
| 510:511                                      | 383                            | 510  |
| 512:515                                      | 384                            | 513  |
| 516:519                                      | 385                            | ⋮  |
| ⋮  | ⋮                              | ⋮  |
| 1020:1023                                    | 511                            | 1021   |
| 1024:1031                                    | 512                            | 1027   |
| 1032:1039                                    | 513                            | ⋮  |
| ⋮  | ⋮                              | ⋮  |
| 2040:2047                                    | 639                            | 2043   |

(<sup>1</sup>) Sorties du quantificateur inverse.

| $p_0(k, l)$ | 0  | 1  | 2  | 3  | 4  | 5  | 6  | 7  |
|-------------|----|----|----|----|----|----|----|----|
| 0           | 0  | 0  | 2  | 8  | 12 | 18 | 22 | 28 |
| 1           | 0  | 6  | 6  | 10 | 16 | 18 | 22 | 34 |
| 2           | 0  | 6  | 10 | 14 | 18 | 20 | 24 | 38 |
| 3           | 2  | 6  | 12 | 16 | 18 | 20 | 26 | 40 |
| 4           | 6  | 12 | 14 | 16 | 20 | 22 | 28 | 42 |
| 5           | 10 | 14 | 14 | 18 | 22 | 24 | 30 | 42 |
| 6           | 14 | 16 | 16 | 18 | 22 | 24 | 34 | 44 |
| 7           | 14 | 18 | 18 | 20 | 24 | 30 | 38 | 44 |

FIGURE 3a – Matrice de visibilité relative pour la luminance

$$V(k, l) = 2^{p_0(k, l)/8}$$

| $p_0(k, l)$ | 0  | 1  | 2  | 3  | 4  | 5  | 6  | 7  |
|-------------|----|----|----|----|----|----|----|----|
| 0           | 0  | 0  | 3  | 4  | 6  | 8  | 8  | 11 |
| 1           | 0  | 1  | 2  | 3  | 6  | 8  | 9  | 13 |
| 2           | 2  | 2  | 3  | 4  | 7  | 9  | 10 | 16 |
| 3           | 3  | 4  | 5  | 5  | 8  | 10 | 12 | 16 |
| 4           | 5  | 6  | 6  | 7  | 9  | 11 | 13 | 17 |
| 5           | 8  | 7  | 9  | 9  | 11 | 14 | 16 | 21 |
| 6           | 10 | 11 | 11 | 11 | 14 | 16 | 19 | 24 |
| 7           | 12 | 12 | 12 | 12 | 17 | 18 | 20 | 26 |

FIGURE 3b – Matrice de visibilité relative pour la chrominance

$$V(k, l) = 2^{p_0(k, l)/8}$$

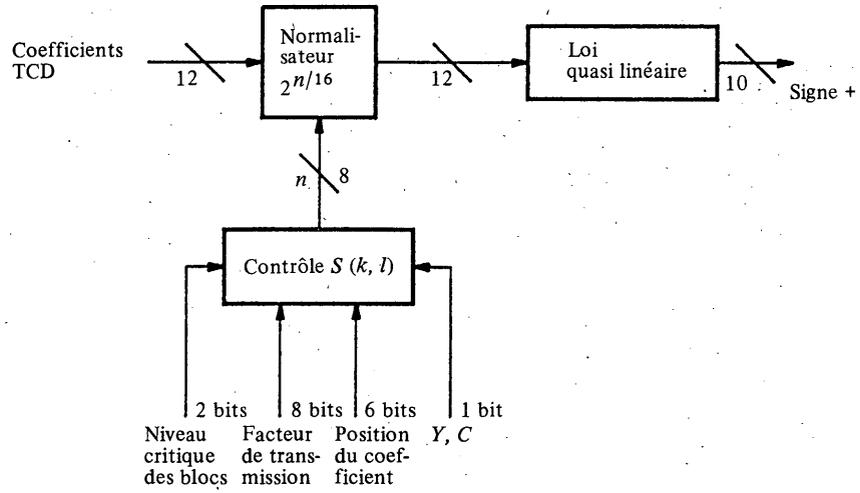


FIGURE 4a

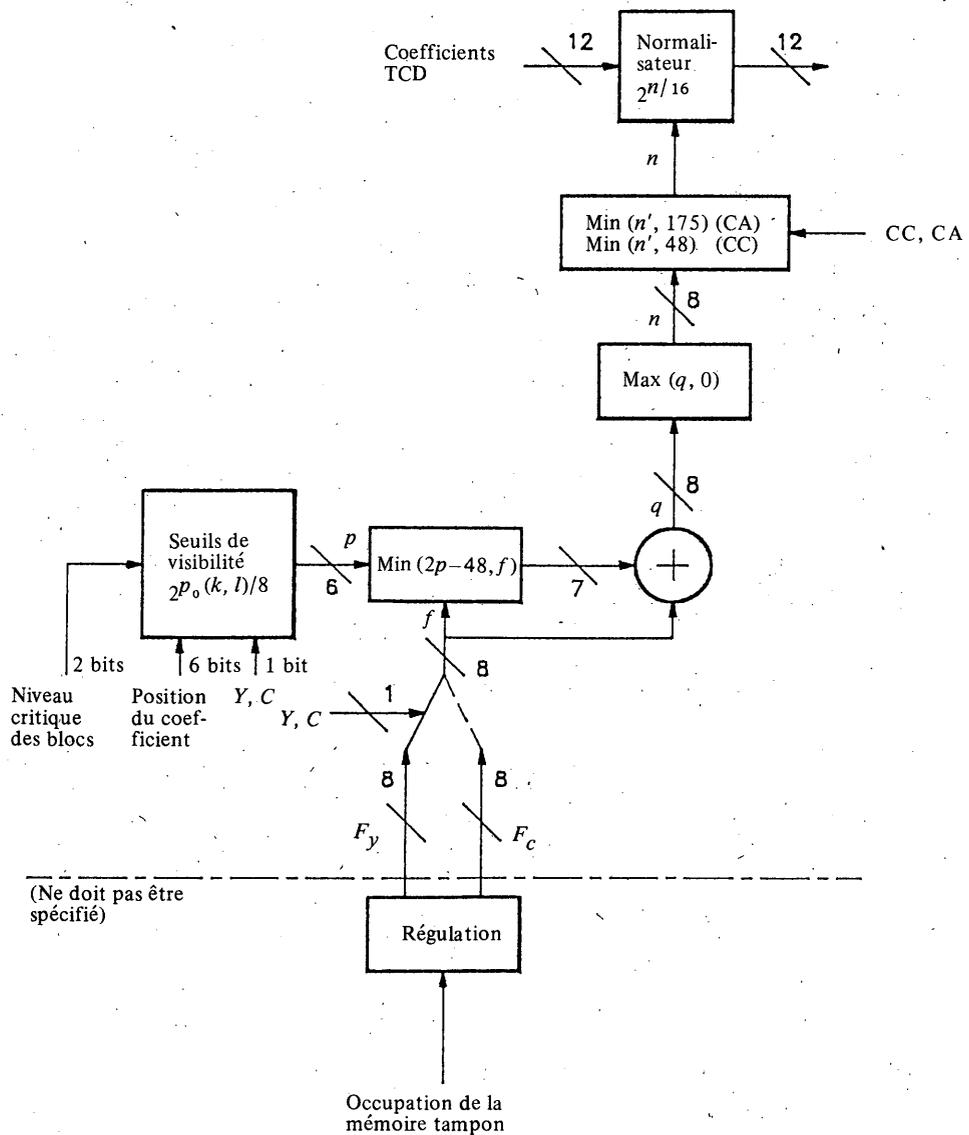


FIGURE 4b - Contrôle  $S(k, l)$

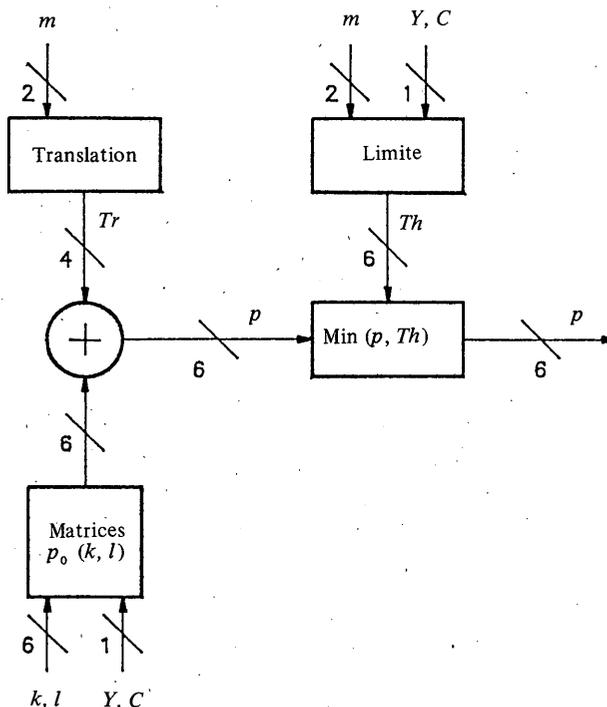


FIGURE 4c - Calcul de  $p(k, l, m)$

**2. Quantification du coefficient DC**

Le coefficient DC  $Z(0, 0)$  est quantifié selon le même processus que les coefficients AC, mais le facteur d'échelle  $n(0, 0, m, f)$  du coefficient DC est limité à la gamme de 0 à 48.

**3. Quantification inverse**

Les coefficients de la TCD reconstruits sont donnés par la formule suivante:

$$Z'(k, l) = C'(k, l) * S(k, l, m, f) * 1/2$$

où:

$$S(k, l, m, f) = 2^{n(k, l, m, f)/16}, \text{ comme indiqué au § 1}$$

$C'(k, l)$ : valeur quantifiée correspondant au niveau du quantificateur à l'émission

$n(k, l, m, f)$  peut s'exprimer comme suit:

$$n(k, l, m, f) = 16q + r$$

$q, r$  étant des nombres entiers,  $0 \leq r < 16$

de sorte que

$$Z'(k, l) = (C'(k, l) * 2^q) * 2^{r/16}$$

ou

$$Z'(k, l) = D(k, l) * 2^{r/16}$$

avec

$$D(k, l) = C'(k, l) * 2^q$$

Les valeurs à 12 bits de  $2^{r/16}$  sont indiquées au Tableau III. On notera que le même ensemble de valeurs peut être utilisé dans le quantificateur.

On obtient la relation  $D(k, l) = C'(k, l) * 2^q$  par un décalage binaire à gauche de  $q$  bits sur la valeur à 12 bits  $C'(k, l)$ . Seuls les 12 bits de faible poids du résultat sont importants et servent à la multiplication suivante.

$Z'(k, l)$  est le résultat de la multiplication de  $D(k, l)$  par  $2^{r/16}$ , ramené à 12 bits.

TABLEAU III - Valeurs de  $2^{r/16}$ 

| $r$ | $2^{r/16}$    | $2048 * 2^{r/16}$ |
|-----|---------------|-------------------|
| 0   | 1,0000000000  | 2048              |
| 1   | 1,00001011011 | 2139              |
| 2   | 1,00010111001 | 2233              |
| 3   | 1,00100011100 | 2332              |
| 4   | 1,00110000011 | 2435              |
| 5   | 1,00111101111 | 2543              |
| 6   | 1,01001100000 | 2656              |
| 7   | 1,01011010110 | 2774              |
| 8   | 1,01101010000 | 2896              |
| 9   | 1,01111010001 | 3025              |
| 10  | 1,10001010110 | 3158              |
| 11  | 1,10011100010 | 3298              |
| 12  | 1,10101110100 | 3444              |
| 13  | 1,11000001101 | 3597              |
| 14  | 1,11010101100 | 3756              |
| 15  | 1,11101010010 | 3922              |

## ANNEXE VI

Actuellement à l'étude par le GA CMTT/2.

## ANNEXE VII

Actuellement à l'étude par le GA CMTT/2.

## ANNEXE VIII

## PROTECTION DIRECTE CONTRE LES ERREURS

Le signal vidéo est protégé contre les erreurs de transmission par un code RS (255,239) qui sert à corriger des erreurs de 8 octets par un entrelacement de 2 sur les octets.

Le polynôme général du code RS est donné par

$$\prod_{i=0}^{15} (x + \alpha^i)$$

où  $\alpha$  est une racine du polynôme primitif binaire  $x^8 + x^4 + x^3 + x^2 + 1$ . Un octet ( $d_7, d_6, \dots, d_1, d_0$ ) est identifié à l'élément  $d_7\alpha^7 + d_6\alpha^6 + \dots + d_1\alpha + d_0$  dans GF (256), le champ fini de 256 éléments.

La redondance du code de correction d'erreur directe (CED) est de 6,69%.

Le train de données à la sortie du codeur vidéo prend la forme d'une matrice de 16 rangées de 239 colonnes.

Le code RS (255,239) est calculé pour une rangée sur deux octets et le groupe de contrôle des erreurs de 16 octets est ajouté à la rangée correspondante. La mise en mémoire de l'octet et sa transmission (sortie) sont exécutées à partir de la première colonne selon la séquence indiquée dans la Fig. 5.

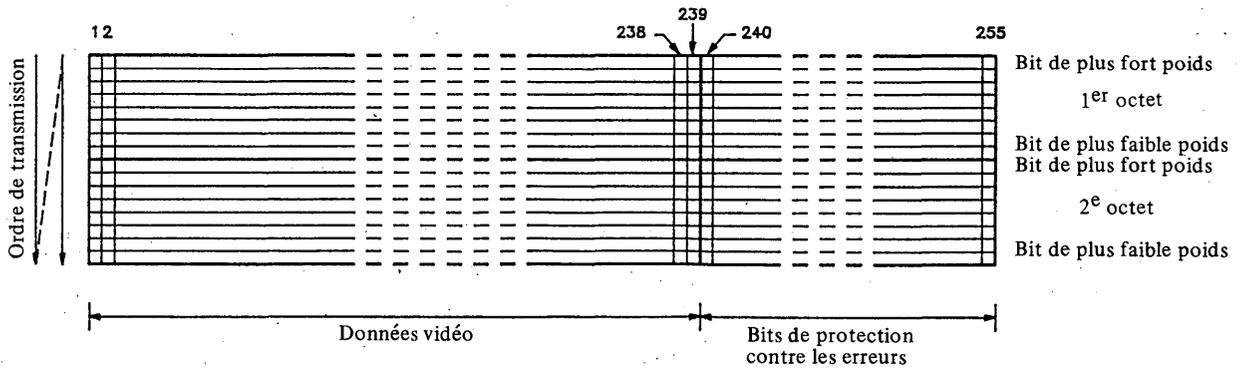


FIGURE 5

Dans le décodeur, la détection et la correction des erreurs sont effectuées sur une matrice obtenue après organisation du train de bits reçus comme indiqué dans la Fig. 5.

## ANNEXE IX

## STRUCTURE DE TRAME POUR LES VOIES

La structure de trame est utilisée pour synchroniser les blocs de correction d'erreur de l'information vidéo (voir l'Annexe VIII), pour multiplexer les voies son et données avec l'information vidéo où les erreurs ont été corrigées et l'information appropriée pour la gestion de la liaison, l'information de justification de voie vidéo, son et données, au besoin, et synchroniser l'horloge vidéo du côté du décodeur.

- La structure de trame pour la voie à 32,064 Mbit/s doit être étudiée.
- La structure de trame pour la voie à 34,368 Mbit/s doit être étudiée.
- La structure de trame pour la voie à 44,736 Mbit/s doit être étudiée.

## RECOMMANDATION 721 \*

**TRANSMISSION DES SIGNAUX DE TÉLÉVISION NUMÉRIQUES CODÉS  
EN COMPOSANTES POUR DES APPLICATIONS DE QUALITÉ CONTRIBUTION  
A DES DÉBITS BINAIRES VOISINS DE 140 Mbit/s\*\***

(1990)

Le CCIR,

## CONSIDÉRANT

- a) que, pour les applications de qualité contribution, la transmission devrait être fondée sur des signaux vidéo numériques codés en composantes, conformément à la Recommandation 601;
- b) que cette transmission devrait répondre aux besoins des usagers en matière de codecs de qualité contribution ayant des débits binaires compris entre 60/70 et 140 Mbit/s, comme spécifié par la Commission d'études 11 dans le Rapport 1211;
- c) que, pour répondre à ces besoins, cette transmission devrait préserver, dans toute la mesure du possible, la qualité d'image inhérente au processus de codage 4:2:2, fondé sur la Recommandation 601;
- d) que cette transmission devrait, de la même façon, préserver les possibilités de traitement en aval en conservant la résolution spatiale et temporelle des signaux 4:2:2, définie dans la Recommandation 601;
- e) que, en plus de la transmission des signaux vidéo numériques codés en composantes conformément à la Recommandation 601, il devrait être possible de transmettre des signaux de télévision à l'aide d'autres techniques de codage de source, notamment les signaux de télévision codés en composantes pour la distribution, les signaux de multiplex analogique en composantes (MAC) sous forme numérique ou les signaux composites codés conformément à la Recommandation 658;
- f) qu'il convient d'assurer une capacité de transmission supplémentaire pour deux couples de voies son stéréophoniques, des signaux auxiliaires (par exemple, signaux de télétexte, signaux d'essai) et des données de protection contre les erreurs;
- g) que, pour la transmission, le signal de télévision complet pourrait être placé au quatrième niveau de la hiérarchie numérique ainsi qu'au niveau STM-1, spécifiés respectivement dans les Recommandations G.702 et G.707 du CCITT;
- h) que cette transmission pourrait être réalisée par la mise en œuvre d'un matériel relativement peu coûteux et peu sophistiqué,

## RECOMMANDE

que, pour la transmission de signaux vidéo numériques codés en composantes à des débits binaires voisins de 140 Mbit/s, conformes à la Recommandation 601, le codec à débit binaire réduit ait les caractéristiques suivantes:

1. *Entrée/sortie vidéo*

Utilisation d'un signal vidéo 4:2:2 normalisé, conforme à la Recommandation 601. Une interface parallèle ou série conforme à la Recommandation 656 peut être mise en œuvre.

\* Cette Recommandation doit être portée à l'attention de la Commission d'études 11 du CCIR et des Commissions d'études XV et XVIII du CCITT.

\*\* Il n'a pas encore été montré que les équipements construits d'après les spécifications données dans cette Recommandation répondent aux besoins des utilisateurs définis dans le Rapport 1211. L'Administration des Etats-Unis d'Amérique suspend en conséquence son approbation de cette Recommandation, jusqu'à ce qu'on ait la confirmation que les performances voulues peuvent être obtenues.

2. *Prétraitement du signal*

Elimination des intervalles de suppression de ligne et de trame. Les données auxiliaires (par exemple, signaux de télétexte ou signaux d'essai) qui sont normalement transmises dans l'intervalle de suppression de trame du signal vidéo sont placées dans des intervalles de temps distincts dans le multiplex vidéo.

Absence de sous-échantillonnage, afin de satisfaire aux exigences du traitement en aval des liaisons entre studios.

3. *Procédé de codage*

Utilisation de prédicteurs fixes à deux dimensions pour les composantes de luminance et de différence de couleur. La technique de codage hybride par prédiction MICD non adaptative (technique de Van Buul), [Van Buul, 1978] associée à des quantificateurs à repliement, comme proposé par Bostelmann [Bostelmann, 1974], conditionne les principaux éléments du système de codage, et réduit très sensiblement les dégradations de la qualité d'image résultant des effets de surcharge constatés dans les systèmes MICD simples. En outre, on obtient une sensibilité aux erreurs de transmission comparable à celle des systèmes MIC.

Le Tableau I donne des précisions sur les caractéristiques du quantificateur utilisé pour la quantification MICD et MIC des composantes de luminance et de différence de couleur.

Le codage à longueur variable ne sera pas utilisé; le signal de sortie ne subit pas de post-traitement.

4. *Débit binaire du signal vidéo*

6 bits/échantillon pour chacune des composantes de luminance et de différence de couleur donnent pour le signal vidéo un débit binaire de 124 416 kbit/s.

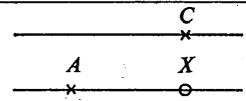
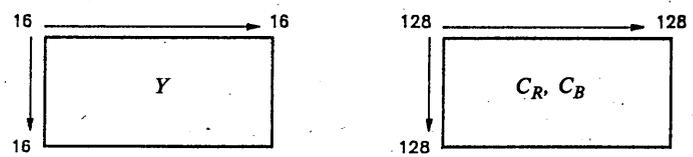
Les caractéristiques principales de cette Recommandation sont résumées dans le Tableau II.

TABLEAU I – *Caractéristique du quantificateur*

| Niveau N° | de  | Valeur | à   |
|-----------|-----|--------|-----|
| 0         | 0   | 0      | 0   |
| 1         | 1   | 1      | 1   |
| 2         | 2   | 2      | 2   |
| 3         | 3   | 3      | 3   |
| 4         | 4   | 4      | 4   |
| 5         | 5   | 5      | 5   |
| 6         | 6   | 6      | 6   |
| 7         | 7   | 7      | 7   |
| 8         | 8   | 8      | 8   |
| 9         | 9   | 9      | 9   |
| 10        | 10  | 11     | 12  |
| 11        | 13  | 14     | 15  |
| 12        | 16  | 17     | 18  |
| 13        | 19  | 20     | 21  |
| 14        | 22  | 23     | 24  |
| 15        | 25  | 26     | 27  |
| 16        | 28  | 30     | 32  |
| 17        | 33  | 35     | 37  |
| 18        | 38  | 40     | 42  |
| 19        | 43  | 45     | 47  |
| 20        | 48  | 50     | 52  |
| 21        | 53  | 55     | 57  |
| 22        | 58  | 61     | 64  |
| 23        | 65  | 68     | 71  |
| 24        | 72  | 75     | 78  |
| 25        | 79  | 82     | 85  |
| 26        | 86  | 89     | 92  |
| 27        | 93  | 96     | 99  |
| 28        | 100 | 103    | 106 |
| 29        | 107 | 110    | 113 |
| 30        | 114 | 117    | 120 |
| 31        | 121 | 124    | 127 |

La même caractéristique du quantificateur à repliement est utilisée pour la quantification MICD et MIC des composantes de luminance et de différence de couleur.

TABLEAU II — Résumé des principales caractéristiques recommandées pour la transmission des signaux de télévision numériques codés en composantes pour des applications de qualité contribution à des débits binaires voisins de 140 Mbit/s

|                                 |   |  |
|---------------------------------|---|--|
| Entrée/sortie vidéo             | Norme                                   | Vidéo numérique à 525 ou 625 lignes sous forme de composantes  |
|                                 | Codage                                  | Signaux 4:2:2 conformes à la Recommandation 601  |
|                                 | Interface                               | Parallèle binaire ou série binaire conformément à la Recommandation 656  |
| Prétraitement                   | Suppression                             | Elimination des intervalles de suppression de ligne et de trame  |
|                                 | Sous-échantillonnage                    | Aucun  |
|                                 | Préfiltrage                             | Aucun  |
| Codage                          | Prédicteur                              | Intratrame, à deux dimensions pour les composantes de luminance et de différence de couleur  |
|                                 | Calcul de la valeur de prédiction $X$   | $X = \frac{A + C}{2}$  <p>La valeur de prédiction <math>X</math> est calculée avec une précision de 8 bits</p>  |
|                                 | Remise à l'état initial des prédicteurs | <p>Les niveaux vidéo en dehors de l'image active sont fixés à 16 pour <math>Y</math> et à 128 pour <math>C_R, C_B</math> afin de prérégler la valeur initiale des prédicteurs à la fois dans le codeur et le décodeur</p>  |
|                                 | Commande adaptative des prédicteurs     | Aucune   |
|                                 | Compensation du mouvement               | Aucune   |
|                                 | Caractéristiques du quantificateur      | Quantificateur à repliement, associé à la technique Van Buul   |
|                                 | Nombre de bits par échantillon          | 6, pour chacune des composantes de luminance, $Y$ , et de différence de couleur $C_R, C_B$   |
|                                 | Codage de longueur variable             | Aucun  |
| Post-traitement                 |   | Aucun  |
| Débit binaire des signaux vidéo |   | 124 416 kbit/s   |

#### RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- BOSTELMANN, G. [1974] A simple high quality D-PCM Codec. *Nachrichtentechn.* 7, Vol. 27, 3, 115-117.  
 VAN BUUL, M.C.W. [1978] Hybrid D-PCM, a combination of PCM and D-PCM. *IEEE Trans. Comm.*, Vol. COM-26, 3, 362-368.

## ANNEXE I

## MULTIPLEXAGE DE TRANSMISSION

## 1. Introduction

Deux différentes techniques ont été utilisées pour réaliser un multiplex adapté à la transmission de signaux vidéo codés en composantes pour les applications de qualité contribution.

1.1 *Système de multiplexage (A)*1.1.1 *Principales caractéristiques*

Ce système, décrit dans [CCIR, 1986-90a], fait appel à ce que l'on appelle un «support de transmission TV» avec un débit de 138 240 kbit/s capable d'acheminer des signaux provenant de sources vidéo différentes avec des débits de données de 135 000 kbit/s et des signaux son/données avec des débits de 2048 kbit/s. Dans le débit de transmission d'images vidéo de 135 Mbit/s, deux voies à 2048 kbit/s peuvent être utilisées pour la transmission de données ou pour la transmission de deux signaux son stéréo conforme à la norme AES/UER.

Bien que l'intérêt principal de ce support de transmission TV concerne les signaux de contribution  $Y$ ,  $C_R$ ,  $C_B$  et les signaux de la famille MAC/paquets, il est également possible d'utiliser d'autres composantes ou des signaux composites. Au moyen de techniques de bourrage ou de mise en correspondance, le support de transmission TV peut être adapté au tramage de voie de différents supports de transmission; en particulier, le support de transmission TV est adapté à une structure de trame conforme à la Recommandation G.751 du CCITT et aux Recommandations G.707 à G.709 du CCITT.

On trouvera au Tableau III un résumé des principales caractéristiques du support de transmission TV.

1.1.2 *Système de multiplexage**Débit du signal vidéo*

Avec 6 bits par échantillon pour les composantes de luminance ou de différence de couleur, on obtient un débit de 124 416 kbit/s.

*Disposition d'échantillonnage de  $Y$ ,  $C_R$  et  $C_B$  dans le système de multiplexage*

Pour le multiplexage, on remplace la structure des mots de données vidéo à 6 bits par une structure à 8 bits dans laquelle l'ordre de transmission, conforme à la Recommandation 656 ( $C_B$ ,  $Y$ ,  $C_R$ ,  $Y$ ,  $C_B$ ,  $Y$ ,  $C_R$ , etc.) demeure inchangé. En conséquence, le codeur YUV fournit un train de données à la sortie qui est conforme au format représenté sur la Fig. 1.

*Son/données*

Pour la transmission des signaux son/données, on incorpore deux voies à 2048 kbit/s associées à la justification positive dans l'équipement de multiplexage vidéo. Chaque voie peut acheminer un signal son stéréo conforme à la norme AES/UER.

*Données auxiliaires*

On dispose d'un débit binaire de 4608 kbit/s à l'intérieur de multiplex vidéo pour des données auxiliaires (par exemple signaux de télétexte, signaux d'essai) qui sont normalement transmises dans l'intervalle de suppression de trame vertical du signal vidéo.

*Multiplexage vidéo*

Les signaux son/données et les données auxiliaires sont entrelacés dans le train de données vidéo comme cela est indiqué sur la Fig. 2. En outre, l'équipement de multiplexage vidéo contient des mots de synchronisation de 4 octets (qui se composent de  $F1$ ,  $F2$  relativement à  $\overline{F1}$ ,  $\overline{F2}$ ) indiquant le début de chaque ligne et de chaque trame. Les séquences ci-après donnent la structure binaire des deux octets de synchronisation:

F1: 0011 0001

F2: 1000 0011

Avec l'équipement de multiplexage vidéo comprenant les signaux vidéo, les signaux son/données, les données auxiliaires et les mots de synchronisation, on obtient un débit de 129 600 kbit/s.

TABLEAU III – Principales caractéristiques du support de transmission TV

|   |  |
|---|--|
| Débit du signal vidéo   | 124 416 kbit/s   |
| Son/données (1, 2)  | 2 × 2048 kbit/s<br>(2 signaux audio AES stéréo)  |
| Données auxiliaires<br>(par exemple le télétexte)   | 460,8 kbit/s   |
| Mise en trame vidéo   | <i>Mode YUV:</i><br>Mot de synchronisation de 2 octets par ligne vidéo<br>(sous-trame, 1125 octets)<br><i>Mode MAC:</i><br>Mot de synchronisation de 4 octets par trame vidéo<br>(5184 octets)                 |
| Débit de la trame vidéo   | 129 600 kbit/s   |
| Protection contre les erreurs affectant les signaux vidéo, les signaux son et les données   | Correction d'erreur sans voie de retour utilisant un code produit bidimensionnel:<br>– code RS [110,108,3] pour les lignes<br>– code RS [102,100,3] pour les colonnes<br>(longueur du symbole: 1 octet chacun) |
| Redondance CED  | 3,89%  |
| Débit du multiplexage vidéo<br>(débit à l'entrée du support de transmission TV)             | 135 000 kbit/s <sup>(1)</sup>  |
| Son/données (3)   | 2048 kbit/s<br>(2 signaux son DS-1 stéréo)   |
| Voies de service (S1 à S8)  | 8 × 64 kbit/s  |
| Mise en trame du support de transmission TV   | 256 kbit/s   |
| Débit à la sortie du support de transmission TV   | 138 240 kbit/s   |
| – Mise en trame de voie conforme à la Recommandation G.751 du CCITT<br><br>Débit de la voie | Mise en trame compatible avec la Recommandation G.751, avec une longueur de trame de 2928 bits (6 groupes de 488 bits) et un mot de synchronisation de 12 bits<br>139 264 kbit/s                               |
| – Mise en trame de voie conforme à la Recommandation G.709 du CCITT<br><br>Débit de la voie | Mise en trame compatible avec la Recommandation G.709 pour la mise en correspondance synchrone ou asynchrone directe avec le conteneur virtuel VC-4<br>149 760 kbit/s  |

<sup>(1)</sup> En cas de transmission en mode de transfert asynchrone, ce débit de multiplexage vidéo pourrait être entièrement acheminé par des cellules MTÀ ayant un débit net de  $149\,720 \text{ kbit/s} \times 48/53 = 135\,631,7 \text{ kbit/s}$  au niveau STM-1.

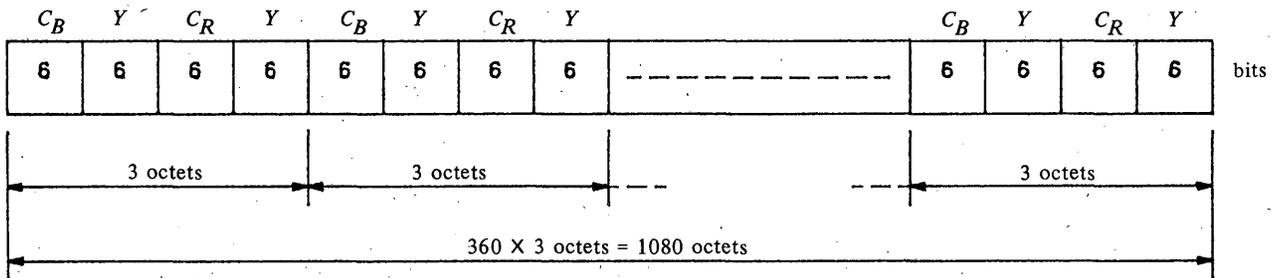


FIGURE 1 — Structure d'une ligne de télévision

Longueur de trame: 1080 octets (1 octet = 8 bits)  
 (1 ligne de télévision)  
 Fréquence de répétition: 14 400 kHz  
 (576 lignes actives)  
 Débit: 124 416 kbit/s

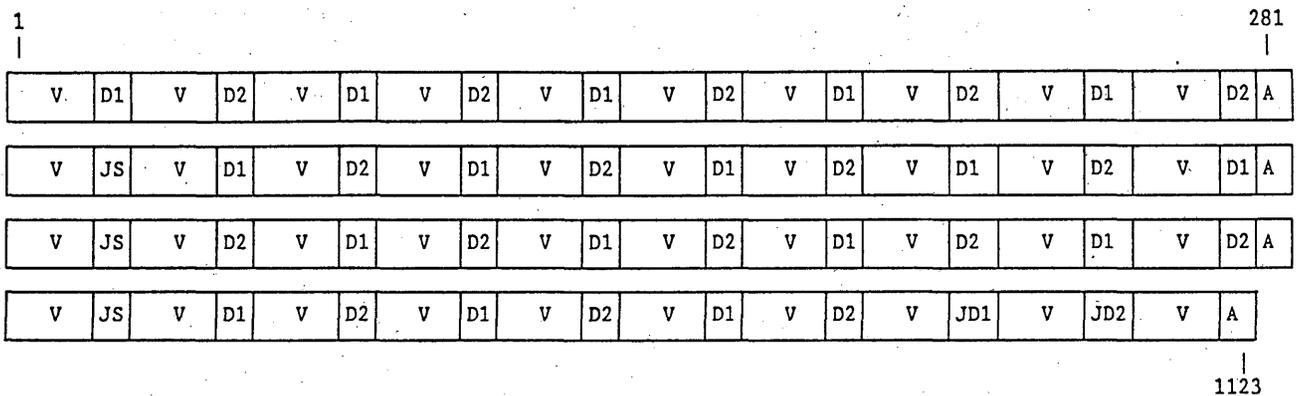


FIGURE 2 — Ligne de la trame de multiplexage vidéo pour le signal de contribution YUV

|              |        |   |                       |
|--------------|--------|---|-----------------------|
|              |        |   | Nombre d'octets       |
| Intervalles: | V      | Information vidéo   | $40 \times 27 = 1080$ |
|              | D1     | Voie de données 1   | $17 \times 1 = 17$    |
|              | D2     | Voie de données 2   | $17 \times 1 = 17$    |
|              | A      | Données auxiliaires   | $4 \times 1 = 4$      |
|              | JS     | Service de justification  | $3 \times 1 = 3$      |
|              | JD1    | Justification pour la voie de données 1                               | $1 \times 1 = 1$      |
|              | JD2    | Justification pour la voie de données 2                               | $1 \times 1 = 1$      |
|              |        | <b>Total:</b>   | <b>1123</b>           |
| Octets:      | JS     | J1 J1 J1 J1 J2 J2 J2 J2 binaire                                       |                       |
|              | JD1    | D1 D1 D1 D1 D1 D1 S1 F binaire  |                       |
|              | JD2    | D2 D2 D2 D2 D2 D2 S2 F binaire  |                       |
| Bits:        | J1     | 1 = justification pour la voie de données 1, 0 = pas de justification |                       |
|              | J2     | 1 = justification pour la voie de données 2, 0 = pas de justification |                       |
|              | D1, D2 | Bits provenant de la voie de données 1, 2                             |                       |
|              | S1, S2 | Bit de justification pour la voie de données 1, 2                     |                       |
|              | F      | Capacité disponible   |                       |

*Protection contre les erreurs*

L'ensemble de l'équipement de multiplexage vidéo est protégé contre les erreurs de transmission par correction d'erreur sans voie de retour utilisant un code produit bidimensionnel au moyen d'un codeur RS dans chaque sens.

Code applicable aux lignes:

(110, 108, 3) code RS défini par rapport au corps de Gallois  $2^8$ .

Code applicable aux colonnes:

(102, 100, 3) code RS défini par rapport au corps de Gallois  $2^8$ .

Le polynôme générateur du corps est le suivant:

$$f(\alpha) = \alpha^8 + \alpha^4 + \alpha^3 + \alpha^2 + 1$$

Le polynôme générateur du code est le suivant:

$$g(x) = (x + \alpha)(x + 1) = x^2 + \alpha^{25}x + \alpha,$$

où  $\alpha = 0000\ 0010$

La redondance est de 3,89%.

*Mise en trame CED*

Le train de données au codeur CED est disposé en une matrice de 102 lignes de 110 colonnes d'octets (voir la Fig. 3); 9,6 lignes de télévision, y compris les données auxiliaires et les mots de synchronisation vidéo, seront transmises dans chaque trame CED.

La transmission des trames CED se traduit par un débit binaire de 134 640 kbit/s; la fréquence de répétition de la trame CED est 1500 Hz.

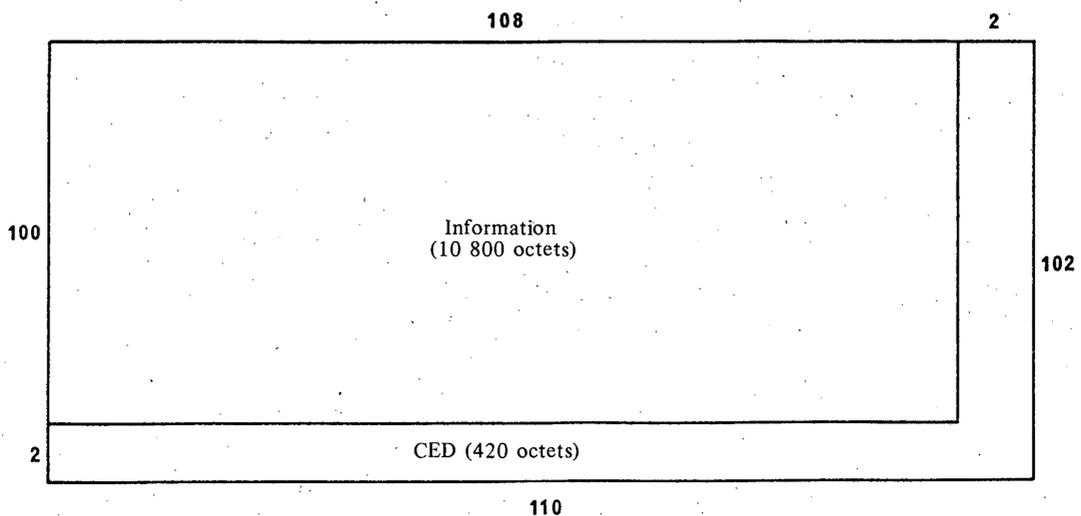


FIGURE 3 — *Mise en trame CED*

|   |                                |
|---|--------------------------------|
| Fréquence de répétition:                          | 1500 Hz                        |
| Vidéo, données, synchronisation:                  | 10 800 octets → 129 600 kbit/s |
| CED (Correction d'erreur sans<br>voie de retour): | 420 octets → 5 040 kbit/s      |
| Total:  | 11 220 octets → 5 040 kbit/s   |

*Mise en trame de voie*

La structure de la mise en trame de voie permet d'accéder à la voie vidéo du support de transmission TV avec un débit binaire total de 135 000 kbit/s pour le signal d'entrée complet de télévision. Chaque trame de sortie contient 9,6 lignes complètes de télévision, chaque rangée de la trame commençant par un mot de synchronisation de 2 octets (voir la Fig. 4). La structure binaire des quatre octets de synchronisation est donnée par les séquences suivantes:

- C1: 0011 1100
- C2: 1101 0101
- $\overline{C1}$ : 1100 0011
- $\overline{C2}$ : 0010 1010

Cette structure de mise en trame se traduit exactement par le débit binaire qu'offre la voie vidéo du support de transmission TV.

*Bilan de débit binaire*

Le bilan de débit binaire choisi pour le multiplexage vidéo, la mise en trame CED et le support de transmission TV est décrit au Tableau IV.

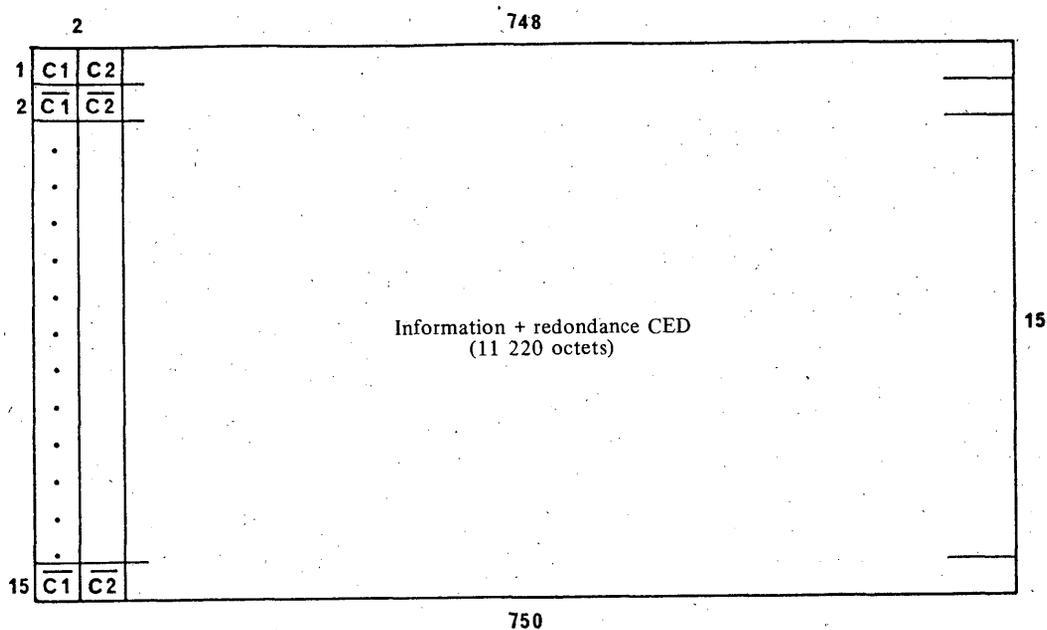


FIGURE 4 — *Mise en trame de voie*

|                          |                                       |                             |
|--------------------------|---------------------------------------|-----------------------------|
| Fréquence de répétition: | 1500 Hz                               | C1: 0011 1100               |
|                          |                                       | C2: 1101 0101               |
| Vidéo, données, CED:     | 11 220 octets → 134 640 kbit/s        | $\overline{C1}$ : 1100 0011 |
| Mise en trame:           | 30 octets → 360 kbit/s                | $\overline{C2}$ : 0010 1010 |
| <b>Total:</b>            | <b>11 250 octets → 135 000 kbit/s</b> |                             |

TABLEAU IV – Bilan de débit binaire

| a) Trame de multiplexage vidéo:<br>(Fréquence de répétition: 25 Hz)  | Signal de contribution YUV   |  |
|--|--|--|
| Voie   | Nombre de bits   | Débit binaire<br>(kbit/s)  |
| Information vidéo<br>Voie de données 1<br>Justification <sup>(1)</sup><br>Service de justification<br>Voie de données 2<br>Justification <sup>(1)</sup><br>Service de justification<br>Données auxiliaires<br>Mise en trame vidéo<br>Non utilisés  | 576 × 8 640<br>576 × 142<br>576 × 1<br>576 × 12<br>576 × 142<br>576 × 1<br>576 × 12<br>576 × 12<br>576 × 32<br>576 × 16<br>576 × 2 | 124 416,000<br>2 044,800<br>14,400<br>172,800<br>2 044,800<br>14,400<br>172,800<br>172,800<br>460,800<br>230,400<br>28,800 |
| Total  | 576 × 9 000  | 129 600,000  |
| b) Trame CED:<br>(Fréquence de répétition: 1500 Hz)<br>Voie  | Nombre de bits   | Débit binaire<br>(kbit/s)  |
| Information<br>Redondance CED<br>Mise en trame CED   | 86 400<br>3 360<br>240   | 129 600,000<br>5 040,000<br>360,000  |
| Total  | 90 000   | 135 000,000  |
| c) Support de transmission TV:   | Nombre d'intervalles<br>à 64 kbit/s  | Débit binaire<br>(kbit/s)  |
| Voie vidéo<br>Justification vidéo <sup>(2)</sup><br>Commande de justification vidéo <sup>(2)</sup><br><br>Débit binaire de la voie vidéo: 135 000 kbit/s ± (0/59,26/177,78) 10 <sup>-6</sup><br>Voie audio de données<br>Justification audio/données <sup>(2)</sup><br>Commande de justification audio/données <sup>(2)</sup><br><br>Débit binaire de la voie audio de données: 2048 kbit/s ± (0/3906) 10 <sup>-6</sup><br>Voies de service (S1 ... S8)<br>Mise en trame de voie | 2 109<br>1<br>3<br><br><br>31<br>1<br>3<br><br><br>8<br>4  | 134 976<br>64<br>192<br><br><br>1 984<br>64<br>192<br><br><br>512<br>256   |
| Total  | 2 160  | 138 240  |

<sup>(1)</sup> Justification positive; débit binaire de la voie: 2048 kbit/s (+5468/–1562) 10<sup>-6</sup>.

<sup>(2)</sup> Justification positive-zéro-négative.

## 1.2 Système de multiplexage (B)

### 1.2.1 Principales caractéristiques

Ce système, décrit dans [CCIR, 1986-90b] répond aux besoins exprimés par certains radiodiffuseurs pour la transmission de deux paires de son stéréo de haute qualité en plus de la vidéo. Deux voies à 1920 kbit/s sont alors offertes pour la transmission du son. La structure générale de la trame est conforme à la Recommandation G.751 du CCITT en ce qui concerne la longueur de la trame, son verrouillage et sa structure. La justification vidéo et audio est assurée de manière telle que la gigue de l'horloge récupérée se trouve à l'intérieur des limites spécifiées par la Recommandation 656 du CCIR.

Le débit total est de 139 264 kbit/s et peut être adapté aux voies définies dans les Recommandations G.707 à G.709 du CCITT. La trame de transmission à 140 Mbit/s proposée permet la transmission de tous les signaux de télévision en composantes séparées, multiplexées ou composite de façon simple. Le débit affecté à la trame vidéo avec protection d'erreur («trame CED» à 133 824 kbit/s) reste en effet identique quel que soit le type de signal à transmettre.

Une application importante de ce type de multiplex est la connexion de magnétoscopes numériques (un signal vidéo 4:2:2 et deux paires de son stéréo codé conformément aux normes AES/UER) pour laquelle des expérimentations ont déjà été effectuées. Le GTI 11/7 a soumis à des essais l'ensemble du système, y compris la mise en trame des voies et la CED.

### 1.2.2 Trame de multiplexage

#### Débit binaire vidéo

6 bits/échantillon  
124 416 kbit/s.

#### Mise en trame pour la vidéo

La structure du multiplex pour les données vidéo et les signaux d'essai comprend des mots de synchronisation de 12 bits qui indiquent le début de chaque ligne et de chaque trame vidéo. Les lignes des données auxiliaires sont réparties entre toutes les lignes de la trame vidéo.

#### Protection contre les erreurs pour les données de vidéo

Correction directe des erreurs et entrelacement. Les données vidéo transmises (et les données auxiliaires) sont protégées des erreurs de transmission par 6 codeurs CED fonctionnant en parallèle et appliquant chacun un code BCH (324,306) capable de corriger 2 bits sur chaque trajet.

Le polynôme générateur du corps est le suivant:

$$f(a) = a^9 + a^4 + 1$$

et le polynôme générateur du code:

$$g(X) = X^{18} + X^{15} + X^{12} + X^{10} + X^8 + X^7 + X^6 + X^3 + 1$$

Redondance: 5,9%.

Afin d'améliorer les possibilités de correction pour les paquets d'erreurs, on applique sur chaque trajet un entrelacement à 4 symboles. La protection est appliquée sur la totalité de l'image de télévision (synchronisation vidéo, données auxiliaires et données vidéo). Une «trame de protection» se compose de  $6 \times 43$  symboles. Chaque trame commence par un mot de synchronisation de  $6 \times 8$  bits et contient 9 lignes complètes de données vidéo (voir la Fig. 5). Ce mot de synchronisation inclut l'intervalle d'initialisation d'entrelacement. Il est possible ainsi de corriger des paquets d'erreurs d'une longueur maximale de 48 bits.

#### Mise en trame de voie

Structure: Recommandation G.751 du CCITT.

Dans cette Recommandation, on propose une trame de voie pour la transmission à 139 264 kbit/s, avec un mot de synchronisation de 12 bits. La longueur de cette trame est de 2928 bits, divisés en 6 groupes de 488 bits (voir la Fig. 6).

#### Bilan des débits binaires

Le débit binaire total disponible doit contenir non seulement l'information vidéo mais aussi les données correspondant à l'image, au son, aux voies d'exploitation, à la protection contre les erreurs et à l'information de mise en trame pour le multiplex.

Un débit binaire de 133 824 kbit/s est affecté à la vidéo, y compris la correction CED et la mise en trame.

Pour le son, on dispose de deux voies de 1920 kbit/s, associées à une justification positive. Chaque interface audio correspond à l'interface stéréo numérique AES/UER (échantillons de 20 bits; fréquence d'échantillonnage: 48 kHz).

Le Tableau V donne le bilan total des débits binaires pour le système.

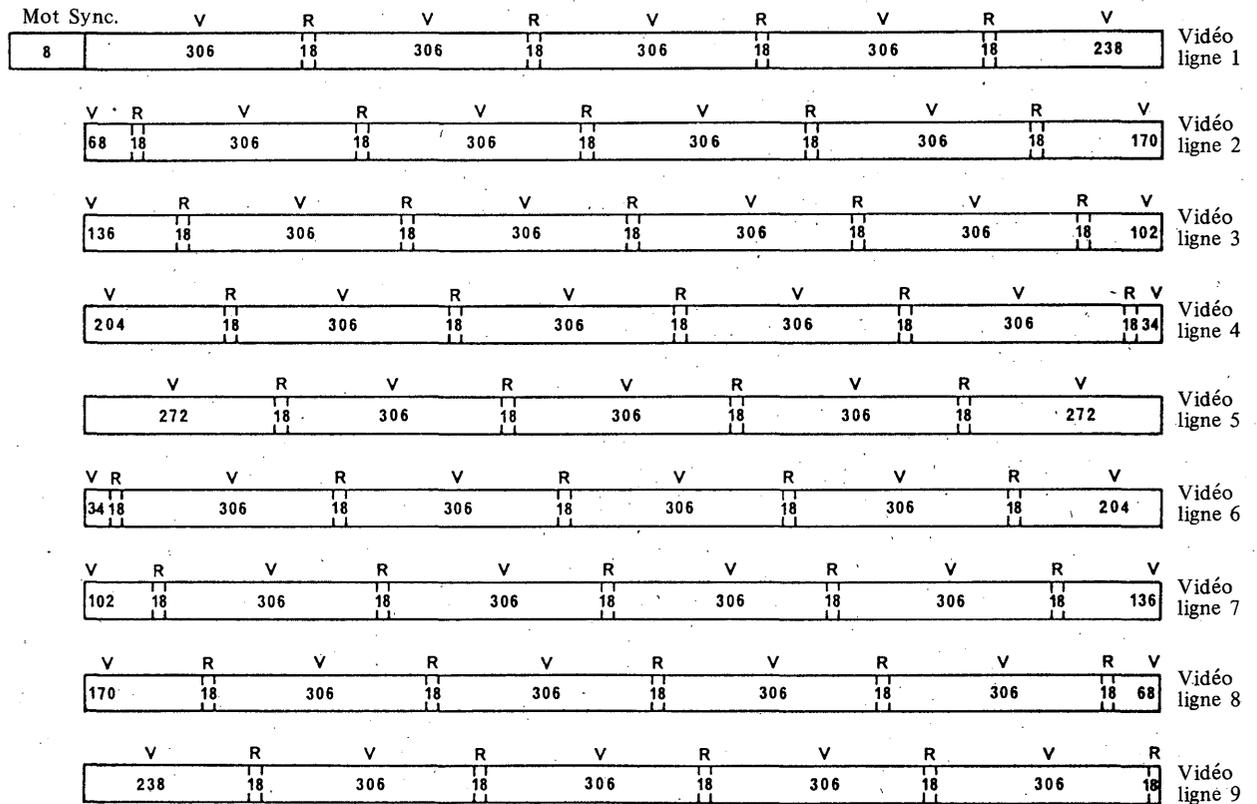


FIGURE 5 - Trame de protection

V: vidéo  
R: redondance

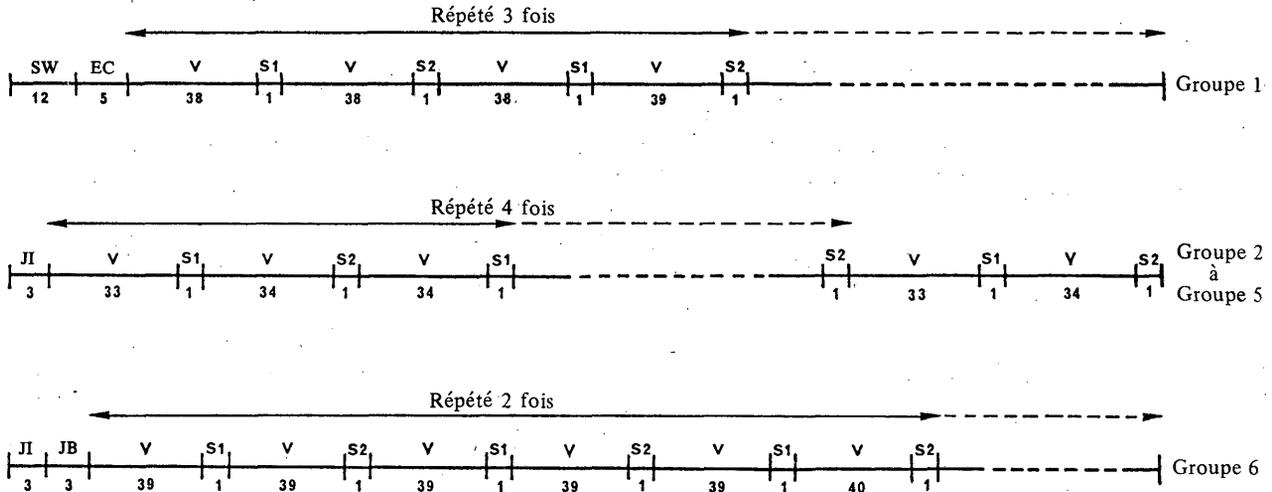


FIGURE 6 – Mise en trame de voie

- SW: mot de synchronisation
- EC: voies d'exploitation
- V: données vidéo
- S1, S2: voies son 1 et 2
- JI: commande de justification
- JB: intervalles de temps de justification

TABLEAU V – Bilan des débits binaires (kbit/s)

|                          |         |
|--------------------------|---------|
| Trame vidéo              |         |
| Image                    | 124 416 |
| CED                      | 7 507   |
| Données auxiliaires      | 1 728   |
| Mise en trame            | 173     |
| Justification vidéo      |         |
| Marge moyenne            | 18      |
| Commande                 | 238     |
| Audio                    |         |
| Débit binaire global     | 3 840   |
| Justification audio      |         |
| Marge moyenne            | 60      |
| Commande                 | 475     |
| Autres données           |         |
| Mise en trame voie       | 571     |
| Voies d'exploitation     | 238     |
| Total                    | 139 264 |
| Longueur de trame (bits) | 2 928   |

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

Documents du CCIR

[1986-90]: a. GTI-CMTT/2-130 (Allemagne (République fédérale d')); b. CMTT/2-100 (France).

**PAGE INTENTIONALLY LEFT BLANK**

**PAGE LAISSEE EN BLANC INTENTIONNELLEMENT**

SECTION CMTT B: MÉTHODES D'EXPLOITATION ET D'ÉVALUATION DE LA QUALITÉ  
POUR LA TRANSMISSION DES SIGNAUX DE TÉLÉVISION

RECOMMANDATION 473-5\*

INSERTION DE SIGNAUX D'ESSAI DANS L'INTERVALLE DE SUPPRESSION  
DE TRAME DE SIGNAUX DE TÉLÉVISION MONOCHROME  
ET DE TÉLÉVISION EN COULEUR

(Programmes d'études 15A/CMTT et 12A/11)

(1970-1974-1978-1982-1986-1990)

Le CCIR,

CONSIDÉRANT

- a) que, dans un certain nombre de pays, l'insertion de signaux d'essai dans l'intervalle de suppression de trame d'un signal de télévision monochrome ou en couleur est déjà devenue une pratique courante;
- b) que ces signaux peuvent être utilisés pour la mesure de la qualité de transmission et pour le contrôle et la correction des caractéristiques des circuits internationaux de transmission;
- c) qu'il est proposé, dans le Rapport 314, d'attribuer des lignes déterminées dans chaque trame à l'insertion de signaux d'essai spéciaux pour les transmissions internationales;
- d) que les exigences du trafic rendront peut-être nécessaire l'exécution de toutes les mesures d'exploitation par l'insertion de signaux d'essai avec une précision qui se rapproche de celle demandée pour les méthodes de mesure habituelles en dehors des périodes d'exploitation,

RECOMMANDE A L'UNANIMITÉ

1. que, pour les transmissions internationales de signaux de télévision, l'insertion de signaux d'essai, conformément à l'Annexe I (systèmes à 625 lignes) et à l'Annexe II (systèmes à 525 lignes), puisse se faire à l'origine du circuit;

*Note.* — Certaines administrations pourraient, à titre de mesure transitoire, décider de ne pas utiliser certains des signaux décrits. Dans cette éventualité:

- on ne doit pas insérer d'autres signaux que les signaux décrits;
  - il faut veiller à ce que la composante de luminance ayant la durée d'une ligne soit la même dans les lignes correspondantes de chaque trame (par exemple, 17 et 330 pour les systèmes à 625 lignes).
2. que ces signaux ne soient ni extraits ni remplacés sur le circuit international sauf, éventuellement, en un point de conversion d'une norme en une autre ou d'un système de télévision en couleur en un autre.

ANNEXE I

SYSTÈMES A 625 LIGNES

1. Introduction

Pour la transmission internationale des signaux de télévision à 625 lignes, il est proposé, dans la Recommandation 472 et dans le Rapport 314, d'utiliser les lignes 17 (330) et 18 (331) pour l'insertion des signaux d'essai.

Dans la présente Annexe, on trouvera la description détaillée d'un ensemble de signaux d'essai (voir la Note) auxquels s'appliquent les considérations générales suivantes:

- on suppose que la durée  $H$  de la ligne est divisée en 32 intervalles de temps égaux. Cette division définit des instants caractéristiques;
- les intervalles de temps ne devront pas différer les uns des autres de plus de  $\pm 40$  ns;
- ces instants caractéristiques se rapportent au point à mi-amplitude du front avant de l'impulsion de synchronisation. Les points à mi-amplitude des transitions de luminance et de chrominance ainsi que la crête des impulsions coïncident avec les instants caractéristiques;

\* La Recommandation N.67 du CCITT a été modifiée pour la faire concorder avec le texte de la présente Recommandation.

- les instants caractéristiques réels d'une forme d'onde quelconque de luminance ne s'écarteront pas de plus de 250 ns de leurs positions nominales;
- sauf dans le cas de l'impulsion composite  $20T$ , les instants caractéristiques réels de tout signal de chrominance ne s'écarteront pas de plus de 500 ns de leurs positions nominales;
- la salve de synchronisation couleur n'apparaît dans l'intervalle de suppression ligne que lors des transmissions couleur;
- lors des transmissions dans le système PAL, la sous-porteuse de chrominance des signaux d'insertion est verrouillée à  $60^\circ \pm 5^\circ$  de l'axe positif ( $B-Y$ );
- les composantes de distorsions harmoniques de la sous-porteuse seront au moins 40 dB au-dessous du fondamental;
- la fréquence de la sous-porteuse est  $4,433\ 618\ 75\ \text{MHz} \pm 10\ \text{Hz}$ .

*Note.* - Ces signaux sont destinés à être utilisés avec des signaux de télévision en couleur. Le signal d'essai fondamental pour la télévision monochrome est identique, à l'exception de ce qui suit:

Ligne 17: l'élément  $F$  est supprimé;

Ligne 18: le piédestal de luminance et les éléments  $C_1$  et  $C_2$  sont supprimés;

Ligne 330: l'élément  $D_2$  est remplacé par  $D_1$ ;

Ligne 331: le piédestal de luminance et les éléments  $G$  et  $E$  sont supprimés.

On pourra juger utile d'apporter les adjonctions suivantes au signal d'essai fondamental en télévision monochrome:

a) un piédestal de luminance dans les lignes 18 et 331, et des éléments  $C_1$  et  $C_2$  dans la ligne 18;

et/ou

b) un élément  $F$  dans la ligne 17.

A titre de variante, on peut utiliser tous les signaux. Toutefois, les modifications indiquées ci-dessus pour le signal d'essai fondamental en télévision monochrome ne devraient être faites qu'avec l'accord des administrations intéressées.

## 2. Spécifications des signaux insérés dans la ligne 17 (Fig. 1)

### 2.1 Barre de luminance (référence de niveau de blanc) ( $B_2$ )

- position des transitions:  $6H/32$  et  $11H/32$ , durée de la barre:  $5H/32$ ;
- amplitude de la barre:  $0,700 \pm 0,007\ \text{V}$ ;
- temps d'établissement des transitions: déduits du circuit de mise en forme de l'impulsion en sinus carré (élément  $B_1$ );
- suroscillation  $\leq 0,5\%$ ;
- inclinaison  $\leq 0,5\%$ .

### 2.2 Impulsion $2T$ en sinus carré ( $B_1$ )

- position de la crête:  $13H/32$ ;
- amplitude: égale à celle de la barre de luminance ( $B_2$ ) à  $\pm 1\%$  (valeur nominale:  $0,700\ \text{V}$ );
- durée à mi-amplitude:  $200 \pm 10\ \text{ns}$  (voir la Note).

*Note.* - Dans certains pays membres de l'OIRT, la durée à mi-amplitude de l'impulsion  $2T$  en sinus carré peut être de 160 ns.

### 2.3 Impulsion composite $20T$ ( $F$ )

- position de la crête:  $16H/32$ ;
- position de la base:  $15H/32-17H/32$ ;
- amplitude: égale à celle de la barre de luminance ( $B_2$ ) à  $\pm 1\%$  (valeur nominale:  $0,700\ \text{V}$ );
- durée à mi-amplitude:  $2 \pm 0,06\ \mu\text{s}$ ;
- perturbations de la ligne de base de l'impulsion, provoquées par les inégalités de gain et de temps de propagation chrominance-luminance inhérente et par les différences de forme entre les composantes de luminance et de chrominance:  $\leq 0,5\%$  de l'amplitude de crête.

### 2.4 Escalier de luminance à 5 marches ( $D_1$ ) (voir la Note)

- position des transitions successives: instants  $20H/32$ ,  $22H/32$ ,  $24H/32$ ,  $26H/32$ ,  $28H/32$  et  $31H/32$  (descente);
- amplitude crête-à-crête de l'escalier: amplitude de la barre de luminance ( $B_2$ )  $\pm 1\%$  (valeur nominale:  $0,700\ \text{V}$ );

- amplitude nominale des marches:  $1/5$  de l'amplitude de la barre de luminance ( $B_2$ ) (valeur nominale: 0,140 V). La différence d'amplitude entre la plus grande et la plus petite des marches doit être inférieure à 0,5% de l'amplitude de la plus grande;
- temps d'établissement des transitions: mis en forme par un filtre de Thomson (ou un réseau similaire) dont le module de la fonction de transfert a son premier zéro à 4,43 MHz afin de diminuer l'amplitude des composantes du signal de luminance au voisinage de la sous-porteuse couleur.

*Note.* — Certaines administrations peuvent souhaiter superposer à l'escalier un signal de sous-porteuse de chrominance. Dans ce cas, la position et la durée du signal de sous-porteuse sont déterminées par les instants  $18H/32$  et  $31H/32$ . Les autres caractéristiques de ce signal sont identiques à celles décrites au § 4.3.2.

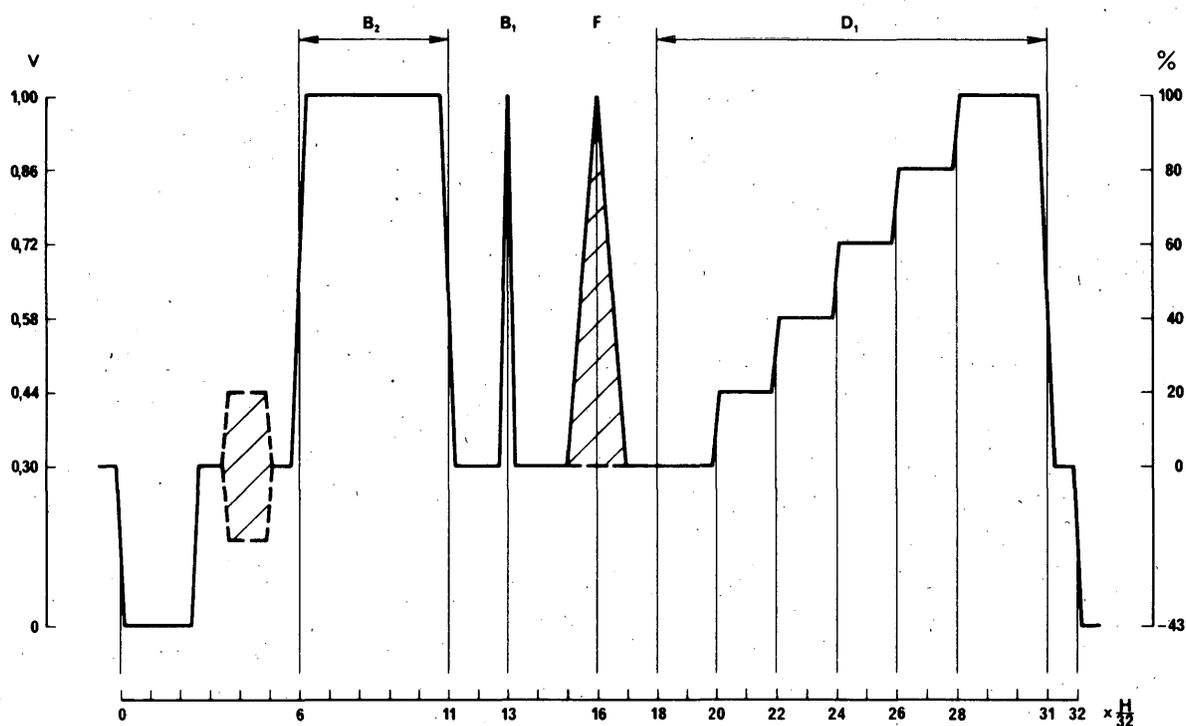


FIGURE 1 - Ligne 17

### 3. Spécifications des signaux insérés dans la ligne 18 (Fig. 2)

#### 3.1 Piédestal de luminance

- position des transitions:  $6H/32$ ,  $31H/32$ ;
- amplitude mesurée à partir du niveau de suppression:  $1/2$  de l'amplitude de barre de luminance ( $B_2$ )  $\pm 1\%$  (valeur nominale: 0,350 V).

#### 3.2 Signal de la barre de référence ( $C_1$ )

- position des transitions:  $6H/32$ ,  $8H/32$ ,  $10H/32$ ;
- amplitudes mesurées à partir du niveau de suppression:
  - 1<sup>re</sup> section:  $4/5$  de l'amplitude de la barre de luminance ( $B_2$ )  $\pm 1\%$  (valeur nominale: 0,560 V);
  - 2<sup>e</sup> section:  $1/5$  de l'amplitude de la barre de luminance ( $B_2$ )  $\pm 1\%$  (valeur nominale: 0,140 V);
- temps d'établissement des transitions: déduits du circuit de mise en forme de l'impulsion en sinus carré (élément  $B_1$ ).

3.3 Signaux sinusoïdaux superposés au piédestal ( $C_2$ )

- position de départ et fréquences des salves (voir le Tableau I):

TABLEAU I

| Salve N° | Position précise de départ <sup>(1)</sup> <sup>(2)</sup> | Fréquence MHz <sup>(3)</sup> |
|----------|--|------------------------------|
| 1        | 12H/32   | 0,5                          |
| 2        | 15H/32   | 1,0 <sup>(4)</sup>           |
| 3        | 18H/32   | 2,0 <sup>(4)</sup>           |
| 4        | 21H/32   | 4,0                          |
| 5        | 24H/32   | 4,8                          |
| 6        | 27H/32   | 5,8                          |

<sup>(1)</sup> Le début de chaque salve doit être à la phase zéro de l'onde sinusoïdale, et chaque salve doit comprendre le plus grand nombre possible de cycles complets. La durée des intervalles entre salves successives ne peut être inférieure à  $0,4 \mu s$  ni supérieure à  $2,0 \mu s$ .

<sup>(2)</sup> Certaines administrations peuvent préférer des durées de salves différentes de celles qui sont indiquées ci-dessus et sur la Fig. 2.

<sup>(3)</sup> Les composantes spectrales des salves peuvent causer des brouillages aux sous-porteuses ou aux circuits de détection de bruit; l'énergie hors bande devrait être limitée par des techniques appropriées. On pourrait utiliser d'autres fréquences voisines des fréquences mentionnées, sous réserve d'accord entre les administrations intéressées.

<sup>(4)</sup> Dans certains pays membres de l'OIRT, les fréquences des salves N°s 2 et 3 peuvent être respectivement de 1,5 MHz et 2,8 MHz.

- amplitude crête-à-crête des salves: égale à l'amplitude crête-à-crête du signal de la barre de référence  $\pm 1\%$  ( $C_1$ ) (valeur nominale: 0,420 V);
- la composante continue de chaque salve ne peut pas dépasser 0,5% de l'amplitude du signal de la barre de référence ( $C_1$ );
- les composantes de distorsion harmonique de chaque salve seront de 40 dB (voir la Note) au moins au-dessous du fondamental.

Note — Cette valeur est indiquée sous réserve d'un complément d'étude.

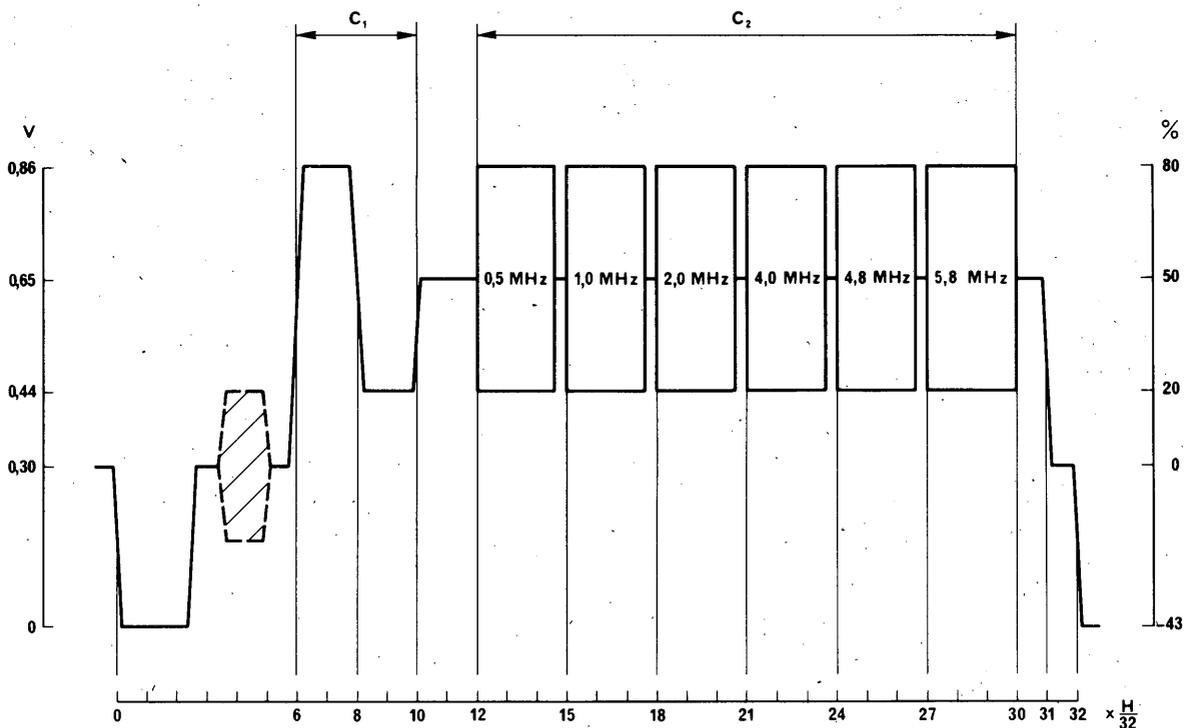


FIGURE 2 - Ligne 18

#### 4. Spécifications des signaux insérés dans la ligne 330 (Fig. 3)

##### 4.1 Barre de luminance (référence de niveau de blanc) ( $B_2$ )

- position des transitions:  $6H/32$  et  $11H/32$ , durée de la barre:  $5H/32$ ;
- amplitude de la barre:  $0,700 \pm 0,007$  V;
- temps d'établissement des transitions: déduits du circuit de mise en forme de l'impulsion en sinus carré (élément  $B_1$ );
- suroscillation  $\leq 0,5\%$ ;
- inclinaison  $\leq 0,5\%$ .

##### 4.2 Impulsion $2T$ en sinus carré ( $B_1$ )

- position de la crête:  $13H/32$ ;
- amplitude: égale à celle de la barre de luminance ( $B_2$ ) à  $\pm 1\%$  (valeur nominale: 0,700 V);
- durée à mi-amplitude:  $200 \pm 10$  ns. (Dans certains pays membres de l'OIRT, la durée à mi-amplitude de l'impulsion  $2T$  en sinus carré peut être de 160 ns.)

##### 4.3 Escalier de luminance à 5 marches ( $D_1$ ) et escalier à 5 marches ( $D_2$ ) avec signal de chrominance superposé

###### 4.3.1 L'escalier de luminance à 5 marches a les caractéristiques suivantes:

- position des transitions successives: instants  $20H/32$ ,  $22H/32$ ,  $24H/32$ ,  $26H/32$ ,  $28H/32$  et  $31H/32$  (descente);
- amplitude crête-à-crête de l'escalier: amplitude de la barre de luminance ( $B_2$ )  $\pm 1\%$  (valeur nominale: 0,700 V);
- amplitude nominale des marches:  $1/5$  de l'amplitude de la barre de luminance ( $B_2$ ) (valeur nominale: 0,140 V). La différence d'amplitude entre la plus grande et la plus petite des marches doit être inférieure à 0,5% de l'amplitude de la plus grande;
- temps d'établissement des transitions: mis en forme par un filtre de Thomson (ou un réseau similaire) dont le module de la fonction de transfert a son premier zéro à 4,43 MHz afin de diminuer l'amplitude des composantes du signal de luminance au voisinage de la sous-porteuse couleur.

###### 4.3.2 Le signal de chrominance superposé à l'escalier de luminance à 5 marches ( $D_1$ ) a les caractéristiques suivantes:

- position et durée:  $15H/32$  à  $30H/32$ ; (La superposition de la sous-porteuse peut être limitée à  $28H/32$ .)
- amplitude crête-à-crête:  $0,280$  V  $\pm 2\%$ ;
- distorsion inhérente de gain différentiel:  $\leq 0,5\%$ ;
- distorsion inhérente de phase différentielle:  $\leq 0,2^\circ$ ;
- temps d'établissement des transitions de l'enveloppe du signal de chrominance: approximativement 1  $\mu$ s.

#### 5. Spécifications des signaux insérés dans la ligne 331 (Fig. 4)

##### 5.1 Piédestal de luminance

- position des transitions:  $6H/32$ ,  $31H/32$ ;
- amplitude mesurée à partir du niveau de suppression:  $1/2$  de l'amplitude de la barre de luminance ( $B_2$ )  $\pm 1\%$  (valeur nominale: 0,350 V);
- temps d'établissement des transitions: déduits du circuit de mise en forme de l'impulsion en sinus carré (élément  $B_1$ ).

##### 5.2 Signal de barre de chrominance superposé ( $G_1$ )

- position des transitions:  $7H/32$ ,  $14H/32$ ;
- amplitude crête-à-crête: amplitude de la barre de luminance ( $B_2$ )  $\pm 1\%$  (valeur nominale: 0,700 V);
- temps d'établissement des transitions de l'enveloppe du signal de chrominance: approximativement 1  $\mu$ s;
- diaphotie inhérente chrominance-luminance:  $\leq 0,5\%$  de l'amplitude du piédestal de luminance;
- différence de phase entre la sous-porteuse superposée à l'escalier de la ligne 330 et la sous-porteuse superposée au signal de la ligne 331:  $\leq 2^\circ$ .

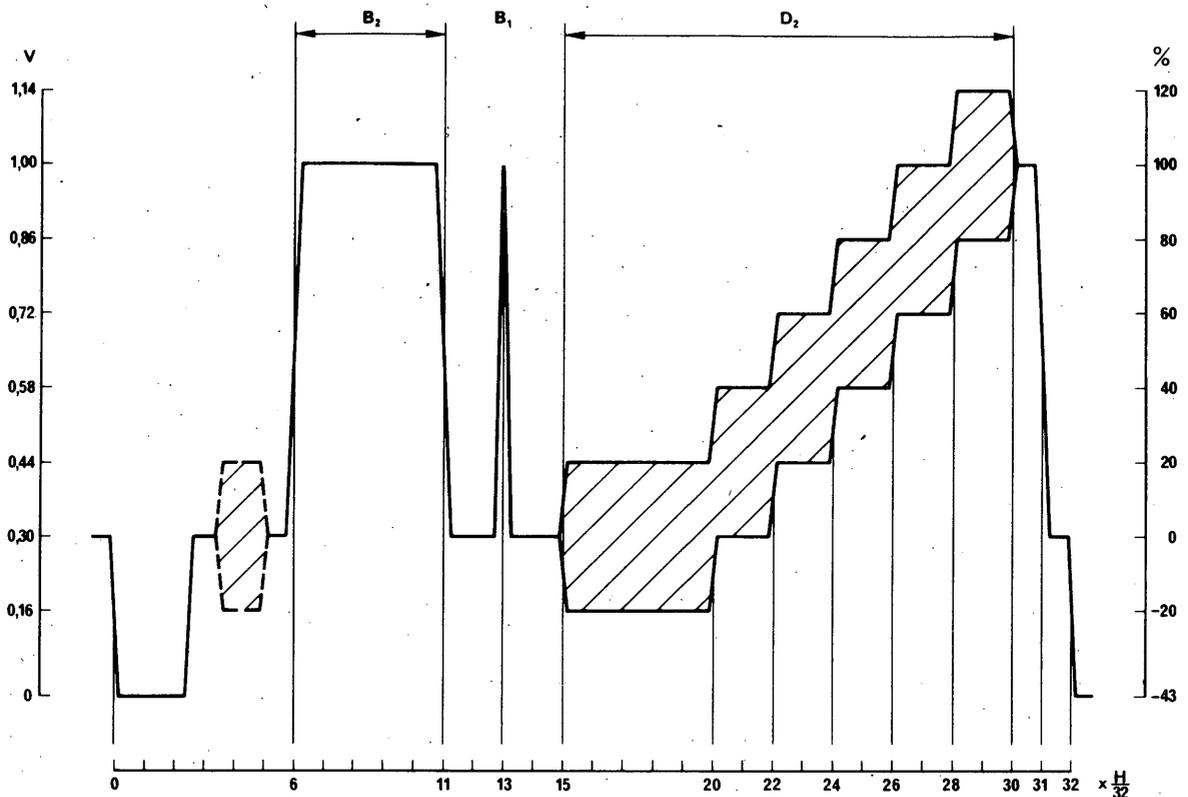


FIGURE 3 - Ligne 330

### 5.3 Signal de chrominance superposé à trois niveaux ( $G_2$ )

Ce signal peut être utilisé au choix, à la place du signal de la barre de chrominance superposé défini ci-dessus:

- position des transitions:  $7H/32$ ,  $9H/32$ ,  $11H/32$  et  $14H/32$ ;
- amplitude crête-à-crête:
  - 1<sup>re</sup> section:  $1/5$  de l'amplitude de la barre de luminance ( $B_2$ )  $\pm 1\%$  (valeur nominale: 0,140 V);
  - 2<sup>e</sup> section:  $3/5$  de l'amplitude de la barre de luminance ( $B_2$ )  $\pm 1\%$  (valeur nominale: 0,420 V);
  - 3<sup>e</sup> section: amplitude de la barre de luminance ( $B_2$ )  $\pm 1\%$  (valeur nominale: 0,700 V);
- temps d'établissement des transitions de l'enveloppe du signal de chrominance: approximativement  $1 \mu\text{s}$ ;
- intermodulation inhérente chrominance-luminance:  $\leq 0,5\%$  de l'amplitude du piédestal de luminance;
- distorsion inhérente phase/amplitude:  $\leq 0,5^\circ$ ;
- différence de phase entre la sous-porteuse superposée à l'escalier de la ligne 330 et la sous-porteuse superposée au signal de la ligne 331:  $\leq 2^\circ$ .

### 5.4 Sous-porteuse de référence superposée ( $E$ )

Ce signal auxiliaire peut être utilisé comme sous-porteuse de référence, pour la mesure de la phase différentielle:

- position des transitions:  $17H/32$ ,  $30H/32$ ;
- amplitude crête-à-crête:  $3/5$  de l'amplitude de la barre de luminance ( $B_2$ )  $\pm 1\%$  (valeur nominale: 0,420 V);
- temps d'établissement des transitions de l'enveloppe du signal de chrominance: approximativement  $1 \mu\text{s}$ ;
- différence de phase entre la sous-porteuse superposée à l'escalier de la ligne 330 et la sous-porteuse superposée au signal de la ligne 331:  $\leq 2^\circ$ .

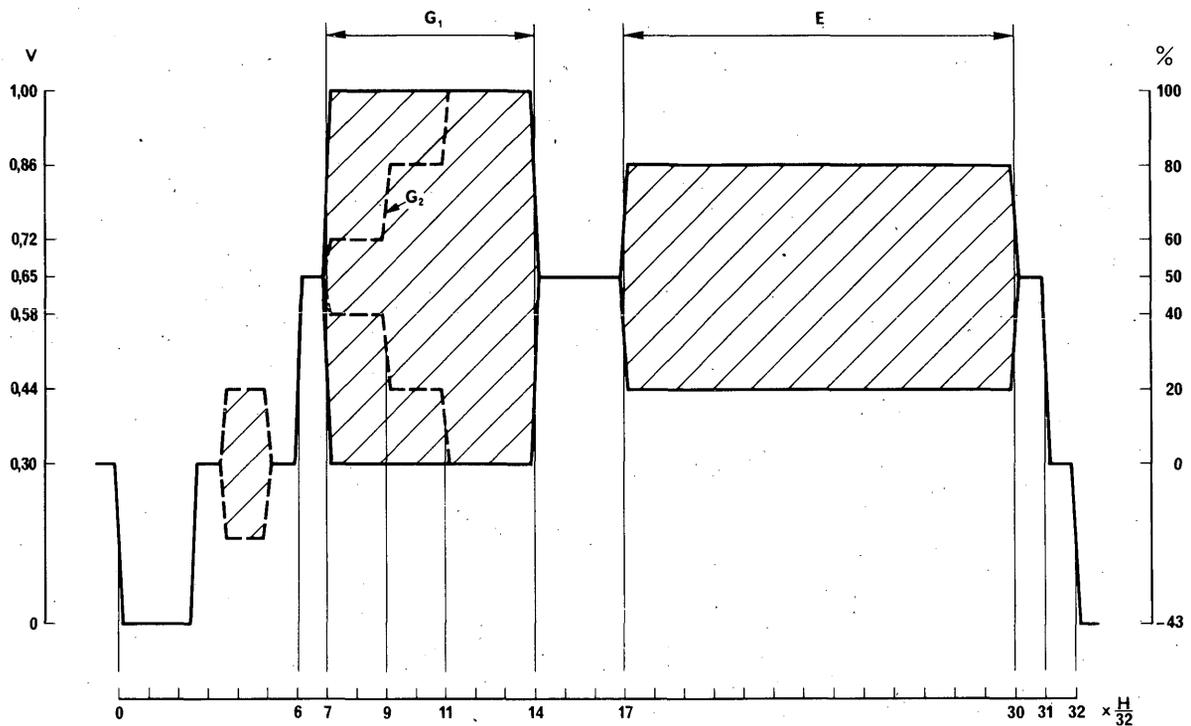


FIGURE 4 - Ligne 331

6. Liste des mesures pouvant être effectuées à l'aide des signaux d'insertion définis

TABLEAU II

| Caractéristiques mesurées                                       | Formes d'ondes utilisées                | Lignes N°            |
|---|---|----------------------|
| <i>Distorsions linéaires</i>                                    |   |                      |
| Gain d'insertion  | $B_2$                                   | 17 et 330            |
| Réponse amplitude/fréquence                                     | $C_2$ et $C_1$                          | 18                   |
| Réponse transitoire pour des signaux ayant la durée d'une ligne | $B_2$                                   | 17 et 330            |
| Réponse pour des signaux de très courte durée:                  |   |                      |
| — réponse transitoire   | $B_2$                                   | 17 et 330            |
| — réponse impulsive   | $B_1$                                   | 17 et 330            |
| Ecart de gain chrominance-luminance                             | $B_2$ et $G_1$ ou $G_2$<br>$B_2$ et $F$ | 17 et 330, 331<br>17 |
| Ecart de temps de propagation chrominance-luminance             | $F$                                     | 17                   |
| <i>Distorsions non linéaires</i>                                |   |                      |
| Non-linéarité du signal de luminance ayant la durée d'une ligne | $D_1$                                   | 17                   |
| Non-linéarité du signal de chrominance                          | $G_2$                                   | 331                  |
| Intermodulations luminance-chrominance:                         |   |                      |
| — gain différentiel   | $D_2$                                   | 330                  |
| — phase différentielle  | $D_2$ et $E$                            | 330 et 331           |
| Intermodulation chrominance-luminance                           | $B_2$ et $G_1$ ou $G_2$                 | 17, 331              |

## ANNEXE II

## SYSTÈMES A 525 LIGNES

## 1. Introduction

La présente Annexe décrit les formes d'onde des signaux d'essai à insérer et les spécifications correspondantes, sur la base des principes généraux suivants:

- pour la transmission internationale d'un signal de télévision à 525 lignes, les lignes 17 des deux trames (ou les lignes 17 à 280, en cas de numérotation consécutive) sont réservées pour les signaux d'insertion internationaux (voir la Note 1);
- les signaux définis dans la présente Annexe s'appliquent aux transmissions de télévision monochrome et en couleur, comme l'indiquent les Fig. 5 et 6. Pour la transmission monochrome, il peut être souhaitable de simplifier quelque peu le signal d'essai en omettant une ou plusieurs de ses composantes. Des signaux d'essai ainsi simplifiés sont indiqués sur les Fig. 7 et 8;
- la durée de la ligne,  $H$ , est divisée en 128 parties égales; la position et la durée des signaux d'essai sont exprimées en unités  $H/128$ . Cette division définit les instants caractéristiques;
- les instants caractéristiques sont rapportés aux points à mi-amplitude du front du signal de barre de luminance ( $B_2$ ) sur les Fig. 5 ou 7 et du signal de barre de référence ( $C_1$ ) sur les Fig. 6 ou 8, ces signaux étant insérés dans les trames 1 et 2 respectivement ( $O_{HR}$ ). Le point à mi-amplitude des transitions de luminance et de chrominance et la crête des impulsions apparaissent à des instants caractéristiques;
- la localisation du point de référence ( $O_{HR}$ ) ne doit pas dépasser  $24H/128 \pm 125$  ns par rapport au point à mi-amplitude du front de l'impulsion horizontale de synchronisation ( $O_H$ );
- le décalage systématique des instants caractéristiques définis de toute forme d'onde de luminance et de chrominance ne doit pas s'écarter de plus de  $\pm 150$  ns (voir la Note 2) et  $\pm 300$  ns (voir la Note 2) respectivement des points nominaux;
- l'erreur aléatoire dans les instants caractéristiques définis pour les formes d'ondes de luminance et de chrominance ne doit pas dépasser  $\pm 25$  ns à partir d'une position fixe comprise dans les limites du décalage systématiquement précité;
- la salve de couleur n'est présente dans l'intervalle de suppression de ligne que dans les transmissions de télévision en couleur;
- la fréquence de la sous-porteuse couleur est 3,579 545 MHz pour le système M/NTSC, et 3,575 611 49 MHz pour le système M/PAL,  $\pm 10$  Hz.

*Note 1.* — Dans leur majorité, les administrations réservent la ligne 17 pour l'insertion des signaux d'essai internationaux. Le Rapport 314 contient des renseignements sur l'attribution actuelle des lignes réservées aux signaux spéciaux.

*Note 2.* — La réduction de ces tolérances nécessite d'autres études.

## 2. Spécifications des signaux insérés dans la ligne 17 de la trame 1 (Fig. 5 ou 7) (voir la Note 1 du § 1)

2.1 Barre de luminance (référence du niveau de blanc) ( $B_2$ )

- position des transitions:  $0H/128$  ( $O_{HR}$ ) et  $36H/128$ , durée de la barre:  $36H/128$ ;
- amplitude de la barre:  $(100 \pm 0,5)$  unités IRE (voir la Note);
- temps d'établissement des transitions: (forme en sinus carré intégré) soit:  $125 \pm 5$  ns;
- suroscillation:  $\leq 1\%$ ;
- dénivellation:  $\leq 0,5\%$ .

*Note.* — Pour les systèmes à 525 lignes, l'amplitude des signaux est exprimée au moyen des normes de l'«Institute of Radio Engineers» (IRE), (Etats-Unis d'Amérique). Par convention, 100 unités IRE correspondent à l'amplitude comprise entre le niveau de suppression et le niveau du blanc (voir les Fig. 5 et 8).

2.2 Impulsion  $2T$  en sinus carré ( $B_1$ )

- position de la crête:  $44H/128$ ;
- amplitude: égale à celle de la barre de luminance ( $B_2$ ) à  $\pm 0,5$  unité IRE près (valeur nominale: 100 unités IRE);
- durée à mi-amplitude:  $250 \pm 10$  ns.

2.3 Impulsion composite  $12,5T$  en sinus carré ( $F$ ) (voir la Note)

- position de la crête:  $51H/128$ ;
- amplitude égale à celle de la barre de luminance ( $B_2$ ) à  $\pm 0,5$  unité IRE près (valeur nominale: 100 unités IRE);
- durée à mi-amplitude:  $1,57 \pm 0,05$   $\mu$ s;
- inégalité inhérente entre l'amplitude de luminance et l'amplitude de chrominance:  $\leq 0,05\%$ ;

- inégalité inhérente entre le temps de propagation de luminance et le temps de propagation de chrominance:  $\leq 5$  ns;
- autres perturbations dans la ligne de base de l'impulsion:  $\leq 0,5$  unité IRE;
- affaiblissement de distorsion harmonique de la sous-porteuse de chrominance: 40 dB au moins (en dessous du fondamental);
- la sous-porteuse de chrominance doit être verrouillée en phase sur la salve couleur lorsque cette dernière est présente.

*Note.* – Pour les transmissions de télévision monochrome, ce signal est facultatif.

#### 2.4 Escalier de luminance à 5 marches ( $D_1$ ) (voir la Note) et escalier à 5 marches ( $D_2$ ) avec signal de chrominance superposé

*Note.* – Pour la transmission monochrome seulement.

##### 2.4.1 L'escalier de luminance à 5 marches ( $D_1$ ) a les caractéristiques suivantes:

- position des transitions successives: instants  $68H/128$ ,  $74H/128$ ,  $80H/128$ ,  $86H/128$ ,  $92H/128$  et  $100H/128$  (descente);
- amplitude crête-à-crête de l'escalier:  $100 \pm 1$  unités IRE pour le signal  $D_1$  et  $90 \pm 1$  unités IRE pour le signal  $D_2$ ;
- amplitude nominale des marches:  $1/5$  de l'amplitude crête-à-crête de l'escalier à moins de  $\pm 1\%$  (valeur nominale: 20 unités IRE pour le signal  $D_1$  et 18 unités IRE pour le signal  $D_2$ );
- temps d'établissement des transitions: déduits de la mise en forme par le filtre de l'impulsion  $2T$  en sinus carré afin de diminuer l'amplitude des composantes du signal de luminance au voisinage de la sous-porteuse couleur (valeur nominale: 250 ns).

##### 2.4.2 Le signal de chrominance, lorsqu'il est superposé à l'escalier, a les caractéristiques suivantes:

- position des transitions:  $60H/128$  et  $98H/128$ ; durée du signal de chrominance:  $38H/128$ ;
- amplitude crête-à-crête de l'enveloppe du signal de chrominance:  $40 \pm 0,4$  unités IRE;
- distorsion inhérente de gain différentiel:  $\leq 0,25\%$  (composante moyenne de l'image: 10 à 90%);
- différence inhérente de phase différentielle:  $\leq 0,2^\circ$  (composante moyenne de l'image: 10 à 90%);
- temps d'établissement des transitions de l'enveloppe du signal de chrominance:  $400 \pm 25$  ns;
- différence entre la phase du signal de chrominance et la phase moyenne (voir la Note) du signal de la salve de couleur:  $0 \pm 1^\circ$  (composante moyenne de l'image: 10 à 90%).

*Note.* – Le terme «phase moyenne» est particulièrement significatif dans le cas du système M/PAL.

### 3. Spécifications des signaux insérés dans la ligne 17 de la trame 2 (Fig. 6 ou 8) (voir la Note 1 du § 1)

#### 3.1 Barre de référence ( $C_1$ )

- position des transitions:  $0H/128$  ( $O_{HR}$ ) et  $8H/128$ ; durée de la barre:  $8H/128$ ;
- amplitude de la barre: égale à celle de la barre de luminance ( $B_2$ ) à  $\pm 0,5$  unité IRE près (valeur nominale: 100 unités IRE);
- temps d'établissement des transitions: (forme en sinus carré intégré) soit:  $125 \pm 5$  ns;
- suroscillation et sous-oscillation:  $\leq 1\%$ ;
- dénivellation:  $\leq 0,5\%$ .

#### 3.2 Piédestal de luminance

- position des transitions:  $8H/128$  et  $100H/128$ ;
- amplitude:  $1/2$  de l'amplitude de la barre de luminance ( $B_2$ )  $\pm 1\%$  (valeur nominale: 50 unités IRE).

#### 3.3 Signal multisalve superposé au piédestal ( $C_2$ )

- position de départ et fréquence des salves (voir le Tableau III);
- amplitude crête-à-crête des salves:  $50 \pm 0,5$  unités IRE;
- la composante continue de chaque salve ne doit pas dépasser 0,25 unité IRE;
- l'affaiblissement de distorsion doit être égal à 40 dB au moins (au-dessous du fondamental).

#### 3.4 Signal de chrominance à 3 niveaux superposés ( $G$ ) (voir la Note)

- position des transitions:  $68H/128$ ,  $76H/128$ ,  $84H/128$  et  $96H/128$ ;
- amplitude crête-à-crête:
  - 1<sup>re</sup> section:  $20 \pm 0,2$  unités IRE;
  - 2<sup>e</sup> section:  $40 \pm 0,4$  unités IRE;
  - 3<sup>e</sup> section:  $80 \pm 0,4$  unités IRE;
- temps d'établissement des transitions de l'enveloppe du signal de chrominance:  $400 \pm 25$  ns;
- distorsion inhérente phase/amplitude:  $\leq 0,5^\circ$ ;
- intermodulation inhérente chrominance-luminance:  $\leq 0,25$  unité IRE;

- la composante de chrominance:
  - doit être verrouillée en phase sur la salve de couleur, si celle-ci est présente, pour le système M/PAL;
  - doit être en retard de  $90^\circ \pm 1^\circ$  par rapport à la salve de couleur, si celle-ci est présente, pour le système M/NTSC.

*Note.* — Pour les transmissions de télévision monochrome, ce signal est facultatif.

TABLEAU III

| Salve N° | Position exacte de départ <sup>(1)</sup> | Fréquence (MHz) <sup>(2)</sup> |
|----------|--|--------------------------------|
| 1        | 12H/128                                  | 0,5                            |
| 2        | 24H/128                                  | 1,0                            |
| 3        | 32H/128                                  | 2,0                            |
| 4        | 40H/128                                  | 3,0                            |
| 5        | 48H/128                                  | 3,58                           |
| 6        | 56H/128                                  | 4,2                            |

<sup>(1)</sup> Le début de chaque salve doit être à la phase zéro de l'onde sinusoïdale et chaque salve doit comprendre le plus grand nombre possible de périodes complètes. La durée des intervalles entre deux salves consécutives ne peut être inférieure à  $0,4 \mu\text{s}$  ni supérieure à  $2,0 \mu\text{s}$ .

<sup>(2)</sup> Les composantes spectrales des salves peuvent causer des brouillages aux sous-porteuses son ou aux circuits de détection du bruit; l'énergie hors bande devrait être limitée par des techniques appropriées. Par exemple, les enveloppes des salves devraient avoir un temps d'établissement supérieur à 300 ns et l'enveloppe devrait avoir une forme voisine du sinus carré intégré.

Si les harmoniques des salves causent des brouillages, d'autres fréquences que celles qui sont indiquées ci-dessus pourraient être utilisées, sous réserve d'un accord entre les administrations intéressées.

#### 4. Liste des mesures pouvant être effectuées à l'aide des signaux d'insertion définis (voir la Note 1 du § 1)

TABLEAU IV

| Caractéristiques mesurées                                       | Formes d'onde utilisées       | Lignes N°       |
|---|-------------------------------|-----------------|
| <i>Distorsions linéaires</i>                                    |                               |                 |
| Gain d'insertion  | $B_3$                         | 17/trame 1      |
| Réponse amplitude/fréquence                                     | $B_2$ <sup>(1)</sup> et $C_2$ | 17/trame 1 et 2 |
| Réponse transitoire pour des signaux ayant la durée d'une ligne | $B_3$                         | 17/trame 1      |
| Réponse pour des signaux de courte durée:                       |                               |                 |
| — réponse transitoire   | $B_3$                         | 17/trame 1      |
| — réponse impulsive   | $B_1$                         | 17/trame 1      |
| Ecart de gain chrominance-luminance                             | $B_3$ et $F$                  | 17/trame 1      |
| Ecart de temps de propagation chrominance-luminance             | $F$                           | 17/trame 1      |
| <i>Distorsions non linéaires</i>                                |                               |                 |
| Non-linéarité du signal de luminance ayant la durée d'une ligne | $D_1$ <sup>(2)</sup>          | 17/trame 1      |
| Non-linéarité du signal de chrominance                          | $G$                           | 17/trame 2      |
| Intermodulations luminance-chrominance:                         |                               |                 |
| — gain différentiel   | $D_3$                         | 17/trame 1      |
| — phase différentielle  | $D_3$                         | 17/trame 1      |
| Intermodulation chrominance-luminance                           | $G$                           | 17/trame 2      |

<sup>(1)</sup> On peut utiliser  $C_1$  (ligne 17/trame 2) au lieu de  $B_2$  lorsque la distorsion des signaux ayant la durée d'une ligne est suffisamment faible.

<sup>(2)</sup> On peut utiliser  $D_2$  lorsque l'intermodulation chrominance-luminance est suffisamment faible.

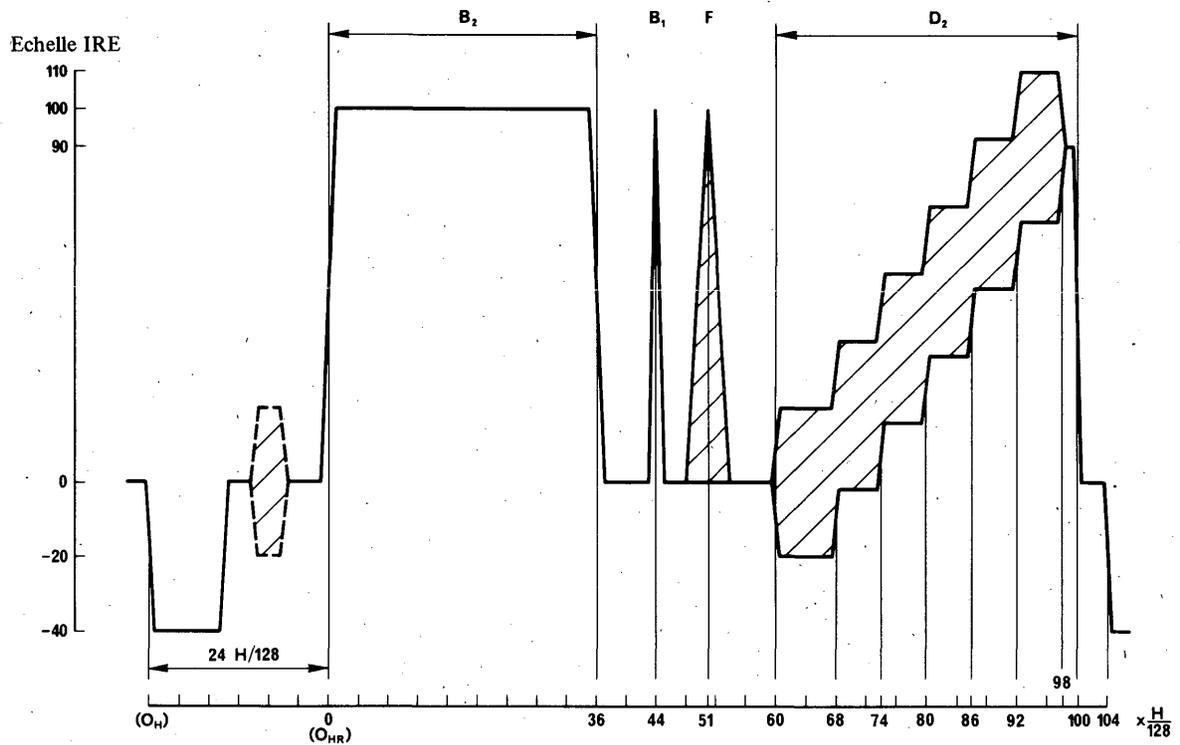


FIGURE 5 - Ligne 17 de la trame 1

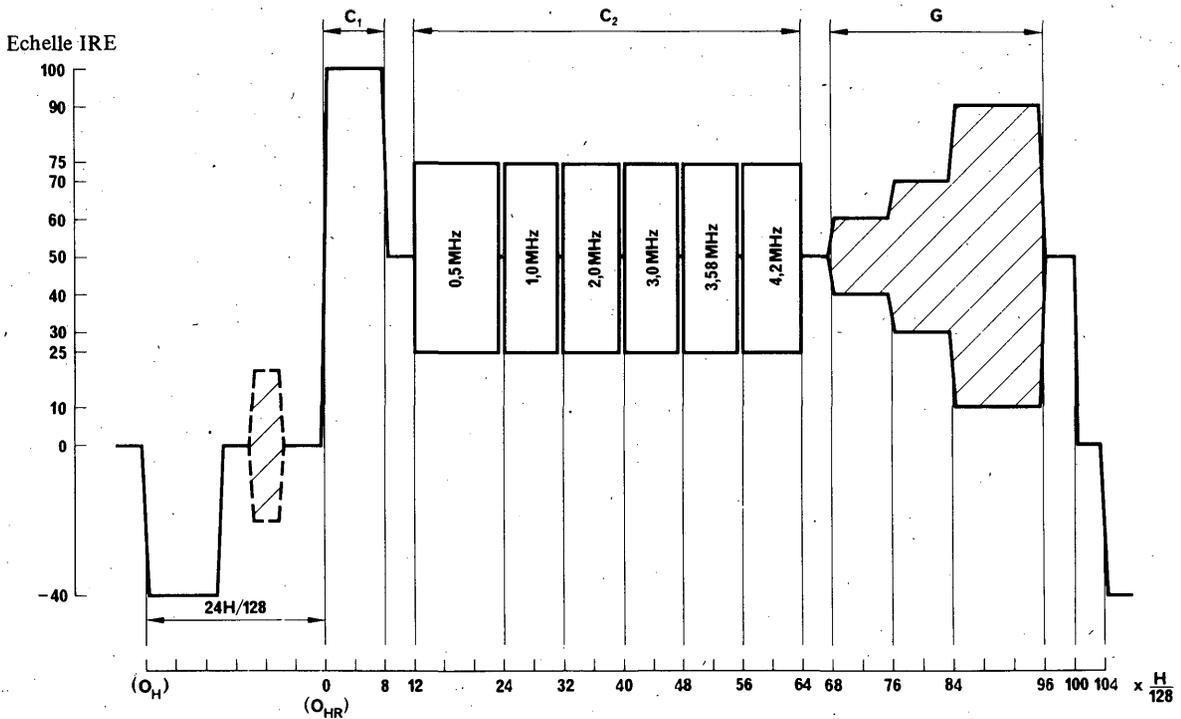


FIGURE 6 - Ligne 17 de la trame 2

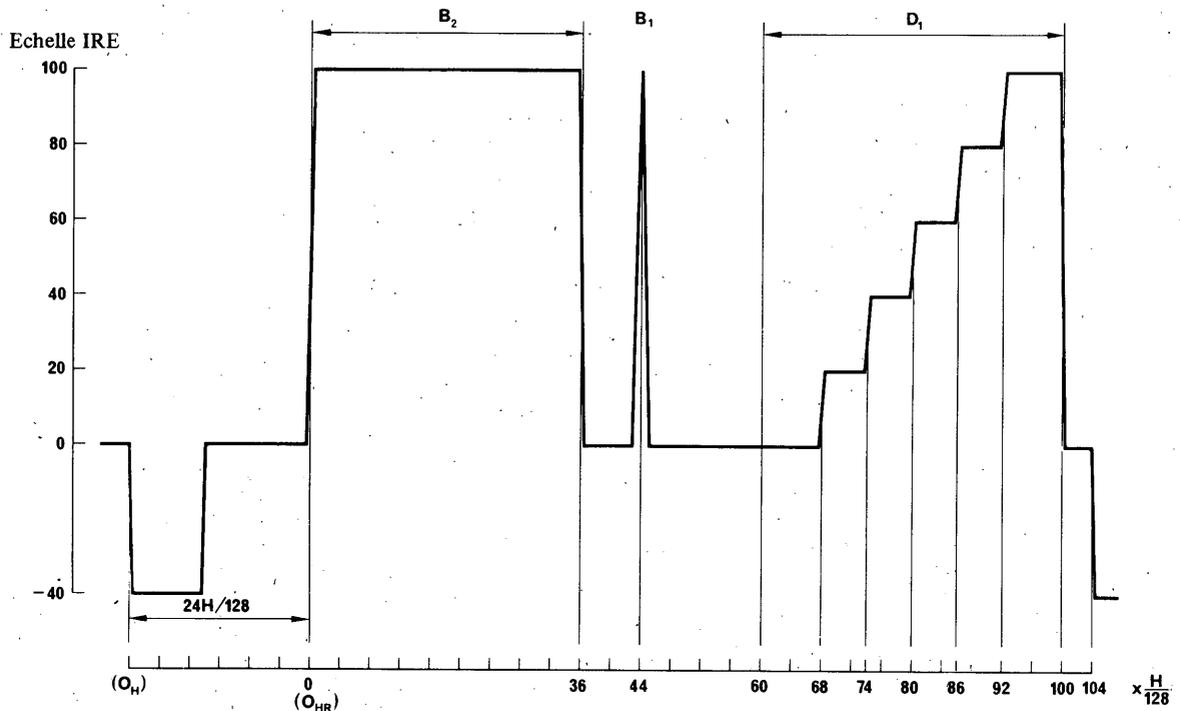


FIGURE 7 - Ligne 17 de la trame 1

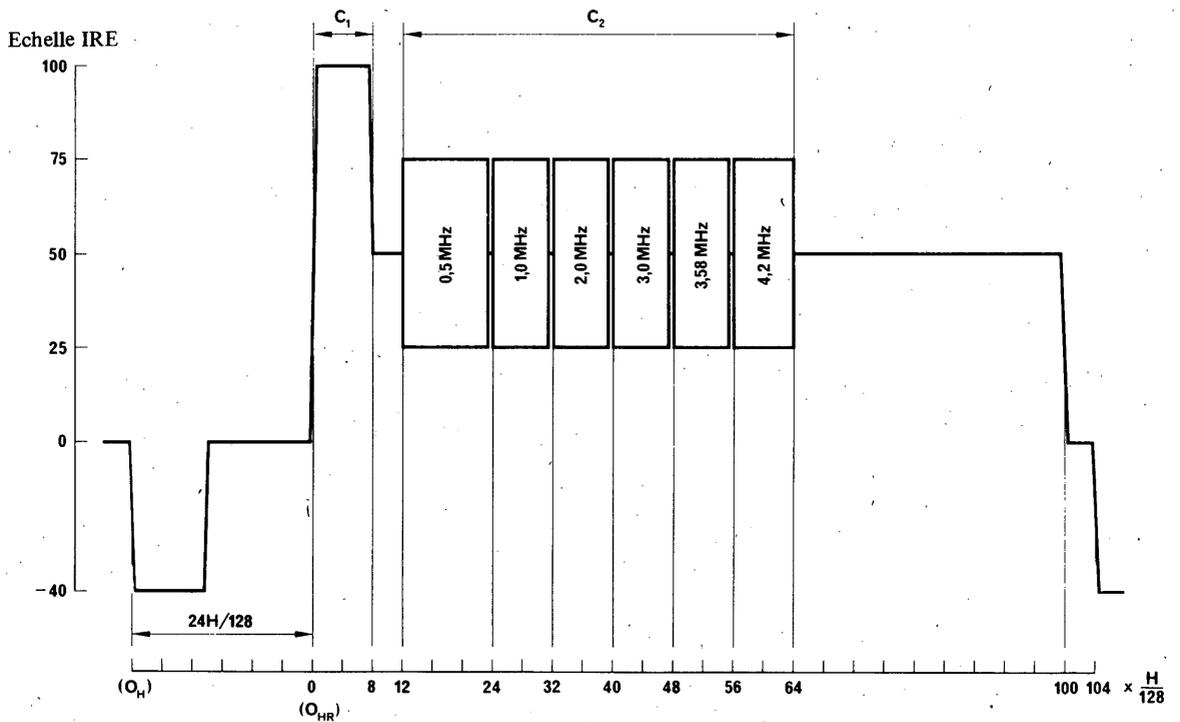


FIGURE 8 - Ligne 17 de la trame 2

Note. - Les Fig. 7 et 8 sont des exemples de signaux d'insertion pour la transmission monochrome.

BIBLIOGRAPHIE

Documents du CCIR  
 [1982-86]: CMTT/6 (Etats-Unis d'Amérique).

## RECOMMANDATION 569-2

DÉFINITIONS DES PARAMÈTRES POUR LA MESURE AUTOMATIQUE SIMPLIFIÉE  
DES SIGNAUX D'INSERTION POUR LA TÉLÉVISION

(Programme d'études 15D/CMTT et Question 15/11)

(1978-1982-1986)

Le CCIR,

## CONSIDÉRANT

- a) que la Recommandation 567 est la référence de base définissant les paramètres qui doivent être mesurés, ainsi que les éléments des signaux d'essai et les méthodes de mesure qui doivent être utilisés pour déterminer les normes de qualité d'un circuit pour transmission télévisuelle;
- b) que les Rapports 628 et 411 décrivent diverses méthodes de mesure et de contrôle automatiques de la qualité de fonctionnement des chaînes de télévision qui utilisent les signaux d'insertion;
- c) qu'il est de pratique courante d'effectuer les mesures d'exploitation en utilisant les signaux d'insertion qui sont définis dans la Recommandation 473;
- d) que le Rapport 314 prévoit l'affectation de lignes dans l'intervalle de suppression de trame à des fins particulières;
- e) que, si l'on dispose d'appareils de mesure automatique qui permettent d'effectuer des mesures conformément à la Recommandation 567, il existe aussi des appareils de mesure automatique simplifiés qui obligent à modifier les méthodes de mesure et leurs définitions;
- f) que cette mesure automatique simplifiée des signaux d'essai d'insertion répond aux besoins des personnels d'exploitation et facilite l'analyse des résultats des mesures,

## RECOMMANDE A L'UNANIMITÉ

que, lorsqu'on utilise des appareils de mesure automatique simplifiés pour la mesure d'un signal d'insertion, et lorsqu'on désire une présentation normalisée des résultats, les définitions adoptées pour la quantification des paramètres de ce signal soient celles qui sont données dans l'Annexe I.

## ANNEXE I

## 1. Introduction

La nécessité de chacune des mesures décrites dans la présente Recommandation (et peut-être d'autres mesures) dépendra du type d'installations utilisé et de la politique pratiquée par les administrations.

Les signaux d'essai spécifiés sont ceux qui sont définis dans la Recommandation 473.

Ces définitions supposent que la qualité de fonctionnement de l'appareil de mesure utilisé est telle que l'apparition, au-dessus de la bande vidéo nominale, de composantes harmoniques quelconques du signal d'entrée, ne donne pas lieu à des erreurs de mesure dépassant les normes de précision spécifiées pour cet appareil. Ces définitions supposent en outre l'emploi de dispositifs permettant d'éliminer en grande partie, lors de la mesure d'une caractéristique quelconque, les effets d'un bruit quelconque affectant le signal d'entrée.

L'amplitude des distorsions subies par les signaux qui passent par un circuit de transmission non linéaire a tendance à varier en fonction du niveau moyen de l'image. Dans ces conditions, il est peut-être souhaitable de procéder également à la mesure automatique de la valeur du niveau de la composante continue d'image en présence d'une distorsion ou d'une erreur d'amplitude quelconque.

## 2. Définitions

## 2.1. Amplitude de la barre de luminance

L'amplitude de la barre de luminance est définie par la différence entre le niveau correspondant au point médian de la barre (élément  $B_2$ ) et le niveau correspondant au point suivant immédiatement l'impulsion composite (élément  $F$ ). Ces points sont désignés respectivement par  $b_2$  et  $b_1$  sur les Fig. 1 et 2. Elle doit être exprimée en pourcentage de l'amplitude nominale de la barre (0,7 V pour les signaux à 625 lignes, 0,714 V pour les signaux à 525 lignes).

## 2.2 Erreur sur l'amplitude de la barre de luminance

L'erreur sur l'amplitude de la barre de luminance est définie par la différence entre la valeur réellement mesurée et la valeur nominale, exprimée en pourcentage de cette dernière valeur (0,7 V pour les signaux à 625 lignes, 0,714 V pour les signaux à 525 lignes).

## 2.3 Inclinaison de la barre

L'inclinaison de la barre de luminance est définie par la différence entre le niveau de la barre de luminance une microseconde après le point à mi-amplitude de son front avant (point  $b_3$  des Fig. 1 et 2) et le niveau de cette même barre une microseconde avant le point à mi-amplitude de son front arrière (point  $b_4$  des Fig. 1 et 2), exprimées en pourcentage de l'amplitude de la barre de luminance. La différence est positive si  $b_4$  est plus élevé que  $b_3$ .

*Note.* — Le paramètre «inclinaison de la barre» défini ci-dessus permet de faire une mesure spécifique, effectuée au moyen de dispositifs automatiques, d'une forme particulière de distorsion de durée de l'ordre d'une ligne, à savoir la différence entre les niveaux de la barre de ligne en deux points de référence particuliers. Cette mesure diffère des mesures de la distorsion d'une durée de l'ordre d'une ligne décrites dans la Recommandation 567 (§ C.3.5.1.3 et Annexe III à la Partie C, § 2.1) où il s'agit de mesurer la différence maximale de niveau en un point quelconque situé entre des points de référence donnés.

## 2.4 Distorsion de la ligne de base

La distorsion de la ligne de base est définie par la différence entre les niveaux du signal au point  $b_7$ , situé après le point à mi-amplitude du front arrière de la barre (élément  $B_2$ ) à une distance de 400 ns pour les systèmes à 625 lignes et de 500 ns pour les systèmes à 525 lignes (voir Fig. 1 et 2), et au point de référence  $b_1$  situé avant le début de l'escalier de la ligne 17 (voir aussi les Fig. 1 et 2).

La distorsion de la ligne de base est exprimée en pourcentage de l'amplitude de la barre de luminance. Elle doit être mesurée après que la bande passante du signal a été limitée (voir la Note). La différence est positive si le niveau du signal au point  $b_7$  est supérieur à celui du point de référence  $b_1$ .

*Note.* — Cette limitation peut être obtenue au moyen d'un réseau établi selon la «Solution 3» d'un article de [Thomson, 1952], et dont le premier zéro est à 3,3 MHz, ou à l'aide d'une méthode équivalente.

## 2.5 Erreur sur le rapport impulsion 2T/barre

L'erreur sur le rapport impulsion en sinus carré 2T/barre se définit par la différence entre les amplitudes de l'impulsion 2T (élément  $B_1$ ) et de la barre de luminance (élément  $B_2$ ); elle s'exprime en pourcentage de l'amplitude de la barre de luminance. L'amplitude de crête de l'impulsion 2T se mesure par rapport à un point de référence  $b_1$  (voir la Note) (Fig. 1 et 2) avant le premier échelon de l'escalier. La différence est positive si l'amplitude de l'impulsion 2T est supérieure à celle de la barre de luminance.

*Note.* — Pour éviter l'erreur due à l'inclinaison de la ligne, il peut être préférable d'utiliser un point de référence exclusivement pour mesurer l'erreur sur le rapport impulsion 2T/barre, lequel est défini par le niveau linéaire moyen du signal d'essai d'insertion pendant les périodes suivantes: de 2 à 1  $\mu$ s avant et de 1 à 2  $\mu$ s après l'impulsion 2T.

## 2.6 Déformation de l'impulsion 2T

Cette définition devra donner lieu à un complément d'étude.

## 2.7 Inégalité de gain chrominance-luminance

L'inégalité de gain chrominance-luminance est la différence entre l'amplitude crête-à-crête de la composante de chrominance de l'élément  $G$ ,  $G_1$  ou  $G_2$  et l'amplitude de la barre de luminance (élément  $B_2$ ), exprimée en pourcentage de l'amplitude de la barre de luminance. La différence est positive si l'amplitude de la chrominance est supérieure à celle de la barre. On notera que, dans le cas des systèmes à 525 lignes, l'amplitude nominale de l'élément  $G$  est de 80 unités IRE. Il convient de tenir compte de ce facteur pour la normalisation des résultats.

Si, pour une raison quelconque, les éléments de signal  $G$ ,  $G_1$  ou  $G_2$  ne sont pas disponibles, la mesure peut être faite avec la composante de chrominance de l'élément  $F$ .

## 2.8 Inégalité de temps de propagation de groupe chrominance-luminance

Cette inégalité est le décalage temporel (exprimé en ns) entre les composantes de chrominance et de luminance de l'impulsion composite (élément  $F$ ). Elle est comptée positivement si l'axe de symétrie de la composante de chrominance démodulée est en retard par rapport à l'axe de symétrie de la composante de luminance.

## 2.9 Non-linéarité de luminance

La non-linéarité de luminance se mesure sur l'escalier de la ligne 17 (élément  $D_1$  pour les systèmes à 625 lignes,  $D_2$  pour ceux à 525 lignes). Elle se définit comme la différence entre la plus grande et la plus petite amplitude des échelons. Le résultat s'exprime en pourcentage de la plus grande amplitude et, comme le signe n'a pas de sens dans ce cas, on considère le résultat comme toujours positif.

## 2.10 Gain différentiel

Le gain différentiel se détermine en évaluant la modulation d'amplitude de la sous-porteuse couleur superposée à l'escalier de l'élément  $D_2$ .

La Recommandation 567 définit le gain différentiel à partir de deux nombres,  $+x$  et  $-y$  qui représentent les valeurs des différences maximales (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 monotone,  $x$  ou  $y$  sera nul.

$x$  et  $y$  peuvent se déterminer à l'aide des expressions suivantes:

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

où

$A_0$ : amplitude de la sous-porteuse reçue, au niveau de l'échelon de suppression de l'élément  $D_2$ .

$A_{max}$ : plus grande valeur de la sous-porteuse observée sur un échelon quelconque.

$A_{min}$ : plus petite valeur de la sous-porteuse observée sur un échelon quelconque.

On peut exprimer le résultat des mesures automatiques sous deux formes, l'une et l'autre acceptables:

- «Gain différentiel de crête», qui se définit par  $+x$  ou par  $-y$ , selon celui de ces deux paramètres qui a la plus grande valeur.
- «Gain différentiel crête-à-crête», qui se définit comme  $x + y$ .

*Note.* — Pour la mesure du gain différentiel crête-à-crête, certaines administrations utilisent  $A_{max}$  plutôt que  $A_0$ . La formule employée est alors:

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

Les résultats obtenus avec cette méthode ne sont pas très différents de ceux que l'on obtient avec les méthodes ci-dessus, pour autant que la distorsion ne soit pas très importante.

## 2.11 Phase différentielle

La phase différentielle se détermine en évaluant la modulation de phase de la sous-porteuse couleur superposée à l'escalier de l'élément  $D_2$ . (Fig. 5: 625 lignes; Fig. 2: 525 lignes.)

La Recommandation 567 définit la phase différentielle en fonction de deux paramètres:  $+x$  et  $-y$  qui représentent les valeurs des différences maximales (de crête) entre la phase 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 monotone,  $x$  ou  $y$  sera nul.

$x$  et  $y$  peuvent se déterminer à l'aide des expressions suivantes:

$$x = |\Phi_{max} - \Phi_0| \quad y = |\Phi_{min} - \Phi_0|$$

où

$\Phi_0$ : phase de la sous-porteuse au niveau de l'échelon de suppression de l'élément  $D_2$ .

$\Phi_{max}$ : valeur la plus élevée de la phase de la sous-porteuse à un échelon quelconque.

$\Phi_{min}$ : valeur la plus faible de la phase de la sous-porteuse à un échelon quelconque.

On peut exprimer le résultat des mesures automatiques sous deux formes, l'une et l'autre acceptables:

- a) «Phase différentielle de crête», qui se définit par  $+x$  ou  $-y$ , selon celui de ces paramètres qui a la valeur la plus élevée.
- b) «Phase différentielle crête-à-crête», qui se définit par  $x + y$ .

### 2.12 Intermodulation chrominance-luminance

L'intermodulation chrominance-luminance se mesure sur les éléments  $G$ ,  $G_1$  ou  $G_2$ , après avoir éliminé la sous-porteuse de chrominance d'arrivée. Elle se définit comme la différence entre l'amplitude de luminance dans l'élément  $G_1$ , ou dans la dernière partie de l'élément  $G$  ou  $G_2$  ( $b_5$  dans les Fig. 3 et 4) et l'amplitude de la section suivante ( $b_6$  dans les Fig. 3 et 4) où le signal d'essai ne comporte pas de sous-porteuse, exprimée en pourcentage de l'amplitude de la barre de luminance (élément  $B_2$ ). Le signe de la différence est positif si l'amplitude de luminance  $b_5$  est plus grande que l'amplitude de luminance dans la section suivante,  $b_6$ .

*Note.* — Certaines administrations utilisent l'élément  $F$  au lieu de  $G$ ,  $G_1$  ou  $G_2$  pour mesurer ce paramètre. En pareil cas, la mesure de l'amplitude de la composante de luminance de l'impulsion composite (élément  $F$ ) est faite après l'élimination de la sous-porteuse couleur d'arrivée. Le résultat est donné par la différence entre l'amplitude de luminance de l'impulsion composite et la moitié de l'amplitude de la barre de luminance, et il est exprimé en pourcentage de l'amplitude de la barre de luminance. Le signe de la différence est positif si l'amplitude de la composante de l'impulsion composite est plus grande que la moitié de l'amplitude de la barre de luminance. Dans certains cas, le résultat peut être différent de celui que l'on obtient avec la méthode préférée, du fait que l'élément de signal  $F$  ne se prête pas aussi bien que l'élément  $G$  à la mesure de cette distorsion.

### 2.13 Non-linéarité d'amplitude de chrominance; mesure à deux niveaux

Ce paramètre se mesure sur l'élément  $G$  ou  $G_2$ . Sa valeur, exprimée en pourcentage et précédée d'un signe, est donnée par les formules:

$$\frac{(V_3 - 5V_1)}{V_3} \times 100 \text{ pour les signaux à 625 lignes}$$

$$\frac{(V_3 - 4V_1)}{V_3} \times 100 \text{ pour les signaux à 525 lignes}$$

où  $V_1$  et  $V_3$  sont respectivement les amplitudes crête-à-crête de la première et de la dernière section de l'élément  $G$  ou  $G_2$ .

### 2.14 Non-linéarité de la phase de chrominance; mesure à deux niveaux

Ce paramètre doit être mesuré avec l'élément  $G$  ou  $G_2$ . Sa valeur, exprimée en degrés et précédée d'un signe, est donnée par la formule:

$$\Phi_3 - \Phi_1$$

où  $\Phi_3$  et  $\Phi_1$  sont respectivement les phases de la dernière et de la première section de l'élément  $G$  ou  $G_2$ .

### 2.15 Rapport signal/bruit erratique

#### 2.15.1 Rapport signal/bruit erratique non pondéré

Le rapport signal/bruit erratique non pondéré est le rapport entre l'amplitude de la barre de luminance (élément  $B_2$ ) et la valeur efficace du bruit mesuré sur une ligne spécifiée, ou sur une portion de ligne (ligne 22, ou facultativement lignes 22 ou 335 dans le cas de signaux à 625 lignes). Sa valeur s'exprime en dB. On suppose que la bande passante du bruit est limitée par le filtre passe-bas défini dans l'Annexe II à la partie C de la Recommandation 567. La limitation de la fréquence inférieure sera assurée par un filtre passe-haut à 200 kHz ayant une pente de 20 dB par décade (voir la Note).

Pour supprimer les bruits périodiques à la fréquence de la sous-porteuse, il convient d'utiliser un filtre à encoche (voir la Note).

Pour les signaux à 625 lignes, la réponse amplitude/fréquence du filtre devrait être celle indiquée à la Fig. 8 et une réalisation possible du filtre en tant que réseau à impédance constante a été proposée. [CCIR, 1978-82a].

*Note.* — La limite supérieure de la bande passante de bruit a été choisie de façon à éliminer le bruit qui se produit en dehors de la bande utile du signal vidéo. Le filtre passe-haut et le filtre à encoche sont utilisés pour réduire au minimum les effets du bruit périodique aux fréquences basses et à la fréquence de la sous-porteuse. Le filtre passe-haut a été également spécifié pour réduire au minimum les erreurs de mesure causées par la distorsion résiduelle du signal pendant l'intervalle de mesure.

Il convient de ne pas perdre de vue que le filtre passe-haut et le filtre à encoche modifient la composition spectrale du bruit aléatoire et, partant, sa valeur efficace et sa valeur quasi crête-à-crête. Les facteurs de conversion (en dB) établis pour un bruit dont le spectre est idéalement limité à 5 MHz sont donnés au Tableau I [CCIR, 1978-82b].

### 2.15.2 Rapport signal/bruit erratique pondéré

Le rapport signal/bruit erratique pondéré est défini comme au § 2.15.1 ci-dessus, mais en ajoutant au dispositif de mesure le réseau de pondération unifié qui est spécifié par le CCIR dans la Recommandation 567.

### 2.15.3 Rapport signal/bruit quasi crête-à-crête

Le rapport signal/bruit quasi crête-à-crête est le rapport entre l'amplitude de la barre de luminance (élément  $B_2$ ) et la valeur dépassée par l'excursion de la tension de bruit pendant un pourcentage spécifié du temps d'analyse (voir les Notes 1 et 2). Il peut être mesuré aussi bien dans des conditions pondérées que dans des conditions non pondérées. La comparaison entre ces paramètres et ceux définis aux § 2.15.1 et 2.15.2 vise à vérifier le caractère gaussien du bruit. Il doit être exprimé en dB.

*Note 1.* — La limite supérieure de la bande passante de bruit a été choisie de façon à éliminer le bruit qui se produit en dehors de la bande utile du signal vidéo. Le filtre passe-haut et le filtre à encoche sont utilisés pour réduire au minimum les effets du bruit périodique aux fréquences basses et à la fréquence de la sous-porteuse. Le filtre passe-haut a été également spécifié pour réduire au minimum les erreurs de mesure causées par la distorsion résiduelle du signal pendant l'intervalle de mesure.

Il convient de ne pas perdre de vue que le filtre passe-haut et le filtre à encoche modifient la composition spectrale du bruit aléatoire et, partant, sa valeur efficace et sa valeur quasi crête-à-crête. Les facteurs de conversion (en dB) établis pour un bruit dont le spectre est idéalement limité à 5 MHz sont donnés au Tableau I [CCIR, 1978-82b].

*Note 2.* — La spécification de ce pourcentage doit faire l'objet d'études.

### 2.16 Rapport signal/bruit périodique de chrominance

Ce paramètre est à mesurer sur la partie du signal utilisée dans le § 2.15 ci-dessus. Il se définit par le rapport entre l'amplitude de la barre de luminance (élément  $B_2$ ) et l'amplitude crête-à-crête des signaux parasites présents dans une largeur de bande totale de 0,2 MHz à 3 dB centrée sur la fréquence appropriée de sous-porteuse de chrominance, comme dans le § 2.15 ci-dessus. Le résultat est exprimé en décibels.

### 2.17 Erreurs à basse fréquence

Cette grandeur se définit par l'amplitude crête-à-crête des fluctuations de la ligne correspondant au niveau de suppression. Elle se mesure dans une bande de fréquences comprise entre 10 Hz et 2 kHz et s'exprime en pourcentage de l'amplitude de la barre de luminance (élément  $B_2$ ). On trouvera des renseignements complémentaires dans le doc. [CCIR, 1974-78].

### 2.18 Erreur sur l'amplitude de la synchronisation

Cette erreur est la différence entre l'amplitude réelle des signaux de synchronisation et leur valeur normalisée (c'est-à-dire 3/7 de l'amplitude de la barre de luminance dans le cas d'un système à 625 lignes, 4/10 de l'amplitude de la barre de luminance dans le cas d'un système à 525 lignes) (voir la Note 1); elle s'exprime en pourcentage de la valeur normalisée. La différence a un signe positif si les impulsions de synchronisation sont plus grandes que la valeur normalisée.

Pour rendre la mesure possible en présence de signaux son dans la synchronisation (SIS), l'amplitude de la synchronisation sera mesurée au point médian de la dernière impulsion large de chaque trame (point  $b_8$  de la Fig. 6) (voir la Note 2).

*Note 1.* — L'amplitude de la barre de luminance est définie au § 2.1.

*Note 2.* — Pour éviter l'erreur due à l'inclinaison de trame, il peut être préférable d'utiliser un point de référence exclusivement pour la mesure de l'erreur sur l'amplitude de la synchronisation, placé au point  $b_9$  de la Fig. 6, pour chaque trame.

### 2.19 Erreur sur l'amplitude de référence de la chrominance

Cette erreur porte sur la variation en amplitude de la sous-porteuse de chrominance se produisant dans la région du niveau de suppression. Elle se définit par la différence entre, d'une part, l'amplitude crête-à-crête de la sous-porteuse de chrominance par rapport à l'échelon du niveau de suppression de l'élément  $D_2$  et, d'autre part, sa valeur normalisée (c'est-à-dire 4/10 de l'amplitude de la barre de luminance) (voir Note 1 du § 2.18), exprimée en pourcentage. La différence a un signe positif si l'amplitude de la sous-porteuse de chrominance par rapport à l'échelon du niveau de suppression est supérieure à la valeur normalisée.

### 2.20 Caractéristiques gain/fréquence

#### 2.20.1 Ondulation de crête du signal multisalves

Cette valeur se définit à partir de deux nombres  $x$  et  $y$  qui représentent les différences maximales (de crête) entre les amplitudes des salves du signal d'essai  $C$  (voir la Note 1) et une valeur de référence  $A_0$ , ces nombres étant exprimés en pourcentage de  $A_0$ .

Pour les signaux à 625 lignes,  $A_0$  est l'amplitude crête-à-crête de l'élément  $C_1$  (voir Fig. 7).

Pour les signaux à 525 lignes,  $A_0$  est égal à la moitié de l'amplitude de la barre de luminosité, définie au § 2.1 ci-dessus (voir la Note 2).

$x$  et  $y$  peuvent se déterminer à l'aide des expressions suivantes:

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

où  $A_{max}$  et  $A_{min}$  sont respectivement la valeur la plus grande et la valeur la plus petite de l'amplitude crête-à-crête des salves à prendre en compte, (voir la Note 3) mesurées en leur point milieu.

L'ondulation crête du signal multisalves se définit par  $+x$  ou  $-y$  selon celui de ces deux paramètres qui a la plus grande valeur absolue.

*Note 1.* — Pour les signaux à 625 lignes, il n'est pas tenu compte de la dernière salve (ayant une fréquence de 5,8 MHz) dans cette mesure.

*Note 2.* — Il convient de procéder à des études complémentaires pour vérifier si, alternativement,  $A_0$  peut également être déduit de l'élément d'essai  $C_1$ .

*Note 3.* — Pour des signaux à 625 lignes, il n'est pas tenu compte de la dernière salve (ayant une fréquence de 5,8 MHz) dans cette mesure.

2.20.2 Erreur d'amplitude de la salve à  $n$  MHz (voir la Note)

Cette grandeur se définit comme la différence algébrique entre l'amplitude crête-à-crête de la salve à  $n$  MHz et la valeur de référence  $A_0$ .

*Note.* —  $n$  désigne la fréquence de la salve prise en compte. La Note 1 du § 2.20.1 s'applique également dans ce cas.

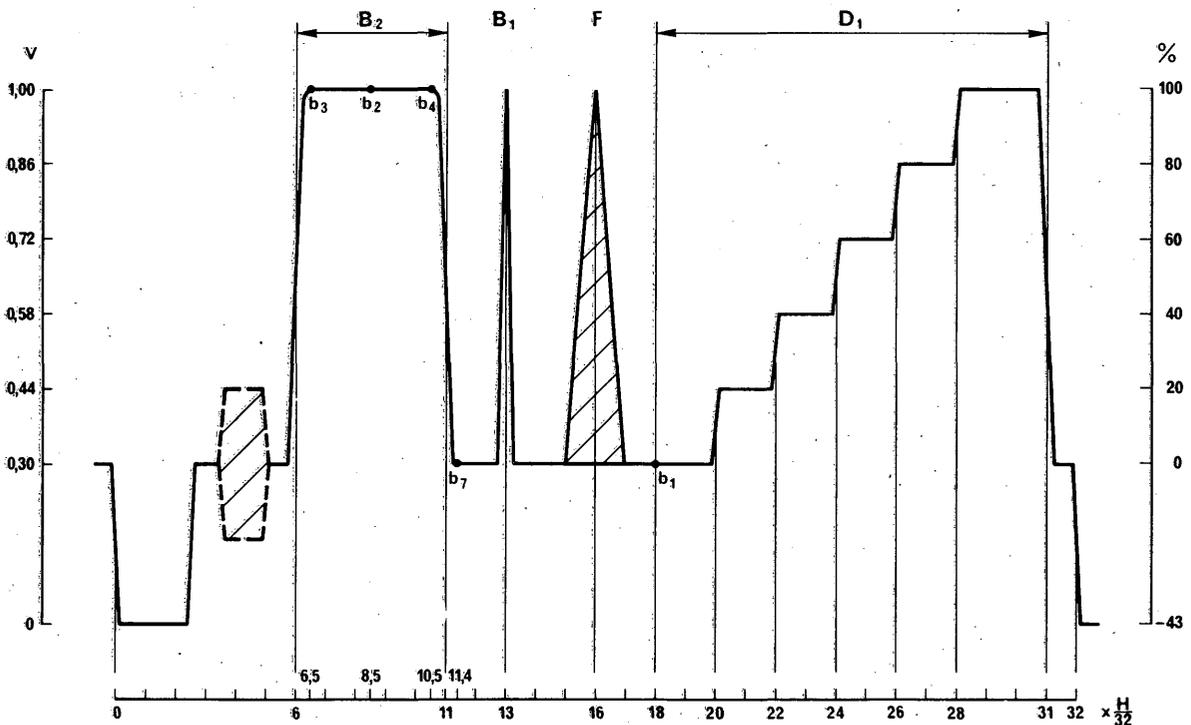


FIGURE 1 - Ligne 17 pour systèmes à 625 lignes

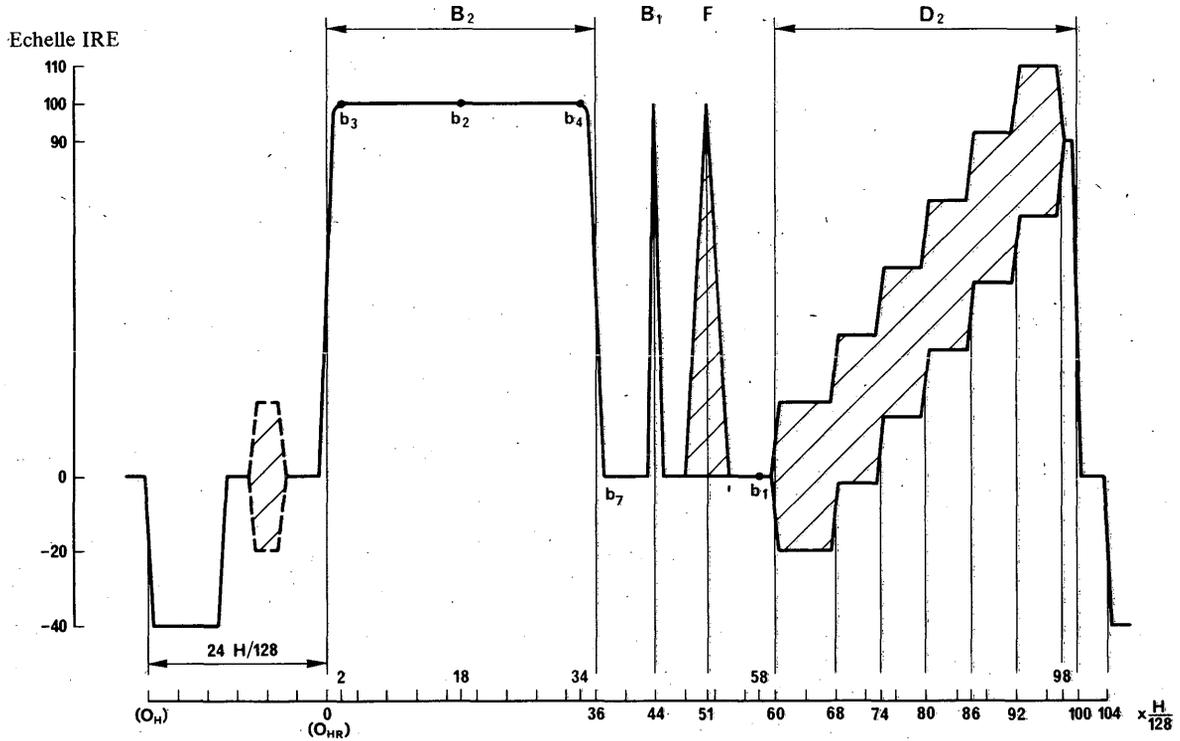


FIGURE 2 – Ligne 17 de la trame 1 pour systèmes à 525 lignes

Note. – Dans leur majorité, les administrations réservent la ligne 17 pour l'insertion des signaux d'essai internationaux. Le Rapport 314 contient des renseignements sur l'attribution actuelle des lignes réservées aux signaux spéciaux.

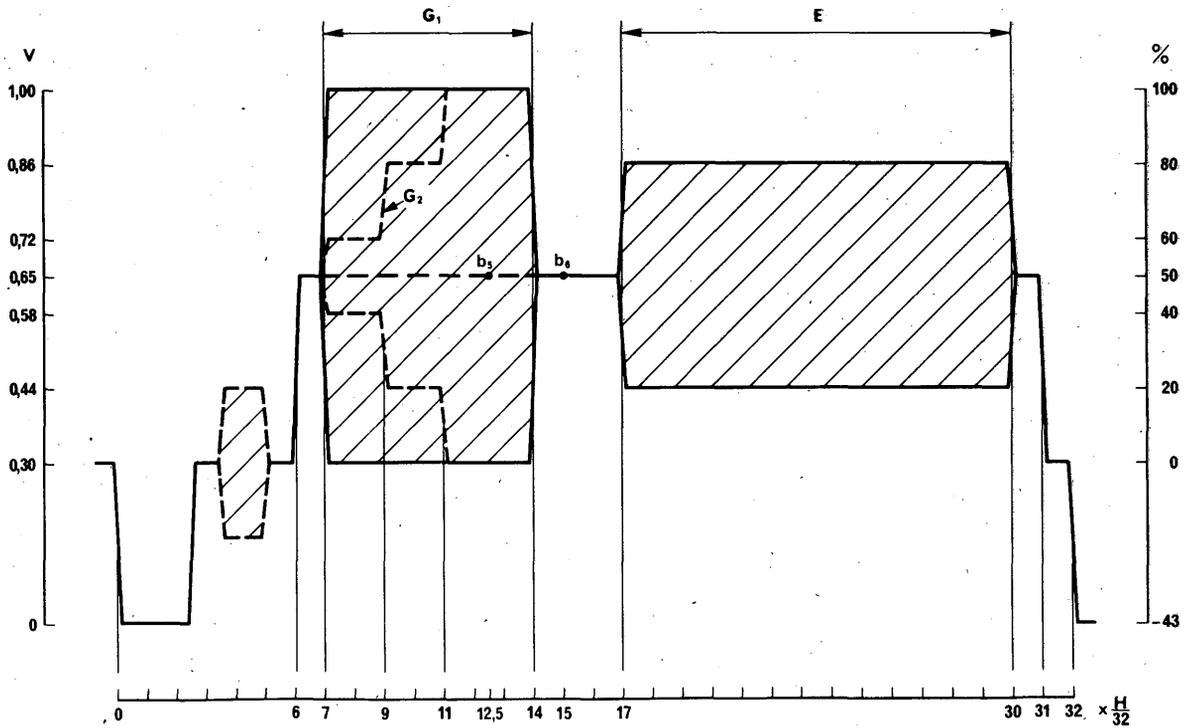


FIGURE 3 – Ligne 331 pour systèmes à 625 lignes

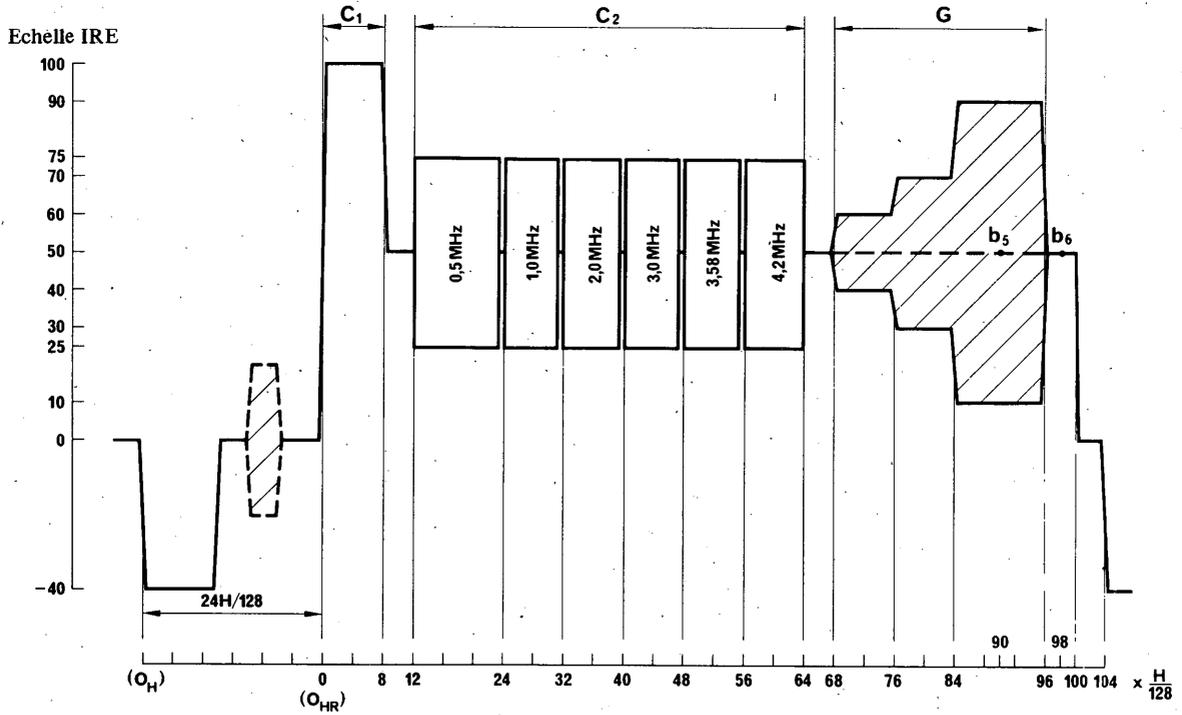


FIGURE 4 - Ligne 17 de la trame 2 pour systèmes à 525 lignes

Note. - Dans leur majorité, les administrations réservent la ligne 17 pour l'insertion des signaux d'essai internationaux. Le Rapport 314 contient des renseignements sur l'attribution actuelle des lignes réservées aux signaux spéciaux.

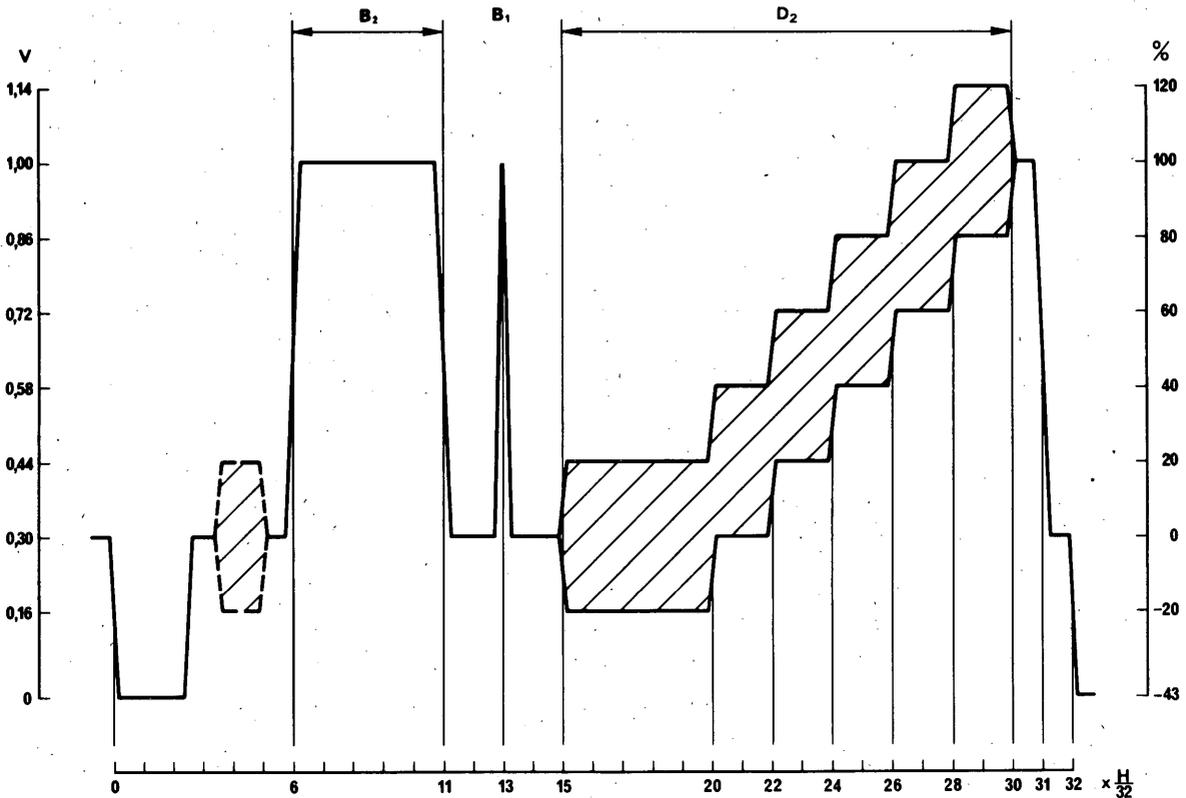


FIGURE 5 - Ligne 330 pour systèmes à 625 lignes

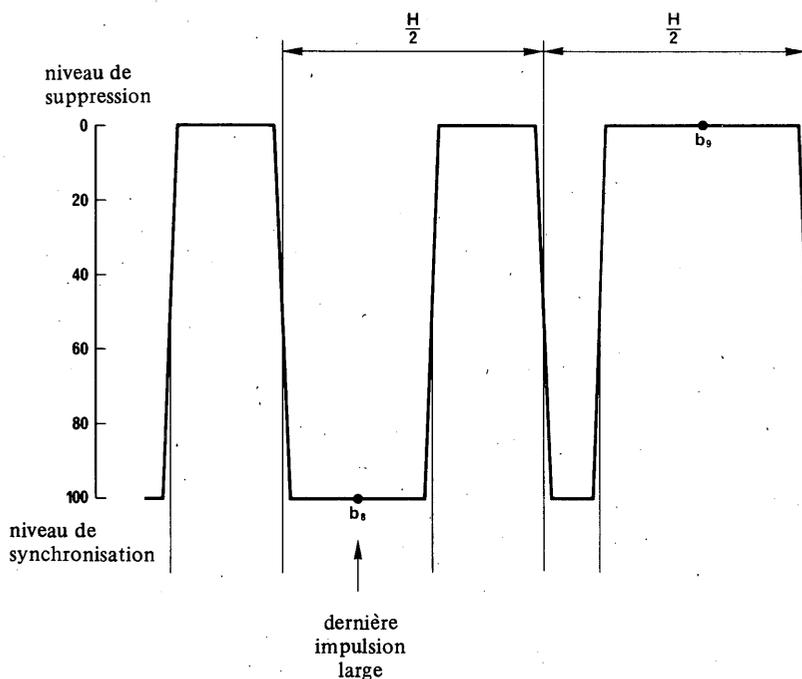


FIGURE 6 – Points de mesure pour l'erreur sur l'amplitude de la synchronisation pendant la durée de l'impulsion d'égalisation

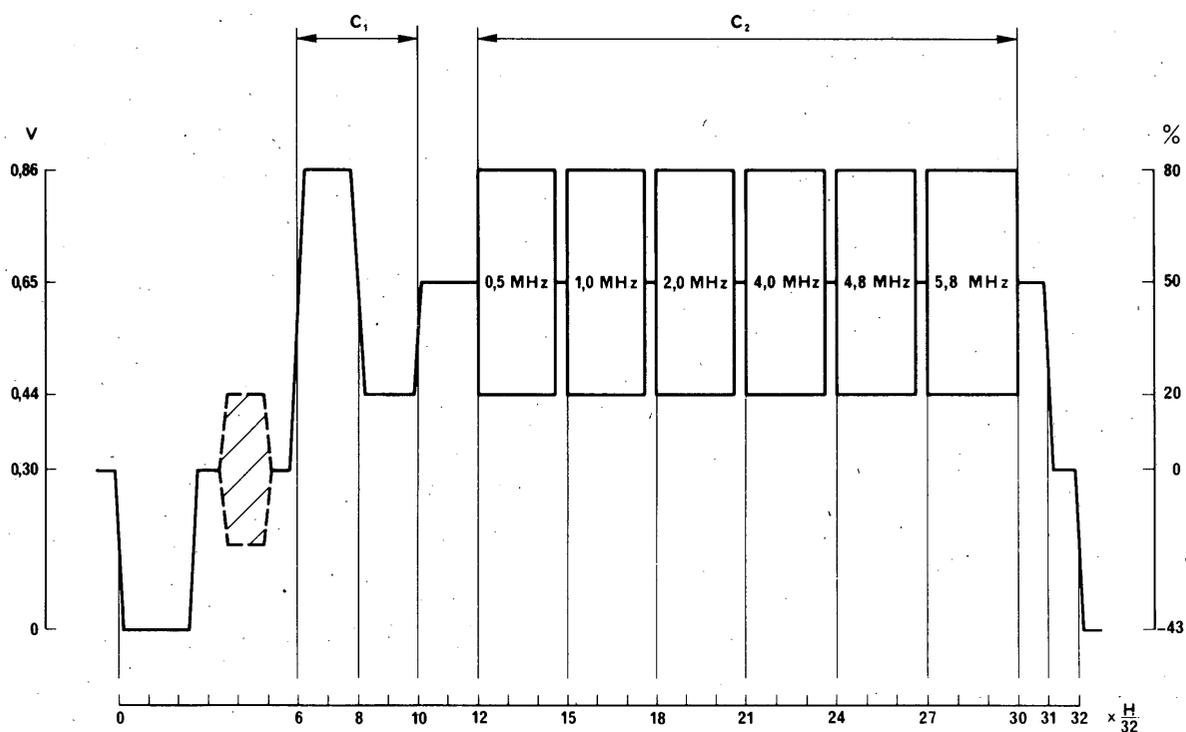


FIGURE 7 – Ligne 18 pour systèmes à 625 lignes

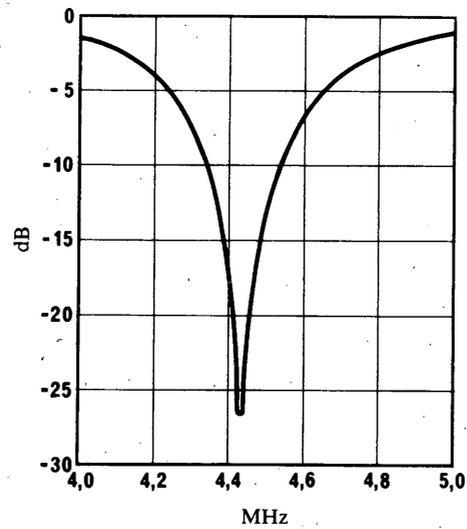


FIGURE 8 – Réponse du filtre à encoche pour sous-porteuse pour systèmes à 625 lignes

Largeur de bande à 3 dB: 600 kHz  
Affaiblissement à 4,43 MHz  $\geq$  26 dB

TABLEAU I – Valeurs théoriques des facteurs de conversion en dB (arrondis au dixième de dB)

|                                |             | Filtre passe-haut à 200 kHz<br>20 dB/décade | Filtre à encoche pour<br>la sous-porteuse,<br>largeur à 3 dB = 600 kHz |
|--------------------------------|-------------|---|--|
| Bruit blanc                    | non pondéré | 0,3   | 0,7  |
|                                | pondéré     | 1,3   | 0,2  |
| Bruit triangulaire             | non pondéré | 0,0   | 1,8  |
|                                | pondéré     | 0,0   | 1,3  |
| Bruit triangulaire désaccentué | non pondéré | 0,0   | 1,6  |
|                                | pondéré     | 0,0   | 0,9  |

#### RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

THOMSON, W. E. [1952] «Solution 3». *Proc. IEE*, Partie III, 99, 373.

*Documents du CCIR*

[1974-78]: CMTT/78 (Italie).

[1978-82]: a. CMTT/270 (Allemagne (République fédérale d')); b. CMTT/41 (France).

#### BIBLIOGRAPHIE

*Documents du CCIR*

[1978-82]: CMTT/304 (OIRT).

## RECOMMANDATION 570 \*

UTILISATION D'UN SIGNAL D'ESSAI NORMALISÉ COMME CHARGE  
CONVENTIONNELLE SUR UNE VOIE DE TÉLÉVISION

(Programme d'études 15E/CMTT)

(1978)

Le CCIR,

## CONSIDÉRANT

- a) qu'un trajet de transmission commun peut être utilisé par un ou plusieurs signaux de télévision et une ou plusieurs voies radiophoniques ou téléphoniques;
- b) que, par suite de la distorsion qui se produit sur le trajet commun, les signaux appliqués à un ou plusieurs canaux de télévision peuvent provoquer l'apparition de signaux brouilleurs dans d'autres voies;
- c) que le Rapport 375 attire l'attention sur le fait qu'il est nécessaire, lorsqu'un circuit pour transmissions radiophoniques est établi par un faisceau hertzien de télévision, que le canal de télévision soit chargé au moyen d'un signal d'essai normalisé pour mesurer ou calculer le bruit de la voie radiophonique;
- d) qu'un problème similaire se pose en ce qui concerne les systèmes en câble décrits dans la Recommandation J.73 du CCITT ou ceux qui sont étudiés au titre de la Question 20/XV du CCITT (1976-80);
- e) qu'il est nécessaire d'utiliser un signal d'essai spécial, comme charge conventionnelle sur un canal de télévision, pour mesurer, calculer ou spécifier le bruit dans d'autres circuits établis dans un canal commun avec le canal (les canaux) de télévision;
- f) qu'il faut adopter de préférence, comme charge conventionnelle sur un canal de télévision, un signal d'essai normalisé dont l'emploi est déjà général ou qui pourrait aisément être mis à la disposition des usagers et des constructeurs des systèmes de transmission intéressés;
- g) que le signal d'essai normalisé comme charge conventionnelle d'un canal de télévision doit être, de préférence, représentatif d'une vaste gamme de signaux de télévision susceptibles d'être employés dans la pratique, et qu'il doit comprendre une information de chrominance et une composante à la fréquence de trame,

## RECOMMANDE A L'UNANIMITÉ

1. que l'on adopte, comme signal d'essai normalisé utilisé comme charge conventionnelle sur une voie analogique de télévision en couleur, un signal composite de barre de couleur correspondant au système de télévision utilisé;
2. que, sur la base de la nomenclature de la Recommandation 471, l'amplitude des composantes de luminance et de chrominance du signal de barre de couleur, lorsque celui-ci est utilisé comme charge conventionnelle, soit 100/0/75/0 pour les systèmes 625/50;
3. que les pays qui exploitent des systèmes 525/60 utilisent comme charge conventionnelle un signal de barre de couleur du type à trame divisée. Les barres de couleur occupent la plus grande partie des lignes actives et ont la caractéristique 75/7,5/75/7,5.

Les barres de couleur, dans les systèmes à trame divisée, sont accompagnées d'une barre au blanc maximal sur toutes les lignes actives qui ne transmettent pas les barres de couleur. Exemple, les barres de couleur de l'Electronic Industries Association (Etats-Unis d'Amérique), RS-189-A;

4. que les barres de couleur soient disposées par ordre décroissant de luminance, comme cela est de pratique courante.

*Note 1.* — Le choix des signaux d'essai normalisés, en vue de leur utilisation comme charge conventionnelle sur des voies analogiques de télévision servant uniquement à la transmission de signaux en noir et blanc et sur des voies numériques servant à la transmission de signaux de télévision en couleur et en noir et blanc, devra faire l'objet d'études complémentaires.

*Note 2.* — Le signal de barre de couleur avec saturation appropriée est représentatif de la charge imposée au circuit par les signaux de sortie émis en studio. Il n'est, par contre, pas représentatif de certains signaux d'essai (titres produits électroniquement, certains signaux de données ou autres signaux spéciaux) qui peuvent causer à d'autres voies établies sur un support commun des perturbations plus importantes que celles que produisent les signaux émis par la caméra. Les perturbations dues aux composantes spectrales de ces signaux spéciaux doivent être mesurées au moyen des signaux eux-mêmes.

*Note 3.* — Les administrations qui mesurent les perturbations causées par un signal de télévision à d'autres signaux utilisant le même canal doivent tenir compte de la stabilité relative des fréquences porteuses des circuits perturbateurs et des circuits perturbés établis sur le canal commun.

\* Cette Recommandation doit être portée à l'attention de la Commission d'études XV du CCITT, ainsi que des Commissions 4 et 9 du CCIR.

## RECOMMANDATION 720\*

## MÉTHODES DE MESURE ET PROCÉDURES D'ESSAI POUR SIGNAUX DE TÉLÉTEXTE

(Question 21/CMTT et Programme d'études 21C/CMTT)

(1990)

Le CCIR,

## CONSIDÉRANT

- a) que l'Appendice I de la Partie 1 du Rapport 956 donne des définitions conceptuelles des paramètres proposés pour les signaux de données;
- b) que le Rapport 969 a pour objet d'identifier des méthodes de mesure et des procédures d'essai permettant de vérifier le niveau de dégradation des signaux spéciaux due à la transmission sur des circuits de télévision;
- c) que les mesures en exploitation des signaux de télétexte n'exigent pas de signaux d'essai spéciaux, du fait qu'elles peuvent être faites sur les lignes télétexte normales;
- d) que les mesures automatiques des signaux de télétexte répondent aux besoins du personnel d'exploitation et facilitent l'analyse des résultats;
- e) que les définitions données dans la présente Recommandation pourront s'appliquer aux autres services de communication de données,

## RECOMMANDE A L'UNANIMITÉ

que, en cas d'utilisation d'appareils de mesure pour mesurer des signaux de télétexte, l'on utilise, pour quantifier les paramètres, les définitions figurant dans l'Annexe I ci-après.

## ANNEXE I

## 1. Introduction

L'opportunité d'effectuer les différentes mesures décrites dans la présente Recommandation (voire d'autres mesures) dépend du type d'installation en service et de la politique des administrations.

Aucun signal d'essai particulier n'est nécessaire pour satisfaire aux spécifications de la présente Recommandation.

Les définitions des paramètres ont été spécifiquement élaborées pour satisfaire aux caractéristiques des appareils de mesure automatiques, mais elles s'appliquent également aux mesures manuelles.

Pour réduire l'influence des distorsions de non-linéarité, il convient, avant les mesures, de limiter la largeur de bande du signal à une fréquence comprise entre la limite supérieure du système de télévision et la fréquence d'horloge du télétexte.

En raison du caractère aléatoire des signaux de télétexte, les résultats présenteront certaines fluctuations entre mesures successives.

## 2. Définition des termes

Le présent paragraphe définit les termes qui sont utilisés au § 3 pour définir les paramètres de mesure.

## 2.1 Niveau moyen de la synchronisation d'horloge

Le niveau moyen de la synchronisation d'horloge se définit comme la valeur moyenne du signal de synchronisation d'horloge, à l'exception des deux premiers bits.

## 2.2 Niveau zéro

Le niveau zéro est celui qui résulte d'un train continu d'impulsions «zéro». Pour les mesures, on définit le niveau zéro comme le niveau moyen du palier arrière dans les limites de la durée nominale de la salve de couleur.

\* Cette Recommandation doit être portée à l'attention de la Commission électrotechnique internationale (CEI) et de la Commission d'études 11.

### 2.3 Niveau un

Le niveau un est celui qui résulte d'un train continu d'impulsions de «1». Pour les besoins des mesures, on définit le niveau un comme étant égal à deux fois le niveau moyen du signal de synchronisation d'horloge moins le niveau zéro.

### 2.4 Amplitude de base

L'amplitude de base est la différence entre le niveau un et le niveau zéro.

### 2.5 Amplitude nominale du signal de télétexte

L'amplitude nominale du signal de télétexte se définit comme un pourcentage fixe de l'amplitude de la barre de luminance et représente l'amplitude idéale des «1» binaires dans tout système de télétexte (voir la Fig. 1). En l'absence de tout signal de barre de luminance, on utilise la valeur nominale du signal de barre de luminance.

*Note* — L'amplitude de la barre de luminance est définie dans la Recommandation 569. La relation de l'amplitude nominale du signal de télétexte avec l'amplitude de la barre de luminance est définie dans la Recommandation 653.

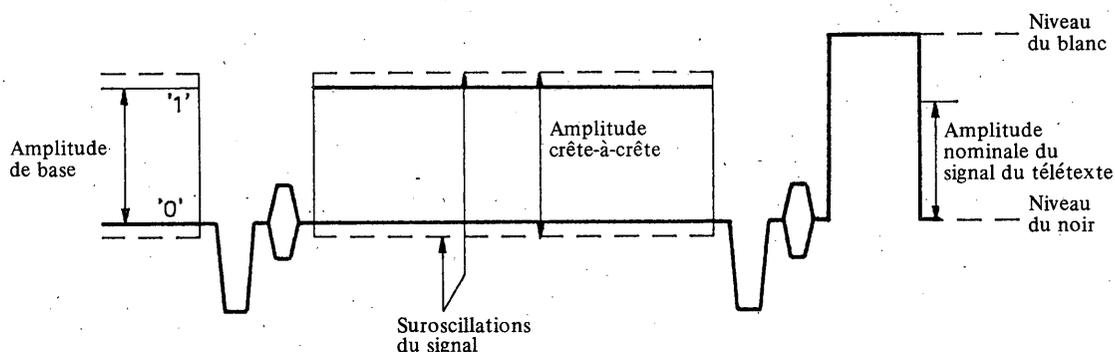


FIGURE 1 — Paramètres du télétexte

### 2.6 Référence de synchronisation

La référence de synchronisation pour chaque ligne est une séquence uniforme d'instantanés de synchronisation dont la synchronisation n'est obtenue qu'à partir du signal de synchronisation d'horloge de cette ligne à l'exclusion des deux premiers bits.

La synchronisation de ces instantanés est telle qu'ils coïncident avec la synchronisation moyenne des points où le signal de synchronisation d'horloge croise la valeur moyenne définie au § 2.5.

### 2.7 Instants d'échantillonnage pour la marge de décodage

Les instants d'échantillonnage pour la marge de décodage sont à mi-chemin entre les instantanés de synchronisation définis au § 2.6.

## 3. Définition des paramètres

### 3.1 Erreur d'amplitude de base

Ce paramètre est défini comme la différence entre l'amplitude de base et l'amplitude nominale du signal télétexte exprimée en pourcentage de cette dernière. Compte tenu des abréviations de la Fig. 1, l'erreur d'amplitude de base est:

$$\frac{E - D}{D} \times 100\%$$

### 3.2 Amplitude crête-à-crête

L'amplitude crête-à-crête est définie comme la somme des suroscillations des «0» et des suroscillations des «1» par rapport à l'amplitude de base. Elle est exprimée en pourcentage de l'amplitude de base (voir la Fig. 1).

### 3.3 Marge de décodage

La marge de décodage est définie comme étant la différence entre le niveau de bit «0» le plus élevé et le niveau de bit «1» le plus bas mesuré aux instants d'échantillonnage pour un taux d'erreur binaire de  $10^{-3}$ . La différence est exprimée en pourcentage de l'amplitude de base.

### 3.4 Nombre de bits de signal de synchronisation

Ce paramètre compte le nombre de bits de synchronisation «1» et «0» présents au début du signal télétexte avant le code de verrouillage de trame. Le résultat sera toujours un nombre pair car un bit «0» suit chaque bit de synchronisation «1». Le compte commence par le premier bit dont l'amplitude dépasse la valeur moyenne du signal de synchronisation d'horloge.

### 3.5 Synchronisation des données

Dans le système B de télétexte, la synchronisation des données est définie comme étant la différence de temps entre la crête de l'avant-dernier bit de synchronisation «1» et le repère de temps de ligne (voir le Rapport 624). Dans le système A de télétexte, la synchronisation des données est définie comme étant la différence de temps entre le flanc de montée du signal de données et le repère de temps de ligne (voir la Fig. 2).

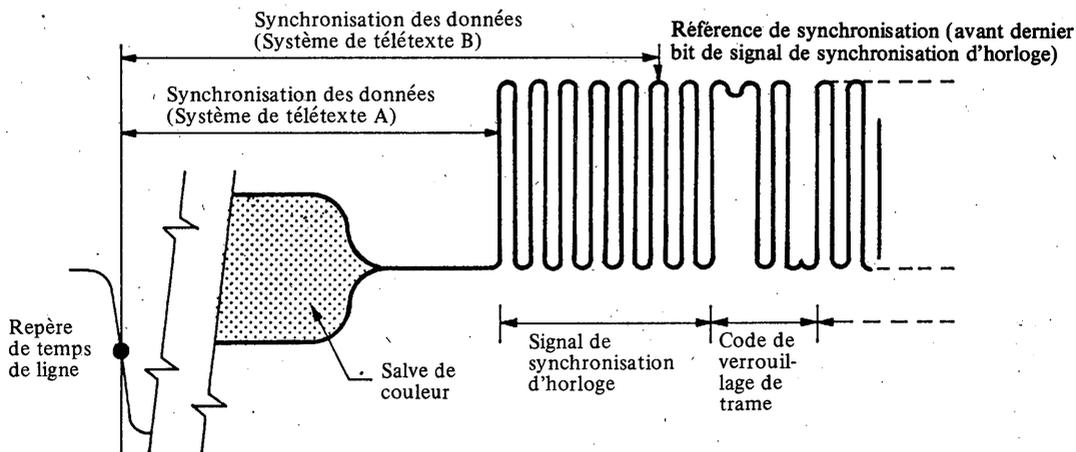


FIGURE 2 — Synchronisation des données

## BIBLIOGRAPHIE

CROLL, M.G. [1977] Ceefax measurement techniques, BBC Research Department, Report RD 1977-6.

DEAN, A. et HUTT, P.R. [septembre 1980] NEMESIS - Numerical eye measuring equipment for surveillance of insertion signals, Proc. Eighth International Broadcasting Convention (IBC 80), IEE Conf. Publ. N° 191.

### Documents du CCIR

[1986-90]: CMTT/34, CMTT/207 (Allemagne (République fédérale d')).

SECTION CMTT C: NORMES ET OBJECTIFS DE QUALITÉ POUR LA TRANSMISSION  
DE VOIES DE PROGRAMMES RADIOPHONIQUES

RECOMMANDATION 502-2\*

CIRCUITS FICTIFS DE RÉFÉRENCE  
POUR TRANSMISSIONS RADIOPHONIQUES\*\*

Systèmes de Terre et systèmes du service fixe par satellite  
(Question 17/CMTT)

(1974-1978-1982)

Le CCIR,

CONSIDÉRANT

- a) qu'il est nécessaire de définir un circuit fictif de référence pour permettre l'établissement de normes de fonctionnement nominal;
- b) que le circuit fictif de référence doit permettre de comparer les différents types de circuits radiophoniques sur une base commune,

RECOMMANDE A L'UNANIMITÉ

1. que le circuit fictif de référence pour transmissions radiophoniques sur un système de Terre (représenté dans la Fig. 1), système qui peut être établi sur faisceaux hertziens ou en câble, soit caractérisé principalement par:
  - une longueur totale, entre points à audiofréquence (B et C), de 2500 km;
  - deux points intermédiaires à audiofréquence (M et M') divisant le circuit en trois sections d'égale longueur;
  - le fait que les trois sections soient réglées séparément et raccordées ensuite sans aucun réglage ni correction d'ensemble;
2. que le circuit fictif de référence pour transmissions radiophoniques sur un système du service fixe par satellite (représenté dans la Fig. 2) soit caractérisé principalement par:
  - une seule liaison Terre-satellite-Terre;
  - un couple de modulateurs et de démodulateurs pour transfert de la bande de base à la porteuse radioélectrique et vice versa.

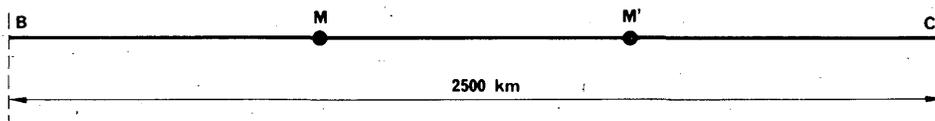


FIGURE 1 - Circuit fictif de référence pour transmissions radiophoniques sur un système de Terre

\* Cette Recommandation doit être portée à l'attention de la Commission d'études XVIII du CCITT.

\*\* - Les circuits fictifs de référence définis dans la présente Recommandation devraient s'appliquer à la fois aux systèmes analogiques et aux systèmes numériques.  
- A des fins de maintenance, il peut être nécessaire de définir d'autres circuits dont un exemple figure à l'Annexe I à la présente Recommandation.

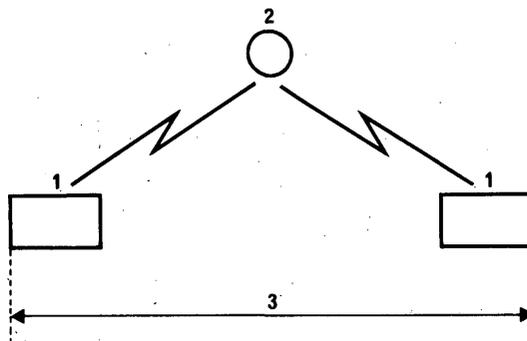


FIGURE 2 – *Circuit fictif de référence pour transmissions radiophoniques sur un système du service fixe par satellite*

- 1: station terrienne
- 2: station spatiale
- 3: circuit fictif de référence

#### ANNEXE I

##### EXEMPLE DE COMMUNICATION INTERNATIONALE POUR TRANSMISSIONS RADIOPHONIQUES

La Fig. 3 donne un exemple type de communication internationale pour transmissions radiophoniques, dans lequel:

- le point A, qui doit être considéré comme l'origine de la communication internationale pour transmissions radiophoniques, peut être la source du programme (studio ou lieu de reportage);
- le point D, qui doit être considéré comme le point de destination de la communication internationale pour transmissions radiophoniques, peut être une régie de programmes ou une station de radiodiffusion;
- le circuit local pour transmissions radiophoniques AB relie le point A au point B, première station de répéteur du circuit international pour transmissions radiophoniques BC;
- le circuit local pour transmissions radiophoniques CD relie le point C, dernière station de répéteur du circuit international pour transmissions radiophoniques BC, au point D.

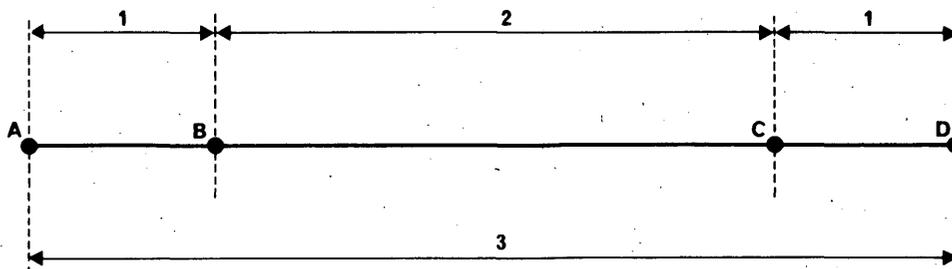


FIGURE 3 – *Communication internationale pour transmissions radiophoniques*

- 1: Circuit radiophonique local
- 2: Circuit radiophonique international
- 3: Communication radiophonique internationale

Il ne faut pas considérer que le circuit fictif de référence soit identique au circuit pour transmissions radiophoniques illustré ci-dessus ou défini, aux fins de maintenance, dans le tome IV, fascicule IV-3 du Livre rouge du CCITT. Toutefois, certains de ces circuits peuvent présenter le même type de structure que le circuit fictif de référence. Ces types de circuits sont par exemple:

- une communication internationale pour transmissions radiophoniques comportant trois sections à audiofréquences,
- un circuit unique pour transmissions radiophoniques comportant trois sections à audiofréquences.

Dans ce cas, les normes de fonctionnement établies pour le circuit fictif de référence peuvent être appliquées à ces circuits.

---

## RECOMMANDATION 503-4\*

**CARACTÉRISTIQUES DES CIRCUITS RADIOPHONIQUES A 7 kHz  
(A BANDE ÉTROITE)\*\***

**Circuits pour transmission monophonique de qualité moyenne  
(Question 17/CMTT et Programme d'études 17G/CMTT)**

(1974-1978-1982-1986-1990)

Le CCIR,

CONSIDÉRANT

- a) qu'il est nécessaire de fixer des normes de transmission pour les circuits radiophoniques;
- b) que les prescriptions de qualité pour le circuit fictif de référence sont établies pour les transmissions radiophoniques analogiques;
- c) que l'on pourrait tirer parti de l'évolution technique que permet l'introduction de techniques numériques, en particulier pour les circuits mixtes analogiques et numériques,

RECOMMANDE A L'UNANIMITÉ

que, compte dûment tenu des contraintes d'application, les équipements des nouveaux circuits aient les caractéristiques énoncées ci-après.

**1. Application**

Cette Recommandation s'applique aux nouveaux circuits analogiques homogènes ou mixtes analogiques et numériques.

Les caractéristiques ci-après s'appliquent au circuit fictif de référence (CFR) défini dans la Recommandation 502.

Pour l'évaluation de la qualité de fonctionnement des circuits d'une longueur inférieure ou supérieure au circuit fictif de référence, on se reportera à la Recommandation 605.

*Note 1* – Pour les circuits entièrement numériques, une Recommandation séparée pourrait être envisagée après complément d'étude.

*Note 2* – Pour plus d'information, on peut consulter le Rapport 496. Ce Rapport attire également l'attention sur certaines disparités entre les Recommandations du CCIR et celles de l'OIRT.

**2. Caractéristiques de l'interface**

**2.1 Conditions de mesure**

Lorsqu'on doit mesurer les caractéristiques d'un circuit, il doit être terminé par une charge de mesure symétrique constituée nominalement par une résistance pure de 600  $\Omega$ .

**2.2 Impédance**

Impédance d'entrée du système

600  $\Omega$ , symétrique\*\*\*

Impédance de sortie du système, provisoirement

faible, symétrique

\* Cette Recommandation est aussi proposée par la CMTT comme révision de la Recommandation J.23 du CCITT et doit être portée à l'attention de la Commission d'études XV du CCITT.

\*\* a) Pour la définition des niveaux de puissance absolue, de puissance relative et de bruit, voir la Recommandation 574.  
b) Pour les anciens circuits à 5 kHz, à 6,4 kHz et à 10 kHz encore utilisés, voir respectivement les Recommandations 503-1 (Kyoto, 1978) et 504-2 (Genève, 1982).

\*\*\* La tolérance, la réactance autorisée et le degré de dissymétrie doivent faire l'objet d'un complément d'étude.

Le niveau de sortie en circuit ouvert ne doit pas diminuer de plus de 0,3 dB dans la gamme nominale de fréquences si la sortie est reliée à la charge de mesure spécifiée.

La partie réactive de l'impédance de la source doit être limitée à 100  $\Omega$  maximum (valeur provisoire) dans la gamme de fréquences.

### 2.3 Niveaux

|   |              |
|---|--------------|
| Niveau maximal à l'entrée du circuit radiophonique    | + 9 dBm0s    |
| Gain d'insertion (1 kHz à -12 dBm0s)                  | 0 dB         |
| L'erreur de réglage doit être comprise entre          | $\pm 0,5$ dB |
| La variation sur 24 h ne doit pas dépasser            | $\pm 0,5$ dB |
| Niveau relatif (voir la Recommandation J.14 du CCITT) | + 6 dBrs     |

Si les organismes de radiodiffusion souhaitent resserrer les tolérances, il est nécessaire que les organismes de radiodiffusion recevant les signaux insèrent des affaiblisseurs de réglage supplémentaires à la réception.

## 3. Performance globale

### 3.1 Paramètres communs

#### 3.1.1 Réponse gain/fréquence

|                                 |                         |
|---------------------------------|-------------------------|
| Fréquence de référence:         | 1 kHz (valeur nominale) |
| La réponse doit être mesurée à: | -12 dBm0s               |

TABLEAU I

| Fréquence (kHz)       | Réponse (dB) |
|-----------------------|--------------|
| $0,05 \leq f < 0,1$   | +1 à -3      |
| $0,1 \leq f \leq 6,4$ | +1 à -1      |
| $6,4 < f \leq 7$      | +1 à -3      |

Si les organismes de radiodiffusion souhaitent resserrer les tolérances, il est nécessaire que les organismes de radiodiffusion recevant les signaux insèrent des égaliseurs supplémentaires à la réception.

#### 3.1.2 Variations du temps de propagation de groupe

La différence entre la valeur du temps de propagation de groupe, aux fréquences suivantes et la valeur minimale est donnée ci-dessous:

|      |                   |
|------|-------------------|
| kHz  | $\Delta\tau$ (ms) |
| 0,05 | 80                |
| 0,1  | 20                |
| 6,4  | 5                 |
| 7    | 10                |

Entre les points définis ci-dessus, la limite de tolérance varie de manière linéaire dans un diagramme temps de propagation/fréquence avec une échelle linéaire pour le temps de propagation, et une échelle logarithmique pour la fréquence.

#### 3.1.3 Bruit

La mesure du bruit doit être faite avec un appareil conforme à la Recommandation 468.

Pour les faisceaux hertziens, les limites doivent être respectées pendant au moins 80% du temps total de toute période de 30 jours. Pendant 1% du temps, une dégradation additionnelle de 4 dB est acceptable et pendant 0,1% du temps, une dégradation additionnelle de 12 dB est acceptable.

TABLEAU II

| Bruit  | Système de transmission |                                    |
|--|-------------------------|------------------------------------|
|  | Analogique              | Numérique<br>(3 codecs en cascade) |
| Bruit dans une voie au repos, maximum (dBq0ps) | -44                     | -49                                |
| Bruit de modulation, maximum (dBq0ps)          | -32                     | -37                                |

Le bruit de modulation ne peut se produire que sur des circuits radiophoniques équipés de compresseurs-extenseurs (par exemple, les types de circuits correspondant à la Recommandation J.31 du CCITT).

Cette valeur de bruit peut être mesurée à l'aide d'un signal d'essai sinusoïdal auxiliaire de +9 dBm0s/60 Hz qui doit être supprimé par un filtre passe-haut ( $f_0 \leq 400$  Hz,  $a \geq 60$  dB/60 Hz) placé en amont de l'instrument de mesure.

Le Rapport 493 indique que, dans le cas de l'emploi d'un compresseur-extenseur, un meilleur rapport signal/bruit est nécessaire pour éviter des effets désagréables avec certains programmes radiophoniques.

*Note* — Pour de plus amples renseignements sur les systèmes numériques, voir le Rapport 647.

### 3.1.4 Perturbation par une fréquence unique

Niveau d'une fréquence quelconque:

$$\leq -(73 + \psi) \quad \text{dBm0s}$$

où  $\psi$  est le facteur de pondération de la réponse du filtre (positif ou négatif) conforme à la Recommandation 468 à la fréquence donnée.

Dans le cas de transmissions radiophoniques sur systèmes à courants porteurs, des fuites de porteuse se produiront probablement. Aussi peut-on prévoir, sur le trajet de la fréquence porteuse, des filtres d'arrêt qu'on mettra en circuit, au besoin, pour supprimer les tonalités qui, autrement, seraient audibles dans la gamme des fréquences supérieures, soit de 8 à 15 kHz. Pour un circuit fictif de référence, il est recommandé que les filtres d'arrêt aient une bande passante à 3 dB inférieure à 3% relativement à la fréquence centrale. Il convient d'éviter l'emploi de filtres d'arrêt affectant des fréquences inférieures à 8 kHz.

### 3.1.5 Modulation parasite par l'alimentation en énergie

Le niveau de la raie latérale indésirable la plus intense due à la modulation causée par des composantes de brouillage d'ordre inférieur provenant des redresseurs du secteur à 50 ou 60 Hz doit être inférieur à -45 dBm0s avec un signal d'essai de 1 kHz à un niveau de réglage de 0 dBm0s.

### 3.1.6 Distorsion de non-linéarité

#### 3.1.6.1 Distorsion harmonique

La distorsion harmonique doit être mesurée avec le signal d'entrée à +9 dBm0s.

La durée d'émission d'une fréquence unique à ce niveau doit être limitée conformément aux Recommandations N.21 et N.23 du CCITT.

La distorsion harmonique totale (DHT) quand elle est mesurée avec un appareil donnant des valeurs quadratiques vraies, ne doit pas dépasser les valeurs suivantes:

TABLEAU III

| Fréquence d'entrée<br>(kHz) | DHT              |
|-----------------------------|------------------|
| $0,05 \leq f < 0,1$         | 2% (-25 dBm0s)   |
| $0,1 \leq f \leq 2,0$       | 1,4% (-28 dBm0s) |

*Note* — Dans le cas où on ne peut mesurer directement la DHT, les prescriptions sont considérées comme étant satisfaites si les deuxième et troisième harmoniques sont mesurés sélectivement et si une valeur  $k$  calculée comme suit répond aux conditions requises:

$$k = \sqrt{k_2^2 + k_3^2}$$

où:

$k_2$ : coefficient du deuxième harmonique

$k_3$ : coefficient du troisième harmonique.

### 3.1.6.2 Intermodulation

Avec des signaux d'entrée de 0,8 kHz et 1,42 kHz, à un niveau de +3 dBm0s, l'harmonique du troisième ordre produit par battement mesuré à 0,18 kHz, sera inférieur à 1,4% (-34 dBm0s).

### 3.1.6.3 Produits de distorsion mesurés au moyen d'un bruit mis en forme (à l'étude. Voir le Rapport 640-1 (Kyoto, 1978))

### 3.1.7 Erreur sur la fréquence restituée (ne s'applique qu'aux systèmes MRF)

Ne doit pas dépasser 1 Hz.

*Note* — Une erreur maximale de 1 Hz est en principe acceptable lorsqu'il n'existe qu'un seul trajet de transmission entre la source du signal et l'auditeur.

Lorsque le réseau de radiodiffusion comporte deux trajets parallèles ou plus, par exemple, des voies distinctes pour les commentaires et pour le son ou des émissions de radiodiffusion provenant d'émetteurs différents utilisant la même fréquence, des battements inacceptables peuvent se produire si l'on ne parvient pas à garantir une erreur nulle. Le CCITT étudie des méthodes permettant de réaliser ces conditions dans tous les systèmes recommandés.

### 3.1.8 Ecart diaphonique intelligible

3.1.8.1 Les écarts paradiaphoniques ou télédiaphoniques intelligibles entre des circuits radiophoniques ou entre un circuit téléphonique (perturbateur) et un circuit radiophonique (perturbé) doivent être mesurés sélectivement sur le circuit perturbé aux mêmes fréquences que celles du signal sinusoïdal de mesure injecté dans le circuit perturbateur. Ces écarts doivent être au moins égaux aux valeurs indiquées ci-après:

TABLEAU IV

| Fréquences<br>(kHz)   | Affaiblissement<br>diaphonique |
|-----------------------|--------------------------------|
| $f < 0,5$             | Pente 6 dB/octave              |
| $0,5 \leq f \leq 3,2$ | 74 dB                          |
| $f > 3,2$             | Pente -6 dB/octave             |

3.1.8.2 L'affaiblissement paradiaphonique et l'affaiblissement télédiaphonique entre un circuit radiophonique (perturbateur) et un circuit téléphonique (perturbé) doivent être au minimum de 65 dB.

*Note 1* — Cette valeur est définie entre les niveaux relatifs applicables aux circuits téléphoniques. Les administrations sont invitées à présenter des contributions sur les méthodes de mesures de cette caractéristique.

*Note 2* — L'attention des administrations est attirée sur le fait qu'il est parfois difficile ou impossible de satisfaire à ces limites. C'est par exemple le cas quand des paires sans écran sont utilisées sur un long circuit audiofréquence (1000 km ou plus), ou dans certains systèmes à courants porteurs établis sur des câbles à paires symétriques, ou encore aux fréquences basses (inférieures, par exemple, à 100 kHz environ), pour certains systèmes à courants porteurs établis sur des câbles à paires coaxiales. Si l'on veut éviter une qualité inférieure à la norme, on doit éviter l'emploi de pareils systèmes ou parties de systèmes pour établir des voies pour transmissions radiophoniques.

*Note 3* — Quand un niveau minimal de bruit d'au moins 4000 pW0p est continuellement présent dans la voie téléphonique (ce qui peut être le cas dans des systèmes à satellites, par exemple), un écart diaphonique réduit à 58 dB est acceptable entre un circuit radiophonique et un circuit téléphonique.

*Note 4* — L'attention des administrations est attirée sur le fait qu'on peut avoir à prendre des précautions spéciales pour respecter les limites de diaphonie indiquées ci-dessus, entre deux circuits radiophoniques occupant simultanément et respectivement les voies d'aller et de retour d'un système à courants porteurs (ce qui constitue la disposition la plus économique), compte tenu de la diaphonie qui pourrait se produire dans les équipements terminaux de modulation et dans les équipements de ligne; en effet, dans ces conditions, les deux circuits occupent la même position dans la bande des fréquences transmises en ligne (voir la Recommandation J.18 du CCITT).

*Note 5* — La valeur indiquée est fondée sur l'hypothèse de l'emploi de signaux d'essai sinusoïdaux. L'utilisation du signal d'essai décrit dans la Recommandation J.19 du CCITT est actuellement à l'étude.

*Note 6* — L'effet de la diaphonie d'un circuit radiophonique sur un circuit téléphonique n'est pas une question de secret, mais il s'agit plutôt d'une perturbation d'ordre subjectif causée par un signal brouilleur dont le caractère est notablement différent du bruit aléatoire ou de la diaphonie multiple.

Le décalage de fréquence adopté pour certains équipements pour transmissions radiophoniques permet d'améliorer la diaphonie d'un circuit téléphonique perturbateur vers un circuit radiophonique; cependant, dans le sens inverse, il n'améliore la diaphonie que pour la parole, alors qu'il est pratiquement inefficace pour la musique.

### 3.1.9 *Linéarité d'amplitude*

Lorsqu'un signal d'entrée de 1 kHz passe de -6 dBm0s à +6 dBm0s ou vice versa, le signal de sortie doit changer en conséquence de  $12 \pm 0,5$  dB.

## 3.2 *Caractéristiques supplémentaires pour transmissions stéréophoniques*

Sans objet, ceci concerne les circuits radiophoniques du type à 15 kHz (voir la Recommandation 505).

## 3.3 *Caractéristiques supplémentaires pour les systèmes numériques*

3.3.1 Si un signal de mesure est harmoniquement lié à la fréquence d'échantillonnage, des difficultés de mesure peuvent surgir. Dans ce cas, le signal de mesure à 1 kHz nominal doit être décalé en fréquence. La Recommandation O.33 du CCITT recommande 1020 Hz.

### 3.3.2 *Dissymétrie du niveau de limitation*

La différence entre les niveaux qui provoquent une limitation de l'alternance positive ou négative du signal de mesure ne doit pas dépasser 1 dB.

### 3.3.3 *Intermodulation avec le signal d'échantillonnage*

Des produits d'intermodulation ( $f_d$ ), imputables à des non-linéarités, peuvent prendre naissance dans la voie son quand le signal d'échantillonnage ( $f_0$ ) se combine avec les signaux audiofréquence transmis dans la bande ( $f_i$ ) ou avec des signaux brouilleurs hors bande ( $f_a$ ).

#### 3.3.3.1 *Intermodulation dans la bande*

La règle de combinaison suivante s'applique:  $f_d = f_0 - nf_i$ .

Les seules valeurs de  $n$  qui aient de l'importance sont 2 ou 3.

La différence de niveau entre un signal de 0 dBm0s ( $f_i$ ) et les produits d'intermodulation ( $f_d$ ) ne doit pas être inférieure à 40 dB.

Il suffit d'imposer la restriction suivante aux valeurs de  $f_i$  et  $f_d$  :

TABLEAU V

|             | $n = 2$ |   | $n = 3$ |   |
|-------------|---------|---|---------|---|
| $f_i$ (kHz) | 5       | 7 | 3       | 5 |
| $f_d$ (kHz) | 6       | 2 | 7       | 1 |

### 3.3.3.2 Intermodulation hors bande

La règle de combinaison suivante s'applique:  $f_d = nf_0 \pm f_a$ .

Les seules valeurs de  $n$  qui aient de l'importance sont 1 ou 2.

La différence de niveau entre un signal de 0 dBm0s ( $f_a$ ) et les produits d'intermodulation ( $f_d$ ) ne doit pas être inférieure à 60 dB.

Il suffit d'imposer la restriction suivante aux valeurs de  $f_a$  et  $f_d$  :

TABLEAU VI

|             | $n = 1$ |    | $n = 2$ |    |
|-------------|---------|----|---------|----|
| $f_a$ (kHz) | 15      | 17 | 31      | 33 |
| $f_d$ (kHz) | 1       |    |         |    |

### 3.3.4 Autres paramètres

Des caractéristiques en matière d'erreurs binaires, de clics, de gigue, etc. sont à l'étude (voir le Programme d'études 18A/CMTT et le Rapport 647).

## BIBLIOGRAPHIE

Documents du CCIR

[1978-82]: CMTT/68 (OIRT).

## RECOMMANDATION 505-4\*

**CARACTÉRISTIQUES DES CIRCUITS  
RADIOPHONIQUES A 15 kHz\*\***

**Circuits radiophoniques monophoniques et stéréophoniques  
de haute qualité**

(Question 17/CMTT et Programme d'études 17G/CMTT)

(1974-1978-1982-1986-1990)

Le CCIR,

CONSIDÉRANT

- a) qu'il est nécessaire de fixer des normes de transmission pour les circuits radiophoniques;
- b) que les prescriptions de qualité pour le circuit fictif de référence sont établies pour les transmissions radiophoniques analogiques;
- c) que l'on pourrait tirer parti de l'évolution technique que permet l'introduction de techniques numériques, en particulier, pour les circuits mixtes analogiques et numériques,

RECOMMANDE A L'UNANIMITÉ

que, compte dûment tenu des contraintes d'application, les équipements des nouveaux circuits aient les caractéristiques énoncées ci-dessous.

**1. Application**

Cette Recommandation s'applique à des circuits analogiques homogènes ou mixtes analogiques et numériques.

Les caractéristiques ci-après s'appliquent au circuit fictif de référence (CFR) défini dans la Recommandation 502.

Pour l'évaluation de la qualité de fonctionnement des circuits d'une longueur inférieure ou supérieure au circuit fictif de référence, on se reportera à la Recommandation 605.

*Note 1* – Pour les circuits entièrement numériques, une Recommandation séparée pourrait être envisagée après complément d'étude.

*Note 2* – Pour plus d'information, on peut consulter le Rapport 496. Ce Rapport attire également l'attention sur certaines disparités entre les Recommandations du CCIR et celles de l'OIRT.

**2. Caractéristiques de l'interface**

**2.1 Conditions de mesure**

Lorsqu'on doit mesurer les caractéristiques d'un circuit, il doit être terminé par une charge de mesure symétrique constituée nominalement par une résistance pure de 600 Ω.

**2.2 Impédance**

|  |                      |
|--|----------------------|
| Impédance d'entrée du système                  | 600 Ω, symétrique*** |
| Impédance de sortie du système, provisoirement | faible, symétrique   |

\* Cette Recommandation est aussi proposée par la CMTT comme révision de la Recommandation J.21 du CCITT et doit être portée à l'attention de la Commission d'études XV du CCITT.

\*\* Pour la définition des niveaux de puissance absolue, de puissance relative et de bruit, voir la Recommandation 574.

\*\*\* La tolérance, la réactance autorisée et le degré de dissymétrie doivent faire l'objet d'un complément d'étude.

Le niveau de sortie en circuit ouvert ne doit pas diminuer de plus de 0,3 dB dans la gamme nominale de fréquences si la sortie est reliée à la charge de mesure spécifiée.

La partie réactive de l'impédance de la source doit être limitée à 100  $\Omega$  au maximum (valeur provisoire) dans la gamme nominale de fréquences.

Cette clause à elle seule n'exclurait toutefois pas qu'il puisse y avoir une différence importante entre les parties réactives des impédances de sortie d'une paire stéréophonique et il pourrait alors en résulter des difficultés pour respecter le § 3.2.2 ci-après. Cet aspect de la question doit être étudié davantage.

### 2.3 Niveaux

|   |              |
|---|--------------|
| Niveau maximal à l'entrée du circuit radiophonique    | + 9 dBm0s    |
| Gain d'insertion (1 kHz à -12 dBm0s)                  | 0 dB         |
| L'erreur de réglage doit être comprise entre          | $\pm 0,5$ dB |
| La variation sur 24 h ne doit pas dépasser            | $\pm 0,5$ dB |
| Niveau relatif (voir la Recommandation J.14 du CCITT) | + 6 dBrs     |

Si les organismes de radiodiffusion souhaitent resserrer les tolérances, il est nécessaire que les organismes de radiodiffusion recevant les signaux insèrent des affaiblisseurs de réglage supplémentaires à la réception.

## 3. Performance globale

### 3.1 Paramètres communs

#### 3.1.1 Réponse gain/fréquence

|                                 |                         |
|---------------------------------|-------------------------|
| Fréquence de référence:         | 1 kHz (valeur nominale) |
| La réponse doit être mesurée à: | -12 dBm0s               |

TABLEAU I

| Fréquence (kHz)        | Réponse (dB) |
|------------------------|--------------|
| $0,04 \leq f < 0,125$  | +0,5 à -2    |
| $0,125 \leq f \leq 10$ | +0,5 à -0,5  |
| $10 < f \leq 14$       | +0,5 à -2    |
| $14 < f \leq 15$       | +0,5 à -3    |

Si les organismes de radiodiffusion souhaitent resserrer les tolérances, il est nécessaire que les organismes de radiodiffusion recevant les signaux insèrent des égaliseurs supplémentaires à la réception.

#### 3.1.2 Variations du temps de propagation de groupe

La différence entre la valeur du temps de propagation de groupe, aux fréquences suivantes et la valeur minimale est donnée ci-dessous:

|       |                   |
|-------|-------------------|
| kHz   | $\Delta\tau$ (ms) |
| 0,04  | 55                |
| 0,075 | 24                |
| 14    | 8                 |
| 15    | 12                |

Entre les points définis ci-dessus, la limite de tolérance varie de manière linéaire dans un diagramme temps de propagation/fréquence avec une échelle linéaire pour le temps de propagation, et une échelle logarithmique pour la fréquence.

#### 3.1.3 Bruit

La mesure du bruit doit être faite avec un appareil conforme à la Recommandation 468.

Pour les faisceaux hertziens, les limites doivent être respectées pendant au moins 80% du temps total de toute période de 30 jours. Pendant 1% du temps, une dégradation additionnelle de 4 dB est acceptable et pendant 0,1% du temps, une dégradation additionnelle de 12 dB est acceptable.

TABLEAU II

| Bruit  | Système de transmission |                                    |
|--|-------------------------|------------------------------------|
|  | Analogique              | Numérique<br>(3 codecs en cascade) |
| Bruit dans une voie au repos, maximum (dBq0ps) | -42                     | -51                                |
| Bruit de modulation, maximum (dBq0ps)          | -30                     | -39                                |

Le bruit de modulation ne peut se produire que sur des circuits radiophoniques équipés de compresseurs-extenseurs (par exemple les types de circuits correspondant à la Recommandation J.31 du CCITT).

Cette valeur de bruit peut être mesurée à l'aide d'un signal d'essai sinusoïdal auxiliaire de +9 dBm0s/60 Hz qui doit être supprimé par un filtre passe-haut ( $f_0 \leq 400$  Hz,  $a \geq 60$  dB/60 Hz) placé en amont de l'instrument de mesure.

Le Rapport 493 indique que, dans le cas de l'emploi d'un compresseur-extenseur, un meilleur rapport signal/bruit est nécessaire pour éviter des effets désagréables avec certains programmes radiophoniques.

*Note* – Pour de plus amples renseignements sur les systèmes numériques, voir le Rapport 647.

### 3.1.4 Perturbation par une fréquence unique

Niveau d'une fréquence quelconque:

$$\leq -(73 + \psi) \quad \text{dBm0s}$$

où  $\psi$  est le facteur de pondération de la réponse du film (positif ou négatif), conforme à la Recommandation 468 à la fréquence donnée.

Dans le cas de transmissions radiophoniques sur systèmes à courants porteurs, des fuites de porteuse se produiront probablement. Aussi peut-on prévoir, sur le trajet de la fréquence porteuse, des filtres d'arrêt qu'on mettra en circuit, au besoin, pour supprimer les tonalités qui, autrement, seraient audibles dans la gamme des fréquences supérieures, soit de 8 à 15 kHz. Pour un circuit fictif de référence, il est recommandé que les filtres d'arrêt aient une bande passante à 3 dB inférieure à 3% relativement à la fréquence centrale. Il convient d'éviter l'emploi de filtres d'arrêt affectant des fréquences inférieures à 8 kHz.

### 3.1.5 Modulation parasite par l'alimentation en énergie

Le niveau de la raie latérale indésirable la plus intense due à la modulation causée par des composantes de brouillage d'ordre inférieur provenant des redresseurs du secteur à 50 ou 60 Hz doit être inférieur à -45 dBm0s avec un signal d'essai de 1 kHz au niveau de réglage de 0 dBm0s.

### 3.1.6 Distorsion de non-linéarité

#### 3.1.6.1 Distorsion harmonique

La distorsion harmonique doit être mesurée avec le signal d'entrée à +9 dBm0s pour les fréquences inférieures à 2 kHz et à +6 dBm0s pour les fréquences comprises entre 2 et 4 kHz.

La durée d'émission d'une fréquence unique à ces niveaux doit être limitée conformément aux Recommandations N.21 et N.23 du CCITT.

La distorsion harmonique totale, quand elle est mesurée avec un appareil donnant des valeurs quadratiques vraies, ne doit pas dépasser les valeurs suivantes:

TABLEAU III

| Fréquence d'entrée (kHz) | Distorsion harmonique totale (DHT) | Deuxième et troisième harmoniques mesurés sélectivement |
|--------------------------|------------------------------------|---|
| $0,04 \leq f < 0,125$    | 1% (-31 dBm0s)                     | 0,7% (-34 dBm0s)  |
| $0,125 \leq f \leq 2,0$  | 0,5% (-37 dBm0s)                   | 0,35% (-40 dBm0s)                                       |
| $2,0 < f \leq 4,0$       | 0,5% (-40 dBm0s)                   | 0,35% (-43 dBm0s)                                       |

*Note* – Si l'on utilise un système de compression-extension, il faut utiliser une méthode de mesure sélective pour éviter que le bruit modulé par le programme n'influe sur les valeurs mesurées.

### 3.1.6.2 Intermodulation

Avec des signaux d'entrée de 0,8 kHz et 1,42 kHz, à un niveau de +3 dBm0s, l'harmonique du troisième ordre, produit par battement mesuré à 0,18 kHz, sera inférieur à 0,5% (-43 dBm0s).

*Note* – L'attention est attirée sur le fait que, dans des systèmes de transmission comprenant des compresseurs-extenseurs, un harmonique du 3<sup>e</sup> ordre dépassant de 0,5% la valeur spécifiée peut prendre naissance par battement. Cette éventualité peut se produire quand la différence entre les deux fréquences fondamentales est inférieure à 200 Hz. Ainsi, les composantes dues à une distorsion du 3<sup>e</sup> ordre seront à des fréquences correspondant à la différence entre les deux fréquences de mesure. Néanmoins, dans ces cas, l'effet subjectif de masque est tel qu'on peut accepter une distorsion atteignant 2%.

Pour les systèmes à 15 kHz, destinés à des transmissions en bande de base sur circuits métalliques seulement et à des équipements de modulation de boucles locales, en supposant que la préaccentuation n'est pas utilisée, les limites supplémentaires suivantes s'appliquent:

TABLEAU IV

| Signaux d'entrée à +3 dBm0s chacun | Harmonique produit par battement, à 1,6 kHz |
|------------------------------------|---|
| 5,6 kHz et 7,2 kHz                 | 0,5% (-43 dBm0s)<br>(deuxième ordre)        |
| 4,2 kHz et 6,8 kHz                 | 0,5% (-43 dBm0s)<br>(troisième ordre)       |

3.1.6.3 *Produits de distorsion mesurés au moyen d'un bruit mis en forme* (à l'étude. Voir le Rapport 640-1 (Kyoto, 1978))

3.1.7 *Erreur sur la fréquence restituée* (ne s'applique qu'aux systèmes MRF)

Ne doit pas dépasser 1 Hz.

*Note* – Une erreur maximale de 1 Hz est en principe acceptable lorsqu'il n'existe qu'un seul trajet de transmission entre la source du signal et l'auditeur.

Lorsque le réseau de radiodiffusion comporte deux trajets parallèles ou plus, par exemple, des voies distinctes pour les commentaires et pour le son ou des émissions de radiodiffusion provenant d'émetteurs différents utilisant la même fréquence, des battements inacceptables peuvent se produire si l'on ne parvient pas à garantir une erreur nulle. Le CCITT étudie des méthodes permettant de réaliser ces conditions dans tous les systèmes recommandés.

### 3.1.8 *Ecart diaphonique intelligible*

3.1.8.1 Les écarts paradiaphoniques ou télédiaphoniques intelligibles entre des circuits radiophoniques ou entre un circuit téléphonique (perturbateur) et un circuit radiophonique (perturbé) doivent être mesurés sélectivement sur le circuit perturbé aux mêmes fréquences que celles du signal sinusoïdal de mesure injecté dans le circuit perturbateur. Ces écarts doivent être au moins égaux aux valeurs indiquées ci-après:

TABLEAU V

| Fréquence<br>(kHz)   | Affaiblissement diaphonique   |
|----------------------|---|
| $f = 0,04$           | 50 dB   |
| $0,04 < f < 0,05$    | Segment oblique avec une échelle linéaire en dB et logarithmique en fréquence |
| $0,05 \leq f \leq 5$ | 74 dB   |
| $5 < f < 15$         | Segment oblique avec une échelle linéaire en dB et logarithmique en fréquence |
| $f = 15$             | 60 dB   |

3.1.8.2 L'affaiblissement paradiaphonique et l'affaiblissement télédiaphonique entre un circuit radiophonique (perturbateur) et un circuit téléphonique (perturbé) doivent être au minimum de 65 dB.

*Note 1* – Cette valeur est définie entre les niveaux relatifs applicables aux circuits téléphoniques. Les administrations sont invitées à présenter des contributions sur les méthodes de mesure de cette caractéristique.

*Note 2* – L'attention des administrations est attirée sur le fait qu'il est parfois difficile ou impossible de satisfaire à ces limites. C'est par exemple le cas quand des paires sans écran sont utilisées sur un long circuit audiofréquence (1000 km ou plus), ou dans certains systèmes à courants porteurs établis sur des câbles à paires symétriques, ou encore aux fréquences basses (inférieures, par exemple à 100 kHz environ) pour certains systèmes à courants porteurs établis sur des câbles à paires coaxiales. Si l'on veut éviter d'avoir une qualité inférieure aux normes, on doit éviter l'emploi de pareils systèmes ou parties de systèmes pour établir des voies pour transmissions radiophoniques.

*Note 3* – Quand un niveau minimal de bruit d'au moins 4000 pW0p est continuellement présent dans la voie téléphonique (ce qui peut être le cas dans des systèmes à satellites, par exemple), un écart diaphonique réduit à 58 dB est acceptable entre un circuit radiophonique et un circuit téléphonique.

*Note 4* – L'attention des administrations est attirée sur le fait qu'on peut avoir à prendre des précautions spéciales pour respecter les limites de diaphonie indiquées ci-dessus, entre deux circuits radiophoniques occupant simultanément et respectivement les voies d'aller et de retour d'un système à courants porteurs (ce qui constitue la disposition la plus économique), compte tenu de la diaphonie qui pourrait se produire dans les équipements terminaux de modulation et dans les équipements de ligne; en effet, dans ces conditions, les deux circuits occupent la même position dans la bande des fréquences transmises en ligne (voir la Recommandation J.18 du CCITT).

*Note 5* – La valeur indiquée est fondée sur l'hypothèse de l'emploi de signaux d'essai sinusoïdaux. L'utilisation du signal d'essai décrit dans la Recommandation J.19 du CCITT est actuellement à l'étude.

*Note 6* – L'effet de la diaphonie d'un circuit radiophonique sur un circuit téléphonique n'est pas une question de secret, mais il s'agit plutôt d'une perturbation d'ordre subjectif causée par un signal brouilleur dont le caractère est notablement différent du bruit aléatoire ou de la diaphonie multiple.

Le décalage de fréquence adopté pour certains équipements pour transmissions radiophoniques permet d'améliorer la diaphonie d'un circuit téléphonique perturbateur vers un circuit radiophonique; cependant, dans le sens inverse, il n'améliore la diaphonie que pour la parole, alors qu'il est pratiquement inefficace pour la musique.

### 3.1.9 Linéarité d'amplitude

Lorsqu'un signal d'entrée de 1 kHz passe de  $-6$  dBm0s à  $+6$  dBm0s ou vice versa, le signal de sortie doit changer en conséquence de  $12 \pm 0,5$  dB.

## 3.2 Caractéristiques supplémentaires pour transmissions stéréophoniques

3.2.1 La différence de gain entre les voies A et B ne doit pas dépasser les valeurs suivantes:

TABLEAU VI

| Fréquence (kHz)        | Différence de gain (dB) |
|------------------------|-------------------------|
| $0,04 \leq f < 0,125$  | 1,5                     |
| $0,125 \leq f \leq 10$ | 0,8                     |
| $10 < f \leq 14$       | 1,5                     |
| $14 < f \leq 15$       | 3,0                     |

3.2.2 La différence de phase entre les voies A et B ne doit pas dépasser les valeurs suivantes:

TABLEAU VII

| Fréquence (kHz)     | Différence de phase  |
|---------------------|--|
| $f = 0,04$          | $30^\circ$   |
| $0,04 < f < 0,2$    | Segment oblique sur une échelle linéaire en degrés et logarithmique en fréquence |
| $0,2 \leq f \leq 4$ | $15^\circ$   |
| $4 < f < 14$        | Segment oblique sur une échelle linéaire en degrés et logarithmique en fréquence |
| $f = 14$            | $30^\circ$   |
| $14 < f < 15$       | Segment oblique sur une échelle linéaire en degrés et logarithmique en fréquence |
| $f = 15$            | $40^\circ$   |

3.2.3 L'écart diaphonique entre les voies A et B doit être au moins égal aux limites suivantes:

3.2.3.1 Ecart diaphonique intelligible, mesuré au moyen d'un signal sinusoïdal d'essai 0,04 à 15 kHz: 50 dB.

### 3.2.3.2 Diaphonie totale provoquée principalement par intermodulation: 60 dB

On s'assure de cette valeur en chargeant l'une des deux voies avec le signal de stimulation radiophonique défini dans la Recommandation 571. Dans l'autre voie, la contribution de bruit dû à l'intermodulation ne doit pas dépasser  $-51$  dBq0ps.

Cela entraîne un accroissement du bruit qui dépend de la valeur du bruit sur une voie au repos. L'accroissement tolérable est donné dans le Tableau VIII.

TABLEAU VIII

|  |     |     |     |     |     |     |     |
|--|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|
| Bruit sur une une voie au repos (dBq0ps) | -60 | -57 | -54 | -51 | -48 | -45 | -42 |
| Accroissement tolérable du bruit (dB)    | 9,5 | 7   | 4,8 | 3   | 1,8 | 1,0 | 0,5 |

## 3.3 Caractéristiques supplémentaires pour les systèmes numériques

3.3.1 Si un signal de mesure est harmoniquement lié à la fréquence d'échantillonnage, des difficultés de mesure peuvent surgir. Dans ce cas, le signal de mesure à 1 kHz nominal doit être décalé en fréquence. La Recommandation O.33 du CCITT recommande 1020 Hz.

### 3.3.2 Dissymétrie du niveau de limitation

La différence entre les niveaux qui provoquent une limitation de l'alternance positive ou négative du signal de mesure ne doit pas dépasser 1 dB.

### 3.3.3 Intermodulation avec le signal d'échantillonnage

Des produits d'intermodulation ( $f_d$ ), imputables à des non-linéarités, peuvent prendre naissance dans la voie son quand le signal d'échantillonnage ( $f_0$ ) se combine avec les signaux audiofréquence transmis dans la bande ( $f_i$ ) ou avec des signaux brouilleurs hors bande ( $f_a$ ).

#### 3.3.3.1 Intermodulation dans la bande

La règle de combinaison suivante s'applique:  $f_d = f_0 - nf_i$ .

Les seules valeurs de  $n$  qui aient de l'importance sont 2 ou 3.

La différence de niveau entre un signal de 0 dBm0s ( $f_i$ ) et les produits d'intermodulation ( $f_d$ ) ne doit pas être inférieure à 40 dB.

Il suffit d'imposer la restriction suivante aux valeurs de  $f_i$  et  $f_d$ :

TABLEAU IX

|             | $n = 2$ |    | $n = 3$ |    |
|-------------|---------|----|---------|----|
| $f_i$ (kHz) | 9       | 13 | 7       | 11 |
| $f_d$ (kHz) | 14      | 6  | 11      | 1  |

#### 3.3.3.2 Intermodulation hors bande

La règle de combinaison suivante s'applique:  $f_d = nf_0 \pm f_a$ .

Les seules valeurs de  $n$  qui aient de l'importance sont 1 ou 2.

La différence de niveau entre un signal de 0 dBm0s ( $f_a$ ) et les produits d'intermodulation ( $f_d$ ) ne doit pas être inférieure à 60 dB.

Il suffit d'imposer la restriction suivante aux valeurs de  $f_a$  et  $f_d$ :

TABLEAU X

|             | $n = 1$ |    | $n = 2$ |    |
|-------------|---------|----|---------|----|
| $f_a$ (kHz) | 31      | 33 | 63      | 65 |
| $f_d$ (kHz) | 1       |    |         |    |

### 3.3.4 *Autres paramètres*

Des caractéristiques en matière d'erreurs binaires, de clics, de gigue, etc. sont à l'étude (voir le Programme d'études 18A/CMTT et le Rapport 647).

*Note* – Le CCIR a publié la Recommandation 572 relative à la transmission d'un programme radiophonique associé à un signal de télévision analogique par multiplexage par répartition dans le temps de l'impulsion de synchronisation de ligne. Le système spécifié est numérique et utilise la modulation par impulsions et codage. La largeur de bande des signaux de programmes radiophoniques est de 14 kHz.

### BIBLIOGRAPHIE

*Documents du CCIR*

[1978-82]: CMTT/68 (OIRT).

## RECOMMANDATION 605-1

**ÉVALUATION DE LA QUALITÉ DE TRANSMISSION DE CIRCUITS  
RADIOPHONIQUES DE LONGUEUR INFÉRIEURE OU SUPÉRIEURE  
A CELLE DU CIRCUIT FICTIF DE RÉFÉRENCE**

(Programme d'études 17D/CMTT)

(1982-1986)

Le CCIR

## RECOMMANDE A L'UNANIMITÉ

que, pour évaluer la qualité de transmission des circuits radiophoniques de longueur inférieure ou supérieure à celle du circuit fictif de référence, on applique les règles suivantes:

*Lois d'addition***1. Commentaires sur l'utilisation des lois d'addition**

La définition d'un circuit par un simple multiple du circuit fictif de référence est impossible si le nombre de sections audiofréquences et la longueur du circuit sont dans un rapport différent de celui que l'on trouve dans le circuit fictif de référence, c'est-à-dire si  $n/3 \neq L/l$ , avec:

 $n$ : nombre de sections audiofréquences, $L$ : longueur du circuit, $l$ : 2500 km.

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

**2. Loi relative à la configuration du circuit**

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

Si  $D_3$ : caractéristique ou paramètre qui en dérive tel qu'il est indiqué dans le Tableau II, valeur admise pour trois sections homogènes du circuit fictif de référence,

et  $D_n$ : caractéristique ou paramètre indiqué ci-dessus, à évaluer pour  $n$  sections.

Les expressions suivantes sont applicables:

– pour les valeurs absolues et les écarts logarithmiques:

$$D_n = D_3(n/3)^{1/h} \quad (1)$$

– pour les niveaux absolus:

$$D_n = D_3 + \frac{20}{h} \log(n/3) \quad (2)$$

– pour les rapports logarithmiques:

$$D_n = D_3 - \frac{20}{h} \log(n/3) \quad (3)$$

$h$  a la valeur 1, 3/2 ou 2 suivant les indications du Tableau II:  $h = 1$  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  $\left(\frac{n}{3}\right)^{1/h}$  et de  $\frac{20}{h} \log\left(\frac{n}{3}\right)$  sont reproduites dans le Tableau I.

### 3. Loi relative à la longueur du circuit

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

$$D_n = D_3 - \frac{20}{h} \log (L/l) \quad (4)$$

équation dans laquelle  $D_n$ ,  $D_3$ ,  $L$  et  $l$  sont tels qu'ils sont définis aux § 1 et 2. Si  $l < 280$  km, on prendra  $l = 280$  km dans la formule (4).

*Note* – Les valeurs calculées à l'aide de la présente Recommandation ne fournissent que quelques indications relatives à la qualité probable. Ces valeurs doivent être utilisées avec précaution pour l'étude de conception d'un matériel car les lois d'addition ne sont pas connues avec précision pour chaque type de dégradation. Un complément d'étude est nécessaire, en particulier pour couvrir le cas des circuits mixtes analogiques et numériques.

TABLEAU I

| n  | Formule (1)                      |         |       | Formules (2) et (3)                          |         |         |
|----|----------------------------------|---------|-------|--|---------|---------|
|    | $\left(\frac{n}{3}\right)^{1/h}$ |         |       | $\frac{20}{h} \log \left(\frac{n}{3}\right)$ |         |         |
|    | h = 1                            | h = 3/2 | h = 2 | h = 1  | h = 3/2 | h = 2   |
| 1  | 0,33                             | 0,48    | 0,58  | -9,5 dB                                      | -6,4 dB | -4,8 dB |
| 2  | 0,67                             | 0,76    | 0,82  | -3,5   | -2,3    | -1,8    |
| 3  | 1,00                             | 1,00    | 1,00  | 0,0  | 0,0     | 0,0     |
| 4  | 1,33                             | 1,21    | 1,15  | 2,5  | 1,7     | 1,2     |
| 5  | 1,67                             | 1,41    | 1,29  | 4,4  | 3,0     | 2,2     |
| 6  | 2,00                             | 1,59    | 1,41  | 6,0  | 4,0     | 3,0     |
| 7  | 2,33                             | 1,76    | 1,53  | 7,4  | 4,9     | 3,7     |
| 8  | 2,67                             | 1,92    | 1,63  | 8,5  | 5,7     | 4,3     |
| 9  | 3,00                             | 2,08    | 1,73  | 9,5  | 6,4     | 4,8     |
| 10 | 3,33                             | 2,23    | 1,83  | 10,5   | 7,0     | 5,2     |
| 11 | 3,67                             | 2,38    | 1,91  | 11,3   | 7,5     | 5,6     |
| 12 | 4,00                             | 2,52    | 2,00  | 12,0   | 8,0     | 6,0     |
| 13 | 4,33                             | 2,66    | 2,08  | 12,7   | 8,5     | 6,4     |
| 14 | 4,67                             | 2,79    | 2,16  | 13,4   | 8,9     | 6,7     |
| 15 | 5,00                             | 2,92    | 2,24  | 14,0   | 9,3     | 7,0     |

TABLEAU II

|   | Paramètre   | $D_3$<br>exprimé<br>en | Formule<br>applicable | $h$<br>(valeur<br>provisoire) |
|---|---|------------------------|-----------------------|-------------------------------|
| Paramètres<br>applicables<br>aux circuits mono<br>et stéréo         | Gain d'insertion (1,0 kHz)  |                        |                       |                               |
|   | Erreur de réglage   | dB                     | 1                     | 2                             |
|   | Variation en 24 heures  | dB                     | 1                     | 2                             |
|   | Réponse gain/fréquence  | dB                     | 1                     | 3/2                           |
|   | Temps de propagation de groupe/fréquence par rapport à la valeur minimale                   | ms                     | 1                     | 1                             |
|   | Niveau maximal de bruit pondéré   | dBq0ps                 | 4                     | 2                             |
|   | Niveau de la perturbation par fréquence unique  | dBm0                   | 2                     | 3/2                           |
|   | Rapport de la modulation perturbatrice par l'alimentation en énergie au signal de référence | dB                     | 3                     | 3/2                           |
|   | Distorsion de non-linéarité   | %                      | 1                     | 3/2                           |
|   | Erreur sur la fréquence restituée   | Hz                     | 1                     | 3/2                           |
|   | Ecart diaphonique intelligible  | dB                     | 3                     | 3/2                           |
|   | Erreur dans la réponse amplitude/amplitude  | dB                     | 1                     | 3/2                           |
| Paramètres<br>supplémentaires<br>applicables<br>aux circuits stéréo | Différence de gain entre les voies A et B   | dB                     | 1                     | (1)                           |
|   | Différence de phase entre les voies A et B  | degré                  | 1                     | (1)                           |
|   | Ecart pour la diaphonie intelligible entre les voies A et B                                 | dB                     | 3                     | 3/2                           |
|   | Ecart pour la diaphonie non linéaire entre les voies A et B                                 | dB                     | 3                     | 3/2                           |

(1) Certaines administrations ont constaté que la valeur  $h = 3/2$  était satisfaisante. Toutefois, des essais effectués au Japon [CCIR, 1978-82] ont montré que la loi quadratique d'addition ( $h = 2$ ) convient mieux que la loi d'addition de puissance  $3/2$ .

#### RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

Documents du CCIR

[1978-82]: CMTT/233 (Japon).

## RECOMMANDATION 474-1

**MODULATION DE SIGNAUX SUR CIRCUITS RADIOPHONIQUES  
PAR DES SIGNAUX PERTURBATEURS PRODUITS  
PAR LES SOURCES D'ALIMENTATION EN ÉNERGIE ÉLECTRIQUE**

(Programme d'études 17F/CMTT, Genève, 1982)

(1970-1982)

Le CCIR

**RECOMMANDE A L'UNANIMITÉ**

que le rapport d'un signal d'essai sinusoïdal appliqué à un circuit radiophonique à la composante latérale indésirable la plus intense due à la modulation causée par des signaux perturbateurs produits par des sources d'alimentation en énergie soit supérieur à 45 dB.

*Note 1* — Cette limite est la même que celle qui est considérée comme admissible pour d'autres types de transmission (télégraphie harmonique (modulation d'amplitude et de fréquence), fac-similé, parole, signalisation téléphonique, transmission de données).

*Note 2* — Cette limite n'est applicable que dans les cas où les signaux perturbateurs sont constitués par les harmoniques habituels, d'ordres les plus bas, de la fréquence du secteur. Si la modulation est imputable à des fréquences beaucoup plus élevées, il est vraisemblable que la limite doit être plus restrictive.

*Note 3* — Dans les projets de réalisation, on considérera que cette limite s'applique au circuit fictif de référence de 2500 km.

---

## RECOMMANDATION 659\*

## TRANSMISSION NUMÉRIQUE DE PROGRAMMES RADIOPHONIQUES – PRINCIPES GÉNÉRAUX

(Question 18/CMTT, Programmes d'études 18A/CMTT, 18C/CMTT, 18D/CMTT et 18E/CMTT)

(1986)

Le CCIR,

## CONSIDÉRANT

- a) qu'il est souhaitable d'utiliser des normes communes pour la transmission du son de haute qualité;
- b) qu'il est souhaitable de réduire le plus possible le nombre de transcodages dans la procédure d'échange international de sons numériques;
- c) que, pour faciliter l'échange des signaux, il est souhaitable de rendre les interfaces de transmission aussi transparentes que possible au contenu des messages transmis;
- d) que les débits binaires aux interfaces devraient tenir compte des niveaux hiérarchiques recommandés par le CCITT;
- e) qu'il peut être efficace d'appliquer des méthodes de réduction de débit binaire et de protection contre les erreurs pour abaisser les coûts de transmissions;
- f) que la qualité et la disponibilité ne devraient pas être limitées par les dispositifs ou les méthodes de traitement des signaux utilisés sur le circuit de transmission,

## RECOMMANDE A L'UNANIMITÉ

1. qu'un signal de programme radiophonique présenté sous forme numérique soit, de préférence, maintenu sous forme numérique pour la transmission;
2. que les signaux codés numériquement, en provenance des studios, puissent être transmis avec le niveau de qualité requis pour chaque utilisation particulière;
3. que l'ensemble des éléments d'un même programme radiophonique (par exemple les canaux gauche et droite d'un signal stéréophonique) soit transmis comme un seul signal composite numérique.

---

\* Cette Recommandation doit être portée à l'attention de la Commission d'études 10 du CCIR et des Commissions d'études XV et XVIII du CCITT.

## RECOMMANDATION 724\*

TRANSMISSION DE SIGNAUX AUDIO AVEC LA  
QUALITÉ STUDIO NUMÉRIQUE SUR DES CANAUX H1\*\*(Question 18/CMTT, Programmes d'études 18A/CMTT, 18B/CMTT, 18D/CMTT,  
18E/CMTT, 18F/CMTT et 18J/CMTT)

(1990)

Le CCIR,

## CONSIDÉRANT

- a) que le codage à la source de signaux audionumériques dans les studios de radiodiffusion est décrit dans la Recommandation 646;
- b) que l'interface audionumérique à deux voies est spécifiée dans la Recommandation 647;
- c) qu'un format pour la transmission de signaux audio de qualité studio numérique devrait être fondé sur ces Recommandations;
- d) que la qualité du son et les informations auxiliaires acheminées par l'interface de la Recommandation 647 devraient être conservées autant que possible;
- e) que les débits binaires hiérarchiques pour les réseaux numériques sont donnés dans la Recommandation G.702 du CCITT;
- f) qu'une hiérarchie numérique pour l'interfonctionnement entre réseaux utilisant des hiérarchies de transmission différentes est indiquée dans la Recommandation G.802 du CCITT;
- g) que les niveaux d'accès pour les canaux H1 dans le RNIS sont donnés dans la Recommandation I.412 du CCITT;
- h) qu'un interfonctionnement simple entre hiérarchies différentes est nécessaire;
- j) qu'il faut tenir compte de dégradations dans le réseau telles que les erreurs sur un seul bit, les salves d'erreurs et les glissements contrôlés;
- k) que, pour certaines applications, l'introduction de retards excessifs peut entraîner des problèmes d'exploitation,

## RECOMMANDE

d'utiliser le format de codage et de multiplexage donné en Annexe I pour la transmission des signaux audio de qualité studio numérique.

## ANNEXE I

## FORMAT DE CODAGE ET DE MULTIPLEXAGE

## 1. Introduction

Le format de transmission est fondé sur l'interface audionumérique à deux voies décrite dans la Recommandation 647, qu'il convient de consulter en même temps que le présent texte.

Les 32 bits de chaque sous-trame de l'interface de la Recommandation 647 sont traités de la manière suivante dans le format de contribution:

- Préambule (bits 0-3): non transmis
- Bits 4-7: non transmis
- Mot d'échantillon audio (bits 8-27): avec compression-extension
- Drapeau de validité (bit 28): non transmis
- Données d'utilisateur (bit 29): transmises de façon transparente au niveau H12 seulement
- Etat de voie (bit 30): avec compression de données
- Bit de parité (bit 31): non transmis. Remplacé par un bit de parité pour le mot d'échantillon audio.

\* Cette Recommandation doit être portée à l'attention de la Commission d'études 10 du CCIR et des Commissions d'études XV et XVIII du CCITT.

\*\* Les Etats-Unis d'Amérique suspendent leur approbation de cette Recommandation.

## 2. Compatibilité entre systèmes fondés sur les niveaux H11 et H12

Le niveau H12 fournit au total 20 bits par échantillon et le niveau H1, 16 bits par échantillon. Pour simplifier l'interfonctionnement entre les niveaux H11 et H12, la compression-extension du signal audio se fait de telle manière que les échantillons sont comprimés pour transmission au niveau H11. Au niveau H12, des bits supplémentaires peuvent être acheminés pour améliorer la résolution du codage audio et fournir une voie de données d'utilisateur.

Les données essentielles occupent toute la capacité disponible du niveau H11, et les 24 premiers octets disponibles de chaque trame du niveau H12.

## 3. Loi de codage

On utilise une compression-extension quasi instantanée de 20 à 15 bits/échantillon. On utilise un bloc de compression-extension d'une durée de 1 ms avec 8 échelles de codage.

La Fig. 1a donne la table de codage et la Fig. 1b les bits transmis. Les bits non utilisés sont mis à 1 (un).

Le bloc de compression-extension d'une durée de 1 ms introduit intrinsèquement un retard de 2 ms par codec. Dans la pratique, le retard total est légèrement plus long.

## 4. Détection d'erreur sur les échantillons

Un bit de parité est appliqué aux 7 bits de plus fort poids de chaque échantillon audio transmis, de telle sorte que la parité du groupe soit impaire.

## 5. Entrelacement des échantillons

Le bloc de compression-extension comprend 96 échantillons audio (48 pour chaque signal audio). Les échantillons audio à l'intérieur du bloc de compression-extension sont organisés en 8 trames successives conformes à la Recommandation G.704 du CCITT. Chaque trame contient 6 échantillons de chaque signal audio, avec les bits de parité associés. Les échantillons audio adjacents dans le bloc de compression-extension sont séparés par 4 trames conformes à la Recommandation G.704. La Fig. 2 en donne une représentation schématique. Les 4 premières trames acheminent tous les échantillons de rang impair des deux signaux audio; les 4 trames suivantes acheminent tous les échantillons de rang pair.

Dans le cas d'une salve d'erreurs perturbant des bits consécutifs pendant une durée allant jusqu'à 4 trames, les échantillons erronés doivent être masqués par interpolation entre les échantillons adjacents (de la partie du bloc non affectée par la salve d'erreurs).

## 6. Signalisation dans la parité [Chambers, 1985]

Il y a 96 bits de parité par bloc de compression-extension d'une durée de 1 ms. Certains bits de données supplémentaires sont acheminés grâce à la modification des bits de parité qui se fait comme suit:

### 6.1 Transmission du facteur d'échelle

Chacun des 3 bits de chaque mot de facteur d'échelle est acheminé dans la parité de 8 échantillons audio définie au § 6.4 selon la règle suivante: 1 bit de facteur d'échelle égal «0» fait que la parité des 8 échantillons reste inchangée; 1 bit de facteur d'échelle égal «1» modifie la parité. Dans le décodeur, un processus de décision majoritaire est utilisé pour déterminer les bits de facteur d'échelle et restituer les bits de parité originaux. Les échantillons subissent alors un contrôle d'erreur de manière normale.

### 6.2 Etat de voie

L'état de voie avec compression (voir le § 9) est acheminé exactement de la même manière que les bits de facteur d'échelle.

### 6.3 Signaux de synchronisation

Les signaux de verrouillage de la multitrame «MFA» (voir le § 7) et les signaux de détection des glissements de trame «FSD» (voir le § 8) sont acheminés par une modification de la parité d'échantillons uniques. Ces signaux ne bénéficient pas du décodage par décision majoritaire mais sont intrinsèquement prévisibles et peuvent être décodés de manière fiable.

### 6.4 Signalisation à l'intérieur du bloc de compression-extension

Le bloc de compression-extension, après entrelacement des échantillons, est représenté dans la Fig. 3 par le rectangle qui se trouve au bas du diagramme. Chaque rangée de ce rectangle représente une trame de la Recommandation G.704 et est subdivisée en 12 carrés représentant les 12 échantillons. Le diagramme montre également la modification des bits de parité associés aux 12 échantillons de chaque trame par la signalisation dans la parité susmentionnée.



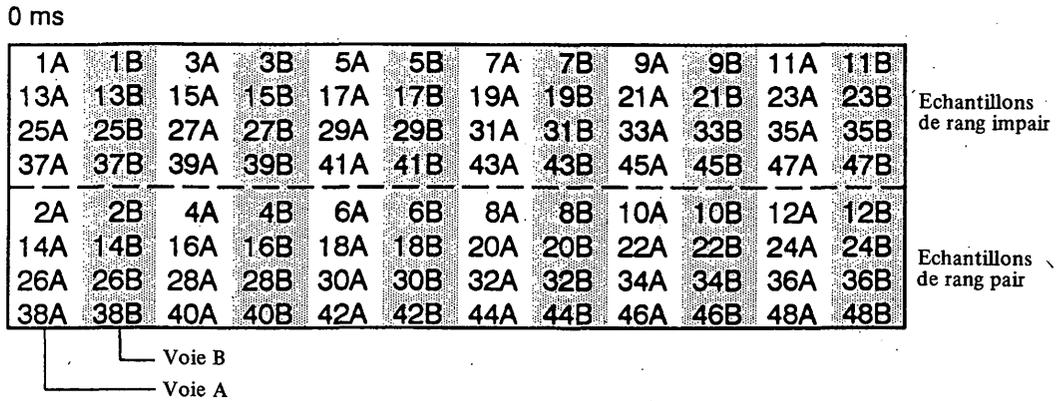


FIGURE 2 - Entrelacement des échantillons à l'intérieur du bloc de compression-extension

1 ms = 1 bloc de compression-extension

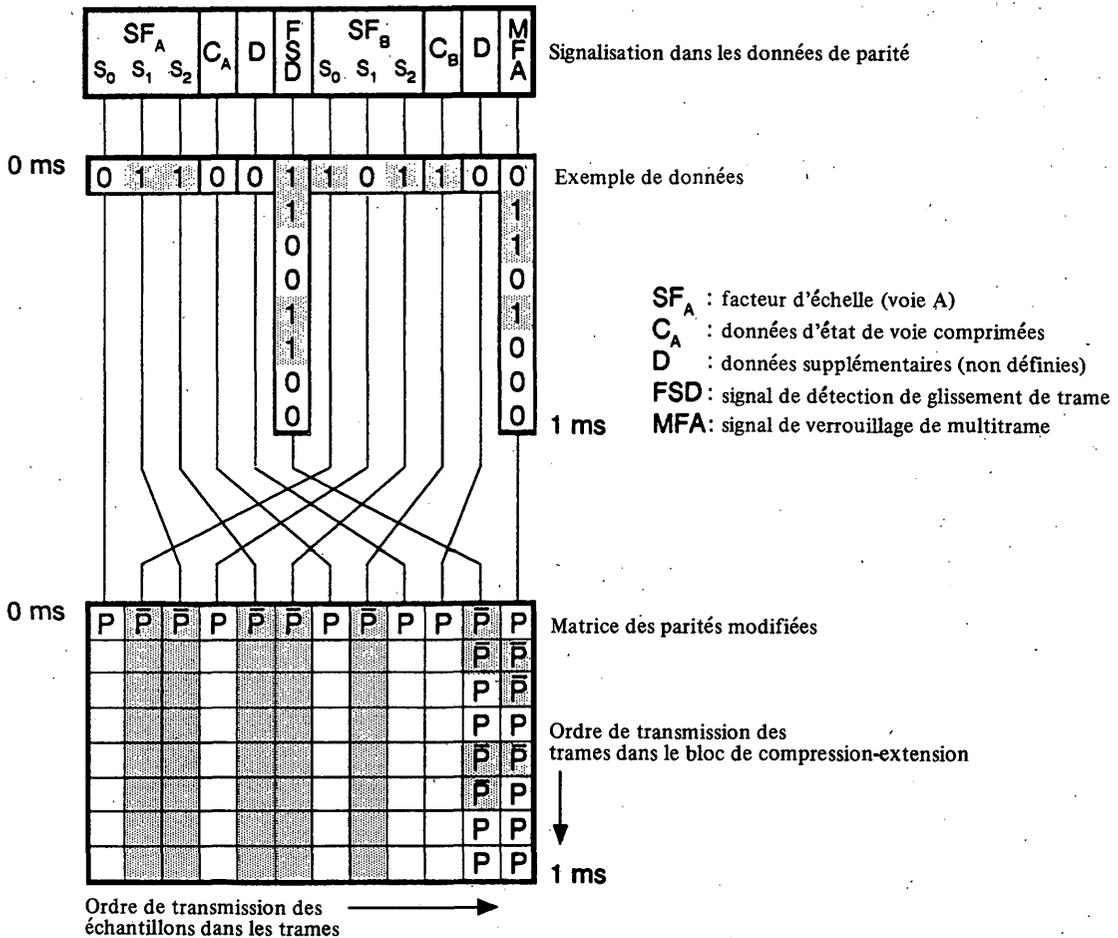


FIGURE 3 - Signalisation dans les données de parité et matrice de parité

7. Synchronisation et verrouillage de trame

La fréquence d'échantillonnage du signal audio doit être synchrone avec l'horloge du système de transmission.

Le verrouillage de trame du bloc de compression-extension et de la multiframe (voir le § 9) s'effectue au moyen d'un code de chaîne à 1536 bits (verrouillage de multiframe). La Fig. 4a représente le générateur et la Fig. 4b le circuit de synchronisation correspondant [Chambers, 1985].

Le mot de départ du générateur de verrouillage de multiframe est 10000110100; il correspond à la première trame de la multiframe. Le générateur produit une impulsion de synchronisation après 1536 bits (192 ms) et redémarre automatiquement avec le mot de départ.

Le départ de la multiframe peut être verrouillé sur le préambule Z de l'interface comme cela est indiqué à la Fig. 6.

La synchronisation du bloc de compression-extension de 1 ms s'effectue par décodage du contenu du registre.

Le signal de verrouillage de multiframe est signalé en parité (voir le § 6).

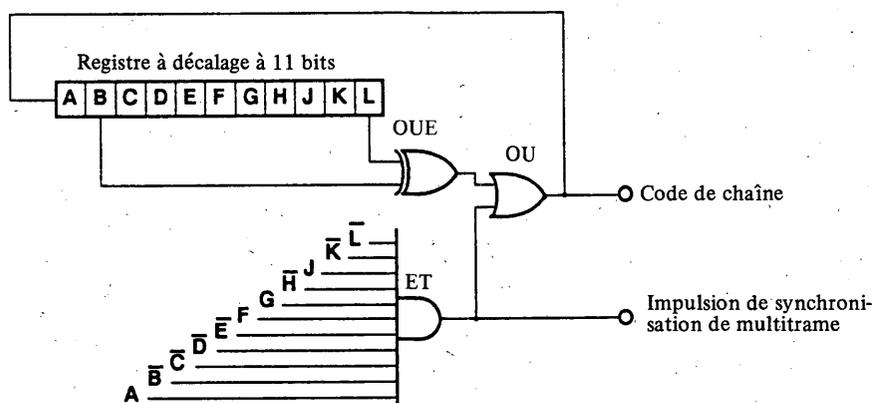


FIGURE 4a - Générateur de code de chaîne

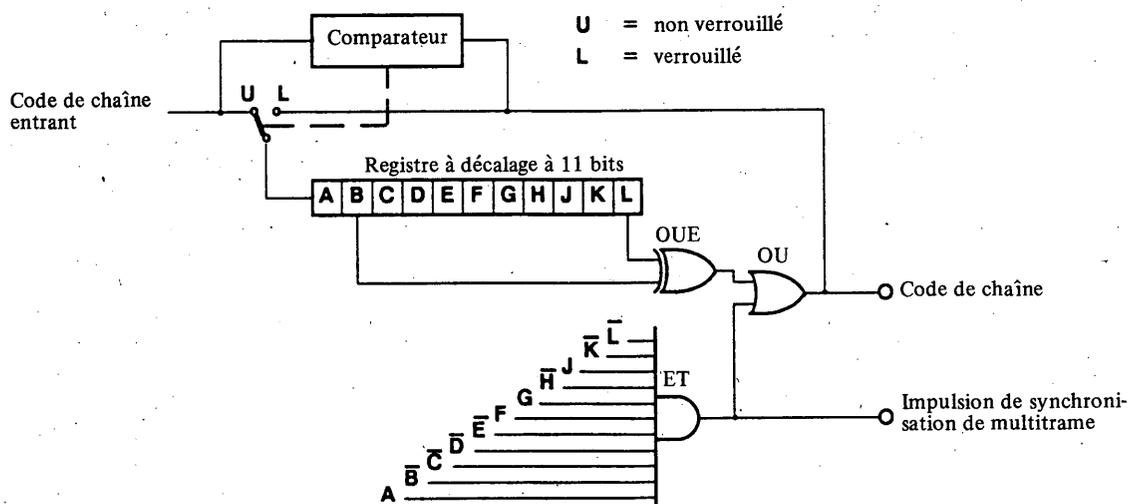


FIGURE 4b - Circuit de synchronisation de code de chaîne

8. Détection et gestion des glissements de trame

Un glissement commandé correspond à la suppression ou à la répétition d'une trame de la Recommandation G.704.

Une séquence fixe de bits, FSD, (...110011001100...) est transmise dans la parité pour aider les décodeurs à détecter les glissements commandés au cours de la transmission. La FSD est transmise comme indiqué à la Fig. 3 (elle est synchronisée sur le bloc de compression-extension).

Avec un bloc de compression-extension de 1 ms et des méthodes traditionnelles de verrouillage de trame, il faudrait normalement plusieurs de ces trames (7 à 8 ms) pour détecter un glissement et reverrouiller la trame de compression-extension.

Grâce à la FSD, il suffit de quelques trames de la Recommandation G.704 pour détecter un glissement puisque la phase de la séquence se décale de + ou -90° selon qu'une trame a été supprimée ou répétée. Un calcul modulo 2 sur les séquences FSD attendues et reçues permet de localiser le glissement à l'intérieur d'une «paire» de trames (1 et 2, 3 et 4, 5 et 6, ou 7 et 8).

Une stratégie d'interpolation après détection d'un glissement est proposée aux Fig. 5a et 5b, dans laquelle le décodeur produit un bloc décodé de la même longueur que le bloc reçu. Seule la voie A est représentée; la voie B est traitée de manière identique (la Fig. 2 montre la séquence des échantillons transmis).

*Glissement positif – une trame est répétée*

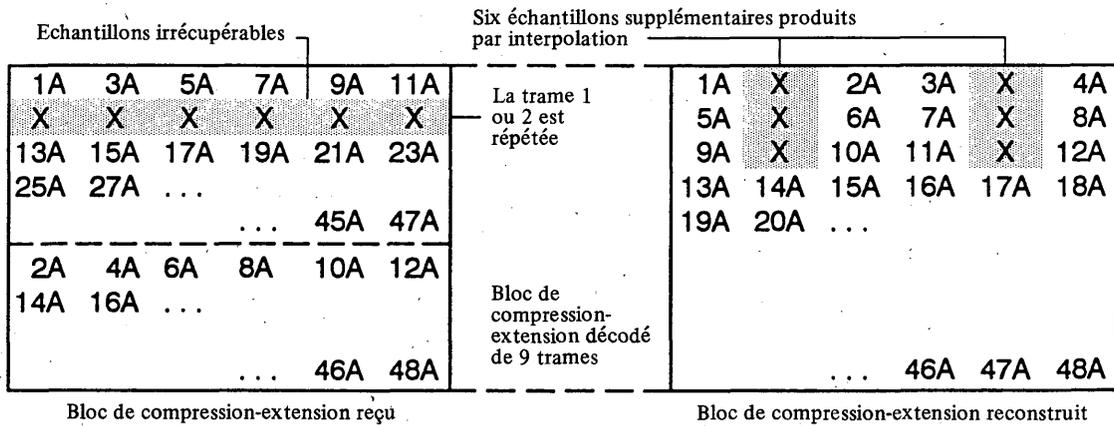


FIGURE 5a – Stratégie d'interpolation après détection d'un glissement positif

Le décodage du facteur d'échelle peut encore être assuré correctement grâce à des dispositions de décodeur adéquates.

Enfin, comme tous les échantillons audio sont stockés dans le décodeur pendant 1 ms (durée du bloc de compression-extension), il est possible de modifier la position du pointeur de limite de trame de compression-extension de façon à associer le bon facteur d'échelle au nombre correct d'échantillons.

*Glissement négatif – une trame est supprimée*

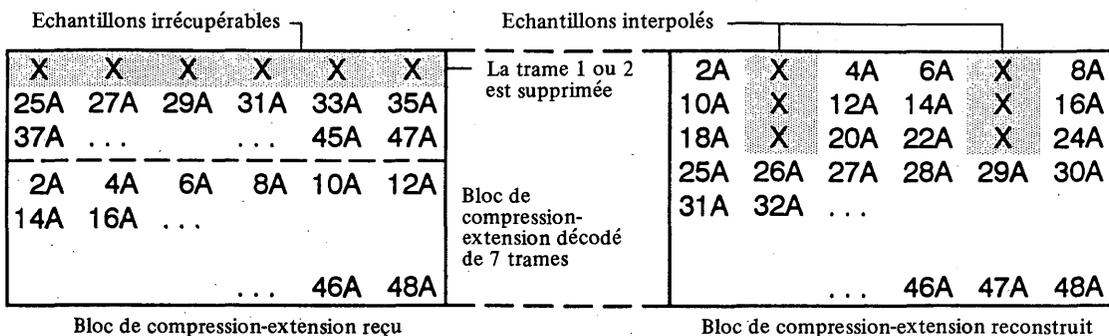


FIGURE 5b – Stratégie d'interpolation après détection d'un glissement négatif

On notera qu'il est impossible de dire quelle trame a été supprimée. Par conséquent, sur les 12 échantillons transmis, 6 ne sont pas reçus et les six autres ne peuvent pas être identifiés. Dans le bloc de compression-extension reconstruit, 6 échantillons sont simplement omis (pour ajuster la longueur du bloc reconstruit) et 6 sont remplacés par interpolation.

## 9. Etat de voie

Les données d'état de voie de l'interface audionumérique comprennent 192 bits (24 octets), qui se répètent toutes les 4 ms (un bloc de l'interface).

L'état de voie est transmis dans la parité conformément à la description qui est donnée aux § 6.2 et 6.4. Pour chaque voie audio, cette méthode de signalisation fournit 1 bit par bloc de compression-extension de 1 ms, ce qui permet au système de transmettre un bloc d'état de voie toutes les 192 ms. Cela est illustré à la Fig. 6.

Comme on ne transmet qu'un bloc de données sur 48, les deux compteurs (code adresse local et code horaire) doivent être incrémentés dans le décodeur de façon appropriée.

Le début de la multitrame est indiqué par le signal de verrouillage de multitrame défini au § 7. Les codes horaires transmis dans l'état de voie correspondent au premier échantillon de la multitrame.

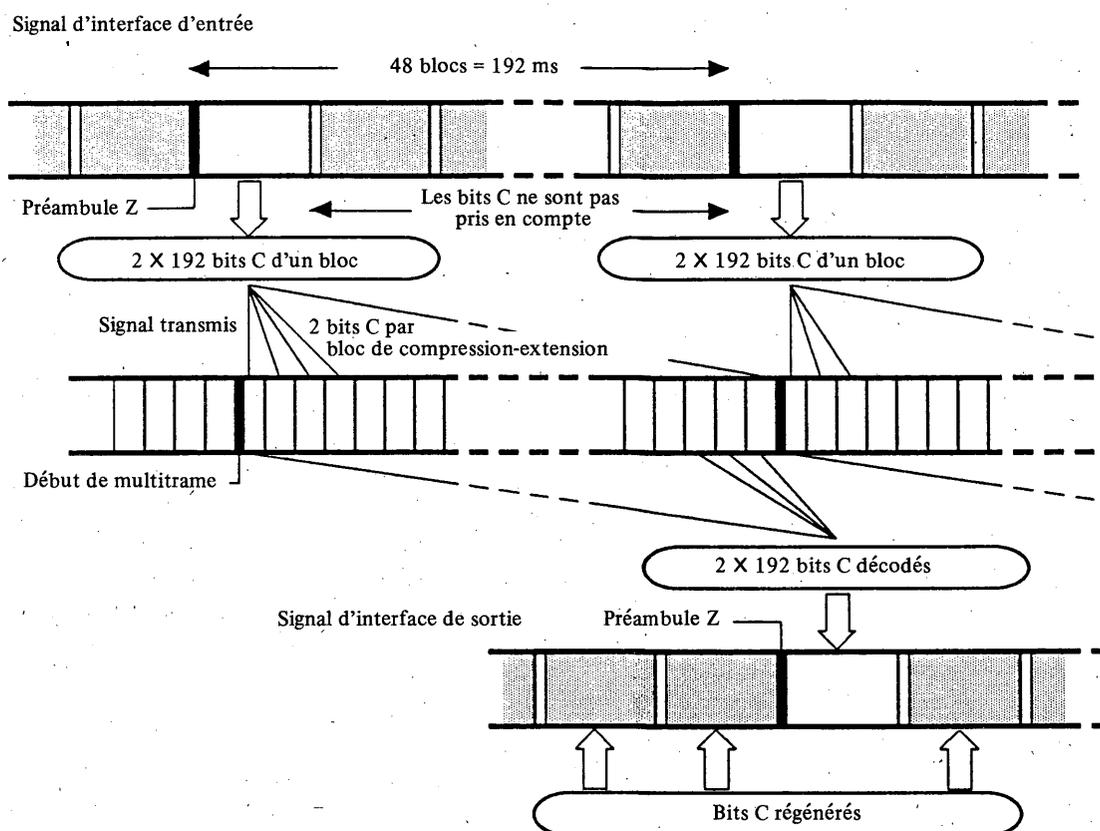


FIGURE 6 — Transmission des données d'état de voie

## 10. Données d'utilisateur

Le bit de données d'utilisateur dans chaque sous-trame de l'interface est transmis de façon transparente au niveau H12 uniquement.

## 11. Structure de trame et entrelacement des bits

La trame spécifiée dans la Recommandation G.704 au niveau H11 contient 192 bits utilisables; celle spécifiée au niveau H12 contient 240 bits utilisables. Douze échantillons audio de 15 bits, accompagnés chacun de son bit de parité, peuvent être acheminés dans l'un et l'autre type de trame. En outre, la trame H12 peut acheminer un nombre suffisant de bits audio supplémentaires pour porter la longueur des échantillons audio comprimés à 18 bits, et transmettre 1 bit de données d'utilisateur par échantillon.

L'organisation des 24 octets de données, qui sont communs au niveau H11 et au niveau H12, est identique dans les deux types de trame, cela afin de faciliter le remultiplexage à l'interface entre les niveaux H11 et H12. Les données communes occupent la totalité de la capacité disponible de la trame H11, et les 24 premiers octets disponibles de la trame H12, comme le montre la Fig. 7. Les 6 octets restant dans la trame H12 acheminent les bits utilisateurs et les bits audio supplémentaires.

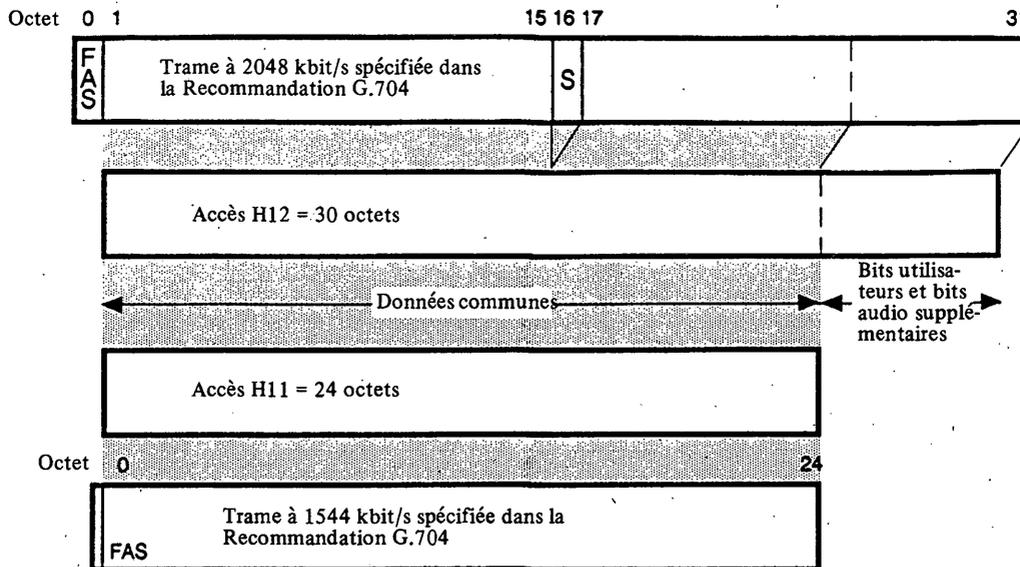


FIGURE 7 - Organisation des trames H11 et H12

FAS: signal de synchronisation de trame  
S: signalisation

11.1 Organisation des 24 octets communs aux voies H11 et H12

Le nombre de bits disponibles pour l'entrelacement est de 192. Le bloc d'échantillons entrelacés peut être décrit par une matrice 8 x 24 (voir la Fig. 8). Les numéros désignent les échantillons d'une trame quelconque d'un bloc de compression-extension, dans l'ordre de transmission défini par l'entrelacement indiqué au § 5 (voir la Fig. 2).

| Rangée/colonne |    | 1  | 2  | 3  | 4  | 5  | 6  | 7  | 8  | 9  | 10 | 11 | 12 | 13 | 14 | 15  | 16 | 17 | 18 | 19 | 20 | 21  | 22 | 23  | 24 |
|----------------|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|----|-----|----|----|----|----|----|-----|----|-----|----|
| 1              | 1  | 1  | 2  | 1  | 7  | 1  | 8  | 1  | 3  | 1  | 4  | 1  | 9  | 1  | 10 | 2   | 5  | 2  | 6  | 2  | 11 | 2   | 12 |     |    |
| 2              | 2  | 1  | 2  | 2  | 7  | 2  | 8  | 7  | 3  | 7  | 4  | 7  | 9  | 7  | 10 | 7   | 5  | 7  | 6  | 7  | 11 | 7   | 12 |     |    |
| 3              | 8  | 1  | 8  | 2  | 8  | 7  | 8  | 8  | 8  | 3  | 8  | 4  | 8  | 9  | 8  | 10  | 3  | 5  | 3  | 6  | 3  | 11  | 3  | 12  |    |
| 4              | 3  | 1  | 3  | 2  | 3  | 7  | 3  | 8  | 4  | 3  | 4  | 4  | 4  | 9  | 4  | 10  | 4  | 5  | 4  | 6  | 4  | 11  | 4  | 12  |    |
| 5              | 9  | 1  | 9  | 2  | 9  | 7  | 9  | 8  | 9  | 3  | 9  | 4  | 9  | 9  | 9  | 10  | 10 | 5  | 10 | 6  | 10 | 11  | 10 | 12  |    |
| 6              | 10 | 1  | 10 | 2  | 10 | 7  | 10 | 8  | 5  | 3  | 5  | 4  | 5  | 9  | 5  | 10  | 5  | 5  | 5  | 6  | 5  | 11  | 5  | 12  |    |
| 7              | 6  | 1  | 6  | 2  | 6  | 7  | 6  | 8  | 6  | 3  | 6  | 4  | 6  | 9  | 6  | 10  | 11 | 5  | 11 | 6  | 11 | 11  | 11 | 12  |    |
| 8              | 11 | P1 | 11 | P2 | 11 | P7 | 11 | P8 | 12 | P3 | 12 | P4 | 12 | P9 | 12 | P10 | 12 | P5 | 12 | P6 | 12 | P11 | 12 | P12 |    |



Convention de numérotation

- 1 correspond aux bits des échantillons 1A, 13A, 25A, ... ou 38A
  - 2 correspond aux bits des échantillons 1B, 13B, 25B, ... ou 38B
  - 3 correspond aux bits des échantillons 3A, 15A, 27A, ... ou 40A
  - etc.
- } Voir la Fig. 2

FIGURE 8 - Matrice d'entrelacement des bits

Chaque colonne portant un numéro pair contient les 7 bits protégés ( $b_0$ - $b_6$ ) et le bit de parité d'un échantillon. Ces bits sont rangés dans la matrice colonne par colonne. La progression des échantillons est la suivante: 1-2-7-8-3-4-9-10-5-6-11-12, afin de rendre maximale la distance entre deux échantillons adjacents d'une voie tout en maintenant ensemble les échantillons simultanés (en mode stéréophonique). La séquence de transmission commence toujours par le bit de plus faible poids, et le bit de plus fort poids précédant toujours le bit de parité.

Les 8 bits de plus faible poids du mot de 15 bits ( $b_7$ - $b_{14}$ ) sont placés dans les colonnes impaires de la matrice, mais dans ce cas rangée par rangée. Ces bits seront placés à proximité les uns des autres après l'entrelacement, de manière à réduire au minimum le nombre d'échantillons dégradés lorsqu'il se produit de longues salves d'erreurs par paquets. L'ordre de transmission est le suivant:  $b_7$ - $b_9$ - $b_{11}$ - $b_{13}$ - $b_8$ - $b_{10}$ - $b_{12}$ - $b_{14}$ . Les bits des colonnes 1, 5, 9, 13, 17 et 21 sont inversés avant transmission.

Les 24 premiers octets disponibles de la trame spécifiée dans la Recommandation G.704 sont remplis en utilisant les données représentées dans la Fig. 8, en lisant la matrice rangée par rangée. La distance entre bits protégés ou bit de parité d'un même échantillon est de 24 bits.

Les octets 0 et 16 de la trame à 2048 kbit/s spécifiée dans la Recommandation G.704 ne sont pas entrelacés.

*Note* — En cas d'établissement de communications sur des circuits à 1544 kbit/s qui ne sont pas indépendants à l'égard de la séquence des bits, on peut garantir la densité minimale d'impulsions requise en forçant à «1» les bits des colonnes 7, 15 ou 23, si nécessaire. Cette opération équivaut à l'«opération z» décrite au § 2.1 de la Recommandation G.802 du CCITT et doit être exécutée à l'interface avec ces circuits.

11.2 Organisation des 6 derniers octets de la voie H12

Les 3 derniers bits de plus faible poids et le bit utilisateur de chaque échantillon sont transmis dans les 6 octets restant dans la trame H12, en lisant rangée par rangée la matrice représentée à la Fig. 9. Comme précédemment, les numéros désignent les échantillons, et la séquence de transmission commence par le bit de plus faible poids.

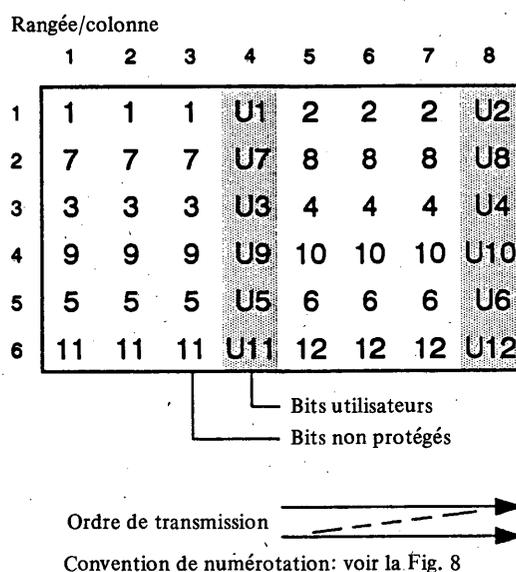


FIGURE 9 — Entrelacement des bits audio supplémentaires et du bit utilisateur au niveau H12

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

CHAMBERS, J. P. [1985] Signalling in parity: a brief history. British Broadcasting Corporation, BBC RD 1985/15.

## RECOMMANDATION 718\*

**TRANSMISSION NUMÉRIQUE DES SIGNAUX RADIOPHONIQUES  
DE HAUTE QUALITÉ SUR LES CIRCUITS DE DISTRIBUTION  
AVEC 480 kbit/s (496 kbit/s) PAR VOIE AUDIO**

(Question 18/CMTT, Programmes d'études 18A/CMTT, 18B/CMTT, 18C/CMTT,  
18D/CMTT, 18E/CMTT et 18J/CMTT)

(1990)

Le CCIR,

## CONSIDÉRANT

- a) que la distribution des signaux radiophoniques de haute qualité du studio aux émetteurs et aux utilisateurs n'exige pas de traitement de ces signaux en aval;
- b) qu'en général, il faut acheminer plus d'un signal radiophonique de haute qualité dans les circuits de distribution, comme c'est le cas pour la radiodiffusion directe par satellite;
- c) qu'une fréquence d'échantillonnage de 32 kHz est recommandée pour la transmission numérique des signaux radiophoniques de haute qualité (Recommandation 606);
- d) que certaines applications de radiodiffusion numérique peuvent exiger des systèmes une qualité de fonctionnement supérieure à celle des équipements fonctionnant conformément à la Recommandation 660 du CCIR;
- e) que les signaux radiophoniques de haute qualité doivent être interfacés avec le RNIS au niveau H1, ainsi qu'il est prescrit dans la Recommandation I.412 du CCITT,

## RECOMMANDE A L'UNANIMITÉ

1. que, pour les applications de distribution où l'on utilise une fréquence d'échantillonnage de 32 kHz et où une dynamique correspondant à plus de 14 bits est nécessaire, la méthode de codage décrite dans le § 1 de l'Annexe I ci-après soit utilisée sur les liaisons ayant un TEB inférieur à  $10^{-5}$ ;
2. que, pour la transmission au niveau H12, deux programmes stéréophoniques ou quatre programmes monophoniques soient multiplexés selon le format décrit dans le § 2 de l'Annexe I;
3. que, pour les cas où il est nécessaire d'avoir une capacité plus grande pour les données auxiliaires et où l'on dispose de liaisons spécialisées à 2048 kbit/s, il convient d'utiliser la technique de codage et le format de multiplexage décrits à l'Annexe II.

*Note* — L'échange international de signaux radiophoniques numériques sur des réseaux présentant d'autres débits hiérarchiques (1544 kbit/s en Amérique du Nord) doit se faire conformément à la Recommandation 660.

\* Cette Recommandation concerne les Commissions d'études XV et XVIII du CCITT.

## ANNEXE I

TRANSMISSION NUMÉRIQUE DE SIGNAUX RADIOPHONIQUES  
DE HAUTE QUALITÉ SUR LES CIRCUITS DE DISTRIBUTION  
AVEC 480 kbit/s PAR VOIE AUDIO

**1. Caractéristiques de codage****1.1 Fréquence d'échantillonnage**

La fréquence d'échantillonnage doit être de 32 kHz et la tolérance sur cette fréquence doit être de  $\pm 5 \times 10^{-5}$ , comme indiqué dans les Recommandations G.732 et G.733 du CCITT pour l'équipement de multiplexage MIC primaire. Cette fréquence d'échantillonnage est conforme à celle spécifiée dans la Recommandation 606 du CCIR.

**1.2 Méthode de codage**

La méthode de codage fait appel à une compression-extension de 16 à 14 bits par bloc de 2 ms (c'est-à-dire 64 échantillons consécutifs par bloc) et un facteur d'échelle à 3 bits (transmis par la signalisation en parité).

Les échantillons à 16 bits du signal son sont représentés en format complément à 2. Le premier bit de chaque mot est le bit de plus fort poids (bit de signe, 0 ~ +) et le dernier, le bit de plus faible poids. En utilisant un système de virgule flottante, on convertit les échantillons de 16 bits en mots de code de 14 bits pour la transmission.

Un facteur d'échelle à 3 bits s'appliquant à un bloc de 64 échantillons indique combien de bits (0...7) après le bit de signe ( $\gamma_1$ ) ont la même valeur que le bit de signe dans tous les mots échantillonnés (voir la Fig. 1a)). Il n'est pas nécessaire de transmettre la redondance correspondant au facteur d'échelle. Les échantillons et leurs informations pertinentes doivent au contraire être décalés vers les bits de signe (système à virgule flottante). Cela permet de transmettre les 15<sup>e</sup> et 16<sup>e</sup> bits des mots du code à la source dans le cas d'amplitudes faibles du signal. Les bits marqués Z1 à Z5 n'ont pas encore été assignés (voir la Fig. 1b)).

A l'extrémité réception, on utilise le facteur d'échelle pour reconverter les bits des échantillons dans leur valeur initiale. Cela permet d'obtenir des échantillons à 16 bits et de limiter les effets des erreurs non détectées à la plage d'amplitude indiquée par le facteur d'échelle.

**1.3 Protection contre les erreurs dans l'échantillon**

Après avoir appliqué une technique de virgule flottante pour réduire de 16 à 14 le nombre de bits par échantillon, un bit de parité est calculé sur les 7 bits de plus fort poids de chaque échantillon, tel que le nombre de «1», dans le groupe des 7 bits protégés et le bit de parité, soit impair. On garantit ainsi la meilleure protection contre les clics dus aux erreurs binaires pourvu qu'on réalise à la réception un marquage en calculant la valeur moyenne arithmétique des échantillons contigus à celui erroné. Si la dissimulation est faite après la conversion de 14 à 16 bits, les erreurs sur les bits de plus faible poids pourront aussi être dissimulées de manière optimale.

**1.4 Données auxiliaires**

Une capacité de 4 kbit/s par voie permet la transmission de données auxiliaires par signalisation dans la parité.

**1.5 Signalisation dans la parité [Chambers, 1985]**

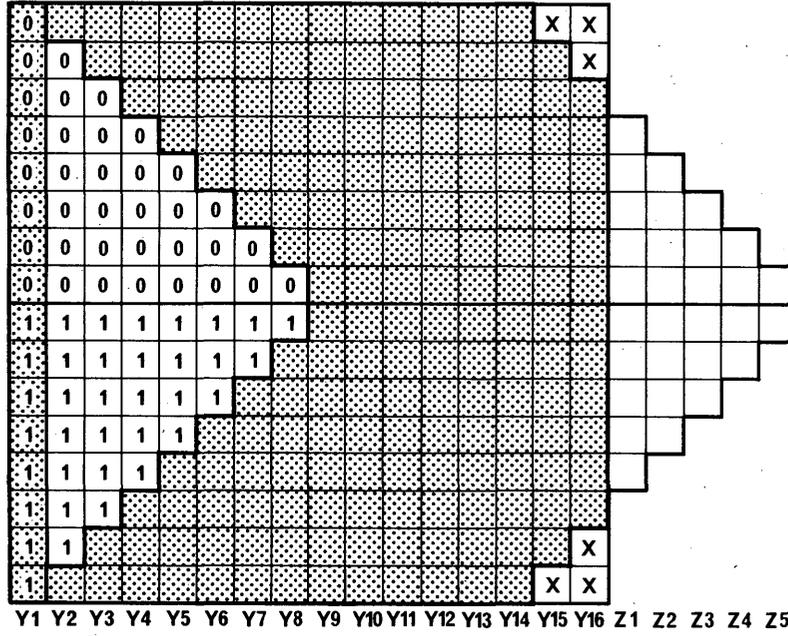
La signalisation dans la parité se fait par l'émission des bits de parité d'un nombre impair d'échantillons successifs, après inversion ou sans inversion selon le bit signalé. L'inversion doit se faire si le bit à transmettre est un «1». La technique de signalisation utilisée pour le mot de facteur d'échelle, son bit de parité et les données auxiliaires, fait appel à une logique à décision majoritaire à la réception: dans chacune des voies, elle traite douze groupes de cinq échantillons consécutifs (trois pour le mot de facteur d'échelle, un pour son bit de parité et huit pour les données auxiliaires), afin de reconnaître simultanément la parité ou l'imparité de l'échantillon et les données signalées dans la parité (voir la Fig. 2). On procède de façon analogue pour reconnaître la synchronisation des trames de 2 ms au moyen d'un groupe de quatre échantillons consécutifs.

**1.6 Débit binaire total**

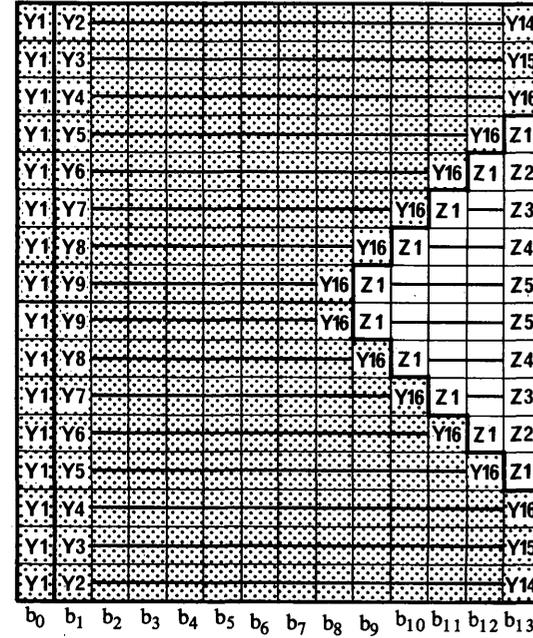
Avec les paramètres ci-dessus, le débit binaire total nécessaire pour une voie monophonique est de 480 kbit/s [32 kHz  $\times$  (14 + 1) bits].

Facteur d'échelle

0 0 0  
 0 0 1  
 0 1 0  
 0 1 1  
 1 0 0  
 1 0 1  
 1 1 0  
 1 1 1  
 1 1 1  
 1 1 0  
 1 0 1  
 1 0 0  
 0 1 1  
 0 1 0  
 0 0 1  
 0 0 0  
 S<sub>2</sub> S<sub>1</sub> S<sub>0</sub>



a) Schéma de codage



b) Format de transmission

FIGURE 1 — Codage en virgule flottante de 16 à 14 bits

-  Plage appropriée des mots code de signaux audio codés sur 16 bits
-  Bits non transmissibles des mots de signaux audio codés sur 16 bits

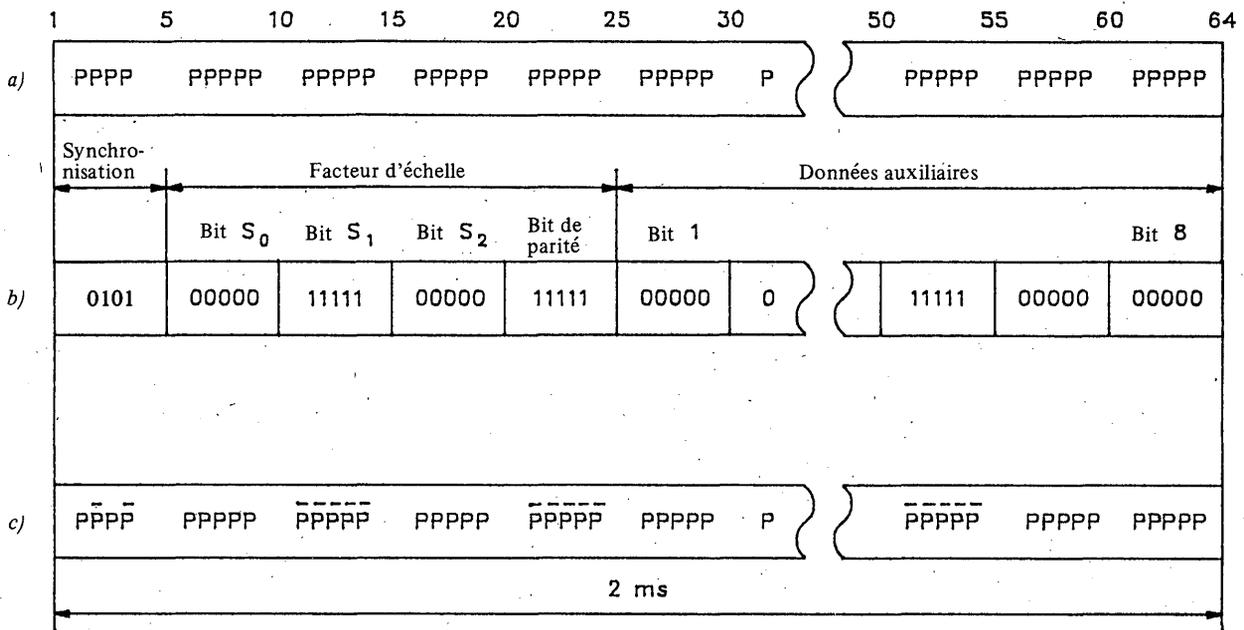


FIGURE 2 – Signalisation dans la parité pour une voie audio

- a) Bits de parité (P désigne le bit de parité correspondant à chaque échantillon sonore).
- b) Mot de synchronisation, facteur d'échelle, bit de parité pour le facteur d'échelle et bits de données auxiliaires. Le bit de parité pour le facteur d'échelle doit être pair comme indiqué dans l'exemple.
- c) Bits de parité modifiés.

**2. Structure de la trame de transmission**

Dans le RNIS, on dispose d'un débit utile de 1920 kbit/s pour une trame multiplex conformément à la Recommandation G.704 du CCITT.

Afin d'assurer la compatibilité entre les signaux transmis à 480 kbit/s, conformément à la présente Recommandation, avec ceux transmis à 384 kbit/s conformément à la Recommandation G.737 du CCITT, les bits de chacune des voies audio doivent être affectés selon le système proposé (voir la Fig. 3). Les bits de chaque voie audio doivent être transmis par groupe de 30 bits à l'intérieur d'une demi-trame.

En outre, les bits de chaque échantillon sont entrelacés de manière que celui de plus fort poids soit suivi par celui de plus faible poids et ainsi de suite (voir la Fig. 3). Cette organisation de bits s'est révélé donner une bonne protection contre les erreurs doubles qui dans le cas contraire ne peuvent pas être reconnues au moyen d'un seul bit de parité et ne peuvent donc pas être dissimulées.

Dans ces conditions, les voies à 480 kbit/s et celles à 384 kbit/s peuvent être combinées selon le principe suivant:

TABLEAU I

| Nombre de voies |            |            |
|-----------------|------------|------------|
|                 | 480 kbit/s | 384 kbit/s |
| I               | 4          | 0          |
| II              | 3          | 1          |
| III             | 2          | 2          |
| IV              | 1          | 3          |
| V               | 0          | 5          |

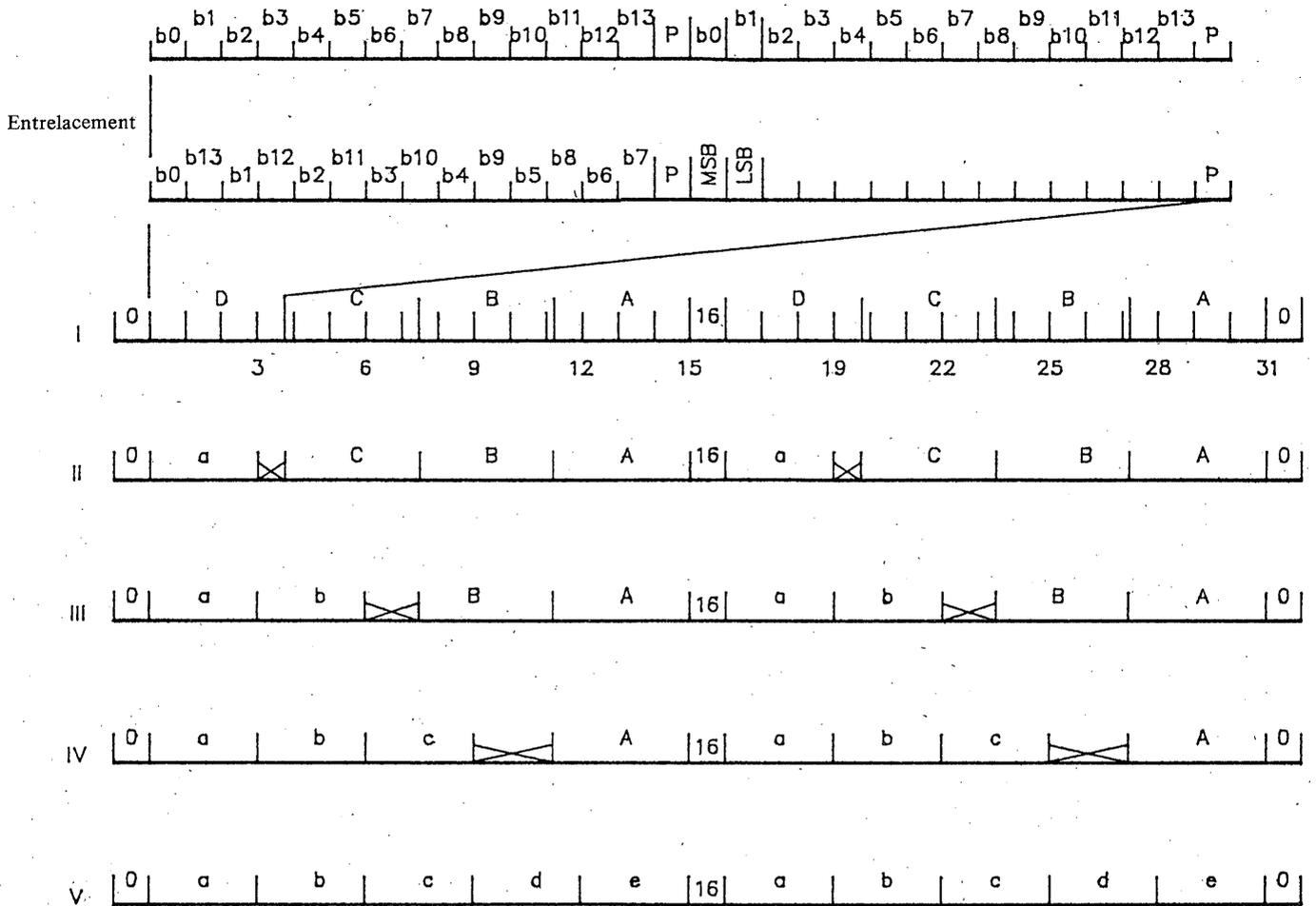


FIGURE 3

A, B, C, D: voie monophonique à 480 kbit/s  
 a, b, c, d, e: voie monophonique à 384 kbit/s  
 MSB: bit de plus fort poids  
 LSB: bit de plus faible poids  
 ☒: non utilisable pour la transmission du son

Deux voies monophoniques du même système de codage peuvent être associées pour former une voie stéréophonique. Dans certains systèmes conçus pour des débits de 384 kbit/s, seules les combinaisons (a, b) et (c, d) sont possibles pour former des voies stéréophoniques.

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES



## 2. Structure des trames de transmission

La structure de trame de transmission repose sur une interface fonctionnant à 1024 kbit/s.

Deux des canaux à 496 kbit/s sont utilisés en combinaison avec le signal de verrouillage de trame pour former un signal multiplexé de 1024 kbit/s (débit binaire de l'interface). La structure de la trame est pour ainsi dire identique à celle que spécifie la Recommandation G.704 du CCITT pour le niveau de hiérarchie primaire de 2048 kbit/s. Il convient de noter que la fréquence de répétition de trame est de 4 kHz au lieu de 8 kHz. Le format de trame est décrit à la Fig. 5.

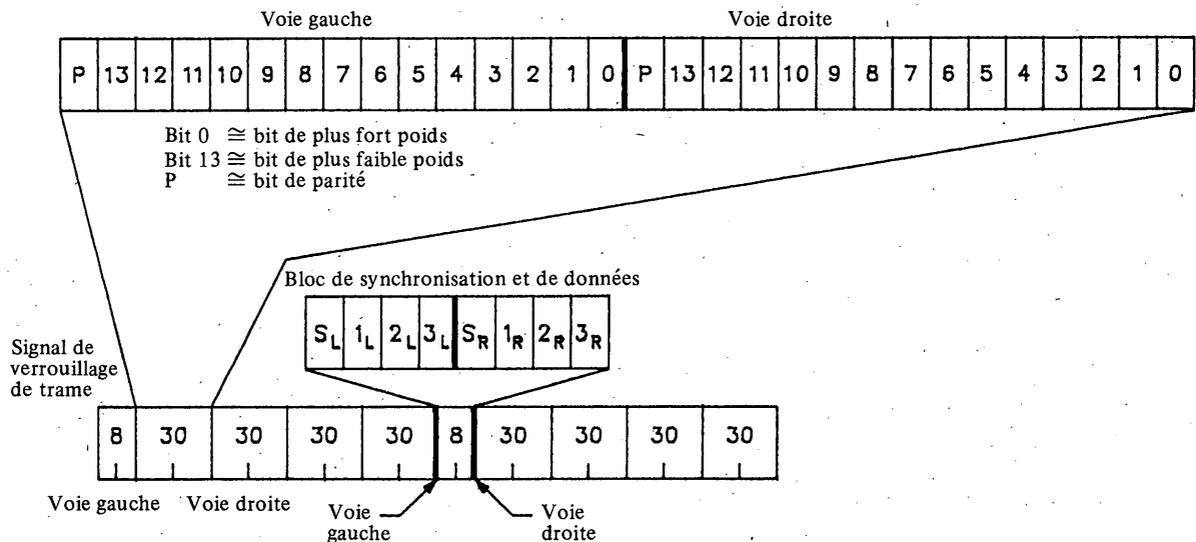


FIGURE 5 — Structure de trame du signal à 1024 kbit/s, longueur 256 bits, fréquence de répétition: 4 kHz

S<sub>L</sub>, S<sub>R</sub>: signal de synchronisation pour compression-extension en virgule flottante

1<sub>L</sub>, 2<sub>L</sub>, 3<sub>L</sub> } signaux de données auxiliaires  
 1<sub>R</sub>, 2<sub>R</sub>, 3<sub>R</sub> }

Sur chaque canal, la synchronisation du bloc de compression-extension en virgule flottante (64 échantillons acheminés sur 8 trames) est assurée par un mot de synchronisation de 8 bits:

Deux mots de synchronisation sont définis:

$$S_y = 00011011$$

$$S_1 \dots S_8$$

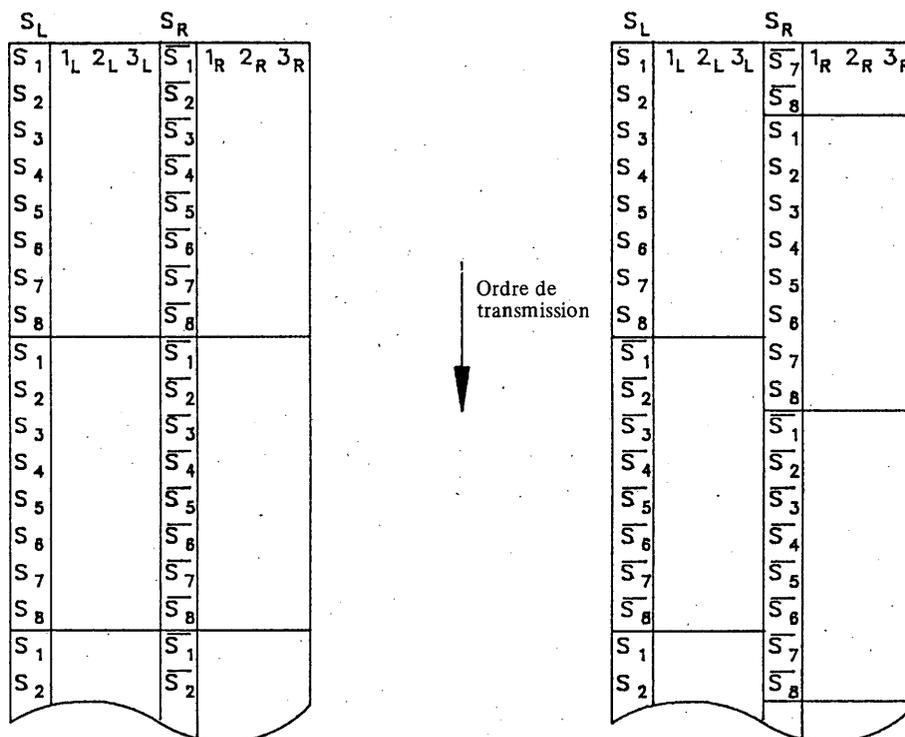
et la forme inverse

$$\overline{S}_y = 11100100$$

$$\overline{S}_1 \dots \overline{S}_8$$

Dans une paire stéréophonique, les mots de synchronisation  $S_y$  et  $\overline{S}_y$  sont affectés respectivement à la voie gauche et à la voie droite.

En monophonie, le mot de synchronisation utilisé pour chaque voie est alternativement  $S_y$  et  $\overline{S}_y$  (voir la Fig. 6).



a) Paire stéréophonique

Note — La relation entre  $S_L$  et  $S_R$  est la relation indiquée.

b) Deux canaux monophoniques

Note — En monophonie, il n'est pas nécessaire de prévoir une relation fixe entre  $S_L$  et  $S_R$ .

FIGURE 6 — Transmission des mots de synchronisation

Avec une insertion synchrone dans une structure de trame à 2048 kbit/s, il n'est pas nécessaire de transmettre le signal de verrouillage de trame (VT) contenu dans la structure de trame de la Fig. 5.

Ainsi, pour un canal, le débit binaire de transmission net est toujours de 496 kbit/s.

Lorsqu'on dispose de liaisons spécialisées à 2048 kbit/s, il est possible de combiner jusqu'à quatre canaux à 496 kbit/s en une trame multiplexée, selon la Recommandation G.704 du CCITT.

Pour assurer la compatibilité des signaux transmis à 496 kbit/s selon les modalités définies dans la présente Annexe II et des signaux acheminés à 384 kbit/s selon la spécification de la Recommandation G.737 du CCITT, il convient de répartir la capacité de transmission disponible comme indiqué à la Fig. 7 [CCIR, 1982-86a].

Dans la représentation de la Fig. 7, chaque bloc L I, R I, L II, R II comprend 60 bits correspondant à une capacité équivalant à 4 échantillons. Chaque bloc est obtenu par entrelacement de bits et d'échantillons sur deux trames G.704 consécutives.

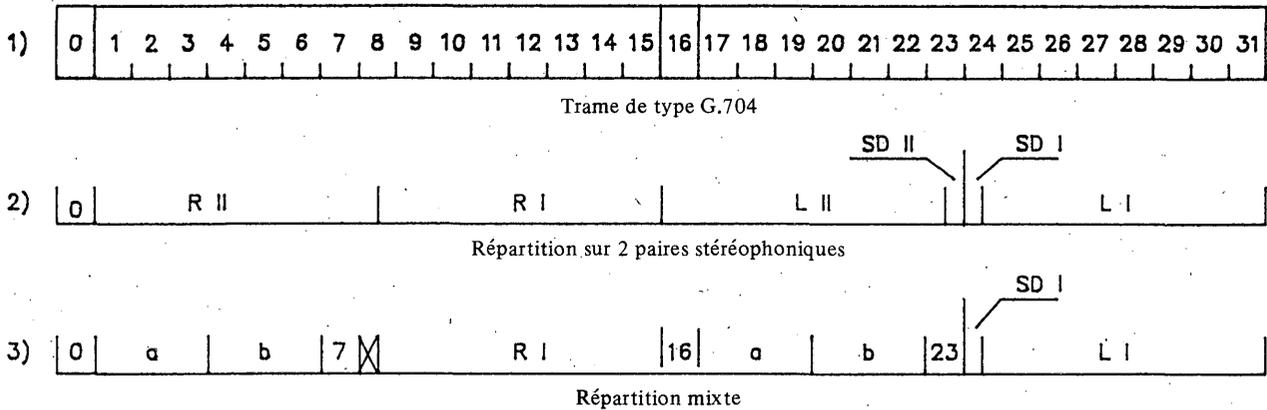


FIGURE 7 — Répartition de la capacité de transmission disponible

L I:  $7,5 \times 64 \text{ kbit/s} = 480 \text{ kbit/s}$  pour la voie gauche I  
 R I: 480 kbit/s pour la voie droite I  
 L II: 480 kbit/s pour la voie gauche II  
 R II: 480 kbit/s pour la voie droite II

SD I:  $0,5 \times 64 \text{ kbit/s} = 32 \text{ kbit/s}$ , divisés en  $2 \times 16 \text{ kbit/s}$

Dans les trames qui contiennent le mot de verrouillage de trame, la capacité en données est attribuée à la voie gauche I; dans les autres trames, elle est attribuée à la voie droite I. Dans les deux cas, 4 kbit/s sont réservés à la synchronisation du bloc de compression-extension en virgule flottante et 12 kbit/s à la transmission des données auxiliaires.

SD II: comme SD I, mais pour les voies L II et R II

a, b: canaux monophoniques, chacun à  $2 \times 3 \times 64 \text{ kbit/s} = 384 \text{ kbit/s}$

X: capacité non utilisable (32 kbit/s) dans cette combinaison

Note — A la ligne 3) ci-dessus, les intervalles de temps 7 et 23 sont disponibles pour la téléphonie; le canal de signalisation (intervalle de temps 16) n'est pas affecté à des signaux sonores.

#### RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

CHAMBERS, J. P. [1985] Signalling in parity: a brief history. British Broadcasting Corporation, BBC RD 1985/15.

Documents du CCIR

[1982-86]: a. CMTT/214 (Allemagne (République fédérale d')).

## RECOMMANDATION 719\*

TRANSMISSION DE SIGNAUX RADIOPHONIQUES ANALOGIQUES DE HAUTE QUALITÉ  
SUR DES CIRCUITS MIXTES ANALOGIQUES-NUMÉRIQUES A 320 kbit/s(Question 18/CMTT, Programmes d'études 18A/CMTT, 18C/CMTT,  
18D/CMTT, 18E/CMTT et 18J/CMTT)

(1990)

Le CCIR,

## CONSIDÉRANT

- a) que la transmission de signaux radiophoniques de haute qualité sur des circuits mixtes analogiques-numériques doit être conforme aux prescriptions de la Recommandation 505;
- b) que le nombre des conversions analogique-numérique et numérique-analogique, ainsi que le nombre des méthodes de codage, doivent être réduits à un minimum, afin de faire en sorte que, sur une liaison internationale, la qualité de transmission des signaux radiophoniques soit aussi bonne, ou meilleure, que celle obtenue sur une liaison exclusivement analogique;
- c) que le débit de 320 kbit/s est suffisant pour la transmission de signaux radiophoniques de haute qualité et qu'il permet, si nécessaire, l'interfaçage avec le canal H0 (384 kbit/s) recommandé par le CCITT;
- d) que les conversions numériques utilisant une même loi de codage ne doivent pas causer de distorsion aux signaux radiophoniques en cas de transits numériques,

## RECOMMANDE A L'UNANIMITÉ

1. que la transmission de signaux radiophoniques dans des canaux à 320 kbit/s, à terminaux analogiques à l'entrée et à la sortie de la liaison internationale, respecte les critères spécifiés dans les Parties 1 et 2 de la présente Recommandation concernant les caractéristiques analogiques et numériques;
2. que les interfaces numériques entre les administrations qui ont adopté des systèmes différents fonctionnent à 384 kbit/s (canal H0) et acheminent les signaux codés selon la méthode a), § 2.2 de la Recommandation 660. Tout transcodage nécessaire sera effectué par les administrations utilisant le système spécifié dans la présente Recommandation.

## PARTIE 1

## SPÉCIFICATIONS ANALOGIQUES

La transmission des signaux radiophoniques de haute qualité sur circuits mixtes analogiques-numériques doit satisfaire aux spécifications de qualité de fonctionnement énoncées dans la Recommandation 505.

## 1. Paramètres des codecs

Les paramètres d'un codec entre ses terminaux analogiques doivent équivaloir à un tiers de ceux du circuit fictif de référence (CFR) (Recommandation 505). Lors du calcul des paramètres normalisés d'un codec entre les terminaux analogiques, les lois d'addition données dans la Recommandation 605 peuvent être utilisées avec un nombre de sections audiofréquences  $n = 3$ .

## 2. Paramètres des codecs en cascade

Le circuit fictif de référence de la Recommandation 502 est divisé en trois sections de longueur égale qui peuvent être soit analogiques, soit numériques. Chaque section numérique ne doit comporter qu'un seul codeur et un seul décodeur. Par conséquent, le Tableau I donne le nombre de codecs en cascade que peut comporter un CFR mixte analogique-numérique.

\* Cette Recommandation doit être portée à l'attention des Commissions d'études XV et XVIII du CCITT.

TABLEAU I — Nombre de codecs en cascade sur un circuit radiophonique mixte analogique-numérique

| Sections analogiques | Codecs en cascade |
|----------------------|-------------------|
| 0                    | 3                 |
| 1                    | 2                 |
| 2                    | 1                 |
| 3                    | 0                 |

## PARTIE 2

## CRITÈRES POUR LES PARAMÈTRES NUMÉRIQUES

Les conversions numérique-numérique des signaux radiophoniques convertis par la méthode décrite dans la présente Recommandation (voir le § 2) ne doivent pas causer de distorsion au signal analogique. Les distorsions doivent être réduites à un minimum dans les conversions numérique-numérique des signaux radiophoniques convertis par différentes méthodes (par exemple, les méthodes décrites dans la Recommandation 660 et dans la présente Recommandation).

## 1. Fréquence d'échantillonnage

La fréquence d'échantillonnage doit être de 32 kHz et la tolérance sur cette fréquence doit être de  $\pm 5 \times 10^{-5}$ , comme indiqué dans les Recommandations G.732 et G.733 du CCITT pour l'équipement de multiplexage MIC primaire. Cette fréquence d'échantillonnage est conforme à celle spécifiée dans la Recommandation 606.

## 2. Méthode de codage

La loi de codage recommandée se fonde sur une technique de quantification uniforme à 14 bits par échantillon, suivie d'une compression-extension.

La compression-extension se fait en trois temps:

- compression-extension quasi instantanée selon une caractéristique à cinq segments, avec compression de 14 à 10 bits (voir la Fig. 1);
- division des échantillons  $x(n)$  en deux séquences: échantillons impairs  $x(2n + 1)$  et pairs  $x(2n)$ , et calcul de la différence  $\Delta(2n)$  par la formule:

$$\Delta(2n) = x(2n) - \frac{x(2n + 1) + (2n - 1)}{2}$$

- compression-extension quasi instantanée additionnelle de la différence  $\Delta(2n)$  selon une caractéristique à trois segments, avec compression de 11 à 9 bits (voir la Fig. 2).

Sur les liaisons numériques entre administrations qui appliquent des méthodes de compression-extension différentes, les signaux doivent être codés conformément à la méthode a) de la Recommandation 660. Tout transcodage éventuellement nécessaire doit être effectué par l'administration qui utilise une méthode différente de cette méthode a).

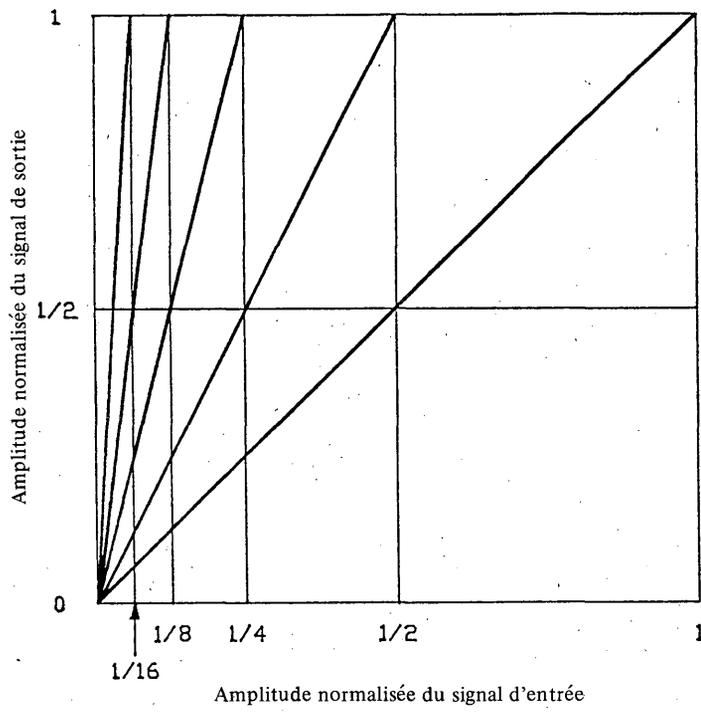


FIGURE 1 — Première étape de l'algorithme de compression-extension

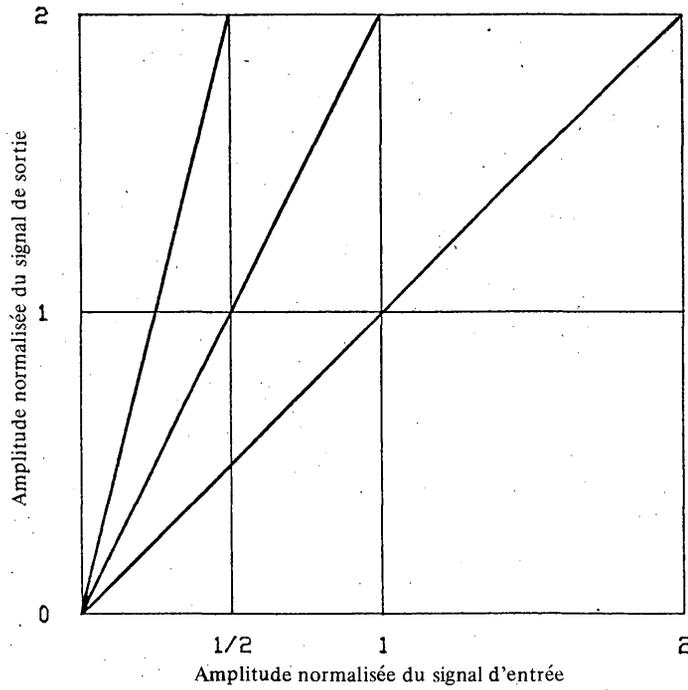


FIGURE 2 — Troisième étape de l'algorithme de compression-extension

## 3. Tableau de codage

Le tableau de codage pour la compression-extension quasi instantanée 14-10 est donné dans le Tableau II.

Le tableau de codage pour la compression-extension quasi instantanée 11-9 de la différence  $\Delta(2n)$  est donné dans le Tableau III.

TABLEAU II – Loi de codage pour la compression-extension quasi instantanée 14-10

| Plage | Entrée analogique normalisée | Sortie analogique normalisée |                                  | Code numérique avec compression |  | Capacité de résolution (bit) |
|-------|------------------------------|------------------------------|----------------------------------|---------------------------------|--|------------------------------|
| 4     | +8176<br>0<br>-16<br>-8192   | +8192<br>+16<br>0<br>-8176   | +8184<br>+8<br>-8<br>-8184       | +511<br>0<br>-1<br>-512         | (0111111111)<br>(0000000000)<br>(1000000000)<br>(1111111111) | 10                           |
| 3     | +4088<br>0<br>-8<br>-4096    | +4096<br>+8<br>0<br>-4088    | +4092<br>+4<br>-4<br>-4092       | +511<br>0<br>-1<br>-512         | (0111111111)<br>(0000000000)<br>(1000000000)<br>(1111111111) | 11                           |
| 2     | +2044<br>0<br>-4<br>-2048    | +2048<br>+4<br>0<br>-2044    | +2046<br>+2<br>-2<br>-2046       | +511<br>0<br>-1<br>-512         | (0111111111)<br>(0000000000)<br>(1000000000)<br>(1111111111) | 12                           |
| 1     | +1022<br>0<br>-2<br>-1024    | +1024<br>+2<br>0<br>-1022    | +1023<br>+1<br>-1<br>-1023       | +511<br>0<br>-1<br>-512         | (0111111111)<br>(0000000000)<br>(1000000000)<br>(1111111111) | 13                           |
| 0     | +511<br>0<br>-1<br>-512      | +512<br>+1<br>0<br>-511      | +511,5<br>+0,5<br>-0,5<br>-511,5 | +511<br>0<br>-1<br>-512         | (0111111111)<br>(0000000000)<br>(1000000000)<br>(1111111111) | 14                           |

TABLEAU III - Tableau de codage pour la compression-extension quasi instantanée additionnelle 11-9

| Plage | Entrée analogique normalisée | Sortie analogique normalisée | Code numérique avec compression                    | Capacité de résolution (bit)  |    |
|-------|------------------------------|------------------------------|--|---|----|
| 4     | 2                            | +16320<br>0<br>-64<br>-16384 | +16384 +16352<br>+64 +32<br>0 -32<br>-16320 -16352 | +255 (0111111111)<br>0 (0000000000)<br>-1 (1000000000)<br>-256 (1111111111) | 8  |
|       | 1                            | +8160<br>0<br>-32<br>-8190   | +8192 +8176<br>+32 +16<br>0 -16<br>-8160 -8176     | +255 (0111111111)<br>0 (0000000000)<br>-1 (1000000000)<br>-256 (1111111111) | 9  |
|       | 0                            | +4080<br>0<br>-16<br>-4096   | +4096 +4088<br>+16 +8<br>0 -8<br>-4080 -4088       | +255 (0111111111)<br>0 (0000000000)<br>-1 (1000000000)<br>-256 (1111111111) | 10 |
| 3     | 2                            | +8160<br>0<br>-32<br>-8192   | +8192 +8176<br>+32 +16<br>0 -16<br>-8160 -8176     | +255 (0111111111)<br>0 (0000000000)<br>-1 (1000000000)<br>-256 (1111111111) | 9  |
|       | 1                            | +4080<br>0<br>-16<br>-4096   | +4096 +4088<br>+16 +8<br>0 -8<br>-4080 -4088       | +255 (0111111111)<br>0 (0000000000)<br>-1 (1000000000)<br>-256 (1111111111) | 10 |
|       | 0                            | +2040<br>0<br>-8<br>-2048    | +2048 +2044<br>+8 +4<br>0 -4<br>-2040 -2044        | +255 (0111111111)<br>0 (0000000000)<br>-1 (1000000000)<br>-256 (1111111111) | 11 |
| 2     | 2                            | +4080<br>0<br>-16<br>-4096   | +4096 +4088<br>+16 +8<br>0 -8<br>-4080 -4088       | +255 (0111111111)<br>0 (0000000000)<br>-1 (1000000000)<br>-256 (1111111111) | 10 |
|       | 1                            | +2040<br>0<br>-8<br>-2048    | +2048 +2044<br>+8 +4<br>0 -4<br>-2040 -2044        | +255 (0111111111)<br>0 (0000000000)<br>-1 (1000000000)<br>-256 (1111111111) | 11 |
|       | 0                            | +1020<br>0<br>-4<br>-1024    | +1024 +1022<br>+4 +2<br>0 -2<br>-1020 -1022        | -255 (0111111111)<br>0 (0000000000)<br>-1 (1000000000)<br>-256 (1111111111) | 12 |
| 1     | 2                            | +2040<br>0<br>-8<br>-2048    | +2048 +2044<br>+8 +4<br>0 -4<br>-2040 -2044        | +255 (0111111111)<br>0 (0000000000)<br>-1 (1000000000)<br>-256 (1111111111) | 11 |
|       | 1                            | +1020<br>0<br>-4<br>-1024    | +1024 +1022<br>+4 +2<br>0 -2<br>-1020 -1022        | +255 (0111111111)<br>0 (0000000000)<br>-1 (1000000000)<br>-256 (1111111111) | 12 |
|       | 0                            | +510<br>0<br>-2<br>-512      | +512 +511<br>+2 +1<br>0 -1<br>-510 -511            | +255 (0111111111)<br>0 (0000000000)<br>-1 (1000000000)<br>-256 (1111111111) | 13 |
| 0     | 2                            | +1020<br>0<br>-4<br>-1024    | +1024 +1022<br>+4 +2<br>0 -2<br>-1020 -1022        | +255 (0111111111)<br>0 (0000000000)<br>-1 (1000000000)<br>-256 (1111111111) | 12 |
|       | 1                            | +510<br>0<br>-2<br>-512      | +512 +511<br>+2 +1<br>0 -1<br>-510 -511            | +255 (0111111111)<br>0 (0000000000)<br>-1 (1000000000)<br>-256 (1111111111) | 13 |
|       | 0                            | +2555<br>0<br>-1<br>-256     | +256 +255,5<br>+1 0,5<br>0 -0,5<br>-255 -255,0     | +255 (0111111111)<br>0 (0000000000)<br>-1 (1000000000)<br>-256 (1111111111) | 14 |



#### 4. Protection contre les erreurs binaires

##### 4.1 *Détection des erreurs*

La détection des erreurs doit être utilisée pour détecter les échantillons radiophoniques ayant subi des distorsions du fait d'erreurs binaires aléatoires, d'erreurs par paquets, de perte de trame ou de glissement de trame.

##### 4.2 *Correction ou dissimulation des erreurs*

Des techniques de dissimulation des erreurs doivent être utilisées pour garantir que la qualité subjective du signal radiophonique ne se dégrade pas en deçà de 4,5 sur l'échelle à 5 notes comme indiqué dans la Recommandation 562. Cette qualité doit être maintenue pour un taux d'erreur binaire aléatoire de  $10^{-6}$ , comme le spécifie la Recommandation G.821 du CCITT.

La définition d'une spécification en matière d'erreurs par paquets doit faire l'objet d'un complément d'étude.

##### 4.3 *Rétablissement du verrouillage de trame*

La perte ou le rétablissement du verrouillage de trame dans les voies numériques occasionne des interruptions sur les signaux radiophoniques. Les limites tolérables concernant ces interruptions nécessitent un complément d'étude.

#### 5. Gigue

La gigue qui se produit sur le conduit numérique, lors de la transmission et de l'interfaçage asynchrone des signaux numériques, peut causer des distorsions au signal analogique décodé. Comme indiqué dans le Rapport 648, ce point nécessite un complément d'étude.

#### 6. Débit binaire

##### 6.1 *Transmission monophonique*

Le débit binaire pour une seule voie radiophonique doit être de 320 kbit/s, y compris tous les bits additionnels nécessaires.

##### 6.2 *Transmission stéréophonique*

Deux voies séparées à 320 kbit/s doivent être utilisées pour former un circuit radiophonique stéréophonique. Les deux voies radiophoniques doivent être acheminées ensemble sur le même trajet de transmission numérique pour éviter que les temps de propagation soient différents.

#### 7. Accès au réseau

Les signaux radiophoniques codés en voies numériques à 320 kbit/s doivent être injectés dans le RNIS, au niveau primaire, par une interface à 2048 kbit/s ou à 1544 kbit/s.

---

## RECOMMANDATION 660\*

**TRANSMISSION DES SIGNAUX RADIOPHONIQUES ANALOGIQUES  
DE HAUTE QUALITÉ SUR CIRCUITS MIXTES ANALOGIQUES-NUMÉRIQUES  
AVEC UTILISATION DE VOIES A 384 kbit/s**

(Question 18/CMTT, Programmes d'études 18A/CMTT, 18C/CMTT, 18D/CMTT et 18E/CMTT)

(1986)

Le CCIR,

CONSIDÉRANT

- a) que les signaux radiophoniques de haute qualité sur circuits mixtes analogiques-numériques doivent satisfaire aux spécifications en matière de qualité de fonctionnement énoncées dans la Recommandation 505;
- b) que les conversions analogique-numérique et numérique-analogique ainsi que les techniques de codage numérique utilisées devraient être en nombre minimal afin que la communication des programmes radiophoniques internationaux assure un niveau de qualité égal sinon supérieur à celui qu'il est possible d'obtenir avec une communication analogique homogène;
- c) que le CCITT a préconisé dans la Recommandation I.412 l'utilisation d'une voie support H0 à 384 kbit/s, qui a la capacité de transmettre des signaux radiophoniques sur un réseau numérique à intégration de services (RNIS);
- d) que les conversions numériques-numériques qui utilisent la même loi de codage pour les circuits radiophoniques en cascade ayant différents débits primaires ne devraient pas introduire de dégradation des signaux,

RECOMMANDE A L'UNANIMITÉ

que la transmission des signaux radiophoniques sur voies à 384 kbit/s avec interface analogique à l'entrée et à la sortie de la communication internationale satisfasse aux spécifications analogiques et numériques définies respectivement dans les § 1 et 2 de la présente Recommandation.

*Note 1* – Les caractéristiques des équipements de codage des signaux radiophoniques analogiques de haute qualité avec utilisation de voies à 384 kbit/s sont définies dans la Recommandation J.41 du CCITT. Les caractéristiques des équipements permettant l'accès numérique des signaux à 384 kbit/s sur une voie à 2048 kbit/s sont données dans les Recommandations G.735 et G.737 du CCITT.

*Note 2* – D'autres méthodes de codage sont proposées et sont étudiées au titre de la Question 18/CMTT, par exemple, le codage des signaux radiophoniques analogiques à 316 kbit/s, l'insertion dans un canal à 320 kbit/s et le multiplexage de six canaux radiophoniques de haute qualité à un débit de 2048 kbit/s. Les techniques pouvant faire l'objet d'accords bilatéraux entre les administrations concernées sont énumérées dans le Tableau I du Rapport 647.

## 1. Spécifications analogiques

La transmission des signaux radiophoniques de haute qualité sur circuits mixtes analogiques-numériques doit satisfaire aux spécifications de qualité de fonctionnement énoncées dans la Recommandation 505.

### 1.1 Qualité de fonctionnement du codec seul

La qualité de transmission analogique-analogique d'un codec simple doit équivaloir à un tiers des caractéristiques de qualité du circuit fictif de référence (CFR) (Recommandation 505). Les lois d'addition indiquées dans la Recommandation 605 peuvent être utilisées, s'il y a lieu, pour calculer la qualité de fonctionnement du codec seul avec  $n = 3$  sections (analogique vers analogique).

\* Cette Recommandation doit être portée à l'attention de la Commission d'études 10 du CCIR et des Commissions d'études XV et XVIII du CCITT.

## 1.2 Qualité de fonctionnement des codecs en cascade

Le circuit fictif de référence de la Recommandation 502 est divisé en trois sections de longueur égale qui peuvent être soit analogiques, soit numériques. Chaque section numérique ne doit comporter qu'un seul codeur et un seul décodeur. Par conséquent, le Tableau I donne le nombre de codecs en cascade que peut comporter un CFR mixte analogique-numérique.

TABLEAU I – Nombre de codecs en cascade sur un circuit radiophonique mixte analogique-numérique

| Sections analogiques | Codecs en cascade |
|----------------------|-------------------|
| 0                    | 3                 |
| 1                    | 2                 |
| 2                    | 1                 |
| 3                    | 0                 |

## 2. Spécifications numériques

Les conversions numériques-numériques qui utilisent la même loi de codage telle qu'indiquée dans le Tableau II ou le Tableau III de la présente Recommandation sur les circuits radiophoniques en cascade ayant différents débits primaires ne doivent pas introduire de dégradation des signaux. Les conversions numériques-numériques qui utilisent des lois de codage différentes telles qu'indiquées dans les Tableaux II et III doivent provoquer une dégradation minimale des signaux.

TABLEAU II – Table de codage pour compression-extension instantanée des signaux radiophoniques\*

| Entrée analogique normalisée <sup>(1)</sup> | Sortie analogique normalisée <sup>(1)</sup> | Code numérique avec compression | Segment N° | Résolution effective (bits) |
|---|---|---------------------------------|------------|-----------------------------|
| 8160 à 8192<br>4096 à 4128                  | 8176<br>4112                                | 895<br>768                      | 1          | 9                           |
| 4080 à 4096<br>2048 à 2064                  | 4088<br>2056                                | 767<br>640                      | 2          | 10                          |
| 2040 à 2048<br>1024 à 1032                  | 2044<br>1028                                | 639<br>512                      | 3          | 11                          |
| 1020 à 1024<br>512 à 516                    | 1022<br>514                                 | 511<br>384                      | 4          | 12                          |
| 510 à 512<br>256 à 258                      | 511<br>257                                  | 383<br>256                      | 5          | 13                          |
| 255 à 256<br>128 à 129                      | 255,5<br>128,5                              | 255<br>128                      | 6          | 14                          |
| 127 à 128<br>0 à 1                          | 127,5<br>0,5                                | 127<br>0                        |            |                             |

\* Seule la moitié positive de la table de codage est donnée.

<sup>(1)</sup> Le mot de code supérieur de  $\pm 8192$  correspond à un niveau de surcharge de +15 dBm0s à 2,1 kHz correspondant à une atténuation d'insertion de 0 dB du circuit de préaccentuation (spécifié dans la Recommandation J.17 du CCITT, avec une atténuation de 6,5 dB à 800 Hz).

TABLEAU III — Table de codage pour compression-extension quasi instantanée des signaux radiophoniques

| Plage | Entrée analogique normalisée <sup>(1)</sup>                | Sortie analogique normalisée <sup>(1)</sup> | Code numérique avec compression | Résolution effective (bits) |
|-------|--|---|---------------------------------|-----------------------------|
| 4     | + 8176 à + 8192<br>0 à + 16<br>- 16 à 0<br>- 8192 à - 8176 | + 8184<br>+ 8<br>- 8<br>- 8184              | + 511<br>0<br>- 1<br>- 512      | 10                          |
| 3     | + 4088 à + 4096<br>0 à + 8<br>- 8 à 0<br>- 4096 à - 4088   | + 4092<br>+ 4<br>- 4<br>- 4092              | + 511<br>0<br>- 1<br>- 512      | 11                          |
| 2     | + 2044 à + 2048<br>0 à + 4<br>- 4 à 0<br>- 2048 à - 2044   | + 2046<br>+ 2<br>- 2<br>- 2046              | + 511<br>0<br>- 1<br>- 512      | 12                          |
| 1     | + 1022 à + 1024<br>0 à + 2<br>- 2 à 0<br>- 1024 à - 1022   | + 1023<br>+ 1<br>- 1<br>- 1023              | + 511<br>0<br>- 1<br>- 512      | 13                          |
| 0     | + 511 à + 512<br>0 à + 1<br>- 1 à 0<br>- 512 à - 511       | + 511,5<br>+ 0,5<br>- 0,5<br>- 511,5        | + 511<br>0<br>- 1<br>- 512      | 14                          |

(<sup>1</sup>) Le mot de code supérieur de  $\pm 8192$  correspond à un niveau de surcharge de +12 dBm0s à 2,1 kHz correspondant à une atténuation d'insertion de 0 dB du circuit de préaccentuation (spécifié dans la Recommandation J.17 du CCITT, avec une atténuation de 6,5 dB à 800 Hz).

## 2.1 Fréquence d'échantillonnage

La fréquence d'échantillonnage doit être de 32 kHz. La tolérance associée doit être de  $\pm 5 \times 10^{-5}$ , comme indiqué dans les Recommandations G.732 et G.733 du CCITT relatives aux équipements de multiplexage MIC primaires. Cette fréquence d'échantillonnage est conforme à celle indiquée dans la Recommandation 606.

## 2.2 Méthode de codage

Les lois de codage recommandées se fondent sur une technique de quantification uniforme à 14 bits par échantillon MIC avec compression-extension. Elles doivent utiliser soit la méthode a), soit la méthode b), assorties des règles appropriées de priorité définies ci-après:

- compression-extension instantanée en loi A à 11 segments, de 14 à 11 bits. La caractéristique de compression-extension est illustrée dans la Fig. 1;
- compression-extension quasi instantanée à 5 segments, de 14 à 10 bits. La caractéristique de compression-extension est illustrée dans la Fig. 2.

Les conduits numériques entre administrations qui ont adopté des systèmes différents doivent acheminer des signaux codés selon la méthode a). Lorsque deux administrations ont adopté la même méthode, celle-ci doit être utilisée sur les conduits numériques établis entre ces deux administrations. Tout transcodage éventuellement nécessaire sera effectué par les administrations utilisant la méthode b).

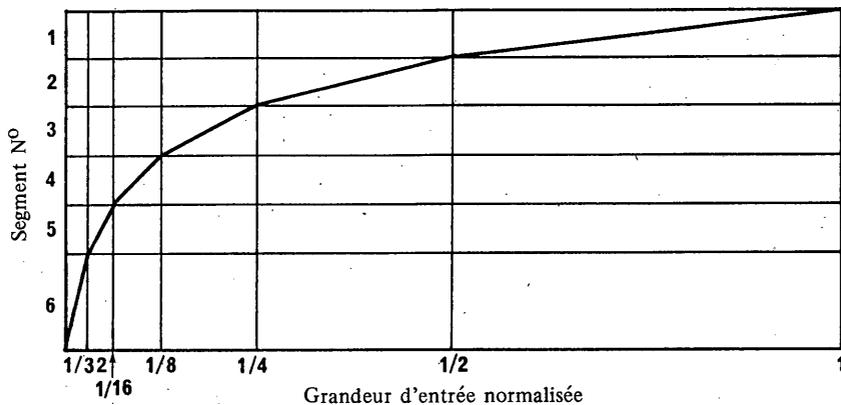


FIGURE 1 – Caractéristique de compression-extension instantanée

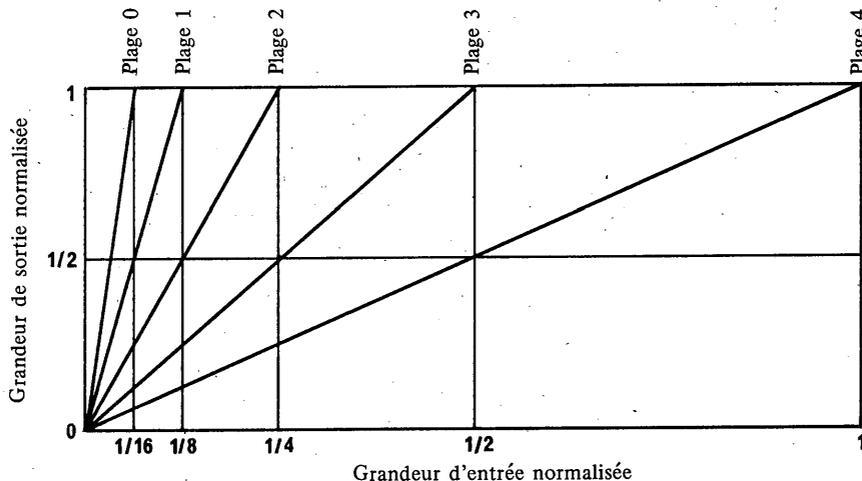


FIGURE 2 – Caractéristique de compression-extension quasi instantanée

2.3 Table de codage

La table de codage pour compresseur-extenseur instantané selon la loi A est spécifiée dans le Tableau II et la table de codage pour compresseur-extenseur quasi instantané est spécifiée dans le Tableau III.

2.4 Protection contre les erreurs binaires

2.4.1 Détection des erreurs

La détection des erreurs doit être utilisée pour détecter les échantillons radiophoniques erronés, qui peuvent être causés par des erreurs binaires aléatoires, des erreurs par paquets, une perte de trame ou des glissements de trame.

2.4.2 Correction ou dissimulation des erreurs

Des techniques de correction ou de dissimulation des erreurs doivent être utilisées pour garantir que la qualité subjective du signal radiophonique ne se dégrade pas en deçà de 4,5 sur l'échelle à 5 notes comme indiqué dans la Recommandation 562. Cette qualité doit être maintenue pour un taux d'erreur binaire aléatoire de  $10^{-6}$ , comme le spécifie la Recommandation G.821 du CCITT. La définition d'une spécification en matière d'erreurs par paquets doit faire l'objet d'un complément d'étude (voir Rapport 648).

### 2.4.3 *Perte ou rétablissement du verrouillage de trame*

La perte ou le rétablissement du verrouillage de trame dans les voies numériques occasionne des interruptions sur les signaux radiophoniques. Les limites tolérables concernant ces interruptions nécessitent un complément d'étude (voir les Rapports 642 et 647).

## 2.5 *Gigue*

Les caractéristiques de gigue à l'interface numérique peuvent produire des dégradations du signal analogique décodé après son passage dans un système numérique. Ce problème nécessite un complément d'étude, comme indiqué dans le Rapport 648.

## 2.6 *Débit binaire de transmission*

### 2.6.1 *Transmission monophonique*

Le débit binaire de transmission pour une seule voie radiophonique doit être de 384 kbit/s, y compris tous les bits auxiliaires si nécessaire.

### 2.6.2 *Transmission stéréophonique*

Deux voies séparées à 384 kbit/s doivent être utilisées pour former un circuit radiophonique stéréophonique. Les deux voies radiophoniques doivent être acheminées ensemble sur le même trajet de transmission pour éviter que les temps de propagation soient différents.

## 2.7 *Accès au réseau*

Les signaux radiophoniques codés en voies numériques à 384 kbit/s doivent être injectés dans le RNIS par une interface à 1544 kbit/s ou à 2048 kbit/s, conformément à la Recommandation I.412 du CCITT.

---

## RECOMMANDATION 606-1

**FRÉQUENCE D'ÉCHANTILLONNAGE A UTILISER  
POUR LA TRANSMISSION NUMÉRIQUE DE SIGNAUX RADIOPHONIQUES  
DE HAUTE QUALITÉ**

(Programme d'études 18A/CMTT)

(1982-1990)

Le CCIR,

## CONSIDÉRANT

- a) que l'utilisation de systèmes de transmission numérique des sons de haute qualité est en plein développement;
- b) que les essais subjectifs ont montré qu'une limitation de la bande audiofréquence à 15 kHz ne conduit pas à une dégradation significative de la qualité subjective, même dans des conditions d'écoute critiques;
- c) que la fréquence d'échantillonnage de 32 kHz est voisine de la limite théorique compatible avec la bande passante nominale de 15 kHz;
- d) que la fréquence de 32 kHz est d'ores et déjà d'usage courant pour un certain nombre de matériels;
- e) qu'elle est compatible avec les débits correspondant aux différents niveaux hiérarchiques définis par le CCITT;
- f) que l'utilisation d'une fréquence unique est de nature à simplifier les matériels et faciliter les échanges,

## RECOMMANDE A L'UNANIMITÉ

que la fréquence d'échantillonnage utilisée pour le codage en vue de la transmission numérique des voies son de haute qualité soit de 32 kHz. La tolérance associée est de  $\pm 5 \times 10^{-5}$ , valeur spécifiée dans les Recommandations G.732 et G.733 du CCITT pour les multiplex primaires fonctionnant respectivement à 2048 kbit/s et 1544 kbit/s.

*Note* — Pour les niveaux de qualité de transmission des signaux radiophoniques autres que de haute qualité (15 kHz), on pourra accorder la préférence à d'autres fréquences d'échantillonnage. Ces fréquences devraient toujours être des multiples de 8 kHz.

---

SECTION CMTT D: MÉTHODES D'EXPLOITATION ET D'ÉVALUATION DE LA QUALITÉ  
DES VOIES DE TRANSMISSION DE PROGRAMMES RADIOPHONIQUES

RECOMMANDATION 571-2\*

SIGNAL D'ESSAI CONVENTIONNEL SIMULANT LES SIGNAUX  
DE TRANSMISSION RADIOPHONIQUES POUR LA MESURE  
DU BROUILLAGE CAUSÉ A D'AUTRES CANAUX\*\*

(Programme d'études 19D/CMTT)

(1978-1982-1990)

Le CCIR,

CONSIDÉRANT

- a) que, dans les systèmes MRF, la diaphonie de non-linéarité peut causer des brouillages entre les différents types de canaux de transmission;
- b) que le brouillage est fonction de la charge totale du système MRF;
- c) que, dans un canal, le brouillage peut être mesuré comme une dégradation perceptible du rapport signal/bruit;
- d) que, pour fixer des limites réalistes de brouillage pour la qualité de fonctionnement, il est souhaitable d'utiliser un signal d'essai conventionnel imitant la charge du canal radiophonique,

RECOMMANDE A L'UNANIMITÉ

que, pour simuler les signaux des programmes radiophoniques, on emploie un signal d'essai conventionnel ayant les caractéristiques suivantes:

1. un signal de charge à spectre uniforme couvrant la bande de fréquences allant jusqu'à 15 kHz au moins et mis en forme conformément à la caractéristique «affaiblissement d'insertion/fréquence» indiquée dans le Tableau I et dans la Fig. 1;
2. le signal d'essai conventionnel peut être produit par un générateur de bruit blanc gaussien associé à un réseau de mise en forme conforme à la Fig. 2;
3. le niveau de puissance total du signal d'essai appliqué à un circuit de programme radiophonique à l'étude doit être modifié selon un cycle conforme au Tableau II.

Note — La présente Recommandation est issue d'études contenues dans le Rapport 497.

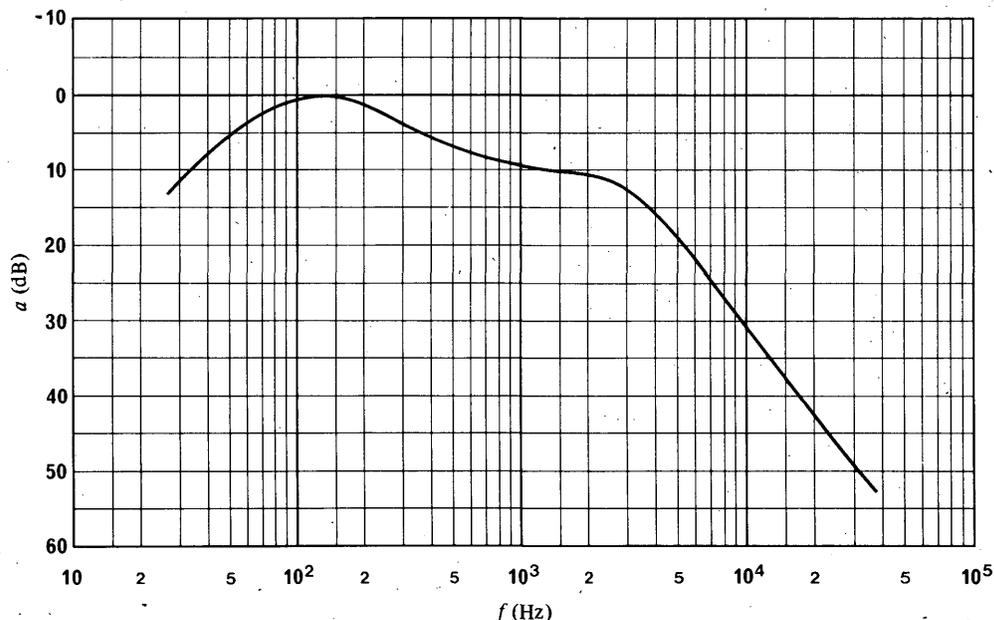
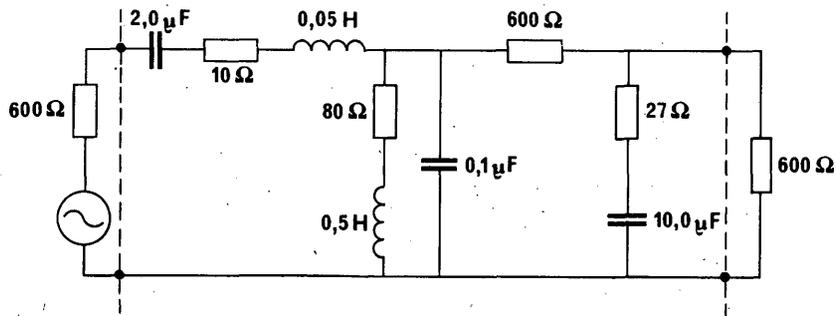


FIGURE 1 — Affaiblissement d'insertion/fréquence

\* Cette Recommandation doit être portée à l'attention de la Commission d'études XV du CCITT et de la Commission d'études 10 du CCIR.

\*\* Pour la définition des niveaux de puissance absolue, de puissance relative et de bruit, voir la Recommandation 574.



(Réseau à résistance non constante)

FIGURE 2

TABLEAU I

| Fréquence (Hz) | Affaiblissement d'insertion relatif (dB) | Tolérance (± dB) |
|----------------|--|------------------|
| 31,5           | 10,9                                     | 0,5              |
| 63             | 3,4                                      | 0,3              |
| 100            | 0,4                                      | 0,2              |
| (122)          | (0,0)                                    | (0)              |
| 200            | 1,5                                      | 0,2              |
| 400            | 5,7                                      | 0,3              |
| 800            | 8,7                                      | 0,3              |
| 1000           | 9,2                                      | 0,3              |
| 2000           | 10,6                                     | 0,5              |
| 3150           | 13,0                                     | 0,5              |
| 4000           | 15,7                                     | 0,5              |
| 5000           | 18,8                                     | 0,5              |
| 6300           | 22,5                                     | 0,5              |
| 7100           | 24,6                                     | 0,5              |
| 8000           | 26,6                                     | 0,5              |
| 9000           | 28,6                                     | 0,5              |
| 10000          | 30,4                                     | 1,0              |
| 12500          | 34,3                                     | 1,0              |
| 14000          | 36,3                                     | 1,0              |
| 16000          | 38,6                                     | 1,0              |
| 20000          | 42,5                                     | 1,0              |
| 31500          | 50,4                                     | 1,0              |

TABLEAU II

| Echelon | Niveau        | Durée pendant laquelle le signal est appliqué |
|---------|---------------|---|
| 1       | -4 dBm0s      | 4 s   |
| 2       | + 3 dBm0s     | 2 s   |
| 3       | pas de signal | 2 s   |

## RECOMMANDATION 645-1\*

## SIGNAUX D'ESSAI POUR LES LIAISONS RADIOPHONIQUES INTERNATIONALES

(Questions 50/10 et 19/CMTT, Programmes d'études 50B/10 et 50E/10)

(1986-1990)

Le CCIR,

## CONSIDÉRANT

- a) que de nombreuses dégradations dans l'échange international de programmes par liaisons radiophoniques sont imputables à la disparité des définitions nationales des signaux d'essai;
- b) que certaines définitions existantes se trouvent dans différentes Recommandations du CCITT et du CCIR;
- c) qu'une liste de ces définitions clarifierait la situation,

## RECOMMANDE A L'UNANIMITÉ

que, pour les liaisons radiophoniques internationales, seuls les signaux d'essai définis ci-dessous soient utilisés:

**1. Signal d'alignement (SA)**

Signal sinusoïdal à la fréquence de 1 kHz, utilisé pour régler la liaison radiophonique internationale. Le niveau du signal correspond à 0 dBu0s (voir la Note) (tension efficace de 0,775 V en un point de niveau relatif zéro). Conformément à la Recommandation N.13 du CCITT, la durée d'émission du signal d'alignement doit être aussi courte que possible, de préférence inférieure à 30 s.

*Note* — La notation «dBu0s» est définie dans la Recommandation 574. D'autres textes de la CMTT se rapportant au même sujet utilisent la notation «dBm0s», également définie dans la Recommandation 574.

**2. Signal de mesure (SM)**

Signal sinusoïdal d'un niveau inférieur de 12 dB au niveau du signal d'alignement. Ce niveau devrait être utilisé pour les mesures de longue durée et les mesures à toutes les fréquences (voir les Recommandations N.12, N.13, N.21 et N.23 du CCITT).

**3. Signal maximal permis (SMP)**

Signal sinusoïdal à la fréquence de 1 kHz, d'un niveau supérieur de 9 dB au niveau du signal d'alignement. Il correspond au niveau du signal radiophonique maximal permis. Le radiodiffuseur qui fournit le signal radiophonique devrait le régler de telle manière que l'amplitude des crêtes ne dépasse que rarement l'amplitude de crête du signal maximal permis.

*Note* — Dans ces conditions, un modulomètre de crête indiquera des niveaux ne dépassant pas le niveau du signal maximal permis.

Un exemple numérique peut clarifier cette définition. Le signal d'alignement a une tension efficace de 0,775 V et une amplitude de crête de 1,1 V en un point de niveau relatif zéro. L'amplitude de crête instantanée du signal radiophonique en ce point ne doit que rarement dépasser 3,1 V.

Bien qu'il soit prévu que les crêtes du signal radiophonique ne dépassent pas le niveau du signal maximal permis, une capacité de surcharge doit être assurée de manière que les rares dépassements du signal radiophonique au-dessus du niveau du signal maximal permis puissent être tolérés.

*Note* — L'Annexe I décrit la réponse des modulomètres de crête et des vumètres à ces signaux d'essai.

\* La CMTT et la Commission d'études 10 coordonneront l'évolution future de cette Recommandation. Cette Recommandation doit être portée à l'attention de la Commission d'études IV du CCITT.

## ANNEXE I

UTILISATION DES SIGNAUX D'ESSAI RECOMMANDÉS POUR L'ALIGNEMENT  
A L'AIDE DE MODULOMÈTRES DE CRÊTE OU DE VUMÈTRES

1. Pendant une quarantaine d'années, les radiodiffuseurs ont élaboré des méthodes d'utilisation des deux instruments pour contrôler les niveaux de modulation. Ces méthodes donnent satisfaction aux organisations qui les utilisent; elles ne produisent ni surmodulations qui entraînent de la distorsion, ni sous-modulations qui entraînent des dégradations dues au bruit.

Bien que ces deux instruments réagissent différemment selon la nature des programmes, les organisations qui les utilisent ont mis au point des techniques assurant un contrôle du niveau de modulation et un équilibre artistique satisfaisants.

2. La sensibilité des modulomètres de crête (PPM: Peak Programme Meters) est telle qu'un signal sinusoïdal au niveau d'alignement, soit 0 dBu0s, donne l'indication «Test» sur le modulomètre de crête de l'UER ce qui correspond à la graduation «4» du modulomètre BBC et à la graduation «-9» des modulomètres de la République fédérale d'Allemagne (RFA) et de l'OIRT (voir la Fig. 1).

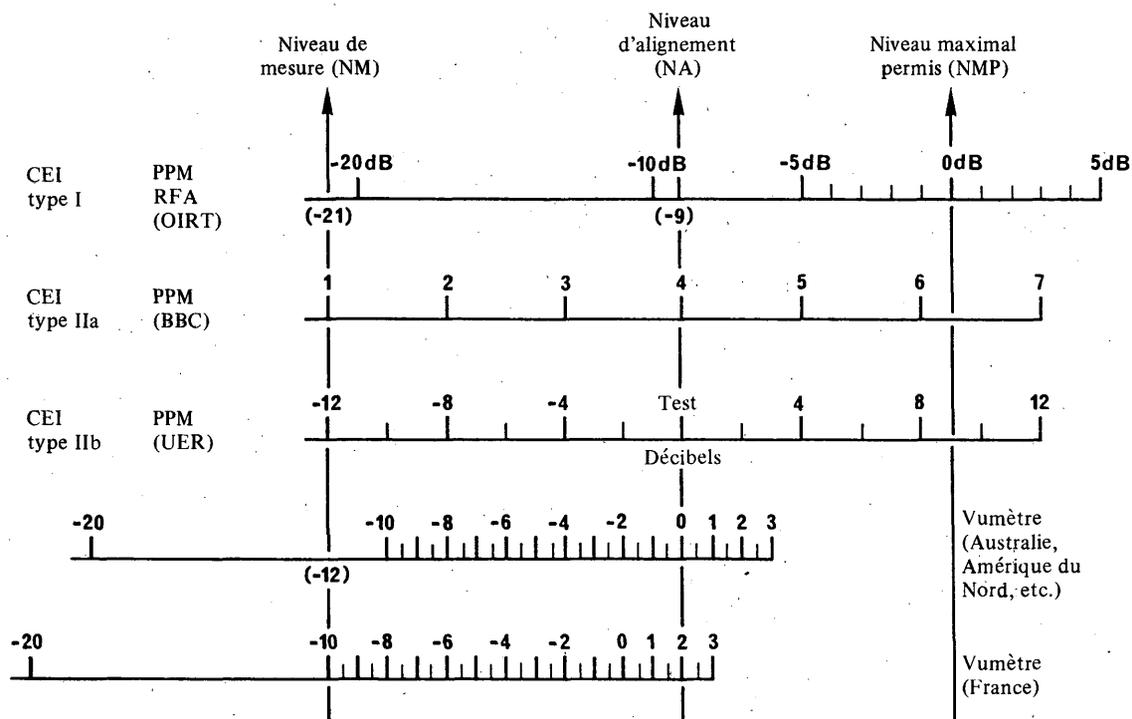


FIGURE 1 – Indications fournies par divers types d'indicateurs de niveau pour les signaux d'essai recommandés

Note. – Les indications des instruments sont schématisées et ne sont pas tracées à l'échelle.

3. La sensibilité du vumètre est telle qu'un signal sinusoïdal au niveau d'alignement, soit 0 dBu0s, donne une indication presque maximale sur l'échelle: 0 vu en Australie et en Amérique du nord, +2 vu en France (voir la Fig. 1).

4. Le modulomètre de crête indique des valeurs de quasi-crête, c'est-à-dire que les valeurs de crête qu'il indique pour des signaux radiophoniques sont légèrement inférieures aux valeurs de crête vraies. Les opérateurs ont pour consigne de faire en sorte que les crêtes de modulation donnent la même indication qu'un signal sinusoïdal à +9 dBu0s (+8 dBu0s dans certaines organisations). Les valeurs de crête vraies dépassent la valeur indiquée d'une quantité pouvant atteindre 3 dB. Si, en outre, on tient compte des erreurs des opérateurs, les valeurs de crête vraies du signal radiophonique peuvent atteindre l'amplitude d'un signal sinusoïdal à +15 dBu0s.

5. Le vumètre indique le niveau moyen du programme, qui est, en général, nettement plus bas que le niveau de crête vrai. Les opérateurs ont pour consigne de régler généralement les crêtes des programmes à 0 vu. L'expérience a montré que les niveaux de crête vrais dépassent les valeurs indiquées d'une quantité comprise entre +6 et +13 dB, selon la nature du programme. Si, en outre, on tient compte des erreurs des opérateurs, les niveaux de crête vrais du signal peuvent être de 16 dB supérieur aux valeurs indiquées, ce qui correspond à l'amplitude de crête d'un signal sinusoïdal à +16 dBu0s, ou bien à +14 dBu0s lorsque le signal d'alignement donne une indication de +2 vu.

6. Bien que les caractéristiques dynamiques des deux instruments soient différentes, les niveaux de crête les plus élevés qui ont été observés après contrôle de la modulation avec l'un ou l'autre sont très voisins.

7. En conséquence, une liaison internationale entre organismes de radiodiffusion sera correctement réglée, indépendamment du type d'instrument de mesure utilisé, lorsqu'un signal sinusoïdal au niveau d'alignement, soit 0 dBu0s, donne l'indication appropriée à ce niveau, aussi bien à l'extrémité émission qu'à l'extrémité réception du circuit.

Pour éviter toute confusion entre le niveau d'alignement et d'autres niveaux qui pourraient être utilisés, il est recommandé d'utiliser le signal d'essai à trois niveaux décrit dans la Recommandation 661 pour le réglage des liaisons radiophoniques internationales.

La Fig. 1 illustre les indications données par un certain nombre d'indicateurs de niveau quand on leur applique les signaux d'essai recommandés.

## RECOMMANDATION 661-1\*

## SIGNAUX POUR LE RÉGLAGE DES COMMUNICATIONS RADIOPHONIQUES INTERNATIONALES

(Question 19/CMTT)

(1986-1990)

Le CCIR,

## CONSIDÉRANT

- a) que la Recommandation 645 définit trois signaux d'essai destinés aux communications radiophoniques internationales;
- b) qu'un signal d'essai à un seul niveau ne permet pas d'obtenir les indications sur sa relation avec les niveaux définis dans la Recommandation 645;
- c) que de nombreuses dégradations dans les échanges radiophoniques internationaux résultent d'erreurs d'interprétation des signaux d'essai à un seul niveau;
- d) que les signaux d'essai spécifiés dans la Recommandation 645 peuvent être utilisés pour le réglage de circuits de commentaires acheminés via le réseau téléphonique commuté qui ne peut pas supporter des signaux d'essai sinusoïdaux à niveau élevé,

## RECOMMANDE A L'UNANIMITÉ

que les communications radiophoniques internationales soient identifiées et réglées en utilisant les définitions du § 1, le format de signal d'essai du § 2 et les méthodes de mesure du § 3 de la présente Recommandation.

## 1. Définitions

## 1.1 Identification de la source

Une annonce doit être émise pour identifier la source des signaux d'essai; elle doit être aussi courte que possible. Il est proposé qu'une telle annonce contienne pour le moins les renseignements suivants:

- nom de l'organisme d'origine,
- emplacement,
- pays.

Le signal radiophonique doit être contrôlé par le radiodiffuseur émetteur de telle manière que l'amplitude des crêtes ne dépasse que rarement l'amplitude de crête du signal (sinusoïdal d'essai) au niveau maximal permis.

## 1.2 Définition du signal et du niveau d'essai

## 1.2.1 Signal d'alignement (SA)

Signal sinusoïdal à 1 kHz\*\* au niveau de 0 dBm<sub>0s</sub>, utilisé pour régler la communication radiophonique internationale.

## 1.2.2 Signal de mesure (SM)

Signal sinusoïdal à la fréquence de 1 kHz\*\* d'un niveau inférieur de 12 dB au niveau du signal d'alignement qui doit être utilisé pour les mesures de longue durée et les mesures à toutes les fréquences.

## 1.2.3 Signal maximal permis (SMP)

Signal sinusoïdal à la fréquence de 1 kHz\*\*, d'un niveau supérieur de 9 dB au niveau du signal d'alignement. Il est équivalent au niveau du signal radiophonique maximal permis.

\* Cette Recommandation doit être portée à l'attention de la Commission d'études 10 du CCIR et de la Commission d'études IV du CCITT.

\*\* Cette fréquence est nominale; on peut utiliser la fréquence de 1020 Hz recommandée par le CCITT (Recommandation O.33).

2. Format du signal d'essai

2.1 Il faut utiliser un signal d'essai sinusoïdal à trois niveaux, à une fréquence de référence de 1 kHz\*, pour vérifier le réglage des communications radiophoniques internationales. Ces trois niveaux doivent être combinés avec l'identification de la source et répétés périodiquement, comme le montre le format représenté à la Fig. 1 pour les communications monophoniques et stéréophoniques.

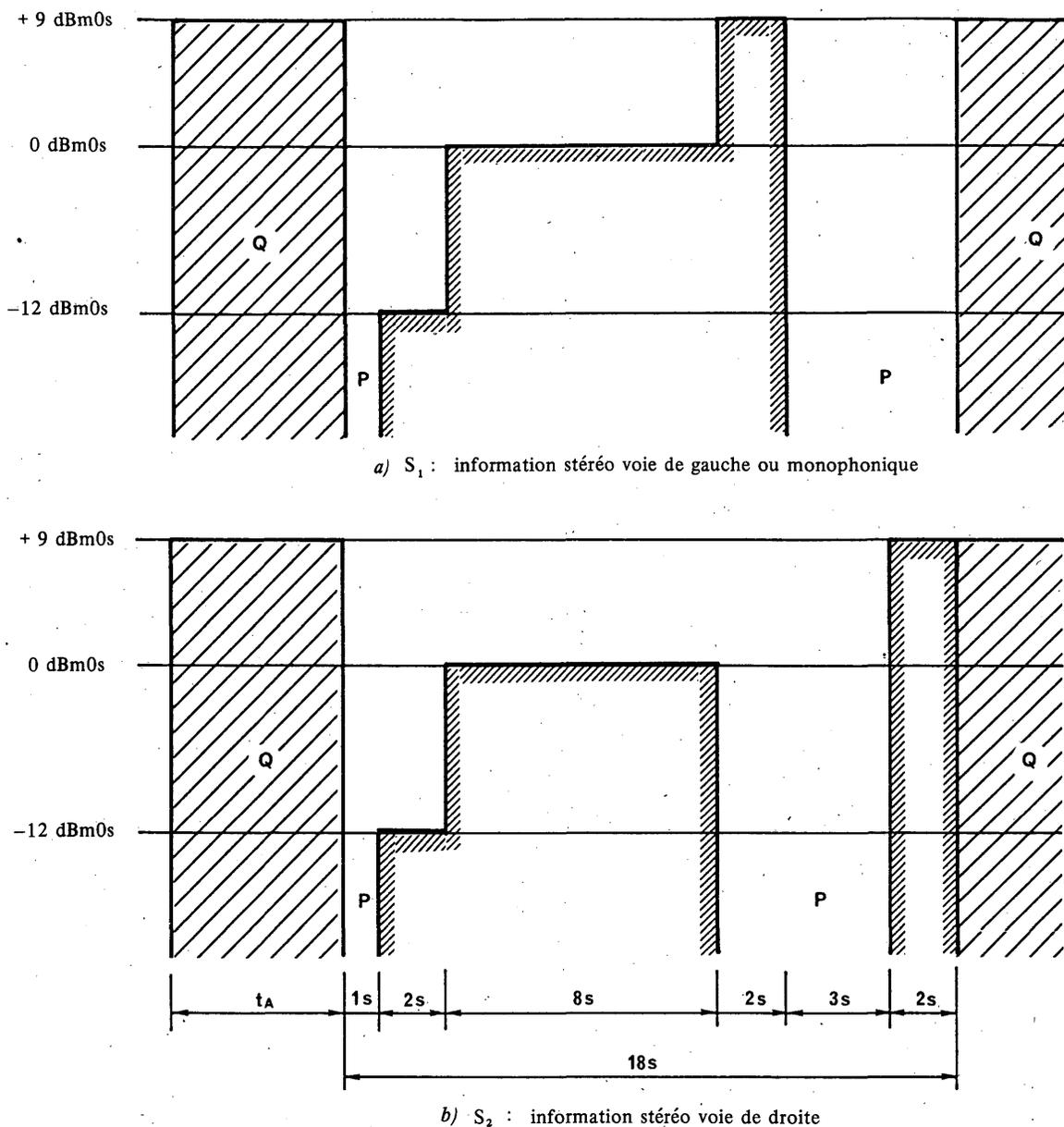


FIGURE 1 – Format du signal d'essai à trois niveaux pour communications radiophoniques internationales

- Durée du cycle =  $t_A + 18$  s
- Q : annonce de station
- $t_A$  : durée de l'annonce de station.  
Elle varie selon la longueur du message
- P : interruptions du signal

\* Cette fréquence est nominale; on peut utiliser la fréquence de 1020 Hz recommandée par le CCITT (Recommandation O.33).

2.2 Ces signaux d'essai ne doivent pas être appliqués directement au réseau téléphonique commuté car ceci peut provoquer une charge excessive de la voie, ou de la diaphonie dans d'autres voies.

2.3 Certains organismes ne disposent pas nécessairement des niveaux d'essai, engendrés automatiquement, définis au § 2.1 ci-dessus. Dans ces cas, il est nécessaire d'utiliser le niveau de réglage de 0 dBm0s à la fréquence de 1 kHz (voir la Note) pour le réglage des communications radiophoniques internationales.

*Note* – Cette fréquence est nominale; on peut utiliser la fréquence de 1020 Hz recommandée par le CCITT (Recommandation O.33).

### 3. Méthodes de mesure

L'objet principal des signaux d'essai définis dans la présente Recommandation est de proposer aux organismes des niveaux précis et clairement définis [Thiele, 1984]. Ces niveaux ont pour but de permettre l'identification rapide des erreurs de niveau, et de donner au personnel d'exploitation suffisamment de temps pour faire les réglages de niveau nécessaires aux points appropriés des communications radiophoniques internationales. Le réglage de la communication s'effectue en réglant le signal au point approprié de l'instrument de mesure du niveau du programme tel que défini à l'Annexe I à la Recommandation 645. L'identification des voies de gauche et de droite est également prévue, comme indiqué à la Fig. 1. Les organismes sont également invités à se référer aux Rapports 292 et 820 lors de l'établissement des procédures de mesure.

Le signal d'essai à trois niveaux défini au § 2.1 peut également être utilisé pour une mesure du bruit subjectif et/ou objectif lors des pauses du signal (P), comme indiqué à la Fig. 1. Ces pauses n'ont pas pour but de remplacer les pratiques de maintenance définies dans les Recommandations de la série N du CCITT mais plutôt de confirmer qu'il n'y a pas de dégradations flagrantes dues au bruit ou à la diaphonie sur le circuit.

### RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

THIELE, A. N. [septembre 1984] Three-level-tone test signal for setting audio levels. AES Australian Convention, Melbourne, Australie.

SECTION CMTT E: TRANSMISSION DES SIGNAUX ASSOCIANT PAR MULTIPLEXAGE IMAGE,  
SON ET DONNÉES, ET DES SIGNAUX DES NOUVEAUX SYSTÈMES

RECOMMANDATION 717\*

TOLÉRANCES POUR LA DIFFÉRENCE ENTRE LES TEMPS DE TRANSMISSION  
DES COMPOSANTES SON ET IMAGE D'UN SIGNAL DE TÉLÉVISION

(Programme d'études 21A/CMTT)

(1990)

Le CCIR,

CONSIDÉRANT

- a) qu'une différence perceptible entre les temps de transmission des composantes son et image d'un signal de télévision est gênante pour le téléspectateur;
- b) que le Rapport 1081 précise les décalages temporels entre le son et l'image qui sont «perceptibles» et «subjectivement gênants»;
- c) que l'effet est moins critique quand le son est en retard par rapport à l'image;
- d) que les liaisons de transmission ne sont pas les seuls éléments de la chaîne de diffusion qui peuvent provoquer une différence entre les temps de transmission des composantes son et image;
- e) que la différence entre le temps de transmission des composantes son et image introduite par une liaison de transmission n'est pas nécessairement liée à la longueur de cette liaison,

RECOMMANDE A L'UNANIMITÉ

que, pour toutes les communications utilisées pour l'échange international de signaux de télévision, la différence entre les temps de transmission des composantes son et image ne dépasse pas 20 ms si le son est en avance sur l'image ou 40 ms si le son est en retard sur l'image.

*Note* — L'application de ces valeurs aux circuits devra faire l'objet d'une étude ultérieure.

---

\* Cette Recommandation doit être portée à l'attention des Commissions d'études 10, et 11 du CCIR, et de la Commission d'études IV du CCITT.

## RECOMMANDATION 572

**TRANSMISSION D'UN SIGNAL SON ASSOCIÉ A UN SIGNAL ANALOGIQUE DE  
TÉLÉVISION EN MULTIPLEXAGE PAR RÉPARTITION DANS LE TEMPS  
DANS L'IMPULSION DE SYNCHRONISATION DE LIGNE**

(Programme d'études 21B/CMTT)

(1978)

Le CCIR,

## CONSIDÉRANT

- a) que, si les composantes son et image d'un signal de télévision sont transmises sur des circuits différents ou grâce à des méthodes différentes, il peut se produire un manque de simultanéité entre les signaux à l'extrémité de réception;
- b) qu'une méthode permettant de résoudre le problème consisterait à transmettre les deux signaux en multiplexage sur le même circuit;
- c) qu'il est souhaitable de normaliser une solution particulière pour la transmission de signaux son et de signaux image en multiplexage par répartition dans le temps,

## RECOMMANDE A L'UNANIMITÉ

que, pour la transmission simultanée d'un signal son et d'un signal analogique de télévision en multiplexage par répartition dans le temps, on utilise un système à modulation par impulsion et codage; les principes les plus importants de ce système sont les suivants:

1. le signal son doit être échantillonné à un rythme égal au double de la fréquence de ligne du signal de télévision (voir la Note 3);
2. les échantillons doivent être codés en MIC binaire avec compression-extension appropriée dans des mots de 10 bits;
3. des échantillons codés alternés doivent être retardés de la moitié d'une période de ligne, l'un des mots de 10 bits fourni par chaque couple d'échantillons étant complété, et les éléments numériques des deux échantillons doivent être entrelacés de telle façon que les éléments numériques homologues fournis par les deux échantillons apparaissent consécutivement;
4. chaque impulsion représentant un élément numérique doit être mise sous la forme d'une impulsion en sinus carré ayant une durée et un espacement tels que l'on puisse insérer 21 impulsions dans l'impulsion de synchronisation de ligne. Dans les systèmes de télévision utilisant des impulsions d'égalisation dans l'intervalle de suppression de trame, la durée des impulsions d'égalisation appropriées doit être augmentée dans le codeur et ramenée à sa valeur normale dans le décodeur;
5. les groupes d'impulsions (20 bits) combinés et mis en forme en même temps qu'une impulsion repère (de même forme) doivent être insérés dans les impulsions de synchronisation de ligne de telle sorte que les impulsions repères, suivies des éléments numériques les moins significatifs, se trouvent plus proches du front avant de l'impulsion de synchronisation et que les éléments numériques les plus significatifs se trouvent plus proches du front arrière de l'impulsion de synchronisation. L'amplitude de l'impulsion doit s'étendre du fond de l'impulsion de synchronisation au niveau de crête du blanc;
6. on doit utiliser la préaccentuation et la désaccentuation, avec la caractéristique spécifiée dans la Recommandation J.17 du CCITT. Le gain basse fréquence doit être fixé en corrélation avec le fonctionnement du compresseur-extenseur pour réduire au minimum toute dégradation due à du bruit de modulation, ce qui peut se produire avec un matériel de programme critique;
7. il convient de prévoir une protection telle que, si les échantillons décodés se trouvent erronés, soit que la forme du signal vidéo ou que les impulsions son ne soient pas conformes aux normes, toute perturbation sonore qui en résulterait se trouve réduite à un minimum. On peut y parvenir par exemple au moyen de maintiens, c'est-à-dire par la répétition des échantillons précédents. Cette procédure est applicable pour des perturbations de courtes durées. Dans le cas des perturbations les plus longues, ou si de trop nombreux maintiens se produisent en peu de temps, on y parvient en étouffant la sortie;

8. il est souhaitable que, pour trois codecs en cascade, les caractéristiques soient conformes aux dispositions de la Recommandation 505 (voir la Note 3);

9. la qualité de fonctionnement vidéo du système doit être telle qu'un seul codeur et un seul décodeur n'introduisent qu'une distorsion négligeable, comparée aux valeurs limites données dans la Recommandation 567 pour le circuit fictif de référence en télévision;

10. la qualité du son décodé obtenu d'un codec ne doit pas être dégradée si le circuit de télévision compris entre le codeur et le décodeur est tel que sa qualité de fonctionnement soit équivalente à celle d'une longue communication internationale de télévision (voir la Recommandation 603), égalisée au besoin.

*Note 1* — Ce système ne convient pas aux circuits fonctionnant avec verrouillage des fonds de synchronisation.

*Note 2* — Pour l'utilisation sur des circuits par satellite, qui demandent une largeur de bande de 17,5 MHz à la fréquence intermédiaire, il est souhaitable de réduire de 6 dB l'amplitude des impulsions.

*Note 3* — Il peut être difficile d'obtenir une réponse allant jusqu'à 15 kHz, puisque le taux d'échantillonnage est le double de la fréquence de ligne (voir le § 1 ci-dessus). En conséquence, on peut remplacer par 14 kHz la fréquence la plus élevée pour laquelle est spécifiée la réponse amplitude/fréquence du circuit fictif de référence.

