



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 ASAMBLEA PLENARIA
DÜSSELDORF, 1990



UNIÓN INTERNACIONAL DE TELECOMUNICACIONES

RECOMENDACIONES DEL CCIR, 1990

(ASÍ COMO RESOLUCIONES Y RUEGOS)

VOLUMEN XII

TRANSMISIONES DE TELEVISIÓN Y RADIOFONÍA (CMTT)

CCIR COMITÉ CONSULTIVO INTERNACIONAL DE RADIOCOMUNICACIONES



Ginebra, 1990

CCIR

1. El Comité Consultivo Internacional de Radiocomunicaciones (CCIR) es el órgano permanente de la Unión Internacional de Telecomunicaciones responsable, según el Convenio Internacional de Telecomunicaciones, que «...realizará estudios y formulará Recomendaciones sobre las cuestiones técnicas y de explotación relativas específicamente a las radiocomunicaciones sin limitación de la gama de frecuencias...» (Convenio Internacional de Telecomunicaciones, Nairobi, 1982, primera parte, capítulo I, art. 11, número 83)*

2. Los objetivos del CCIR son, en particular:

- a) proporcionar las bases técnicas para uso de las diversas conferencias administrativas de radiocomunicaciones y servicios de radiocomunicaciones, para la eficaz utilización del espectro de frecuencias radioeléctricas y la órbita de los satélites geoestacionarios, teniendo en cuenta las necesidades de los diversos servicios radioeléctricos;
- b) recomendar normas de funcionamiento para los sistemas de radiocomunicaciones y disposiciones técnicas que garanticen su interfuncionamiento eficaz y compatible en las telecomunicaciones internacionales;
- c) recopilar, intercambiar, analizar, publicar y difundir la información técnica resultante de los estudios del CCIR, así como cualquier otra información disponible, para el desarrollo, planificación y explotación de los servicios radioeléctricos, incluidas todas las medidas especiales necesarias para facilitar la utilización de esta información en los países en desarrollo.

* Véase también la Constitución de la UIT, Niza, 1989, Capítulo 1, art. 11, número 84.



XVII ASAMBLEA PLENARIA
DÜSSELDORF, 1990



UNIÓN INTERNACIONAL DE TELECOMUNICACIONES

RECOMENDACIONES DEL CCIR, 1990

(ASÍ COMO RESOLUCIONES Y RUEGOS)

VOLUMEN XII

TRANSMISIONES DE TELEVISIÓN Y RADIOFONÍA (CMTT)

CCIR COMITÉ CONSULTIVO INTERNACIONAL DE RADIOCOMUNICACIONES

92-61-04303-8

Ginebra, 1990



**PLAN DE LOS VOLUMENES I A XV
DE LA XVII ASAMBLEA PLENARIA DEL CCIR**

(Düsseldorf, 1990)

VOLUMEN I (Recomendaciones) <i>Anexo al Vol. I</i> (Informes)	Utilización del espectro y comprobación técnica de las emisiones
VOLUMEN II (Recomendaciones) <i>Anexo al Vol. II</i> (Informes)	Servicios de investigación espacial y de radioastronomía
VOLUMEN III (Recomendaciones) <i>Anexo al Vol. III</i> (Informes)	Servicio fijo en frecuencias inferiores a unos 30 MHz
VOLUMEN IV-1 (Recomendaciones) <i>Anexo al Vol. IV-1</i> (Informes)	Servicio fijo por satélite
VOLUMENES IV/IX-2 (Recomendaciones) <i>Anexo a los Vol. IV/IX-2</i> (Informes)	Compartición de frecuencias y coordinación entre sistemas del servicio fijo por satélite y de relevadores radioeléctricos
VOLUMEN V (Recomendaciones) <i>Anexo al Vol. V</i> (Informes)	Propagación en medios no ionizados
VOLUMEN VI (Recomendaciones) <i>Anexo al Vol. VI</i> (Informes)	Propagación en medios ionizados
VOLUMEN VII (Recomendaciones) <i>Anexo al Vol. VII</i> (Informes)	Frecuencias patrón y señales horarias
VOLUMEN VIII (Recomendaciones) <i>Anexo 1 al Vol. VIII</i> (Informes) <i>Anexo 2 al Vol. VIII</i> (Informes) <i>Anexo 3 al Vol. VIII</i> (Informes)	Servicios móviles, de radiodeterminación y de aficionados incluidos los correspondientes servicios por satélite Servicio móvil terrestre – Servicio de aficionados – Servicio de aficionados por satélite Servicio móvil marítimo Servicios móviles por satélite (aeronáutico, terrestre, marítimo, móvil y radiodeterminación) – Servicio móvil aeronáutico
VOLUMEN IX-1 (Recomendaciones) <i>Anexo al Vol. IX-1</i> (Informes)	Servicio fijo que emplea sistemas de relevadores radioeléctricos
VOLUMEN X-1 (Recomendaciones) <i>Anexo al Vol. X-1</i> (Informes)	Servicio de radiofusión (sonora)
VOLUMENES X/XI-2 (Recomendaciones) <i>Anexo a los Vol. X/XI-2</i> (Informes)	Servicio de radiodifusión por satélite (sonora y de televisión)
VOLUMENES X/XI-3 (Recomendaciones) <i>Anexo a los Vol. X/XI-3</i> (Informes)	Grabación sonora y de televisión
VOLUMEN XI-1 (Recomendaciones) <i>Anexo al Vol. XI-1</i> (Informes)	Servicio de radiodifusión (televisión)
VOLUMEN XII (Recomendaciones) <i>Anexo al Vol. XII</i> (Informes)	Transmisiones de televisión y radiofonía (CMTT)
VOLUMEN XIII (Recomendaciones)	Vocabulario (CCV)
VOLUMEN XIV	Textos administrativos del CCIR
VOLUMEN XV-1 (Cuestiones)	Comisiones de Estudio 1, 12, 5, 6, 7
VOLUMEN XV-2 (Cuestiones)	Comisión de Estudio 8
VOLUMEN XV-3 (Cuestiones)	Comisiones de Estudio 10, 11, CMTT
VOLUMEN XV-4 (Cuestiones)	Comisiones de Estudio 4, 9

Las referencias en el interior de los textos de las Recomendaciones, Informes, Resoluciones, Ruegos, Decisiones y Cuestiones del CCIR se refieren a la edición de 1990 a menos que se indique lo contrario, es decir que sólo se menciona el número base.

DISTRIBUCIÓN DE LOS TEXTOS DE LA XVII ASAMBLEA PLENARIA DEL CCIR ENTRE LOS VOLUMENES I A XV

Todos los textos del CCIR vigentes en la actualidad están contenidos en los Volúmenes I a XV y sus Anexos de la XVII Asamblea Plenaria. Sustituyen a los de la edición anterior, XVI Asamblea Plenaria, Dubrovnik, 1986.

1. Las Recomendaciones, Resoluciones y Ruegos se encuentran en los Volúmenes I a XIV y los Informes y Decisiones en los Anexos a los Volúmenes I a XII.

1.1 Indicaciones sobre la numeración de estos textos

Cuando una Recomendación, un Informe, una Resolución o un Ruego ha sido revisado, conserva su número original al que se agrega un guión y una cifra que indica el número de revisiones. No obstante, en el interior de los textos de las Recomendaciones e Informes se menciona únicamente el número original (por ejemplo, Recomendación 253), en el entendido que la referencia debe aplicarse a la última versión del texto, a menos que se indique lo contrario.

Los números de los textos antes mencionados aparecen en los cuadros que siguen; en ellos no se menciona la cifra que indica el número de revisiones sucesivas. Para mayores detalles sobre la numeración véase el Volumen XIV.

1.2 Recomendaciones

Número	Volumen	Número	Volumen	Número	Volumen
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 Recomendaciones (cont.)

Número	Volumen	Número	Volumen	Número	Volumen
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	VII
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 ⁽¹⁾
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 Informes

Número	Volumen	Número	Volumen	Número	Volumen
19	III	319	VIII-1	472	X-1
122	XI-1	322	VI ⁽¹⁾	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 ⁽¹⁾	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 ⁽¹⁾	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

* No se ha reimprimido (véase Dubrovnik, 1986).

(1) Publicado por separado.

1.3 *Informes (cont.)*

Número	Volumen	Número	Volumen	Número	Volumen
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 ₅ -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

* No se ha reimprimido (véase Dubrovnik, 1986).

(¹) Publicado por separado.

1.3.1 *Nota relativa a los Informes*

En los diferentes Informes se ha suprimido la mención «adoptado por unanimidad». Se considera que los Informes contenidos en los Anexos a los Volúmenes han sido adoptados por unanimidad, excepto en aquellos casos en los que en una nota a pie de página se indiquen las reservas correspondientes.

1.4 *Resoluciones*

Número	Volumen	Número	Volumen	Número	Volumen
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 Ruegos

Número	Volumen	Número	Volumen	Número	Volumen
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 Decisiones

Número	Volumen	Número	Volumen	Número	Volumen
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	76	IV-1 + X-1 +	100	I
51	X/XI-2		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. Cuestiones (Vols. XV-1, XV-2, XV-3, XV-4)

2.1 Numeración de estos textos

Las Cuestiones están numeradas en series distintas para cada Comisión de Estudio; en su caso, el número de orden está seguido de un guión y una cifra indica el número de revisiones a que se ha sometido el texto. El número de una Cuestión está seguido de una *cifra arábica indicando* la Comisión de Estudio. Por ejemplo:

- Cuestión 1/10 para la versión original;
- Cuestión 1-1/10 para la primera revisión; Cuestión 1-2/10 para la segunda revisión.

Nota — Las Cuestiones de las Comisiones de Estudio 7, 9 y 12 se numeran a partir de 101. Ello se debe, en el caso de las Comisiones de Estudio 7 y 9, a la fusión de las Cuestiones de las antiguas Comisiones de Estudio 2 y 7, y 3 y 9 respectivamente. En cuanto a las Cuestiones de la Comisión de Estudio 12 han sido transferidas de otras Comisiones de Estudio.

2.2 Clasificación de Cuestiones

El plan que figura en la página II indica en cuál de los Volúmenes XV se publican las Cuestiones de las diferentes Comisiones de Estudio. Un resumen de todas las Cuestiones con sus títulos, el nuevo y antiguo número será publicado en el Volumen XIV.

2.3 *Referencias a Cuestiones*

Según se detalla en la Resolución 109, la Asamblea Plenaria aprobó las Cuestiones y las asignó a las Comisiones de Estudio correspondientes. La Asamblea Plenaria decidió también que desapareciesen los Programas de Estudios. Por lo tanto, en la Resolución 109 se especifican los Programas de Estudios cuya conversión en nuevas Cuestiones o cuya refundición con Cuestiones existentes se aprobó. Conviene señalar que las referencias a Cuestiones y Programas de Estudios contenidas en los textos de las Recomendaciones y los Informes de los Volúmenes I a XIII son todavía las vigentes en el periodo de estudios 1986-1990.

Cuando procede, se hace referencia en las Cuestiones a los Programas de Estudios o las Cuestiones de que derivan y se ha dado un número nuevo a las Cuestiones derivadas de Programas de Estudios o transferidas a una Comisión de Estudio diferente.

PAGE INTENTIONALLY LEFT BLANK

PAGE LAISSEE EN BLANC INTENTIONNELLEMENT

VOLUMEN XII

TRANSMISIONES DE TELEVISIÓN Y RADIOFONÍA

(CMTT)

CUADRO DE MATERIAS

	Página
Plan de los Volúmenes I a XV de la XVII Asamblea Plenaria del CCIR	II
Distribución de los textos de la XVII Asamblea Plenaria del CCIR entre los Volúmenes I a XV	III
Cuadro de materias	IX
Índice numérico de los textos	XI
Mandato de la CMTT e Introducción por el Relator Principal de la CMTT	XIII

Sección CMTT A — Normas y objetivos de calidad de transmisión de señales de televisión

Rc. 567-3	Calidad de transmisión de los circuitos de televisión diseñados para ser utilizados en conexiones internacionales	1
Rc. 722	Normas técnicas uniformes y procedimientos operativos uniformes para el periodismo electrónico por satélite (SNG)	44
Rc. 568	Valor único de relación señal/ruido para todos los sistemas de televisión	47
Rc. 603	Cadena ficticia de referencia para transmisiones de televisión a muy larga distancia	49
Rc. 604-2	Transmisión digital de televisión a larga distancia — Principios fundamentales	50
Rc. 658-1	Transmisión mixta analógica y digital de señales compuestas analógicas de televisión a larga distancia	51
Rc. 723	Transmisión de señales de televisión digitales con codificación de componentes para las aplicaciones con calidad de contribución a las velocidades binarias del tercer nivel jerárquico de la Recomendación G.702 del CCITT	54
Rc. 721	Transmisión de señales de televisión digitales codificadas por componentes para las aplicaciones con calidad de contribución a velocidades binarias próximas a 140 Mbit/s	68

Sección CMTT B — Métodos de explotación y evaluación de la calidad de los sistemas de transmisión de señales de televisión

Rc. 473-4	Insertión de señales de prueba en el intervalo de supresión de trama de señales de televisión en blanco y negro y en color	81
Rc. 569-2	Definiciones de los parámetros para la medición automática simplificada de señales de prueba de inserción en televisión	93
Rc. 570	Utilización de una señal de prueba normalizada como carga convencional de un canal de televisión	103
Rc. 720	Métodos de medición y procedimientos de prueba para señales de teletexto	104

Sección CMTT C – Normas de transmisión y objetivos de calidad de funcionamiento para canales de programas radiofónicos

Rc. 502-2	Circuitos ficticios de referencia para transmisiones radiofónicas. <i>Sistemas terrestres y sistemas del servicio fijo por satélite</i>	107
Rc. 503-4	Características de los circuitos radiofónicos del tipo de 7 kHz (anchura de banda reducida). <i>Circuitos para transmisiones monofónicas de calidad media</i>	110
Rc. 505-4	Características de los circuitos radiofónicos del tipos de 15 kHz. <i>Circuitos para transmisiones radiofónicas monofónicas y estereofónicas de alta calidad</i>	116
Rc. 605-1	Estimación de la calidad de transmisión de circuitos radiofónicos de longitud menor o mayor que el circuito ficticio de referencia	124
Rc. 474-1	Modulación de señales en circuitos radiofónicos por señales perturbadoras producidas por fuentes de energía eléctrica	127
Rc. 659	Transmisión digital de programas radiofónicos – Principios generales	128
Rc. 724	Transmisión de señales de sonido digitales con calidad de estudio por los canales H1	129
Rc. 718	Transmisión de señales radiofónicas digitales de alta calidad por circuitos de televisión que utilizan 480 kbit/s o 496 kbit/s por canales de audio	138
Rc. 719	Transmisión de señales analógicas radiofónicas de alta calidad por circuitos mixtos analógicos y digitales a 320 kbit/s	147
Rc. 660	Transmisión de señales radiofónicas analógicas de alta calidad por circuitos mixtos analógico-digitales utilizando canales de 384 kbit/s	153
Rc. 606-1	Frecuencia de muestreo que ha de utilizarse para la transmisión digital de señales radiofónicas de alta calidad	158

Sección CMTT D – Métodos de explotación y de evaluación de la calidad para los canales de transmisión de programas radiofónicos

Rc. 571-2	Señal convencional de prueba simuladora de señales radiofónicas para medir la interferencia en otros canales	159
Rc. 645-1	Señales de prueba para los enlaces radiofónicos internacionales	161
Rc. 661-1	Señales para la alineación de las conexiones radiofónicas internacionales	164

Sección CMTT E – Transmisión de señales que asocian por multiplexaje las señales de imagen, de sonido y de datos. Transmisión de señales de nuevos sistemas

Rc. 717	Tolerancias para las diferencias de tiempos de transmisión entre las componentes de imagen y de sonido de una señal de televisión	167
Rc. 572	Transmisión de un programa radiofónico asociado a una señal analógica de televisión, mediante multiplexaje por distribución en el tiempo en los impulsos de sincronismo de línea	168

ÍNDICE NUMÉRICO DE LOS TEXTOS

	Página
SECCIÓN CMTT A: Normas y objetivos de calidad de transmisión de señales de televisión	1
SECCIÓN CMTT B: Métodos de explotación y evaluación de la calidad de los sistemas de transmisión de señales de televisión	81
SECCIÓN CMTT C: Normas de transmisión y objetivos de calidad de funcionamiento para canales de programas radiofónicos	107
SECCIÓN CMTT D: Métodos de explotación y de evaluación de la calidad para los canales de transmisión de programas radiofónicos	159
SECCIÓN CMTT E: Transmisión de señales que asocian por multiplaje las señales de imagen, de sonido y de datos. Transmisión de señales de nuevos sistemas	167

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

PAGE INTENTIONALLY LEFT BLANK

PAGE LAISSEE EN BLANC INTENTIONNELLEMENT

CMTT

Comisión Mixta CCIR/CCITT para las transmisiones de radiodifusión sonora y de televisión

TRANSMISIÓN A LARGA DISTANCIA DE SEÑALES
DE RADIODIFUSIÓN SONORA Y DE TELEVISIÓN*Mandato:*

Estudiar, en colaboración con las Comisiones de Estudio del CCIR y del CCITT, las especificaciones a que han de ajustarse los sistemas de telecomunicación para las transmisiones de radiodifusión sonora y de televisión a larga distancia.

1986-1990 *Relator Principal:* W. G. SIMPSON (Reino Unido)

Relator Principal Adjunto: G. ZEDLER (Alemania (República Federal de))

A partir del próximo periodo de estudios, de conformidad con la Resolución 61, adoptada por la XVII Asamblea Plenaria de Düsseldorf (mayo-junio de 1990), el cometido del trabajo que deberá emprenderse y los nombres del Relator Principal y los Relatores Principales Adjuntos correspondientes, se dan a continuación:

CMTT

COMISIÓN MIXTA CCIR/CCITT PARA LAS TRANSMISIONES
DE RADIODIFUSIÓN SONORA Y DE TELEVISIÓN*Cometido:*

Estudiar, en cooperación con las Comisiones de Estudio del CCIR y del CCITT, las especificaciones a que han de ajustarse los sistemas de telecomunicación para la transmisión de programas de televisión y de radiodifusión sonora.

1990-1994 *Relator Principal:* W. G. SIMPSON (Reino Unido)

Relator Principal Adjunto: G. ZEDLER (Alemania (República Federal de))

INTRODUCCIÓN POR EL RELATOR PRINCIPAL DE LA CMTT

1. Actividades de la CMTT de 1986 a 1990

1.1 Durante el periodo de estudios 1986-1990, la CMTT ha celebrado dos reuniones en Ginebra:

- Reunión Intermedia del 2 al 13 de noviembre de 1987,
- Reunión Final del 2 al 13 de octubre de 1989.

Durante las dos reuniones se examinaron en total 200 Contribuciones técnicas. La Reunión Final adoptó 69 textos nuevos o modificados, incluyendo 8 Recomendaciones nuevas y 10 modificadas, así como 8 nuevos Informes y otros 19 revisados.

La CMTT desea conservar la clasificación de materias adoptada en el periodo precedente, es decir:

- Sección A (respuesta a las Cuestiones 13 y 14)
Normas y objetivos de calidad de transmisión de señales de televisión.
- Sección B (respuestas a las Cuestiones 15 y 16)
Métodos de explotación y evaluación de la calidad de los sistemas de transmisión de señales de televisión.
- Sección C (respuestas a las Cuestiones 17 y 18)
Normas y objetivos de calidad para la transmisión de canales de sonido.
- Sección D (respuesta a las Cuestiones 19 y 20)
Métodos de explotación y de evaluación de la calidad para la transmisión de los canales de sonido.
- Sección E (respuesta a las Cuestiones 21, 22, 23 y 24)
Transmisión de señales que asocian por multiplexaje las señales de imagen, de sonido y de datos. Transmisión de señales de nuevos sistemas.

1.2 En el transcurso de la Reunión Intermedia y de la Reunión Final, la CMTT constituyó *Grupos de Trabajo* que actuaron como se indica a continuación:

<i>Grupo de Trabajo</i>	<i>Mandato</i>	<i>Presidente</i>
CMTT-A	C. 13, 15, 21, 22 y 24	Sr. L. Gooddy (Canadá)
CMTT-B	C. 14, 16 y 23	Sr. J. M. Corbett (Reino Unido)
CMTT-C	C. 17, 18, 19 y 20	Sr. G. Zedler (Alemania (República Federal de))

1.3 La CMTT constituyó también un Grupo de Redacción para cada una de sus reuniones, en los que participaron los siguientes delegados:

<i>Reunión Intermedia</i>	<i>Reunión Final</i>
Sr. C. Dorkins (Reino Unido)	Sr. C. Dorkins (Reino Unido)
Sr. M. Bosch (Francia)	Sr. C. Bremenson (Francia)
Sr. L. Bascuñana (España)	

1.4 Durante la Reunión Intermedia, así como durante la Reunión Final, el Grupo Interino de Trabajo CMTT/1 ha celebrado sesiones por iniciativa de su Presidente, Sr. W. G. Simpson (Reino Unido).

En estas reuniones hicieron uso de la palabra:

- en relación con las transmisiones de televisión:
el Dr. Yamamoto (Japón), Presidente del Grupo de Trabajo 11-D,
el Sr. Corbett (Reino Unido), Presidente del Grupo de Trabajo CMTT-B;
- en relación con las transmisiones radiofónicas:
el Sr. Steinke (OIRT), Presidente del Grupo de Trabajo 10-C,
el Sr. Zedler (Alemania (República Federal de)), Presidente del Grupo de Trabajo CMTT-C.

En sus exposiciones, estos oradores facilitaron a los miembros del Grupo Interino de Trabajo informaciones sobre los trabajos de las Comisiones de Estudio 10 y 11 y de la CMTT en lo que respecta a las señales digitales.

Los resultados obtenidos por el GIT CMTT/1 se resumen más adelante, en el § 2.2.3.

1.5 En la Reunión Final precedente de 1985, la CMTT había adoptado decisiones mediante las que se establecieron dos GIT, el CMTT/2 y el CMTT/3.

1.5.1 El GIT CMTT/2, presidido por el Dr. L. Stenger (Alemania (República Federal de)) y teniendo como Vicepresidentes al Dr. H. Murakami (Japón) y al Sr. K. Davies (Canadá) se encargó del establecimiento de proyectos de nuevas Recomendaciones sobre la transmisión de señales de televisión digitales con codificación de componentes. Este GIT estableció una cooperación estrecha con el GIT 11/7, estableciendo sus reuniones para celebrarlas consecutivamente en el mismo lugar. Durante el periodo de

estudios se celebraron cinco reuniones que dieron como resultado efectivo la presentación de dos nuevas Recomendaciones y dos Informes correspondientes a la Reunión Final de la CMTT para su aprobación*. El trabajo adicional sobre estos cuatro textos había que concluirlo antes de la XVII Asamblea Plenaria. A principios de marzo de 1990 se celebró una reunión del GIT CMTT/2 en Granada (España) con objeto de dar por terminado el trabajo restante.

La Recomendación 721 quedó concluida satisfactoriamente durante dicha reunión. Un proyecto de la revisión que propuso el GIT CMTT/2, así como las correcciones consecuentes al Informe 1234, fueron sometidas a la XVII Asamblea Plenaria y adoptadas.

No se pudo llegar a un acuerdo en cuanto a la propuesta de un sistema único para el tercer nivel jerárquico de la Recomendación G.702 del CCITT. Como consecuencia de ello, el CMTT/2 propuso continuar con carácter urgente el trabajo durante el próximo periodo de estudios, teniendo como objetivo la obtención de un acuerdo tan pronto como sea posible. Entre tanto, el GIT propuso las revisiones necesarias a la Recomendación 723, así como al Informe 1235 correspondiente sometidos igualmente a la XVII Asamblea Plenaria y adoptados.

1.5.2 El GIT CMTT/3, bajo la presidencia del Sr. A. Brown (UER), tenía como tarea el análisis de los problemas que plantea la transmisión de señales de televisión y radiofónicas en la RDSI de banda ancha. Era fundamental que la información sobre servicios RDSI que las entidades de radiodifusión desearan utilizar se comunicase a la Comisión de Estudio XVIII del CCITT en su debido momento. Con este fin, se autorizó al GIT a presentar los resultados de sus trabajos directamente a la Comisión de Estudio XVIII, a expensas de la aprobación posterior de la CMTT. El GIT CMTT/3 celebró cinco reuniones durante el periodo de estudios (incluyendo una en Ginebra, en febrero de 1990, que preparó declaraciones de coordinación a la Comisión de Estudio XVIII y al GIT CMTT/2) y su Presidente presentó los resultados a la Comisión de Estudio XVIII. Esta última y la CMTT consideraron que este método de trabajo era muy eficaz.

1.5.3 En su Reunión Intermedia de 1987, la CMTT adoptó una Decisión mediante la que se establecía un GIT CMTT/4 encargado de preparar un proyecto de nueva Recomendación sobre la transmisión digital de señales radiofónicas de calidad de estudio, proyecto que debería presentarse a la Reunión Final de la CMTT. El GIT, bajo la presidencia del Sr. A. Weisser (Télédiffusion de France) celebró dos reuniones en el periodo comprendido entre las Reuniones Intermedia y Final, y concluyó satisfactoriamente la tarea que se le había asignado.

1.5.4 Durante el periodo de estudios 1986-1990 los Relatores Especiales de la CMTT ante las Comisiones de Estudio del CCITT fueron los siguientes:

- Comisión de Estudio IV del CCITT: Sr. G. Knowlson (Estados Unidos de América).
- Comisión de Estudio XV del CCITT: Sr. W. Walter (Alemania (República Federal de)).
- Comisión de Estudio XVIII del CCITT: Sr. P. Wery (Canadá).

2. Resultados obtenidos

En el curso de las dos reuniones, los Grupos de Trabajo elaboraron una serie de documentos cuyos resultados son los siguientes:

2.1 Textos presentados a la aprobación de la Asamblea Plenaria

2.1.1 Recomendaciones

La CMTT propuso modificaciones en 10 de sus 21 Recomendaciones que figuran en el Volumen XII (Dubrovnik, 1986), y que son: Recomendación 567-2 (MOD F) (Documento CMTT/1004), Recomendación 604-1 (MOD I) (Documento CMTT/1012), Recomendación 658 (MOD F) (Documento CMTT/1013), Recomendación 473-4 (MOD I) (Documento CMTT/1023), Recomendación 503-3 (MOD F) (Documento CMTT/1027), Recomendación 505-3 (MOD F) (Documento CMTT/1028), Recomendación 606 (MOD F) (Documento CMTT/1034), Recomendación 571-1 (MOD F) (Documento CMTT/1038), Recomendación 645 (MOD F) (Documento CMTT/1039) y Recomendación 661 (MOD I) (Documento CMTT/1040). La Recomendación 642 que atañe también a la Comisión de Estudio 10, ya no figura en el Volumen de la CMTT.

* — Dichos textos son: Recomendación 723 «Transmisión de señales de televisión digitales con codificación de componentes para las aplicaciones con calidad de contribución a las velocidades binarias del tercer nivel jerárquico de la Recomendación G.702 del CCITT»
 — Informe asociado 1235 «Transmisión digital de señales de televisión codificadas en componentes a 30-34 Mbit/s y 45 Mbit/s»
 — Recomendación 721 «Transmisión de señales de televisión digitales codificadas por componentes para las aplicaciones con calidad de contribución a velocidades binarias próximas a 140 Mbit/s» e
 — Informe asociado 1234 «Transmisión digital de señales de televisión con codificación de componentes a velocidades binarias próximas a 68 Mbit/s y 140 Mbit/s».

La CMTT propone también la adopción de 8 nuevas Recomendaciones:

Sección A

- 722 Normas técnicas uniformes y procedimientos operativos uniformes para el periodismo electrónico por satélite (SNG).
- 723 Transmisión de señales de televisión digitales con codificación de componentes para las aplicaciones con calidad de contribución a las velocidades binarias del tercer nivel jerárquico de la Recomendación G.702 del CCITT.
- 721 Transmisión de señales de televisión digitales codificadas por componentes para las aplicaciones con calidad de contribución a velocidades binarias próximas a 140 Mbit/s.

Sección B

- 720 Métodos de medición y procedimientos de prueba para señales de teletexto.

Sección C

- 724 Transmisión de señales de sonido digitales con calidad de estudio por los canales H1.
- 718 Transmisión de señales radiofónicas digitales de alta calidad por circuitos de televisión que utilizan 480 kbit/s ó 496 kbit/s por canal de audio.
- 719 Transmisión de señales analógicas radiofónicas de alta calidad por circuitos mixtos analógicos y digitales a 320 kbit/s.

Sección D

- 717 Tolerancias para las diferencias de tiempos de transmisión entre las componentes de imagen y de sonido de una señal de televisión.

2.1.2 *Cuestiones*

No ha habido modificaciones de fondo en las 12 Cuestiones que figuran en el Volumen de 1986 de la CMTT. Se propuso la adopción de la nueva Cuestión 25 relativa a la distribución secundaria, junto con un nuevo Programa de Estudios asociado AQ/CMTT (Cuestión 26).

2.1.3 *Ruegos*

La CMTT no tiene ninguna propuesta respecto a los Ruegos.

2.2 *Textos sometidos a la Asamblea Plenaria*

2.2.1 *Informes*

La CMTT adoptó modificaciones en 18 de los 39 Informes que figuran en el Volumen XII (Dubrovnik, 1986). Se han suprimido dos Informes (el 1093 y el 817-2. Este último se ha sustituido por el Informe 1241).

La CMTT adoptó también 8 nuevos Informes: 1234, 1235, 1236, 1237, 1238, 1239, 1240 y 1241.

2.2.2 *Programas de Estudios*

La CMTT adoptó modificaciones de fondo en 10 de los 45 Programas de Estudios que figuran en el Volumen XII (Dubrovnik, 1986): 13G-1, 14A-3, 14E-1, 15D-2, 17D-2, 18A-3, 18F-1, 18G-1, 19D-2, 21A-1. Se ha suprimido el Programa de Estudios 18H.

La CMTT adoptó 7 nuevos Programas de Estudios relativos a Cuestiones ya existentes 13H, 14F, 22A, 22B, 22C, 22D, 24A. Se propone la adopción de un nuevo Programa de Estudios relativo a una nueva Cuestión (véase el punto 2.1.2).

2.2.3 *Decisiones*

La CMTT introdujo modificaciones de fondo en todas sus Decisiones ya existentes y añadió otra nueva:

Decisión 18-6 Sistemas digitales para la transmisión de señales de radiodifusión sonora y de televisión

Conforme a una revisión importante de la Decisión 18 se amplía la participación del anterior GIT CMTT/1 para incluir las Comisiones de Estudio 10 y 11. El resultado es un nuevo GITM CMTT 10-11/2.

Decisión 67-2 Transmisión digital de señales de televisión de componentes codificadas y de señales de TVAD

Se amplía el mandato del GIT CMTT/2 para incluir los sistemas de TVAD por componentes y de componentes analógicas multiplexadas.

Decisión 68-2 Señales de televisión y radiofónicas en la RDSI de banda ancha

Se incorporan como miembros del GIT CMTT/3 los representantes de las Comisiones de Estudio 10 y 11 del CCIR y se invita a participar en dicho Grupo a los Relatores Especiales del CCITT.

Decisión 76-1 Periodismo electrónico por satélite (SNG)

Se añade al mandato del GITM CMTT 4-10-11/1 el estudio de los objetivos generales en cuanto a transmisión y calidad de la transmisión de TVAD mediante estaciones terrenas portátiles de satélite para el SNG.

Decisión 77-1 Transmisión de señales radiofónicas de calidad de estudio digital por circuitos que utilizan el nivel de acceso H1

Se prolonga el GIT CMTT/4 al periodo de estudios 1990-1994.

Decisión 98 Sistemas de codificación de audio digital de baja velocidad binaria

Esta Decisión, preparada por la Comisión de Estudio 10, incluye la participación de especialistas de la CMTT.

2.2.4 *Propuesta de modificación del mandato de la CMTT*

En su Reunión Intermedia celebrada en 1987, la CMTT adoptó una propuesta de modificación de su mandato para que dijese lo siguiente:

Estudiar, en cooperación con las Comisiones de Estudio del CCIR y del CCITT, las especificaciones que han de satisfacer los sistemas de telecomunicación para permitir la transmisión de programas radiofónicos y de televisión.

Esta modificación tiene como efecto ampliar el mandato a fin de abarcar todos los sistemas de telecomunicación, con independencia de su longitud.

Esta propuesta se presentó a la Asamblea Plenaria del CCITT, celebrada en 1988, siendo avalada por ésta. Como la CMTT es una Comisión de Estudio Mixta CCIR/CCITT, esta propuesta se presenta también a la Asamblea Plenaria del CCIR para su aprobación.

3. Testimonio de gratitud

El Relator Principal desea, en nombre del Relator Principal Adjunto y en el suyo propio, dar las gracias a las administraciones y a los organismos participantes por sus contribuciones, así como a los delegados que han trabajado activamente y en un admirable espíritu de cooperación, que ha permitido lograr los importantes resultados anteriormente mencionados.

Expresa especialmente su agradecimiento a los Presidentes de los Grupos y Subgrupos de Trabajo y a los Presidentes de los Grupos Interinos de Trabajo que con su gran competencia dirigiendo los debates han permitido la elaboración de los textos de la CMTT.

SECCIÓN CMTT A: NORMAS Y OBJETIVOS DE CALIDAD DE TRANSMISIÓN
DE SEÑALES DE TELEVISIÓN

RECOMENDACIÓN 567-3

**CALIDAD DE TRANSMISIÓN DE LOS CIRCUITOS DE TELEVISIÓN
DISEÑADOS PARA SER UTILIZADOS EN CONEXIONES INTERNACIONALES**

(Cuestión 13/CMTT)

(1978-1982-1986-1990)

El CCIR,

CONSIDERANDO

la necesidad de disponer de una Recomendación relativa a la transmisión de señales analógicas de televisión a grandes distancias, común al CCIR y al CCITT,

RECOMIENDA, POR UNANIMIDAD:

Que, teniendo en cuenta las definiciones de las partes A y B y los métodos de medida de la parte C y sus anexos, la calidad de transmisión de los circuitos internacionales de televisión satisfagan los objetivos de planificación indicados en las partes D y E.

Introducción

La Comisión de Estudio Mixta CCIR/CCITT para las transmisiones de televisión y de programas radiofónicos (CMTT) ha estudiado los problemas que plantea la transmisión de señales de televisión de distintas normas a larga distancia.

La CMTT ha decidido estudiar métodos de prueba unificados y la calidad de transmisión que puede recomendarse para circuitos previstos para transmitir señales conformes a la mayoría de las normas de televisión.

Esta Recomendación pretende cubrir los casos en que deben utilizarse circuitos en diversos momentos para la transmisión de señales de televisión de 525 y 625 líneas.

No obstante, dado lo extenso de la Recomendación, conviene que se aplique también a circuitos destinados a la transmisión de señales de televisión de una sola norma. Por lo tanto, el documento concierne a diferentes requisitos de las normas de 525 y de 625 líneas, y de normas múltiples, en caso necesario.

Se supone que el circuito no contiene sistemas de satélites con dispersión de energía a la frecuencia de línea ni sistemas en los que se empleen técnicas de transmisión digital. En otro caso, serían probablemente necesarios objetivos adicionales.

La presente Recomendación consta de las cinco partes siguientes:

Parte A: Definiciones de conexión y de circuitos

Parte B: Definiciones de parámetros

Parte C: Métodos de medición y señales de prueba

Parte D: Objetivos de diseño y tolerancias aplicables a circuitos ficticios de referencia

Parte E: Calidad de funcionamiento para circuitos de longitud inferior o superior a la del circuito ficticio de referencia.

Nota — Las Referencias Bibliográficas y las Bibliografías figuran al final de cada parte o anexo.

**PARTE A — DEFINICIÓN DE UNA CONEXIÓN INTERNACIONAL DE TELEVISIÓN
Y DE LOS CIRCUITOS FICTICIOS DE REFERENCIA PARA LOS SISTEMAS TERRENALES
Y PARA LOS SISTEMAS DE TELECOMUNICACIÓN POR SATÉLITE**

A.1 Definiciones

A.1.1 Definición de una conexión internacional de televisión (véase la fig. 1)

- El punto A, tomado como el origen de la conexión internacional de televisión, puede ser el punto de producción del programa (estudio o lugar del reportaje), un centro de conmutación o un convertidor de normas.
- El punto D, considerado el de destino de la conexión de televisión internacional, puede ser un centro de programas, una estación de radiodifusión, un centro de conmutación o un convertidor de normas.



- El circuito local de televisión AB conecta el punto A con el punto B, primera estación de repetidores de la línea de larga distancia de televisión internacional.

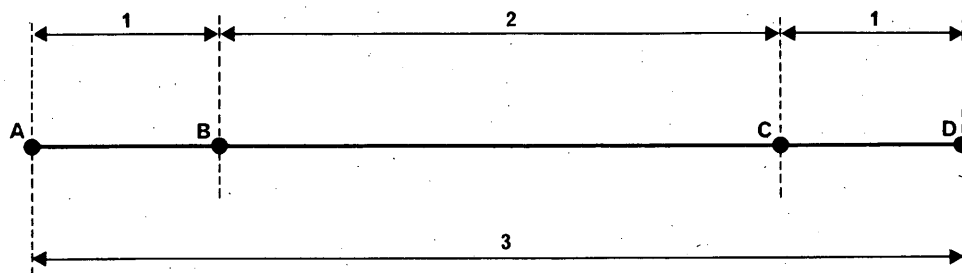


FIGURA 1 – Conexión internacional de televisión

- 1: Circuito local de televisión
- 2: Circuito internacional de televisión
- 3: Conexión internacional de televisión

- El circuito internacional de televisión BC está constituido por una cadena de circuitos nacionales e internacionales para transmisión de televisión. Las administraciones interesadas designarán los lugares precisos (por ejemplo, dentro de los edificios) que deban considerarse puntos B y C.
- El circuito local de televisión CD conecta el punto C, última estación de repetidores de la línea de larga distancia de televisión internacional, con el punto D.
- El conjunto AD de la línea de televisión internacional BC y de los circuitos locales de televisión AB y CD constituye la conexión de televisión internacional.

Las especificaciones que figuran a continuación en la presente Recomendación se refieren sólo a las características de los circuitos internacionales de televisión; no se han establecido especificaciones para los circuitos locales de televisión AB y CD.

A.1.2 Definición del circuito ficticio de referencia terrenal (fig. 2a)

El circuito ficticio de referencia terrenal de televisión, que es un ejemplo de línea internacional de televisión (BC en la fig. 1) y que puede ser un sistema de relevadores radioeléctricos o un sistema por cable, se caracteriza principalmente por:

- una longitud total, entre puntos de video, de 2500 km;
- dos puntos intermedios M y M' de demodulación hasta la banda de las frecuencias de video, que dividen el circuito en tres secciones de la misma longitud;
- las tres secciones se ajustan por separado y se interconectan después sin ajuste alguno ni corrección general;
- el circuito no comprende convertidor de normas ni regenerador de señales de sincronismo, ni equipo para la inserción de señales en el intervalo de supresión de línea o de trama.

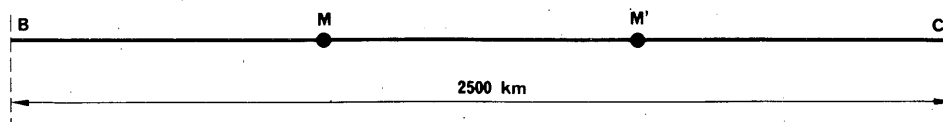


FIGURA 2a – Circuito ficticio de referencia para transmisiones de televisión por un sistema terrenal

A.1.3 Definición del circuito ficticio de referencia en el servicio fijo por satélite (fig. 2b)

Un circuito ficticio de referencia para un sistema del servicio fijo por satélite que puede formar parte de un circuito internacional de televisión de gran longitud (BC en la fig. 1) se define como sigue:

- consiste en un sistema estación terrena-satélite-estación terrena;
- comprende un par de moduladores y demoduladores para la transferencia de la banda de base a la portadora radioeléctrica, e inversamente;
- no comprende convertidor de normas, ni regenerador de señales de sincronismo, ni equipo para la inserción de señales en el intervalo de supresión de línea o de trama.

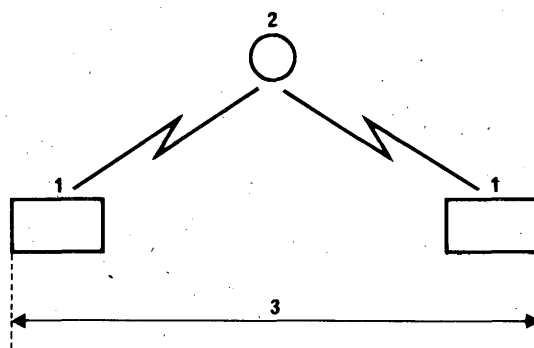


FIGURA 2b – Circuito ficticio de referencia para transmisiones de televisión por un sistema del servicio fijo por satélite

- 1: Estación terrena
- 2: Estación espacial
- 3: Circuito ficticio de referencia

PARTE B – DEFINICIONES DE PARÁMETROS

Se incluyen en esta parte definiciones de términos que son necesarias para la comprensión de la propia Recomendación. Se necesitan estas definiciones porque muchas de ellas no figuran en ningún vocabulario técnico reconocido o por tratarse de términos con definiciones generales a los que se les ha atribuido significados especiales para la transmisión de televisión. Su uso en este contexto limitado no debe tomarse como restricción para su utilización en el Vocabulario Electrotécnico Internacional (VEI) o en otros vocabularios donde pueden recibir definiciones más amplias, es decir, no circunscritas a la televisión.

B.1 Terminología relativa a la forma de onda

Los siguientes términos relativos a las componentes y valores de la señal de video en color se ilustran en la fig. 3:

- A*: componente de corriente continua no significativa;
- B*: componente útil de corriente continua, integrada en la duración total de una trama;
- C*: componente de corriente continua de la imagen, integrada en el periodo activo de línea (T_u);
- D*: valor instantáneo de la componente de luminancia;
- E*: valor instantáneo de la señal, medida con respecto al nivel inferior de los impulsos de sincronismo;
- F*: amplitud de cresta de la señal (positiva o negativa con relación al nivel de supresión);
- G*: amplitudes de cresta de las componentes de crominancia;
- H*: amplitud cresta a cresta de la señal;
- J*: diferencia entre el nivel del negro y el nivel de supresión (pedestal);
- K*: amplitud cresta a cresta de la ráfaga de color;
- L*: valor nominal de la componente de luminancia;
- M*: amplitud cresta a cresta de la señal de video en blanco y negro compuesta ($M = L + S$);
- S*: amplitud de los impulsos de sincronismo;
- T_{sy} : duración del impulso de sincronismo de línea;
- T_{lb} : duración del intervalo de supresión de línea (*lb*: «line blanking»);
- T_u : duración del periodo activo de línea;
- T_b : intervalo previo a la ráfaga de color (*b*: «breezeway»);
- T_{fp} : duración del umbral anterior (*fp*: «front porch»);
- T_{bp} : duración del umbral posterior (*bp*: «back porch»).

Las amplitudes *L*, *S* y *M* son las amplitudes de referencia de la señal de video. Las amplitudes designadas anteriormente por los símbolos *B*, *C*, *D*, *E*, *F*, *G*, *H*, y *J* pueden expresarse como un porcentaje de *L*.

La componente media de la imagen (CMI) es la media de los valores de C en un periodo igual a la duración de una trama, excluyendo las duraciones de supresión, expresándose como porcentaje de L .

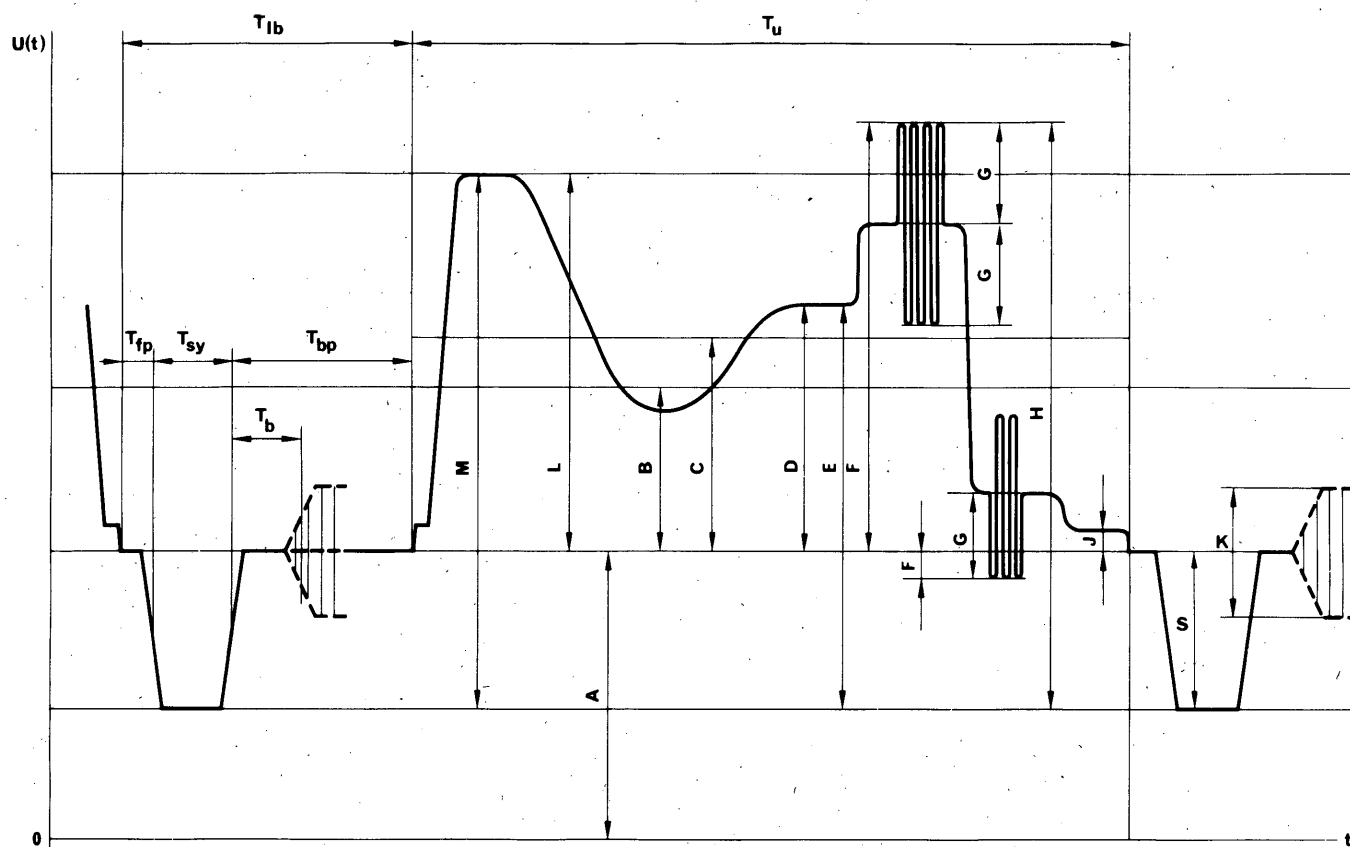


FIGURA 3 – Una línea de la señal compuesta de video en color

B.2 Especificaciones en los puntos de interconexión de video

B.2.1 Impedancia nominal (Z_0)

En los puntos de interconexión de video, las impedancias de entrada y de salida (Z_0) de cada sección deben especificarse bien como asimétricas con relación a Tierra o como simétricas con relación a Tierra, sujetas a un acuerdo bilateral.

B.2.2 Pérdida de adaptación

La pérdida de adaptación, con relación a Z_0 producida por una impedancia Z es, en función de la frecuencia:

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

En función del tiempo, esta pérdida se expresa por la fórmula simbólica:

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

en la que A_1 es la amplitud cresta a cresta de la señal incidente y A_2 la amplitud cresta a cresta de la señal reflejada. Numéricamente, el resultado es el mismo que el que se obtiene utilizando el procedimiento de cálculo en función de la frecuencia, siempre y cuando la atenuación de adaptación sea independiente de ésta.

B.2.3 *Polaridad y componente de corriente continua*

La polaridad de la señal debe ser positiva, es decir, debe ser tal que los pasos del negro al blanco entrañen un aumento algebraico del potencial.

La componente útil de corriente continua (B en la fig. 3), que está en relación con la luminosidad media de la imagen, puede hallarse presente o no en la señal de video y no tiene que transmitirse o restituirse en los bornes de salida.

Una componente de corriente continua no significativa (A en la fig. 3), procedente, por ejemplo, de la alimentación de corriente continua, puede estar presente en la señal. Los límites de tal componente han de especificarse para las dos condiciones siguientes: con terminación y sin terminación.

B.2.4 *Amplitud nominal de la señal*

La amplitud nominal de la señal es la amplitud cresta a cresta de la señal de video en blanco y negro que comprende el impulso de sincronismo y la componente de la señal de luminancia correspondiente a la cresta de blanco (M en la fig. 3).

B.3 *Especificaciones de las características de transmisión*

Las definiciones de los puntos B.3.2 y siguientes se basan en la hipótesis de que el circuito tiene la ganancia de inserción que se define en el punto B.3.1 siguiente.

B.3.1 *Ganancia de inserción*

La ganancia de inserción se define como la relación, expresada en decibelios, entre la amplitud cresta a cresta de una señal de prueba dada en el terminal de recepción y la amplitud nominal de esta misma señal en el terminal de transmisión. La amplitud cresta a cresta se define como la diferencia entre los valores instantáneos medidos en puntos definidos de la señal utilizada.

B.3.2 *Ruido*

B.3.2.1 *Ruidos aleatorios continuos*

La relación señal/ruido, en el caso de ruidos aleatorios continuos, se define por la relación, en decibelios, entre la amplitud nominal cresta a cresta de la señal de luminancia (L en la fig. 3) y la amplitud eficaz (raíz cuadrada de la media cuadrática) del ruido medido después de la limitación de la banda. La relación «señal/ruido ponderado» se define como la relación, expresada en decibelios, entre la amplitud nominal de la señal de luminancia (L en la fig. 3) y la amplitud eficaz (raíz cuadrada de la media cuadrática) del ruido medido después de la limitación de la banda y de la ponderación con una red especificada.

Conviene medir esta relación con un instrumento que tenga, en términos de potencia, una constante de tiempo o una duración de integración definida.

B.3.2.2 *Ruidos de baja frecuencia*

La relación señal/ruido en el caso de ruidos de baja frecuencia viene definida por la relación, en decibelios, entre la amplitud nominal de la señal de luminancia (L en la fig. 3) y la amplitud cresta a cresta del ruido después de la limitación de banda para que sólo comprenda el espectro entre 500 Hz y 10 kHz.

B.3.2.3 *Ruidos recurrentes*

En el caso de ruidos recurrentes, la relación señal/ruido está definida por la relación, en decibelios, entre la amplitud nominal de la señal de luminancia (L en la fig. 3) y la amplitud cresta a cresta del ruido. Se especifican valores diferentes para el ruido en una frecuencia única comprendida entre 1 kHz y el límite superior de la banda de frecuencias de video y para el zumbido debido a la alimentación, incluidos sus primeros armónicos.

B.3.2.4 *Ruidos impulsivos*

En el caso de ruidos impulsivos, la relación señal/ruido se define por la relación, en decibelios, de la amplitud nominal de la señal de luminancia (L en la fig. 3) y la amplitud cresta a cresta del ruido impulsivo.

B.3.3 *Diafotía procedente de otro canal de televisión*

La relación señal/diafotía se define como la relación, en decibelios, entre la amplitud nominal de la señal de luminancia (L en la fig. 3) y la amplitud cresta a cresta de la señal que ocasiona la diafotía.

B.3.4 *Distorsiones no lineales*

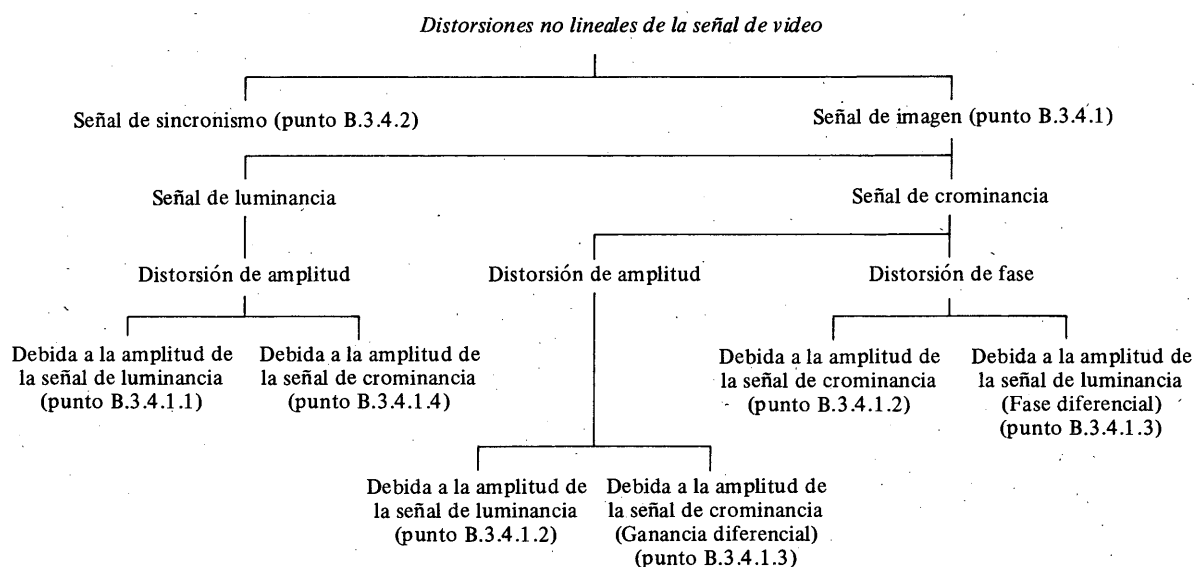
La característica de transmisión de un circuito de televisión puede no ser perfectamente lineal. La importancia de los defectos introducidos depende:

- del nivel medio de la imagen, como se define en el punto B.1;
- del valor instantáneo de la componente de luminancia (D en la fig. 3);
- de la amplitud de la señal de crominancia (G en la fig. 3).

En general, tendría poco sentido tratar de definir completamente las características no lineales de un sistema de transmisión. Es preciso, por consiguiente, limitar el número de las magnitudes que deben medirse y conservar sólo las que se reconocen como más directamente correlacionadas con la calidad de la imagen. Deben limitarse además, las condiciones de medición introduciendo cierta esquematización en la clasificación y la definición de estas magnitudes. En [CCIR, 1970-74a, b] figuran ejemplos de distorsiones no incluidas en esta clasificación.

La naturaleza de la señal de video es tal que la degradación de la calidad de la imagen debida al efecto de la no linealidad del circuito sobre las señales de sincronismo, es distinta de la debida al efecto de la no linealidad sobre la señal de imagen.

Además, la no linealidad puede afectar a las señales de luminancia y de crominancia independientemente o causar su interacción. Esto conduce al siguiente esquema de clasificación de las distorsiones no lineales:



La clasificación anterior se aplica en régimen permanente durante periodos largos con respecto a la duración de la trama. La magnitud «nivel medio de la imagen» tiene entonces una significación bien precisa. Cuando no se cumple esta condición, si, por ejemplo, se introduce una variación imprevista del nivel medio de la imagen, pueden presentarse efectos no lineales suplementarios. Su importancia depende de la respuesta transitoria a largo plazo del circuito. Este aspecto necesita estudios complementarios. (Véanse el Programa de Estudios 13B/CMTT, el Informe 636 y [CCIR, 1970-74c, d, e]).

Otra fuente de distorsión de no linealidad está constituida por los cambios bruscos de la amplitud de la señal [CCIR, 1970-74a].

B.3.4.1 Señal de imagen

B.3.4.1.1 Señal de luminancia

Para un valor definido del nivel medio de la imagen, la distorsión no lineal de la señal de luminancia se define como la pérdida de proporcionalidad entre la amplitud de un pequeño escalón aplicado a la entrada del circuito y la amplitud correspondiente del escalón a la salida, cuando el nivel inicial del escalón se desplaza del nivel de supresión al nivel del blanco.

B.3.4.1.2 Señal de crominancia

Ganancia

Para valores definidos del nivel medio de la imagen y de la amplitud de la señal de luminancia, la distorsión de ganancia no lineal de la señal de crominancia se define como la pérdida de proporcionalidad entre la amplitud de la subportadora de crominancia, a la entrada del circuito y la amplitud correspondiente de esta señal a la salida, cuando el valor de la amplitud de la subportadora a la entrada se hace variar de un valor mínimo a un valor máximo especificados.

Fase

Para valores determinados de la señal de luminancia y del nivel medio de la imagen, la distorsión de fase no lineal de la señal de crominancia se define por la variación en la fase de la subportadora de crominancia a la salida, cuando la amplitud de la subportadora se hace variar de un valor mínimo especificado a un valor máximo.

B.3.4.1.3 Intermodulación de la señal de luminancia sobre la señal de crominancia

Ganancia diferencial

Si a la entrada del circuito se aplica una subportadora de crominancia de amplitud pequeña y constante, superpuesta a una señal de luminancia, la ganancia diferencial se define como la variación de la amplitud de la subportadora de crominancia a la salida, cuando el valor de la amplitud de la señal de luminancia varía del nivel de supresión al nivel del blanco, manteniendo a un valor definido el nivel medio de la imagen.

Fase diferencial

Si a la entrada del circuito se aplica una subportadora de crominancia cuya amplitud es pequeña y constante, no modulada en fase, superpuesta a una señal de luminancia, la fase diferencial se define como la variación de la fase de la subportadora a la salida, cuando el valor de la amplitud de la señal de luminancia varía del nivel de supresión al nivel del blanco, manteniendo un valor definido el nivel medio de la imagen.

B.3.4.1.4 Intermodulación de la señal de crominancia en la señal de luminancia

Si a la entrada del circuito se aplica una señal de luminancia de amplitud constante, la intermodulación se define como la variación de la amplitud de la señal de luminancia a la salida que resulta de superponer a ésta una señal de crominancia de amplitud definida, manteniendo a un valor definido el nivel medio de la imagen.

B.3.4.2 Señal de sincronismo

B.3.4.2.1 Distorsión en régimen permanente

Si a la entrada del circuito se aplica una señal de video con un nivel medio de imagen definido, cuyos impulsos de sincronismo tienen la amplitud nominal (*S* en la fig. 3), la distorsión no lineal en régimen permanente se define como la variación de la amplitud en el punto medio, de los impulsos de sincronismo a la salida, con respecto al valor nominal.

B.3.4.2.2 Distorsión transitoria

Si el nivel medio de la imagen se hace variar en forma de escalón de un valor bajo a uno alto, o inversamente, la distorsión no lineal transitoria se define como la variación instantánea máxima, con respecto al valor nominal, de la amplitud en el centro de los impulsos de sincronismo a la salida del circuito.

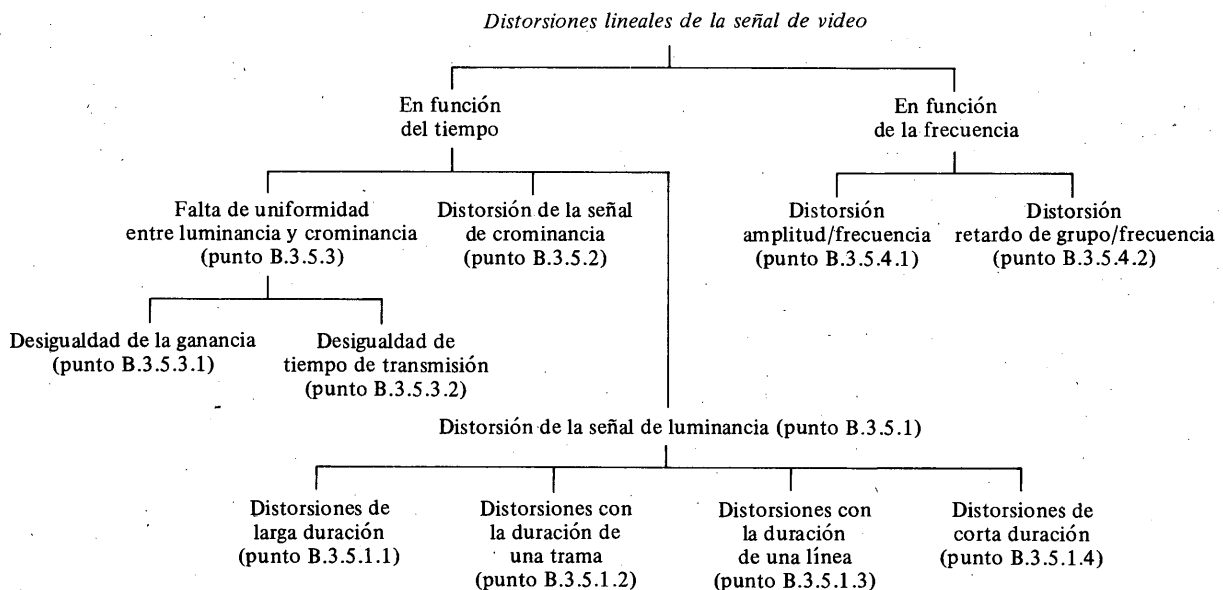
B.3.5 Distorsiones lineales

Constituyen distorsiones lineales las que pueden ser ocasionadas por redes lineales. Esas distorsiones no dependen del nivel medio de la imagen, ni de la amplitud o la posición de las señales de prueba.

Pueden efectuarse mediciones, incluso en el caso de redes que presentan una ligera falta de linealidad. Sin embargo, como los resultados pueden verse en cierto modo afectados por el nivel medio de la imagen y la amplitud y posición de las señales de prueba, se acostumbra especificar las condiciones de la medición al presentar los resultados.

Pueden medirse las distorsiones lineales en función del tiempo o de la frecuencia.

Los valores que pueden medirse en una u otra magnitud pueden clasificarse como sigue:



B.3.5.1 *Distorsiones de la señal de luminancia*

La distorsión de la señal de video debida a un circuito de televisión estará representada, por lo general, por una función continua del tiempo.

Sin embargo, en la práctica, la forma de la señal de video y los efectos sobre la imagen son tales que los deterioros pueden clasificarse considerando cuatro diferentes escalas de tiempo cuyas duraciones son comparables a las de muchas tramas (distorsiones de larga duración), de una trama (distorsiones de duración de una trama), de una línea (distorsiones de duración de una línea) y de un elemento de imagen (distorsiones de corta duración).

Cuando se considera cada una de estas escalas, los deterioros relativos a las otras tres no se toman en consideración en el método de medida.

B.3.5.1.1 *Distorsión para señales de larga duración*

Si a la entrada de un circuito se aplica una señal de prueba de video que simula un cambio brusco en el nivel medio de la imagen, de un valor bajo a uno alto, o inversamente, aparece distorsión de una señal de larga duración cuando el nivel de supresión de la señal de salida no sigue con exactitud al de la señal de entrada. Esta falta de uniformidad puede producirse de forma exponencial o, más frecuentemente, en forma de oscilaciones amortiguadas de muy baja frecuencia.

B.3.5.1.2 *Distorsiones para señales con la duración de una trama*

Si a la entrada del circuito se aplica una señal rectangular cuyo periodo es del mismo orden que el de una trama y la amplitud igual a la amplitud nominal de la señal de luminancia, la distorsión se define como la modificación de forma del intervalo de la señal rectangular a la salida. Al principio y al final de la señal rectangular se excluye de la medición un periodo de duración equivalente al de algunas líneas.

B.3.5.1.3 *Distorsiones para señales que tengan la duración de una línea*

Si se aplica a la entrada del circuito una señal rectangular cuyo periodo sea similar al de una línea y de amplitud igual a la amplitud nominal de la señal de luminancia, la distorsión se define como la modificación de forma del pedestal de señal rectangular a la salida. Al comienzo y al final de la señal rectangular, se excluye de la medición un periodo de duración equivalente al de algunos elementos de la imagen.

B.3.5.1.4 *Distorsiones para señales de corta duración*

Si se aplica a la entrada del circuito un impulso breve (o una función escalón rápida) de amplitud equivalente a la nominal de la señal de luminancia y de forma determinada, la distorsión se define como la modificación de forma del impulso de salida (o de la función escalón) con relación a su forma original. La elección de la duración de semiamplitud del impulso (o del tiempo de establecimiento de la función escalón) estará determinado por la frecuencia nominal de corte, f_c , del sistema de televisión (véase el Informe 624).

B.3.5.2 *Distorsión de la señal de crominancia*

Si a la entrada de un circuito se aplica una señal de prueba en forma de subportadora modulada en amplitud, se define la distorsión de la señal de crominancia como la modificación de la forma de la envolvente y de la fase de la subportadora modulada en la señal de prueba de salida.

B.3.5.3 *Falta de uniformidad entre luminancia y crominancia*

B.3.5.3.1 *Desigualdad de la ganancia*

Si a la entrada de un circuito se aplica una señal de prueba que tenga componentes definidos de luminancia y crominancia, la desigualdad de la ganancia se define como la variación en amplitud de la componente de crominancia, con relación a la componente de luminancia, entre la entrada y la salida del circuito.

B.3.5.3.2 *Desigualdad de tiempo de transmisión*

Si se aplica a la entrada del circuito una señal compuesta formada por una determinada señal de luminancia en relación precisa de amplitud y de posición con una subportadora de crominancia modulada por la misma señal de luminancia, y la señal de luminancia a la salida se compara con la envolvente de la señal de crominancia, la desigualdad de tiempo de transmisión se define como la variación de posición en el tiempo de estas dos señales entre la entrada y la salida.

B.3.5.4 *Característica en régimen permanente*

B.3.5.4.1 La característica ganancia/frecuencia del circuito se define como la variación de la ganancia entre la entrada y la salida del circuito en la banda de frecuencias que va de la frecuencia de trama a la frecuencia nominal de corte del sistema, referida a la ganancia en una frecuencia de referencia adecuada.

B.3.5.4.2 La característica retardo de grupo/frecuencia del circuito se define como la variación del retardo de grupo entre la entrada y la salida del circuito en la banda de frecuencias que va de la frecuencia de trama a la frecuencia nominal de corte del sistema, referida al retardo de grupo en una frecuencia determinada. Es, por razones prácticas, una aproximación de la pendiente (derivada) de la característica fase/frecuencia del circuito.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

Documentos del CCIR

[1970-74]: a. CMTT/188 (Alemania (República Federal de)); b. CMTT/189 (Alemania (República Federal de)); c. CMTT/5 (Reino Unido); d. CMTT/21 (Estados Unidos de América); e. CMTT/40 (Alemania (República Federal de)).

PARTE C – MÉTODOS DE MEDICIÓN Y SEÑALES DE PRUEBA

C.1 Introducción

La numeración de los párrafos de esta parte corresponde a la de la parte B.

Para obtener señales de prueba, pueden utilizarse todos los elementos de señales representados en el anexo I, con todas las combinaciones adecuadas. Salvo indicación en contrario, el nivel medio de la imagen de las señales de prueba así obtenidas debe ser del 50%. Conviene advertir que en la práctica algunos circuitos requieren la presencia de señales de sincronismo para su correcto funcionamiento.

Las señales de prueba pueden utilizarse como señales recurrentes, o, con ciertas excepciones, como señales de inserción, según las líneas elegidas en la imagen para obtener el valor deseado del nivel medio de la imagen. Sin embargo, durante la transmisión de programas, hay que considerar el efecto de las variaciones del nivel medio de la imagen sobre mediciones efectuadas mediante inserción de señales de prueba.

Para las pruebas completas de trama, algunas administraciones desearán quizá emplear secuencias completas de trama con las mismas señales especificadas para insertar señales de prueba (Recomendación 473). En este caso, los métodos de medición serán los indicados en el anexo III a la parte C de esta Recomendación.

La validez de las mediciones descritas en los puntos C.3.2 a C.3.5 depende de que la ganancia de inserción del circuito esté dentro de los requisitos establecidos.

La no linealidad del circuito puede introducir en las señales recibidas componentes espectrales que no están presentes en las señales de prueba originales y que no tienen relación con la degradación de la imagen. En tales casos, se propone insertar un filtro de paso bajo corregido en fase antes del equipo de medición, a fin de eliminar las componentes espurias fuera de banda. Un ejemplo de filtro adecuado para mediciones en el sistema de 625 líneas se describe en uno de los documentos de referencia [CCIR, 1970-74a].

C.2 Mediciones de características del equipo y de la señal en los puntos de interconexión video

C.2.1 Impedancia nominal

En los puntos de interconexión video se especificarán las impedancias de entrada y salida. La impedancia real se medirá, en términos del desajuste con relación al valor nominal, por la pérdida de adaptación.

C.2.2 Pérdida de adaptación

La pérdida de adaptación puede medirse en el dominio del tiempo o en el de la frecuencia. Cuando la pérdida de adaptación que ha de medirse es independiente a la frecuencia, ambos métodos producen los mismos resultados numéricos.

Para medir la pérdida de adaptación en el dominio del tiempo, se utilizan los elementos *A*, *B1*, *B2* o *B3* y *F*. La pérdida de adaptación es la relación entre el elemento de la señal de prueba incidente y reflejada, medidas ambas en términos de cresta a cresta. La pérdida de adaptación de cada uno de los cuatro elementos mencionados de la señal de prueba será igual o superior al valor especificado en la parte D.

Para medir la pérdida de adaptación en el dominio de la frecuencia, puede utilizarse uno de los métodos conocidos. La pérdida de adaptación en todas las frecuencias de la anchura de banda nominal del sistema de televisión será igual o superior al valor especificado en la parte D.

Nota — Hay que procurar cerciorarse de que cualesquiera componentes espectrales producidas por la fuente de la señal de prueba por encima de la frecuencia de corte nominal, f_c , del sistema de televisión se atenúan al menos 40 dB con relación a las componentes inferiores a f_c .

C.2.3 *Componente de corriente continua no significativa*

Se utiliza una señal que consiste en impulsos de sincronismo y de nivel de supresión. El potencial del nivel de supresión con respecto a tierra se mide con un instrumento acoplado de corriente continua.

C.2.4 *Amplitud nominal de la señal*

La amplitud nominal de la señal en los puntos de interconexión se especifica en la parte D. La conformidad respecto de esta especificación debe evaluarse mediante la medición de una señal de video compuesta que contenga el elemento B2 o el B3.

C.3 *Mediciones de la calidad de transmisión*

C.3.1 *Ganancia de inserción*

Se utiliza el elemento de señal B3 para sistemas de 625 líneas y B2 o B3 para sistemas de 525 líneas. La amplitud de L se mide entre el centro de la barra (punto b_2 en la fig. 4) y el nivel de supresión (punto b_1 en la fig. 4). El valor resultante de la señal recibida debe permanecer dentro de los límites especificados en la parte D de esta Recomendación.

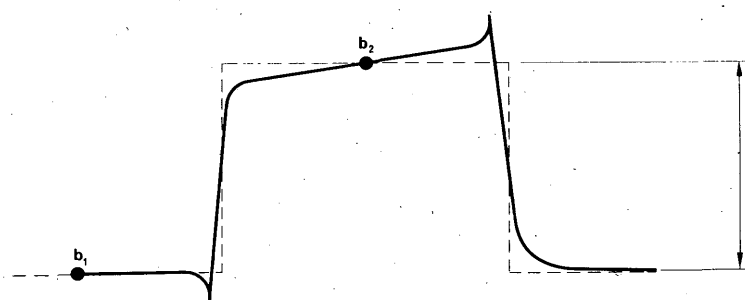


FIGURA 4 – Medición de la ganancia de inserción

C.3.2 *Ruidos*

C.3.2.1 *Ruidos aleatorios continuos*

Aparatos de medida

En general, para las mediciones deberán utilizarse aparatos que proporcionen los valores eficaces. Según el tipo de aparato utilizado, el circuito puede no transmitir ninguna señal o transmitir una señal de repetición determinada. Puede utilizarse la señal de repetición si están en servicio los circuitos de fijación del nivel del negro. Es preciso que el aparato de medida tenga, para la potencia, una constante de tiempo o un tiempo de integración de aproximadamente un segundo.

En algunos casos puede ser conveniente que el equipo de medición del ruido vaya precedido de un filtro de ranura en la subportadora, a fin de eliminar toda componente de ruido periódico de la subportadora de la medición del ruido aleatorio. No obstante, debe tenerse presente la influencia de ese filtro en la precisión de las mediciones.

Cuando las mediciones se realizan por apreciación de la amplitud de cuasicresta a cresta del ruido, se pide a las administraciones que determinen el valor del factor de cresta correspondiente a su método de medición y que expresen los resultados en función del valor eficaz de la amplitud del ruido.

Limitación de banda

Antes del aparato de medida deberán introducirse filtros de limitación de banda (véanse los puntos 1 y 2 del anexo II a la parte C de esta Recomendación). El límite inferior de la banda es tal que permite eliminar el zumbido de alimentación y el ruido microfónico; el límite superior permite eliminar el ruido que caiga fuera de la banda útil de la señal de video.

Si el circuito transporta una señal, puede ser necesario limitar la banda, utilizando un filtro de paso alto de 200 kHz, como se describe en el anexo III a la parte C de la presente Recomendación.

Ponderación

El instrumento de medida irá precedido de una red unificada de ponderación (véase el punto 3 del anexo II a la parte C de esta Recomendación).

C.3.2.2 Ruido de baja frecuencia

Las tensiones del ruido de baja frecuencia pueden generalmente medirse por medio de un osciloscopio. El instrumento de medida deberá ir precedido de un filtro de paso de banda. La sección de paso bajo de este filtro puede ser como la descrita en el punto 2 del anexo II a la parte C de la presente Recomendación. En los casos en que se requieran impulsos de sincronismo de línea en el circuito sometido a prueba y puedan suprimirse los impulsos de sincronismo de trama, quizá se prefiera el filtro de paso bajo y corte brusco descrito en [CCIR, 1970-74b]. Se requieren nuevos estudios sobre la sección de paso alto del filtro.

C.3.2.3 Ruido recurrente

Pueden utilizarse métodos de medición clásicos. El zumbido de alimentación, comprendidos sus primeros armónicos, deberá medirse con el filtro de paso bajo que se indica en el punto 2 del anexo II a la parte C de esta Recomendación. En los casos en que se necesita disponer de impulsos de sincronismo de línea en el circuito sometido a prueba, pudiéndose suprimir los impulsos de sincronismo de trama, puede preferirse el filtro de paso bajo y corte rápido descrito en uno de los documentos de referencia [CCIR, 1970-74b].

Tratándose de frecuencias de ruido periódico superiores, puede ser necesario medir selectivamente los ruidos recurrentes, a fin de separar éstos de los ruidos aleatorios.

C.3.2.4 Ruido impulsivo

Las tensiones de ruido impulsivo se miden por medio de un osciloscopio.

C.3.3 Diafotía procedente de otro canal de televisión

La señal que se transmite por el circuito perturbado puede causar ruido de diafotía. En consecuencia, las mediciones en el circuito perturbado deben hacerse tanto con señal como sin ella.

Pueden utilizarse combinaciones adecuadas de los elementos *B1*, *B2*, *B3* y *F*.

Se especifican valores diferentes, según que la diafotía aparezca en forma bastante uniforme en toda la gama de frecuencias de la señal interferente o se manifieste de manera selectiva (diferenciada), afectando principalmente a las frecuencias superiores de la gama.

C.3.4 Distorsión no lineal

C.3.4.1 Señal de imagen

C.3.4.1.1 Señal de luminancia

La distorsión no lineal de la señal de luminancia se mide usando el elemento de señal de prueba en forma de escalera de cinco peldaños (*D1*) que se muestra en las figs. 11 y 12. En el extremo receptor, la señal de prueba pasa a través de una red diferenciadora y conformadora que transforma la escalera en un tren de cinco impulsos (por ejemplo, el punto 4 del anexo II a esta parte muestra un posible filtro cuya curva de respuesta se aproxima a la forma del seno cuadrado).

Si se comparan las amplitudes de los impulsos, se obtiene el valor numérico de la distorsión expresando la diferencia entre la amplitud más elevada y la más baja en porcentaje de la primera.

Nota — Algunas administraciones podrían utilizar provisionalmente la señal de prueba N.º 3 del CCIR (Recomendación 421-3 (Ginebra, 1974)) en lugar de la señal en escalera de cinco peldaños.

C.3.4.1.2 Señal de crominancia

La no linealidad de crominancia se mide con la señal de crominancia superpuesta de tres niveles representada en las figs. 15 (*G2*) y 16.

Ganancia

Por no linealidad de ganancia se entiende el mayor de los dos valores en porcentaje obtenidos haciendo $i = 1$ o $i = 3$ en la ecuación:

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

donde

A : amplitud de la subportadora recibida

i : posición de la ráfaga en la señal *G* o *G2* (1 es el menor, 3 el mayor)

$k_i = \frac{2i - 1}{3}$ para la señal *G2* del sistema de 625 líneas

$k_i = 2^{i-2}$ para la señal *G* del sistema de 525 líneas.

Es conveniente mantener la desigualdad de ganancia crominancia-luminancia del circuito dentro de las normas establecidas al realizarse la medición.

Las amplitudes de la señal deben medirse de cresta a cresta. Un filtro de paso de banda de la subportadora puede ser útil al efectuar la medición.

Fase

La no linealidad de fase es la mayor diferencia (en grados) obtenida comparando la fase de tres ráfagas de la señal recibida G o $G2$.

Si se utiliza un diagrama vectorial, es conveniente normalizar la fase de la ráfaga más pequeña.

C.3.4.1.3 Intermodulación de la señal de luminancia en la señal de crominancia (ganancia diferencial, fase diferencial)

Esta intermodulación se mide con el elemento de señal de prueba $D2$ que muestran las figs. 11 y 12 y que consiste en una escalera de cinco peldaños con una subportadora superpuesta. En el extremo receptor, la subportadora se extrae por filtrado del resto de la señal de prueba y se comparan, en amplitud y fase, sus seis secciones.

Nota — Algunas administraciones podrían utilizar provisionalmente una versión modificada de la señal de prueba N.º 3 del CCIR (Recomendación 421-3 (Ginebra, 1974)) con una subportadora de crominancia superpuesta.

Ganancia diferencial

La ganancia diferencial viene expresada por dos valores, $+x\%$ y $-y\%$, que representan las diferencias máximas (de cresta) de amplitud entre la subportadora en los peldaños de la señal de prueba recibida y la subportadora en el nivel de supresión, expresadas como porcentaje de esta última. En el caso de una característica monótona, x o y serán nulos.

La ganancia diferencial, en porcentaje, referida al nivel de supresión, puede hallarse a partir de la expresión:

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

La ganancia diferencial cresta a cresta puede calcularse mediante la expresión:

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

donde:

A_0 : amplitud de la subportadora recibida al nivel de supresión;

A : amplitud de la subportadora en cualquier peldaño adecuado de la escalera comprendido entre 0 (peldaño de nivel de supresión) y 5 (peldaño superior), inclusive.

Nota — Algunas administraciones emplean métodos en los que el denominador en las expresiones arriba formuladas para x e y es $A_{\max}$ en vez de A_0 . Los resultados obtenidos con este método serán ligeramente distintos de los indicados anteriormente, si la magnitud de la distorsión no es excesiva.

Fase diferencial

La fase diferencial viene expresada por dos valores, $+x$ (grados) y $-y$ (grados), que representan las diferencias máximas de fase entre la subportadora en los peldaños de la señal de prueba recibida y la subportadora al nivel de supresión, expresada por la diferencia en grados con respecto a esta última. En el caso de una característica monótona, x o y serán nulos.

La fase diferencial en grados referida al nivel de supresión puede obtenerse a partir de la siguiente ecuación:

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

La fase diferencial cresta a cresta puede calcularse mediante la ecuación:

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

donde:

Φ_0 : fase de la subportadora recibida al nivel de supresión;

Φ : fase de la subportadora recibida en cualquier peldaño adecuado de la escalera comprendido entre 0 (peldaño de nivel de supresión) y 5 (peldaño superior), inclusive.

C.3.4.1.4 *Intermodulación de la señal de crominancia sobre la señal de luminancia*

La intermodulación crominancia-luminancia se mide en los elementos G , $G1$ o $G2$, después de suprimir la subportadora de crominancia de llegada. Se define como la diferencia entre la amplitud de la luminancia en el elemento $G1$, o en la última sección del elemento G o $G2$ (b_5 en las figs. 15 y 16), y la amplitud de la sección siguiente (b_6 en las figs. 15 y 16), en la que la señal de prueba carece de subportadora. Se expresa en porcentaje de la amplitud de la barra de luminancia.

C.3.4.2 *Señal de sincronismo*

C.3.4.2.1 *Distorsión en régimen permanente*

La distorsión no lineal en régimen permanente de una señal de sincronismo puede ser medida utilizando cualquier señal de prueba que permita obtener los valores requeridos del nivel medio de imagen.

La distorsión se expresa como la diferencia entre la amplitud de sincronismo y su valor normalizado (es decir, $3/7$ de la amplitud de la barra de luminancia para los sistemas de 625 líneas, $4/10$ de la barra de luminancia para los sistemas de 525 líneas), expresada como porcentaje del valor normalizado. La medición se hace entre el punto de amplitud mitad del impulso de sincronismo y el nivel medio de supresión.

C.3.4.2.2 *Distorsión transitoria*

El método de medición y la señal de prueba continúan en estudio.

C.3.5 *Distorsión lineal*

C.3.5.1 *Distorsión de la señal de luminancia*

En la práctica, los circuitos presentan a veces distorsiones que dependen de la amplitud y que se manifiestan como distorsiones lineales sin ser detectadas por los métodos normales de medición de la distorsión no lineal [CCIR, 1970-74c y d].

C.3.5.1.1 *Distorsión para señales de larga duración*

Por lo general, sólo es necesario examinar la distorsión para señales de larga duración cuando asume la forma de una oscilación amortiguada de frecuencia muy baja. Puede medirse utilizando cualquier señal de prueba que permita obtener una modificación adecuada del nivel medio de la imagen.

Pueden medirse tres parámetros:

- la amplitud de cresta de la sobremodulación de la señal (expresada como porcentaje de la amplitud nominal de luminancia);
- el tiempo que tarda la oscilación en descender hasta un valor especificado;
- la pendiente al comienzo del fenómeno, expresada en %/s.

C.3.5.1.2 *Distorsión de una señal con duración de una trama*

La distorsión de la forma de onda de una señal con duración de una trama se mide con la onda rectangular de duración de una trama (señal A) que muestran las figs. 5 y 6a. La magnitud de la distorsión se obtiene determinando la desviación máxima del nivel del borde superior de la señal con relación al nivel en el centro de la misma expresada en porcentaje de la amplitud de la barra en su centro. Los primeros y los últimos 250 μ s (aproximadamente cuatro líneas) no se tienen en cuenta en esta medición.

La distorsión de la forma de onda de una señal con duración de una trama en los sistemas de 525 líneas puede medirse también con la barra de trama de la señal de ventana indicada en la fig. 6b. La utilización de la señal de ventana debe consignarse en los resultados de las mediciones.

Nota — En Canadá y los Estados Unidos de América, la distorsión de una señal con duración de una trama se mide por lo general como la variación del nivel de cresta a cresta de todo el borde superior de la barra, con exclusión de los primeros y últimos 250 μ s.

C.3.5.1.3 *Distorsión de una señal con duración de una línea*

La distorsión de una señal con duración de una línea se mide con el elemento $B3$ (fig. 7) para los sistemas de 625 líneas y $B3$ o $B2$ (fig. 8) para los sistemas de 525 líneas. La magnitud de la distorsión superior se obtiene determinando la desviación máxima del nivel del borde superior de la señal con relación al nivel en el centro de la misma, expresada en porcentaje de la amplitud de la barra en su centro. El primero y el último microsegundo no se tienen en cuenta en esta medición.

Nota — En Canadá y los Estados Unidos de América, la distorsión de una señal con duración de una línea se mide por lo general como la variación del nivel de cresta a cresta en todo el borde superior de la barra, con excepción del primero y último microsegundo.

La magnitud de la distorsión inferior (distorsión de la línea base) se obtiene a partir de la diferencia entre el nivel en el punto:

- 400 ns para los sistemas de 625 líneas,
- 500 ns para los sistemas de 525 líneas,

después del punto de amplitud mitad del frente posterior de la barra y el nivel en un punto que sigue a la barra tras un intervalo igual a la mitad de la duración de la barra y se expresa en porcentaje de la amplitud de la barra. La distorsión debe medirse después de limitar la anchura de banda de la señal. La limitación puede obtenerse utilizando una red cuyo diseño se base en la «Solución 3» descrita en [Thomson, 1952], que tiene su primer cero en 3,3 MHz, o por una técnica equivalente.

Nota — La distorsión de una señal con duración de una línea (medida en el borde superior de la barra) y la distorsión de la línea de base probablemente difieran, tanto en forma como en magnitud.

C.3.5.1.4 *Distorsión de una señal de corta duración*

La distorsión de una señal de corta duración se mide con $B3$ para los sistemas de 625 líneas y $B3$ o $B2$ para los sistemas de 525 líneas y el elemento de señal de prueba en forma de seno cuadrado, $B1$, que muestran las figs. 7 y 8. Estas señales permiten efectuar dos mediciones de distorsión. La primera consiste en expresar la amplitud del impulso como porcentaje de la amplitud de la señal de duración de una línea (elemento $B2$ o $B3$ en las figs. 7 y 8, según corresponda). La segunda consiste en expresar la amplitud de las crestas en retardo o en adelante con relación al impulso o la barra recibidos, como porcentaje ponderado en el tiempo de su amplitud respectiva.

Los resultados de las mediciones anteriores en que se utiliza el impulso en seno cuadrado pueden expresarse en forma compacta en función del método de codificación K , que se describe brevemente en el anexo IV a la parte C. En este método, los mismos valores K para los diferentes parámetros corresponden aproximadamente a los mismos grados de degradación subjetiva. Las mediciones de la respuesta barra/borde de sistemas de 525 líneas pueden expresarse en función del valor de codificación S , que es el método más reciente, basado en general en principios análogos.

C.3.5.2 *Distorsión de la forma de onda de crominancia*

La experiencia muestra que no es necesario medir esta forma de distorsión porque los circuitos que satisfacen los requisitos de los demás parámetros de la parte D tienen una distorsión de la señal de crominancia desdéniable.

C.3.5.3 *Falta de uniformidad crominancia-luminancia*

C.3.5.3.1 *Desigualdad de ganancia*

La desigualdad de ganancia crominancia-luminancia puede medirse con la barra de luminancia $B2$ y los elementos G , $G1$ o $G2$. Puede usarse alternativamente la componente de crominancia del impulso compuesto F . La magnitud de la distorsión se obtiene midiendo la desviación de la amplitud de cresta a cresta de la subportadora modulada en $G1$, en F , en el último peldaño de G o $G2$, con respecto a la amplitud de la barra de luminancia $B2$, expresada en porcentaje de esta última. Deben tenerse presente las amplitudes relativas de $B2$ y G de la señal original en el sistema de 525 líneas.

Una segunda alternativa consiste en comparar la componente de crominancia de la señal F con su componente de luminancia.

C.3.5.3.2 *Desigualdad de tiempo de transmisión*

La desigualdad de tiempo de transmisión de crominancia-luminancia se mide en el elemento de impulso compuesto F . Se expresa en nanosegundos, y su valor es positivo cuando el elemento de crominancia está detrás del elemento de luminancia.

C.3.5.4 *Características en régimen permanente*

C.3.5.4.1 *Ganancia*

La característica ganancia/frecuencia se mide recurriendo a un barrido de frecuencias, o con la señal de prueba C , formada por impulsos de distinta duración, que muestran las figs. 9 y 10.

C.3.5.4.2 *Retardo de grupo*

La característica retardo de grupo/frecuencia se mide con un aparato de medida de retardo de grupo.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

THOMSON, W. E. [1952] The synthesis of a network to have a sinesquared impulse response. *Proc. IEE*, Parte III, 99, 373.

Documentos del CCIR

[1970-74]: a. CMTT/207 (Italia); b. CMTT/210 (Italia); c. CMTT/188 (Alemania (República Federal de)); d. CMTT/189 (Alemania (República Federal de)).

ANEXO I A LA PARTE C

ELEMENTOS DE SEÑALES DE PRUEBA

En las figuras siguientes se indican los elementos de señales necesarios para las pruebas a que se refiere esta Recomendación. Las configuraciones preferidas para la inserción de señales de prueba se dan en la Recomendación 473. Las configuraciones preferidas de elementos para mediciones de trama completa son objeto de nuevos estudios. Las designaciones de referencia utilizadas para describir tales elementos (por ejemplo, señal B1) son idénticas a las de la Recomendación 473. Esta Recomendación contiene también especificaciones completas de los elementos de la señal de prueba, con la excepción de las señales A, B3 y de ventana (fig. 6b).

Nota 1 — En el caso de las transmisiones PAL y NTSC, la subportadora de crominancia de los elementos de las señales de prueba debe engancharse a la fase indicada en el cuadro I, donde cada ángulo de fase se describe con referencia al eje (B-Y) positivo.

Nota 2 — En las mediciones que requieren un cambio en el nivel medio de la imagen (APL — «Average Picture Level»), deberían utilizarse señales de prueba que repitan un esquema formado por una línea con conjuntos de elementos de señales de prueba seguidos de tres o cuatro líneas uniformes consecutivas (por ejemplo, blanco, medio blanco, negro). La secuencia de señales en cada trama debería comenzar en las líneas 24 y 337 en el sistema de 625 líneas, en las líneas 22 y 285 en el sistema NTSC y en las líneas 19 y 282 en el sistema M/PAL.

CUADRO I

Sistema Elemento	PAL	M/PAL ⁽¹⁾	NTSC
D2	$60 \pm 5^\circ$	$180 \pm 1^\circ$	$180 \pm 1^\circ$
F	$60 \pm 5^\circ$	$180 \pm 1^\circ$	No definido
G	$60 \pm 5^\circ$	$180 \pm 1^\circ$	$90 \pm 1^\circ$

(¹) Véase el Informe 624 en lo que respecta a las características del sistema.

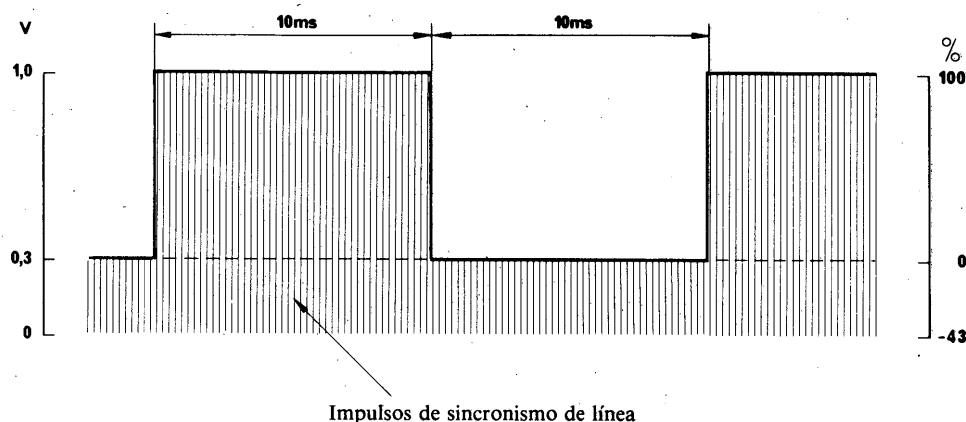


FIGURA 5 — Señal A para sistemas de 625 líneas

Nota — Esta señal puede contener impulsos de sincronismo de trama.

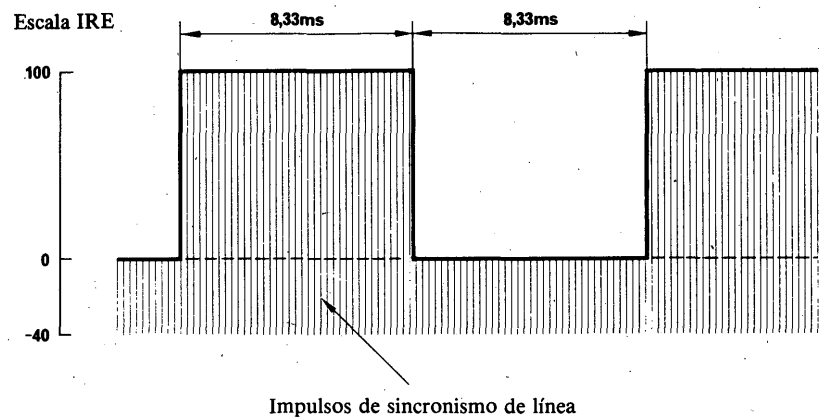


FIGURA 6a – Señal A para sistemas de 525 líneas

Nota — Esta señal puede contener impulsos de sincronismo de trama.

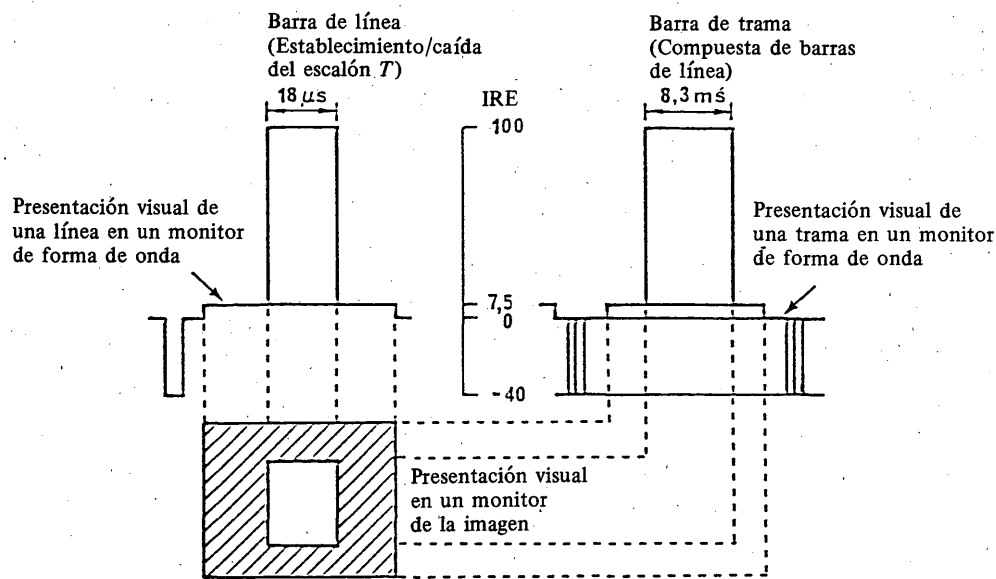


FIGURA 6b – Señal de ventana para sistemas de 525 líneas

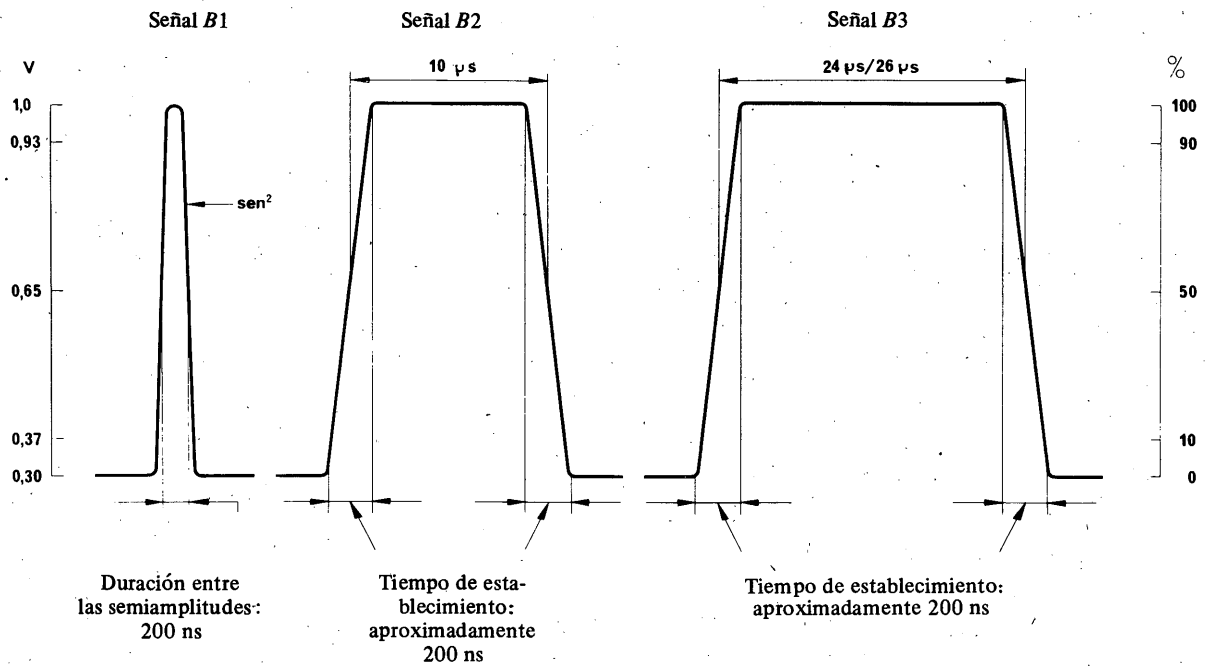


FIGURA 7 — Señal B para sistemas de 625 líneas

Nota 1 — En algunos países miembros de la OIRT se utiliza una duración de amplitud mitad de 160 ns para B1 y un tiempo de establecimiento de 80 ns para B2.

Nota 2 — En Francia, el tiempo normal de establecimiento es de 110 ns aproximadamente, para B2 y B3.

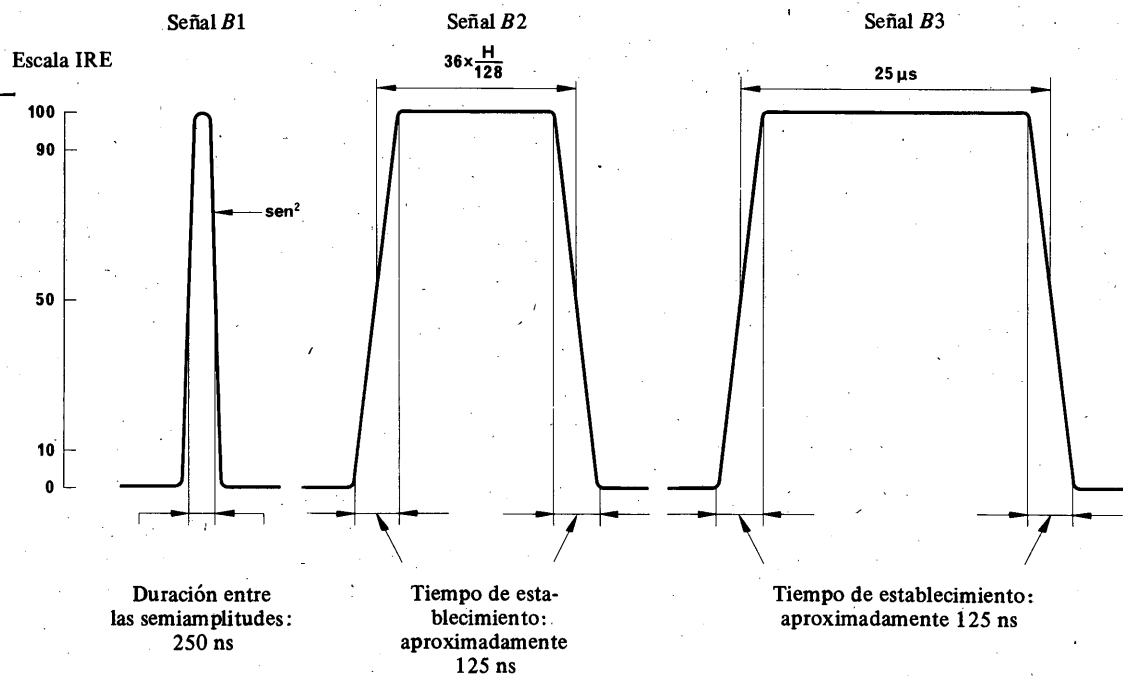


FIGURA 8 — Señal B para sistemas de 525 líneas

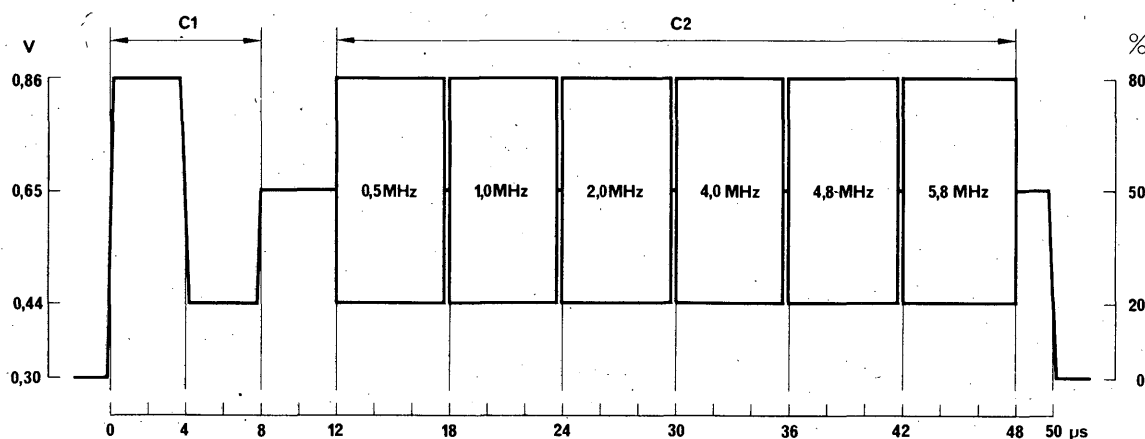


FIGURA 9 – Señal C para sistemas de 625 líneas

Nota — Algunos países miembros de la OIRT utilizan la frecuencia de 1,5 MHz y 2,8 MHz para las 2.^a y 3.^a ráfagas, respectivamente.

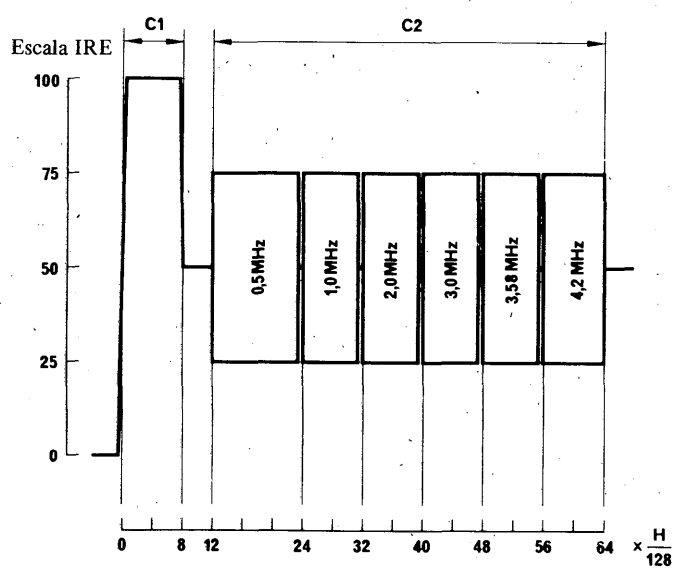


FIGURA 10 – Señal C para sistemas de 525 líneas

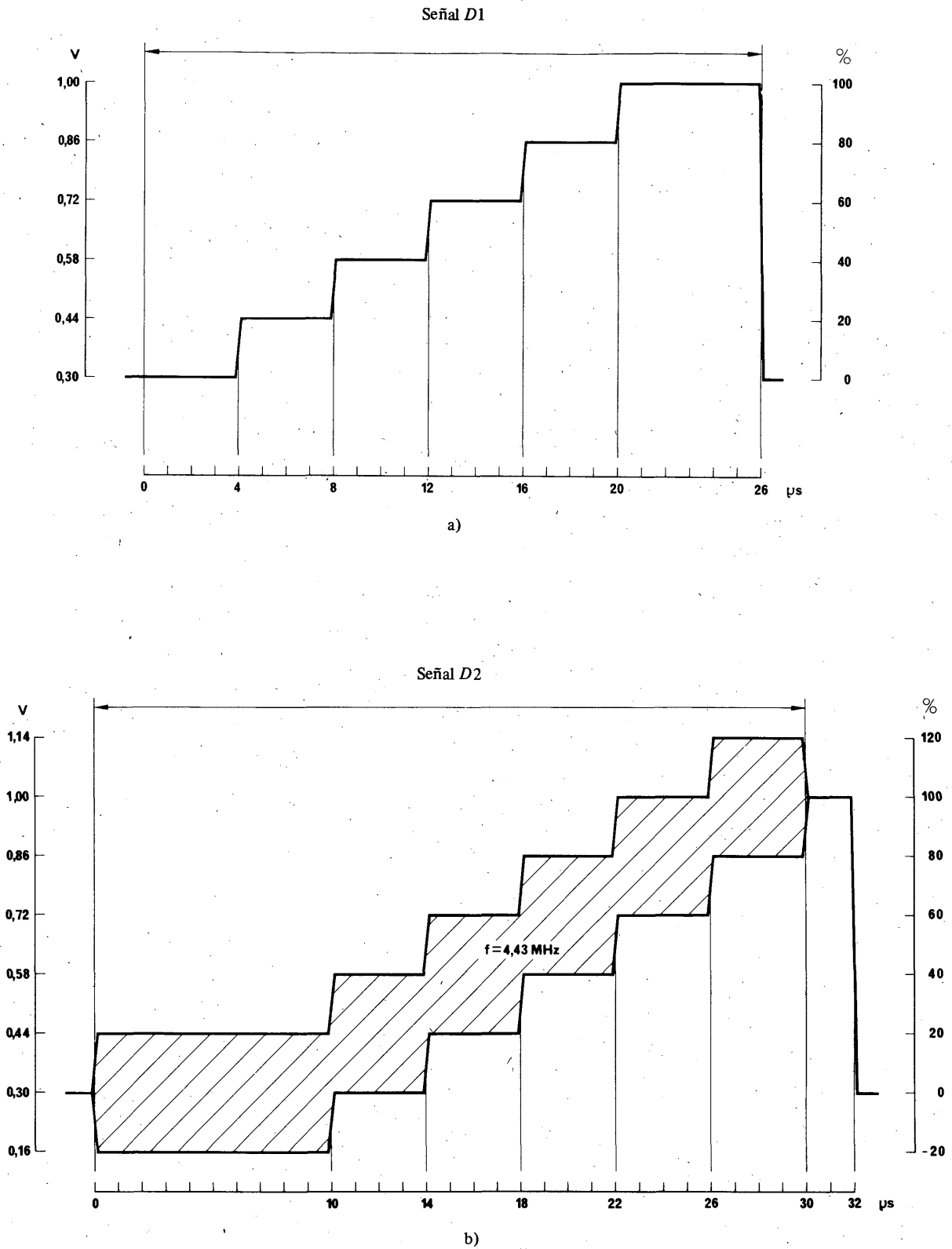


FIGURA 11 – Señal D para sistemas de 625 líneas

Nota — En las señales de prueba de duración correspondiente a la de una imagen completa, cada peldaño de la escalera puede tener una duración de 8,66 μs .

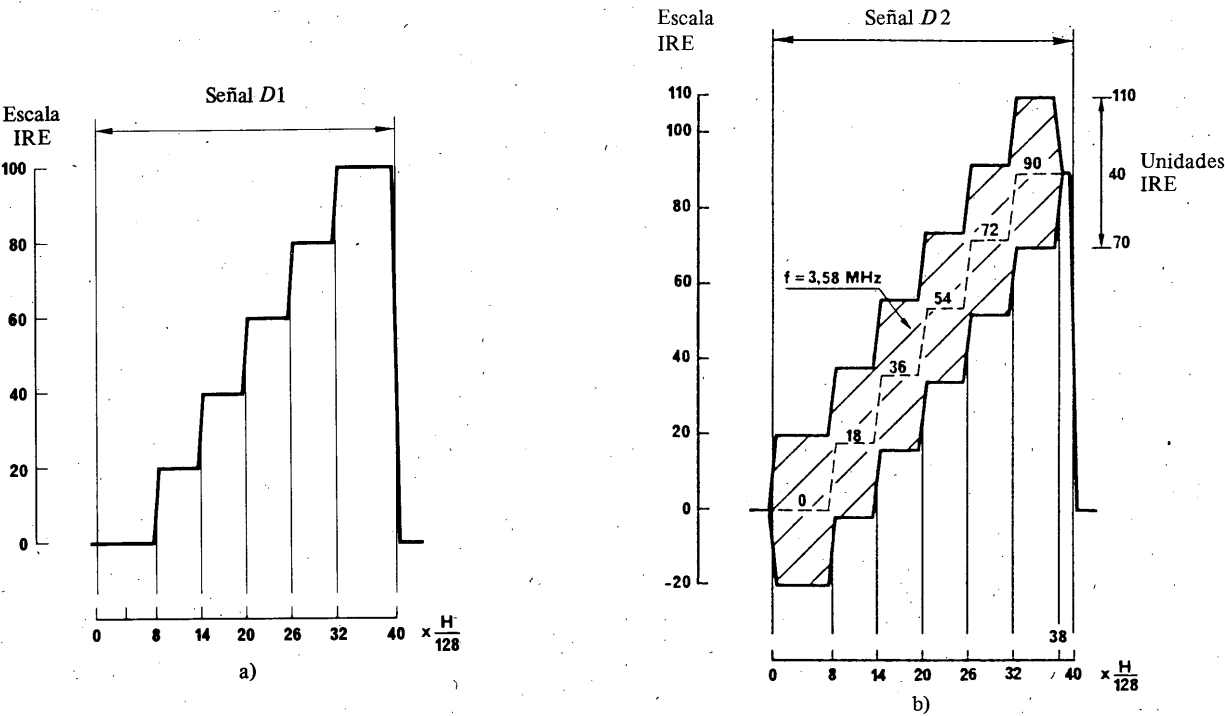


FIGURA 12 – Señal D para sistemas de 525 líneas

Nota 1 – Las ordenadas representan las amplitudes de la señal. En la Fig. 12b, los niveles de los peldaños (en IRE) se indican en la línea discontinua.

Nota 2 – La amplitud de la subportadora es de ± 20 unidades IRE.

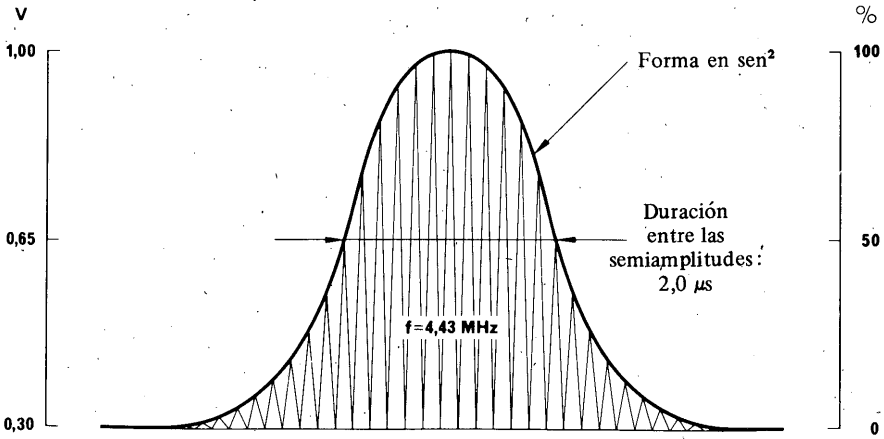


FIGURA 13 – Señal F para sistemas de 625 líneas

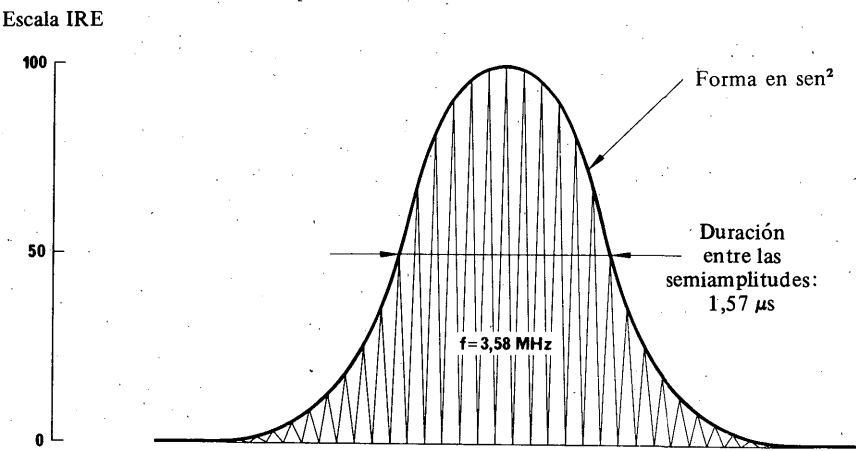


FIGURA 14 – Señal F para sistemas de 525 líneas

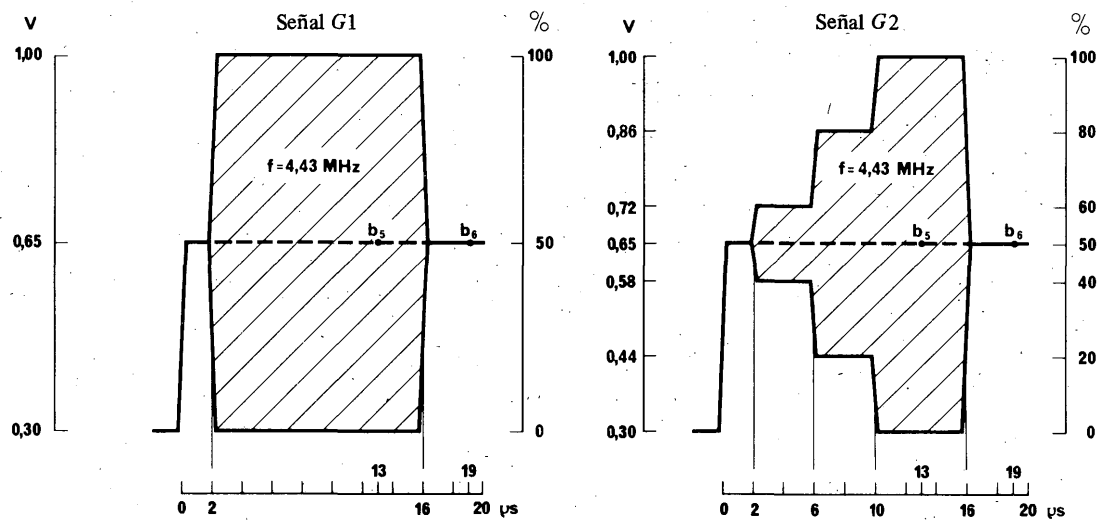


FIGURA 15. – Señal G para sistemas de 625 líneas

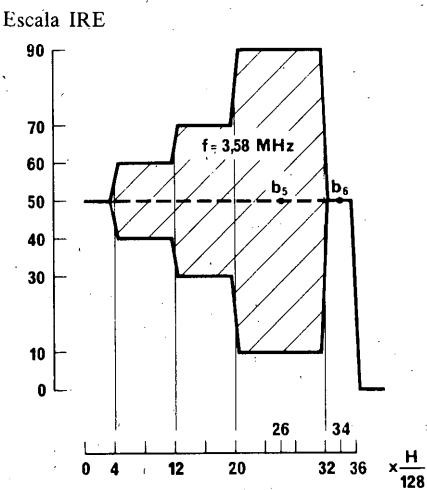


FIGURA 16 – Señal G para sistemas de 525 líneas

ANEXO II A LA PARTE C

REALIZACIÓN DE LOS FILTROS UTILIZADOS PARA LAS MEDICIONES

1. Filtro de paso bajo para mediciones de ruido

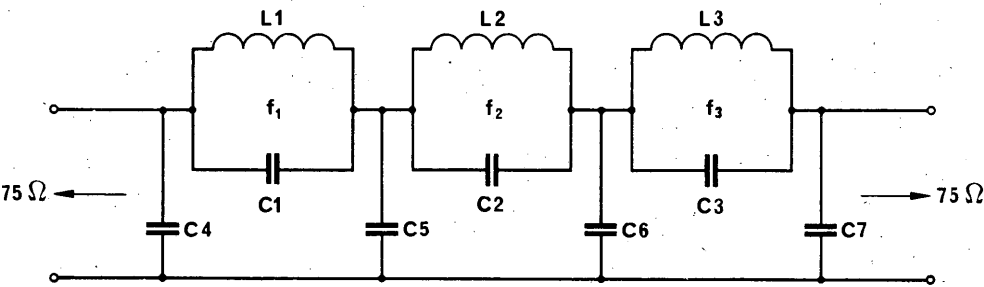


FIGURA 17 – Esquema del filtro de paso bajo

CUADRO DE VALORES

Código	Valor multinormas $f_c = 5 \text{ MHz}$	Tolerancia
C1	100	nota 2
C2	545	
C3	390	
C4	428	
C5	563	
C6	463	
C7	259	
L1	2,88	nota 3
L2	1,54	
L3	1,72	
f_1	9,408	
f_2	5,506	
f_3	6,145	

Nota 1 – Inductancias en μH , capacidades en pF y frecuencias en MHz .

Nota 2 – Para cada capacidad indicada, se trata del valor total, incluidas todas las capacidades parásitas; la capacidad ha de ser correcta, con una aproximación de $\pm 2\%$.

Nota 3 – Cada inductancia debe estar ajustada para que la pérdida de inserción sea máxima en la frecuencia adecuada indicada.

Nota 4 – El factor Q de cada bobina, medido en 5 MHz , debe estar comprendido entre 80 y 125.

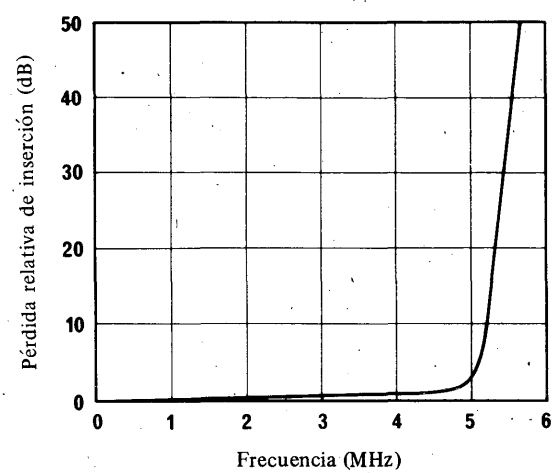


FIGURA 18 – Características del filtro de paso bajo

2. Filtro combinado de paso alto y de paso bajo ($f_c = 10\text{ kHz}$)

La sección de paso alto se utiliza en serie con la de paso bajo descrito en el punto 1 para la medición de los ruidos aleatorios continuos.

La sección de paso bajo se utiliza para la medición del zumbido originado por la alimentación.

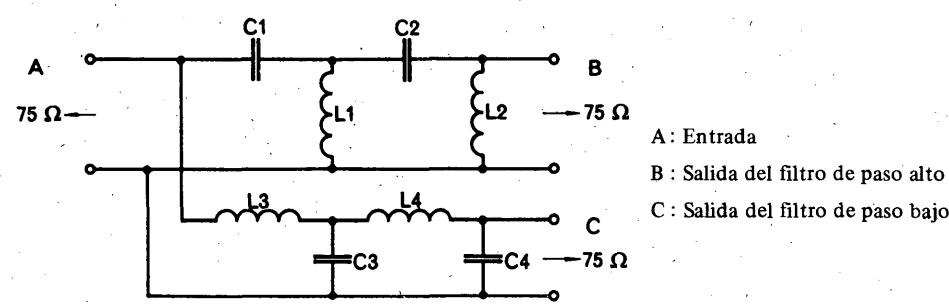


FIGURA 19 – Esquema del filtro combinado

CUADRO DE VALORES

Código	Valor	Tolerancia
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	

Nota 1 – Inductancias en mH; capacidades en pF.

Nota 2 – El factor Q de cada bobina debe ser, a 10 kHz, igual o superior a 100.

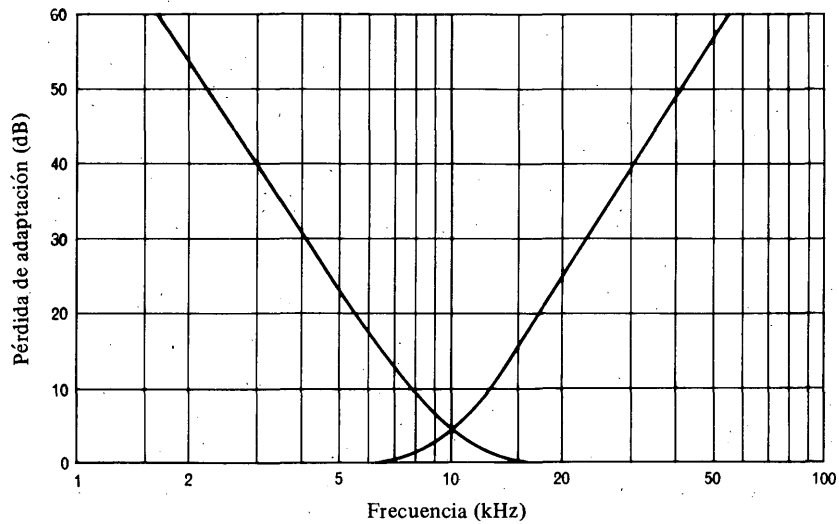


FIGURA 20 – Características del filtro combinado

3. Red de ponderación unificada para el ruido aleatorio

3.1 Configuración de la red

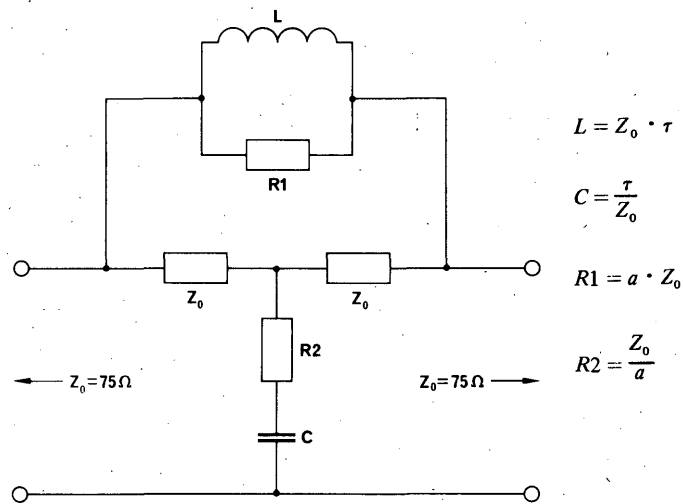


FIGURA 21 – Configuración de la red

3.2 Atenuación de inserción A

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

para frecuencias elevadas: $A_{\infty} \rightarrow 20 \log (1 + a)$

donde:

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

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

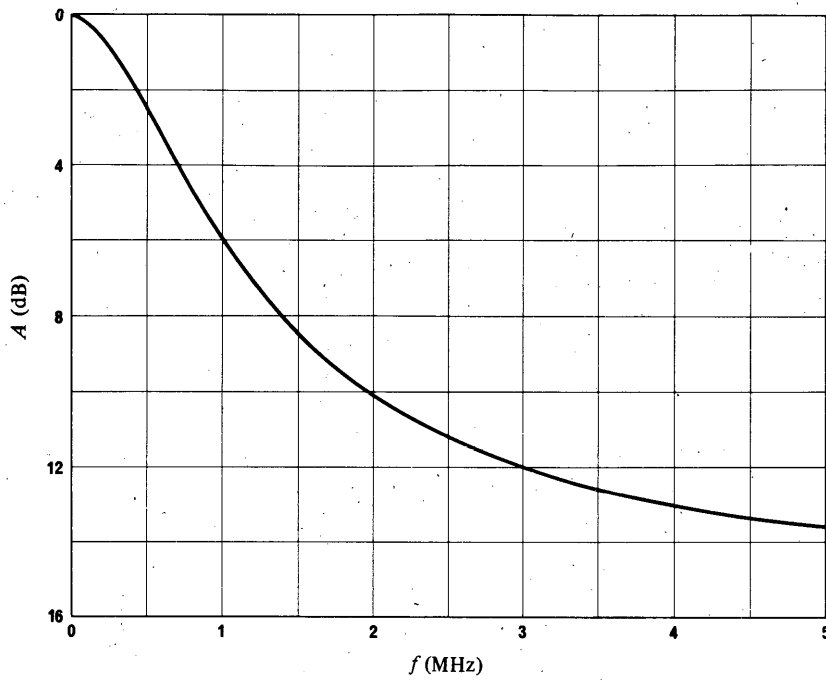


FIGURA 22 – Características de ponderación unificada

3.3 Coeficientes de ponderación del ruido en una banda de 5 MHz

Ruido blanco: 7,4 dB

Ruido triangular: 12,2 dB

4. Ejemplos de red diferenciadora y conformadora para la medición de la distorsión no lineal de la señal de luminancia

Adviértase que las redes representadas más abajo tienen características de transferencia equivalentes.

4.1 Red de resistencia no constante

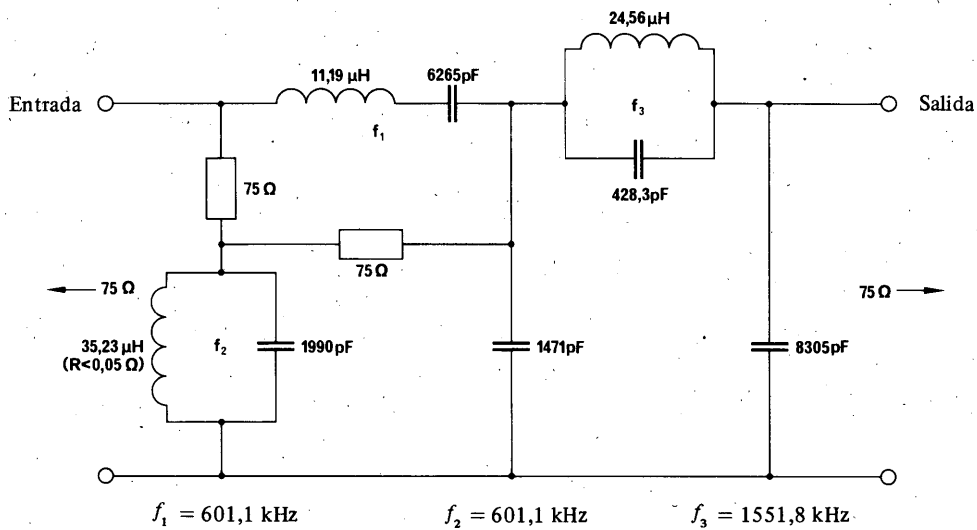


FIGURA 23 – Esquema de la red de resistencia no constante

Nota 1 – Los condensadores y las resistencias tienen una tolerancia de $\pm 1\%$.

Nota 2 – Cada inductancia debe ajustarse de manera que se produzca la resonancia en la frecuencia indicada

Nota 3 – El funcionamiento correcto de esta red requiere terminaciones de 75Ω .

4.2 Red de resistencia constante

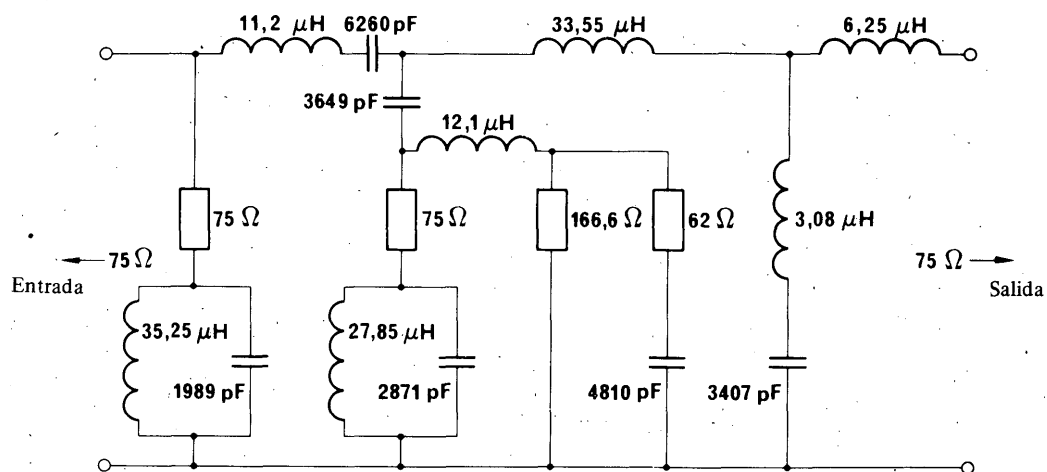


FIGURA 24 – Esquema de la red de resistencia constante

Nota – Tolerancias del condensador y de la inductancia $\pm 2\%$, tolerancia de la resistencia $\pm 1\%$.
El factor Q de cada inductancia debe ser igual o superior a 80 para 1 MHz.

4.3 Respuesta transitoria de la red diferenciadora en escalera

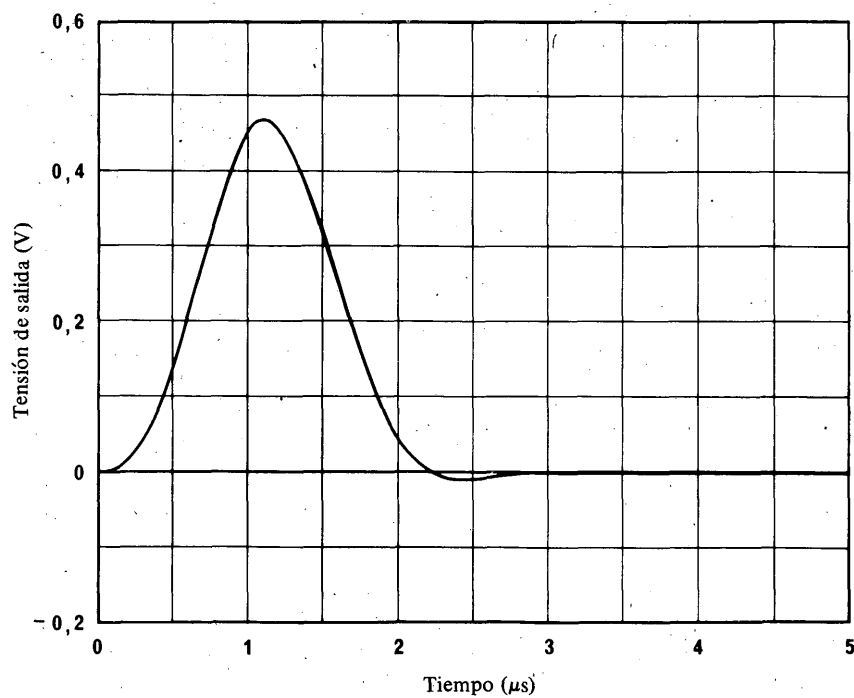


FIGURA 25 – Respuesta transitoria a la señal en escalera de la red

5. Filtro de Thomson para utilizarlo en la medición de la distorsión de la señal con duración de una línea

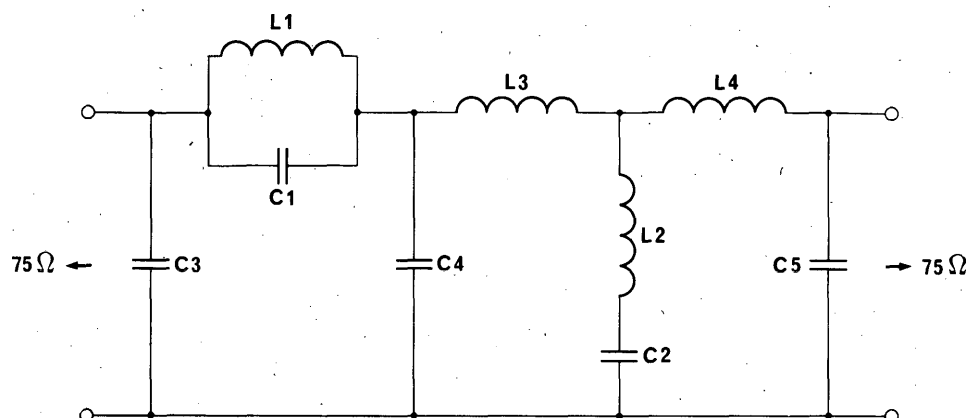


FIGURA 26 – Esquema del filtro de Thomson

CUADRO DE VALORES

Componente	Valores ($f_{\infty} = 3,3$ 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

Nota 1 – f_{∞} es la frecuencia del primer nulo de la función de transferencia entrada/salida.

Nota 2 – Las inductancias están expresadas en μH , y las capacidades en pF.

Nota 3 – Para más detalles, véase MacDiarmid y Phillips. *Proc. IEE*, Vol. 105B, 440.

ANEXO III A LA PARTE C

MÉTODOS DE MEDICIÓN EN LOS QUE SE UTILIZA
LA INSERCIÓN DE SEÑALES DE PRUEBA

1. Introducción

En la Recomendación 473 se describe la inserción de señales de prueba para transmisiones internacionales. Estas señales de prueba pueden utilizarse para comprobaciones fuera de servicio a fin de obtener resultados relacionados, lo más estrechamente posible, con los métodos que figuran en esta Recomendación, o para comprobaciones en servicio.

Tales mediciones pueden dar resultados que difieran de los obtenidos con señales de prueba de trama completa, debido a que:

- los elementos de la señal de prueba pueden no ser idénticos a los utilizados para las pruebas de trama completa, o su disposición puede ser diferente;
- el resultado de la medición puede depender del contenido de la(s) línea(s) precedente(s);
- el nivel medio de imagen depende de la naturaleza de la señal de programa;
- las mediciones efectuadas sobre la base de una sola línea de prueba por trama pueden no ser plenamente representativas de la calidad de funcionamiento de un circuito en el que se emplee una señal de dispersión de una frecuencia igual a la mitad de la frecuencia de trama (por ejemplo, en circuitos por satélite).

A fin de reducir las diferencias en los resultados de las mediciones debidos a errores que afectan a una o varias líneas, es conveniente que la línea que precede a la línea o líneas de prueba lleve una señal que tenga un nivel medio de 50% aproximadamente. Dicha señal puede ser una barra de línea en 50% de nivel del blanco o una forma de onda de señal de datos con un nivel medio de 50% aproximadamente.

Cuando se efectúan mediciones con inserción de señales de prueba fuera de los periodos de transmisión del programa, éstas pueden asociarse con los valores normales bajo, medio y elevado del nivel promedio de la imagen.

Puesto que el método de medición especificado en la Recomendación 569 puede en algunos casos ser distinto de los del presente anexo, las mediciones efectuadas con equipo automático pueden proporcionar resultados diferentes de los obtenidos normalmente de conformidad con el presente anexo.

2. Métodos de medición

Las referencias entre paréntesis que se dan a continuación corresponden a la numeración de la parte C.

2.1 Mediciones que son diferentes con las señales de prueba de inserción

Ganancia de inserción (punto C.3.1) – Amplitud de la barra de luminancia

El elemento de señal utilizado es la barra de luminancia (*B2*) en la línea 17.

La amplitud *L* de la barra de luminancia se define como la diferencia en nivel entre el punto medio de la barra de luminancia (*b₂* en las figs. 27 y 28) y el punto de referencia especificado (*b₁* en las figs. 27 y 28).

Ruidos aleatorios continuos (punto C.3.2.1)

Las mediciones se efectúan utilizando una línea especificada, que se borra en el punto de inserción (líneas 22 y 335 para las señales del sistema de 625 líneas) o en la parte superior de la barra de luminancia.

La limitación de banda y la ponderación de ruido son las especificadas en el punto C.3.2.1 de la parte C, pero en algunos casos, el instrumento de medida puede ir precedido de filtros alternativos limitadores de banda; por ejemplo, cuando se utilizan técnicas de muestreo y se transfiere energía de baja frecuencia a la banda que va a medirse. En [CCIR, 1974-78] se describe otro problema que requiere también filtros limitadores de banda distintos. En tales casos, la limitación superior se hará con el filtro mencionado en el punto 1 del anexo II a la parte C de esta Recomendación. La limitación inferior se hará con un filtro de paso alto de primer orden de 200 kHz, con una pendiente de 20 dB por década. El límite inferior de la banda es tal que elimina el zumbido de alimentación, el ruido microfónico y los impulsos de frecuencia de línea. El límite superior se elegirá de tal forma que quede eliminado el ruido que ocurre fuera de la banda deseada de la señal de video.

Nota – En el cuadro I de la Recomendación 569 se muestran los efectos de utilizar un filtro de paso alto de 200 kHz en la medición de ruido aleatorio continuo.

Distorsión no lineal de la señal de luminancia (punto C.3.4.1.1)

Se aplica el punto C.3.4.1.1 de la parte C, salvo que el elemento de la señal de prueba utilizado para las transmisiones en color de 525 líneas puede ser el *D2*.

Distorsión de una señal con duración de una línea (punto C.3.5.1.3)

El elemento de señal utilizado es la barra de luminancia (*B2*) en la línea 17.

La magnitud de la distorsión de la parte superior de la barra es la diferencia máxima en el nivel del intervalo entre *b₄* y *b₃* (figs. 27 y 28), expresada como un porcentaje de la amplitud de la barra.

Como se muestra en las figs. 27 y 28, en estas mediciones se desprecian el primero y el último microsegundo.

La magnitud de la distorsión de la línea de base se obtiene a partir de la diferencia entre el nivel a:

- 400 ns para los sistemas de 625 líneas,
- 500 ns para los sistemas de 525 líneas,

después del punto de semiamplitud del borde de salida de la barra de luminancia y el nivel en el punto de referencia (*b₁* en las figs. 27 y 28), expresados como porcentaje de la amplitud de la barra de luminancia.

La distorsión debe medirse después de la limitación de la anchura de banda, como se indica en el punto C.3.5.1.3.

2.2 Mediciones que, en principio, son las mismas con las señales de prueba de inserción

Las siguientes mediciones toman como nivel de referencia la amplitud de la barra de luminancia, definida en el punto 2.1 anterior.

- intermodulación de la señal de crominancia sobre la señal de luminancia (punto C.3.4.1.4);
- distorsión de una señal de corta duración. (El punto de referencia para la amplitud del impulso es también b_1 en las figs. 27 y 28) (punto C.3.5.1.4);
- desigualdad de ganancia crominancia-luminancia (punto C.3.5.3.1).

2.3 Mediciones que son idénticas con las señales de prueba de inserción

- pérdida de adaptación (punto C.2.2);
- diafotía procedente de otro canal de televisión (punto C.3.3);
- no linealidad de la crominancia (punto C.3.4.1.2);
- ganancia diferencial y fase diferencial (punto C.3.4.1.3);
- amplitud de la señal de sincronismo (punto C.3.4.2);
- distorsión de la forma de onda de crominancia (punto C.3.5.2);
- desigualdad de tiempo de transmisión (punto C.3.5.3.2);
- característica ganancia/frecuencia en régimen permanente (punto C.3.5.4.1).

2.4 Mediciones que resultan impracticables con las señales de prueba de inserción

- componente de corriente continua no significativa (punto C.2.3);
- ruidos recurrentes (punto C.3.2.2);
- ruido impulsivo (punto C.3.2.3);
- distorsión para señales de larga duración (punto C.3.5.1.1);
- distorsiones de una señal con duración de una trama (punto C.3.5.1.2);
- característica retardo de grupo/frecuencia en régimen permanente (punto C.3.5.4.2).

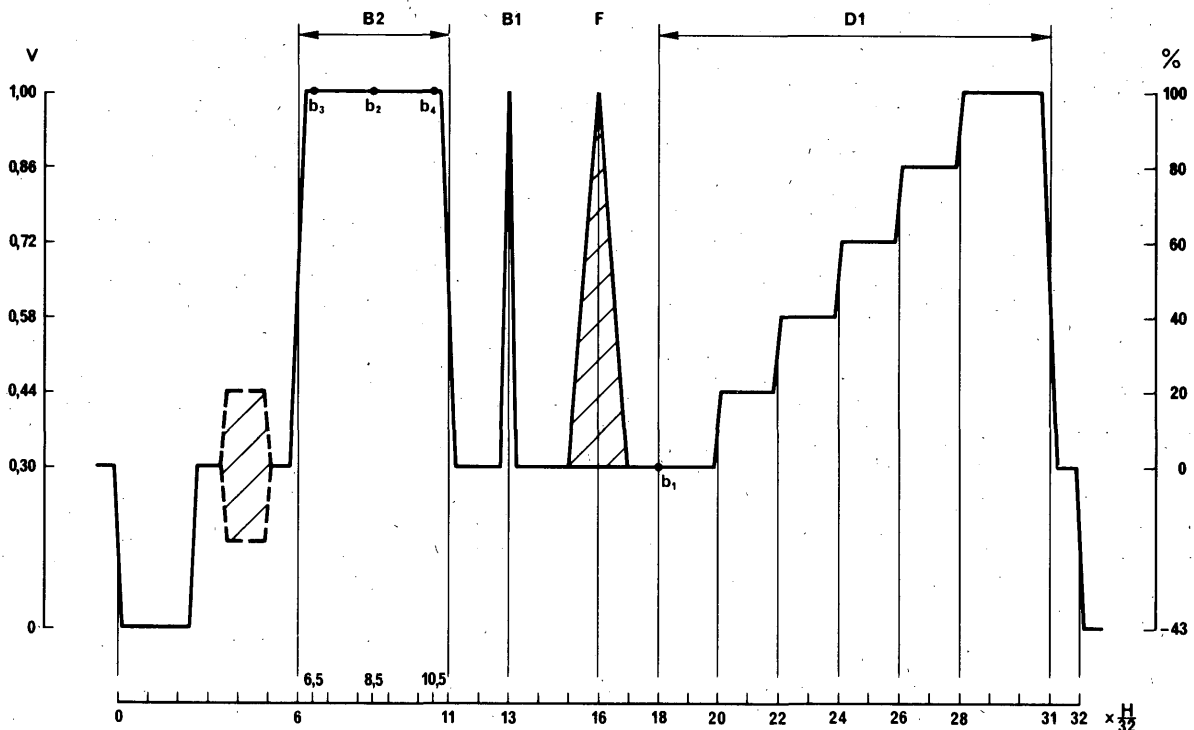


FIGURA 27 - Línea 17 para los sistemas de 625 líneas

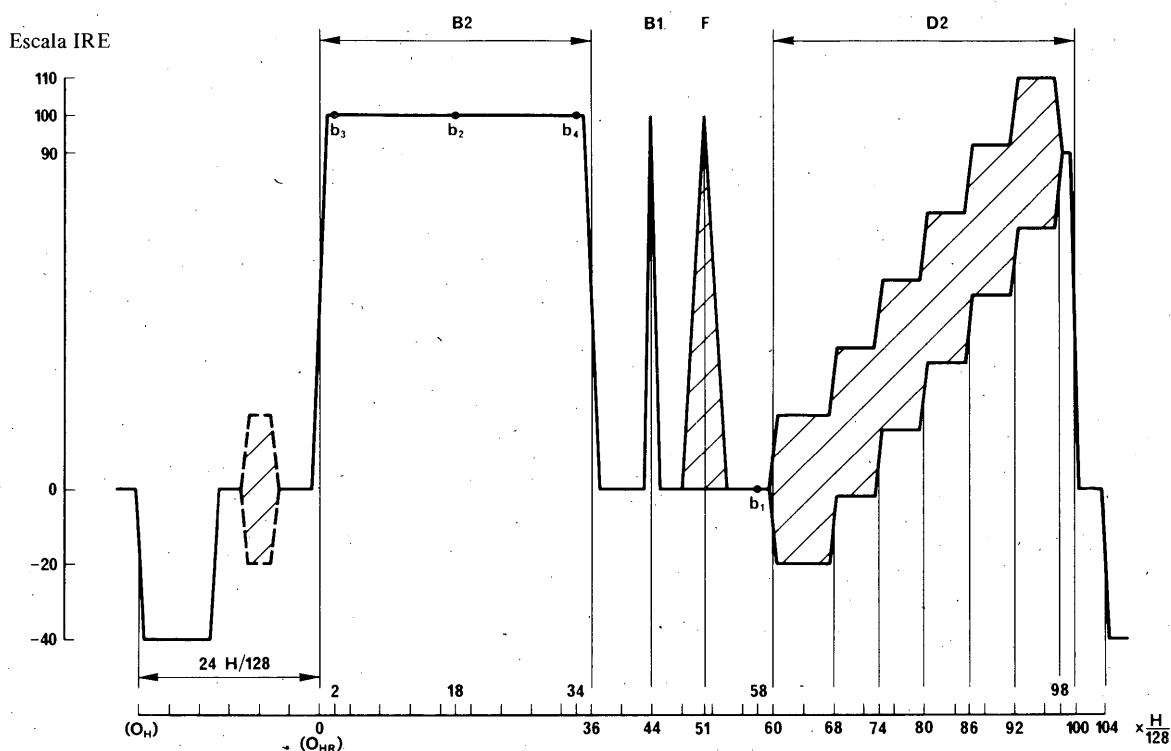


FIGURA 28 – Línea 17/trama 1 para los sistemas de 525 líneas

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

Documentos del CCIR

[1974-78]: CMTT/246 (Alemania (República Federal de)).

BIBLIOGRAFÍA

Documentos del CCIR

[1974-78]: CMTT/36 (Reino Unido); CMTT/57 (UER); CMTT/59 (UER); CMTT/76 (Alemania (República Federal de)); CMTT/77 (Alemania (República Federal de)).

ANEXO IV A LA PARTE C

DISTORSIÓN DE CORTA DURACIÓN. – MÉTODO DE
EVALUACIÓN MEDIANTE EL FACTOR K

1. Introducción

En este anexo se describe brevemente el método de evaluación de la distorsión de corta duración, mediante el factor K , que ofrece un método compacto para expresar los resultados de las mediciones expuestas en el § C.3.5.1.4. Se basa en una Recomendación suprimida (anexo II a la Recomendación 451, Ginebra, 1974), fundada a su vez en documentos publicados por [Lewis, 1954] y [Macdiarmid, 1959]. [Siocos y Chouinard, 1979] ha descrito un método más reciente, denominado codificación S , para evaluar mediciones de la respuesta barra/borde en sistemas de 525 líneas, en forma bastante análoga.

El método del factor K , conforme se describía originalmente, en realidad son dos métodos, que daban los mismos resultados:

- método de pruebas periódicas, y
- el método de pruebas de aceptación.

El método de pruebas periódicas se basa en parámetros que pueden medirse fácilmente en un osciloscopio para obtener resultados rápidamente. El método de pruebas de aceptación, basado en la respuesta a un impulso en seno cuadrado de duración T , es más riguroso, y es muy apropiado para el análisis de sistemas y redes, además de las pruebas de aceptación efectuadas en el soporte físico. El método de codificación se ha concebido de manera que los mismos valores K obtenidos para los diversos parámetros correspondan aproximadamente a las mismas degradaciones subjetivas en las imágenes.

En el § 2 se muestra cómo pueden expresarse los objetivos de calidad de funcionamiento y las tolerancias para la distorsión de corta duración utilizando el método basado en el valor del factor K de pruebas periódicas. En el § 3 se completa esa información indicando cómo puede utilizarse el método de pruebas de aceptación.

2. Método de pruebas periódicas

Para los dos primeros parámetros se utilizan las respuestas al impulso en seno cuadrado de $2T$ ($B1$) y uno de los elementos de barra ($B2$ o $B3$). El tercer parámetro no se mide normalmente en circuitos y equipos para la transmisión de señales de color compuestas. Se incluye aquí para utilizarlo probablemente en el futuro en circuitos de señales de color, en forma de componente analógica. El elemento de señal de prueba recibido es un impulso en seno cuadrado de T , donde $T = 1/2F_c$ (F_c es la anchura de banda nominal de canal sometido a prueba).

2.1 Respuesta al impulso de duración $2T$

Para determinado valor de $K_{(2T)}$, se necesita un contorno como el mostrado en las figs. 29a y 29b. Las tolerancias sobre la respuesta en los intervalos de tiempo mostrados en la fig. 29a corresponden a $\pm 4K$ en ± 200 ns, $\pm 2K$ en ± 400 ns y $\pm K$ en ± 800 ns y más allá, con los mismos valores en los mayores tiempos de la fig. 29b.

Para los contornos utilizados en las figs. 29a y 29b,

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

2.2 Relación impulso de duración $2T$ /barra

La relación impulso de duración $2T$ /barra (P/B) está relacionada con $K_{(P/B)}$ mediante:

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

2.3 Respuesta al impulso de duración T

Esta medición no es necesaria cuando el circuito ha de cumplir las estrictas tolerancias sobre ganancia crominancia-luminancia y desigualdades de retardo de grupo requeridas para las señales de color compuestas. En otros casos, en las pruebas se utilizan sólo las distorsiones de impulsos de duración $2T$ en la mitad superior de la banda de transmisión virtualmente no experimentada, por lo que resulta necesaria una prueba en que se utilice el impulso de duración T .

Los límites a la respuesta al impulso de duración T no pueden especificarse estrictamente, porque el espectro del impulso de duración T se extiende mucho más allá del límite de la frecuencia nominal superior del circuito, por lo que la respuesta ha de contener información impropia. Se ha hallado una solución parcial insertando un filtro de paso bajo con corrección de fase con un fuerte corte en el borde de la banda nominal del canal, entre el canal sometido a prueba y el osciloscopio. Primero se mide el filtro utilizando una señal de prueba local. Después, la relación impulso/barra es, por ejemplo, y , (« y » será aproximadamente del orden de 0,82). El canal sometido a prueba se conecta seguidamente al filtro y se mide la relación impulso/barra. De esta manera, el coeficiente del impulso de duración T es, aproximadamente:

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

Los errores de retardo cerca del borde de la banda de paso del canal pueden influir también en el valor de codificación K del impulso de duración T . Puede obtenerse una estimación de los efectos de esos errores del cambio, causados por el canal, en las sobreoscilaciones anteriores y posteriores medidas a la salida del filtro. El cambio en la sobreoscilación (normalizada a la amplitud del impulso) es, aproximadamente, $3K_{(T)}$.

3. Método de las pruebas de aceptación

Conociendo la respuesta medida al impulso de duración T y la respuesta medida o admitida del propio equipo de medición, se deduce la «respuesta al impulso después de filtrado», que se expresa en forma de una serie temporal normalizada [Lewis, 1954]. El término «principal» de esta serie representa la parte ideal, sin distorsión, en tanto que los términos de forma de «eco» representan la parte correspondiente a las distorsiones. Las amplitudes de los términos del eco deben satisfacer las cuatro series siguientes de límites que dan cuatro valores de K .

Suponiendo que las series temporales representen la respuesta al impulso después de filtrado:

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

y que esto se ha normalizado de manera que $B_0 = 1$, así como que los productos de la serie de $B(rT)$ y la serie $[\frac{1}{2}, 1, \frac{1}{2}]$ sean:

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

donde:

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

tendremos entonces:

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

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

y

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

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

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

La serie $C(rT)$ representa con bastante exactitud la respuesta a un impulso de duración $2T$. $K1$ es, pues, aproximadamente, equivalente a $K_{(2T)}$ en el método de las pruebas periódicas. $K2$ impone limitaciones a la relación «impulso $2T$ /barra $2T$ », y es aproximadamente equivalente a $K_{(P/B)}$ en el método de las pruebas periódicas. $K3$ impone límites a la relación impulso/barra de la respuesta a una señal de prueba ficticia de impulso y barra, en la que el impulso es un impulso ideal después de filtrado y equivale aproximadamente a $K_{(T)}$ en el método de las pruebas periódicas. $K4$ impone un límite superior a la amplitud media, ignorando signos, de los 16 ecos más próximos, para proteger distorsiones raramente satisfechas, como una larga serie de ecos cuyas magnitudes no son suficientemente grandes, individualmente, para alcanzar algunos de los otros límites. No tiene equivalente en las pruebas periódicas.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- LEWIS, N. W. [1954] Waveform responses of television links. *Proc. IEE*, Vol. 101, Parte III, 258-270.
- MACDIARMID, I. F. [1959] Waveform distortion in television links. *POOEJ*, Vol. 52, 108-114 y 188-195.
- SIOCOS, C. A. y CHOUINARD, G. [junio de 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.

PARTE D – OBJETIVOS DE DISEÑO Y TOLERANCIAS APLICABLES A CIRCUITOS FICTICIOS DE REFERENCIA

D.1 Introducción

En esta parte se indican objetivos de diseño y tolerancias para las características de transmisión descritas en los puntos 2 y 3 de la parte B. Los objetivos de diseño y tolerancias indicadas se aplican a los circuitos destinados a transmitir señales de televisión de 525 y/o 625 líneas, ya se trate de señales en blanco y negro o en color codificadas según sistemas como el NTSC, el PAL o el SECAM descritos en el Informe 624. Los circuitos internacionales que utilicen equipo diseñado en la época en que se adopte esta Recomendación podrán tener características distintas de las indicadas en esta parte.

La numeración de los distintos puntos corresponde a la de la parte B. Los puntos que no se refieren necesariamente a la transmisión en blanco y negro son: D.3.4.1.2, D.3.4.1.3, D.3.4.1.4, D.3.5.2 y D.3.5.3.

La presente Recomendación no contiene ninguna definición precisa de la anchura de banda requerida para la transmisión de señales de televisión en color con arreglo a alguna de las normas definidas en el Informe 624. Como algunas de dichas normas requieren una anchura de banda de 6 MHz, esa es la única cifra que puede considerarse plenamente satisfactoria. Sin embargo, como tal anchura de banda plantearía considerables dificultades en países que utilizan normas que requieren anchuras de banda bastante menores, se propone que, en los circuitos internacionales en que pueda ser necesario transmitir señales de distintas anchuras de banda, baste con definir la calidad de funcionamiento de esos circuitos hasta una frecuencia de 5,5 MHz, de no especificarse otra cosa en el punto D.3.5.4. Se observa, en cambio, que tal vez haya que proteger a los países que utilizan una anchura de banda de 6 MHz contra la interferencia de la banda de frecuencias no especificada (de 5,5 a 6 MHz) que para ellos constituyen interferencias dentro de banda, mediante un filtro de paso bajo con corrección de fase. En uno de los documentos de referencia [CCIR, 1970-74a] se da un ejemplo de un filtro adecuado.

D.2 Objetivos y tolerancias en los puntos de interconexión video

D.2.1 Impedancia nominal

En los puntos de interconexión video, la impedancia de entrada y de salida (Z_0) de cada sección debe ser asimétrica con relación a tierra, con un valor nominal de 75 ohmios resistivos, o simétrica con relación a tierra, con un valor nominal de 124 ohmios resistivos.

D.2.2 Pérdida de retorno

En los puntos de interconexión video, la pérdida de retorno de una impedancia Z , medida con relación a Z_0 , no debe ser inferior a 30 dB.

D.2.3 Componente no deseada de corriente continua

En los puntos de interconexión video, la componente no deseada de corriente continua no debe ser superior a 2,75 V si termina en una impedancia nominal, ni a 5,5 V si termina en un circuito abierto.

D.2.4 Amplitud nominal de la señal

La amplitud nominal cresta a cresta de la señal video en blanco y negro (M en la fig. 3) es 1,0 V.

La amplitud nominal cresta a cresta de una señal de color (H en la fig. 3) dependerá del sistema particular de televisión empleado (véanse las ecuaciones dadas en el N.º 2.9 del cuadro II del Informe 624), pero en el caso de los circuitos requeridos en distintos momentos para transmitir todos los sistemas comprendidos en este Informe se supondrá un valor máximo de 1,25 V.

D.3 Objetivos y tolerancias para las características de transmisión

Se espera que las tolerancias propuestas sean válidas la mayor parte del tiempo, aunque podrán ser rebasadas ocasionalmente. Se requieren nuevos estudios [CCIR, 1970-74b].

Se presume que todas las estaciones terrenas comprendidas en el circuito funcionarán con una relación G/T no inferior a 40,7 dB y transmitirán sonido por una portadora separada. Las tolerancias no se aplican necesariamente a las estaciones que funcionan en condiciones distintas.

D.3.1 *Ganancia de inserción*

La ganancia de inserción después de un ajuste inicial o periódico debe ser $0 \pm 0,5$ dB.

D.3.1.1 *Variaciones de la ganancia de inserción*

Toda variación de la ganancia de inserción en función del tiempo no deberá exceder de los límites siguientes:

- variaciones de corta duración (por ejemplo, 1 s): $\pm 0,3$ dB;
- variaciones de duración media (por ejemplo, 1 h): $\pm 0,5$ dB.

D.3.2 *Ruido*

D.3.2.1 *Ruidos aleatorios continuos*

Cuando la banda de ruido es limitada y está ponderada de acuerdo con la parte C de la presente Recomendación, la relación señal/ruido ponderado no deberá ser inferior a 53 dB durante más del 1% de cualquier mes, ni a 45 dB durante más del 0,1% de cualquier mes.

Nota 1 — Sólo cuando se refiere a la televisión en color, puede considerarse que las mediciones de ruido con la red de ponderación unificada dan una indicación válida de la degradación subjetiva debida al ruido en aquellos casos en que la potencia de ruido por unidad de anchura de banda de 5 MHz no excede de la correspondiente a 1 MHz en más de 11 dB, aproximadamente. Los sistemas de transmisión existentes satisfarán esta condición en la mayoría de los casos y sólo se necesitará la red de ponderación recomendada a efectos de explotación. En los nuevos sistemas que no cumplan este requisito, los proyectistas deberán asegurarse, por otros medios, de que la relación señal/ruido ponderado es satisfactoria y de que la red de ponderación recomendada da resultados satisfactorios (véase la Recomendación 568).

Nota 2 — Puede haber administraciones que empleen, para fines nacionales, valores de relación señal/ruido que difieran de 53 dB.

Nota 3 — Es posible que actualmente los circuitos por satélite no satisfagan el objetivo de calidad de funcionamiento en lo que respecta al ruido aleatorio continuo. En el Informe 965, se indican los valores que pueden obtenerse actualmente de relaciones señal/ruido.

D.3.2.2 *Ruidos de baja frecuencia*

Por el momento no es posible indicar objetivos para los ruidos de baja frecuencia. Una administración ha sugerido una relación señal/ruido de 43 dB para el sistema M. Se ruega a las administraciones que envíen contribuciones relativas a este parámetro.

D.3.2.3 *Ruido recurrente*

Para el zumbido de alimentación, incluyendo los primeros armónicos, la relación señal/ruido no debe ser inferior a 35 dB. Para ruido de una sola frecuencia entre 1 kHz y 5,5 MHz, esta relación no debe ser inferior a 55 dB.

Nota — Los circuitos destinados exclusivamente a la transmisión de señales de 525 líneas sólo deben probarse hasta 4,2 MHz.

D.3.2.4 *Ruido impulsivo*

Para el ruido impulsivo de naturaleza esporádica o que se produce con poca frecuencia, la relación señal/ruido no debe ser inferior a 25 dB.

D.3.3 *Diafotía procedente de otro canal de televisión*

Si la diafotía está esencialmente libre de distorsión, la relación señal/diafotía no debe ser inferior a 58 dB. Si la diafotía es esencialmente diferenciada (es decir, si la tensión diafótica es proporcional a la frecuencia), la relación señal/diafotía no debe ser inferior a 50 dB.

D.3.4 *Distorsión no lineal*

En este punto, por «valor bajo de la componente media de la imagen» se entiende un nivel comprendido entre 10% y 12,5%. Por «valor elevado de la componente media de la imagen» se entiende un nivel comprendido entre 87,5% y 90%.

Las especificaciones facilitadas en relación con el nivel de emisión de +3 dB se dan como indicación para el diseño de los nuevos materiales. También requiere nuevo estudio la cuestión de si el valor de +3 dB constituye el nivel óptimo de señal de prueba para la especificación de la calidad de sobrecarga del circuito.

D.3.4.1 Señal de imagen

D.3.4.1.1 Señal de luminancia

En los circuitos diseñados para la transmisión de televisión en color, la distorsión no deberá exceder del 5% para un valor de la componente media de la imagen elevado o bajo. Si la señal de prueba se envía con un nivel 3 dB superior al normal, la distorsión correspondiente es el 10% para los mismos valores de la componente media de la imagen. En los circuitos diseñados para la transmisión de televisión en blanco y negro únicamente, estos objetivos deberán ser del 12% y 24%, respectivamente.

D.3.4.1.2 Señal de crominancia

Para el sistema M, se aplican los siguientes valores:

No linealidad de la ganancia de crominancia. La distorsión no debe pasar del 4% para los valores elevado o bajo de la componente media de la imagen; además, cuando se transmite la señal a 3 dB por encima de la amplitud normal, la distorsión no deberá exceder del 8% para los mismos valores de la componente media de la imagen.

No linealidad de la fase de crominancia. La distorsión no debe pasar de 4° para los valores elevado o bajo de la componente media de la imagen. Además, cuando se transmite la señal a 3 dB por encima de la amplitud normal, la distorsión no debe pasar de 8° para los mismos valores de la componente media de la imagen.

Los valores aplicables a otros sistemas requieren nuevo estudio.

D.3.4.1.3 Intermodulación de la señal de luminancia sobre la de crominancia

Ganancia diferencial

La ganancia diferencial no debe rebasar los siguientes valores para los valores bajo o elevado de la componente media de la imagen:

para 3,58 MHz: x o y o $x + y$: 10%

para 4,43 MHz: x o y : 10%; $x + y$: 12%.

Las cifras aplicables a una señal transmitida en +3 dB son el doble de las expuestas.

Fase diferencial

Para los valores bajo o elevado de la componente media de la imagen, la fase diferencial puede no exceder de los siguientes valores:

para 3,58 MHz: x o y o $x + y$: 5°

para 4,43 MHz: x o y : 5°; $x + y$: 6°.

Los valores correspondientes a una señal transmitida a +3 dB son el doble de los indicados.

D.3.4.1.4 Intermodulación de la señal de crominancia sobre la señal de luminancia

La distorsión no debe exceder del $\pm 3\%$ para un valor bajo o elevado de la componente media de la imagen. El valor aplicable a una señal de prueba enviada a 3 dB por encima de la amplitud normal es de $\pm 6\%$ para los mismos valores de la componente media de la imagen.

D.3.4.2 Señal de sincronismo

D.3.4.2.1 Distorsión en régimen permanente

Esta distorsión no debe exceder de $\pm 10\%$ para un valor de la componente media de la imagen elevado o bajo. El valor aplicable a una señal de prueba enviada a un nivel 3 dB superior a la amplitud normal es $\pm 20\%$ para los mismos valores de la componente media de la imagen.

D.3.4.2.2 Distorsión no lineal transitoria

Por ahora, no es posible indicar límites para la distorsión no lineal transitoria (véase el Informe 636).

D.3.5 Distorsión lineal

D.3.5.1 Distorsión de la señal de luminancia

D.3.5.1.1 Distorsión para señales de larga duración

Por el momento, no es posible indicar límites para las distorsiones de las señales de larga duración (véase el Informe 636).

D.3.5.1.2 Distorsión de señales con duración de una trama

La distorsión de señales con duración de una trama no debe exceder de $\pm 6\%$.

Nota — Este objetivo se aplica a circuitos que no contienen dispositivos de fijación del nivel de las señales.

D.3.5.1.3 Distorsión de una señal con duración de una línea

Esta distorsión no deberá exceder de $\pm 3\%$. Esta cifra se aplica a una medición en la parte superior de la barra. El límite de la distorsión en la línea de base requiere nuevos estudios.

D.3.5.1.4 Distorsión de una señal de corta duración

La relación impulso en seno cuadrado/barra debe estar comprendida entre límites de $100 \pm 12\%$, que corresponde a $K_{(P/B)} = 3\%$.

Las crestas de los impulsos deben estar comprendidas en los límites que muestra la fig. 29a para los sistemas de 625 líneas y la fig. 29b para los sistemas de 525 líneas, que corresponden a $K_{(2T)} = 3\%$.

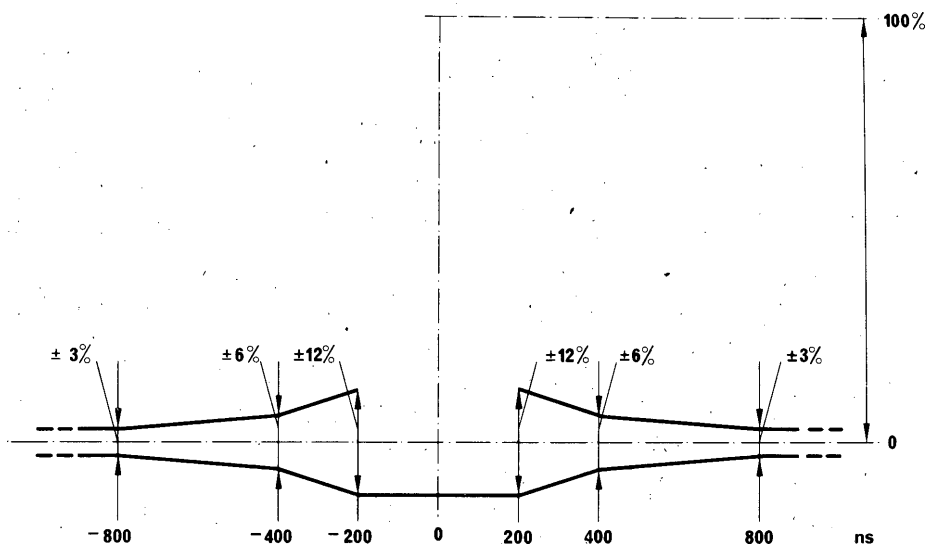


FIGURA 29a – Contorno para la respuesta a la señal de prueba B1 (625 líneas)

(Duración a amplitud mitad: 200 ns)

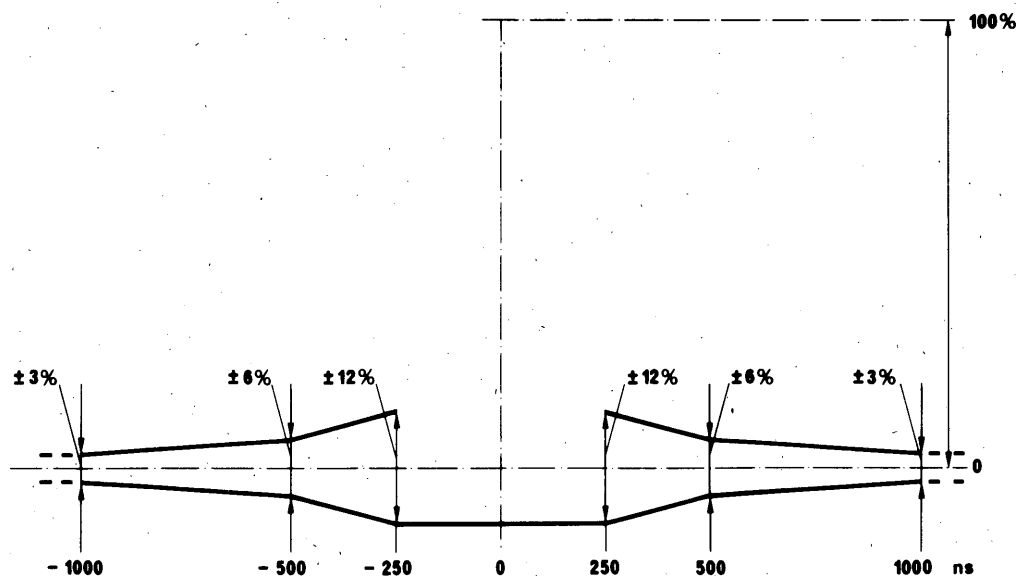


FIGURA 29b – Contorno para la respuesta a la señal de prueba B1 (525 líneas)

(Duración a amplitud mitad: 250 ns)

La respuesta a las señales de prueba B2 o B3 para los sistemas de 525 líneas en Japón y Canadá solamente deben estar comprendidas en los límites indicados en la fig. 29c.

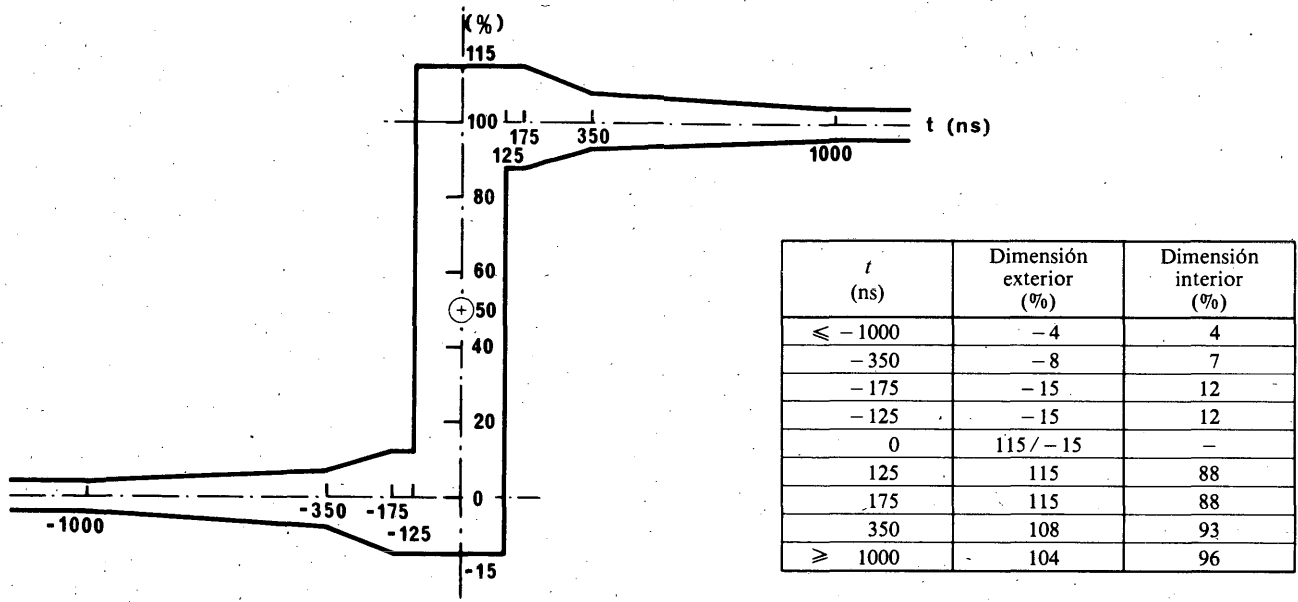


FIGURA 29c — Máscara para respuesta a señales de pruebas B2 o B3 (525 líneas únicamente para Japón y Canadá)
(Tiempo de establecimiento: aproximadamente 125 ns)

Nota — La máscara trazada en la fig. 29c se basa en una distorsión de referencia (S) del 3% [CCIR, 1978-82a, b; Siocos y Chouinard, 1979]. Para otros valores de distorsión de referencia (S), las dimensiones de la retícula en los puntos críticos de inflexión (en ±175, ±350 y ±1000 ns) vienen dados como sigue:

$$\text{Dimensión exterior: } (100 +) \text{ ó } (0 -) \frac{100 \cdot S \cdot A}{100 - S \cdot A} \%$$

$$\text{Dimensión interior: } (100 -) \text{ ó } (0 +) \frac{100 \cdot S \cdot A}{100 + S \cdot A} \%$$

donde S es la distorsión de referencia definida (%) y A es la constante de ponderación en los puntos críticos de inflexión de datos por t(ns) con respecto al tiempo de referencia en el centro de la retícula como sigue:

CUADRO II

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

En los Estados Unidos de América la respuesta a las señales de prueba B2 o B3 para sistemas de 525 líneas debería estar comprendida exclusivamente dentro de los límites representados en la fig. 29d.

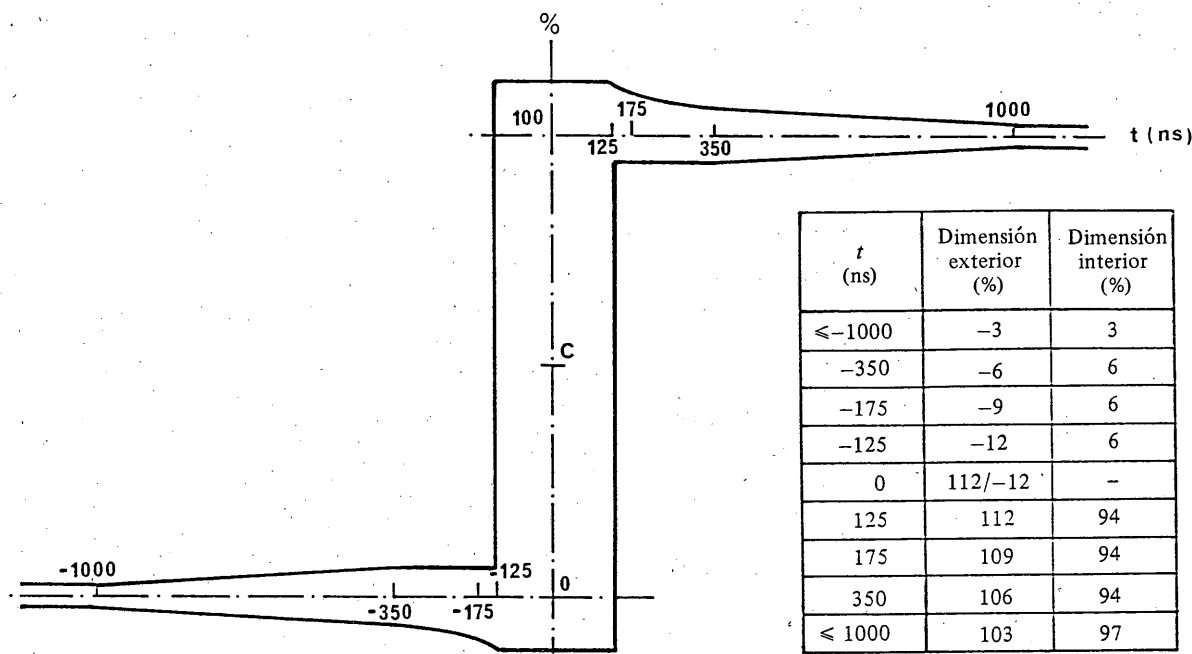


FIGURA 29d – Máscara para respuesta a señales de prueba B2 o B3
(525 líneas únicamente para Estados Unidos de América)
(Tiempo de establecimiento: aproximadamente 125 ns)

Nota – La máscara de la fig. 29d se basa en una distorsión de referencia (S) del 3% [IEEE, 1979].

D.3.5.2 Distorsión de la señal de crominancia

Véase el punto C.3.5.2.

D.3.5.3 Falta de uniformidad entre crominancia y luminancia

D.3.5.3.1 Desigualdad de ganancia

La desigualdad de ganancia no debe exceder de $\pm 10\%$.

D.3.5.3.2 Desigualdad del retardo de grupo

La desigualdad del retardo de grupo no debe exceder de ± 100 ns.

D.3.5.4 Características en régimen permanente

Los límites que a continuación se indican pueden ser útiles para los proyectistas, si bien, por la gran complejidad de las relaciones entre las características en función del tiempo y de la frecuencia, su utilización puede llevar a resultados en contradicción con los obtenidos con las señales de prueba. En tal caso, se considerarán definitivos siempre estos últimos.

D.3.5.4.1 Ganancia

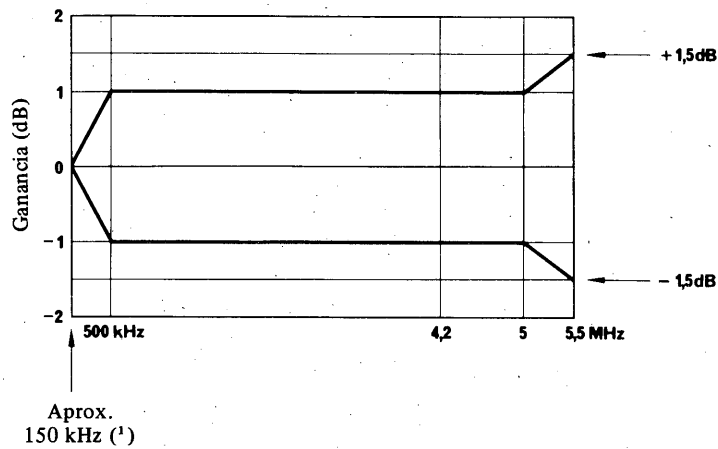


FIGURA 30 – Límites de la característica ganancia/frecuencia

(1) La señal C1 puede ser tomada como referencia.

Nota – Para la transmisión en 525 líneas, sólo es necesario ajustarse a los límites hasta una frecuencia de 4,2 MHz.

D.3.5.4.2 Retardo de grupo

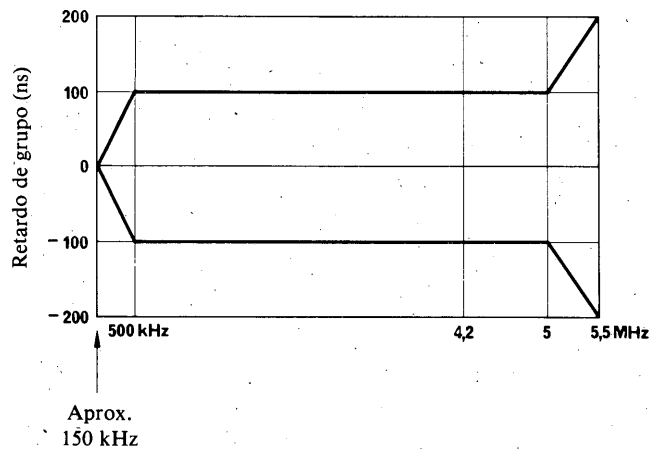


FIGURA 31 – Límites de la característica retardo de grupo/frecuencia

Nota – Para la transmisión en 525 líneas, sólo es necesario ajustarse a los límites hasta una frecuencia de 4,2 MHz.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- IEEE [1979] Video signal transmission measurement of linear waveform distortion. IEEE Standard 511-1979.
- SIOCOS, C. A. y CHOUINARD, G. [junio de 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.

Documentos del CCIR

- [1970-74]: a. CMTT/207 (Italia); b. CMTT/65 (Italia).
- [1978-82]: a. CMTT/74 (Canadá); b. CMTT/227 (Japón).

PARTE E – CALIDAD DE FUNCIONAMIENTO PARA CIRCUITOS DE LONGITUD INFERIOR O SUPERIOR A LA DEL CIRCUITO FICTICIO DE REFERENCIA

E.1 Introducción

En esta parte se facilitan algunas indicaciones sobre las características de circuitos con un número de secciones de video mayor o menor que las redes del circuito de referencia definido en el punto A.1.2 de la presente Recomendación. Se considera también el efecto de la longitud y de la configuración del circuito en relación con el circuito ficticio de referencia. Las leyes de adición en tales circuitos sólo pueden establecerse de manera segura si se conoce el comportamiento estadístico y la composición de los valores instantáneos de los parámetros [Lari y otros, 1974].

Los valores calculados partiendo de los cuadros III y IV sólo dan indicaciones sobre las características probables; no obstante, estos valores pueden considerarse suficientemente precisos a los efectos prácticos en el caso de la fase y ganancia diferenciales y de la falta de uniformidad entre la crominancia y la luminancia; no deben utilizarse directamente al diseñar los equipos por no conocerse con precisión las leyes de adición de cada tipo de degradación.

E.2 Leyes de adición

E.2.1 Comentario sobre el empleo de leyes de adición

La definición de un circuito en función de un solo múltiplo del circuito ficticio de referencia es imposible si el número de secciones de video a video y la longitud del circuito difieren de las del circuito ficticio de referencia según relaciones diferentes, por ejemplo, si $n/3 \neq L/l$, donde:

- n : número de secciones video-video
- L : longitud del circuito
- l : 2500 km.

En tales casos debe hacerse uso de dos definiciones del circuito en función del circuito ficticio de referencia, una para los parámetros proporcionales esencialmente a la configuración del circuito y otra para los parámetros (por ejemplo, los ruidos aleatorios continuos) proporcionales esencialmente a la longitud del circuito.

CUADRO 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

CUADRO IV

§ de la parte B	Característica	D_3 expresado en	$h^{(1)}$	Notas
3.1	<i>Ganancia de la inserción (diferencia)</i>	dB	2	
	<i>Variaciones de la ganancia de la inserción</i>	dB	2	
3.2.1	<i>Ruidos aleatorios continuos</i>			1, 8
3.2.2	<i>Ruido de baja frecuencia</i>	dB	no hay ley	—
3.2.3	<i>Ruido periódico</i> Zumbido de alimentación Frecuencia pura	{ tensión de ruido	2 2	2, 7 3
3.2.4	<i>Ruidos impulsivos</i>	tensión de ruido		4
3.3	<i>Diáfotía</i>	tensión de diafotía	3/2	
3.4.1	<i>Distorsión no lineal de la señal de imagen</i> Luminancia Ganancia de crominancia Fase de crominancia Intermodulación crominancia/luminancia Ganancia diferencial Fase diferencial	% % grados % % grados	3/2 3/2 3/2 2 3/2 ó 2 3/2 ó 2	— — — — 9 9
3.4.2	<i>Distorsión no lineal de la señal de sincronismo</i> Distorsión de régimen permanente	%	3/2	
3.5.1	<i>Distorsiones lineales</i> Distorsión de larga duración Distorsión de duración de una trama Distorsión de duración de una línea Distorsión de corta duración	% % $K_{(P/B)}$, % $K_{(2T)}$, % o S , %	1 2 2 3/2 3/2	11 10 10
3.5.3	<i>Diferencias entre la crominancia y la luminancia</i> Desigualdad de ganancia Desigualdad de retardo	% ns	2 2	5 5
3.5.4	<i>Características en régimen permanente</i> Ganancia/frecuencia Retardo de grupo/frecuencia	dB μ s	3/2 3/2	6 6

⁽¹⁾ En [CCIR, 1966-69a; CCIR, 1970-74b, c] y en el Informe 636 se da información complementaria sobre las leyes de adición.

Nota 1 — Para los circuitos de cables coaxiales, la ley de adición cuadrática ($h = 2$) se aplica al ruido aleatorio expresado en tensión eficaz. Para los circuitos de radioenlaces, véase la Recomendación 555.

Nota 2 — Para tener en cuenta la posibilidad de una adición lineal de los zumbidos de alimentación en los circuitos de sólo unas pocas secciones, convendría tomar $h = 1$, cuando $n \leq 3$.

Nota 3 — Para tener en cuenta la posibilidad de una adición lineal cuando los ruidos recurrentes sólo tienen unas pocas componentes de frecuencias muy próximas, puede convenir tomar $h = 1$, cuando el número de estas componentes es pequeño.

Nota 4 — Cuando cada fuente de ruido impulsivo se manifieste durante un pequeño porcentaje de tiempo (por ejemplo, < 0,1%), se puede hacer la adición lineal de los porcentajes de tiempo.

Nota 5 — La ley de adición cuadrática ($h = 2$) para las diferencias de ganancia o de retardos de grupo, está basada en la hipótesis de que sus valores positivos y negativos lleguen a ser iguales, por ejemplo, mediante la utilización de redes correctoras o de medios equivalentes.

Nota 6 — En Canadá y Estados Unidos de América, se utiliza en la práctica la ley $h = 2$.

Nota 7 — En [CCIR, 1966-69b] se da información complementaria.

Nota 8 — En [CCIR, 1970-74d] se da información complementaria.

Nota 9 — Si el enlace está compensado en lo que respecta al valor medio de ganancia y fase diferenciales, utilícese $h = 2$, y si no, $h = 3/2$.

Nota 10 — Véase el anexo IV a la parte C.

Nota 11 — No se han asignado valores todavía.

E.2.2 Ley correspondiente a la configuración del circuito

Para la primera definición de circuito, en función del circuito ficticio de referencia, utilícese la siguiente función para todos los parámetros del cuadro IV, salvo para «ruidos aleatorios continuos».

Si D_3 : característica tal como se expresa en la presente Recomendación o el parámetro adiccionario que de ella se deriva, indicado en el cuadro IV y admitido en el circuito ficticio de referencia,

y D_n : característica o parámetro adiccionario correspondiente a un circuito de n secciones, tendremos:

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

donde h tiene el valor 1, 3/2 ó 2 según las indicaciones del cuadro IV: $h = 1$ corresponde a una ley de adición lineal o aritmética; $h = 3/2$ a una ley de adición en potencia 3/2; $h = 2$ a una ley de adición cuadrática.

Los valores calculados de $(n/3)^{1/h}$ figuran en el cuadro III.

E.2.3 Ley correspondiente a la longitud del circuito

Para la segunda definición del circuito en función del circuito ficticio de referencia, utilícese la siguiente ecuación solamente para la «tensión de los ruidos aleatorios continuos». Cuando se considera la distancia, la ley de adición es:

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

donde D_n , D_3 , L y l son los valores definidos en los puntos E.2.1 y E.2.2. Si $20 \text{ km} \leq L \leq 280 \text{ km}$, se toma $L = 280 \text{ km}$ en la expresión de D_n .

Nota 1 — En [CCIR, 1970-74a; 1982-86] figura más información sobre esta ley de adición.

Nota 2 — Una red nacional puede comprender muchos circuitos de una longitud inferior a 20 km. La relación señal/ruido requerida en estos circuitos depende del número de ellos que forman parte de la cadena. Se considera que el valor concreto es un asunto de carácter nacional, pero convendría que fuera compatible con los requisitos del circuito ficticio de referencia internacional.

E.2.4 Cuadros y fórmulas para la adición de tensiones de ruido y distorsiones

En aplicaciones prácticas, la siguiente información resulta útil a los fines de adición de distorsiones con diferentes magnitudes.

— Adición de dos tensiones de ruido:

Sea S la diferencia entre la relación mayor señal/ruido (r_2), y la relación menor señal/ruido (r_1), en decibelios. La relación señal/ruido resultante (r_{res}) después de la adición será:

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

donde $X(S)$ (dB) se obtiene del cuadro V para el valor de diferencia S .

— Adición de dos distorsiones:

Sea T la relación numérica entre la distorsión D_2 con la magnitud mayor y la distorsión D_1 con la magnitud menor, es decir $T = D_2/D_1$, la distorsión resultante (D_{res}) será:

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

donde $Y(T, h)$ se obtiene del cuadro VI para el valor $T = D_2/D_1$.

D_{res} puede también calcularse como sigue:

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

CUADRO 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

CUADRO 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

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

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

Documentos del CCIR

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

[1970-74]: a. CMTT/42 (Alemania (República Federal de)); b. CMTT/149 (Canadá); c. CMTT/57 (Italia); d. CMTT/56 (Italia).

[1982-86]: CMTT/17 (Alemania (República Federal de)).

BIBLIOGRAFÍA

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

RECOMENDACIÓN 722

**NORMAS TÉCNICAS UNIFORMES Y PROCEDIMIENTOS OPERATIVOS UNIFORMES
PARA EL PERIODISMO ELECTRÓNICO POR SATÉLITE (SNG)***

(Cuestión 13/CMTT y Programa de Estudios 13H/CMTT)

(1990)

El CCIR,

CONSIDERANDO

- a) que el periodismo electrónico por satélite (SNG-Satellite News Gathering) mediante estaciones terrenas transmisoras transportables es esencial en las operaciones de radiodifusión y constituye un valioso método de transmisión para la adquisición rápida y la difusión de noticias;
- b) que para facilitar el tratamiento internacional de noticias y optimizar el diseño de equipos, convendría adoptar normas técnicas uniformes y procedimientos operativos uniformes para el SNG;
- c) que entre los requisitos del SNG se hallan diversos sistemas soporte de comunicación y de transmisión, y que es necesario proporcionar, preferiblemente en el mismo transpondedor de satélite, señales auxiliares para la explotación de las estaciones terrenas del SNG;
- d) que el SNG es temporal y ocasional, y que a menudo su activación no puede determinarse con gran antelación;
- e) que las estaciones terrenas de SNG operan sobre todo en el servicio fijo por satélite, y deben satisfacer las disposiciones pertinentes del Reglamento de Radiocomunicaciones, y la correspondiente normativa reglamentaria nacional;
- f) que la Constitución de la UIT establece en su preámbulo: « ... reconociendo en toda su plenitud el derecho soberano de cada Estado a reglamentar sus telecomunicaciones ... »;
- g) que para la correcta explotación del SNG, es esencial que sea expeditiva la autorización de activación de las estaciones terrenas del SNG para las transmisiones a un satélite de telecomunicación, de acuerdo con los procedimientos administrativos del propio país y los criterios operativos y técnicos establecidos para estos sistemas;
- h) que los medios para simplificar el procedimiento necesario para obtener, lo más expeditivamente posible, la autorización temporal para operar las facilidades del SNG, están siendo investigados por el CCIR en el Informe 1237;
- j) que se facilitaría el SNG si se dispusiese de una guía de usuario del SNG preparada por los explotadores de los satélites (suministradores de segmento espacial) y de los propios países,

RECOMIENDA, POR UNANIMIDAD:

1. Que las transmisiones de estaciones terrenas del SNG cumplan las normas técnicas uniformes descritas en el anexo I. En particular, las estaciones terrenas del SNG deberán suministrar circuitos bidireccionales de comunicación, que deben estar disponibles antes de la transmisión del SNG, además del canal de vídeo y del canal de audio o canal radiofónico asociado.
2. Que la explotación del SNG deberá cumplir los procedimientos operativos uniformes descritos en el anexo II.
3. Que para facilitar la autorización temporal de operaciones del SNG, se aliente a las administraciones y organizaciones pertinentes a que consideren la armonización de procedimientos expeditivos y simplificados (por ejemplo, aprobación de estaciones terrenas, reserva de satélites y coordinación de frecuencias, etc.) (véase el § 2 del Informe 1237).
4. Que cada administración establezca un punto de contacto para el intercambio de información y la orientación en materia de coordinación de frecuencias y procedimientos administrativos del país de acogida.

* Esta Recomendación debe señalarse a la atención de las Comisiones de Estudio 4, 10 y 11 del CCIR.

5. Que para simplificar las operaciones y minimizar los retrasos, los proveedores de segmento espacial de satélite elaboren guías de usuario de los procedimientos operativos del SNG de sus distintos sistemas y adopten medidas para armonizar estos procedimientos entre sus sistemas.
6. Que se aliente a los países de acogida a preparar guías de usuario del SNG u otros documentos que puedan adoptar la forma de reglamentos nacionales para facilitar las operaciones.
7. Que las organizaciones de satélite designen, previa petición, una compañía de fácil identificación que facilite la explotación de las estaciones terrenas del SNG.
8. Que en las transmisiones del SNG se incluya una señal de identificación idónea, que se notificará al país de acogida para contribuir a la reducción de interferencias.

ANEXO I

PARÁMETROS TÉCNICOS MÍNIMOS APLICABLES A LAS ESTACIONES TERRENAS DEL SNG

1. Características generales

Un terminal del SNG debe poder instalarse rápidamente, para transmitir (con un mínimo de degradaciones) las señales de vídeo y las señales de audio o señales radiofónicas asociadas, proporcionar una capacidad de recepción limitada para facilitar la orientación de la antena y la comprobación técnica (cuando sea posible) de las señales transmitidas, y proporcionar comunicaciones bidireccionales para explotación y supervisión.

2. Características de transmisión requeridas

La señal de banda de base se transmitirá con un mínimo de degradación.

2.1 SNG para radiodifusión de televisión

Señal de vídeo: véase la Recomendación 567. (El usuario puede relajar los requisitos respecto al ruido aleatorio.)

Señal de audio: véase la Recomendación 505. (El usuario puede relajar los requisitos respecto al ruido aleatorio.)

2.2 SNG para radiodifusión sonora

Banda de base: como en la Recomendación 504-2 (Ginebra, 1982). (El usuario puede relajar los requisitos respecto al ruido aleatorio.)

3. Características de calidad requeridas en radiofrecuencia

3.1 Densidad de p.i.r.e. fuera del eje

Cumplirá los requisitos de la Recomendación 524 o los del explotador de satélite, según los que sean más exigentes.

3.2 Discriminación por polarización

Deberá ser mejor que 35 dB entre los puntos a -1 dB del eje principal de haz y que 30 dB en el resto. Sin embargo, las estaciones terrenas del SNG operan generalmente con una baja p.i.r.e., por lo que el explotador del sistema de satélite puede aceptar una reducción correspondiente de las características de discriminación por polarización.

3.3 p.i.r.e.*

SNG para radiodifusión de televisión	SNG para radiodifusión sonora
70 dBW (nominal)	55 dBW (nominal)

3.4 Anchura de banda en radiofrecuencia*

SNG para radiodifusión de televisión	SNG para radiodifusión sonora
17,5-36 MHz	200 kHz

* El valor real se determinará considerando las características del satélite que se utilice.

4. Características de modulación

4.1 SNG para transmisión de televisión

Modulación: MF.

Desviación: 10 a 28 MHz cresta a cresta para señal de banda base de entrada de 1 V cresta a cresta.

Sentido de modulación: positivo (aumenta la tensión al aumentar la frecuencia).

Dispersión de energía: 0 a 4 MHz cresta a cresta.

Audio asociado: pueden utilizarse técnicas de subportadora o de sonido en sincronismo (SIS).

4.2 SNG para transmisión de sonido

Modulación: MF.

Desviación: 150 kHz cresta a cresta para modular una señal de 1 kHz a +9 dBm0s.

Preacentuación: 75 µs.

Dispersión de energía: fija/adaptable, según se requiera para cumplir las exigencias de la Recomendación 524.

5. Señal auxiliar

Modulación: analógica o digital.

6. Señal de identificación

Transmitida por los medios adecuados (las Comisiones de Estudio 4, 10 y 11 del CCIR y la CMTT estudiarán y recomendarán un método al respecto).

ANEXO II

PROCEDIMIENTOS OPERATIVOS UNIFORMES PARA EL SNG*

La armonización de los procedimientos de los explotadores de los sistemas de satélite para el SNG incluirá como mínimo los siguientes puntos:

- obtención de los parámetros operativos pertinentes;
- procedimientos de alineación de las estaciones terrenas del SNG, incluidas las pruebas previas a la transmisión para asegurar que no se produce interferencia;
- establecimiento de circuitos auxiliares;
- activación de la transmisión de programas;
- cierre de las estaciones terrenas del SNG;
- identificación del siguiente usuario del SNG.

* Se pide que el Director del CCIR envíe el anexo II a todas las organizaciones de satélites, con el ruego de que estudien los requisitos específicos del SNG con la armonización de sus procedimientos operativos.

RECOMENDACIÓN 568

**VALOR ÚNICO DE RELACIÓN SEÑAL/RUIDO
PARA TODOS LOS SISTEMAS DE TELEVISIÓN**

(Cuestión 13/CMTT y Programa de Estudios 13A/CMTT)

(1978)

El CCIR,

CONSIDERANDO

- a) que los resultados de los estudios realizados por varias administraciones han demostrado la necesidad de ponderar el ruido medido, por lo cual, en principio, un solo valor de relación señal/ruido ponderado daría un mismo valor de evaluación subjetiva, con independencia de la distribución espectral del ruido;
- b) que tales estudios han revelado también que los diversos sistemas de televisión tienen distinta sensibilidad al ruido aleatorio y que, por consiguiente, muchas administraciones han elaborado varias características de ponderación del ruido;
- c) que la aceptación de una sola característica de ponderación para su aplicación al circuito ficticio de referencia de todos los sistemas de televisión se basa forzosamente en un importante compromiso entre las diversas ponderaciones del ruido realizadas por distintas administraciones;
- d) que es, además, necesario medir el ruido aleatorio en una anchura de banda unificada, para poder especificar un solo valor de relación señal/ruido ponderado, como objetivo para todos los sistemas de televisión, a fin de evitar posibles confusiones al comparar los resultados obtenidos en distintos puntos a lo largo de un circuito internacional de televisión;
- e) que se ha llegado a un acuerdo general sobre una red unificada de ponderación del ruido y sobre un solo valor para el objetivo relación señal/ruido ponderado, para aplicación al circuito ficticio de referencia de todos los sistemas de televisión,

RECOMIENDA, POR UNANIMIDAD:

1. Que se adopten para todos los circuitos internacionales de televisión la característica de ponderación y la red de ponderación que se indican en el anexo II a la parte C de la Recomendación 567.
2. Que la relación señal/ruido ponderado se refiera siempre al ruido medido en la banda de 0,01 a 5 MHz.
3. Que el objetivo para el circuito ficticio de referencia de 2500 km, para el 99% de cualquier mes, sea un valor único de la relación señal/ruido ponderado de 53 dB.

Nota 1 — Sólo puede considerarse que las mediciones efectuadas en los sistemas de televisión en color con la red de ponderación unificada dan una indicación válida de la degradación subjetiva debido al ruido, en aquellos casos en que la potencia de ruido por unidad de anchura de banda a 5 MHz no excede de la correspondiente a 1 MHz en más de 11 dB, aproximadamente. Los sistemas de transmisión existentes satisfarán esta condición en la mayoría de los casos, y solamente se utilizará la red de ponderación recomendada, a fines de explotación. En los nuevos sistemas que no cumplan este requisito, los proyectistas deberán asegurarse, por otros medios, de que la relación señal/ruido ponderado es satisfactoria y de que la red de ponderación recomendada da resultados adecuados (véase el anexo I).

Nota 2 — Es posible que determinadas administraciones necesiten, para usos nacionales, valores de la relación señal/ruido que difieran del valor de 53 dB.

ANEXO I

TRATAMIENTO DE CASOS ESPECIALES

En el caso de nuevos sistemas de transmisión en los que la distribución espectral del ruido no satisfaga el requisito indicado en la nota 1 (de esta Recomendación), debe verificarse en la fase de diseño si la distribución de ruido propuesta dará resultados satisfactorios en todos los sistemas de televisión en color. A continuación se dan algunas orientaciones sobre la forma en que esto debe hacerse.

- En el sistema I, la relación señal/ruido ponderado debe estar determinada por la red ficticia de ponderación compuesta [Allnatt y Prosser, 1966] y, en este caso, no debe ser peor de 49 dB.
- En Italia, en los sistemas en color PAL B y G, la medición debe efectuarse de acuerdo con la característica de ponderación indicada en [CCIR, 1966-69].
- En los sistemas D y K, la medición debe efectuarse de acuerdo con la característica de ponderación indicada en [CCIR, 1970-74].

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

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

Documentos del CCIR

[1966-69]: CMTT/160 (Italia).

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

RECOMENDACIÓN 603

**CADENA FICTICIA DE REFERENCIA PARA TRANSMISIONES
DE TELEVISIÓN A MUY LARGA DISTANCIA**

(Cuestión 13/CMTT y Programa de Estudios 13D/CMTT)

(1982)

El CCIR,

CONSIDERANDO

- a) que en ciertas partes del mundo existen o se proyecta establecer cadenas de transmisión de televisión mucho más largas de 2500 km;
- b) que es deseable definir una o más cadenas ficticias de referencia que correspondan a diversas conexiones típicas;
- c) que el concepto de cadenas ficticias de referencia de composición conocida sería utilísimo para el progreso de los trabajos en el marco de los Programas de Estudios 13C/CMTT y 14A/11;
- d) que en la Recomendación 567 se establece que los objetivos de diseño y tolerancias para un circuito ficticio de referencia terrenal sean los mismos que los del circuito ficticio de referencia del servicio fijo por satélite;
- e) que la transmisión de televisión intercontinental y a muy larga distancia se efectúa normalmente por satélite,

RECOMIENDA, POR UNANIMIDAD:

1. Que solamente se defina, por ser la única necesaria, una cadena ficticia de referencia que represente conexiones a muy larga distancia que permitan interconectar dos puntos cualesquiera de la superficie de la Tierra.
2. Que se defina la cadena ficticia de referencia como equivalente a cinco circuitos ficticios de referencia en tándem.
3. Que se determine la calidad de transmisión de la cadena ficticia de referencia a partir de la calidad de transmisión del circuito ficticio de referencia, según está definido en la Recomendación 567, utilizando los métodos recomendados en la parte E de dicha Recomendación.

Nota 1 — Para la definición de la cadena ficticia de referencia y para su utilización con el fin de investigar lo adecuado de la calidad de transmisión de las conexiones a muy larga distancia, no es indispensable definir lo que representan las cinco partes. No obstante, para mayor ilustración, se pueden tomar como representativos de dos redes nacionales, dos enlaces por satélite y 2500 km de red terrenal para la interconexión del par intermedio de estaciones terrenas y/o de las estaciones terrenas terminales y las redes nacionales; también es posible que haya convertidores de normas en las conexiones a muy larga distancia. De ello se puede deducir que una cadena que comprenda cinco circuitos ficticios de referencia es plenamente adecuada para representar una conexión de televisión muy larga, salvo en los casos más extremos.

Nota 2 — En los circuitos reales de complejidad análoga a la cadena ficticia de referencia pueden requerirse sistemas de restitución de la componente continua para controlar la acumulación del zumbido debido a la alimentación de energía, la distorsión de duración de una trama y la distorsión de larga duración.

Nota 3 — En los circuitos reales de complejidad análoga a la cadena ficticia de referencia, puede ser conveniente la corrección automática de la fase diferencial y/o de la distorsión lineal.

Nota 4 — Se ha indicado que cuando una señal de televisión se transmite en una conexión a muy larga distancia, tal como la representada por la cadena ficticia de referencia, la calidad de la imagen puede no ser apropiada. Por consiguiente, sería conveniente estudiar más a fondo la calidad de las conexiones a muy larga distancia expresada en términos subjetivos.

BIBLIOGRAFÍA

Documentos del CCIR

[1978-82]: CMTT/26 (Reino Unido); CMTT/40 (Francia); CMTT/56 (Japón); CMTT/75 (Canadá).

RECOMENDACIÓN 604-2*

TRANSMISIÓN DIGITAL DE TELEVISIÓN A LARGA
DISTANCIA – PRINCIPIOS FUNDAMENTALES

(Cuestión 14/CMTT y Programas de Estudios 14A/CMTT, 14B/CMTT y 14C/CMTT)

(1982-1986-1990)

El CCIR,

CONSIDERANDO

- a) que se ha adoptado la Recomendación 601 sobre codificación digital en estudios de televisión, basada en la codificación de una familia de componentes, para las normas de televisión de 525 y de 625 líneas;
- b) que resulta conveniente transmitir señales componentes digitales por circuitos digitales;
- c) que la transmisión digital de televisión a larga distancia tendrá diferentes aplicaciones, por ejemplo:
 - *contribución*: transmitir señales hacia los centros de producción en los que pueden efectuarse procesos de postproducción;
 - *distribución*: transmitir programas de televisión cuando no se prevean posteriores procesos de postproducción (véase la nota 1);
- d) que es sumamente conveniente facilitar el intercambio internacional de programas de televisión haciendo los circuitos de transmisión de televisión digital de todo el mundo transparentes a las señales de televisión en un grado igual o superior al que es posible con circuitos analógicos;
- e) que al establecer un circuito de transmisión digital a escala mundial se deben tener en cuenta las diferentes jerarquías de transmisión digital, las velocidades de canal H y los interfaces para la RDSI que recomienda el CCITT;
- f) que las técnicas de reducción de la velocidad binaria pueden ser eficaces para reducir el coste de transmisión,

RECOMIENDA, POR UNANIMIDAD:

1. Que, cuando se transmita una señal de televisión originada en forma digital, se dé preferencia a la utilización de circuitos de transmisión totalmente digital, a los que resultan aplicables los principios expuestos en la presente Recomendación.

2. Que las señales procedentes de estudios de televisión digital descritas en la Recomendación 601 se conserven en su forma de codificación de componentes y constituyan la base de las señales transmitidas por enlaces digitales.

Nota 1 – En la presente Recomendación y en los textos de la CMTT relativos a la Cuestión 14/CMTT, el término «distribución» se refiere a la distribución primaria (por ejemplo, la transmisión a la entrada de los emisores de radiodifusión) y no a la distribución secundaria (entrega al consumidor de televisión). Conviene señalar que los objetivos de calidad en los dos casos pueden ser distintos.

Nota 2 – Según las distintas aplicaciones, para las que se dan ejemplos en el inciso c), las técnicas de codificación (que se hallan en estudio con arreglo al Programa de Estudios 14A/CMTT) tienen que tomar en cuenta los correspondientes requisitos del proceso de postproducción y los requisitos de calidad definidos por la Comisión de Estudio 11.

3. Que para cada aplicación, para la que se dan ejemplos en el inciso c), se utilice una sola técnica de codificación en la transmisión (véase la nota 2) para señales de televisión tanto de 525 líneas como de 625 líneas.

4. Que para cada aplicación, para la que se dan ejemplos en el inciso c), se utilice una sola estructura de multiplexaje de transmisión para las señales de imagen, sonido y auxiliares para cada una de las normas de 525 y 625 líneas y, en lo posible, para ambas normas.

5. Que la velocidad binaria de cada estructura de multiplexión sea compatible con un nivel adecuado de las jerarquías de transmisión digital o de las velocidades de canal H para la RDSI que recomienda el CCITT.

* Esta Recomendación debe señalarse a la atención de las Comisiones de Estudio XVIII del CCITT, 4, 9, 10 y 11 del CCIR.

RECOMENDACIÓN 658-1 *

**TRANSMISIÓN MIXTA ANALÓGICA Y DIGITAL DE SEÑALES
COMPUESTAS ANALÓGICAS DE TELEVISIÓN A LARGA DISTANCIA**

(Cuestión 14/CMTT y Programas de Estudios 14A/CMTT, 14B/CMTT, 14C/CMTT y 14D/CMTT)

(1986-1990)

El CCIR,

CONSIDERANDO

- a) que aunque los estudios de televisión adopten gradualmente la explotación basada en la codificación separada de las componentes (por ejemplo, de acuerdo con la Recomendación 601 para los sistemas digitales) continuará durante largo tiempo la explotación analógica existente utilizando señales compuestas analógicas (véase la nota 1);
- b) que habrá un periodo de transición durante el cual las señales de televisión se transmitirán a través de circuitos que comprendan secciones analógicas y digitales en cascada;
- c) que para facilitar la transmisión internacional de programas de televisión durante el periodo de transición, el método de codificación debería preservar la calidad de las señales de televisión en color (por ejemplo, NTSC, SECAM, PAL) y de las señales auxiliares y adicionales (por ejemplo, señales de prueba de inserción, tele-texto, etc.);
- d) que al establecer un circuito de transmisión digital, se deben tener en cuenta las diferentes jerarquías de transmisión digital, las velocidades de canal H y los interfaces para la RDSI que recomienda el CCITT;
- e) que si bien podría ser económicamente conveniente la aplicación de técnicas de reducción de la velocidad binaria, se precisan nuevos estudios antes de recomendar métodos de codificación que satisfagan el considerando c),

RECOMIENDA, POR UNANIMIDAD:

1. Que cuando se curse una señal de televisión presentada en forma analógica compuesta, se dé preferencia a los trayectos totalmente analógicos. Sin embargo, en aquellos casos en que no se puedan evitar trayectos mixtos analógicos-digitales, deberían seguirse los principios que se exponen en esta Recomendación.
2. Que el número de las secciones digitales de un circuito real sea el mínimo posible.
3. Que el circuito ficticio de referencia aplicable a la transmisión mixta analógica y digital sea equivalente al definido en el § A.1.2 de la Recomendación 567, que se aplica al caso en que la totalidad de las tres secciones utilizan transmisión analógica. Cuando una o varias secciones utilicen transmisión digital se aplicará la misma estructura, pero podrían hacer falta modificaciones para las secciones que empleen transmisión digital (véase la nota 2). Las señales en la entrada y en la salida y en los puntos de interconexión intermedios del circuito ficticio de referencia tienen forma analógica (véase la nota 3).
4. Que los objetivos y las tolerancias de diseño especificados para un circuito ficticio de referencia en la Recomendación 567 se apliquen también a la transmisión mixta analógica y digital (véase la nota 4).
5. Que, en comparación con los criterios objetivos y subjetivos definidos por la Comisión de Estudio 11, la calidad global del circuito ficticio de referencia no sea peor que la del sistema analógico equivalente. En la práctica, ello puede lograrse utilizando los valores de los parámetros definidos en el anexo I (véase la nota 5).

* Esta Recomendación debe señalarse a la atención de la Comisión de Estudio 11 del CCIR y de las Comisiones de Estudio XV y XVIII del CCITT.



Nota 1 — La presente Recomendación no se aplica a las señales analógicas de componentes separadas ni a las señales cifradas. Estos aspectos requieren ulterior estudio con miras a la formulación de nuevas Recomendaciones.

Nota 2 — Para establecer requisitos detallados respecto a las secciones digitales del circuito ficticio de referencia es preciso estudiar más detenidamente ciertos aspectos, tales como sus longitudes, el número permitido de secciones digitales, etc. En el § 6 del Informe 646 se dan detalles de los avances realizados en la definición de las secciones digitales y de los aspectos que requieren ulterior estudio.

Nota 3 — En los circuitos reales, cuando están interconectadas dos secciones digitales, no es preciso, exceptuando los periodos de ajuste, introducir un interfaz analógico.

Nota 4 — Quizás haya que introducir en esta nueva Recomendación algunas adiciones a los métodos de prueba especificados en la Recomendación 567, de aplicación cuando se utilicen secciones digitales (véase el Informe 819). Además, podrían hacer falta más pruebas y objetivos en relación con los nuevos tipos de degradación causados por la codificación digital. Estos problemas se hallan en estudio (véase el Informe 646).

Nota 5 — Se ha demostrado que los valores de los parámetros del anexo I cumplen este criterio. Otros conjuntos de parámetros pueden también cumplirlo, pero es necesario demostrar su conformidad. Se recuerda a las administraciones que, en caso necesario, tienen derecho de concluir acuerdos bilaterales sobre los parámetros de codificación aplicables a un determinado sistema de televisión en color. Pero si el circuito en cuestión forma parte de una conexión internacional de televisión, debe cumplir los requisitos especificados en la presente Recomendación.

ANEXO I

ESPECIFICACIÓN PARA LAS SECCIONES DIGITALES DE LOS ENLACES MIXTOS

Esta especificación se aplica a una de las tres secciones iguales del circuito ficticio de referencia especificado en la Recomendación 567. Como la distorsión introducida por una sección digital (aparte de los errores de transmisión) es debida enteramente al conversor «analógico/digital» (A/D) y al conversor «digital/analógico» (D/A), se deduce que cualquier número de enlaces conectados digitalmente de cualquier longitud puede constituir una sección digital de este tipo.

- a) Las señales de televisión compuestas no deben decodificarse en componentes.
- b) Los filtros de paso bajo de los conversores A/D y D/A deben ser tales que seis filtros en tándem satisfagan los requisitos de distorsión de una señal de corta duración que se especifican en el § D.3.5.1.4 de la Recomendación 567. En la práctica, los filtros de luminancia especificados en el anexo III a la Recomendación 601 cumplirían con esa exigencia.
- c) La frecuencia de muestreo debe ser 13,0 MHz o superior.
- d) Debe utilizarse codificación de cuantificación uniforme.
- e) Los conversores A/D y D/A deben ser monotónicos.
- f) La gama de conversión del conversor A/D puede ser de $1,75 \text{ V} \pm 10 \text{ mV}$ (véase la nota 1).
- g) La relación entre la señal y el ruido de cuantificación de la combinación conversor A/D — conversor D/A debe ser mejor que 58 dB. La relación entre la señal y el ruido de cuantificación debe medirse en presencia de una señal en diente de sierra a baja frecuencia de 0,7 V cresta a cresta con una señal sinusoidal superpuesta de 0,35 V de cresta a cresta en una frecuencia alta ($> 4 \text{ MHz}$) y sin ella; con la señal sinusoidal de alta frecuencia superpuesta se permite un margen adicional de realización de hasta 6 dB. (Valor cuadrático medio del ruido ponderado unificado en una anchura de banda de 5,0 MHz, relativo a 0,7 V, véase la nota 2.)
- h) Las señales que contienen los impulsos de sincronización y los intervalos de supresión de trama deben fijarse a la entrada del conversor A/D de forma que el nivel del negro sea igual a un cuarto de la gama de conversión (el nivel 128 en un sistema de 9 bits). El codificador debe fijar correctamente tanto las señales de 625/50 como las señales de 525/60.
- i) La constante de tiempo de fijación debe ser al menos de 2 ms (véase la nota 3).
- j) Cualquier forma de onda que no incluya los impulsos de sincronización y los intervalos de supresión de trama debe fijarse pero debe acoplarse a la entrada del conversor A/D de tal forma que su nivel medio esté próximo al punto medio de la gama de conversión.
- k) Todas las partes de la señal deben transmitirse sin modificación.

- l) No puede utilizarse ninguna codificación con reducción de la velocidad binaria.
- m) Si no se utiliza corrección de errores, la «proporción de bits erróneos» (BER) a largo plazo debe ser mejor que 10^{-8} . Las ráfagas de errores con una BER peor que 10^{-6} no deben durar más de 5 s y no debe haber más de una ráfaga por hora (véase la nota 4).
- n) Si se utiliza corrección de errores, el valor de la BER residual después de la corrección en los dos bits más significativos no debe ser peor que el especificado en el punto m) (véase la nota 4).
- o) Los temblores de las muestras regeneradas en el conversor D/A no deben exceder de 0,3 ns en valor cuadrático medio (véase la nota 5).

Nota 1 — Esta gama de conversión permite la transmisión del 100% de las barras de colores con 3 dB de sobrecarga sin aplastamiento. No obstante, el equipo moderno podría permitir la especificación de un margen de sobrecarga más bajo; es preciso seguir trabajando sobre este tema. El empleo de una gama de conversión más baja mejorará la relación señal/ruido de cuantificación.

Nota 2 — Este requisito asegura que el ruido de cuantificación que aporta una sección digital no es mayor que un tercio del margen total del circuito ficticio de referencia de tres secciones especificado en la Recomendación 567. En [CCIR, 1986-90a] se demuestra que este requisito puede cumplirse utilizando 9 bits por muestra con una frecuencia de muestreo de 13 MHz. La frecuencia de la onda sinusoidal de alta frecuencia puede depender de la norma de televisión y del equipo de medición que se utilice. Se necesitan ulteriores trabajos para normalizar este parámetro.

Si la frecuencia utilizada está dentro de la banda de paso del filtro de medición de ruido en 5 MHz, será necesario suprimir la onda sinusoidal de alta frecuencia con un filtro suplementario y corregir el resultado teniendo en cuenta la anchura de banda del ruido del filtro suplementario descrito en [Devereux, 1982].

Nota 3 — Una constante de tiempo más corta provocaría un arrastre de la fijación debido al ruido. Una constante de tiempo de 2 ms consigue una supresión de 6 dB del zumbido de red; si el zumbido de red no constituye un problema, la constante de tiempo puede ser mayor. Devereux [1982] proporciona más detalles.

Nota 4 — Ciertos experimentos indicados en [Ratliff, 1974] mostraban que los errores aleatorios resultan «imperceptibles» para una BER mejor que 10^{-8} y «totalmente perceptibles pero no molestos para una BER de 10^{-6} » y que, en MIC lineal, la protección de los dos bits más significativos es más eficaz que la protección de todos los bits de la palabra de la muestra video.

Nota 5 — Devereux [1971] y Devereux y Wilkinson [1973] mostraron que un valor cuadrático medio de 0,3 ns representa el umbral de percepción de los temblores de fase de las señales PAL.

Se reconoce que debido a los temblores de fase producidos por los multiplexores y demultiplexores prácticos — por ejemplo, los utilizados para la multiplexión de canales de 140 Mbit/s en un canal de 565 Mbit/s y el retorno a 140 Mbit/s — (temblores de tiempo de espera) esta especificación puede ser difícil de cumplir. Se necesita un trabajo ulterior.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- DEVEREUX, V. G. [1971] Pulse code modulation of video signals: subjective tests on acceptable limits for timing jitter in the decoded analogue samples. BBC Research Department Report 1971/42.
- DEVEREUX, V. G. y 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] Test on eight video p.c.m. codecs in tandem handling composite PAL and monochrome video signals. BBC Research Department Report 1982/19. Podría encontrarse también información sobre esta referencia en la publicación: EBU Rev. (Tech.) 199, junio de 1983, 114-131.
- RATLIFF, P. A. [1974] Digital video: Subjective assessment of an experimental Wyner — Ash error corrector. BBC Research Department Report 1974/41.

Documento del CCIR

[1986-90]: a. CMTT/176 (Reino Unido).

RECOMENDACIÓN 723*

**TRANSMISIÓN DE SEÑALES DE TELEVISIÓN DIGITALES CON CODIFICACIÓN
DE COMPONENTES PARA LAS APLICACIONES CON CALIDAD DE CONTRIBUCIÓN
A LAS VELOCIDADES BINARIAS DEL TERCER NIVEL
JERÁRQUICO DE LA RECOMENDACIÓN G.702 DEL CCITT**

(Cuestión 14/CMTT y Programas de Estudios 14A/CMTT, 14D/CMTT)

(1990)

El CCIR,

CONSIDERANDO

- a) que en las aplicaciones con calidad de contribución, la transmisión debería basarse en señales vídeo digitales con codificación de componentes, conforme a la Recomendación 601 del CCIR;
- b) que esa transmisión satisfaría las necesidades de los usuarios en materia de códecs con calidad de contribución a velocidades binarias comprendidas entre 30 y 45 Mbit/s, como lo estipula la Comisión de Estudio 11 en el Informe 1211;
- c) que, según dichas necesidades de los usuarios, esa transmisión debe salvaguardar en la mayor medida posible, la calidad de imagen inherente al proceso de codificación 4:2:2 de la Recomendación 601, teniendo en cuenta la velocidad de transmisión de bits disponible para el usuario;
- d) que dicha transmisión debe también salvaguardar las capacidades de procesamiento en puntos posteriores, lo que se logra manteniendo las resoluciones espacial y temporal de las señales 4:2:2 indicadas en la Recomendación 601;
- e) que debe proporcionarse una capacidad de transmisión adicional para canales de sonido estereofónico, señales auxiliares (por ejemplo, teletexto, señales de prueba) y los correspondientes datos de protección contra errores;
- f) que, si se utilizan técnicas adecuadas de reducción de la velocidad de transmisión de bits, se podrá probablemente alcanzar esos objetivos con un grado de complejidad y un coste aceptables, con velocidades de transmisión de bits del orden de 30 a 45 Mbit/s,

RECOMIENDA:

Que en la transmisión de señales vídeo digitales con codificación de componentes conforme a la Recomendación 601 del CCIR, a las velocidades binarias del tercer nivel jerárquico de la Recomendación G.702 del CCITT, el códec de reducción de la velocidad de transmisión de bits tenga las características que se indican en el cuadro I.

* El equipo construido con arreglo a las especificaciones de esta Recomendación no ha respondido aún a las necesidades de los usuarios definidas en el Informe 1211. Por esta razón, las Administraciones de Australia, Canadá y Estados Unidos reservan su aprobación de esta Recomendación hasta que se confirme que pueden lograrse las prestaciones exigidas. Las Administraciones de España e Italia aplazan la aprobación de esta Recomendación hasta que se efectúen las evaluaciones sugeridas en el anexo IV al Informe 1235.

CUADRO I — Proyecto de especificación de códecs CMTT para velocidades de bits de 32 a 45 Mbit/s

Entrada/salida de vídeo	Norma	Vídeo digital de 525 ó 625 líneas en forma de componentes. La selección manual o automática de la norma de vídeo se deja a discreción del fabricante.
	Codificación	Nivel 4:2:2 según la Recomendación 601.
	Interfaz	Bits paralelo o bits serie según la Recomendación 656.
Preprocesa- miento de la señal	Horizontal	Línea digital activa completa de 720 muestras para la luminancia (Y) y 360 muestras para cada diferencia de color (C_R , C_B).
	Vertical	525 líneas : 248 líneas por trama (nota 1) Trama 1: líneas 16 a 263 Trama 2: líneas 278 a 525 625 líneas : 288 líneas por trama Trama 1: líneas 23 a 310 Trama 2: líneas 336 a 623
	Gama de preprocesamiento	En la Recomendación 601, la gama de valores de Y, C_R y C_B van de 0 a 255. A efectos del tratamiento se agrega un desplazamiento de -128 y los valores se expresan como enteros en complemento de 2 de 8 bits (incluido el signo).
Codificación	Modos	Se utilizan tres modos (intratrama, intertrama e intercuadro con compensación del movimiento). Los tres tratamientos que siguen se aplican o a bloques intratrama 8×8 (modo intratrama), o a bloques diferenciales obtenidos por la diferencia entre el bloque intratrama 8×8 actual y un bloque de referencia tomado de la trama anterior (modo intertrama), o de la trama que tiene la misma paridad en el cuadro anterior (modo intercuadro) (véase el anexo I).
	TDC	Transformada discreta de coseno (TDC) aplicada a bloques rectangulares de 8 líneas de 8 muestras para las tres componentes Y, C_R , C_B (véase el anexo II).
	Predicción del bloque	Para cada bloque tratado según el modo intertrama, el bloque de referencia se determina mediante píxeles de la trama anterior, sin compensación de movimiento. Para cada bloque tratado por el modo intercuadro, el bloque de referencia se toma del cuadro anterior. Su posición se deriva de la posición del bloque actual por aplicación de un vector de desplazamiento (véase el anexo III).
	Compensación de movimiento	La compensación de movimiento se aplica a «macrobloques». A cada macrobloque (dos bloques de 8×8 adyacentes para Y, y los dos bloques C_R y C_B coposicionados) se le asigna un solo vector de desplazamiento con una precisión de $\frac{1}{2}$ pixel (véase el anexo IV).
	Cuantificación	Para cada coeficiente se utiliza una característica de cuantificación diferente. Sus parámetros se ajustan a la ocupación de la memoria intermedia, la criticidad del bloque y el tipo de bloque (luminancia/crominancia). La forma de la característica es casi uniforme (véase el anexo V).
	Codificación de longitud variable	Se utilizan codificaciones de longitud variable para codificar los coeficientes TDC cuantificados y la información de movimiento (véase el anexo VI) (nota 2).
Capacidad de la memoria intermedia		1 572 864 bits
Trama de vídeo		(Véase el anexo VII) (nota 2).
Protección contra errores de los datos vídeo		Código Reed Solomon (255,239), factor de entrelazado de 2 (véase el anexo VIII).
Sonido y datos		Se dispone de la capacidad siguiente: — 2048 kbit/s para el canal de 34,368 Mbit/s; — 1544 kbit/s para los canales de 32,064 y 44,736 Mbit/s.
Trama de transmisión del canal		Se están estudiando las estructuras de trama para canales de 32,064, 34,368 y 44,736 Mbit/s (véase el anexo IX).

Nota 1 — Sólo son significativas 244 líneas por trama; las líneas 16, 17, 18, 19 y 278, 279, 280 y 281 se codifican pero no se visualizan.

Nota 2 — Se han propuesto tres sistemas que está estudiando el GTE CMTT/2.

ANEXO I

MODOS INTRATRAMA, INTERTRAMA E INTERCUADRO

Se utilizan dos modos de tratamiento:

1. Modo intratrama (fig. 1)

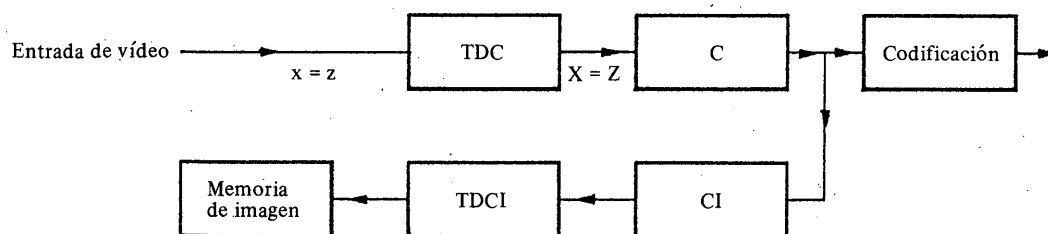


FIGURA 1 — *Modo intratrama*

2. Modo intertrama e intercuadro (fig. 2)

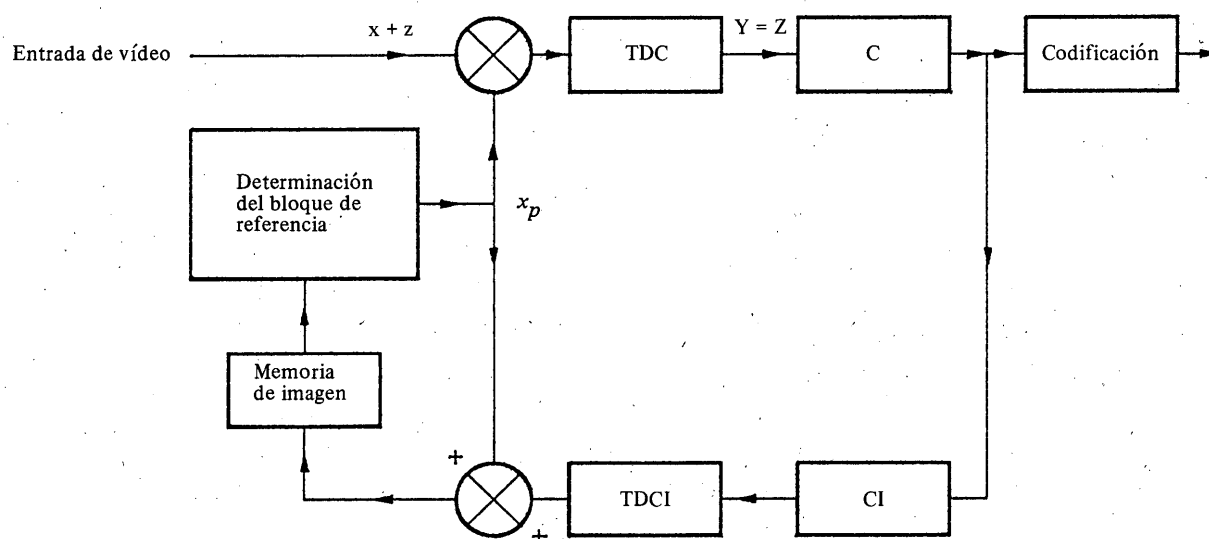


FIGURA 2 — *Modo intertrama e intercuadro*

3. Definición de los módulos

TDC: transformada discreta de coseno (para bloques 8×8).

TDCI: transformada discreta de coseno inversa (para bloques 8×8).

C: cuantificación (véase el anexo V).

Codificación: véase el anexo VI.

CI: el módulo de cuantificación inversa construye un bloque de coeficientes TDC a partir de las informaciones transmitidas correspondientes, asignando a los coeficientes los valores de reconstrucción que corresponden a los niveles de cuantificación transmitidos (véase el anexo V).

Memoria de imagen: la memoria de imagen almacena lo siguiente:

- la trama decodificada actual. Esta trama se utiliza como referencia para codificar la imagen siguiente;
- las dos últimas tramas previamente decodificadas, que se utilizan para determinar el bloque actual de referencia.

+ *Modo intertrama*: el bloque de referencia se calcula con pixels de la trama anterior de acuerdo con el proceso de interpolación descrito en el anexo III.

+ *Modo intercuadro*: el bloque de referencia se toma en la trama del cuadro anterior con la misma paridad que la trama actual. Su posición se obtiene por la posición del bloque actual mediante una traslación dada por un vector de movimiento. La especificación del vector de movimiento figura en el anexo IV. El cálculo exacto del bloque de referencia para el modo intercuadro se presenta en el anexo III.

4. Notaciones

$x(i, j)$: bloque de 8×8 pixels

$x_p(i, j)$: bloque de referencia 8×8

$z(i, j)$: = $x(i, j)$ para el modo intratrama
= $x(i, j) - x_p(i, j)$ para el modo intercuadro o intertrama

$X(k, l)$: bloque 8×8 de coeficientes TDC en el modo intratrama

$Y(k, l)$: bloque 8×8 de coeficientes TDC en el modo intercuadro o intertrama

$Z(k, l)$: = $X(k, l)$ para el modo intratrama
= $Y(k, l)$ para el modo intercuadro o intertrama

(i, j) : coordenadas en el dominio de la imagen
 i : índice de línea (gama: 0 a 7 de izquierda a derecha)
 j : índice de columna (gama: 0 a 7 de arriba hacia abajo)

(k, l) : coordenadas en el dominio de la transformada
 k : índice de línea (gama: 0 a 7)
 l : índice de columna (gama: 0 a 7)

5. Elección del modo

El modo elegido (intratrama, intertrama o intercuadro) se codifica y transmite para cada macrobloque tratado (véase el anexo VII), por lo que no hace falta ninguna especificación de la elección del modo ya que éste concierne únicamente al lado del codificador.

Los esquemas intertrama e intercuadro presentados en la fig. 2 permiten una elección a priori (decisión antes de los pasos de codificación) o una elección a posteriori (decisión después de la codificación de los bloques según ambos modos).

En los modos inter, los elementos $z(i, j)$ deben encontrarse dentro de la gama $(-128, 127)$; para satisfacer esta condición, la decisión del modo intra viene obligada, en caso de ser necesario.

Para evitar los efectos de la propagación temporal de los errores de transmisión, se recomienda utilizar un tratamiento de renovación intratrama. Este tratamiento sólo afecta al codificador y no necesita especificarse.

ANEXO II

TRANSFORMADA DISCRETA DE COSENO

Para cada componente (Y , C_R , C_B), la transformada discreta de coseno (TDC) se aplica en bloques compuestos de ocho líneas de ocho muestras. Los datos que hay que tratar son, para cada bloque, las muestras de la trama presente o las diferencias entre las muestras de la trama presente y las obtenidas de un bloque de referencia (véase el anexo III). La transformada directa se calcula por la siguiente fórmula:

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

y la transformada inversa viene dada por:

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

con las notaciones del anexo I

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

$$= 1 \quad \text{en los demás casos} \quad = 1 \quad \text{en los demás casos}$$

$Z(0,0)$ se denomina coeficiente CC; los demás coeficientes son coeficientes CA.

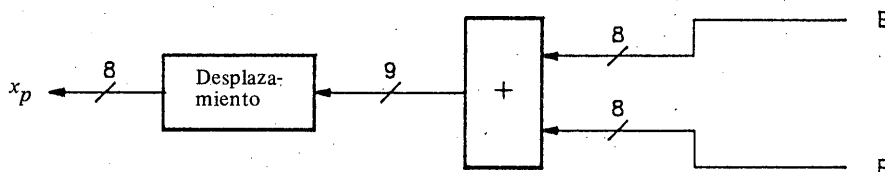
La entrada a la TDC se expresa como números enteros en complemento a 2 de 8 bits (incluido el signo). La salida de la TDC se expresa como números en complemento a 2 de 12 bits, de los cuales la parte entera tiene 11 bits (incluido el signo).

Exactitud: la precisión del cálculo de la TDC inversa está de acuerdo con la que se especifica en la Recomendación H.261 del CCITT.

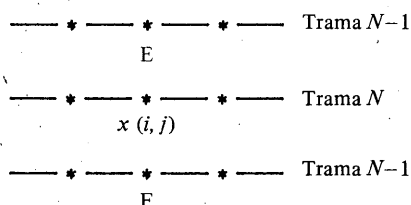
ANEXO III PREDICCIÓN DEL BLOQUE

1. Modo intertrama

El bloque de referencia x_p para el bloque x actual de la trama N se calcula con pixels de la trama $N - 1$, con el siguiente esquema de interpolación:



E y F se definen como sigue:



2. Modo intercuadro

La posición del bloque de referencias se obtiene por la posición del bloque actualmente tratado por medio de una traslación.

Para la compensación del movimiento, el vector de traslación (x, y) se describe en el anexo IV.

Esquema de interpolación para vectores no enteros

Cuando las coordenadas (x, y) son valores enteros, no hay ninguna ambigüedad en la definición del bloque de referencia. Si una de las coordenadas tiene una parte fraccionaria que no es cero, es preciso utilizar un esquema de interpolación para construir el bloque de referencia.

Se describe seguidamente este bloque para una precisión de $1/2$ pixel:

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

A, B, C, D: pixels reconstituídos del cuadro anterior (en la trama de igual paridad). Coordenadas enteras.

P, Q, R, S, T: pixels interpolados del cuadro anterior (en la trama de igual paridad).

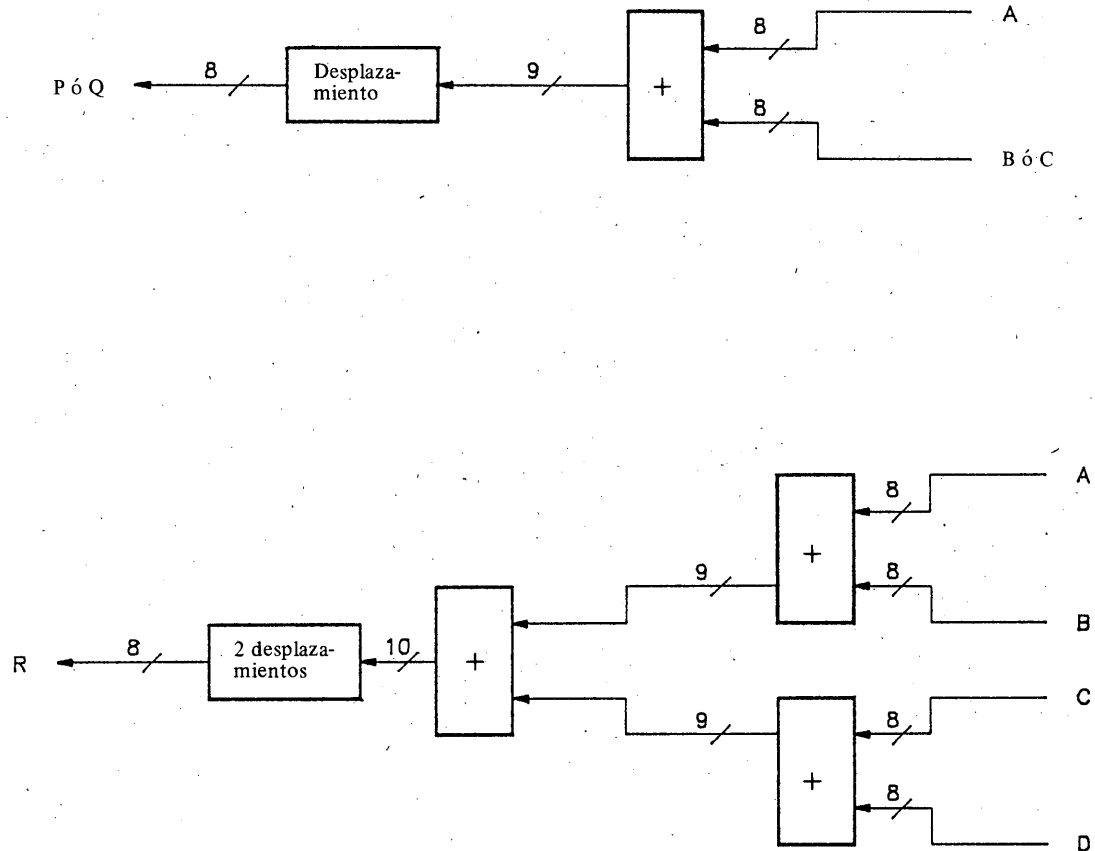
Los valores asignados a los pixels interpolados son:

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

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

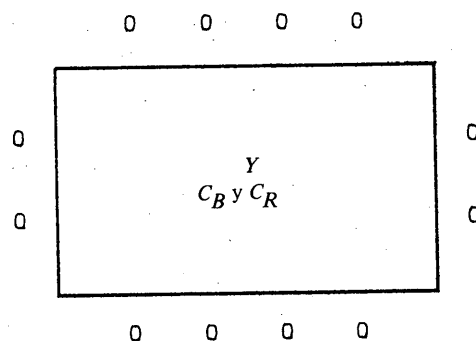
$$R = [(A + B + C + D)/4]$$

conforme se ilustra a continuación:



3. Nivel vídeo fuera de la imagen activa

En la definición del bloque de referencia de acuerdo con los dos párrafos anteriores, los pixels que quedan fuera de la imagen activa deberán fijarse en cero expresados en complemento de 2 (8 bits):



ANEXO IV

COMPENSACIÓN DEL MOVIMIENTO

Se utiliza un solo vector de movimiento para los bloques pertenecientes a un macrobloque.

Los parámetros de la compensación del movimiento son los siguientes:

Zonas de búsqueda	$\pm 15,5$ pixels y $\pm 7,5$ líneas
Resolución	$\frac{1}{2}$ pixel y $\frac{1}{2}$ línea
Número de vectores posibles	1953 (están permitidos todos los vectores dentro de la zona de búsqueda)

No es necesario especificar el método de estimación pues la misma sólo concierne al lado del codificador.

El vector de movimiento apunta al pixel del cuadro anterior que se utiliza en la predicción intercualro.

Supongamos que las componentes del vector se definen por:

- x , que aumenta de izquierda a derecha, de $-15,5$ a $+15,5$;
- y , que aumenta de arriba hacia abajo, de $-7,5$ a $+7,5$.

La componente x del vector se expresa como un número en complemento a 2 de 6 bits, cuya parte entera consta de 5 bits (incluido el signo). La componente y se expresa como un número en complemento a 2 de 5 bits, cuya parte entera consta de 4 bits (incluido el signo). Se codifica mediante una codificación diferencial de longitud variable, tal como se describe en el anexo VI.

El vector de movimiento que se aplica a los bloques C_R C_B , se deriva del vector de movimiento del macro-bloque de luminancia, de la siguiente manera:

- la coordenada vertical es idéntica a la del vector de luminancia;
- la coordenada horizontal es igual a la mitad de la del vector de luminancia.

Las muestras de crominancia en los puntos de un cuarto de pixel se obtienen mediante interpolación, conforme al anexo III, en una retícula de muestras que coinciden con las de luminancia. Las muestras intermedias de crominancia necesarias se obtienen utilizando el mismo método, pero se basan en la retícula de crominancia original. El proceso resultante equivale a una interpolación bilineal con precisión de un cuarto de pixel.

ANEXO V

CUANTIFICACIÓN DE LOS COEFICIENTES TDC*

1. Cuantificación de los coeficientes CA

Se utiliza una característica de cuantificación diferente para cada coeficiente. La cuantificación se efectúa en dos pasos.

1.1 Cálculo de los coeficientes relativos

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

donde:

$S(k, l, m, f)$: umbral de transmisión para los coeficientes (k, l) teniendo $S(k, l, m, f)$ la forma:

$$S(k, l, m, f) = 2^{n(k, l, m, f)/16} \text{ en donde } n(k, l, m, f) \text{ es un número entero,}$$

$m = 0, 1, 2, 3$ según la criticidad del bloque,

f : factor de transmisión y está relacionado con la ocupación de la memoria intermedia.

* No es estrictamente necesario especificar la cuantificación, pues afecta únicamente al lado del codificador. Los § 1 y 2 de este anexo V dan información sobre el cálculo de los parámetros necesarios para el funcionamiento del cuantificador inverso, que se especifica en el § 3.

1.2 Cuantificación de los coeficientes relativos

La ley de cuantificación es casi lineal y se presenta en el cuadro II.

1.2.1 Determinación de la matriz de umbral de transmisión

La matriz S correspondiente a cada componente depende de la matriz V de visibilidad relativa definida en las figs. 3a y 3b para ambos componentes, del factor de memoria intermedia f que se envía antes de cada serie de bloques TDC y del factor de criticidad m que se envía para cada macrobloque.

El valor de f se calcula en función de la ocupación de la memoria intermedia a fin de obtener una velocidad media no mayor que la velocidad binaria disponible para la señal vídeo en el múltiplex de transmisión.

El valor de m se codifica con dos bits por macrobloque.

Los módulos que efectúan el cálculo de f y la elección del valor de m existen únicamente en el codificador, y las informaciones correspondientes se envían al decodificador.

En relación con las figs. 4a, 4b y 4c, el parámetro de control escalar $n(k, l, m, f)$ de cada componente se obtiene de la siguiente manera:

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

en donde $p_0(k, l)$ viene definido por:

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

y p es un valor entero comprendido entre 0 y 52.

$Tr(m)$ y $Th(m)$ son parámetros que dependen de la criticidad (m) y se definen como sigue:

Criticidad (m)	Traslación $Tr(m)$ [Coeficientes de Y ó C_R C_B]	Umbral para Y $Th(m)$	Umbral para C_R C_B $Th(m)$
0	+8	No (es decir, 44+8)	No (es decir, 26+8)
1	+2	No (es decir, 44+2)	No (es decir, 26+2)
2	0	34	16
3	0	24	9

Así pues, $n(k, l, m, f)$ viene dado por:

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

en donde:

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

1.2.2 Exactitud de los datos

Datos BI	Total (incluyendo el bit de signo)
Coeficientes CA de TDC $Z(k, l)$	12 bits
Coeficientes relativos $C(k, l)$	12 bits
Coeficientes cuantificados	11 bits

1.2.3 Gama de los parámetros de cuantificación

Información	Gama (potencia de $2^{1/16}$)
Umbral de transmisión $n(k, l, m, f)$	0 a 175
Factor de transmisión f	0 a 175 (potencia de $2^{1/8}$)
Visibilidad relativa $p_0(k, l)$	0 a 44

Los factores de transmisión se transmiten para cada serie de bloques. Cada uno de ellos se codifica con 8 bits.

1.2.4 Características de cuantificación

En el cuadro II se definen los niveles de cuantificación para la ley casi lineal correspondientes a la información de luminancia y cromaticidad.

CUADRO II – Característica casi lineal del cuantificador

La ley de cuantificación es simétrica, razón por la cual la característica se presenta únicamente para los valores de entrada positivos

Valores de entrada o intervalos $C(k, l)$	Niveles del cuantificador	Valores cuantificados $C'(k, l)$ ⁽¹⁾
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

⁽¹⁾ Salidas del cuantificador inverso.

$p_0(k, l)$	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

FIGURA 3a — Matriz de visibilidad relativa para la luminancia

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

$p_0(k, l)$	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

FIGURA 3b — Visibilidad relativa para la crominancia

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

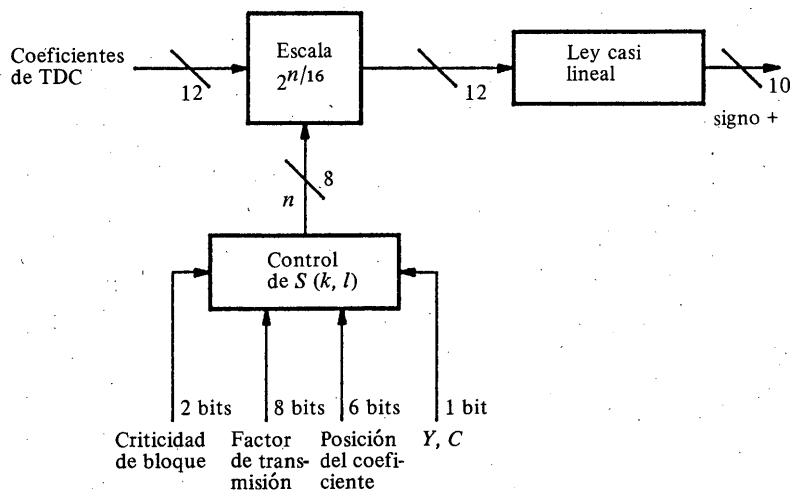
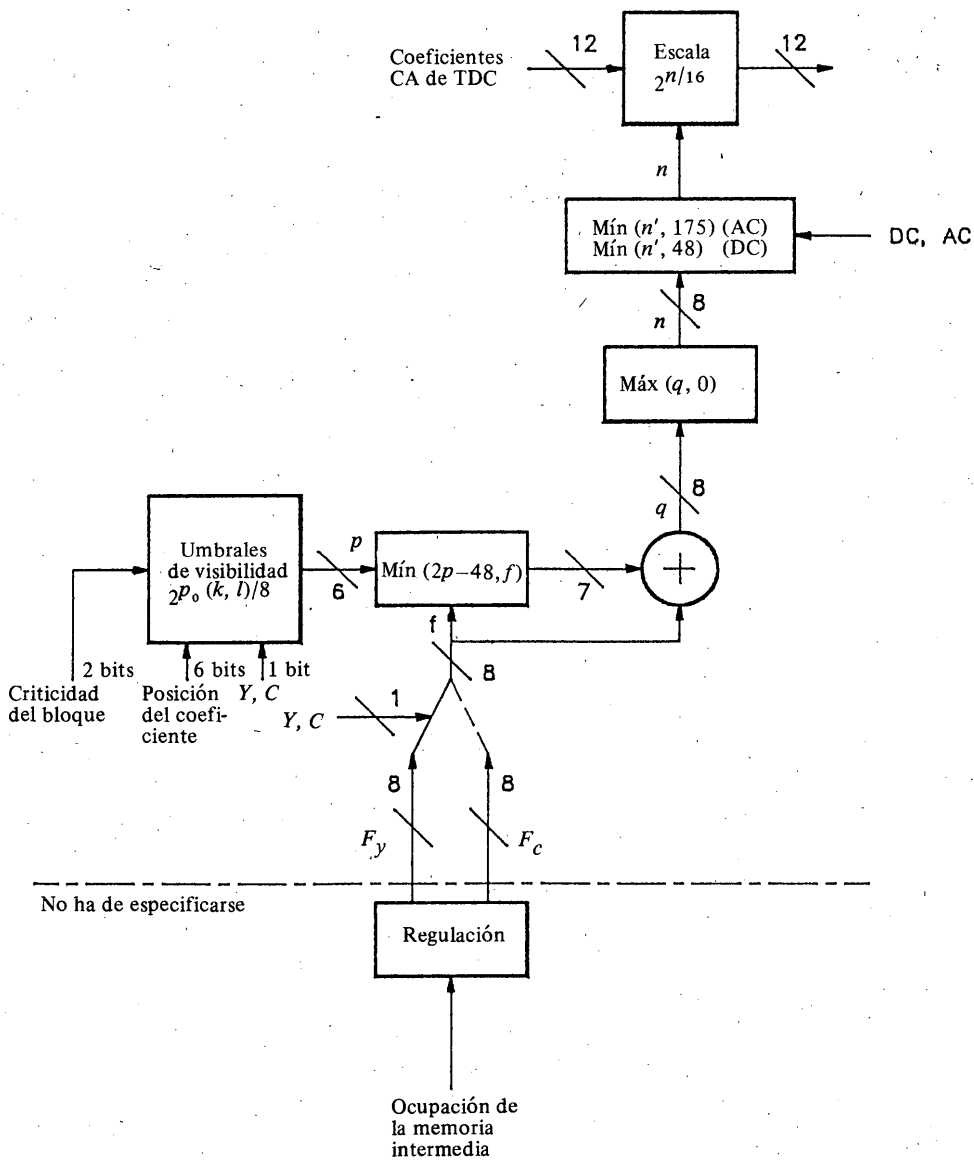
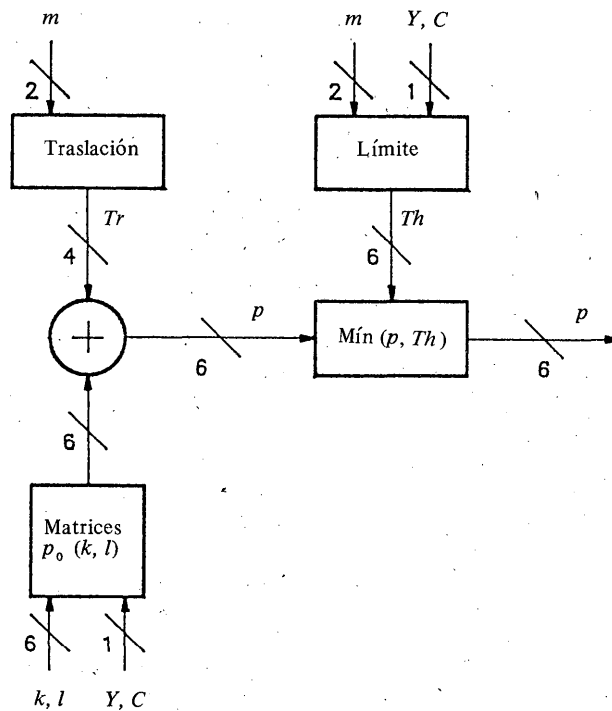


FIGURA 4a

FIGURA 4b — Control de $S(k, l)$

FIGURA 4c - Cálculo de $p(k, l, m)$

2. Cuantificación del coeficiente CC

El coeficiente CC $Z(0, 0)$ se cuantifica por el mismo procedimiento que los coeficientes CA, pero el factor de proporcionalidad $n(0, 0, m, f)$ del coeficiente CC se limita a la gama de 0 a 48.

3. Cuantificación inversa

Los coeficientes de la TDC reconstruida vienen dados por la fórmula siguiente:

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

donde:

$S(k, l, m, f) = 2^{n(k, l, m, f)/16}$, está definido en el § 1

$C'(k, l)$: valor cuantificado correspondiente al nivel transmitido del cuantificador

$n(k, l, m, f)$ puede expresarse como:

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

q, r enteros, $0 \leq r < 16$

de forma que

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

ó

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

con

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

Los valores de 12 bits para $2^{r/16}$ vienen dados en el cuadro III: véase que se puede utilizar el mismo conjunto de valores en el cuantificador.

$D(k, l) = C'(k, l) * 2^q$ se obtiene mediante un desplazamiento binario hacia la izquierda de q bits efectuado en el valor de 12 bits $C'(k, l)$. Sólo son significativos los 12 bits situados más a la derecha del resultado, los cuales se utilizan en la multiplicación siguiente.

$Z'(k, l)$ es el resultado de multiplicar $D(k, l)$ por $2^{r/16}$, truncado a 12 bits.

CUADRO III – Valores de $2^{r/16}$

r	$2^{r/16}$	$2048 * 2^{r/16}$
0	1,00000000000	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

ANEXO VI

Está sometido a estudio en el GTE CMTT/2.

ANEXO VII

Está sometido a estudio en el GTE CMTT/2.

ANEXO VIII

PROTECCIÓN CONTRA ERRORES

La señal transmitida se protege de los errores de transmisión por un código RS (255,239) que se utiliza para corregir errores de 8 octetos en recepción por entrelazado de 2 octetos.

El polinomio generador del código RS viene dado por:

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

en donde α es una raíz del polinomio binario primitivo $x^8 + x^4 + x^3 + x^2 + 1$. Un octeto de datos ($d_7, d_6, \dots, d_1, d_0$) se identifica con el elemento $d_7\alpha^7 + d_6\alpha^6 + \dots + d_1\alpha + d_0$ en GF (256), la trama finita de 256 elementos.

La redundancia del código de Corrección de Errores en Recepción (FEC) es de 6,69%.

El tren de datos a la salida del codificador vídeo se dispone en una matriz de 16 filas y 239 columnas.

El código RS (255,239) se calcula en cada una de las dos filas de octetos y se añade a la fila correspondiente el grupo de control de errores de 16 octetos. La introducción del byte y su transmisión (lectura) se efectúan a partir de la primera columna, en el orden de la secuencia ilustrada en la fig. 5.

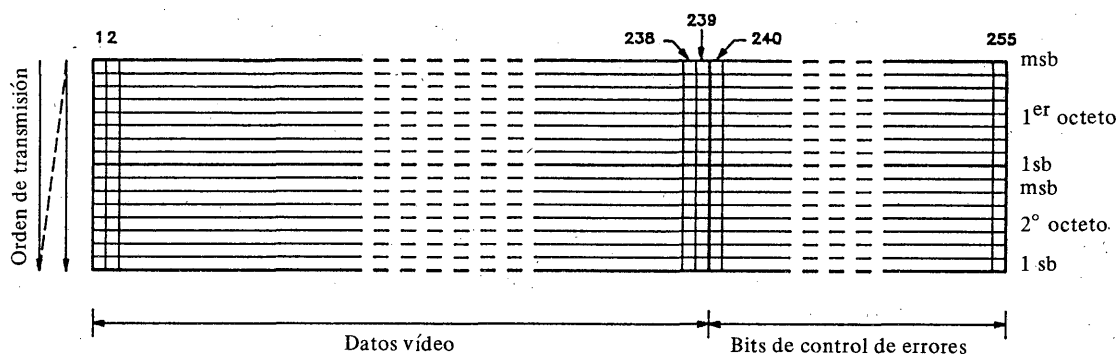


FIGURA 5

En el decodificador FEC se efectúan la detección y corrección de errores en una matriz que se obtiene organizando el tren binario recibido como muestra la fig. 5.

ANEXO IX

ALINEACIÓN DE TRAMA DEL CANAL

Esta alineación tiene por objeto sincronizar los bloques de corrección de errores de la información vídeo (véase el anexo VIII), multiplexar el canal de sonido y datos junto con la información de corrección de errores de vídeo y con la información para la gestión del enlace, justificar la información vídeo y el canal de sonido y datos de ser necesario, y resincronizar el reloj vídeo en el lado del decodificador.

- Se estudiará la alineación de trama del canal de 32,064 Mbit/s.
- Se estudiará la alineación de trama del canal de 34,368 Mbit/s.
- Se estudiará la alineación de trama del canal de 44,736 Mbit/s.

RECOMENDACIÓN 721 *

TRANSMISIÓN DE SEÑALES DE TELEVISIÓN DIGITALES CODIFICADAS POR COMPONENTES PARA LAS APLICACIONES CON CALIDAD DE CONTRIBUCIÓN A VELOCIDADES BINARIAS PRÓXIMAS A 140 Mbit/s**

(1990)

El CCIR,

CONSIDERANDO

- a) que en las aplicaciones con calidad de contribución, la transmisión debería basarse en señales video digitales con codificación de componentes conforme a la Recomendación 601 del CCIR;
- b) que esa transmisión debería satisfacer las necesidades de los usuarios en materia de códecs con calidad de contribución a velocidades binarias comprendidas entre 60/70 y 140 Mbit/s, como lo estipula la Comisión de Estudio 11 en el Informe 1211;
- c) que, según dichas necesidades de los usuarios, esa transmisión debe salvaguardar en la mayor medida posible, la calidad de imagen característica del proceso de codificación 4:2:2 de la Recomendación 601;
- d) que dicha transmisión debe también salvaguardar las capacidades de procesamiento en puntos posteriores, lo que se logra manteniendo la resolución espacial y temporal de la señal 4:2:2 de conformidad con la Recomendación 601;
- e) que, además de las señales de video digitales codificadas por componentes conformes a la Recomendación 601, han de permitirse para la transmisión las señales resultantes de otros métodos de codificación en la fuente, en particular, las señales de TV codificadas por componentes para la distribución, las señales de componentes analógicas multiplexadas (MAC) en forma digital, o las señales compuestas codificadas conforme a la Recomendación 658;
- f) que debe proporcionarse una capacidad de transmisión adicional para dos pares de canales de sonido estereofónico, señales auxiliares (por ejemplo, teletexto, señales de prueba), y datos de protección contra los errores;
- g) que, a efectos de la transmisión, la señal de TV completa se podría ajustar al cuarto nivel jerárquico de la Recomendación G.702 del CCITT, así como al nivel STM-1 de la Recomendación G.707 del CCITT;
- h) que esa transmisión se podría realizar en la práctica con complejidad y costes moderados,

RECOMIENDA:

Que en la transmisión de señales video digitales con codificación de componentes a velocidades binarias próximas a 140 Mbit/s de conformidad con la Recomendación 601 del CCIR, el códec de reducción de la velocidad binaria se caracterice como sigue:

1. *Entrada/salida de video*

Se utiliza una señal video 4:2:2 normalizada conforme a la Recomendación 601. Se pueden aplicar interfaces para bits en paralelo o para bits en serie, de conformidad con la Recomendación 656.

* Esta Recomendación debe señalarse a la atención de las Comisiones de Estudio 11 del CCIR, y XV y XVIII del CCITT.

** El equipo construido con arreglo a las especificaciones de esta Recomendación no ha respondido aún a las necesidades de los usuarios definidas en el Informe 1211. Por esta razón, la administración de los Estados Unidos de América reserva la aprobación de la presente Recomendación, hasta que se confirme que pueden lograrse las prestaciones exigidas.

2. *Preprocesamiento de la señal*

Se eliminan los intervalos de supresión horizontal y vertical. Los datos auxiliares (tales como señales de prueba o teletexto), que se transmiten normalmente en el intervalo de supresión vertical de la señal vídeo, se sitúan en intervalos de tiempo separados en el múltiplex vídeo.

No se utiliza submuestreo a fin de cumplir los requisitos de procesamiento en puntos posteriores de los enlaces entre estudios.

3. *Procedimiento de codificación*

Se aplican predictores fijos de dos dimensiones para las componentes de luminancia y de diferencia de color. Los principales elementos del método de codificación son una MIC-D no adaptable híbrida, conocida como técnica de Van Buul [1978] combinada con cuantificadores replegados, como propone Bostelmann [1974] lo que reduce considerablemente las degradaciones de la calidad de imagen ocasionadas por los efectos de sobrecarga, que presentan los sistemas MIC-D simples. Además, se obtiene una sensibilidad a los errores de transmisión comparable a la de los sistemas MIC.

En el cuadro I se muestran detalles sobre las características de la cuantificación MIC-D y MIC para las componentes de luminancia y de diferencia de color.

No se empleará codificación de longitud variable; no se efectuará postprocesamiento en la señal de salida.

4. *Velocidad binaria de vídeo*

6 bits por muestra para cada una de las componentes de luminancia o de diferencia de color dan como resultado una velocidad binaria de vídeo de 124 416 kbit/s.

En el cuadro II se resumen las principales características de la presente Recomendación.

CUADRO I — Característica de los cuantificadores

Nivel N.º	Desde	Valor	Hasta
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

Para la cuantificación MIC-D y MIC de las componentes de luminancia y diferencia de color se utiliza la misma característica del cuantificador replegado.

CUADRO II – Resumen de las características principales recomendadas para la transmisión de las señales de televisión digitales codificadas por componentes para las aplicaciones con calidad de contribución a velocidades binarias próximas a 140 Mbit/s

Entrada/salida de video	Norma	Vídeo digital de 525 ó 625 líneas en forma de componentes
	Codificación	Señales 4:2:2 según la Recomendación 601
	Interfaz	Bits en paralelo o bits en serie según la Recomendación 656
Preprocesamiento	Supresión	Eliminación de los intervalos de supresión horizontal y vertical
	Submuestreo	Ninguno
	Prefiltrado	Ninguno
Codificación	Predictor	Intracampo de dos dimensiones para las componentes de diferencia de color de luminancia y véase el apéndice I
	Cálculo del valor de predicción X	$X = \frac{A + C}{2}$ C $\times$ A $\times$ X $\oplus$ El valor de predicción de X se calcula con una precisión de 8 bits
	Ajuste inicial del predictor	Los niveles de vídeo exteriores a la imagen activa se ponen a 16 para la señal Y y a 128 para la señal C_R y C_B , y a fin de fijar el valor inicial de los predictores tanto en el codificador como en el decodificador 16 16 Y 128 128 C_R, C_B
	Control adaptable de los predictores	Ninguno
	Compensación del movimiento	Ninguno
	Característica del cuantificador	Cuantificador replegado combinado con técnica de Van Buul
	Bits/muestra	6, para cada componente de luminancia, Y , y de diferencia de color C_R, C_B
	Codificación de longitud variable	Ninguno
Postprocesamiento		Ninguno
Velocidad de transmisión de bits vídeo		124 416 kbit/s

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

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

ANEXO I

MULTIPLEXIÓN PARA LA TRANSMISIÓN

1. Introducción

Se han elaborado dos métodos diferentes para desarrollar un multiplex adecuado para la transmisión de señales de vídeo con codificación de componentes para las aplicaciones con calidad de contribución.

1.1 Método de multiplexión (A)

1.1.1 Características principales

Este método, descrito en [CCIR, 1986-90a], utiliza un dispositivo denominado «soporte de TV», con una velocidad binaria de 138 240 kbit/s, que puede transmitir diferentes señales fuente vídeo con velocidades binarias de 135 000 kbit/s, y señales de audio y datos con velocidades binarias de 2048 kbit/s. En la velocidad de cuadro vídeo de 135 Mbit/s se dispone de dos canales de 2048 kbit/s para transmitir datos, capacidad que puede emplearse también para transmitir dos señales de sonido estereofónico conforme a la norma AES/UEF.

A pesar de que el interés principal de este dispositivo se centra en las señales de contribución Y , C_R , C_B y en las señales de la familia MAC/paquetes, puede servir para otras señales compuestas o de otros componentes. Mediante técnicas de relleno o de correspondencia, se podría adaptar el soporte de TV a la estructura de trama del canal de diferentes medios de transporte; en particular, el soporte de TV se ajustará a una estructura de trama conforme a la Recomendación G.751, y también a las Recomendaciones G.707 a G.709 del CCITT.

El cuadro III resume las características principales de este soporte de TV.

1.1.2 Método de multiplexión

Velocidad binaria de vídeo

6 bits muestra para las componentes de luminancia y de diferencia de color dan una velocidad binaria de vídeo de 124 416 kbit/s.

Disposición de muestras de Y , C_R y C_B en el método de multiplexión

Para la multiplexión la estructura de 6 bits de las palabras de datos de vídeo se cambia por una estructura de 8 bits, por tanto, siguiendo el orden de transmisión de la Recomendación 656, (C_B , Y , C_R , Y , C_B , Y , C_R , etc.) no variarán. Por ello, el codificador YUV tiene una salida de datos conforme al formato indicado en la fig. 1.

Sonido/datos

Para el sonido y los datos, se incluyen en el multiplex vídeo dos canales asociados de 2048 kbit/s con justificación positiva. Cada uno de estos canales puede cursar una señal de sonido estereofónico conforme a la norma AES/UEF.

Datos auxiliares

En el multiplex de vídeo se dispone de una velocidad de datos de 4608 kbit/s para datos auxiliares (por ejemplo, teletexto, señales de prueba) que suelen transmitirse en el intervalo de supresión de trama vertical de la señal de vídeo.

Multiplex de vídeo

El sonido y los datos, y los datos auxiliares se entrelazan en el flujo de datos de vídeo como se indica en la fig. 2. Además el multiplex de vídeo incluye palabras de sincronización de 4 octetos que consisten en $F1$, $F2$, respectivamente, $\overline{F1}$, $\overline{F2}$, que indican el principio de cada línea y de cada trama. La estructura binaria de los 2 octetos de sincronización se indica en las secuencias siguientes:

$F1$: 0011 0001

$F2$: 1000 0011

El multiplex de vídeo, incluidas las palabras de vídeo, de sonido y datos, de datos auxiliares y de sincronización, da una velocidad de datos de 129 600 kbit/s.

CUADRO III – Características principales del soporte de TV

Velocidad de datos de vídeo	124 416 kbit/s
Sonido/datos 1, 2	2 × 2048 kbit/s (2 señales de audio estereofónico AES)
Datos auxiliares (por ejemplo, teletexto)	460,8 kbit/s
Trama de vídeo	<i>Modo YUV:</i> Palabra de sincronismo de 2 octetos por línea de vídeo (subtrama, 1125 octetos) <i>Modo MAC:</i> Palabra de sincronismo de 4 octetos por trama de vídeo (5184 octetos)
Velocidad de datos de la trama de vídeo	129 600 kbit/s
Protección contra errores en el vídeo y el sonido/datos	Corrección de errores sin canal de retorno (FEC) utilizando un código de producto bidimensional: [110,108,3] código RS para las filas, [102,100,3] código RS para las columnas (longitud de símbolo: 1 octeto cada uno)
Redundancia FEC	3,89%
Velocidad de datos de la multiplexación vídeo (velocidad de datos de entrada del soporte de TV)	135 000 kbit/s ⁽¹⁾
Sonido/datos 3	2048 kbit/s (2 señales de audio estereofónico DS-1)
Canales de servicio (S1 ... S8)	8 × 64 kbit/s
Alineación de trama del soporte de TV	256 kbit/s
Velocidad de datos de salida del soporte de TV	138 240 kbit/s
– Alineación de trama de canal conforme a la Recomendación G.751 del CCITT Velocidad del canal	Alineación de trama compatible con la Recomendación G.751 utilizando una longitud de trama de 2928 bits (6 grupos de 488 bits) y una palabra de sincronismo de 12 bits 139 264 kbit/s
– Alineación de trama del canal conforme a la Recomendación G.709 del CCITT Velocidad de canal	Alineación de trama compatible con la Recomendación G.709 para correspondencia directa síncrona o asíncrona al soporte virtual VC-4 149 760 kbit/s

⁽¹⁾ En el caso de la transmisión MTA esta velocidad de datos de la multiplexión vídeo puede transmitirse totalmente mediante células MTA que ofrecen una velocidad de datos neta de $149\,720 \text{ kbit/s} \times 48/53 = 135\,631,7 \text{ kbit/s}$ en el nivel MTS-1.

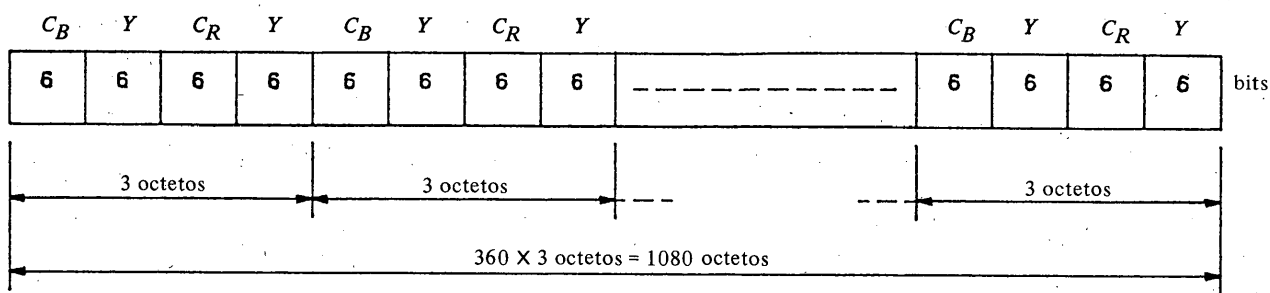


FIGURA 1 – Estructura de una línea de TV

Longitud de trama: 1080 octetos (1 octeto = 8 bits)
(1 línea de TV)
Frecuencia de repetición: 14 400 kHz
(576 líneas activas)
Velocidad binaria: 124 416 kbit/s

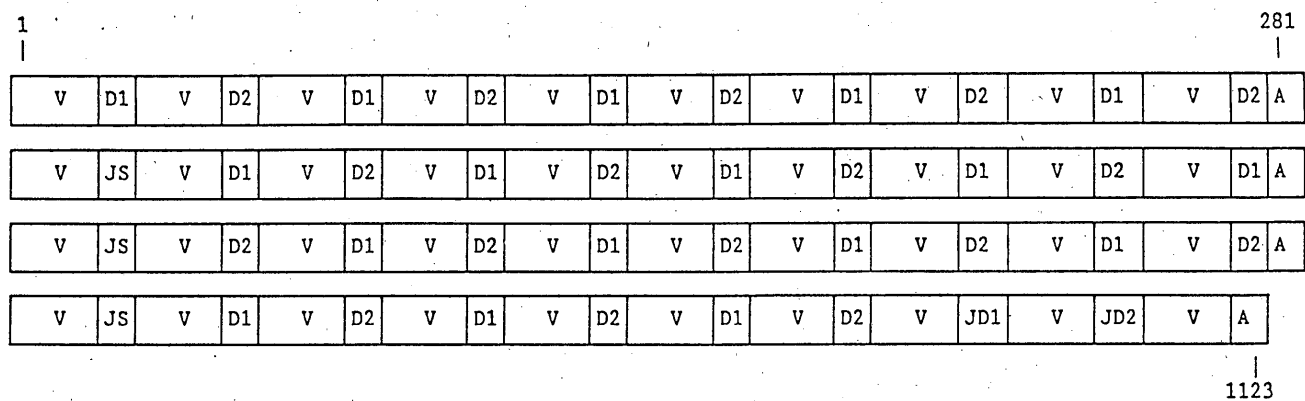


FIGURA 2 – Una fila de la trama de multiplexión vídeo para señal de contribución YUV

			N.º de octetos
Intervalos:	V	Información vídeo	40 × 27 = 1080
	D1	Canal de datos 1	17 × 1 = 17
	D2	Canal de datos 2	17 × 1 = 17
	A	Datos auxiliares	4 × 1 = 4
	JS	Servicio de justificación	3 × 1 = 3
	JD1	Canal de datos de justificación 1	1 × 1 = 1
	JD2	Canal de datos de justificación 2	1 × 1 = 1
Total:			1123
Octetos:	JS	J1 J1 J1 J1 J2 J2 J2 J2 binario	
	JD1	D1 D1 D1 D1 D1 D1 S1 F binario	
	JD2	D2 D2 D2 D2 D2 D2 S2 F binario	
Bits:	J1	1 = canal de datos de justificación 1, 0 = no justificación	
	J2	1 = canal de datos de justificación 2, 0 = no justificación	
	D1, D2	Bits del canal de datos 1, 2	
	S1, S2	Bits de justificación, canal de datos 1, 2	
	F	Libre	

Protección contra los errores

Todo el multiplex de vídeo está protegido contra los errores de transmisión por un código de producto FEC bidimensional que utiliza un codificador RS corrector de 1 octeto en cada dirección.

Código para las filas:
(110, 108, 3) código RS (Reed Salomon) definido en función de GF(2⁸)

Código para las columnas:
(102, 100, 3) código RS definido en función de GF(2⁸)

El polinomio generador de trama es:
 $f(\alpha) = \alpha^8 + \alpha^4 + \alpha^3 + \alpha^2 + 1$

El polinomio generador de código es:
 $g(x) = (x + \alpha)(x + 1) = x^2 + \alpha^{25}x + \alpha$
con $\alpha = 0000\ 0010$

La redundancia es de 3,89%.

Alineación de trama FEC

El flujo de datos en el codificador FEC se dispone en una matriz de 102 filas por 110 columnas de octetos (véase la fig. 3). En cada trama de FEC se transmiten 9,6 líneas de TV, incluidos datos auxiliares y palabras de sincronización de vídeo.

La transmisión de las tramas FEC da como resultado una velocidad de datos de 134 640 kbit/s; la frecuencia de repetición de la trama FEC es de 1500 Hz.

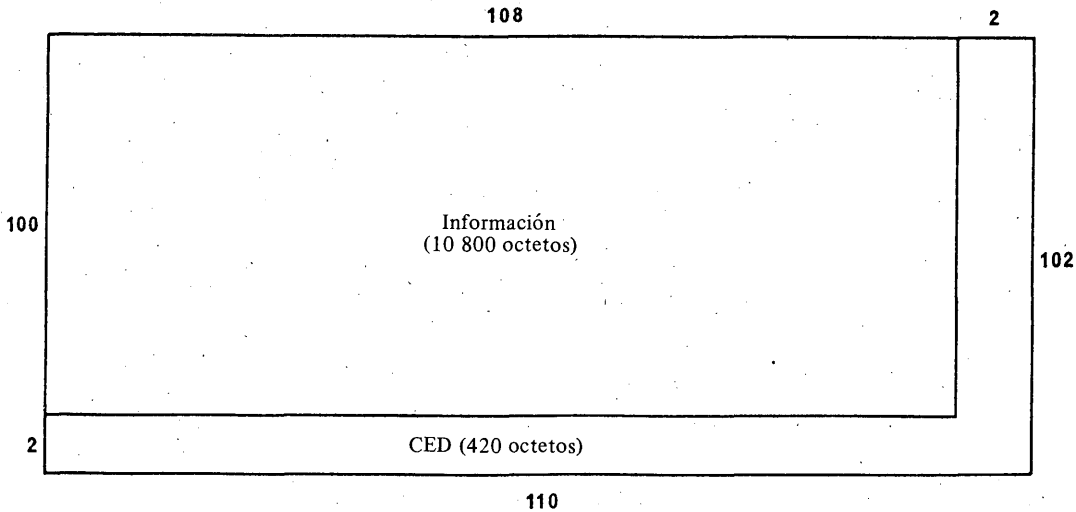


FIGURA 3 — Alineación de trama FEC

Frecuencia de repetición:	1500 Hz
Vídeo, datos, sincronización:	10 800 octetos → 129 600 kbit/s
FEC:	420 octetos → 5 040 kbit/s
Total:	11 220 octetos → 5 040 kbit/s

Alineación de trama de canal

La estructura de la alineación de trama de canal proporcionará acceso al canal vídeo del soporte de TV que ofrece una velocidad binaria total de 135 000 kbit/s para la señal de entrada TV completa. Cada trama de salida contiene 9,6 líneas TV completas mediante las cuales cada fila de la trama comienza con una palabra de sincronización de 2 octetos (véase la fig. 4). La estructura binaria de los 4 octetos de sincronización se indica en las secuencias siguientes:

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

Esta disposición de alineación de trama da exactamente la velocidad binaria ofrecida por el canal vídeo del soporte de TV.

Balance de la velocidad binaria

En el cuadro IV se indican el balance de la velocidad binaria elegido para la multiplexión vídeo, la alineación de trama FEC y el soporte de TV.

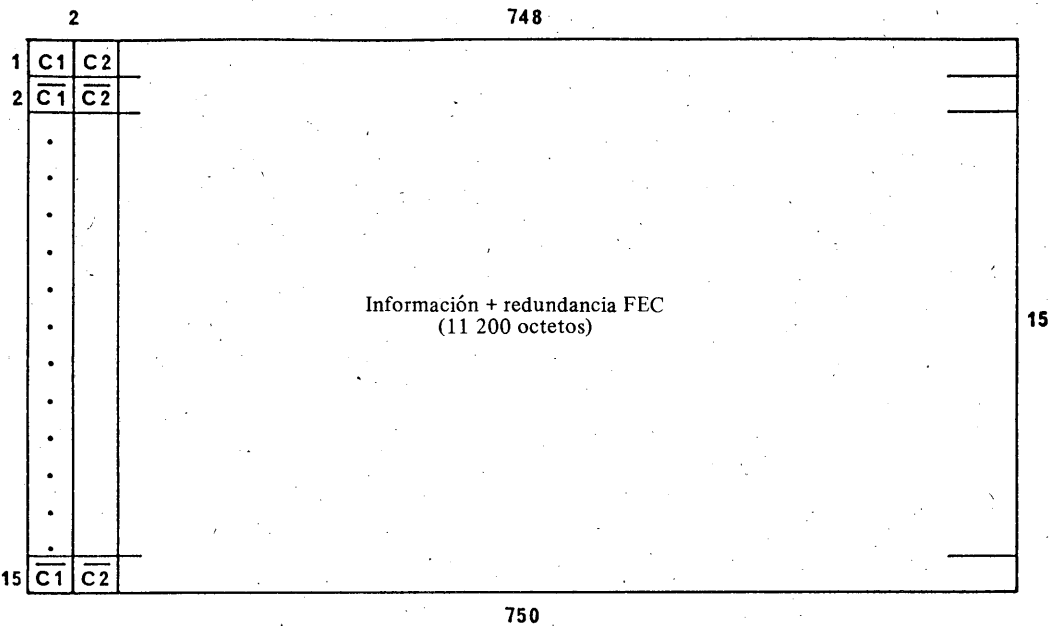


FIGURA 4 — Alineación de trama de canal

Frecuencia de repetición:	1500 Hz	C1: 0011 1100 C2: 1101 0101
Vídeo, datos, FEC:	11 220 octetos → 134 640 kbit/s	$\overline{C1}$: 1100 0011
Alineación de trama:	30 octetos → 360 kbit/s	$\overline{C2}$: 0010 1010
Total:	11 250 octetos → 135 000 kbit/s	

CUADRO IV .— Balance de velocidad binaria

a) Trama de multiplexión video: (Frecuencia de repetición: 25 Hz)	Señal de contribución YUV	
Canal	Número de bits	Velocidad binaria (kbit/s)
Información video	576 × 8 640	124 416,000
Canal de datos 1	576 × 142	2 044,800
Justificación ⁽¹⁾	576 × 1	14,400
Servicio de justificación	576 × 12	172,800
Canal de datos 2	576 × 142	2 044,800
Justificación ⁽¹⁾	576 × 1	14,400
Servicio de justificación	576 × 12	172,800
Datos auxiliares	576 × 32	460,800
Alineación de trama de video	576 × 16	230,400
Libre	576 × 2	28,800
Suma total	576 × 9 000	129 600,000
b) Trama FEC: (Frecuencia de repetición: 1500 Hz) Canal	Número de bits	Velocidad binaria (kbit/s)
Video y datos, alineación de trama	86 400	129 600,000
Redundancia FEC	3 360	5 040,000
Alineación de trama FEC	240	360,000
Suma total	90 000	135 000,000
c) Soporte de TV:	Número de intervalos de 64 kbit/s	Velocidad binaria (kbit/s)
Canal de video	2 109	134 976
Justificación de video ⁽²⁾	1	64
Control de justificación de video ⁽²⁾	3	192
Velocidad de datos del canal de video: 135 000 kbit/s ± (0/59,26/177,78) ppm		
Canal audio/datos	31	1 984
Justificación audio/datos ⁽²⁾	1	64
Control de justificación audio/datos ⁽²⁾	3	192
Velocidad de datos del canal audio/datos: 2 048 kbit/s ± (0/3906) ppm		
Canales de servicio (S1 ... S8)	8	512
Alineación de trama de canal	4	256
Suma total	2 160	138 240

⁽¹⁾ Justificación positiva; velocidad de datos del canal: 2048 kbit/s (+ 5468/– 1562) ppm.

⁽²⁾ Justificación positivo-cero-negativa.

1.2 Método de multiplexión (B)

1.2.1 Características principales

Este método [CCIR, 1986-90b] surge de la necesidad expresada por algunas entidades de radiodifusión de transmitir dos pares de sonido estereofónico de alta calidad además de la señal vídeo. Se proporcionan dos canales de 1920 kbit/s para la transmisión de sonido. La estructura general de la trama se conforma a la Recomendación G.751 del CCITT con respecto a la longitud, la alineación y la organización de la trama. Se proporciona la justificación de vídeo y audio, necesarias para que la fluctuación de fase del reloj recuperado se mantenga dentro de los límites especificados en la Recomendación 656 del CCIR.

La velocidad total de 139 264 kbit/s puede hacerse corresponder con los canales definidos en las Recomendaciones G.707 a G.709 del CCITT. La trama de transmisión a 140 Mbit/s propuesta permite transmitir todas las señales de televisión de componentes separadas, multiplexadas o compuestas de una manera sencilla. La velocidad adjudicada a la trama vídeo con protección contra errores (trama «FEC» a 133 824 kbit/s) permanece efectivamente inalterada cualquiera que sea el tipo de señal a transmitir.

Una aplicación importante de este multiplex es la conexión de registradores de vídeo digitales (una señal vídeo 4:2:2 y dos pares de sonido estereofónico codificados según la norma AES/UER), para los que ya se han completado los experimentos. El GIT 11/7 ha ensayado el sistema total, incluyendo la alineación de trama de canal y la FEC.

1.2.2 Trama de multiplexión

Velocidad binaria de vídeo

6 bits/muestra
124 416 kbit/s.

Alineación de trama de vídeo

La disposición multiplex para las señales de prueba de datos de vídeo incluye palabras de sincronización de 12 bits que indican el principio de cada línea y de cada trama. Las líneas de datos auxiliares están compartidas entre todas las líneas de la trama de vídeo.

Protección contra los errores de datos de vídeo

Corrección de errores sin canal de retorno y entrelazado. Los datos de vídeo (y datos auxiliares) transmitidos están protegidos contra los errores de transmisión por 6 codificadores FEC que trabajan en paralelo, y que utilizan un código BCH (324,306) que puede corregir 2 bits en cada trayecto.

El polinomio generador de trama es:

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

El polinomio generador de código es:

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

La redundancia es de 5,9%.

Para mejorar las capacidades de corrección de las ráfagas de errores se adopta un entrelazado de 4 símbolos en cada trayecto. La protección se aplica en toda la trama de vídeo (sincronización de vídeo, datos auxiliares y datos de vídeo). Una «trama de protección» está constituida por 6×43 símbolos. Cada trama comienza con una palabra de sincronización de 6×8 bits y contiene 9 líneas de datos de vídeo completa (fig. 5). Esta palabra de sincronización incluye el intervalo de inicialización de entrelazado. De este modo, pueden corregirse ráfagas de errores de hasta 48 bits de longitud.

Alineación de trama de canal

Estructura de la Recomendación G.751 del CCITT.

En la Recomendación G.751 se propone para la transmisión a 139 264 kbit/s una trama de canal que utiliza una palabra de sincronización de 12 bits y tiene 2928 bits de longitud distribuidos en 6 grupos de 488 bits (fig. 6).

Balance de la velocidad binaria

La velocidad binaria total disponible debe contener no solamente la información de vídeo, sino también datos asociados con la imagen, el sonido, los canales de explotación, los datos de protección contra los errores y la información de alineación de trama para el multiplex.

Para el vídeo con FEC y alineación de trama se asigna una velocidad binaria de 133 824 kbit/s.

Para el sonido, se dispone de dos canales de 1920 kbit/s, asociados con una justificación positiva. Cada Interfaz de sonido es conforme al interfaz estéreo digital UER/AES (muestras de 20 bits, frecuencia de muestreo de 48 kHz).

El balance de la velocidad binaria global para el sistema se indica en el cuadro V.

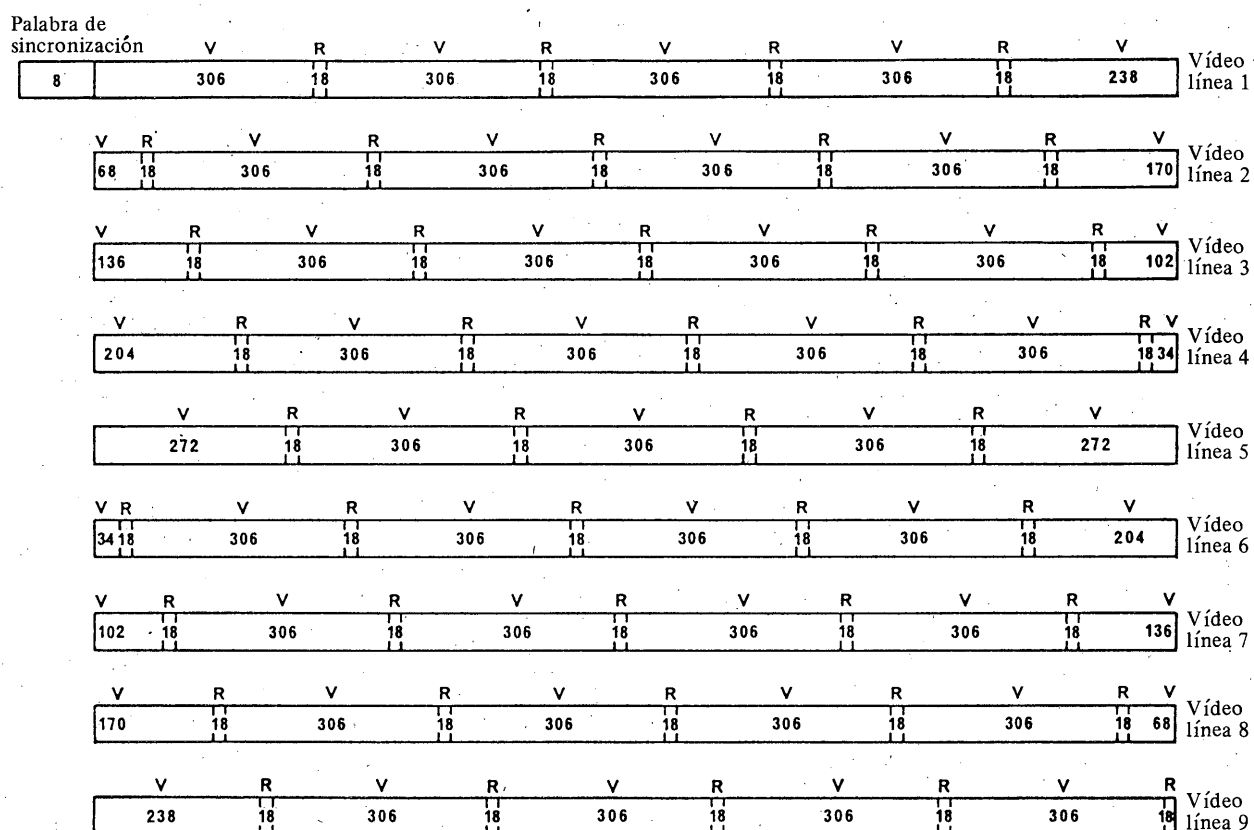


FIGURA 5 — Trama de protección

V: Vídeo
R: Redundancia

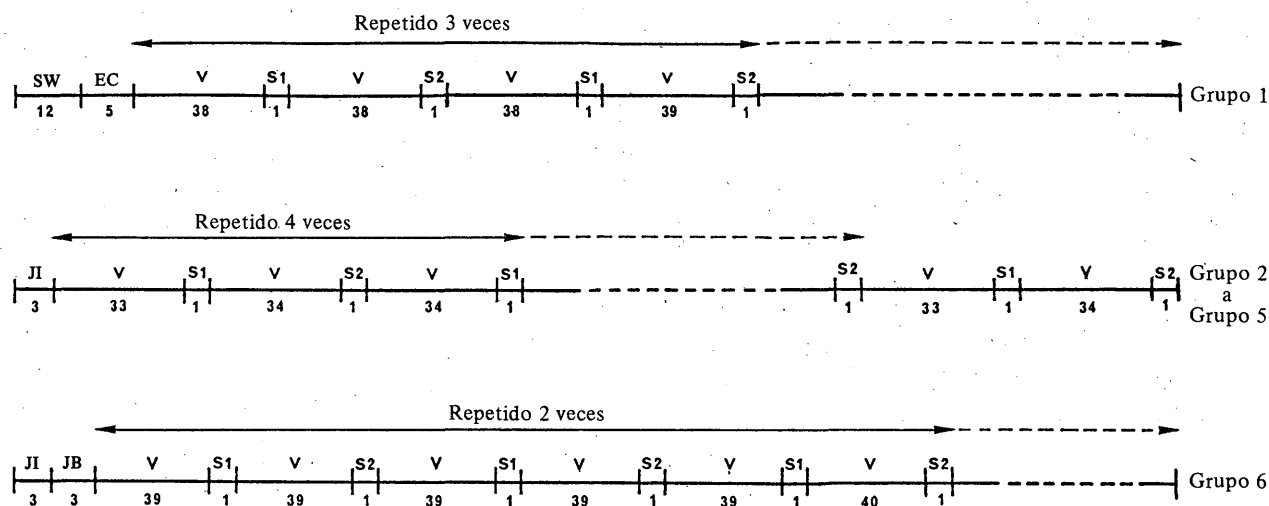


FIGURA 6 – Alineación de trama de canal

SW: Palabra de sincronización
EC: Canales de explotación
V: Datos de video
S1, S2: Canales de sonido 1 y 2
JI: Control de justificación
JB: Intervalos de tiempo de justificación

CUADRO V – Balance de la velocidad binaria (kbit/s)

Trama de video	
Imagen	124 416
FEC	7 507
Datos auxiliares	1 728
Alineación de trama	173
Justificación de video	
Margen medio	18
Control	238
Audio	
Velocidad binaria global	3 840
Justificación audio	
Margen medio	60
Control	475
Otros datos	
Alineación de trama de canal	571
Canales de explotación	238
Total	139 264
Longitud de trama (bits)	2 928

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

Documentos del CCIR
[1986-90]: a. GIT CMTT/2-130 (Alemania (República Federal de)); b. CMTT/2-100 (Francia).

PAGE INTENTIONALLY LEFT BLANK

PAGE LAISSEE EN BLANC INTENTIONNELLEMENT

SECCIÓN CMTT B: MÉTODOS DE EXPLOTACIÓN Y EVALUACIÓN DE LA CALIDAD
DE LOS SISTEMAS DE TRANSMISIÓN DE SEÑALES DE TELEVISIÓN

RECOMENDACIÓN 473-5*

INSERCIÓN DE SEÑALES DE PRUEBA EN EL INTERVALO DE
SUPRESIÓN DE TRAMA DE SEÑALES DE TELEVISIÓN
EN BLANCO Y NEGRO Y EN COLOR

(Programas de Estudios 15A/CMTT y 12A/11)

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

El CCIR,

CONSIDERANDO

- a) que ya es práctica corriente en algunos países insertar señales de prueba en el intervalo de supresión de trama de las señales de televisión en blanco y negro y en color;
- b) que tales señales pueden utilizarse para la medición de la calidad de transmisión y para el control y la corrección de las características de los circuitos internacionales de transmisión;
- c) que en el Informe 314 se propone la atribución de unas líneas determinadas en cada trama para la inserción de señales especiales de prueba para las transmisiones internacionales;
- d) que las exigencias del tráfico implicarán quizá que la ejecución de todas las mediciones de explotación se hagan, necesariamente, por medio de señales de prueba de inserción con una precisión que se aproxime a la obtenida por los métodos habituales de medida,

RECOMIENDA, POR UNANIMIDAD:

1. Que, para las transmisiones internacionales de señales de televisión, pueda efectuarse en el origen del circuito la inserción de señales de prueba, de acuerdo con el anexo I (sistemas de 625 líneas) o bien con el anexo II (sistemas de 525 líneas).

Nota. — Como medida intermedia, ciertas administraciones podrían no utilizar algunas de las señales descritas. En este caso:

- no deben insertarse señales distintas a las descritas;
- debe procurarse que la componente de luminancia de duración igual a una línea sea la misma en las líneas correspondientes de cada trama (por ejemplo, líneas 17 y 330 en los sistemas de 625 líneas).

2. Que estas señales no sean extraídas ni reemplazadas en el circuito internacional salvo, eventualmente, en un punto de conversión de una norma a otra o de un sistema de televisión en color a otro.

ANEXO I

SISTEMAS DE 625 LÍNEAS

1. Introducción

Para la transmisión internacional de señales de televisión de 625 líneas, se propone en la Recomendación 472 y en el Informe 314 utilizar las líneas 17 (330) y 18 (331) para la inserción de señales de prueba.

En este anexo se encontrará la descripción detallada de un conjunto de señales de prueba (véase la nota) a las que se aplican las consideraciones generales siguientes:

- se supone que la duración H de la línea está dividida en 32 intervalos de tiempo iguales. Esta división define los instantes característicos;
- los intervalos de tiempo no deben diferir entre sí más de ± 40 ns;
- estos instantes característicos se refieren al punto de amplitud mitad del borde anterior del impulso de sincronismo. Los puntos de amplitud mitad de las transiciones de luminancia y de crominancia, así como la cresta de los impulsos, coinciden con los instantes característicos;

* La Recomendación N.67 del CCITT se ha modificado para ponerla en consonancia con la presente Recomendación.

- los instantes característicos reales de cualquier forma de onda de luminancia no deben separarse de su posición nominal en más de 250 ns;
- excepto en el caso del impulso $20T$, compuesto, los instantes característicos reales de toda señal de crominancia no podrán separarse de sus posiciones nominales en más de 500 ns;
- la ráfaga de color sólo aparece en el intervalo de supresión de línea en transmisiones en color;
- en las transmisiones con el sistema PAL, la subportadora de crominancia de las señales de inserción está bloqueada a $60 \pm 5^\circ$ del eje positivo ($B-Y$);
- las componentes de distorsión armónica de la subportadora deben estar por lo menos 40 dB por debajo de la fundamental;
- la frecuencia de la subportadora debe ser de $4,433\,618\,75\text{ MHz} \pm 10\text{ Hz}$.

Nota. — La utilización de estas señales se reserva para los sistemas de televisión en color. La señal básica de prueba de inserción para las transmisiones en blanco y negro es idéntica, con las salvedades siguientes:

- Línea 17: se omite el elemento F ;
- Línea 18: se omiten el pedestal de luminancia y los elementos C_1 y C_2 ;
- Línea 330: el elemento D_2 es sustituido por el elemento D_1 ;
- Línea 331: se omiten el pedestal de luminancia y los elementos G y E .

Podrían ser útiles las siguientes adiciones a la señal básica de prueba de inserción para la televisión en blanco y negro:

- a) el pedestal de luminancia en las líneas 18 y 331 y los elementos C_1 y C_2 en la línea 18;
- b) el elemento F en la línea 17.

Puede utilizarse, alternativamente, la totalidad de las señales. Sin embargo, las modificaciones citadas de la señal básica de prueba de inserción para la televisión en blanco y negro sólo se introducirán con el acuerdo de las administraciones interesadas.

2. Especificación de las señales insertadas en la línea 17 (véase la fig. 1)

2.1 Barra de luminancia (referencia de nivel de blanco) (B_2)

- posición de las transiciones: $6H/32$ y $11H/32$, duración de la barra, $5H/32$;
- amplitud de la barra: $0,700 \pm 0,007\text{ V}$;
- tiempos de establecimiento y de caída de las transiciones: deducidos del circuito de formación del impulso en seno cuadrado (elemento B_1);
- sobreoscilación y suboscilación $\leq 0,5\%$;
- inclinación $\leq 0,5\%$.

2.2 Impulso $2T$ en seno cuadrado (B_1)

- posición de la cresta: $13H/32$;
- amplitud: igual a la de la barra de luminancia (B_2) $\pm 1\%$ (valor nominal: $0,700\text{ V}$);
- duración a media amplitud: $200 \pm 10\text{ ns}$ (véase la nota).

Nota. — En algunos países Miembros de la OIRT, la duración entre instantes a media amplitud del impulso $2T$ en seno cuadrado puede ser de 160 ns.

2.3 Impulso compuesto $20T$ (F)

- posición de la cresta: $16H/32$;
- posición de la base: $15H/32$ - $17H/32$;
- amplitud: igual a la de la barra de luminancia (B_2) $\pm 1\%$ (valor nominal: $0,700\text{ V}$);
- duración a amplitud mitad: $2 \pm 0,06\text{ }\mu\text{s}$;
- perturbación de la línea de base del impulso debida a las desigualdades aparentes de amplitud y de tiempo de propagación de luminancia-crominancia inherente y a la diferencia de forma de las componentes de luminancia y de crominancia: $\leq 0,5\%$ de la amplitud de cresta.

2.4 Escalera de luminancia de cinco peldaños (D_1) (véase la nota)

- posición de las transiciones sucesivas: instantes $20H/32$, $22H/32$, $24H/32$, $26H/32$, $28H/32$ y $31H/32$ (caída);
- amplitud cresta a cresta de la escalera: amplitud de la barra de luminancia (B_2) $\pm 1\%$ (valor nominal: $0,700\text{ V}$);

- amplitud nominal de los peldaños: $1/5$ de la amplitud de la barra de luminancia (B_2) (valor nominal: 0,140 V). La diferencia de amplitud entre el peldaño mayor y el menor debe ser inferior a 0,5% de la amplitud del mayor;
- tiempos de establecimiento y de caída de las transiciones: formados por un filtro de Thomson (o red similar) cuyo módulo de la función de transferencia tiene el primer cero en 4,43 MHz para disminuir la amplitud de las componentes de la señal de luminancia en las inmediaciones de la subportadora de color.

Nota. — Ciertas administraciones pueden preferir superponer a la escalera una señal subportadora de crominancia. En este caso, la posición y la duración de la señal subportadora vienen determinadas por los instantes $18H/32$ y $31H/32$. Las otras características de esta señal son idénticas a las descritas en el punto 4.3.2.

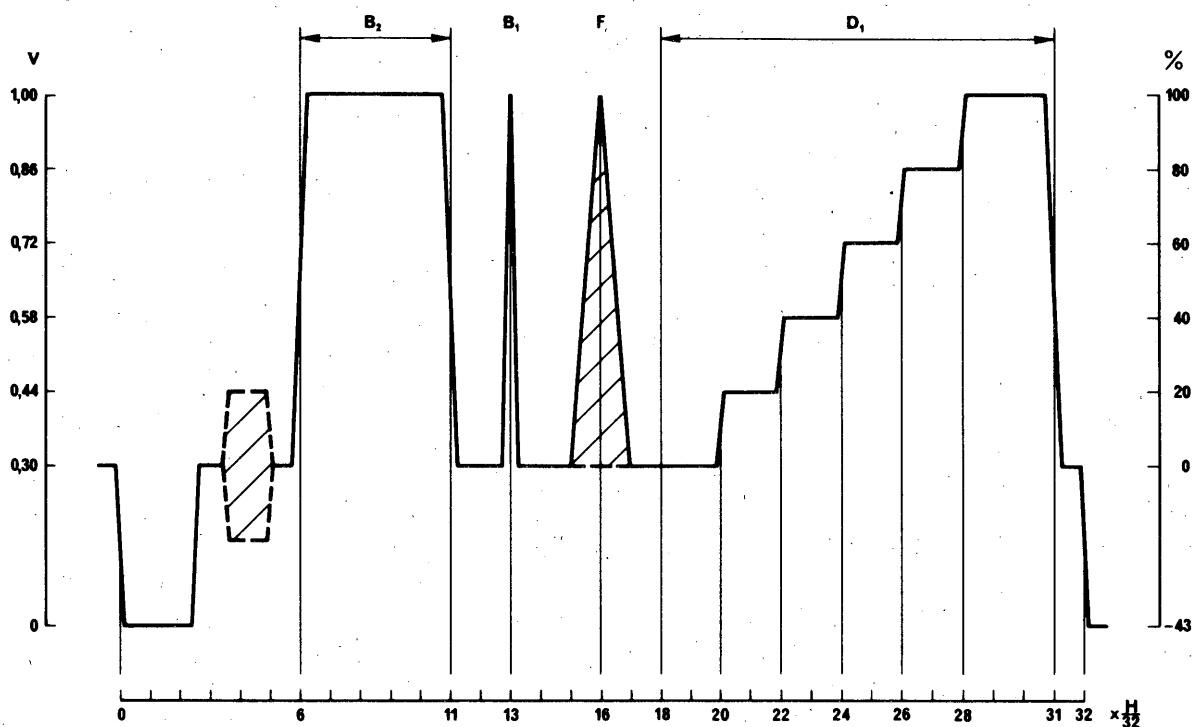


FIGURA 1 - Línea 17

3. Especificación de las señales insertadas en la línea 18 (véase la fig. 2)

3.1 Pedestal de luminancia.

- posición de las transiciones: $6H/32$, $31H/32$;
- amplitudes medidas a partir del nivel de supresión: $1/2$ de la amplitud de la barra de luminancia (B_2) $\pm 1\%$ (valor nominal: 0,350 V).

3.2 Señal de barra de referencia (C_1)

- posición de las transiciones: $6H/32$, $8H/32$, $10H/32$;
- amplitudes medidas a partir del nivel de supresión:
 - 1.ª sección: $4/5$ de la amplitud de la barra de luminancia (B_2) $\pm 1\%$ (valor nominal: 0,560 V);
 - 2.ª sección: $1/5$ de la amplitud de la barra de luminancia (B_2) $\pm 1\%$ (valor nominal: 0,140 V).
- tiempo de establecimiento y de caída de las transiciones: deducidos del circuito de formación del impulso en seno cuadrado (elemento B_1).

3.3 Señales sinusoidales superpuestas al pedestal (C_2)

- posición de partida y frecuencia de las ráfagas (véase el cuadro I):

CUADRO I

Ráfaga N.º	Posición precisa de partida ⁽¹⁾ ⁽²⁾	Frecuencia MHz ⁽³⁾
1	12H/32	0,5
2	15H/32	1,0 ^(*)
3	18H/32	2,0 ^(*)
4	21H/32	4,0
5	24H/32	4,8
6	27H/32	5,8

⁽¹⁾ El comienzo de cada ráfaga debe situarse en la fase cero de la onda sinusoidal y cada ráfaga debe comprender el número máximo posible de ciclos completos. La duración de los intervalos entre ráfagas sucesivas no puede ser inferior a 0,4 μ s, ni superior a 2,0 μ s.

⁽²⁾ Algunas administraciones preferirán unas duraciones de ráfagas inferiores a las indicadas anteriormente y en la fig. 2.

⁽³⁾ Las componentes espectrales de las ráfagas pueden causar interferencia en las subportadoras o en los circuitos de detección de ruido, y la energía fuera de banda debe limitarse mediante técnicas adecuadas de diseño. Pueden utilizarse otras frecuencias cercanas a las indicadas, previo acuerdo entre las administraciones interesadas.

^(*) En algunos países Miembros de la OIRT, las frecuencias de las ráfagas N.º 2 y N.º 3 pueden ser 1,5 MHz y 2,8 MHz, respectivamente.

- amplitud cresta a cresta de las ráfagas: igual a la amplitud cresta a cresta de la señal de la barra de referencia $\pm 1\%$ (C_1) (valor nominal: 0,420 V);
- la componente de corriente continua de cada ráfaga no podrá sobrepasar el 0,5% de la amplitud de la señal de la barra de referencia (C_1);
- componentes de distorsión armónica de cada ráfaga: por lo menos 40 dB (véase la nota) por debajo de la frecuencia fundamental.

Nota. — Este valor debe ser objeto de ulterior estudio.

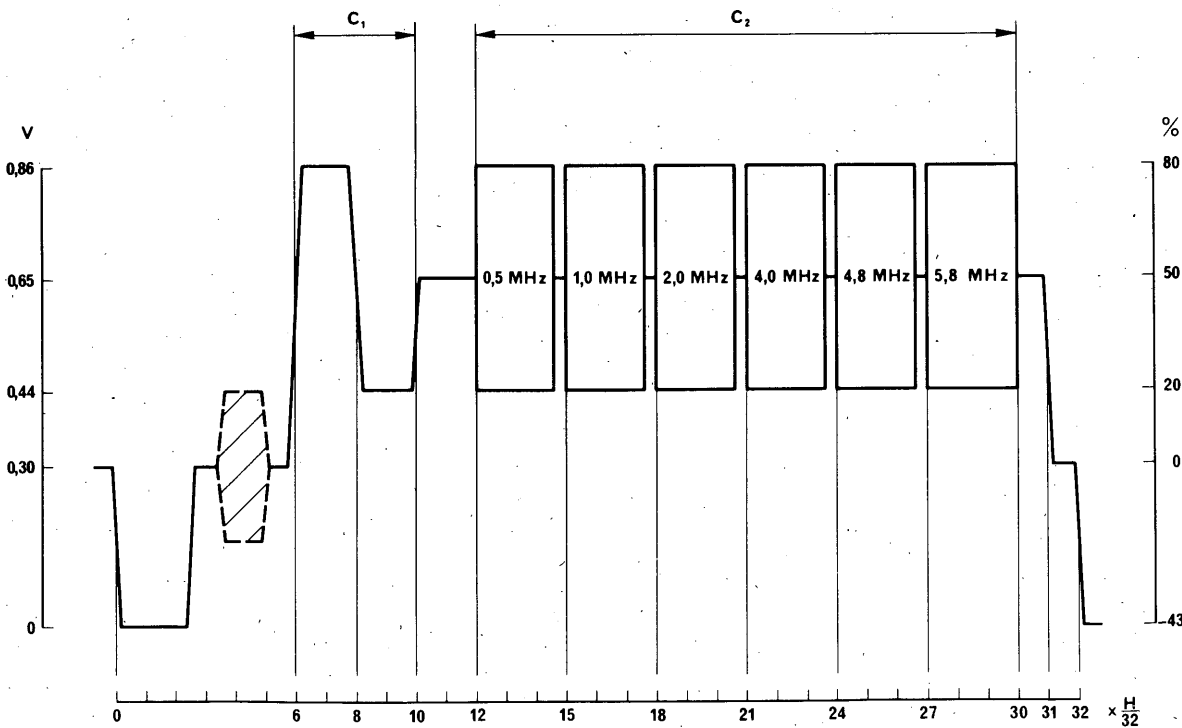


FIGURA 2 – Línea 18

4. Especificación de las señales insertadas en la línea 330 (véase la fig. 3)

4.1 Barra de luminancia (referencia de nivel del blanco) (B_2)

- posición de las transiciones: $6H/32$ y $11H/32$, duración de la barra: $5H/32$;
- amplitud de la barra: $0,700 \pm 0,007$ V;
- tiempos de establecimiento y de caída de las transiciones: valor deducido del circuito de formación de impulso en seno cuadrado (elemento B_1);
- sobreoscilación y suboscilación $\leq 0,5\%$;
- inclinación $\leq 0,5\%$

4.2 Impulso $2T$ en seno cuadrado (B_1)

- posición de la cresta: $13H/32$;
- amplitud: igual a la de la barra de luminancia (B_2) $\pm 1\%$ (valor nominal: 0,700 V);
- duración a media amplitud: 200 ± 10 ns. (En algunos países Miembros de la OIRT, la duración entre instantes a media amplitud del impulso $2T$ en seno cuadrado puede ser 160 ns).

4.3 Escalera de luminancia de cinco peldaños (D_1) y escalera de cinco peldaños (D_2) con señal de crominancia superpuesta

4.3.1 La escalera de luminancia de cinco peldaños tiene las siguientes características:

- posición de las transiciones sucesivas: instantes $20H/32$, $22H/32$, $24H/32$, $26H/32$, $28H/32$ y $31H/32$ (caída);
- amplitud cresta a cresta de la escalera: amplitud de barra (B_2) $\pm 1\%$ (valor nominal: 0,700 V);
- amplitud nominal de los peldaños: $1/5$ de la amplitud de la barra de luminancia (B_2) (valor nominal: 0,140 V). La diferencia de amplitud entre el peldaño mayor y el menor debe ser inferior a $0,5\%$ de la amplitud del mayor;
- tiempos de establecimiento y de caída de las transiciones: conformados por un filtro de Thomson (o red similar) cuyo módulo de la función de transferencia tiene el primer cero en 4,43 MHz para disminuir la amplitud de las componentes de la señal de luminancia en las inmediaciones de la subportadora de color.

4.3.2 La señal de crominancia superpuesta a la escalera de luminancia de cinco peldaños (D_1) tiene las siguientes características:

- posición y duración: $15H/32$ a $30H/32$; (La superposición de la subportadora puede limitarse a $28H/32$.);
- amplitud cresta a cresta: $0,280$ V $\pm 2\%$;
- distorsión inherente de ganancia diferencial: $\leq 0,5\%$;
- distorsión inherente de fase diferencial: $\leq 0,2^\circ$;
- tiempo de establecimiento y de caída de las transiciones de la envolvente de crominancia: aproximadamente 1 μ s.

5. Especificación de las señales insertadas en la línea 331 (véase la fig. 4)

5.1 Pedestal de luminancia

- posición de las transiciones: $6H/32$, $31H/32$;
- amplitudes medidas a partir del nivel de supresión: $1/2$ de la amplitud de la barra de luminancia (B_2) $\pm 1\%$ (valor nominal: 0,350 V);
- tiempos de establecimiento y de caída de las transiciones: deducidos del circuito de formación del impulso en seno cuadrado (elemento B_1).

5.2 Señal de barra de crominancia superpuesta (G_1)

- posición de las transiciones: $7H/32$, $14H/32$;
- amplitud cresta a cresta: amplitud de la barra de luminancia (B_2) $\pm 1\%$ (valor nominal: 0,700 V);
- tiempos de establecimiento y de caída de las transiciones de la envolvente de la señal de crominancia: aproximadamente 1 μ s;
- diafotia inherente crominancia-luminancia: $\leq 0,5\%$ de la amplitud del pedestal de luminancia;
- diferencia de fase entre la subportadora superpuesta a la escalera de la línea 330 y la subportadora superpuesta a la señal de la línea 331: $\leq 2^\circ$.

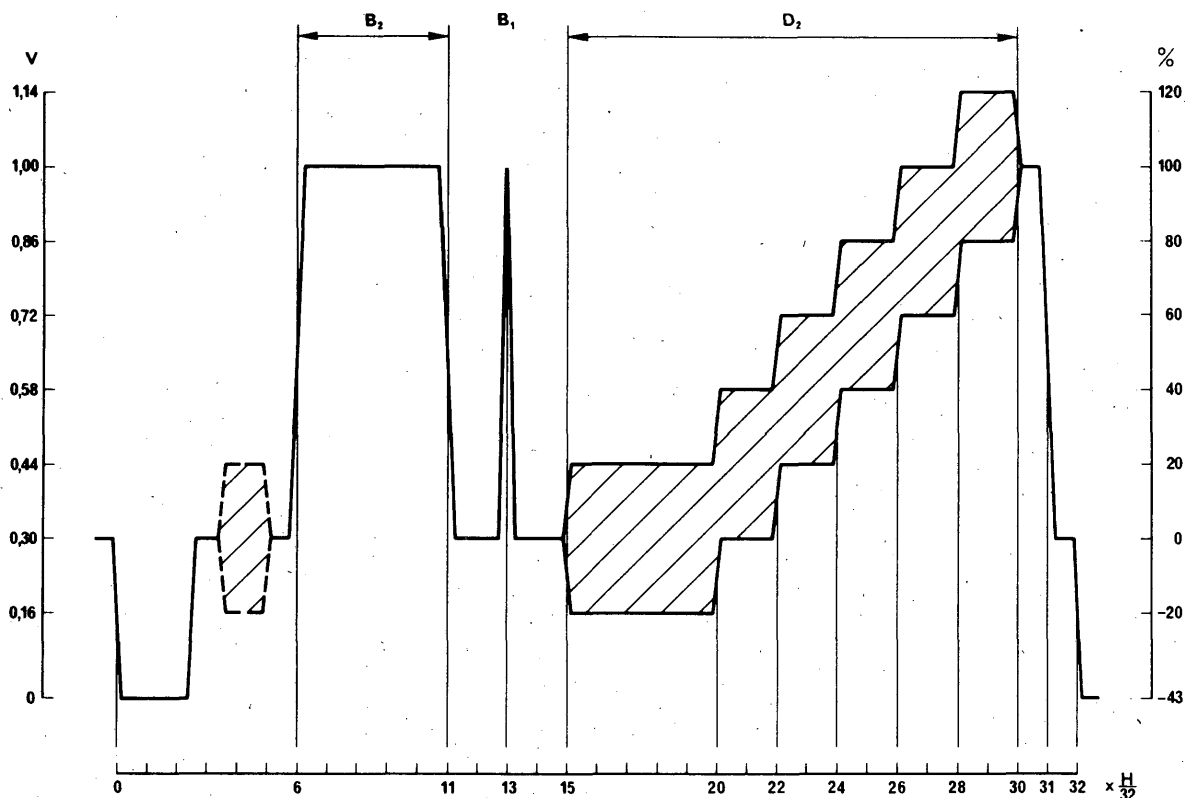


FIGURA 3 - Línea 330

5.3 Señal de crominancia superpuesta de tres niveles (G_2)

Puede utilizarse, a elección, esta señal en lugar de la señal de barra de crominancia citada anteriormente:

- posición de las transiciones: $7H/32$, $9H/32$, $11H/32$ y $14H/32$;
- amplitudes cresta a cresta:
 - 1.^a sección: $1/5$ de la amplitud de la barra de luminancia (B_2) $\pm 1\%$ (valor nominal: 0,140 V),
 - 2.^a sección: $3/5$ de la amplitud de la barra de luminancia (B_2) $\pm 1\%$ (valor nominal: 0,420 V),
 - 3.^a sección: amplitud de la barra de luminancia (B_2) $\pm 1\%$ (valor nominal: 0,700 V);
- tiempos de establecimiento y de caída de las transiciones de la envolvente de la señal de crominancia: aproximadamente 1 μs ;
- diafotía inherente crominancia-luminancia: $\leq 0,5\%$ de la amplitud del pedestal de luminancia;
- distorsión inherente fase/amplitud: $\leq 0,5^\circ$;
- diferencia de fase entre la subportadora superpuesta a la escalera de la línea 330 y la subportadora superpuesta a la señal de la línea 331: $\leq 2^\circ$.

5.4 Subportadora de referencia superpuesta (E)

Esta señal auxiliar puede utilizarse como subportadora de referencia, para la medición de la fase diferencial:

- posición de las transiciones: $17H/32$, $30H/32$;
- amplitud cresta a cresta: $3/5$ de la amplitud de la barra de luminancia (B_2) $\pm 1\%$ (valor nominal: 0,420 V);
- tiempos de establecimiento y de caída de las transiciones de la envolvente de la señal de crominancia: aproximadamente 1 μs ;
- diferencia de fase entre la subportadora superpuesta a la escalera de la línea 330 y la subportadora superpuesta a la señal de la línea 331: $\leq 2^\circ$.

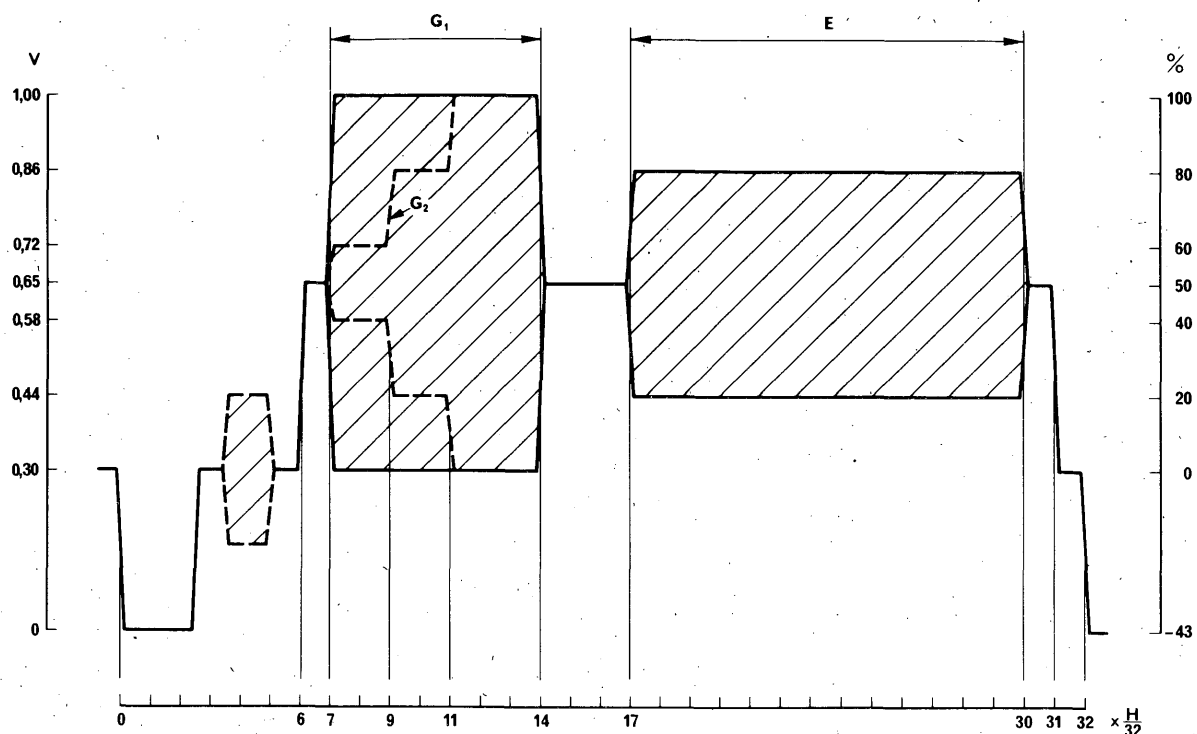


FIGURA 4 - Línea 331

6. Mediciones que pueden hacerse con las señales de prueba de inserción definidas

CUADRO II

Características medidas	Señales utilizadas	Líneas N.ºs
Distorsiones lineales		
Ganancia de inserción	B_1	17 y 330
Respuesta amplitud/frecuencia	C_2 y C_1	18
Respuesta transitoria para señales de una línea de duración	B_1	17 y 330
Respuesta para señales de muy corta duración:		
— respuesta transitoria	B_1	17 y 330
— respuesta impulsiva	B_1	17 y 330
Diferencia de ganancia crominancia-luminancia	B_2 y G_1 o G_2	17 y 330, 331
	B_2 y F	17
Diferencia de tiempo de propagación crominancia-luminancia	F	17
Distorsiones no lineales		
No linealidad de la señal de luminancia de la duración de una línea	D_1	17
No linealidad de la señal de crominancia	G_2	331
Intermodulaciones luminancia-crominancia:		
— ganancia diferencial	D_2	330
— fase diferencial	D_2 y E	330 y 331
Intermodulación crominancia-luminancia	B_2 y G_1 o G_2	17, 331

ANEXO II

SISTEMAS DE 525 LÍNEAS

1. Introducción

En el presente anexo se describen y especifican señales de prueba de inserción, en relación con las cuales se aplican las consideraciones generales siguientes:

- para la transmisión internacional de una señal de televisión de 525 líneas, la línea 17 de ambas tramas (líneas 17 y 280 si la numeración es consecutiva) queda reservada para la inserción de señales de prueba internacionales (véase la nota 1);
- las señales definidas en el presente anexo se aplican a las transmisiones de televisión en blanco y negro y en color, como muestran las figs. 5 y 6. Para la televisión en blanco y negro, tal vez convenga simplificar la señal de prueba omitiendo uno o más de sus componentes. Las figs. 7 y 8 muestran estas señales simplificadas;
- la duración H de una línea está dividida en 128 intervalos iguales, y la posición y duración de las señales de prueba se indican en términos de $H/128$. Esta división define los instantes característicos;
- los instantes característicos están referidos a los puntos de semiamplitud del flanco inicial de la señal de barra de luminancia B_2 en las figs. 5 ó 7 y de la señal de barra de referencia C_1 en las figs. 6 u 8 que se insertan en las tramas 1 y 2, respectivamente (O_{HR}). El punto de semiamplitud de las transiciones de luminancia y de crominancia, así como la cresta de los impulsos, se producen en instantes característicos;
- la posición del punto de referencia (O_{HR}) no excederá de $24H/128 \pm 125$ ns del punto de semiamplitud del flanco inicial del impulso de sincronismo horizontal (O_H);
- la desviación sistemática de los instantes característicos definidos de una señal de luminancia y de crominancia no diferirá más de ± 150 ns (véase la nota 2) y de ± 300 ns (véase la nota 2), respectivamente, de los puntos nominales;
- el error aleatorio de los instantes característicos definidos para las señales de luminancia y de crominancia no será superior a ± 25 ns respecto de una posición fija situada dentro de la referida desviación sistemática;
- la ráfaga de color sólo está presente en el intervalo de supresión de línea en las transmisiones en color;
- la frecuencia de la subportadora de color es 3,579 545 MHz para el sistema M/NTSC, y 3,575 611 49 MHz para el sistema M/PAL ± 10 Hz.

Nota 1. — La mayoría de las administraciones reservan la línea 17 para la inserción de señales de prueba internacionales. El Informe 314 facilita información sobre la actual atribución de líneas reservadas para señales especiales.

Nota 2. — Habrá que estudiar la forma de reducir estas tolerancias.

2. Especificaciones de las señales insertadas en la línea 17 de la trama 1 (véanse las figs. 5 ó 7) (véase la nota 1 del § 1)

2.1 Barra de luminancia (referencia de nivel del blanco) (B_2)

- posición de las transmisiones: $0H/128$ (O_{HR}) y $36H/128$, duración de la barra $36H/128$;
- amplitud de la barra: $100 \pm 0,5$ unidades IRE (véase la nota);
- tiempo de establecimiento y de caída de las transiciones (forma seno cuadrado integrada): 125 ± 5 ns;
- sobreoscilación: $\leq 1\%$;
- inclinación: $\leq 0,5\%$.

Nota. — Para los sistemas de 525 líneas, la amplitud de las señales se expresa siguiendo las normas del Institute of Radio Engineers (IRE, Estados Unidos de América). Convencionalmente, 100 unidades IRE corresponden a la amplitud comprendida entre el nivel de supresión y el nivel del blanco (véanse las figs. 5 a 8).

2.2 Impulso $2T$ en seno cuadrado (B_1)

- posición de la cresta: $44H/128$;
- amplitud: dentro de $\pm 0,5$ unidades IRE de la amplitud de la barra de luminancia (B_2) (valor nominal: 100 unidades IRE);
- duración a media amplitud: 250 ± 10 ns.

2.3 Impulso en seno cuadrado $12,5 T$ modulado (F) (véase la nota)

- posición de la cresta: $51H/128$;
- amplitud: dentro de $\pm 0,5$ unidades IRE de la amplitud de la barra de luminancia (B_2) (valor nominal: 100 unidades IRE);
- duración a amplitud mitad: $1,57 \pm 0,05$ μ s;
- desigualdad inherente entre la amplitud de luminancia y la amplitud de crominancia: $\leq 0,5\%$;

- desigualdad inherente entre el tiempo de propagación de la señal de luminancia y el de la señal de crominancia: ≤ 5 ns;
- otras perturbaciones de la línea de base del impulso: $\leq 0,5$ unidades IRE;
- atenuación de la distorsión armónica de la subportadora de crominancia: por lo menos 40 dB por debajo de la frecuencia fundamental;
- la subportadora de crominancia estará enganchada en fase con la ráfaga de color, cuando ésta esté presente.

Nota. — Esta señal es facultativa en el caso de las transmisiones en blanco y negro.

2.4 Escalera de luminancia de cinco peldaños (D_1) (véase la nota) y escalera de cinco peldaños (D_2) con señal de crominancia superpuesta

Nota. — Sólo en las transiciones en blanco y negro.

2.4.1 La escalera de luminancia de cinco peldaños (D_1) tiene las siguientes características:

- posición de las transiciones sucesivas: $68H/128$, $74H/128$, $80H/128$, $86H/128$, $92H/128$ y $100H/128$ (caída);
- amplitud cresta a cresta de la escalera: 100 ± 1 unidades IRE para la señal D_1 y 90 ± 1 unidades IRE para la señal D_2 ;
- amplitud nominal de los peldaños: dentro de $\pm 1\%$ de $1/5$ de la amplitud cresta a cresta de la escalera (valor nominal: 20 unidades IRE para la señal D_1 y 18 unidades IRE para la señal D_2);
- tiempos de establecimiento y caída de las transiciones: configurados por un filtro de impulsos $2T$ en seno cuadrado para disminuir la amplitud de las componentes de la señal de luminancia en las inmediaciones de la subportadora de color (valor nominal: 250 ns).

2.4.2 Cuando está superpuesta a la escalera, la señal de crominancia tiene las características siguientes:

- posición de las transiciones $60H/128$ y $98H/128$; duración de la señal de crominancia: $38H/128$;
- amplitud cresta a cresta de la envolvente de la señal de crominancia: $40 \pm 0,4$ unidades IRE;
- distorsión inherente de ganancia diferencial: $\leq 0,25\%$ (nivel medio de la imagen: 10% a 90%);
- distorsión inherente de fase diferencial: $\leq 0,2^\circ$ (nivel medio de la imagen: 10% a 90%);
- tiempo de establecimiento y de caída de las transiciones de la envolvente de la señal de crominancia: 400 ns ± 25 ns;
- diferencia de fase entre la señal de crominancia y la fase media (véase la nota) de la señal de la ráfaga de color: $0 \pm 1^\circ$ (nivel medio de la imagen: 10% a 90%).

Nota. — El término «fase media» es especialmente significativo en el caso de M/PAL.

3. Especificación de las señales insertadas en la línea 17 de la trama 2 (véanse las figs. 6 u 8) (véase la nota 1 del § 1)

3.1 Señal de barra de referencia (C_1)

- posición de las transiciones: $0H/128$ (O_{HR}) y $8H/128$; duración de la barra: $8H/128$;
- amplitud de la barra: dentro de $\pm 0,5$ unidades IRE de la amplitud de la señal de barra de luminancia (B_2) (valor nominal: 100 unidades IRE);
- tiempos de establecimiento y de caída de las transiciones (forma seno cuadrado integrada): 125 ± 5 ns;
- sobreoscilación: $\leq 1\%$;
- inclinación: $\leq 0,5\%$.

3.2 Pedestal de luminancia

- posición de las transiciones: $8H/128$ y $100H/128$;
- amplitud: dentro de $\pm 1\%$ de la mitad de la amplitud de la barra de luminancia (B_2) (valor nominal: 50 unidades IRE).

3.3 Señal de ráfagas múltiples superpuesta al pedestal (C_2)

- posición de partida y frecuencia de las ráfagas (véase el cuadro III);
- amplitud cresta a cresta de las ráfagas: $50 \pm 0,5$ unidades IRE;
- la componente de corriente continua de cada ráfaga no será superior a 0,25 unidades IRE;
- atenuación de distorsión armónica: por lo menos 40 dB por debajo de la frecuencia fundamental.

3.4 Señal de crominancia superpuesta de tres niveles (G) (véase la nota)

- posición de las transiciones: $68H/128$, $76H/128$, $84H/128$ y $96H/128$;
- amplitudes cresta a cresta:
 - 1.^a sección: $20 \pm 0,2$ unidades IRE,
 - 2.^a sección: $40 \pm 0,4$ unidades IRE,
 - 3.^a sección: $80 \pm 0,4$ unidades IRE;
- tiempos de establecimiento y de caída de las transiciones de la envolvente de la señal de crominancia: 400 ns ± 25 ns;
- distorsión inherente fase/amplitud: $\leq 0,5^\circ$;
- intermodulación inherente crominancia-luminancia: $\leq 0,25$ unidades IRE;

- la componente de crominancia:
 - en el sistema M/PAL estará enganchada en fase con la ráfaga de color, si la hubiere;
 - en el sistema M/NTSC, tendrá un retardo de $90^{\circ} \pm 1^{\circ}$ con respecto a la ráfaga de color, si la hubiere.
- Nota. – Esta señal tiene carácter facultativo para las transmisiones en blanco y negro.

CUADRO III

Ráfaga N.º	Posición exacta de partida ⁽¹⁾	Frecuencia (MHz) ⁽²⁾
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

⁽¹⁾ El comienzo de cada ráfaga debe situarse en la fase cero de la onda sinusoidal y cada ráfaga debe comprender el número máximo posible de ciclos completos. La duración de los intervalos entre ráfagas sucesivas no puede ser inferior a $0,4 \mu s$ ni superior a $2,0 \mu s$.

⁽²⁾ Las componentes espectrales de las ráfagas pueden causar interferencia en las subportadoras de sonido o en los circuitos de detección de ruido, y la energía fuera de banda debe limitarse mediante técnicas adecuadas de diseño. Por ejemplo, las envolventes de las ráfagas deben tener un tiempo de establecimiento superior a 300 ns y la envolvente una forma aproximada a la de seno cuadrado integrada.

Si los armónicos de la ráfaga causan interferencia, pueden utilizarse otras frecuencias cercanas a las indicadas, previo acuerdo entre las administraciones interesadas.

4. Lista de las mediciones que pueden hacerse con las señales de prueba de inserción definidas (véase la nota 1 del § 1)

CUADRO IV

Características medidas	Forma de onda utilizada	Línea número
<i>Distorsión lineal</i>		
Ganancia de inserción	B_2	17/trama 1
Respuesta amplitud/frecuencia	$B_2^{(1)}$ y C_2	17/tramas 1 y 2
Respuesta transitoria para señales de duración igual a la de una línea	B_2	17/trama 1
Respuestas para señales de muy corta duración: – respuesta transitoria – respuesta impulsiva	B_2 B_1	17/trama 1 17/trama 1
Diferencia de ganancia crominancia-luminancia	B_2 y F	17/trama 1
Diferencia de tiempo de propagación crominancia-luminancia	F	17/trama 1
<i>Distorsión no lineal</i>		
No linealidad de la señal de luminancia de la duración de una línea	$D_1^{(2)}$	17/trama 1
No linealidad de la señal de crominancia	G	17/trama 2
Intermodulación luminancia-crominancia: – ganancia diferencial – fase diferencial	D_2 D_2	17/trama 1 17/trama 1
Intermodulación crominancia-luminancia	G	17/trama 2

(1) Cuando la respuesta transitoria para señales de duración igual a la de una línea es suficientemente pequeña, puede utilizarse C_1 (línea 17/trama 2) en lugar de B_2 .

(2) Cuando la intermodulación crominancia-luminancia es suficientemente pequeña puede utilizarse D_2 .

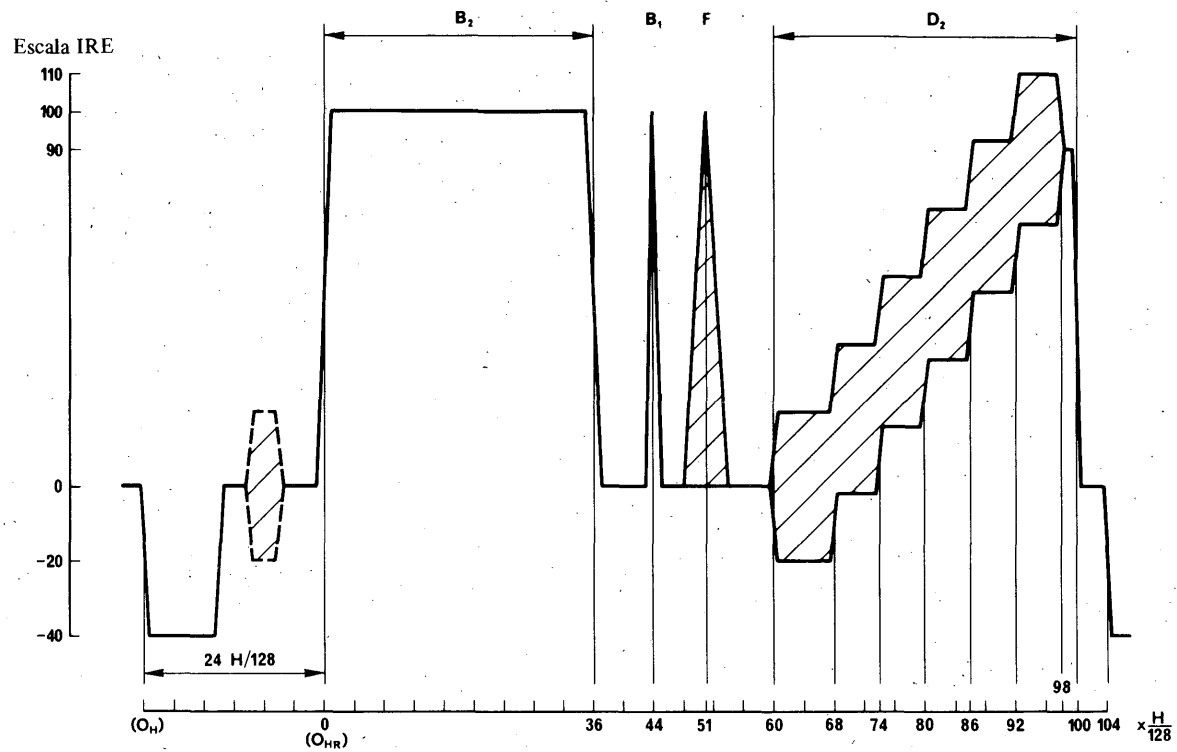


FIGURA 5 - Línea 17 de la trama 1

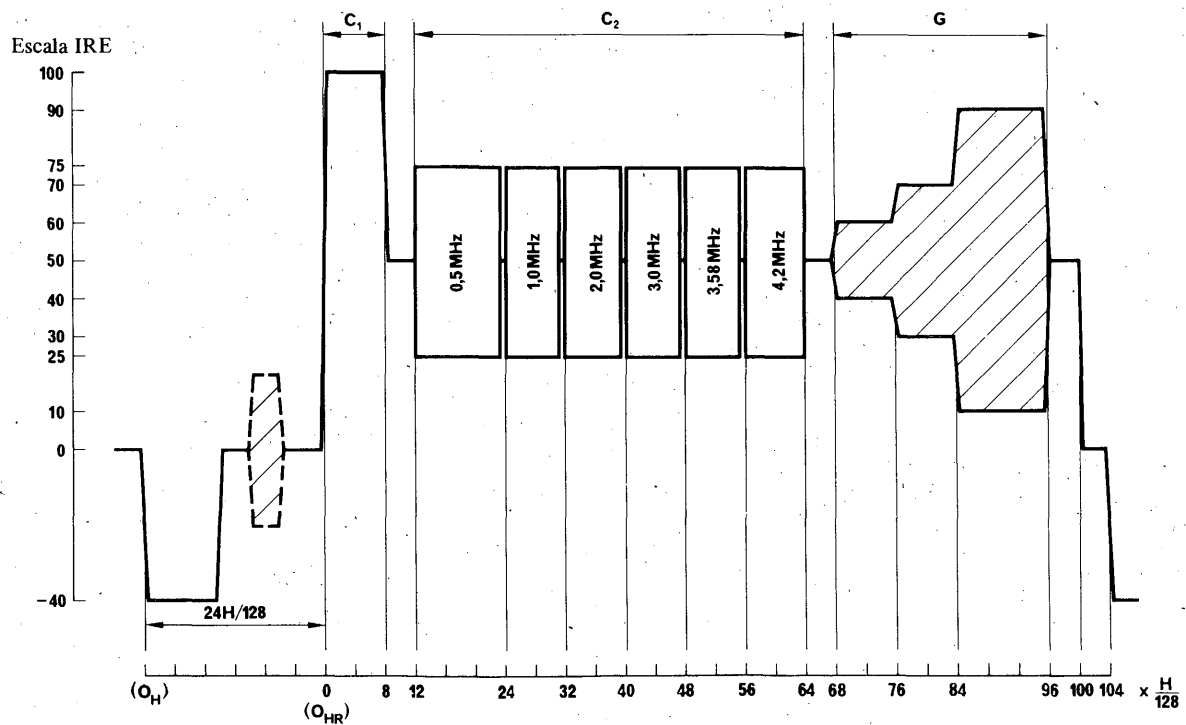


FIGURA 6 - Línea 17 de la trama 2

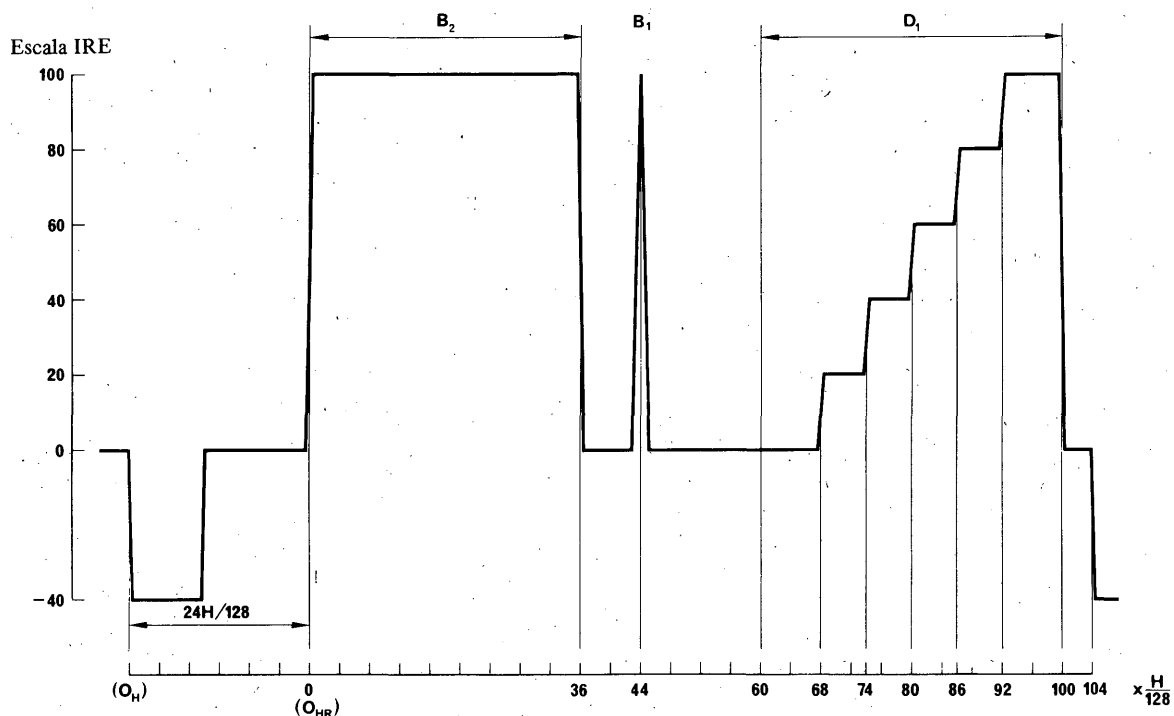


FIGURA 7 – Línea 17 de la trama 1

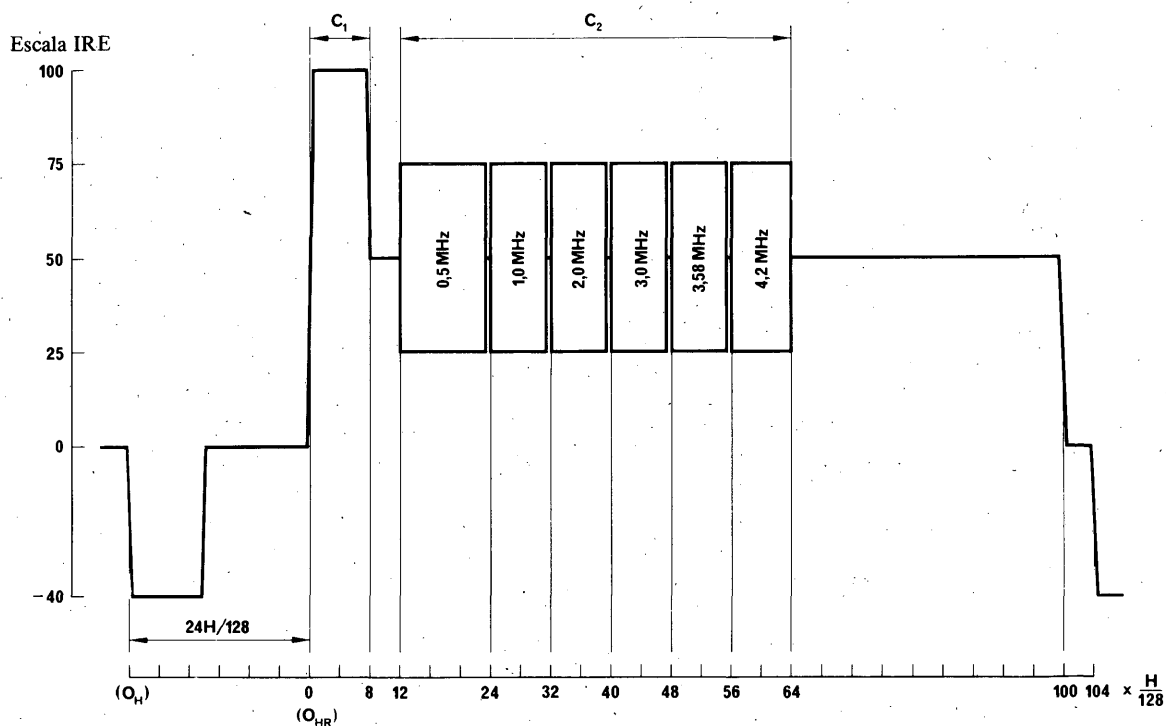


FIGURA 8 – Línea 17 de la trama 2

Nota. – Las figs. 7 y 8 son ejemplos de señales de prueba de inserción para la transmisión en blanco y negro.

BIBLIOGRAFÍA

Documentos del CCIR

[1982-86]: CMTT/6 (Estados Unidos de América).

RECOMENDACIÓN 569-2

DEFINICIONES DE LOS PARÁMETROS PARA LA MEDICIÓN AUTOMÁTICA SIMPLIFICADA
DE SEÑALES DE PRUEBA DE INSERCIÓN EN TELEVISIÓN

(Programa de Estudios 15D/CMTT y Cuestión 15/11)

(1978-1982-1986)

El CCIR,

CONSIDERANDO

- a) que en la Recomendación 567 es la referencia de base en la que se definen los parámetros que deben medirse y los elementos de señales de prueba y métodos de medición que deben utilizarse para determinar la calidad de funcionamiento de un circuito para transmisión de televisión;
- b) que en los Informes 628 y 411 se describen diversas técnicas para la medición y la comprobación técnica automáticas de la calidad de funcionamiento de las cadenas de televisión que utilizan señales de prueba de inserción;
- c) que se efectúan generalmente mediciones operacionales utilizando señales de prueba de inserción definidas en la Recomendación 473.
- d) que en el Informe 314 se describe la asignación de líneas en el intervalo de supresión de trama para fines especiales;
- e) que, aunque existe equipo automático de medición que permite efectuar mediciones conformes a la Recomendación 567, existe también equipo de medición automático simplificado que requiere una modificación de los métodos de medición y de las definiciones;
- f) que esas mediciones automáticas simplificadas de señales de prueba de inserción se ajustan a las necesidades del personal de explotación y facilitan el análisis de los resultados de las mediciones,

RECOMIENDA, POR UNANIMIDAD:

Que, cuando se utilice equipo automático simplificado para la medición de una señal de prueba de inserción, y cuando se desee la presentación normalizada de los resultados, las definiciones utilizadas para cuantificar los parámetros de esa señal sean las contenidas en el anexo I.

ANEXO I

1. Introducción

La necesidad de las mediciones descritas en la presente Recomendación (y posiblemente de otras mediciones) dependerá del tipo de instalación empleado y de la política que sigan las administraciones.

Las señales de prueba especificadas son las que figuran en la Recomendación 473.

Las definiciones parten de la base de que la calidad de funcionamiento del equipo de medición empleado es tal que ninguna componente armónica de la señal de entrada, por encima de la banda nominal de video, originará errores de medición superiores a la precisión especificada de dicho equipo. Las definiciones están también basadas en un instrumental que suprimirá sustancialmente los efectos de todo ruido presente en la señal de entrada como consecuencia de la medición de cualquier parámetro de la señal de prueba.

La magnitud de las distorsiones de las señales que han pasado por un circuito de transmisión no lineal tiende a variar con la componente media de la imagen. Por tanto, tal vez convenga también medir automáticamente el valor de la componente media de la imagen asociado a cualquier magnitud particular de distorsión o de error.

2. Definiciones

2.1 Amplitud de la barra de luminancia

Diferencia entre el nivel que corresponde al punto medio de la barra (elemento B_2) y el nivel correspondiente a un punto inmediatamente posterior al impulso compuesto (elemento F). En las figs. 1 y 2 estos puntos se designan b_2 y b_1 , respectivamente. Se expresará como un porcentaje de la amplitud nominal de la barra (0,7 V para las señales de los sistemas de 625 líneas, 0,714 V para las señales de los sistemas de 525 líneas).

2.2 Error en la amplitud de la barra de luminancia

Diferencia entre la amplitud real medida de la barra de luminancia y su valor nominal (0,7 V para las señales de los sistemas de 625 líneas, 0,714 V para las señales de los sistemas de 525 líneas), expresada en porcentaje del valor nominal.

2.3 Inclinación de la barra

Se define la inclinación de la barra de luminancia como la diferencia entre el nivel de la barra de luminancia en un punto situado $1\ \mu\text{s}$ después del punto de semiamplitud de su frente anterior (punto b_3 en las figs. 1 y 2), y el nivel de dicha barra en un punto situado $1\ \mu\text{s}$ antes del punto de semiamplitud de su frente posterior (punto b_4 en las figs. 1 y 2), expresada en porcentaje de la amplitud de la barra. La diferencia es positiva si b_4 es mayor que b_3 .

Nota. — El parámetro «inclinación de la barra» definido permite realizar, mediante dispositivos automáticos, una medición específica de una forma particular de distorsión con duración de una línea, a saber, la diferencia de nivel de la barra de línea en dos puntos específicos de referencia. Esta medición es diferente a las de la distorsión de una forma de onda con duración de una línea descrita en la Recomendación 567 (punto C.3.5.1.3 y anexo III a la parte C, punto 2.1) en las que se mide la diferencia máxima de nivel en cualquier punto situado entre puntos definidos de referencia.

2.4 Distorsión de la línea de base

La distorsión de la línea de base se define como la diferencia entre el nivel de la señal en el punto b_7 , que está situado después del punto de semiamplitud del frente posterior de la barra (elemento B_2), a una distancia de 400 ns en los sistemas de 625 líneas y de 500 ns en los sistemas de 525 líneas (véanse las figs. 1 y 2), y un punto de referencia b_1 situado antes del comienzo de la escalera de la línea 17 (véanse también las figs. 1 y 2).

Esa diferencia se expresa como porcentaje de la amplitud de la barra de luminancia y debe medirse después de limitar la anchura de banda de la señal (véase la nota). La diferencia es positiva si el nivel de la señal en el punto b_7 es superior al nivel en el punto de referencia b_1 .

Nota. — La limitación puede obtenerse utilizando una red cuyo diseño se basa en la «Solución 3» descrita en [Thomson, 1952] que tiene su primer cero en 3,3 MHz, o por una técnica equivalente.

2.5 Error en la relación entre el impulso $2T$ y la barra

El error en la relación entre el impulso $2T$ en seno cuadrado y la barra se define como la diferencia entre las amplitudes del impulso $2T$ (elemento B_1) y la amplitud de la barra de luminancia (elemento B_2) expresada en porcentaje de la amplitud de la barra de luminancia. La amplitud de la cresta del impulso $2T$ está referida a un punto de referencia b_1 (véase la nota) (figs. 1 y 2) situado antes del primer peldaño de la escalera. La diferencia es positiva si la amplitud del impulso $2T$ es superior a la amplitud de la barra.

Nota. — Para evitar los errores debidos a la inclinación de la barra, puede resultar preferible emplear exclusivamente para la medición del error en la relación impulso $2T$ / barra, un punto de referencia, definido de forma que esté en el nivel medio lineal de la señal de prueba de inserción en los intervalos de tiempo de 2 a $1\ \mu\text{s}$ antes y de 1 a $2\ \mu\text{s}$ después del impulso $2T$.

2.6 Distorsión de la forma del impulso $2T$

Esta definición requiere ulteriores estudios.

2.7 Desigualdad de ganancia crominancia-luminancia

Diferencia entre la amplitud de cresta a cresta de la componente de crominancia de los elementos G , G_1 , G_2 , y la amplitud de la barra de luminancia (elemento B_2) expresada en porcentaje de la amplitud de la barra de luminancia. La diferencia es positiva si la amplitud de la componente de crominancia es superior a la amplitud de la barra. Se observará que, en el caso de los sistemas de 525 líneas, la amplitud nominal del elemento G es de 80 unidades IRE, factor que debe tomarse en consideración al normalizar los resultados.

Si, por cualquier razón, no se dispone de los elementos de señal G , G_1 o G_2 , puede hacerse la medición con la componente de crominancia del elemento F .

2.8 Desigualdad del retardo crominancia-luminancia

Diferencia de tiempo (expresada en nanosegundos) entre las componentes de luminancia y de crominancia del impulso compuesto (elemento F). La diferencia es positiva si el eje de simetría de la componente de crominancia demodulada muestra retardo respecto del eje de simetría de la componente de luminancia.

2.9 No linealidad de la luminancia

La no linealidad de la luminancia debe medirse en la escalera de la línea 17 (elemento D_1 para los sistemas de 625 líneas, D_2 para los de 525 líneas), y se define como la diferencia entre las amplitudes máxima y mínima de los escalones, expresada en porcentaje de la amplitud máxima. Como, en este caso, el signo carece de significación, se toma siempre como positivo.

2.10 Ganancia diferencial

Se determina evaluando la modulación de amplitud de la subportadora de crominancia superpuesta a la escalera del elemento D_2 .

En la Recomendación 567 se define la ganancia diferencial en función de dos parámetros $+x$, $-y$, que representan las diferencias máximas (de cresta) de amplitud entre la subportadora en los peldaños de la señal de prueba recibida y la subportadora en el nivel de supresión, expresadas como porcentaje de esta última. En el caso de una característica monótona, x o y serán igual a cero.

Las expresiones siguientes permiten obtener los valores de x e y :

$$x = 100 \left| \frac{A_{m\acute{a}x}}{A_0} - 1 \right| \quad y = 100 \left| \frac{A_{m\acute{i}n}}{A_0} - 1 \right|$$

donde

A_0 : amplitud de la subportadora recibida en el peldaño del nivel de supresión del elemento D_2 ,

$A_{m\acute{a}x}$: valor máximo de la subportadora en cualquier peldaño,

$A_{m\acute{i}n}$: valor mínimo de la subportadora en cualquier peldaño.

Para mediciones automáticas se aceptan dos métodos alternativos para expresar los resultados, a saber:

- Ganancia diferencial de cresta, que se define por $+x$ o $-y$, en función del parámetro de mayor magnitud.
- Ganancia diferencial cresta a cresta, que se define como $x + y$.

Nota. — Algunas administraciones prefieren medir la ganancia diferencial cresta a cresta utilizando $A_{m\acute{a}x}$ en lugar de A_0 . La fórmula empleada es:

$$x + y = 100 \left| \frac{A_{m\acute{a}x} - A_{m\acute{i}n}}{A_{m\acute{a}x}} \right|$$

Los resultados obtenidos con este método diferirán sólo ligeramente de los definidos anteriormente, si la magnitud de la distorsión no es excesiva.

2.11 Fase diferencial

Se determina la fase diferencial calculando la modulación de fase de la subportadora de crominancia superpuesta a la escalera del elemento D_2 (fig. 5: 625 líneas; fig. 2: 525 líneas).

En la Recomendación 567 se define la fase diferencial en función de dos parámetros, $+x$, $-y$, que representan las diferencias máximas de fase entre la subportadora en los peldaños de la señal de prueba recibida y la subportadora en el nivel de supresión, expresadas como porcentaje de esta última. En el caso de una característica monótona, x o y serán igual a cero.

x e y pueden determinarse a partir de las expresiones siguientes:

$$x = |\Phi_{m\acute{a}x} - \Phi_0| \quad y = |\Phi_{m\acute{i}n} - \Phi_0|$$

donde

Φ_0 : fase de la subportadora en el peldaño del nivel de supresión del elemento D_2 ,

$\Phi_{m\acute{a}x}$: valor máximo de la fase de la subportadora en cualquier peldaño,

$\Phi_{m\acute{i}n}$: valor mínimo de la fase de la subportadora en cualquier peldaño.

Para mediciones automáticas se aceptan dos métodos alternativos para expresar los resultados, a saber:

- a) Fase diferencial de cresta, que se define por $+x$ o $-y$, en función del parámetro de mayor magnitud.
- b) Fase diferencial de cresta a cresta, que se define como $x + y$.

2.12 Intermodulación crominancia-luminancia

La intermodulación crominancia-luminancia se mide en los elementos G , G_1 o G_2 , después de suprimir la subportadora de crominancia de llegada. Se define como la diferencia entre la amplitud de la luminancia en el elemento G_1 , o en la última sección del elemento G o G_2 (b_5 en las figs. 3 y 4), y la amplitud de la sección siguiente (b_6 en las figs. 3 y 4), en la que la señal de prueba carece de subportadora. Se expresa en porcentaje de la amplitud de la barra de luminancia (elemento B_2), y su signo es positivo si la amplitud de la luminancia del elemento b_5 es superior a la de la luminancia del elemento siguiente, b_6 .

Nota. — Para medir este parámetro, algunas administraciones utilizan el elemento F en vez de G , G_1 o G_2 . En tal caso, para medir la amplitud de la componente de luminancia del impulso compuesto (elemento F) se suprime previamente la subportadora de crominancia de llegada. El resultado vendrá dado por la diferencia entre la amplitud de la luminancia del impulso compuesto y la semiamplitud de la barra de luminancia, expresada en porcentaje de la amplitud de la barra. La diferencia es positiva si la amplitud de la componente del impulso compuesto es superior a la semiamplitud de la barra de luminancia. En algunos casos, el resultado puede diferir del correspondiente al método preferido, pues el elemento de señal F no es tan idóneo como el elemento G para medir esta distorsión.

2.13 No linealidad de amplitud de crominancia; medición en dos niveles

Este parámetro se mide en el elemento G o G_2 . Su valor, expresado en porcentaje, con un signo, se define como:

$$\frac{(V_3 - 5V_1)}{V_3} \times 100 \text{ para señales de 625 líneas}$$

$$\frac{(V_3 - 4V_1)}{V_3} \times 100 \text{ para señales de 525 líneas}$$

donde V_1 y V_3 son, respectivamente, las amplitudes cresta a cresta de las secciones primera y última del elemento G o G_2 .

2.14 No linealidad de fase de crominancia; medición en dos niveles

Este parámetro debe medirse en el elemento G o G_2 . Su valor, expresado en grados, con un signo, se define por:

$$\Phi_3 - \Phi_1$$

donde Φ_3 y Φ_1 son, respectivamente, las fases de las secciones última y primera del elemento G o G_2 .

2.15 Relación señal/ruido aleatorio

2.15.1 Relación señal/ruido aleatorio no ponderado

Relación, expresada en decibelios, entre la amplitud de la barra de luminancia (elemento B_2) y el valor eficaz del ruido aleatorio medido en una línea específica, o parte de esa línea (línea 22, o facultativamente las líneas 22 y 335, en el caso de señales de sistemas de 625 líneas). Se supone que la banda de paso del ruido está limitada por el filtro de paso bajo definido en la Recomendación 567, anexo II a la parte C. La limitación en frecuencias más bajas se efectuará mediante un filtro de paso alto a 200 kHz con una pendiente de 20 dB por década (véase la nota).

Para suprimir cualquier ruido periódico en la frecuencia de la subportadora, se puede utilizar un filtro de ranura (véase la nota).

Para señales de sistemas de 625 líneas, la respuesta amplitud/frecuencia del filtro debiera ser la indicada en la fig. 8; se ha propuesto una posible realización del filtro en forma de red de impedancia constante [CCIR, 1978-82a].

Nota. — El límite superior se selecciona de forma que se elimine el ruido que se produce fuera de la banda deseada de la señal de video. El filtro de paso alto y el filtro de ranura se utilizan para reducir al mínimo los efectos del ruido periódico en frecuencias bajas y en la frecuencia de la subportadora, respectivamente. El filtro de paso alto a 200 kHz se ha especificado además para que reduzca al mínimo los errores de medición causados por la distorsión de las señales residuales durante el periodo de medición.

Se señala a la atención que el filtro de paso alto y el filtro de ranura modifican la composición espectral del ruido aleatorio y, por consiguiente, modifican su valor eficaz o cuasi cresta a cresta. En el cuadro I se indican los factores de conversión en dB establecidos para un ruido cuyo espectro se ha limitado idealmente a 5 MHz [CCIR, 1978-82b].

2.15.2 *Relación señal/ruido aleatorio ponderado*

Se define como en el punto 2.15.1, pero incluyendo en el dispositivo de medición la red de ponderación unificada que se describe en la Recomendación 567 del CCIR.

2.15.3 *Relación señal/ruido de cuasi cresta a cresta*

La relación señal/ruido de cuasi cresta a cresta es la relación entre la amplitud de la barra de luminancia (elemento B_2) y el valor superado por la excursión de la tensión de ruido durante un porcentaje específico del tiempo de análisis (véanse las notas 1 y 2). Esta relación puede medirse con ponderación o sin ponderación. La comparación entre esos parámetros y los definidos en los puntos 2.15.1 y 2.15.2 tiene por objeto comprobar el carácter gaussiano del ruido. La relación se expresará en dB.

Nota 1. — El límite superior se selecciona de forma que se elimine el ruido que se produce fuera de la banda deseada de la señal de video. El filtro de paso alto y el filtro de ranura se utilizan para reducir al mínimo los efectos del ruido periódico en frecuencias bajas y en la frecuencia de la subportadora, respectivamente. El filtro de paso alto a 200 kHz se ha especificado además para que reduzca al mínimo los errores de medición causados por la distorsión de las señales residuales durante el periodo de medición.

Se señala a la atención que el filtro de paso alto y el filtro de ranura modifican la composición espectral del ruido aleatorio, y por consiguiente, modifican su valor eficaz o cuasi cresta a cresta. En el cuadro I se indican los factores de conversión en dB establecidos para un ruido cuyo espectro se ha limitado idealmente a 5 MHz [CCIR, 1978-82b].

Nota 2. — Se necesita ulterior estudio para especificar este porcentaje.

2.16 *Relación señal/ruido periódico de crominancia*

Se medirá este parámetro en la parte de la señal utilizada en el punto 2.15. Se define como la relación entre la amplitud de la barra de luminancia (elemento B_2) y la amplitud cresta a cresta de las señales no deseadas en una anchura de banda total a 3 dB, de 0,2 MHz, centrada en la frecuencia apropiada de la subportadora de crominancia, como en el punto 2.15. El resultado se expresa en decibelios.

2.17 *Errores en baja frecuencia*

Este parámetro se define como la amplitud cresta a cresta de las fluctuaciones del nivel de supresión. Se mide en una banda comprendida entre 10 Hz y 2 kHz y se expresa en porcentaje de la amplitud de la barra de luminancia (elemento B_2). Para más información, véase [CCIR, 1974-78].

2.18 *Error en la amplitud del sincronismo*

Diferencia entre la amplitud real de las señales de sincronismo y su valor normalizado (es decir, 3/7 de la amplitud de la barra de luminancia para los sistemas de 625 líneas y 4/10 de la amplitud de la barra de luminancia para los de 525 líneas) (véase la nota 1), expresada en porcentaje del valor normalizado. La diferencia es positiva si los impulsos de sincronismo son superiores al valor normalizado.

Para que pueda efectuarse la medición, incluso en presencia de señales de sonido en sincronismo (SIS), la amplitud del sincronismo debe medirse en el punto medio del último impulso ancho de cada trama (punto b_8 de la fig. 6) (véase la nota 2).

Nota 1. — En el punto 2.1 se ha definido la amplitud de la barra de luminancia.

Nota 2. — Para evitar el error debido a la inclinación de la trama, puede ser preferible emplear exclusivamente para la medición del error en la amplitud del sincronismo un punto de referencia situado en el punto b_9 de la fig. 6 para cada trama.

2.19 *Error en la amplitud de referencia de la crominancia*

Este parámetro se refiere a la variación de la amplitud de la subportadora de crominancia que se produce en la región del nivel de supresión. Se define como la diferencia, expresada en porcentaje, entre la amplitud cresta a cresta de la subportadora de crominancia en el peldaño del nivel de supresión del elemento D_2 y su valor normalizado (es decir, 4/10 de la amplitud de la barra de luminancia) (véase la nota 1 del punto 2.18). La diferencia es positiva si la amplitud de la subportadora de crominancia en el peldaño del nivel de supresión es superior al valor normalizado.

2.20 *Característica ganancia/frecuencia*

2.20.1 *Rizado de cresta de la señal multirráfaga*

Esta magnitud se define a partir de dos números x e y , que representan las diferencias máximas (de cresta) entre las amplitudes de las ráfagas de la señal de prueba C (véase la nota 1) y una magnitud de referencia A_0 , expresada en porcentaje de A_0 .

En las señales de los sistemas de 625 líneas, A_0 es la amplitud de cresta a cresta del elemento C_1 (véase la fig. 7).

En las señales de los sistemas de 525 líneas, A_0 es igual a la mitad de la amplitud de la barra de luminancia definida en el punto 2.1 anterior (véase la nota 2).

x e y pueden determinarse mediante las expresiones siguientes:

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

donde $A_{\max}$ y $A_{\min}$ son, respectivamente el valor máximo y mínimo de la amplitud de cresta a cresta de las ráfagas correspondientes (véase la nota 3), medidas en el punto medio de su duración.

La ondulación de cresta de la señal multirráfaga se define o bien por $+x$ o bien por $-y$, dependiendo del parámetro que, en valor absoluto, sea mayor.

Nota 1. — En las señales de los sistemas de 625 líneas, no se toma en cuenta para la medición la última ráfaga (de frecuencia 5,8 MHz).

Nota 2. — Se necesita ulterior estudio para comprobar si, como solución alternativa, puede también entenderse que A_0 deriva del elemento de prueba C_1 .

Nota 3. — En las señales de los sistemas de 625 líneas, no se toma en cuenta para la medición la última ráfaga (de frecuencia 5,8 MHz).

2.20.2 Error de amplitud de la ráfaga a n MHz (véase la nota)

Esta magnitud se define como la diferencia, expresada en magnitud y en signo, entre la amplitud cresta a cresta de la ráfaga a n MHz y la magnitud A_0 de referencia (arriba definida), expresada en porcentaje de A_0 .

Nota. — Con n se designa la frecuencia de la ráfaga que se toma en consideración. También en este caso se aplica la nota 1 del punto 2.20.1.

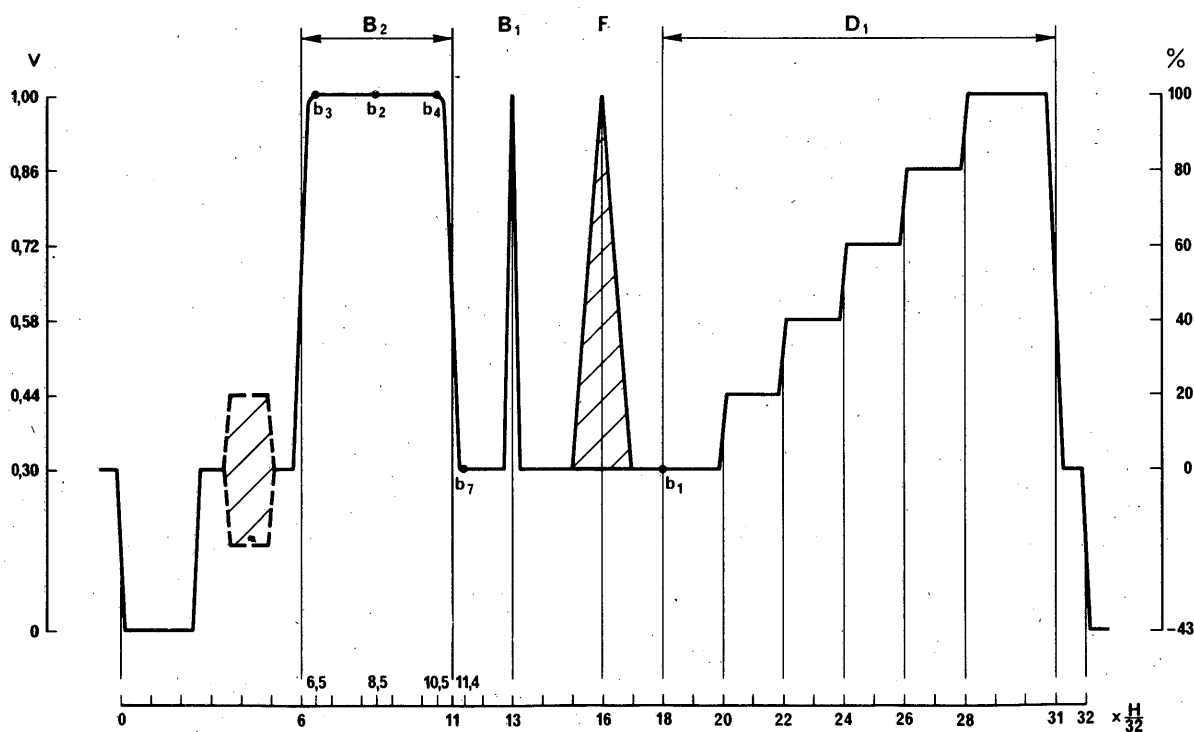


FIGURA 1 — Línea 17 para los sistemas de 625 líneas

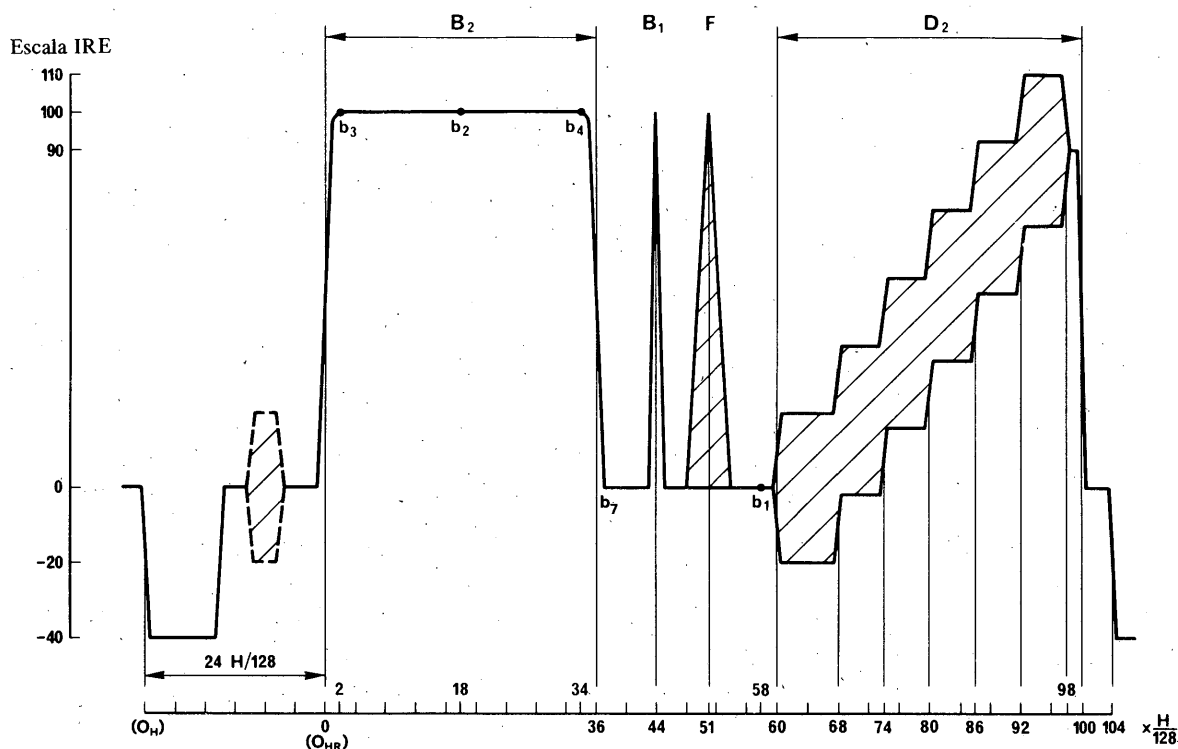


FIGURA 2 – Línea 17 de la trama 1 para los sistemas de 525 líneas

Nota. – La mayoría de las administraciones reservan la línea 17 para la inserción de señales de prueba internacionales. En el Informe 314 figura información sobre la asignación actual de las líneas reservadas para insertar señales especiales.

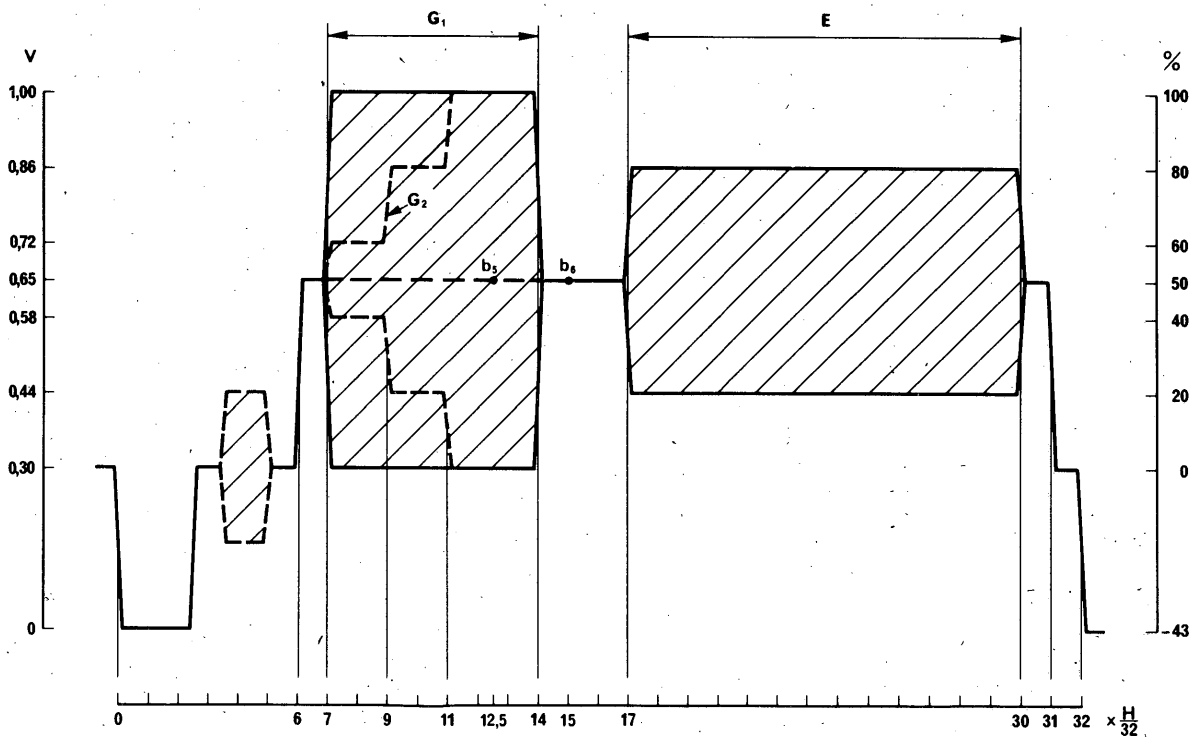


FIGURA 3 – Línea 331 para los sistemas de 625 líneas

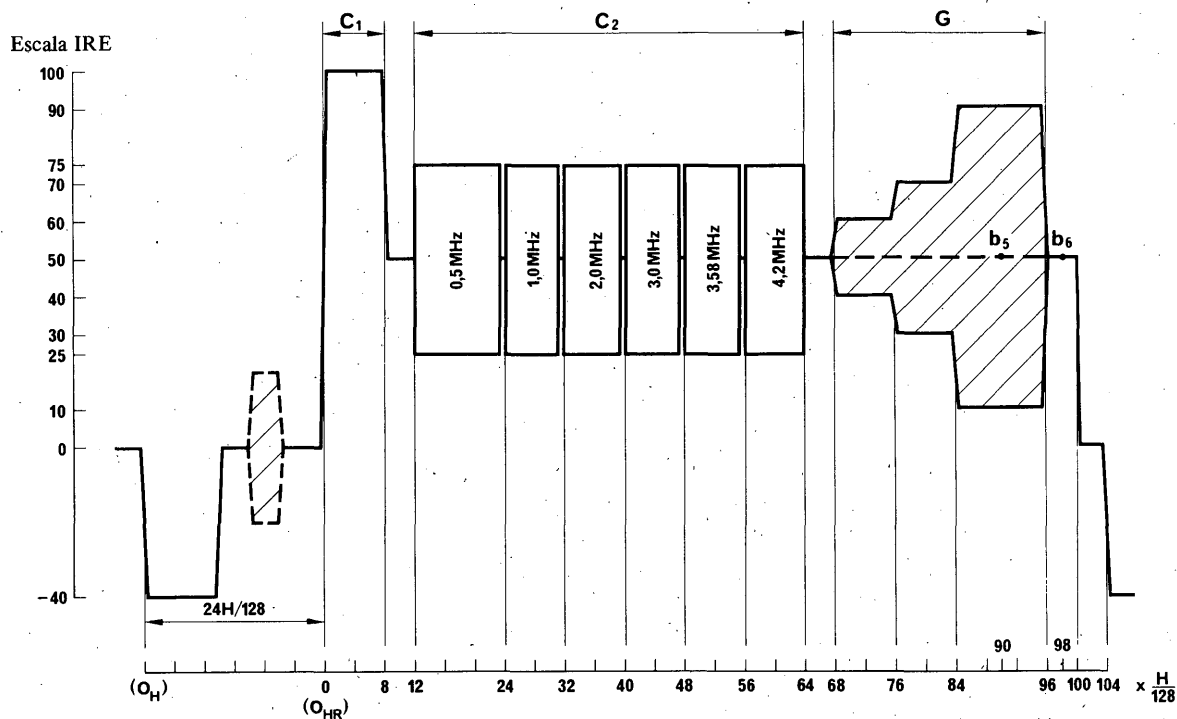


FIGURA 4 – Línea 17 de la trama 2 para los sistemas de 525 líneas

Nota. – La mayoría de las administraciones reservan la línea 17 para la inserción de señales de prueba internacionales. En el Informe 314 figura información sobre la asignación actual de las líneas reservadas para insertar señales especiales.

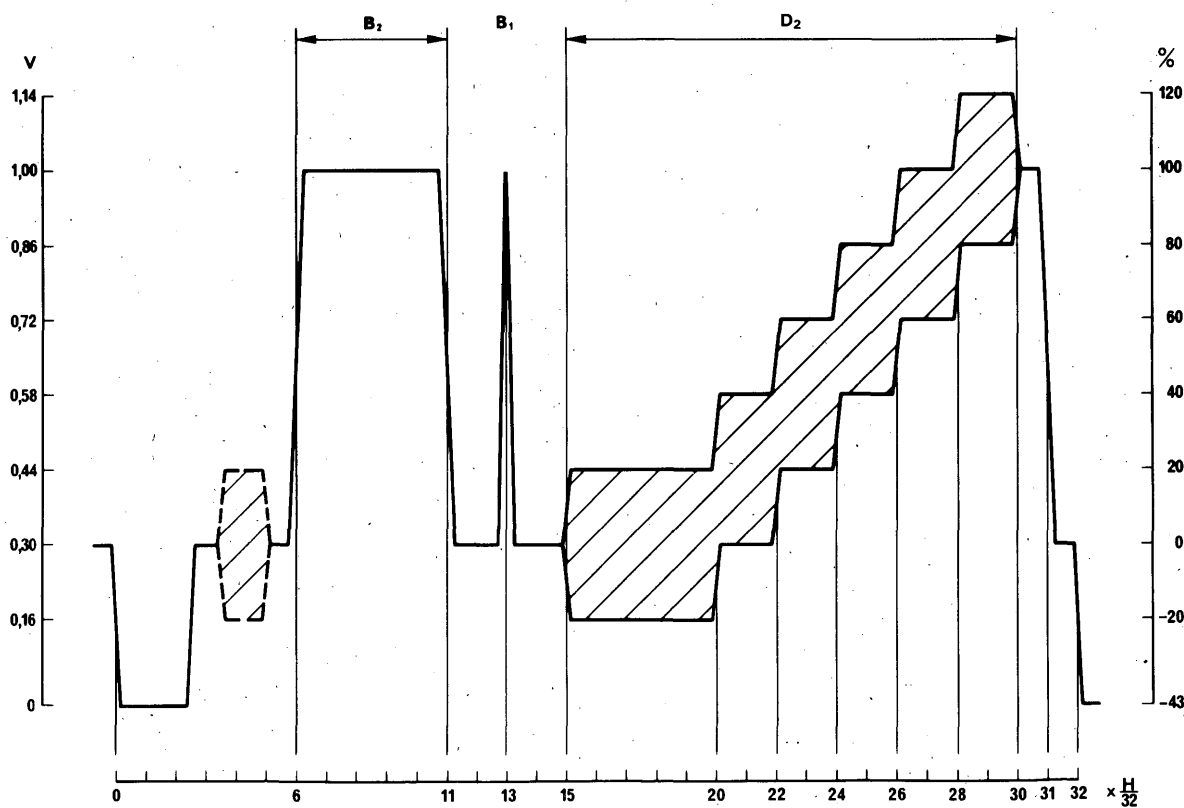


FIGURA 5 – Línea 330 para los sistemas de 625 líneas

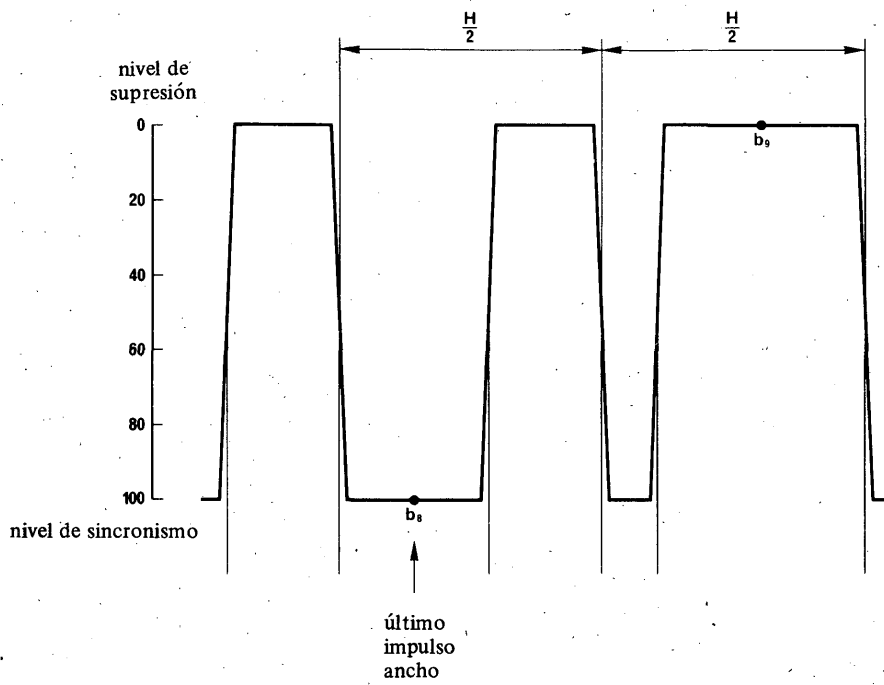


FIGURA 6 – Puntos de medición para el error en la amplitud del sincronismo durante el periodo del impulso de igualación

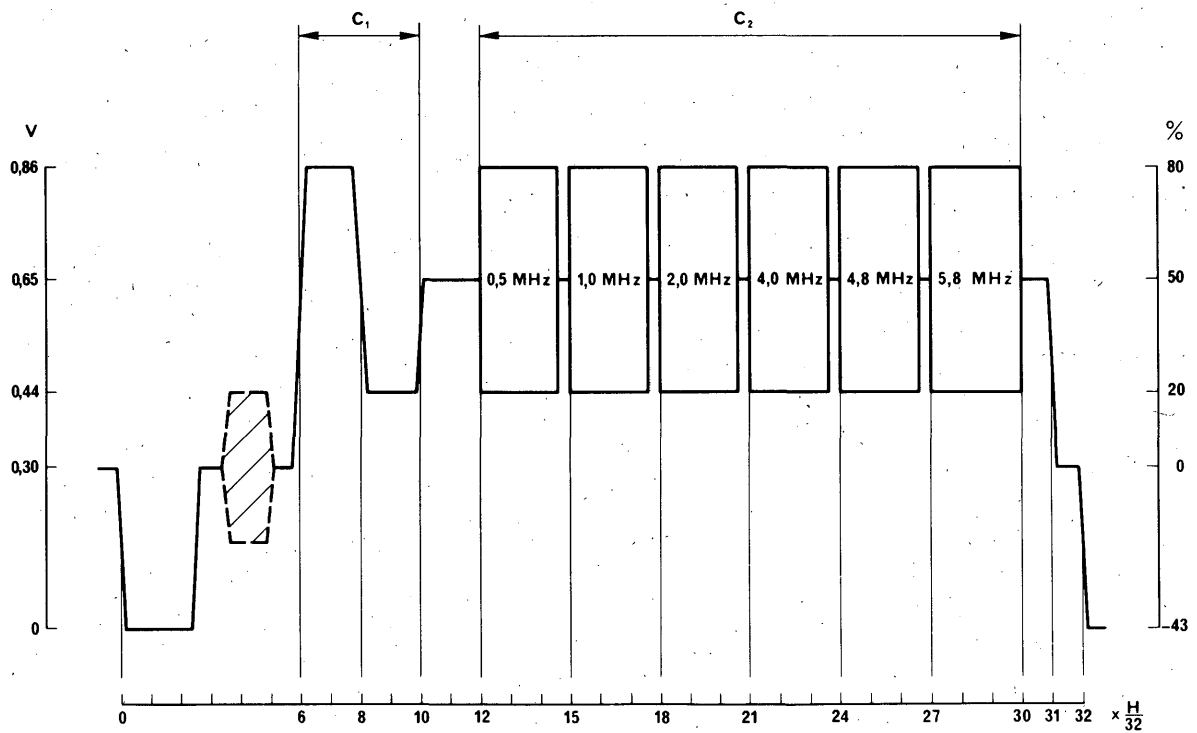


FIGURA 7 – Línea 18 para los sistemas de 625 líneas

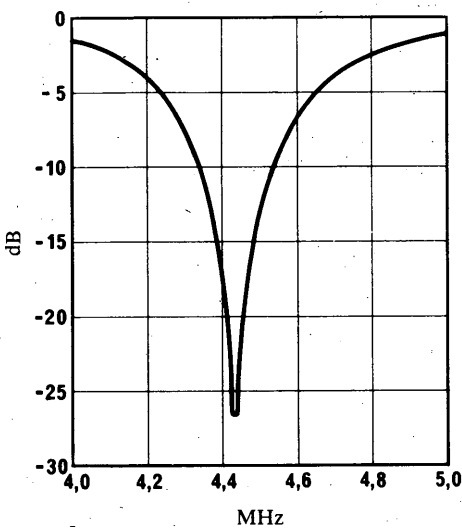


FIGURA 8 – Respuesta del filtro de ranura en la frecuencia de la subportadora para los sistemas de 625 líneas

Anchura de banda entre puntos a 3 dB: 600 kHz
Atenuación a 4,43 MHz $\geq$ 26 dB

CUADRO I – Valores teóricos de los factores de conversión en dB (valores redondeados al décimo de dB)

		Filtro de paso alto de 200 kHz, 20 dB/década	Filtro de ranura para la subportadora; anchura de banda a 3 dB = 600 kHz
Ruido blanco	sin ponderación	0,3	0,7
	con ponderación	1,3	0,2
Ruido triangular	sin ponderación	0,0	1,8
	con ponderación	0,0	1,3
Ruido triangular desacentuado	sin ponderación	0,0	1,6
	con ponderación	0,0	0,9

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

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

Documentos del CCIR

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

[1978-82]: a. CMTT/270 (Alemania (República Federal de)); b. CMTT/41 (Francia).

BIBLIOGRAFÍA

Documentos del CCIR

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

RECOMENDACIÓN 570 *

**UTILIZACIÓN DE UNA SEÑAL DE PRUEBA NORMALIZADA
COMO CARGA CONVENCIONAL DE UN CANAL DE TELEVISIÓN**

(Programa de Estudios 15E/CMTT)

(1978)

El CCIR,

CONSIDERANDO

- a) que se puede utilizar un canal de transmisión común para una o más señales de televisión y uno o más canales radiofónicos o telefónicos;
- b) que, debido a la distorsión que se produce en el canal común, las señales aplicadas a uno o más canales de televisión pueden dar lugar a señales interferentes en otros canales;
- c) que en el Informe 375 se llama la atención acerca de la necesidad de cargar el canal de televisión con una señal de prueba normalizada cuando se efectúen mediciones o cálculos, cuando se transmite un programa radiofónico por un sistema de relevadores radioeléctricos destinado a la televisión;
- d) que existe un problema similar para sistemas por cable como los descritos en la Recomendación J.73 del CCITT o el estudiado en el marco de la Cuestión 20/XV del CCITT (1976-80);
- e) que se necesita una señal de prueba especial para uso como carga convencional en un canal de televisión cuando se mide, calcula o especifica el ruido en otros circuitos establecidos en un trayecto común del canal o canales de televisión;
- f) que sería preferible que dicha señal de prueba normalizada fuera una señal de utilización ya generalizada o que pudiera ponerse rápidamente a disposición de los usuarios y constructores de los sistemas de transmisión considerados;
- g) que también sería preferible que dicha señal de prueba normalizada resultara representativa de una amplia variedad de señales de video de probable utilización práctica, y debiera contener información de crominancia y una componente de la frecuencia de trama,

RECOMIENDA, POR UNANIMIDAD:

1. Que se utilice como señal de prueba normalizada para la carga convencional de un canal analógico de televisión en color, la señal compuesta de prueba de barra de color adecuada para la norma de televisión en color que deba transmitirse.
2. Que, según la nomenclatura de la Recomendación 471, las amplitudes de luminancia y crominancia de la señal de prueba de barra de color utilizada como carga convencional sean 100/0/75/0 para la norma 625/50.
3. Que los países que utilizan la norma 525/60 empleen una señal de barra de color del tipo de trama dividida para la carga convencional. Las barras de color ocupan la mayor parte de las líneas activas y tienen la característica siguiente: 75/7,5/75/7,5.

En el sistema de trama dividida, las barras de color van acompañadas por una barra de cresta del blanco en todas las líneas activas que no encaminan las barras de color. Constituyen un ejemplo las barras de color RS-189-A de la Electronic Industries Association (Estados Unidos de América).

4. Que las barras de color se dispongan por orden decreciente de luminancia, según la utilización corriente.
- Nota 1.* — La elección de señales de prueba normalizadas para utilizar como carga convencional de canales analógicos de televisión, utilizados sólo para transmisión de televisión en blanco y negro, y de canales digitales, utilizados tanto para transmisiones de televisión en blanco y negro como en color, deberá ser objeto de estudios complementarios.

Nota 2. — La señal de prueba de barra de color con un grado de saturación adecuado es representativa de la carga del circuito debida a las señales producidas por los estudios. Sin embargo, no es representativa de algunas señales de prueba, de señales correspondientes a imágenes generadas electrónicamente ni de algunas señales de datos y otras señales especiales, cuyos efectos perturbadores en otros canales del mismo trayecto soporte pueden ser superiores a los de las señales generadas por una cámara. El efecto perturbador debido a las componentes espectrales de esas señales especiales ha de experimentarse valiéndose de las propias señales.

Nota 3. — Las administraciones que procedan a mediciones del efecto perturbador de una señal de televisión sobre otras que comparten el mismo trayecto soporte han de tener en cuenta la estabilidad relativa de las frecuencias portadoras de los circuitos perturbador y perturbado en el canal soporte común.

* Esta Recomendación debe ponerse en conocimiento de la Comisión de Estudio XV del CCITT y de las Comisiones de Estudio 4 y 9 del CCIR.

RECOMENDACIÓN 720*

MÉTODOS DE MEDICIÓN Y PROCEDIMIENTOS DE PRUEBA PARA SEÑALES DE TELETEXO

(Cuestión 21/CMTT y Programa de Estudios 21C/CMTT)

(1990)

El CCIR,

CONSIDERANDO

- a) que en el Informe 956, apéndice I a la parte 1, figuran definiciones conceptuales de los parámetros propuestos de las señales de datos;
- b) que dicho Informe 969 está destinado a identificar métodos de mediciones y procedimientos de prueba para verificar la degradación de señales especiales resultantes de la transmisión por circuitos de televisión;
- c) que las mediciones operativas de las señales teletexto no necesitan señales de pruebas especiales, porque pueden efectuarse en las líneas de teletexto normales;
- d) que la medición automática de señales teletexto satisfacen las necesidades del personal de explotación y facilita el análisis de los resultados;
- e) que las definiciones dadas en esta Recomendación pueden ser aplicables a otros servicios de datos,

RECOMIENDA, POR UNANIMIDAD:

Que, cuando se utilicen equipos de medición para medir señales de teletexto, las definiciones utilizadas para cuantificar los parámetros sean las indicadas en el anexo I.

ANEXO I

1. Introducción

La necesidad de cada una de las mediciones descritas en esta Recomendación (y posiblemente otras mediciones) dependerá del tipo de planta exterior en uso y de la política de las administraciones.

No se necesitan señales de pruebas especiales para satisfacer los requisitos de esta Recomendación.

Las definiciones de parámetros se han concebido específicamente para cumplir los requisitos de equipos de medición automáticos, y son también adecuadas para mediciones manuales.

Con el fin de reducir la influencia de las distorsiones no lineales, la señal se limitará en banda antes de la medición a una frecuencia entre el límite superior del sistema de televisión y el reloj de teletexto.

Debido a la naturaleza aleatoria de las señales de teletexto, los resultados presentarán algunas fluctuaciones entre mediciones sucesivas.

2. Definición de términos

En este punto se definen términos que se utilizan en el § 3 para definir los parámetros de medición.

2.1 Valor medio de estabilización del reloj

El valor medio de la estabilización del reloj se define como el nivel medio de la forma de ondas del ciclo de estabilización del reloj excluidos los dos primeros bits.

2.2 Nivel todos ceros

El nivel todos ceros es el nivel resultante de un tren continuo de impulsos de «ceros». A los efectos de la medición, el nivel todos ceros se define como el nivel medio del pórtico posterior dentro de la duración nominal de la ráfaga de color.

* Esta Recomendación debe señalarse a la atención de la CEI y de la Comisión de Estudio 11.

2.3 Nivel todos unos

El nivel todos unos es el nivel resultante de un tren continuo de impulsos de «unos». A los efectos de la medición, el nivel todos unos se define como dos veces el valor medio de la estabilización del reloj menos el nivel todos ceros.

2.4 Amplitud básica

La amplitud básica es la diferencia entre el nivel todos unos y el nivel todos ceros.

2.5 Amplitud nominal de la señal de teletexto

La amplitud nominal de la señal de teletexto se define como un porcentaje fijo de la amplitud de la barra de luminancia y representa la amplitud ideal de «1» binario en cualquier sistema de teletexto (fig. 1). Si no está presente ninguna señal de barra luminante, se utiliza el valor nominal de la señal de barra de luminancia.

Nota — La amplitud de la barra de luminancia se define en la Recomendación 569. La relación entre la amplitud nominal de la señal de teletexto y la amplitud de la barra de luminancia se define en la Recomendación 653.

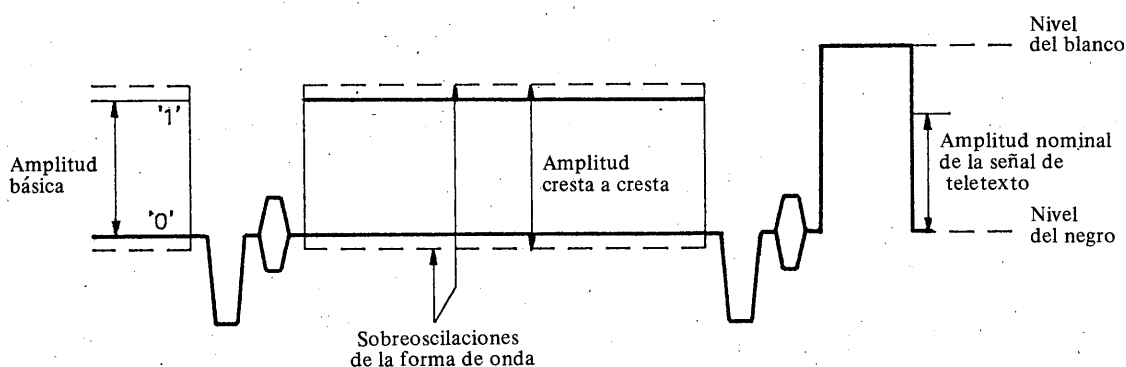


FIGURA 1 — *Parámetros de teletexto*

2.6 Referencia de temporización

La referencia de temporización para cada línea es una secuencia uniforme de instantes de temporización que se derivan únicamente de la sincronización de reloj de esa línea, excluidos los primeros dos bits.

La temporización de estos instantes es tal que coincide con la temporización media de los puntos en que la sincronización atraviesa el valor medio definido en el § 2.5.

2.7 Instantes de muestreo para el margen de decodificación

Los instantes de muestreo para el margen de decodificación se hallan en el punto medio entre los instantes de temporización definidos en el § 2.6.

3. Definición de los parámetros

3.1 Error de amplitud básica

Este parámetro se define como la diferencia entre la amplitud básica y la amplitud nominal de la señal de teletexto expresada como porcentaje de esta última. Empleando las abreviaturas de la fig. 1, el error de amplitud básica es:

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

3.2 Amplitud cresta a cresta

La amplitud cresta a cresta se define como la suma de las sobreoscilaciones sobre el cero y las sobreoscilaciones sobre el uno de la amplitud básica. Se expresa como porcentaje de la amplitud básica (véase la fig. 1).

3.3 Margen de decodificación

El margen de decodificación se define como la diferencia entre el nivel de bit «0» y el nivel de bit «1» más bajo medido en los instantes de muestreo para una proporción de bits erróneos de 10^{-3} . La diferencia se expresa como porcentaje de la amplitud básica.

3.4 Número de bits de sincronización

Este parámetro cuenta el número de bits de sincronización «1» y «0» presentes al principio de la señal de teletexto antes del código de alineación de trama. El resultado será siempre par porque cada bit de sincronización «1» va seguido de un bit «0». La cuenta se inicia con el primer bit cuya amplitud exceda el valor medio de sincronización de reloj.

3.5 Temporización de datos

En el sistema B de teletexto la temporización de datos se define como la diferencia de tiempo entre la cresta del penúltimo bit «1» de la salva de sincronización y el punto de referencia de temporización de línea (véase el Informe 624). En el sistema A de teletexto la temporización de datos se define como la diferencia de tiempo entre el borde anterior de la señal de datos y el punto de referencia de temporización de línea (véase la fig. 2).

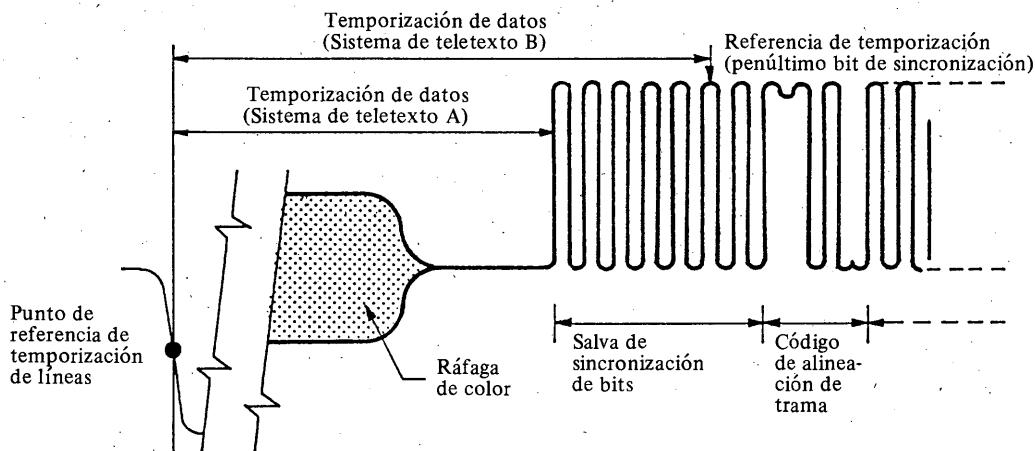


FIGURA 2 — Temporización de datos

BIBLIOGRAFÍA

- CROLL, M.G. [1977] Ceefax measurement techniques. BBC Research Department, Report RD 1977/6.
 DEAN, A. y HUTT, P.R. [septiembre de 1980] NEMESIS - Numerical eye measuring equipment for surveillance of insertion signals, Proc. Eighth International Broadcasting Convention (IBC 80), IEE Conf. Publ. N.º 191.

Documentos del CCIR

[1986-90]: CMTT/34, CMTT/207 (Alemania (República Federal de)).

SECCIÓN CMTT C: NORMAS DE TRANSMISIÓN Y OBJETIVOS DE CALIDAD
DE FUNCIONAMIENTO PARA CANALES
DE PROGRAMAS RADIOFÓNICOS

RECOMENDACIÓN 502-2*

**CIRCUITOS FICTICIOS DE REFERENCIA
PARA TRANSMISIONES RADIOFÓNICAS****

Sistemas terrenales y sistemas del servicio fijo por satélite

(Cuestión 17/CMTT)

(1974-1978-1982)

El CCIR,

CONSIDERANDO

- a) que es necesario definir un circuito ficticio de referencia para facilitar el establecimiento de normas básicas de calidad;
- b) que el circuito ficticio de referencia debe permitir la comparación de los diferentes tipos de circuitos radiofónicos sobre una base común,

RECOMIENDA, POR UNANIMIDAD:

1. Que las principales características del circuito ficticio de referencia para transmisiones radiofónicas por un sistema terrenal (véase la fig. 1), establecido mediante radioenlaces o por cable, sean las siguientes:
 - la distancia total entre puntos de audiofrecuencias (B y C) debe ser de 2500 km;
 - dos puntos intermedios de audiofrecuencia (M y M') dividen el circuito en tres secciones de igual longitud;
 - las tres secciones deberán ser ajustadas por separado, e interconectadas luego sin ningún tipo de ajuste o corrección conjunta.
2. Que las principales características del circuito ficticio de referencia para transmisiones radiofónicas por un sistema del servicio fijo por satélite (véase la fig. 2) sean las siguientes:
 - una sola sección: estación terrena-satélite-estación terrena;
 - un par de equipos de modulación y de demodulación para pasar de banda de base a radiofrecuencia, y de radiofrecuencia a banda de base, respectivamente.

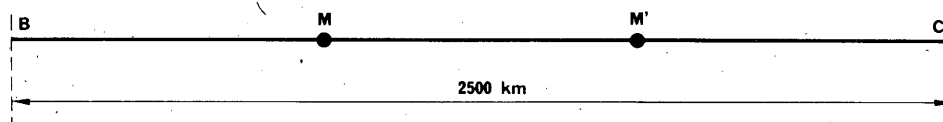


FIGURA 1 – Circuito ficticio de referencia para transmisiones radiofónicas por un sistema terrenal

* Esta Recomendación debe señalarse a la atención de la Comisión de Estudio XVIII del CCITT.

** — Los circuitos ficticios de referencia definidos en esta Recomendación deben aplicarse a los sistemas tanto analógicos como digitales.
— A efectos de mantenimiento, puede ser necesario definir otros circuitos; un ejemplo de éstos figura en el anexo I a la presente Recomendación.

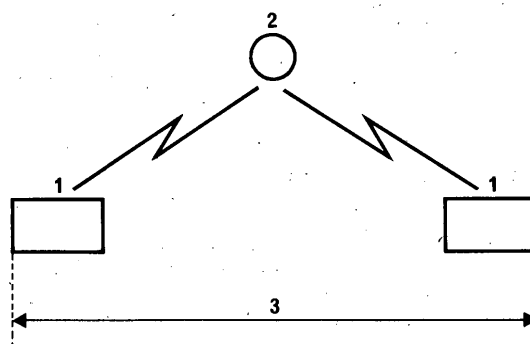


FIGURA 2 – *Circuito ficticio de referencia para transmisiones radiofónicas por un sistema del servicio fijo por satélite*

- 1: Estación terrena
- 2: Estación espacial
- 3: Circuito ficticio de referencia

ANEXO I

EJEMPLO DE UNA CONEXIÓN INTERNACIONAL PARA TRANSMISIONES RADIOFÓNICAS

La fig. 3 ilustra una conexión internacional típica para transmisiones radiofónicas, en la cual:

- el punto A, considerado como el extremo transmisor en la conexión radiofónica internacional, puede ser el punto en el cual se genera el programa (estudio o lugar de retransmisión);
- el punto D, considerado como el extremo receptor en la conexión radiofónica internacional, puede ser un centro de control de programación, o una estación de radiodifusión;
- el circuito radiofónico local AB conecta el punto A a la estación transmisora, punto B, del circuito radiofónico internacional BC;
- el circuito radiofónico local CD conecta el punto C, estación receptora terminal del circuito radiofónico internacional BC, al punto D.

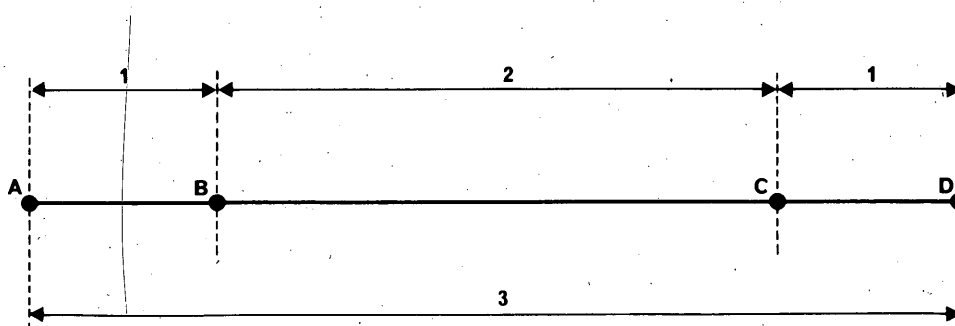


FIGURA 3 – *Conexión radiofónica internacional*

- 1: Circuitos radiofónicos locales
- 2: Circuito radiofónico internacional
- 3: Conexión radiofónica internacional

El circuito ficticio de referencia no debe considerarse idéntico a cualquiera de los circuitos radiofónicos ilustrados más arriba, o definidos en el Tomo IV, Fascículo IV-3 del Libro Rojo del CCITT a fines de mantenimiento. Sin embargo, algunos de estos circuitos pueden presentar la misma estructura que el circuito ficticio de referencia. Tales circuitos son:

- una conexión internacional para transmisiones radiofónicas que comprende tres secciones de audiofrecuencia;
- un circuito radiofónico único compuesto por tres secciones de audiofrecuencia.

En este caso, las normas de calidad establecidas para el circuito ficticio de referencia pueden aplicarse a estos circuitos.

RECOMENDACIÓN 503-4 *

**CARACTERÍSTICAS DE LOS CIRCUITOS RADIOFÓNICOS DEL TIPO
DE 7 kHz (ANCHURA DE BANDA REDUCIDA)****

Circuitos para transmisiones monofónicas de calidad media
(Cuestión 17/CMTT y Programa de Estudios 17G/CMTT)

(1974-1978-1982-1986-1990)

El CCIR,

CONSIDERANDO

- a) que es necesario establecer normas de transmisión para los circuitos radiofónicos;
- b) que los requisitos de calidad del circuito ficticio de referencia se han especificado para transmisiones radiofónicas analógicas;
- c) que deben aprovecharse las ventajas del progreso técnico resultante de la introducción de las técnicas digitales, en particular para circuitos mixtos analógicos y digitales,

RECOMIENDA, POR UNANIMIDAD:

Que, teniendo debidamente en cuenta las limitaciones de aplicación, los equipos para los nuevos circuitos cumplan los requisitos especificados a continuación.

1. Aplicación

Esta Recomendación se aplica a circuitos analógicos homogéneos o a circuitos mixtos analógicos y digitales.

Los requisitos que se indican a continuación se aplican al «circuito ficticio de referencia» (CFR) definido en la Recomendación 502.

Para estimar la calidad de funcionamiento de circuitos más cortos o más largos que el CFR, véase la Recomendación 602.

Nota 1 — Para los circuitos totalmente digitales, podría considerarse la posibilidad de formular otra Recomendación, después de realizar estudios más detallados.

Nota 2 — Para información adicional, puede consultarse el Informe 496, en el que se señalan también algunas diferencias existentes entre las Recomendaciones del CCIR y de la OIRT.

2. Características de los interfaces

2.1 Condiciones de prueba

Cuando deba medirse la calidad de funcionamiento de los circuitos, la salida del sistema se terminará por una carga de prueba simétrica, con una resistencia nominal de 600 Ω .

2.2 Impedancia

Impedancia de entrada del sistema

600 Ω , simétrica ***

Impedancia de salida del sistema, provisionalmente

baja, simétrica

* Esta Recomendación se propone también por la CMTT como revisión de la Recomendación J.23 del CCITT y debe señalarse a la atención de la Comisión de Estudio XV del CCITT.

** a) Para la definición de potencia absoluta, potencia relativa y niveles de ruido, véase la Recomendación 574.

b) Para los sistemas antiguos del tipo de 5 kHz, de 6,4 kHz y de 10 kHz aún en uso, véanse la Recomendación 503-1 (Kyoto, 1978) y la Recomendación 504-2 (Ginebra, 1982).

*** Es necesario continuar el estudio de la tolerancia, de la reactancia admitida y del grado de asimetría.

El nivel de salida en circuito abierto no disminuirá más de 0,3 dB dentro de la gama nominal de frecuencias si la salida está terminada por la carga de prueba especificada.

La parte reactiva de la impedancia de la fuente debe limitarse a 100 Ω como máximo (valor provisional) dentro de la gama nominal de frecuencias.

2.3 Niveles

Nivel máximo a la entrada del circuito radiofónico	+ 9 dBm0s
Ganancia de inserción (1 kHz a -12 dBm0s)	0 dB
Error de ajuste, dentro de	$\pm 0,5$ dB
La variación en 24 h no debe exceder de	$\pm 0,5$ dB
Nivel relativo (véase la Recomendación J.14 del CCITT)	+ 6 dBrs

Si los organismos de radiodifusión desean aplicar tolerancias más estrictas, el organismo de radiodifusión receptor deberá afinar el ajuste insertando correctores adicionales.

3. Calidad de funcionamiento

3.1 Parámetros comunes

3.1.1 Respuesta ganancia/frecuencia

Frecuencia de referencia:	1 kHz (valor nominal)
La respuesta se medirá a:	-12 dBm0s

CUADRO I

Frecuencia (kHz)	Respuesta (dB)
$0,05 \leq f < 0,1$	+1 a -3
$0,1 \leq f \leq 6,4$	+1 a -1
$6,4 < f \leq 7$	+1 a -3

Si los organismos de radiodifusión desean aplicar tolerancias más estrictas, el organismo de radiodifusión receptor deberá insertar correctores adicionales.

3.1.2 Variación del retardo de grupo

La diferencia entre el valor del retardo de grupo en las frecuencias indicadas y el valor mínimo, es:

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

Entre los puntos definidos anteriormente, el límite de tolerancia varía linealmente en un diagrama de retardo/frecuencia (retardo a escala lineal, frecuencia a escala logarítmica).

3.1.3 Ruido

La medición debe efectuarse con un instrumento acorde con la Recomendación 468.

Para los sistemas de relevadores radioeléctricos, los requisitos deberán cumplirse al menos durante el 80% del tiempo total de cualquier periodo de 30 días. Es aceptable un valor adicional más desfavorable en 4 dB durante el 1% del tiempo, y un valor adicional más desfavorable en 12 dB durante el 0,1% del tiempo.

CUADRO II

Ruido	Sistema de transmisión	
	Analógico	Digital (3 codecs en cascada)
Ruido en un canal en reposo, máximo (dBq0ps)	-44	-49
Ruido de modulación radiofónica, máximo (dBq0ps)	-32	-37

El ruido de modulación radiofónica sólo puede presentarse en circuitos radiofónicos equipados con compresor-expansor (por ejemplo, tipos de circuitos correspondientes a la Recomendación J.31 del CCITT).

Este valor de ruido puede medirse mediante una señal auxiliar de prueba sinusoidal a +9 dBm0s/60 Hz que ha de suprimirse mediante un filtro de paso alto ($f_0 \leq 400$ Hz, $a \geq 60$ dB/60 Hz) antes de la serie de mediciones.

En el Informe 493 se indica que si se utiliza un compresor-expansor, será necesaria, una relación señal/ruido más elevada a fin de evitar efectos molestos con determinados programas radiofónicos.

Nota - Para obtener información adicional sobre sistemas digitales véase el Informe 647.

3.1.4 *Interferencia por un solo tono*

Nivel de cualquier tono individual:

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

donde ψ es el factor de ponderación (positivo o negativo) de respuesta del filtro, de conformidad con la Recomendación 468, en la frecuencia concreta.

Durante las transmisiones de programas radiofónicos por sistemas de corrientes portadoras, pueden aparecer residuos de portadora. Por esta razón, pueden intercalarse filtros de corte en el trayecto de la frecuencia portadora, conmutables en caso necesario para suprimir los tonos que de otro modo resultarían audibles en la gama superior de frecuencias entre 8 y 15 kHz. Para un circuito ficticio de referencia, se recomiendan filtros de corte de una anchura de banda entre puntos a 3 dB inferior a 3% de la frecuencia central. Debe evitarse el uso de filtros de corte que afecten a las frecuencias inferiores a 8 kHz.

3.1.5 *Modulación perturbadora debida a la fuente de alimentación*

El nivel de la componente lateral no deseada del nivel más alto, debida a la modulación causada por componentes de interferencia de orden inferior procedentes de la red de alimentación a 50 Hz   60 Hz, será inferior a -45 dBm0s con una señal de prueba de 1 kHz a un nivel de alineación de 0 dBm0s.

3.1.6 *Distorsión no lineal*

3.1.6.1 *Distorsión armónica*

La distorsión armónica se medirá con la señal de entrada a +9 dBm0s.

El tiempo de transmisión de un solo tono en este nivel deberá restringirse de conformidad con las Recomendaciones N.21 y N.23 del CCITT.

La distorsión armónica total (DAT) medida con un instrumento que indique el valor cuadrático medio (rms) verdadero, no superará los siguientes valores:

CUADRO III

Frecuencia de entrada (kHz)	Distorsión armónica total
$0,05 \leq f < 0,1$	2% (–25 dBm0s)
$0,1 \leq f \leq 2,0$	1,4% (–28 dBm0s)

Nota – Si la distorsión armónica total no puede ser medida directamente, se considera que se satisface el requisito si los armónicos segundo y tercero son medidos de manera selectiva y un valor calculado k cumple la relación siguiente:

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

donde:

k_2 : coeficiente del armónico segundo,

k_3 : coeficiente del armónico tercero.

3.1.6.2 Intermodulación

Para señales de entrada de 0,8 kHz y 1,42 kHz, con un nivel de +3 dBm0s, el armónico de diferencia de tercer orden de 0,18 kHz será inferior al 1,4% (–34 dBm0s).

3.1.6.3 Productos de distorsión medidos con ruido conformado (en estudio. El Informe 640-1 (Kyoto, 1978) se refiere a esta cuestión)

3.1.7 Error en la frecuencia restituida (aplicable sólo a sistemas MDF)

El error en audiofrecuencia restituida no debe rebasar 1 Hz.

Nota – Un error máximo de 1 Hz es aceptable en principio cuando sólo existe un trayecto de transmisión simple entre la fuente de señales y la persona que escucha.

Cuando la red de radiodifusión puede comprender dos o más trayectos paralelos, por ejemplo, canales de comentarios y de sonido separados, o emisiones desde transmisores diferentes en la misma frecuencia, pueden producirse unos batidos inaceptables si no se garantiza que el error sea nulo. El CCITT está estudiando los métodos necesarios para cumplir esta condición en todos los sistemas recomendados.

3.1.8 Diafonía inteligible

3.1.8.1 Las relaciones de paradiafonía y telediafonía inteligible entre circuitos radiofónicos o producidas por un circuito telefónico (perturbador) a un circuito radiofónico (perturbado) se medirán selectivamente en el circuito perturbado a las mismas frecuencias de la señal sinusoidal de medición, inyectada en el circuito perturbador, debiendo alcanzar, como mínimo, los valores que se indican a continuación:

CUADRO IV

Frecuencia (kHz)	Atenuación de diafonía
$f < 0,5$	Pendiente de 6 dB/octava
$0,5 \leq f \leq 3,2$	74 dB
$f > 3,2$	Pendiente de –6 dB/octava

3.1.8.2 Las atenuaciones paradiáfónica y telediafónica entre un circuito para transmisiones radiofónicas (circuito perturbador) y un circuito telefónico (circuito perturbado) deberá ser por lo menos de 65 dB.

Nota 1 — Se entiende que éste es un valor definido entre los niveles relativos aplicables a circuitos telefónicos. Se insta a las administraciones a que presenten contribuciones sobre métodos de medición de este parámetro.

Nota 2 — Se señala a la atención de las administraciones que puede ser difícil respetar estos límites en algunos casos, como cuando se utilizan pares no apantallados en un circuito de audiofrecuencia largo (por ejemplo, de unos 1000 km o más), o en determinados sistemas de corrientes portadoras por cables de pares simétricos, o en la gama de frecuencias bajas (por ejemplo, inferiores a unos 100 kHz) o en determinados sistemas de corrientes portadoras por cable coaxial. Si debe evitarse que la calidad de funcionamiento sea inferior a la normal, no deben utilizarse estos sistemas, o parte de los mismos, al constituir canales radiofónicos.

Nota 3 — Cuando existe un ruido de 4000 pW0p o más en el canal telefónico (como puede ocurrir en los sistemas de satélite, por ejemplo) es aceptable una reducida relación de diafonía, de 58 dB, entre un circuito radiofónico y un circuito telefónico.

Nota 4 — Se señala a la atención de las administraciones que puede ser necesario tomar precauciones especiales para respetar los límites de diafonía arriba indicados entre dos circuitos para transmisiones radiofónicas, que ocupen en forma simultánea los canales de ida y de retorno, respectivamente, de un sistema de corrientes portadoras (la disposición más económica), habida cuenta de la diafonía que podría producirse en los equipos terminales de modulación y en los equipos de línea; en efecto, en tales circunstancias ocupan la misma posición en la banda de frecuencias transmitida en línea (véase la Recomendación J.18 del CCITT).

Nota 5 — El valor indicado se basa en la hipótesis de que se empleen señales de prueba sinusoidales. Se halla en estudio el empleo de la señal de prueba descrita en la Recomendación J.19 del CCITT.

Nota 6 — El efecto de la diafonía producida por un circuito radiofónico en un circuito telefónico no es una cuestión de secreto, sino más bien de perturbación subjetiva por una señal interferente cuya naturaleza es sensiblemente diferente de la del ruido aleatorio o de la diafonía múltiple (murmullo).

El desplazamiento de frecuencia adoptado para algunos equipos radiofónicos permite una reducción de la diafonía producida por un circuito telefónico en un circuito radiofónico. Sin embargo, en el sentido opuesto, esta reducción de la diafonía se experimenta sólo para la palabra, pero es prácticamente ineficaz para la música.

3.1.9 *Linealidad de amplitud*

Cuando la señal de entrada de 1 kHz aumenta paso a paso desde -6 dBm0s a +6 dBm0s, o viceversa, el nivel de salida variará en consecuencia en $12 \pm 0,5$ dB.

3.2 *Parámetros adicionales para la transmisión de programas estereofónicos*

Este punto se refiere a los circuitos radiofónicos del tipo de 15 kHz de la Recomendación 505 y por tanto no es aplicable a esta Recomendación.

3.3 *Requisitos adicionales de los sistemas digitales*

3.3.1 Si una señal de prueba está en relación armónica con la frecuencia de muestreo, pueden plantearse dificultades de medición. En este caso, la señal de prueba nominalmente a 1 kHz, debe desplazarse. La Recomendación O.33 del CCITT estipula 1020 Hz.

3.3.2 *Asimetría del nivel de limitación*

La diferencia entre los niveles que llevan a una limitación de la media onda positiva o negativa de la señal de prueba no rebasará 1 dB.

3.3.3 *Intermodulación con la señal de muestreo*

Los productos de intermodulación (f_d) causados por no linealidades pueden darse en el canal de sonido cuando la señal de muestreo (f_0) se combina con señales de audiofrecuencia transmitidas en la banda (f_i) o señales interferentes fuera de banda (f_a).

3.3.3.1 *Intermodulación en la banda*

Se aplica la siguiente regla de combinación: $f_d = f_0 - nf_i$.

Sólo tienen importancia los valores de $n = 2$ ó 3 .

La diferencia de nivel entre una señal de 0 dBm0s (f_i) y los productos de intermodulación (f_d) no será menor de 40 dB.

Basta con imponer la restricción siguiente a los valores de f_i y de f_d :

CUADRO V

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

3.3.3.2 Intermodulación fuera de banda

Se aplica la siguiente regla de combinación: $f_d = nf_0 \pm f_a$.

Sólo tienen importancia los valores de $n = 1$ ó 2 .

La diferencia de nivel entre una señal de 0 dBm0s (f_a) y los productos de intermodulación (f_d) no será menor de 60 dB.

Basta con imponer la restricción siguiente a los valores de f_a y de f_d :

CUADRO VI

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

3.3.4 Otros parámetros

Se están estudiando características de bits erróneos, chasquidos, temblores de fase, etc. (véanse el Programa de Estudios 18A/CMTT y el Informe 647).

BIBLIOGRAFÍA

Documentos del CCIR

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

RECOMENDACIÓN 505-4*

CARACTERÍSTICAS DE LOS CIRCUITOS RADIOFÓNICOS DEL
TIPO DE 15 kHz**Circuitos para transmisiones radiofónicas
monofónicas y estereofónicas de alta calidad

(Cuestión 17/CMTT y Programa de Estudios 17G/CMTT)

(1974-1978-1982-1986-1990)

El CCIR,

CONSIDERANDO

- a) que es necesario establecer normas de transmisión para los circuitos radiofónicos;
- b) que los requisitos de calidad del circuito ficticio de referencia se han especificado para transmisiones radiofónicas analógicas;
- c) que deben aprovecharse las ventajas del progreso técnico resultante de la introducción de las técnicas digitales, en particular para circuitos mixtos analógicos y digitales,

RECOMIENDA, POR UNANIMIDAD:

Que, teniendo debidamente en cuenta las limitaciones de aplicación, los equipos para los nuevos circuitos cumplan los requisitos especificados a continuación.

1. Aplicación

Esta Recomendación se aplica a circuitos analógicos homogéneos o a circuitos mixtos analógicos y digitales.

Los requisitos que se indican a continuación se aplican al «circuito ficticio de referencia» (CFR) definido en la Recomendación 502.

Para estimar la calidad de funcionamiento de circuitos más cortos o más largos que el CFR, véase la Recomendación 605.

Nota 1 — Para los circuitos totalmente digitales, podría considerarse la posibilidad de formular otra Recomendación, después de realizar estudios más detallados.

Nota 2 — Para información adicional, puede consultarse el Informe 496 en el que se señalan también algunas diferencias existentes entre las Recomendaciones del CCIR y de la OIRT.

2. Características de los interfaces

2.1 Condiciones de prueba

Cuando deba medirse la calidad de funcionamiento de los circuitos, la salida del sistema se terminará por una carga de prueba simétrica, con una resistencia nominal de 600 Ω .

2.2 Impedancia

Impedancia de entrada del sistema

600 Ω , simétrica***

Impedancia de salida del sistema, provisionalmente

baja simétrica

* Esta Recomendación se propone también por la CMTT como revisión de la Recomendación J.21 del CCITT y debe señalarse a la atención de la Comisión de Estudio XV del CCITT.

** Para la definición de potencia absoluta, potencia relativa y niveles de ruido, véase la Recomendación 574.

*** Es necesario continuar el estudio de la tolerancia, de la reactancia admitida y del grado de asimetría.

El nivel de salida en circuito abierto no disminuirá más de 0,3 dB dentro de la gama nominal de frecuencias, si la salida está terminada por la carga de prueba especificada.

La parte reactiva de la impedancia de la fuente debe limitarse a 100 Ω como máximo (valor provisional) dentro de la gama nominal de frecuencias.

Sin embargo, por sí sola, esta cláusula no descarta una gran diferencia en las partes reactivas de las impedancias de salida de un par estereofónico, lo que a su vez podría dificultar el cumplimiento del § 3.2.2. Este aspecto requiere nuevos estudios.

2.3 Niveles

Nivel máximo a la entrada del circuito radiofónico	+ 9 dBm0s
Ganancia de inserción (1 kHz a -12 dBm0s)	0 dB
Error de ajuste, dentro de	$\pm 0,5$ dB
La variación en 24 h no debe exceder de	$\pm 0,5$ dB
Nivel relativo (véase la Recomendación J.14 del CCITT)	+ 6 dBrs

Si los organismos de radiodifusión desean aplicar tolerancias más estrictas, el organismo de radiodifusión receptor deberá afinar el ajuste insertando correctores adicionales.

3. Calidad de funcionamiento

3.1 Parámetros comunes

3.1.1 Respuesta ganancia/frecuencia

Frecuencia de referencia:	1 kHz (valor nominal)
La respuesta se medirá a:	-12 dBm0s

CUADRO I

Frecuencia (kHz)	Respuesta (dB)
$0,04 \leq f < 0,125$	+0,5 a -2
$0,125 \leq f \leq 10$	+0,5 a -0,5
$10 < f \leq 14$	+0,5 a -2
$14 < f \leq 15$	+0,5 a -3

Si los organismos de radiodifusión desean aplicar tolerancias más estrictas, el organismo de radiodifusión receptor deberá insertar correctores adicionales.

3.1.2 Variación del retardo de grupo

La diferencia entre el valor del retardo de grupo en las frecuencias indicadas y el valor mínimo, es:

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

Entre los puntos definidos anteriormente, el límite de tolerancia varía linealmente en un diagrama de retardo/frecuencia (retardo a escala lineal, frecuencia a escala logarítmica).

3.1.3 Ruido

La medición debe efectuarse con un instrumento acorde con la Recomendación 468.

Para los sistemas de relevadores radioeléctricos, los requisitos deberán cumplirse al menos durante el 80% del tiempo total de cualquier periodo de 30 días. Es aceptable un valor adicional más desfavorable en 4 dB durante el 1% del tiempo, y un valor adicional más desfavorable en 12 dB durante el 0,1% del tiempo.

CUADRO II

Ruido	Sistema de transmisión	
	Analógico	Digital (3 codecs en cascada)
Ruido en un canal en reposo, máximo (dBq0ps)	-42	-51
Ruido de modulación radiofónica, máximo (dBq0ps)	-30	-39

El ruido de modulación radiofónica sólo puede presentarse en circuitos radiofónicos equipados con compresor-expansor (por ejemplo, tipos de circuitos correspondientes a la Recomendación J.31 del CCITT).

Este valor de ruido puede medirse mediante una señal auxiliar de prueba sinusoidal a +9 dBm0s/60 Hz que ha de suprimirse mediante un filtro de paso alto ($f_0 \leq 400$ Hz, $a \geq 60$ dB/60 Hz) antes de la serie de mediciones.

En el Informe 493 del CCIR se indica que si se utiliza un compresor-expansor, será necesaria, una relación señal/ruido más elevada a fin de evitar efectos molestos con determinados programas radiofónicos.

Nota — Para obtener información adicional sobre sistemas digitales véase el Informe 647.

3.1.4 *Interferencia por un solo tono*

Nivel de cualquier tono individual:

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

donde ψ es el factor de ponderación (positivo o negativo) de respuesta del filtro, de conformidad con la Recomendación 468, en la frecuencia concreta.

Durante las transmisiones de programas radiofónicos por sistemas de corrientes portadoras, pueden aparecer residuos de portadora. Por esta razón, pueden intercalarse filtros de corte en el trayecto de la frecuencia portadora, conmutables en caso necesario para suprimir los tonos que de otro modo resultarían audibles en la gama superior de frecuencias entre 8 y 15 kHz. Para un circuito ficticio de referencia, se recomiendan filtros de corte de una anchura de banda entre puntos a 3 dB inferior a 3% de la frecuencia central. Debe evitarse el uso de filtros de corte que afecten a las frecuencias inferiores a 8 kHz.

3.1.5 *Modulación perturbadora debida a la fuente de alimentación*

El nivel de la componente lateral no deseada del nivel más alto, debida a la modulación causada por componentes de interferencia de orden inferior procedentes de la red de alimentación a 50 Hz ó 60 Hz, será menor de -45 dBm0s con una señal de prueba de 1 kHz en el nivel de ajuste 0 dBm0s.

3.1.6 *Distorsión no lineal*

3.1.6.1 *Distorsión armónica*

La distorsión armónica se medirá con la señal de excitación a +9 dBm0s, para las frecuencias hasta 2 kHz, y a +6 dBm0s para frecuencias de 2 kHz a 4 kHz.

El tiempo de transmisión de un solo tono en estos niveles debería restringirse de conformidad con las Recomendaciones N.21 y N.23 del CCITT.

La distorsión armónica total medida con un instrumento que indique el valor cuadrático medio (rms) verdadero, no superará los siguientes valores:

CUADRO III

Frecuencia de entrada (kHz)	Distorsión armónica total	Segundo y tercer armónicos medidos selectivamente
$0,04 \leq f < 0,125$	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)

Nota — Si se utiliza un compresor-expansor se deberá aplicar el método de medición selectiva a fin de evitar toda posible influencia del ruido modulado por programa en los valores medidos.

3.1.6.2 Intermodulación

Para señales de entrada de 0,8 kHz y 1,42 kHz, con un nivel de +3 dBm0s, el armónico de tercer orden de 0,18 kHz será inferior al 0,5% (−43 dBm0s).

Nota — Se hace observar que, en los sistemas de transmisión con compresores-expansores, puede producirse por batido un armónico de tercer orden que rebase en 0,5% el valor especificado. Esto puede ocurrir cuando la diferencia entre las dos frecuencias fundamentales es inferior a 200 Hz. Por consiguiente, las componentes debidas a la distorsión de tercer orden, tendrán frecuencias correspondientes a la diferencia entre las dos frecuencias de prueba. Sin embargo, en estos casos, el efecto subjetivo de enmascaramiento permite aceptar una distorsión de hasta 2%.

Para los circuitos de 15 kHz, destinados a ser transmitidos en banda de base por circuitos metálicos únicamente, y a los equipos de modulación en bucle local, suponiendo que no existe preacentuación, se aplican los siguientes requisitos adicionales:

CUADRO IV

Señales de entrada a +3 dBm0s cada una	Nivel máximo del tono de diferencia en 1,6 kHz
5,6 kHz y 7,2 kHz	0,5% (−43 dBm0s) (segundo orden)
4,2 kHz y 6,8 kHz	0,5% (−43 dBm0s) (tercer orden)

3.1.6.3 *Productos de distorsión medidos con ruido conformado* (en estudio. El Informe 640-1 (Kyoto, 1978) se refiere a esta cuestión)

3.1.7 *Error en la frecuencia restituida* (aplicable sólo a sistemas MDF)

El error en la frecuencia restituida no debe rebasar 1 Hz.

Nota — Un error máximo de 1 Hz es aceptable en principio cuando sólo existe un trayecto de transmisión simple entre la fuente de señales y la persona que escucha.

Cuando la red de radiodifusión puede comprender dos o más trayectos paralelos, por ejemplo, canales de comentarios y de sonido separados, o emisiones desde transmisores diferentes en la misma frecuencia, pueden producirse unos batidos inaceptables si no se garantiza que el error sea nulo. El CCITT está estudiando los métodos necesarios para cumplir esta condición en todos los sistemas recomendados.

3.1.8 *Diafonía inteligible*

3.1.8.1 Las relaciones de paradiafonía y telediafonía inteligibles entre circuitos radiofónicos o producida por un circuito telefónico (perturbador) en un circuito radiofónico (perturbado) se medirán selectivamente en el circuito perturbado a las mismas frecuencias de la señal sinusoidal de medición, inyectada en el circuito perturbador, debiendo alcanzar, como mínimo, los valores que se indican a continuación:

CUADRO V

Frecuencia (kHz)	Atenuación diafónica
$f = 0,04$	50 dB
$0,04 < f < 0,05$	Segmento oblicuo con una escala lineal en dB y logarítmica en frecuencia
$0,05 \leq f \leq 5$	74 dB
$5 < f < 15$	Segmento oblicuo con una escala lineal en dB y logarítmica en frecuencia
$f = 15$	60 dB

3.1.8.2 Las atenuaciones de paradiafonía y telediafonía entre un circuito para transmisiones radiofónicas (circuito perturbador) y un circuito telefónico (circuito perturbado) deberá ser por lo menos de 65 dB.

Nota 1 — Se entiende que éste es un valor definido entre los niveles relativos aplicables a circuitos telefónicos. Se invita a las administraciones a que presenten contribuciones sobre métodos de medición de este parámetro.

Nota 2 — Se señala a la atención de las administraciones que puede ser difícil respetar estos límites en algunos casos, como cuando se utilizan pares no apantallados en un circuito de audiofrecuencia largo (por ejemplo, de unos 1000 km o más), o en determinados sistemas de corrientes portadoras por cables de pares simétricos, o en la gama de frecuencias bajas (por ejemplo, inferiores a unos 100 kHz) o en determinados sistemas de corrientes portadoras por cable coaxial. Si debe evitarse que la calidad de funcionamiento sea inferior a la normal, no deben utilizarse estos sistemas, o parte de los mismos, al constituir canales radiofónicos.

Nota 3 — Cuando existe un ruido de 4000 pW0p o más en un canal telefónico (como puede ocurrir en los sistemas de satélite, por ejemplo) es aceptable una reducida relación de diafonía, de 58 dB, entre un circuito radiofónico y un circuito telefónico.

Nota 4 — Se señala a la atención de las administraciones que puede ser necesario tomar precauciones especiales para respetar los límites de diafonía arriba indicados entre dos circuitos para transmisiones radiofónicas, que ocupen en forma simultánea los canales de ida y de retorno, respectivamente, de un sistema de corrientes portadoras (la disposición más económica), habida cuenta de la diafonía que podría producirse en los equipos terminales de modulación y en los equipos de línea; en efecto, en tales circunstancias ocupan la misma posición en la banda de frecuencias transmitida en línea (véase la Recomendación J.18 del CCITT).

Nota 5 — El valor indicado se basa en la hipótesis de que se empleen señales de prueba sinusoidales. Se halla en estudio el empleo de la señal de prueba descrita en la Recomendación J.19 del CCITT.

Nota 6 — El efecto de la diafonía producida por un circuito radiofónico en un circuito telefónico no es una cuestión de secreto, sino más bien de perturbación subjetiva por una señal interferente cuya naturaleza es sensiblemente diferente de la del ruido aleatorio o de la diafonía múltiple (murmullo).

El desplazamiento de frecuencia adoptado para algunos equipos radiofónicos permite una reducción de la diafonía producida por un circuito telefónico en un circuito radiofónico. Sin embargo, en el sentido opuesto, esta reducción de la diafonía se experimenta sólo para la palabra, pero es prácticamente ineficaz para la música.

3.1.9 Linealidad de amplitud

Cuando la señal de entrada de 1 kHz aumenta paso a paso desde -6 dBm0s a $+6$ dBm0s, o viceversa, el nivel de salida variará en consecuencia en $12 \pm 0,5$ dB.

3.2 Parámetros adicionales para la transmisión de programas estereofónicos

3.2.1 La diferencia de ganancia entre los canales A y B no rebasará los siguientes valores:

CUADRO VI

Frecuencia (kHz)	Diferencia de ganancia (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 diferencia de ganancia entre los canales A y B no rebasará los siguientes valores:

CUADRO VII

Frecuencia (kHz)	Diferencia de fase
$f = 0,04$	30°
$0,04 < f < 0,2$	Segmento oblicuo con una escala lineal en grados y logarítmica en frecuencia
$0,2 \leq f \leq 4$	15°
$4 < f < 14$	Segmento oblicuo con una escala lineal en grados y logarítmica en frecuencia
$f = 14$	30°
$14 < f < 15$	Segmento oblicuo con una escala lineal en grados y logarítmica en frecuencia
$f = 15$	40°

3.2.3 La relación señal/diafonía entre los canales A y B alcanzará como mínimo los siguientes valores:

3.2.3.1 Relación señal/diafonía inteligible, medida mediante una señal sinusoidal de prueba de 0,04 a 15 kHz: 50 dB.

3.2.3.2 Diafonía total causada predominantemente por intermodulación: 60 dB

Este valor se determina cargando uno de los dos canales con la señal simuladora de señales radiofónicas definida en la Recomendación 571. En el otro canal, la contribución de ruido debida a la intermodulación no será superior a -51 dBq0ps.

Ello conduce a un aumento del ruido según el valor de éste en el canal en reposo. En el cuadro VIII siguiente se muestra el aumento admisible:

CUADRO VIII

Ruido en el canal en reposo (dBq0ps)	-60	-57	-54	-51	-48	-45	-42
Aumento tolerable del ruido (dB)	9,5	7	4,8	3	1,8	1,0	0,5

3.3 Requisitos adicionales de los sistemas digitales

3.3.1 Si una señal de prueba está en relación armónica con la frecuencia de muestreo, pueden plantearse dificultades de medición. En este caso, la señal de prueba nominalmente a 1 kHz, debe desplazarse. La Recomendación O.33 del CCITT estipula 1020 Hz.

3.3.2 Asimetría del nivel de limitación

La diferencia entre los niveles que llevan a una limitación de la media onda positiva o negativa de la señal de prueba no rebasará 1 dB.

3.3.3 Intermodulación con la señal de muestreo

Los productos de intermodulación (f_d) causados por no linealidades pueden darse en el canal de sonido cuando la señal de muestreo (f_0) se combina con señales de audiofrecuencia transmitidas en la banda (f_i) o señales interferentes fuera de banda (f_a).

3.3.3.1 Intermodulación en la banda

Se aplica la siguiente regla de combinación: $f_d = f_0 - nf_i$.

Sólo tienen importancia los valores de $n = 2$ ó 3 .

La diferencia de nivel entre una señal de 0 dBm0s (f_i) y los productos de intermodulación (f_d) no será menor de 40 dB.

Basta con imponer la restricción siguiente a los valores de f_i y de f_d :

CUADRO IX

	$n = 2$		$n = 3$	
f_i (kHz)	9	13	7	11
f_d (kHz)	14	6	11	1

3.3.3.2 Intermodulación fuera de banda

Se aplica la siguiente regla de combinación: $f_d = nf_0 \pm f_a$.

Sólo tienen importancia los valores de $n = 1$ ó 2 .

La diferencia de nivel entre una señal de 0 dBm0s (f_a) y los productos de intermodulación (f_d) no será menor de 60 dB.

Basta con imponer la restricción siguiente a los valores de f_a y de f_d :

CUADRO X

	$n = 1$		$n = 2$	
f_a (kHz)	31	33	63	65
f_d (kHz)	1			

3.3.4 Otros parámetros

Se están estudiando características de bits erróneos, chasquidos, temblores de fase, etc. (véanse el Programa de Estudios 18A/CMTT y el Informe 647).

Nota — El CCIR ha publicado la Recomendación 572 que trata de la transmisión de un programa radiofónico asociado a una señal analógica de televisión, mediante multiplaje por distribución en el tiempo en los impulsos de sincronismo de línea. El sistema recomendado es un sistema digital que utiliza modulación por impulsos codificados. Se prevé una anchura de banda del programa radiofónico de 14 kHz.

BIBLIOGRAFÍA

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

RECOMENDACIÓN 605-1

**ESTIMACIÓN DE LA CALIDAD DE TRANSMISIÓN DE CIRCUITOS
RADIOFÓNICOS DE LONGITUD MENOR O MAYOR QUE EL CIRCUITO
FICTICIO DE REFERENCIA**

(Programa de Estudios 17D/CMTT)

(1982-1986)

El CCIR,

RECOMIENDA, POR UNANIMIDAD:

Que para la estimación de la calidad de transmisión de los circuitos radiofónicos de longitud mayor o menor que el circuito ficticio de referencia, se apliquen las siguientes reglas:

*Leyes de adición***1. Comentarios sobre el empleo de leyes de adición**

La definición de un circuito en función de un solo múltiplo del circuito ficticio de referencia es imposible si el número de secciones de audiofrecuencia a audiofrecuencia y la longitud del circuito difieren de las del circuito ficticio de referencia según relaciones diferentes, por ejemplo, si $n/3 \neq L/l$, donde:

n : número de secciones de audiofrecuencia a audiofrecuencia,

L : longitud del circuito,

l : 2500 km.

En tales casos deben hacerse uso de dos definiciones del circuito en función del circuito ficticio de referencia, una para los parámetros que son función esencialmente de la configuración del circuito y otra para los parámetros (por ejemplo, los ruidos aleatorios continuos) que son esencialmente función de la longitud del circuito.

2. Ley correspondiente a la configuración del circuito

Para la primera definición del circuito, en función del circuito ficticio de referencia, utilícese la siguiente función para todos los parámetros del cuadro II, salvo para «ruidos aleatorios continuos».

Sea D_3 : características de diseño o parámetro adicionable que de ella se deriva, indicado en el cuadro II y admitido para tres secciones homogéneas del circuito ficticio de referencia,

y D_n : característica, o parámetro adicionable mencionado, que debe estimarse para un circuito de n secciones.

Se aplican las siguientes expresiones:

— para valores absolutos y desviaciones logarítmicas:

$$D_n = D_3 (n/3)^{1/h} \quad (1)$$

— para niveles absolutos:

$$D_n = D_3 + \frac{20}{h} \log (n/3) \quad (2)$$

— para relaciones logarítmicas:

$$D_n = D_3 - \frac{20}{h} \log (n/3) \quad (3)$$

h tiene el valor 1, 3/2 ó 2 según las indicaciones del cuadro II: $h = 1$ corresponde a una ley de adición lineal o aritmética; $h = 3/2$ a una ley de adición «en potencia 3/2»; $h = 2$ a una ley de adición cuadrática (r.m.s.).

Los valores calculados de $\left(\frac{n}{3}\right)^{1/h}$ y de $\frac{20}{h} \log \left(\frac{n}{3}\right)$ figuran en el cuadro I.

3. Ley correspondiente a la longitud del circuito

Para la segunda definición del circuito en función del circuito ficticio de referencia, utilícese la siguiente ecuación solamente para «los niveles de los ruidos aleatorios continuos». Cuando se considera la distancia, la ley de adición es:

$$D_n = D_3 - \frac{20}{h} \log (L/l) \quad (4)$$

donde D_n , D_3 , L y l son los valores definidos en los puntos 1 y 2. Si $l < 280$ km, se tomará $l = 280$ km en la ecuación (4).

Nota. — Los valores calculados según esta Recomendación sólo dan indicaciones sobre las características probables. Deben utilizarse con precaución al diseñar los equipos por no conocerse con precisión las leyes de adición de cada tipo de degradación. Se necesitan ulteriores estudios, en particular para abarcar también el caso de los circuitos mixtos analógicos-digitales.

CUADRO I

n	Fórmula (1)			Fórmulas (2) y (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

CUADRO II

	Parámetro	D_3 expresado en	Fórmula aplicable	h (valor provisional)
Parámetros correspondientes a circuitos monofónicos y estereofónicos	Ganancia de inserción (1,0 kHz)			
	Error de ajuste	dB	1	2
	Variación diaria	dB	1	2
	Respuesta ganancia/frecuencia	dB	1	3/2
	Respuesta retardo de grupo/frecuencia referida al mínimo	ms	1	1
	Nivel máximo de ruido ponderado	dBq0ps	4	2
	Nivel de interferencia por una sola frecuencia	dBm0	2	3/2
	Relación entre la modulación perturbadora causada por la fuente de alimentación y la señal de referencia	dB	3	3/2
	Distorsión no lineal	%	1	3/2
	Error en la frecuencia restituida	Hz	1	3/2
	Diafonía inteligible	dB	3	3/2
	Error en la respuesta amplitud/amplitud	dB	1	3/2
Parámetros adicionales correspondientes a circuitos estereofónicos	Diferencia de ganancia entre los canales A y B	dB	1	(1)
	Diferencia de fase entre los canales A y B	grados	1	(1)
	Diafonía inteligible entre los canales A y B	dB	3	3/2
	Diafonía no lineal entre los canales A y B	dB	3	3/2

(1) Algunas administraciones han encontrado apropiado $h = 3/2$. No obstante, en pruebas efectuadas en Japón [CCIR, 1978-82] se comprobó una mayor concordancia con la ley de adición cuadrática ($h = 2$) que con la ley de adición de potencia 3/2.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

Documentos del CCIR

[1978-82]: CMTT/233 (Japón).

RECOMENDACIÓN 474-1

**MODULACIÓN DE SEÑALES EN CIRCUITOS RADIOFÓNICOS
POR SEÑALES PERTURBADORAS PRODUCIDAS POR
FUENTES DE ENERGÍA ELÉCTRICA**

(Programa de Estudios 17F/CMTT, Ginebra, 1982)

(1970-1982)

El CCIR,

RECOMIENDA, POR UNANIMIDAD:

Que la relación entre una señal de prueba sinusoidal aplicada al circuito para transmisiones radiofónicas y las componentes laterales indeseables más intensas, resultantes de la modulación causada por señales perturbadoras producidas por fuentes de energía eléctrica, sean superiores a 45 dB.

Nota 1 — Este límite es el mismo que se considera admisible para otros tipos de transmisiones (telegrafía armónica (modulación de amplitud o de frecuencia), facsímil, palabra, señalización telefónica y la transmisión de datos).

Nota 2 — Este límite sólo es aplicable en los casos en que las señales perturbadoras estén constituidas por los armónicos normales, de los órdenes más bajos, de la frecuencia de la red. Si la modulación es imputable a frecuencias mucho más elevadas, es posible que el límite deba ser más restrictivo.

Nota 3 — A efectos de diseño debe considerarse aplicado este límite al circuito ficticio de referencia de 2500 km de longitud.

RECOMENDACIÓN 659*

TRANSMISIÓN DIGITAL DE PROGRAMAS RADIOFÓNICOS – PRINCIPIOS GENERALES

(Cuestión 18/CMTT y Programas de Estudios 18A/CMTT, 18C/CMTT, 18D/CMTT y 18E/CMTT)

(1986)

El CCIR,

CONSIDERANDO

- a) que es conveniente utilizar normas comunes para la transmisión del sonido de alta calidad;
- b) que es conveniente emplear el número mínimo de transcodificaciones en el procedimiento de intercambio internacional de programas radiofónicos en forma digital;
- c) que para facilitar el intercambio de señales es conveniente que los interfaces de transmisión tengan la mayor transparencia posible al contenido de los mensajes transmitidos;
- d) que las velocidades binarias en los interfaces deberían tener en cuenta los niveles jerárquicos recomendados por el CCITT;
- e) que para reducir el costo de las transmisiones quizá sea eficaz aplicar métodos de reducción de la velocidad binaria y de protección contra los errores;
- f) que la calidad y la disponibilidad no deberían estar limitadas por los dispositivos ni por los métodos de proceso de las señales utilizadas en el circuito de transmisión,

RECOMIENDA, POR UNANIMIDAD:

1. Que un programa radiofónico presentado en forma digital se mantenga preferentemente en forma digital para la transmisión.
2. Que las señales codificadas digitalmente procedentes de los estudios se puedan transmitir con el nivel de calidad necesario para cada utilización particular.
3. Que el conjunto de elementos de un mismo programa radiofónico (por ejemplo, la señal del canal izquierdo y la señal del canal derecho de un programa estereofónico) se transmita como una señal digital compuesta.

* Esta Recomendación debe señalarse a la atención de las Comisiones de Estudio 10 del CCIR y XV y XVIII del CCITT.

RECOMENDACIÓN 724*

**TRANSMISIÓN DE SEÑALES DE SONIDO DIGITALES CON CALIDAD
DE ESTUDIO POR LOS CANALES H1****

(Cuestión 18/CMTT, Programas de Estudios 18A/CMTT, 18B/CMTT, 18D/CMTT,
18E/CMTT, 18F/CMTT y 18J/CMTT)

(1990)

El CCIR,

CONSIDERANDO

- a) que la codificación en la fuente de las señales de sonido digitales en los estudios de radiodifusión se describe en la Recomendación 646;
- b) que el interfaz audio digital de dos canales se especifica en la Recomendación 647;
- c) que el formato de las conexiones de señales de sonido digitales con calidad de estudio debe basarse en esas Recomendaciones;
- d) que deberá mantenerse, en la medida de lo posible, la calidad del sonido y la información auxiliar transmitida por el interfaz de la Recomendación 647;
- e) que las velocidades binarias jerárquicas para las redes digitales se indican en la Recomendación G.702 del CCITT;
- f) que en la Recomendación G.802 del CCITT se indica una jerarquía digital para el interfuncionamiento de redes que utilizan jerarquías de transmisión distintas;
- g) que los niveles de acceso para los canales H1 en la RDSI se indican en la Recomendación I.412 del CCITT;
- h) que es necesario un interfuncionamiento simple entre las distintas jerarquías;
- j) que deben tenerse en cuenta las degradaciones de la red tales como los errores de bits aislados, las ráfagas de errores y los deslizamientos controlados;
- k) que, en algunas aplicaciones, la introducción de un retardo excesivo puede causar problemas en la práctica,

RECOMIENDA:

Que para la transmisión de señales de sonido digitales con calidad de estudio se utilicen los formatos de codificación y de multiplexación indicados en el anexo I.

ANEXO I

FORMATOS DE CODIFICACIÓN Y MULTIPLEXACIÓN

1. Introducción

El formato de transmisión se basa en el interfaz audio digital de dos canales descrito en la Recomendación 647, que deberá considerarse junto con el presente texto.

Los 32 bits de cada subtrama del interfaz de la Recomendación 647 se tratan de la manera siguiente en el formato de contribución:

- Preámbulo (bits 0 a 3): no transmitido
- Bits 4 a 7: no transmitidos
- Palabra de muestra de audio (bits 8 a 27): comprimida
- Bandera de validez (bit 28): no transmitida
- Datos de usuario (bit 29): transmitido transparentemente solamente en el nivel H12
- Estado del canal (bit 30): sujeto a la compresión de datos
- Bit de paridad (bit 31): no transmitido. Sustituido por un bit de paridad para la palabra de muestra audio.

* Esta Recomendación debe señalarse a la atención de la Comisión de Estudio 10 del CCIR y a las Comisiones de Estudio XV y XVIII del CCITT.

** Estados Unidos de América se reserva la aprobación de esta Recomendación.

2. Compatibilidad entre los sistemas basados en los niveles H11 y H12

El nivel H12 proporciona un total de 20 bits por muestra, y el H11 proporciona un total de 16 bits por muestra. Para simplificar el interfuncionamiento entre los canales H11 y H12 la «compansión» (compresión-expansión) de la señal audio es tal que las muestras se comprimen para la transmisión en el canal H11. En el canal H12 pueden transmitirse bits suplementarios, para mejorar la resolución de la codificación audio y proporcionar un canal de datos de usuario.

Los datos esenciales ocupan toda la capacidad disponible del canal H11, y los primeros 24 octetos disponibles de cada trama del canal H12.

3. Ley de codificación

Se aplica una compansión casi instantánea de 20 a 15 bits/muestra. Se utiliza un bloque de compansión de 1 ms con 8 gamas de codificación.

El cuadro de codificación se indica en la fig. 1a y los bits transmitidos en la fig. 1b. Los bits no utilizados se ponen a 1 (uno).

El bloque de compansión de 1 ms introduce un retardo fundamental de 2 ms por códec. En la práctica, el retardo total debe ser ligeramente más largo.

4. Detección de errores en las muestras

Se aplica un bit de paridad a los 7 bits más significativos de cada muestra de sonido transmitida, de modo que el grupo de paridad sea impar.

5. Entrelazado de muestras

El bloque de compansión contiene 96 muestras de sonido (48 por cada señal radiofónica). Las muestras de sonido dentro del bloque de compansión se organizan en 8 tramas sucesivas según la Recomendación G.704 del CCITT. Cada trama contiene 6 muestras de cada señal de sonido, con los bits de paridad correspondientes. Las muestras de sonido adyacentes dentro del bloque de compansión se separan por cuatro tramas correspondientes a la Recomendación G.704. La fig. 2 lo representa esquemáticamente. Las cuatro primeras tramas llevan todas las muestras impares de ambas señales de sonido; las cuatro tramas siguientes llevan todas las muestras pares.

En el caso de que una ráfaga de errores «corrompa» bits consecutivos durante un periodo equivalente a hasta 4 tramas, las muestras erróneas deberán ocultarse por interpolación entre muestras adyacentes (procedentes de la parte del bloque que no ha sido afectada por la ráfaga de errores).

6. Señalización en paridad [Chambers, 1985]

Hay 96 bits de paridad por bloque de compansión de 1 ms. Algunos bits de datos suplementarios se transmiten modificando los bits de paridad de la manera siguiente:

6.1 Transmisión del factor de escala

Cada bit de la palabra del factor de escala de 3 bits va en la paridad de 8 muestras de sonido definida en el § 6.4, conforme a la regla siguiente: un bit del factor de escala que sea «0» no modifica la paridad de las 8 muestras; un bit del factor de escala que sea «1» modifica la paridad. En el decodificador, se utiliza un proceso de decisión por mayoría para determinar los bits de factor de escala y restaurar el bit de paridad original. A continuación, se verifican las muestras de manera normal para detectar la presencia de errores.

6.2 Estado del canal

El estado del canal comprimido (véase el § 9) se transmite exactamente de la misma manera que los bits del factor de escala.

6.3 Señales de formación de tramas

Las señales de alineación de multitrama (MFA — «Multiframe Alignment») (véase el § 7) y las señales de detección de deslizamiento de trama (FSD — «Frame Slip Detection») (véase el § 8) se transmiten modificando la paridad de las muestras individuales. Estas señales no cuentan con la ventaja de la decodificación por decisión mayoritaria pero son predecibles de por sí y puede decodificarse con fiabilidad.

6.4 Señalización dentro del bloque de compansión

La fig. 3 muestra el bloque de compansión, después del entrelazado de muestras, en el rectángulo de la parte inferior del diagrama. Cada fila del rectángulo representa una trama de la Recomendación G.704, y está dividida en 12 cuadrados que representan las 12 muestras. El diagrama indica también la modificación de los bits de paridad asociados con las 12 muestras de cada trama por la señalización en paridad mencionada anteriormente.

Bit de signo	Bit menos significativo	Factor de escala
		$S_2 S_1 S_0$
0 1 X	X X X X X	0 0 0
0 0 1 X	X X X X X	0 0 1
0 0 0 1 X	X X X X X	0 1 0
0 0 0 0 1 X X X X X X X X X X X X X X X X X X X	X X X X X	0 1 1
0 0 0 0 0 1 X X X X X X X X X X X X X X X X X X	X X X X X	1 0 0
0 0 0 0 0 0 1 X X X X X X X X X X X X X X X X X	X X X X X	1 0 1
0 0 0 0 0 0 0 1 X X X X X X X X X X X X X X X X	X X X X X	1 1 0
0 0 0 0 0 0 0 0 X X X X X X X X X X X X X X X X	X X X X X	1 1 1
1 1 1 1 1 1 1 1 X X X X X X X X X X X X X X X X	X X X X X	1 1 1
1 1 1 1 1 1 1 0 X X X X X X X X X X X X X X X X	X X X X X	1 1 0
1 1 1 1 1 1 0 X X X X X X X X X X X X X X X X X	X X X X X	1 0 1
1 1 1 1 1 0 X X X X X X X X X X X X X X X X X X	X X X X X	1 0 0
1 1 1 1 0 X X X X X X X X X X X X X X X X X X X	X X X X X	0 1 1
1 1 1 0 X	X X X X X	0 1 0
1 1 0 X	X X X X X	0 0 1
1 0 X	X X X X X	0 0 0

Bits truncados en los canales H11

Bits truncados en los canales H11 y H12

$X = 1 \text{ ó } 0$

FIGURA 1a - Tabla de codificación

Bit de signo	Bit menos significativo	Factor de escala
		$S_2 S_1 S_0$
0 1 X	X X X X X	0 0 0
0 1 X	X X X X X	0 0 1
0 1 X	X X X X X	0 1 0
0 1 X	X X X X X	0 1 1
0 1 X	X X X X X	1 0 0
0 1 X	X X X X X	1 0 1
0 1 X	X X X X X	1 1 0
0 X	X X X X X	1 1 1
1 X	X X X X X	1 1 1
1 0 X	X X X X X	1 1 0
1 0 X	X X X X X	1 0 1
1 0 X	X X X X X	1 0 0
1 0 X	X X X X X	0 1 1
1 0 X	X X X X X	0 1 0
1 0 X	X X X X X	0 0 1
1 0 X	X X X X X	0 0 0

b_0 b_{14} b_{17}

Bits transmitidos en los canales H11

Bits transmitidos en los canales H12

$X = 1 \text{ ó } 0$

FIGURA 1b - Bits transmitidos

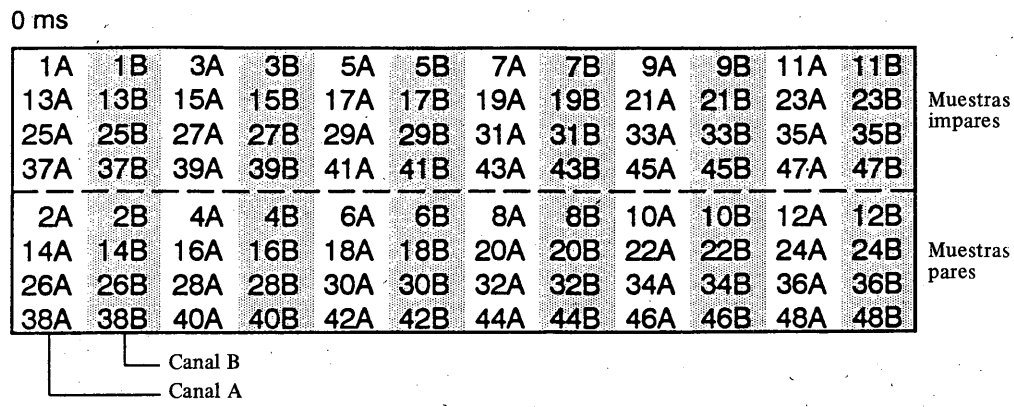


FIGURA 2 – Entrelazado de muestras en el bloque de compansión

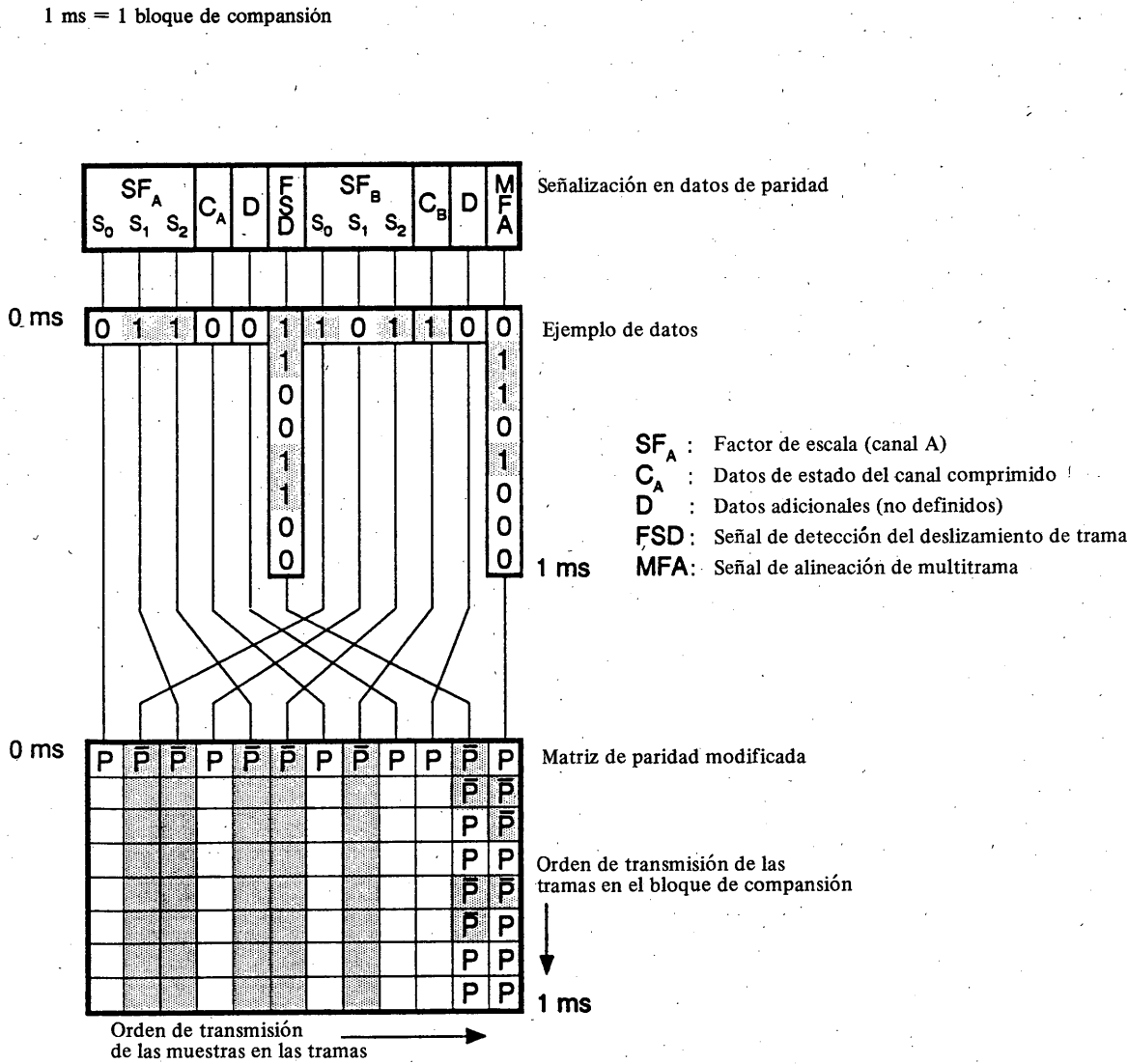


FIGURA 3 – Matriz de señalización en datos de paridad

7. Sincronización y alineación de trama

La frecuencia de muestreo de la señal de sonido debe estar sincronizada con el reloj binario del sistema de transmisión.

La alineación de trama del bloque de compansión y de la multitrama (véase el § 9) se realizan aplicando un código de cadena de 1536 bits, MFA. El generador se indica en la fig. 4a y el circuito correspondiente para el enganche en la fig. 4b [Chambers, 1985].

La palabra de arranque del generador MFA es 10000110100 y corresponde a la primera trama de la multitrama. El generador producirá un impulso de sincronización después de 1536 bits (192 ms) y se reinicializa automáticamente con la palabra de arranque.

El arranque de la multitrama, puede engancharse con el preámbulo del interfaz Z como se indica en la fig. 6.

La sincronización del bloque de compansión de 1 ms se genera decodificando el contenido del registro correspondiente.

La señal MFA se señala en paridad (véase el § 6).

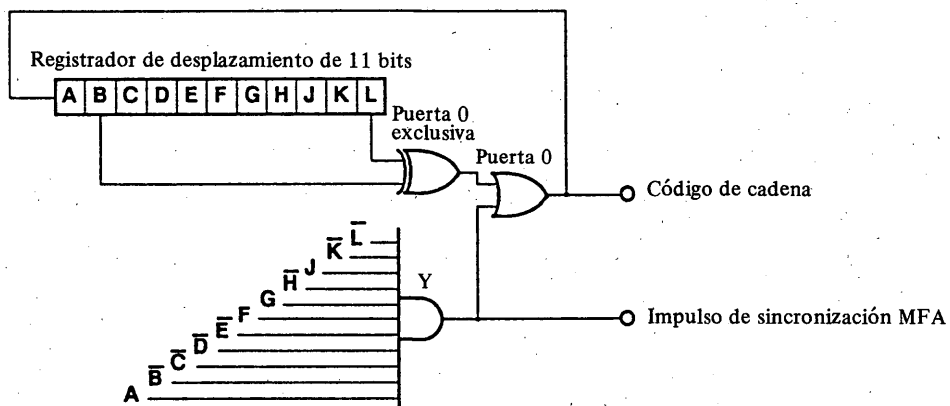


FIGURA 4a — Generador de código de cadena

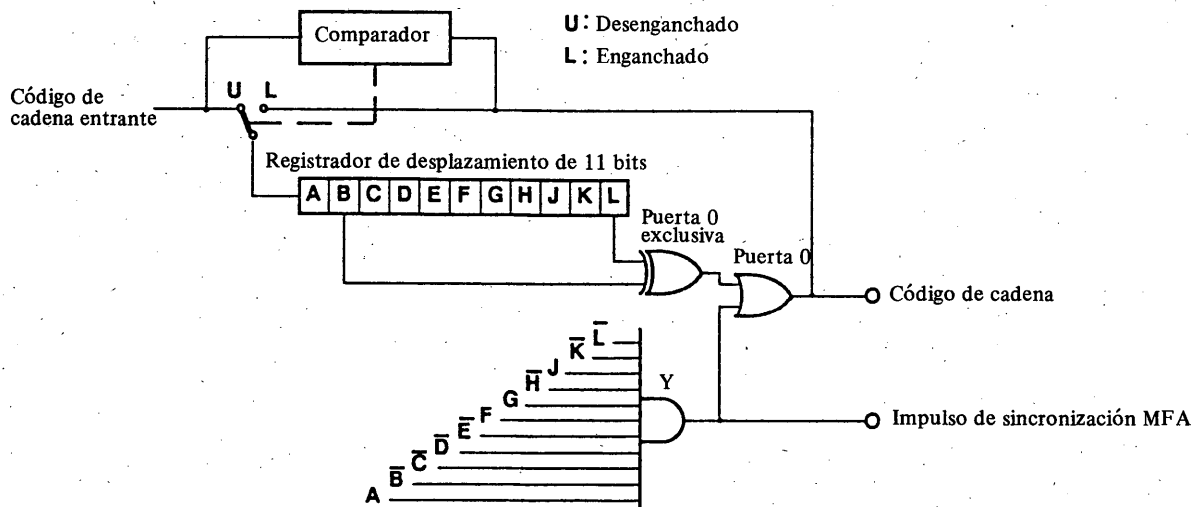


FIGURA 4b — Circuito de sincronización del código de cadena

9. Estado del canal

Los datos del estado del canal en el interfaz audio digital consisten en un ciclo de 192 bits (24 octetos), que se repite en 4 ms (1 bloque del interfaz).

El estado del canal se señala en paridad de acuerdo con la descripción de los puntos 6.2 y 6.4. Este método de señalización proporciona un bit de estado del canal para cada señal audio por bloque de compansión de 1 ms, permitiendo que el sistema transmita un bloque de estado del canal cada 192 ms. Esto se indica en la fig. 6.

Como sólo se transmite un bloque de datos de cada 48, los dos contadores (código de dirección de muestra local y de hora del día) pueden aumentarse en el decodificador de manera adecuada.

El arranque de la multitrama se señala con la señal de alineación de multitrama definida en el punto 7. Los códigos de tiempo transmitidos en el estado de canal comprimido se refieren a la temporización de la primera muestra de la multitrama.

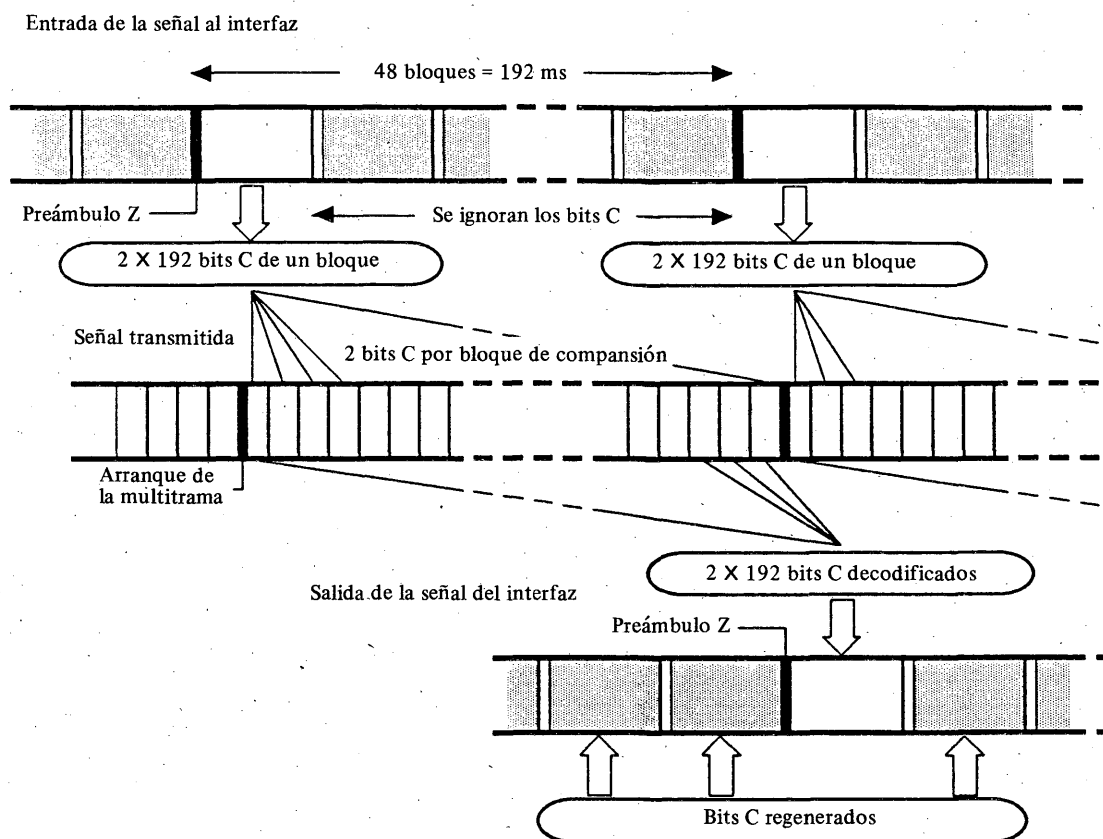


FIGURA 6 — Transmisión de datos de estado del canal

10. Datos de usuario

El bit de datos de usuario de cada subtrama del interfaz se transmite transparentemente solamente en el canal H12.

11. Estructura de trama y entrelazado de bits

La trama de la Recomendación G.704 del canal H11 contiene 192 bits utilizables, y la del canal H12 contiene 240 de esos bits. En ambos tipos de trama pueden ir 12 muestras audio de 15 bits, acompañada cada una por su bit de paridad. Además, la trama H12 puede llevar suficientes bits audio suplementarios para aumentar la longitud de las muestras audio comprimidas a 18 bits, y un bit de datos de usuario por muestra.

La organización de los 24 octetos de datos comunes a ambos canales H11 y H12 es idéntica en ambos tipos de trama, para facilitar la remultiplexación en el interfaz entre los canales H11 y H12. Los datos comunes ocupan toda la capacidad disponible de la trama H11, y los primeros 24 octetos disponibles en la trama H12, según se indica en la fig. 7. Los 6 octetos restantes de la trama H12 llevan bits de usuario y bits audio suplementarios.

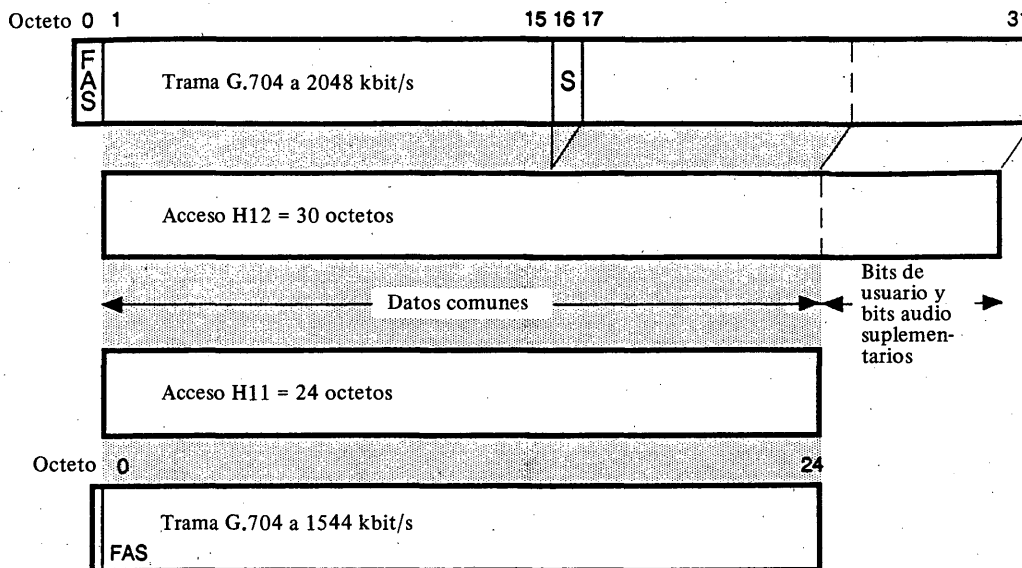


FIGURA 7 — Organización de las tramas H11 y H12

FAS: Señal de alineación de trama
S: Señalización

11.1 Organización de los 24 octetos comunes a los canales H11 y H12

El número de bits disponibles para el entrelazado es de 192. El bloque de muestra con entrelazado de bits puede describirse con una matriz de 8×24 (fig. 8). Los números representan las muestras dentro de cualquier trama de un bloque de compansión, entrelazado según se indica en el § 5 (véase la fig. 2), por orden de transmisión.

Fila/columna		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	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	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	

Bits protegidos y de paridad

Bits no protegidos

Orden de transmisión.

</

Bits protegidos y de paridad
Bits no protegidos

Orden de transmisión

Convenio de numeración

1 corresponde a los bits de las muestras 1A, 13A, 25A, ... ó 38A
2 corresponde a los bits de las muestras 1B, 13B, 25B, ... ó 38B
3 corresponde a los bits de las muestras 3A, 15A, 27A, ... ó 40A
etc.

véase la fig. 2

FIGURA 8 — Matriz de entrelazado de bits

Cada columna par representa los siete bits protegidos (b_0 - b_6) y el bit de paridad de una muestra. Estos bits se introducen en la matriz columna por columna. La progresión de muestras es 1-2-7-8-3-4-9-10-5-6-11-12 a fin de aumentar lo más posible la distancia entre dos muestras vecinas de un canal, y mantener juntas el mismo tiempo las muestras con la misma temporización (en modo estereo). La secuencia de transmisión siempre comienza con el bit menos significativo, y el bit más significativo siempre precede al bit P.

Los 8 bits menos significativos de la palabra de 15 bits (b_7 - b_{14}) se introducen en las columnas impares de la matriz, pero en este caso fila por fila. Estos bits se mantienen cerca uno de otro después del entrelazado, a fin de reducir al mínimo el número de muestras degradadas cuando se producen largas ráfagas de errores. La secuencia de transmisión es: b_7 - b_9 - b_{11} - b_{13} - b_8 - b_{10} - b_{12} - b_{14} . Los bits leídos en las columnas 1, 5, 9, 13, 17 y 21 se invierten antes de la transmisión.

Los primeros 24 octetos disponibles de la trama de la Recomendación G.704 se rellenan utilizando los datos representados en la fig. 8, leyendo la matriz fila por fila. La distancia entre bits de muestra protegidos y los bits de paridad de cada muestra es de 24.

Los octetos 0 y 16 de la trama de la Recomendación G.704 de 2048 kbit/s no se entrelazan.

Nota — Cuando se establece la conexión en circuitos de 1544 kbit/s que no son independientes de la secuencia de bits, la necesidad mínima de densidad de impulsos puede garantizarse forzando a digital «1» los bits de las columnas 7, 15 ó 23, cuando es necesario. Esta operación es equivalente a la «operación z» descrita en el § 2.1 de la Recomendación G.802 del CCITT, y deberá realizarse en el interfaz con esos circuitos.

11.2 Organización de los últimos 6 octetos en el canal H12

Los últimos 3 bits menos significativos y el bit de usuario de cada muestra se transmiten en los 6 octetos restantes de la trama H12 leyendo la matriz fila por fila como se indica en la fig. 9. Como anteriormente, los números representan muestras, y el orden de transmisión es el bit menos significativo primero.

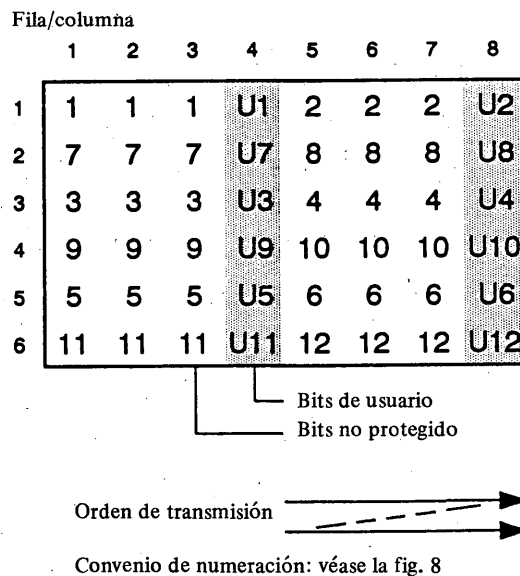


FIGURA 9 — Entrelazado de bits audio suplementarios y de bits de usuario en el canal H12

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

CHAMBERS, J. P. [1985] Signalling in parity: a brief history. British Broadcasting Corporation, BBC RD 1985/15.

RECOMENDACIÓN 718*

**TRANSMISIÓN DE SEÑALES RADIOFÓNICAS DIGITALES DE ALTA CALIDAD
POR CIRCUITOS DE TELEVISIÓN QUE UTILIZAN 480 kbit/s
O 496 kbit/s POR CANALES DE AUDIO**

(Cuestión 18/CMTT y Programas de Estudios 18A/CMTT, 18B/CMTT, 18C/CMTT,
18D/CMTT, 18E/CMTT y 18J/CMTT)

(1990)

El CCIR,

CONSIDERANDO

- a) que la distribución de señales radiofónicas de alta calidad desde los estudios a los transmisores y a los usuarios no requiere un posterior tratamiento del audio de posproducción;
- b) que por regla general hay que transmitir por circuitos de distribución más de una señal radiofónica de alta calidad, como ocurre en el caso de la radiodifusión directa por satélite (RDS);
- c) que la frecuencia de muestreo de 32 kHz se recomienda para la transmisión digital de señales radiofónicas de alta calidad (Recomendación 606);
- d) que algunas aplicaciones de la radiodifusión digital pueden exigir una calidad de funcionamiento del sistema superior a la ofrecida por el equipo que cumple las condiciones de la Recomendación 660 del CCIR;
- e) que las señales radiofónicas de alta calidad deben tener acceso a la RDSI en el nivel H1, según se especifica en la Recomendación I.412 del CCITT,

RECOMIENDA, POR UNANIMIDAD:

1. Que, para las aplicaciones de distribución en las que se emplee una frecuencia de muestreo de 32 kHz y se necesite una gama dinámica que corresponda a más de 14 bits, se utilice el método de codificación descrito en el § 1 del anexo I en los enlaces con una proporción de bits erróneos (BER) inferior a 10^{-5} .
2. Que, para la transmisión en el nivel H12, se multiplexen dos programas estereofónicos o cuatro programas monofónicos siguiendo el formato descrito en el § 2 del anexo I.
3. Que, en los casos en que se necesite una capacidad superior para los datos auxiliares, y se disponga de enlaces especializados a 2048 kbit/s, se utilicen el método de codificación y el formato de multiplexación que se describen en el anexo II.

Nota — El intercambio internacional de señales radiofónicas digitales en redes que funcionen con otras velocidades jerárquicas (1544 kbit/s en América del Norte) se efectuará con arreglo a la Recomendación 660.

* Esta Recomendación debe señalarse a la atención de las Comisiones de Estudio XV y XVIII del CCITT.

ANEXO I

TRANSMISIÓN DIGITAL DE SEÑALES RADIOFÓNICAS DE ALTA CALIDAD
POR CIRCUITOS QUE UTILIZAN 480 kbit/s POR CANAL DE AUDIO**1. Características de codificación****1.1 Frecuencia de muestreo**

La frecuencia de muestreo será de 32 kHz. La tolerancia de la frecuencia de muestreo será $\pm 5 \times 10^{-5}$, como se especifica en las Recomendaciones G.732 y G.733 del CCITT para el equipo múltiplex MIC primario. Esta frecuencia de muestreo se ajusta a la indicada en la Recomendación 606 del CCIR.

1.2 Método de codificación

El método utilizará compansión-expansión de 16/14 bits y técnica de coma flotante, con una longitud del bloque de codificación de 2 ms (es decir, 64 muestras consecutivas por bloque) y un factor de escala de 3 bits (transmitido por señalización en paridad).

Se representan las muestras de 16 bits de la señal de sonido como números dobles en un complemento de 2. El primer bit de cada palabra es el bit más significativo (MSB — «most significant bit») (bit de signo, 0 ~ +), y el último bit menos significativo (LSB — «least significant bit»). Utilizando un sistema de coma flotante, las muestras de 16 bits se convierten en palabras de código de 14 bits para la transmisión.

Un factor de escala de 3 bits que se aplica a un bloque de 64 muestras indica cuántos bits (0, ..., 7), que siguen al bit de signo (y_1) en cada una de las palabras muestreadas, tienen el mismo valor que el bit de signo (fig. 1a)). No es necesario transmitir la redundancia indicada por el factor de escala. En su lugar, las muestras y su correspondiente información han de desplazarse hacia los bits de signo (sistema de coma flotante). De esta forma, pueden transmitirse los bits 15.º y 16.º de las palabras de código originales, en caso de pequeñas amplitudes de la señal. No se han asignado todavía los bits designados por Z1 a Z5 (fig. 1b)).

En el extremo receptor, se utiliza el factor de escala para hacer retroceder los bits de las muestras a su valor original. Con ello se obtienen muestras de 16 bits y se limitan los efectos de los bits erróneos no reconocidos en la gama de amplitud indicada por el factor de escala.

1.3 Protección contra los errores en las muestras

Tras aplicar una técnica de coma flotante para reducir el número de bits de 16 a 14, se calcula un bit de paridad entre los 7 bits más significativos de cada muestra, de forma que el número de «unos» del grupo de 7 bits protegidos más el bit de paridad, sea impar. Con esto se garantiza la mejor protección contra chasquidos debidos a errores de bits, siempre y cuando se efectúe una ocultación en el extremo receptor en forma de un valor aritmético medio de las muestras adyacentes a la muestra errónea. Si la ocultación se hace después de la reconversión de 14 a 16 bits, también se pueden ocultar óptimamente los errores de los bits menos significativos.

1.4 Datos auxiliares

Se transmite una capacidad de datos de 4 kbit/s por canal, mediante señalización en paridad.

1.5 Señalización en paridad [Chambers, 1985]

La señalización en paridad se obtiene transmitiendo los bits de paridad de un número impar de muestras sucesivas sin inversión o después de la inversión, según el bit que haya de ser señalizado. Se ha de efectuar la inversión si el bit a transmitir es un 1. La técnica de señalización utilizada para el factor de escala, su bit de paridad y los datos auxiliares está basada en una lógica de decisión mayoritaria en el receptor que procesa, para cada canal, doce grupos de cinco muestras consecutivas (tres para el factor de escala, uno para su bit de paridad y ocho para los datos auxiliares), a fin de reconocer simultáneamente la paridad par o impar de la muestra y los datos señalizados en paridad (véase la fig. 2). Se sigue un proceso análogo para reconocer la sincronización de las tramas de 2 ms en un grupo de cuatro muestras consecutivas.

1.6 Velocidad binaria total

Con los parámetros mencionados, la velocidad binaria total necesaria para un canal monofónico es de 480 kbit/s [$32 \text{ kHz} \times (14 + 1) \text{ bit}$].

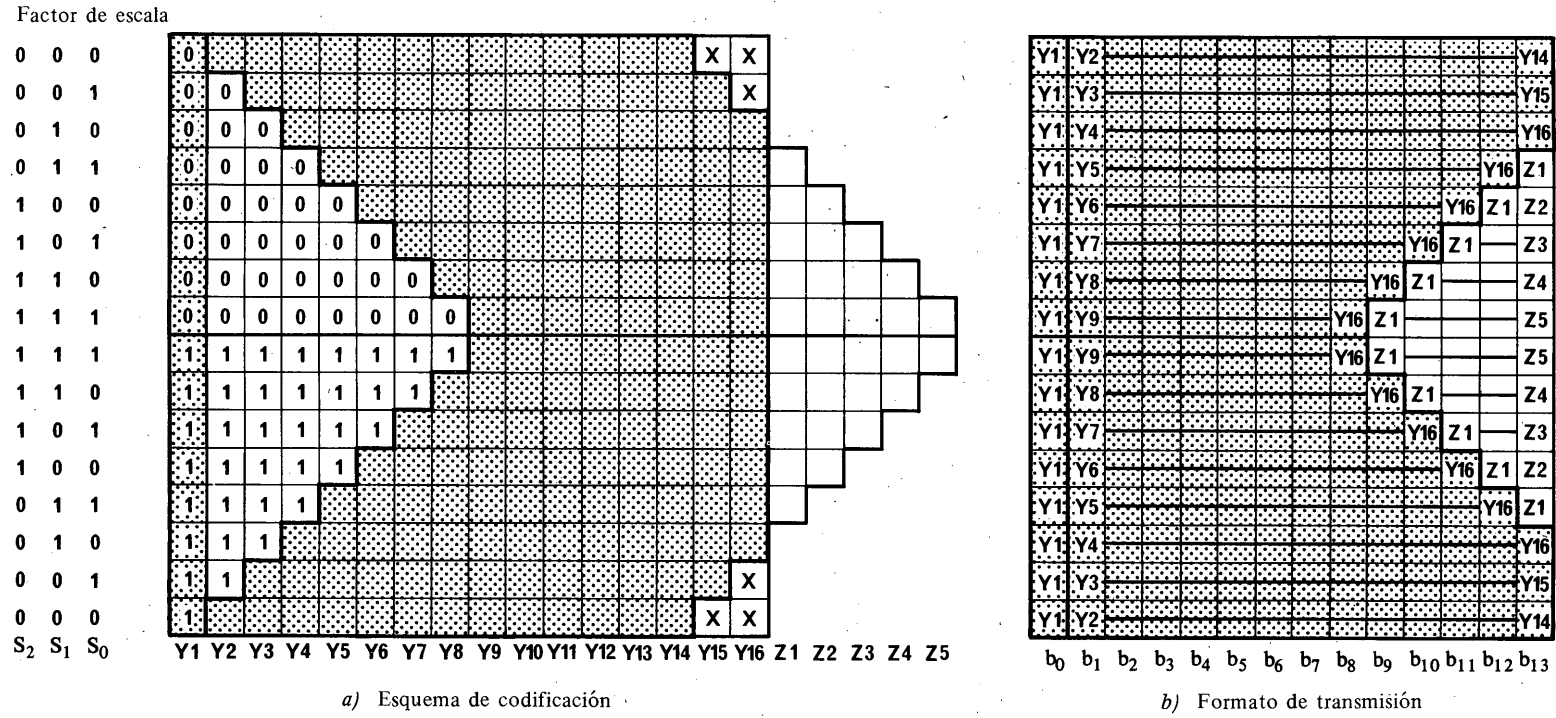


FIGURA 1 – Método de coma flotante de 16/14 bits



Gama pertinente de las palabras de código de las señales de sonido para las palabras de la señal fuente de 16 bits



Bits no transmisibles de las palabras de la señal fuente de 16 bits

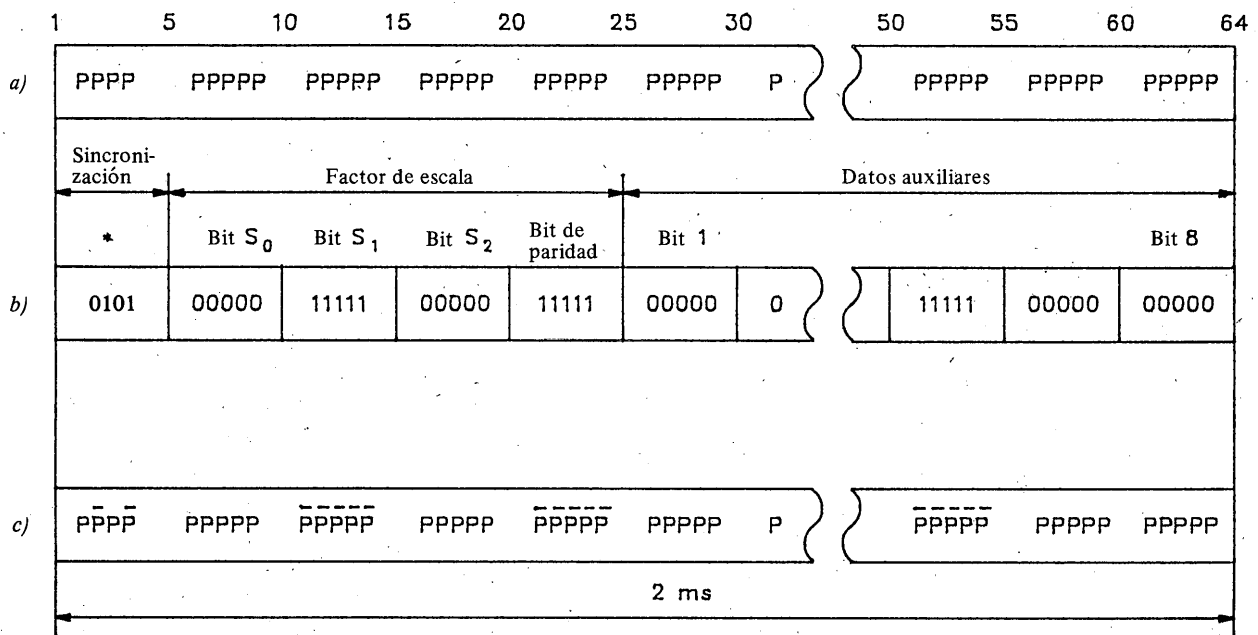


FIGURA 2 — Codificación de la señalización en paridad para un canal de sonido

- a) Bits de paridad (P denota el bit de paridad asociado a cada muestra audio individual).
- b) Esquema de sincronización, factor de escala, bit de paridad para el factor de escala y bits de datos auxiliares. El bit de paridad para el factor de escala debe ser par, como se muestra en el ejemplo.
- c) Bits de paridad modificados.

2. Estructura de trama para la transmisión

En la RDSI, y según la Recomendación G.704 del CCITT, se dispone de una velocidad binaria utilizable de 1920 kbit/s para una trama múltiplex.

Para garantizar la compatibilidad entre las señales que se transmiten a 480 kbit/s según esta Recomendación con las que se transmiten a 384 kbit/s según la Recomendación G.737 del CCITT, deben atribuirse los bits a cada canal de audio de acuerdo con la propuesta indicada en la fig. 3. Los bits de cada canal de audio deben transmitirse por grupos de 30, dentro de media trama.

Además, se entrelazan los bits de cada muestra de forma que los bits más significativos (MSB) vayan seguidos de los bits menos significativos (LSB), etc. (véase la fig. 3). Esta disposición de los bits demostró proporcionar una buena protección contra los errores dobles que de otra forma no pueden ser reconocidos por un solo bit de paridad impar y que, por lo tanto, no pueden ocultarse.

Sobre esta base, los canales de 480 kbit/s y 384 kbit/s pueden combinarse siguiendo el cuadro I:

CUADRO I

	Número de canales	
	480 kbit/s	384 kbit/s
I	4	0
II	3	1
III	2	2
IV	1	3
V	0	5

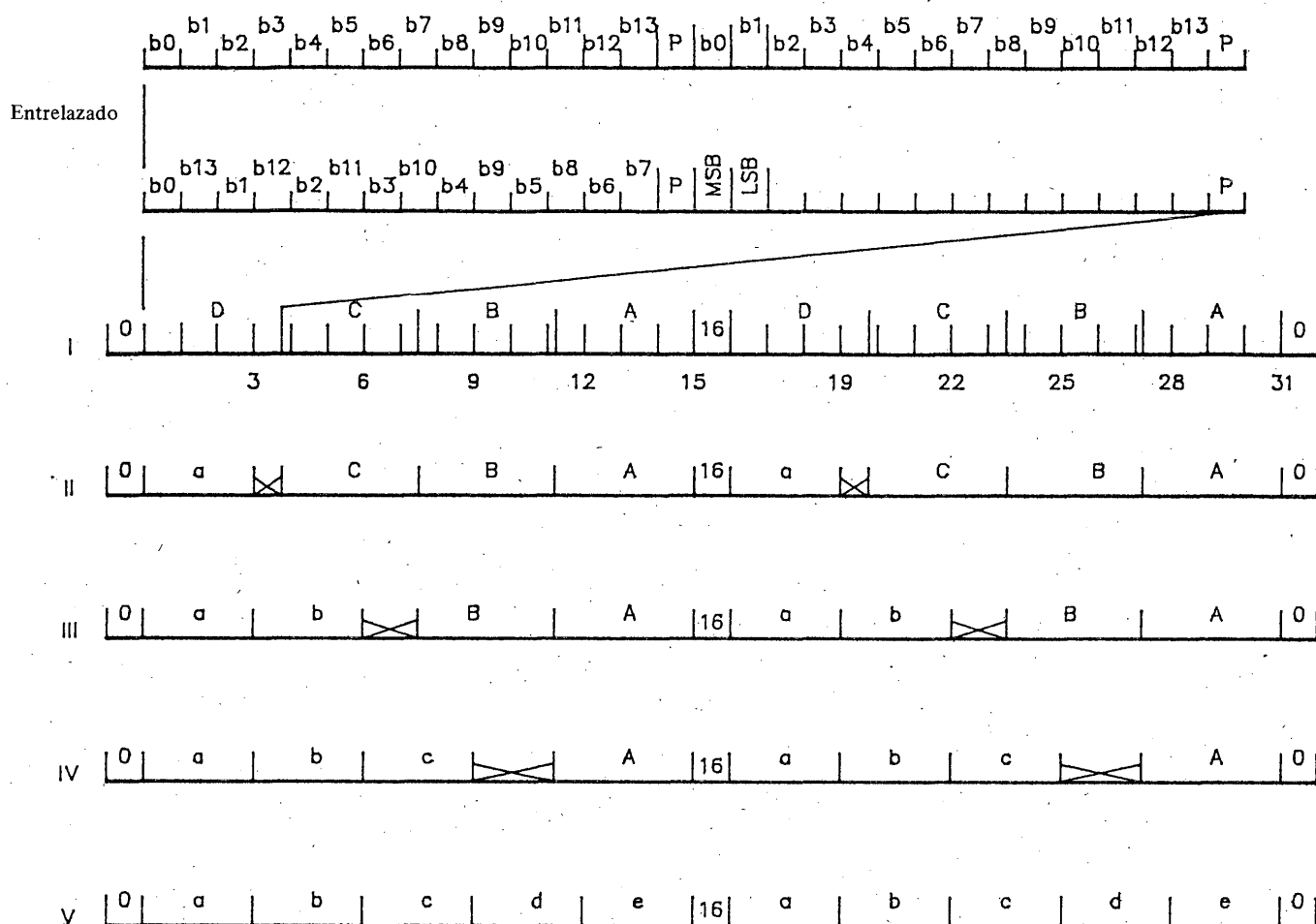


FIGURA 3

A, B, C, D: Canal monofónico (480 kbit/s)
a, b, c, d, e: Canal monofónico (384 kbit/s)
MSB: Bit más significativo
LSB: Bit menos significativo
: No utilizable para la transmisión

Pueden combinarse dos canales monofónicos del mismo esquema de codificación para formar un canal estereofónico. En algunos sistemas realizados para canales de 384 kbit/s, son posibles únicamente las combinaciones a, b y c, d para formar canales estereofónicos.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

CHAMBERS, J. P. [1985] Signalling in parity: a brief history. British Broadcasting Corporation, BBC RD 1985/15.

ANEXO II

TRANSMISIÓN DIGITAL DE PROGRAMAS RADIOFÓNICOS DE ALTA CALIDAD
POR CIRCUITOS DE DISTRIBUCIÓN DE 496 kbit/s POR CANAL DE AUDIO

1. Características de codificación

1.1 Frecuencia de muestreo

Véase el anexo I.

1.2 Método de codificación

Véase el anexo I.

1.3 Protección contra errores en las muestras

Véase el anexo I.

1.4 Datos auxiliares

Se dispone de 12 kbit/s por canal para la transmisión de datos auxiliares.

1.5 Señalización en paridad [Chambers, 1985]

La señalización en paridad se obtiene transmitiendo los bits de paridad de número impar de muestras sucesivas sin inversión o después de la inversión, según el bit que haya de ser señalizado. Se ha de efectuar la inversión si el bit a transmitir es un 1. La técnica de señalización utilizada para el factor de escala está basada en una lógica de decisión mayoritaria en el receptor que procesa, para cada canal, tres grupos de veintiuna muestras consecutivas, a fin de reconocer simultáneamente la paridad par o impar de la muestra y los datos señalizados en paridad (véase la fig. 4).

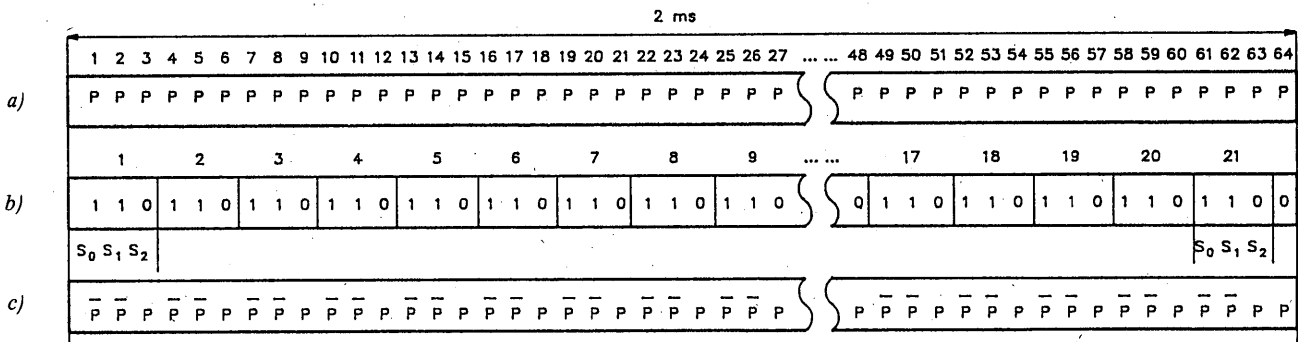


FIGURA 4 — Codificación de señalización en paridad para un canal de audio

- a) Bits de paridad (P denota el bit de paridad asociado a cada muestra individual de audio)
- b) Bits del factor de escala
- c) Bits de paridad modificados

1.6 Sincronización

Se utilizan 4 kbit/s para sincronización del bloque de compresión-expansión de coma flotante.

1.7 Velocidad binaria total

Con los parámetros mencionados, la velocidad binaria total necesaria para un canal monofónico es de 496 kbit/s [32 kHz × (14 + 1) bit + 12 kbit/s + 4 kbit/s].

2. Estructura de trama para la transmisión

La estructura de trama para la transmisión se basa en un interfaz que funciona a 1024 kbit/s.

Dos de estos canales a 496 kbit/s se combinan con la señal de alineación de trama para formar una señal múltiplex de 1024 kbit/s, que representa la velocidad binaria del interfaz. La estructura de la trama es prácticamente idéntica a la especificada en la Recomendación G.704 del CCITT para el nivel jerárquico primario de 2048 kbit/s. Hay que señalar que la velocidad de repetición de la trama es de 4 kHz. La fig. 5 muestra el formato de la trama.

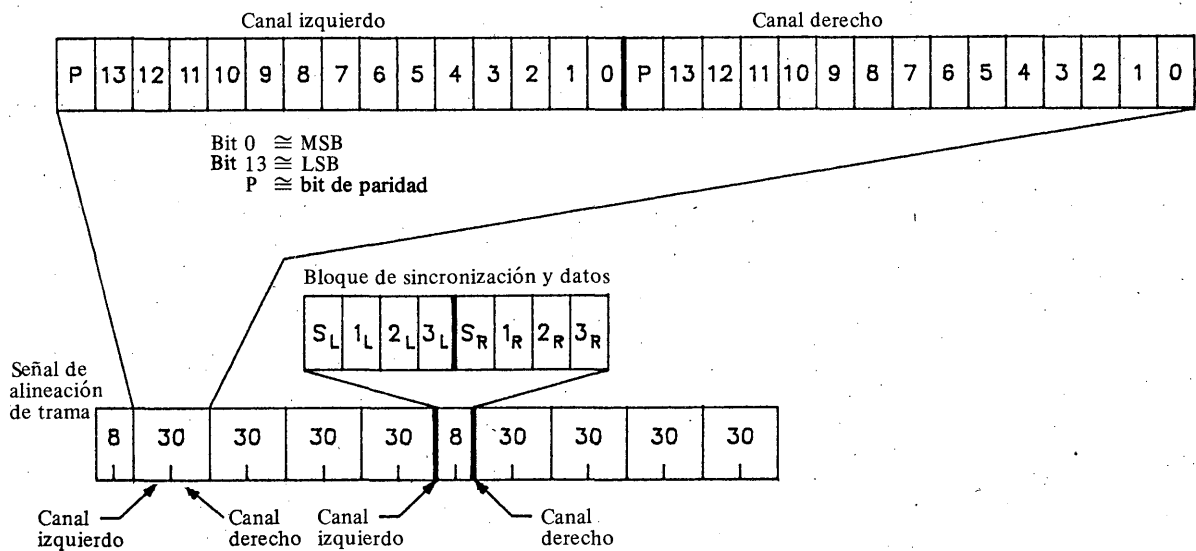


FIGURA 5 — Trama de la señal a 1024 kbit/s con una longitud de 256 bits y una velocidad de repetición de 4 kHz

S_L, S_R : Señal de sincronización para la compresión-expansión y punto flotante

$1_L, 2_L, 3_L$ } Señal de datos auxiliares
 $1_R, 2_R, 3_R$ }

Para cada canal, se logra la sincronización del bloque de compresión-expansión y punto de flotación (64 muestras transportadas en 8 tramas) por medio de una palabra de sincronización de 8 bits.

Se definen dos palabras de sincronización:

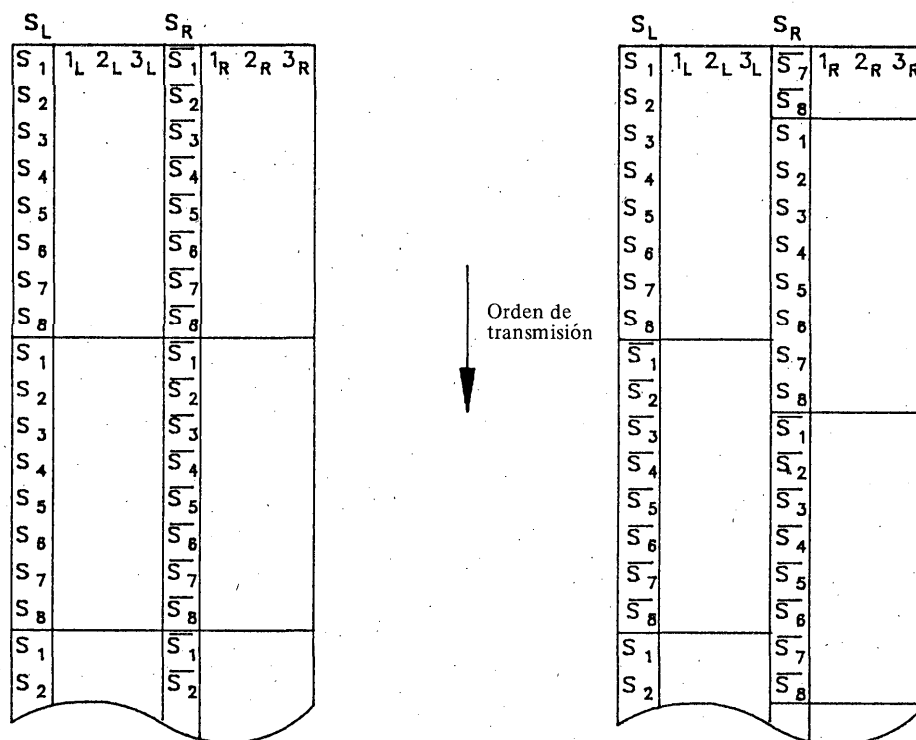
$$S_y = 00011011$$
$$S_1 \dots S_8$$

y la forma invertida

$$\overline{S_y} = 11100100$$
$$\overline{S_1} \dots \overline{S_8}$$

Para un par estereofónico, la palabra de sincronización utilizada es S_y para el canal izquierdo y $\overline{S_y}$ para el canal derecho.

Para las aplicaciones monofónicas, la palabra de sincronización utilizada para cada canal es alternativamente S_y y $\overline{S_y}$ (véase la fig. 6).



a) Par estereofónico

b) Dos canales monofónicos

Nota — La relación entre S_L y S_R debe ser la indicada.

Nota — Para la aplicación monofónica no es necesario que haya una relación fija entre S_L y S_R .

FIGURA 6 — Transmisión de las palabras de sincronización

Por medio de la inserción síncrona en una estructura de trama a 2048 kbit/s, no es necesario transmitir la señal de alineación de trama (FA) que se halla contenida en la estructura de trama mostrada en la fig. 5.

Así pues, para un canal, la velocidad binaria neta para la transmisión es todavía de 496 kbit/s.

En los casos en que se dispone de enlaces especializados a 2048 kbit/s pueden combinarse hasta 4 canales de 496 kbit/s en una trama de múltiplex conforme a la Recomendación G.704 del CCITT.

Con objeto de garantizar la compatibilidad entre las señales transmitidas a 496 kbit/s conforme al presente anexo II y las transmitidas a 384 kbit/s de acuerdo con la Recomendación G.737 del CCITT, la capacidad de transmisión disponible debe atribuirse como se muestra en la fig. 7 [CCIR, 1982-86a].

En la fig. 7, cada bloque L I, R I, L II, R II comprende 60 bits que corresponden a una capacidad equivalente a 4 muestras. Cada bloque resulta del entremezclado de bit y muestra en dos tramas consecutivas, Recomendación G.704.

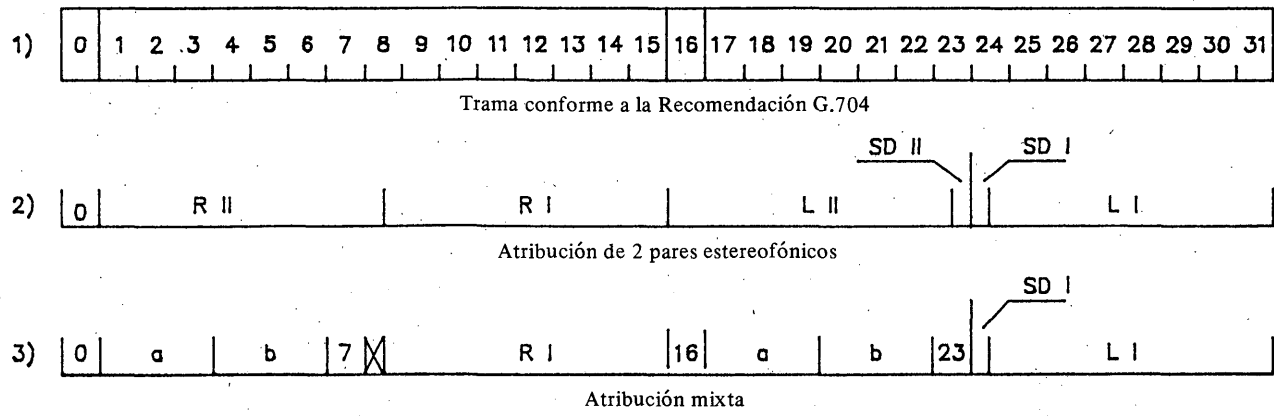


FIGURA 7 - Atribución de la capacidad de transmisión disponible

L I: $7,5 \times 64 \text{ kbit/s} = 480 \text{ kbit/s}$ para el canal izquierdo I
R I: 480 kbit/s para el canal derecho I
L II: 480 kbit/s para el canal izquierdo II
R II: 480 kbit/s para el canal derecho II

SD I: $0,5 \times 64 \text{ kbit/s} = 32 \text{ kbit/s}$ para dividir en $2 \times 16 \text{ kbit/s}$.
En las tramas que contienen la palabra de alineación de trama, la capacidad de datos se atribuye al canal izquierdo I, y en las otras tramas al canal derecho I. En cada caso se utiliza la velocidad de 4 kbit/s para la sincronización del bloque de compresión-expansión y punto flotante, y 12 kbit/s para la transmisión de los datos auxiliares.

SD II: como SD I pero para los canales L II y R II.

a, b: cada uno $2 \times 3 \times 64 \text{ kbit/s} = 384 \text{ kbit/s}$ en el canal monofónico.

X: capacidad no utilizable (32 kbit/s) en esta combinación.

Nota - En la anterior línea 3), los intervalos de tiempo 7 y 23 están disponibles para la telefonía; el canal de señalización (intervalo de tiempo 16) no está ocupado por un canal sonoro.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

CHAMBERS, J. P. [1985] Signalling in parity: a brief history. British Broadcasting Corporation, BBC RD 1985/15.
Documentos del CCIR
[1982-86]: a. CMTT/214 (Alemania (República Federal de)).

RECOMENDACIÓN 719*

**TRANSMISIÓN DE SEÑALES ANALÓGICAS RADIOFÓNICAS DE ALTA CALIDAD
POR CIRCUITOS MIXTOS ANALÓGICOS Y DIGITALES A 320 kbit/s**

(Cuestión 18/CMTT, Programas de Estudios 18A/CMTT, 18C/CMTT,
18D/CMTT, 18E/CMTT y 18J/CMTT)

(1990)

El CCIR,

CONSIDERANDO

- a) que la transmisión de las señales radiofónicas de alta calidad por circuitos mixtos analógicos y digitales debe cumplir los requisitos de la Recomendación 505;
- b) que debe reducirse al mínimo el número de conversiones analógico/digital y digital/analógico, así como el número de métodos de codificación para garantizar que en un enlace internacional, la calidad de transmisión de la señal radiofónica sea igual o mejor que la obtenida con un enlace exclusivamente analógico;
- c) que la velocidad de 320 kbit/s es suficiente para la transmisión de la señal radiofónica de alta calidad y que, en caso necesario, puede funcionar con el canal H0 (384 kbit/s) recomendado por el CCITT;
- d) que las conversiones digitales que emplean la misma ley de codificación no deben introducir distorsiones de la señal radiofónica en los tránsitos digitales,

RECOMIENDA, POR UNANIMIDAD:

- 1. Que la transmisión de las señales radiofónicas por canales a 320 kbit/s con terminales analógicos a la entrada y a la salida del enlace internacional deben satisfacer los criterios de los parámetros analógicos y digitales estipulados en las partes 1 y 2 de esta Recomendación.
- 2. Que los interfaces digitales entre administraciones que hayan adoptado sistemas distintos deben funcionar a 384 kbit/s (canal H0) y transmitir señales codificadas de conformidad con la Recomendación 660, § 2.2, método a). Las administraciones realizarán las transcodificaciones necesarias utilizando el sistema especificado en esta Recomendación.

PARTE 1

CRITERIOS PARA LOS PARÁMETROS ANALÓGICOS

La transmisión de señales radiofónicas de alta calidad por circuitos mixtos analógicos y digitales debe cumplir los requisitos de la Recomendación 505.

1. **Parámetros de los códecs**

Los parámetros de un códec entre sus terminales analógicos deben cumplir los requisitos que se definirán como un tercio de los correspondientes al circuito ficticio de referencia (Recomendación 505). Al calcular los parámetros normalizados de un códec entre terminales analógicos, se pueden aplicar las leyes de adición de la Recomendación 605, con un número de secciones de frecuencia baja $n = 3$.

2. **Parámetros de la conexión en serie de los códecs**

El circuito ficticio de referencia descrito en la Recomendación 502 se divide en tres secciones de igual longitud, cada una de las cuales puede ser analógica o digital. Cada sección digital no puede contener más de un codificador y decodificador. Por ello, el número de códecs conectados en serie en un circuito ficticio de referencia mixto, que comprende secciones analógicas y digitales, se establece de conformidad con las cifras del cuadro I.

* Esta Recomendación debe señalarse a la atención de las Comisiones de Estudio XV y XVIII del CCITT.

CUADRO I – *Número de códecs conectados en serie en un circuito ficticio de referencia mixto analógico y digital*

Número de secciones analógicas	Número de codecs conectados en serie
0	3
1	2
2	1
3	0

PARTE 2

CRITERIOS PARA LOS PARÁMETROS DIGITALES

Los tránsitos digitales de las señales radiofónicas convertidas mediante el método descrito en esta Recomendación (véase el § 2) no introducirán distorsiones en la señal analógica. En los tránsitos digitales de las señales radiofónicas convertidas mediante diversos métodos (por ejemplo, los descritos en la Recomendación 660 y en esta Recomendación), deben reducirse al mínimo las distorsiones.

1. Frecuencia de muestreo

La frecuencia de muestreo será 32 kHz. La tolerancia de la frecuencia de muestreo será $\pm 5 \times 10^{-5}$, como se especifica en las Recomendaciones G.732 y G.733 del CCITT para el equipo múltiplex MIC primario. Esta frecuencia de muestreo se ajusta a la indicada en la Recomendación 606.

2. Método de codificación

El método de codificación recomendado se basa en la cuantificación uniforme con una velocidad de muestreo de 14 bits, seguida de la compansión (compresión-expansión).

La compansión se realiza en tres etapas, que se definen a continuación:

- Compansión casi instantánea, con una característica de cinco niveles y una compresión de 14 a 10 bits, como se indica en la fig. 1;
- División de las muestras, $x(n)$ en dos secuencias: $x(2n + 1)$ impares y $x(2n)$ pares; cálculo de la diferencia $\Delta(2n)$ mediante la fórmula:

$$\Delta(2n) = x(2n) - \frac{x(2n + 1) + (2n - 1)}{2}$$

- Compansión casi instantánea adicional de la diferencia $\Delta(2n)$ con una característica de 3 niveles y una compresión de 11 a 9 bits, como se indica en la fig. 2.

En los enlaces digitales establecidos entre administraciones que utilizan diferentes métodos de compansión, las señales se codificarán mediante el método a) de la Recomendación 660. La administración que utilice un método diferente efectuará la conversión de código necesaria.

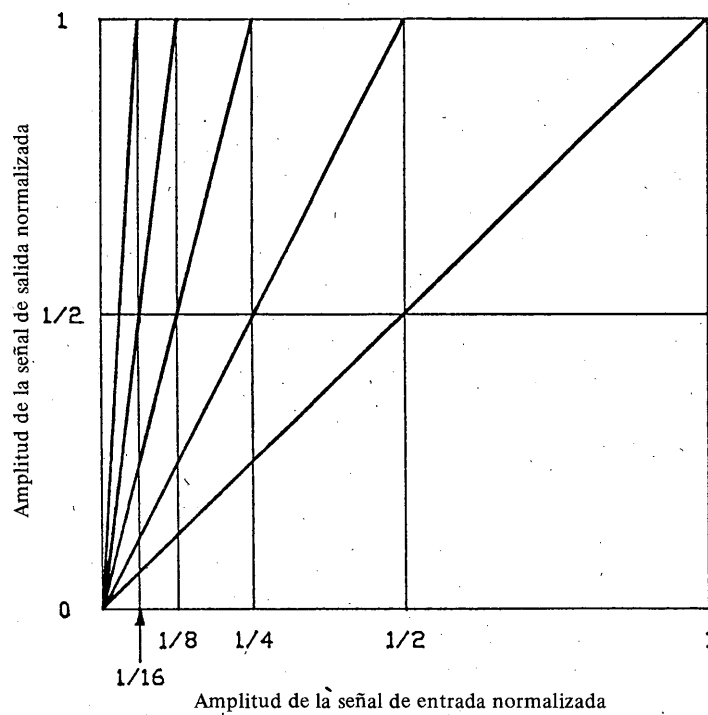


FIGURA 1 — Primera etapa del algoritmo de compresión-expansión

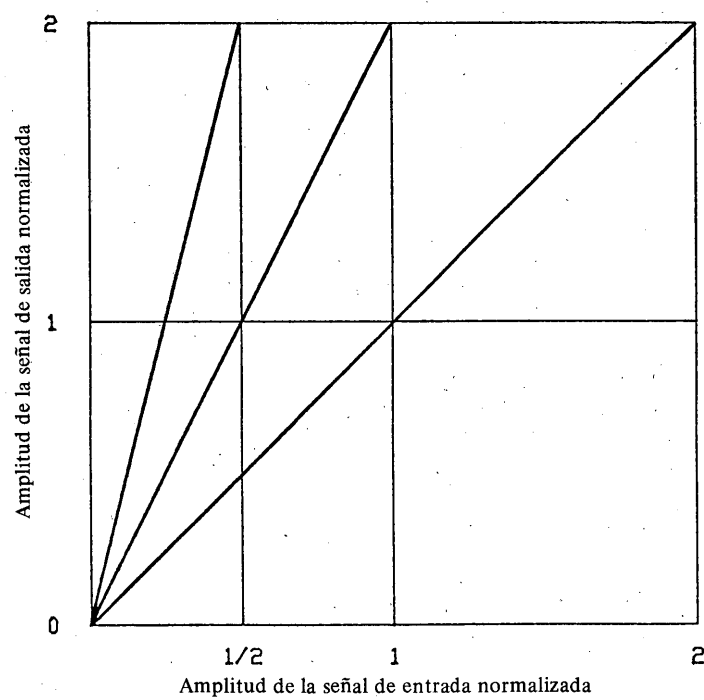


FIGURA 2 — Tercera etapa del algoritmo de compresión-expansión

3. Tabla de codificación

En el cuadro II se reproduce la tabla de codificación para la compansión casi instantánea de 14 a 10 bits.
La tabla de codificación para la compansión casi instantánea adicional de la diferencia $\Delta(2n)$ de 11 a 9 bits figura en el cuadro III.

CUADRO II – Tabla de codificación para la compansión casi instantánea de 14 a 10 bits

Nivel	Entrada analógica normalizada	Salida analógica normalizada		Código digital comprimido		Capacidad de resolución (bit)
4	+ 8176 0 - 16 - 8192	+ 8192 + 16 0 - 8176	+ 8184 + 8 - 8 - 8184	+ 511 0 - 1 - 512	(0111111111) (0000000000) (1000000000) (1111111111)	10
3	+ 4088 0 - 8 - 4096	+ 4096 + 8 0 - 4088	+ 4092 + 4 - 4 - 4092	+ 511 0 - 1 - 512	(0111111111) (0000000000) (1000000000) (1111111111)	11
2	+ 2044 0 - 4 - 2048	+ 2048 + 4 0 - 2044	+ 2046 + 2 - 2 - 2046	+ 511 0 - 1 - 512	(0111111111) (0000000000) (1000000000) (1111111111)	12
1	+ 1022 0 - 2 - 1024	+ 1024 + 2 0 - 1022	+ 1023 + 1 - 1 - 1023	+ 511 0 - 1 - 512	(0111111111) (0000000000) (1000000000) (1111111111)	13
0	+ 511 0 - 1 - 512	+ 512 + 1 0 - 511	+ 511,5 + 0,5 - 0,5 - 511,5	+ 511 0 - 1 - 512	(0111111111) (0000000000) (1000000000) (1111111111)	14

CUADRO III — Tabla de codificación para la compansión por diversidad casi instantánea adicional de 11 a 9 bits

Nivel	Entrada analógica normalizada	Salida analógica normalizada	Código digital comprimido	Capacidad de resolución (bit)		
4	2	+ 16320 0 - 64 - 16384	+ 16384 + 16352 + 64 + 32 0 - 32 - 16320 - 16352	+ 255 (0111111111) 0 (0000000000) - 1 (1000000000) - 256 (1111111111)	8	
	1	+ 8160 0 - 32 - 8190	+ 8192 + 8176 + 32 + 16 0 - 16 - 8160 - 8176	+ 255 (0111111111) 0 (0000000000) - 1 (1000000000) - 256 (1111111111)	9	
	0	+ 4080 0 - 16 - 4096	+ 4096 + 4088 + 16 + 8 0 - 8 - 4080 - 4088	+ 255 (0111111111) 0 (0000000000) - 1 (1000000000) - 256 (1111111111)	10	
	3	2	+ 8160 0 - 32 - 8192	+ 8192 + 8176 + 32 + 16 0 - 16 - 8160 - 8176	+ 255 (0111111111) 0 (0000000000) - 1 (1000000000) - 256 (1111111111)	9
		1	+ 4080 0 - 16 - 4096	+ 4096 + 4088 + 16 + 8 0 - 8 - 4080 - 4088	+ 255 (0111111111) 0 (0000000000) - 1 (1000000000) - 256 (1111111111)	10
		0	+ 2040 0 - 8 - 2048	+ 2048 + 2044 + 8 + 4 0 - 4 - 2040 - 2044	+ 255 (0111111111) 0 (0000000000) - 1 (1000000000) - 256 (1111111111)	11
	2	2	+ 4080 0 - 16 - 4096	+ 4096 + 4088 + 16 + 8 0 - 8 - 4080 - 4088	+ 255 (0111111111) 0 (0000000000) - 1 (1000000000) - 256 (1111111111)	10
		1	+ 2040 0 - 8 - 2048	+ 2048 + 2044 + 8 + 4 0 - 4 - 2040 - 2044	+ 255 (0111111111) 0 (0000000000) - 1 (1000000000) - 256 (1111111111)	11
		0	+ 1020 0 - 4 - 1024	+ 1024 + 1022 + 4 + 2 0 - 2 - 1020 - 1022	+ 255 (0111111111) 0 (0000000000) - 1 (1000000000) - 256 (1111111111)	12
	1	2	+ 2040 0 - 8 - 2048	+ 2048 + 2044 + 8 + 4 0 - 4 - 2040 - 2044	+ 255 (0111111111) 0 (0000000000) - 1 (1000000000) - 256 (1111111111)	11
		1	+ 1020 0 - 4 - 1024	+ 1024 + 1022 + 4 + 2 0 - 2 - 1020 - 1022	+ 255 (0111111111) 0 (0000000000) - 1 (1000000000) - 256 (1111111111)	12
		0	+ 510 0 - 2 - 512	+ 512 + 511 + 2 + 1 0 - 1 - 510 - 511	+ 255 (0111111111) 0 (0000000000) - 1 (1000000000) - 256 (1111111111)	13
0	2	+ 1020 0 - 4 - 1024	+ 1024 + 1022 + 4 + 2 0 - 2 - 1020 - 1022	+ 255 (0111111111) 0 (0000000000) - 1 (1000000000) - 256 (1111111111)	12	
	1	+ 510 0 - 2 - 512	+ 512 + 511 + 2 + 1 0 - 1 - 510 - 511	+ 255 (0111111111) 0 (0000000000) - 1 (1000000000) - 256 (1111111111)	13	
	0	+ 2555 0 - 1 - 256	+ 256 + 255,5 + 1 0,5 0 - 0,5 - 255 - 255,0	+ 255 (0111111111) 0 (0000000000) - 1 (1000000000) - 256 (1111111111)	14	



4. Protección contra errores

4.1 *Detección de errores*

Se debe utilizar la detección de errores para identificar muestras de señal radiofónica distorsionadas resultantes de errores digitales aleatorios, ráfagas de errores, pérdida de la alineación de trama o deslizamiento de la trama.

4.2 *Enmascaramiento y corrección de errores*

Se utilizará el enmascaramiento de errores para mantener la calidad subjetiva de la señal radiofónica a un nivel no inferior a 4,5 en la escala de calidad de la Recomendación 562. Esta calidad se garantizará para la proporción de bits erróneos digitales aleatorios de 10^{-6} de la Recomendación G.821 del CCITT.

Hace falta proseguir el estudio para establecer los objetivos de comportamiento frente a las ráfagas de errores.

4.3 *Recuperación de la alineación de trama*

La pérdida de la alineación de trama y la subsiguiente realineación en los sistemas digitales ocasiona interrupciones en la transmisión de las señales radiofónicas. Se requieren nuevos estudios sobre los valores máximos admisibles de esas interrupciones.

5. Temblores

Los temblores que se producen en el trayecto digital de la transmisión y en los interfaces asíncronos de las señales digitales pueden causar distorsiones de la señal analógica decodificada. Como se ha dicho en el Informe 648, hay que seguir estudiando este aspecto.

6. Velocidad de transmisión

6.1 *Transmisión monofónica*

La velocidad de transmisión de un canal radiofónico es de 320 kbit/s, incluidos todos los bits adicionales necesarios.

6.2 *Transmisión estereofónica*

Se precisan dos canales a 320 kbit/s para establecer un circuito radiofónico estereofónico (par estéreo). Ambos canales se deben incluir en un trayecto de transmisión digital a fin de evitar diferencias de tiempo en la transmisión.

7. Conexión a la red

Las señales radiofónicas codificadas en canales digitales a 320 kbit/s deben conectarse con la RDSI en la etapa primaria a velocidades de 2048 kbit/s ó 1544 kbit/s.

RECOMENDACIÓN 660*

**TRANSMISIÓN DE SEÑALES RADIOFÓNICAS ANALÓGICAS DE ALTA CALIDAD
POR CIRCUITOS MIXTOS ANALÓGICO-DIGITALES UTILIZANDO CANALES DE 384 kbit/s**

(Cuestión 18/CMTT y Programas de Estudios 18A/CMTT, 18C/CMTT, 18D/CMTT y 18E/CMTT)

(1986)

El CCIR,

CONSIDERANDO

- a) que las señales radiofónicas de alta calidad por circuitos mixtos analógico-digitales han de satisfacer los requisitos de calidad de la Recomendación 505;
- b) que el número de conversiones de analógico a digital y de digital a analógico, así como el número de técnicas de codificación digital, deben reducirse al mínimo, para que la conexión radiofónica internacional proporcione una calidad del mismo grado, o mayor, de la que puede obtenerse con una conexión analógica homogénea;
- c) que el CCITT ha recomendado un canal soporte H0 de 384 kbit/s en la Recomendación I.412, con capacidad para transportar señales radiofónicas por una «red digital de servicios integrados» (RDSI);
- d) que las conversiones digital a digital utilizando la misma ley de codificación para circuitos radiofónicos en cascada con diferentes velocidades primarias, no deben entrañar ninguna degradación de señal,

RECOMIENDA, POR UNANIMIDAD:

Que para la transmisión de señales radiofónicas por canales a 384 kbit/s, con un interfaz analógico a la entrada y a la salida de la conexión internacional, deben satisfacerse los requisitos analógicos y digitales definidos en los § 1 y 2, respectivamente, de esta Recomendación.

Nota 1 — En la Recomendación J.41 del CCITT, se definen las características de los equipos para codificar señales de programas radiofónicos analógicos de alta calidad que utilizan canales a 384 kbit/s. En las Recomendaciones G.735 y G.737, se indican las características de los equipos destinados a acceso digital a 384 kbit/s en 2048 kbit/s.

Nota 2 — Se proponen otras técnicas de codificación que son motivo de la Cuestión 18/CMTT; por ejemplo, codificación de señales radiofónicas a 316 kbit/s insertadas en un canal de 320 kbit/s, y multiplexión de 6 canales radiofónicos de alta calidad en 2048 kbit/s. En el cuadro I del Informe 647 se enumeran las técnicas que pueden utilizarse mediante acuerdo bilateral de las administraciones interesadas.

1. Requisitos analógicos

La transmisión de señales radiofónicas de alta calidad por circuitos mixtos analógico-digitales deberá satisfacer los requisitos de calidad de la Recomendación 505.

1.1 Calidad de un solo códec

La calidad de transmisión analógica-analógica en el caso de un solo códec equivaldrá a 1/3 de las características de calidad del circuito ficticio de referencia (Recomendación 505). Cuando proceda, podrán utilizarse las leyes de adición de la Recomendación 605 para calcular la calidad del único códec con $n = 3$ secciones (analógico a analógico).

* Esta Recomendación debe señalarse a la atención de la Comisión de Estudio 10 del CCIR y de las Comisiones de Estudio XV y XVIII del CCITT.

1.2 *Calidad de códecs en cascada*

El circuito ficticio de referencia indicado en la Recomendación 502 se divide en tres secciones de igual longitud que pueden ser tanto analógicas como digitales. Cada sección digital debe comprender únicamente un codificador y un decodificador. Por consiguiente, para un circuito ficticio de referencia mixto analógico y digital, el cuadro I indica el número de códecs que pueden conectarse en cascada.

CUADRO I – *Número de códecs en cascada en un circuito radiofónico mixto analógico-digital*

Secciones analógicas	Códecs en cascada
0	3
1	2
2	1
3	0

2. **Requisitos digitales**

Las conversiones digital-digital utilizando las mismas leyes de codificación que las indicadas en el cuadro II o el cuadro III de la presente Recomendación sobre circuitos radiofónicos en cascada con velocidades primarias diferentes, no deben entrañar ninguna degradación de la señal. Las conversiones digital-digital con leyes de codificación diferentes indicadas en el cuadro II y en el cuadro III deben causar una degradación mínima de la señal.

CUADRO II – *Tabla de codificación para la compresión-expansión instantánea de señales radiofónicas **

Entrada analógica normalizada ⁽¹⁾	Salida analógica normalizada ⁽¹⁾	Código digital comprimido	Segmento N.º	Resolución efectiva (bits)
8160 a 8192 4096 a 4128	8176 4112	895 768	1	9
4080 a 4096 2048 a 2064	4088 2056	767 640	2	10
2040 a 2048 1024 a 1032	2044 1028	639 512	3	11
1020 a 1024 512 a 516	1022 514	511 384	4	12
510 a 512 256 a 258	511 257	383 256	5	13
255 a 256 128 a 129	255,5 128,5	255 128	6	14
127 a 128 0 a 1	127,5 0,5	127 0		

* Sólo se muestra la mitad positiva de la tabla de codificación.

⁽¹⁾ La palabra código máxima de ± 8192 corresponde a un nivel de sobrecarga de +15 dBm0s en la frecuencia con pérdida de inserción de 0 dB (2,1 kHz) del circuito de preacentuación de la Recomendación J.17 del CCITT, con atenuación de 6,5 dB a 800 Hz.

CUADRO III — *Tabla de codificación para la compresión-expansión casi instantánea de señales radiofónicas*

Gama	Entrada analógica normalizada ⁽¹⁾	Salida analógica normalizada ⁽¹⁾	Código digital comprimido	Resolución efectiva (bits)
4	+ 8176 a + 8192 0 a + 16 - 16 a 0 - 8192 a - 8176	+ 8184 + 8 - 8 - 8184	+ 511 0 - 1 - 512	10
3	+ 4088 a + 4096 0 a + 8 - 8 a 0 - 4096 a - 4088	+ 4092 + 4 - 4 - 4092	+ 511 0 - 1 - 512	11
2	+ 2044 a + 2048 0 a + 4 - 4 a 0 - 2048 a - 2044	+ 2046 + 2 - 2 - 2046	+ 511 0 - 1 - 512	12
1	+ 1022 a + 1024 0 a + 2 - 2 a 0 - 1024 a - 1022	+ 1023 + 1 - 1 - 1023	+ 511 0 - 1 - 512	13
0	+ 511 a + 512 0 a + 1 - 1 a 0 - 512 a - 511	+ 511,5 + 0,5 - 0,5 - 511,5	+ 511 0 - 1 - 512	14

⁽¹⁾ La palabra código máxima de ± 8192 corresponde a un nivel de sobrecarga de +12 dBm0s en la frecuencia con pérdida de inserción de 0 dB (2,1 kHz) del circuito de preacentuación de la Recomendación J.17 del CCITT, con atenuación de 6,5 dB a 800 Hz.

2.1 Frecuencia de muestreo

La frecuencia de muestreo deberá ser de 32 kHz. La tolerancia asociada deberá estar dentro de $\pm 5 \times 10^{-5}$ como se especifica en las Recomendaciones G.732 y G.733 del CCITT sobre equipos multiplex MIC primarios. Esta frecuencia de muestreo se ajusta a la indicada en la Recomendación 606.

2.2 Método de codificación

Las leyes de codificación recomendadas se basan en una técnica MIC de 14 bits/muestra con cuantificación uniforme y compresión-expansión, y utilizarán el método a) o b), según las reglas de prioridad que se definen a continuación:

- compresión-expansión instantánea, de ley A, once segmentos y de 14 a 11 bits. Las características de la compresión-expansión se ilustran en la fig. 1;
- compresión-expansión casi instantánea, de cinco gamas y de 14 a 10 bits. Las características de la compresión-expansión se ilustran en la fig. 2;

Los trayectos digitales entre administraciones que han adoptado sistemas distintos deben transportar señales codificadas con arreglo al método a). Cuando ambas administraciones hayan adoptado el mismo método, éste debe utilizarse en trayectos digitales entre ellas. Las administraciones que utilicen el método b) realizarán cualquier transcodificación necesaria.

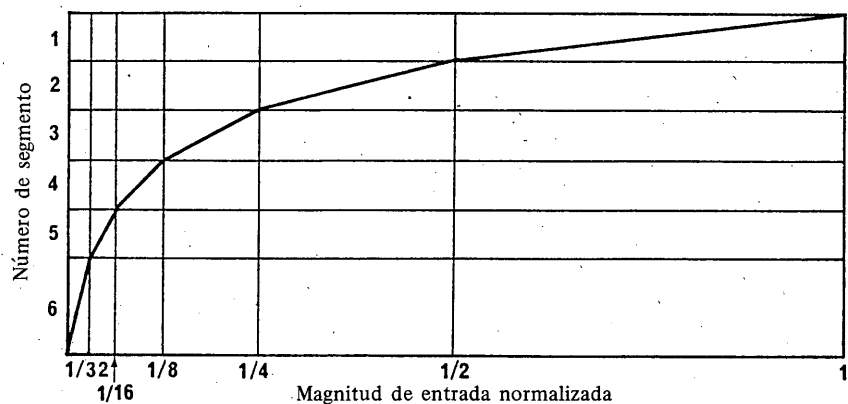


FIGURA 1 – Características de compresión-expansión instantánea

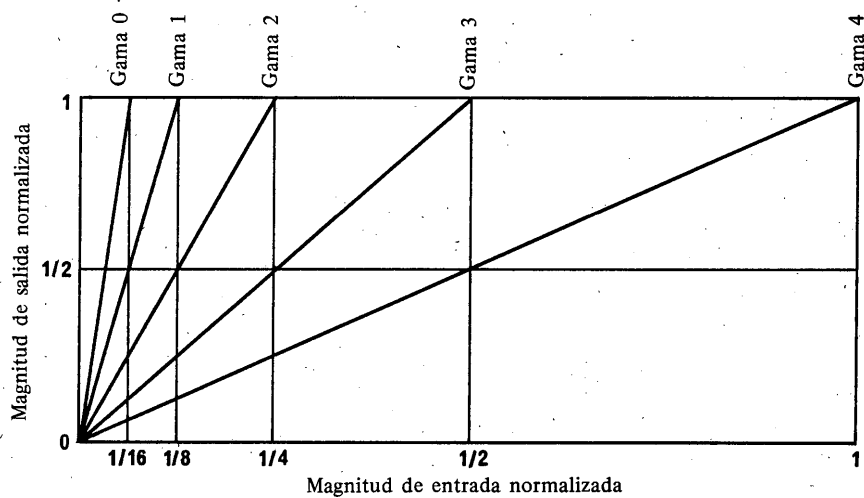


FIGURA 2 – Características de compresión-expansión casi instantánea

2.3 Tabla de codificación

La tabla de codificación para el compresor-expansor de ley A instantáneo se especifica en el cuadro II y la tabla de codificación para el compresor-expansor casi instantáneo se especifica en el cuadro III.

2.4 Protección contra los bits erróneos

2.4.1 Detección de errores

La detección de errores se utilizará para detectar muestras radiofónicas erróneas que pueden deberse a bits erróneos aleatorios, ráfagas de errores, pérdidas de trama o deslizamientos de trama.

2.4.2 Ocultación o corrección de errores

Las técnicas de ocultación o corrección de errores se utilizarán para cerciorarse de que la calidad subjetiva de la señal radiofónica no se degrada por debajo de la nota 4,5, según se define en la Recomendación 562. Esta calidad se mantendrá para una proporción de bits erróneos aleatorios de 1×10^{-6} , según se define en la Recomendación G.821 del CCITT. Es necesario realizar nuevos estudios con el fin de definir un requisito para las ráfagas de errores (véase el Informe 648).

2.4.3 *Pérdida y recuperación de la alineación de trama*

La pérdida y recuperación de la alineación de trama en los canales digitales da lugar a interrupciones de las señales radiofónicas. Han de seguir estudiándose los límites admisibles de estas interrupciones (véanse los Informes 642 y 647).

2.5 *Temblores de fase («jitter»)*

Las características de temblor de fase del interfaz digital pueden producir degradaciones de la señal analógica decodificada después de pasar por un sistema digital. Como se señala en el Informe 648, este asunto requiere ulterior estudio.

2.6 *Velocidad binaria de transmisión*

2.6.1 *Transmisión monofónica*

La velocidad binaria de transmisión en un canal radiofónico será de 384 kbit/s incluidos todos los bits auxiliares necesarios.

2.6.2 *Transmisión estereofónica*

Se utilizarán dos canales de 384 kbit/s separados para formar un circuito radiofónico estereofónico (par estereofónico). Estos dos canales radiofónicos se encaminarán juntos por el mismo trayecto de transmisión, para evitar diferencias en el retardo de transmisión.

2.7 *Acceso a la red*

Las señales radiofónicas codificadas en señales digitales a 384 kbit/s deben llegar a la RDSI a 1544 kbit/s o 2048 kbit/s, de conformidad con la Recomendación I.412 del CCITT.

RECOMENDACIÓN 606-1

**FRECUENCIA DE MUESTREO QUE HA DE UTILIZARSE PARA LA
TRANSMISIÓN DIGITAL DE SEÑALES RADIOFÓNICAS DE ALTA CALIDAD**

(Programa de Estudios 18A/CMTT)

(1982-1990)

El CCIR,

CONSIDERANDO

- a) que está en plena expansión la utilización de sistemas de transmisión digital de sonido de alta calidad;
- b) que las pruebas subjetivas efectuadas han demostrado que una limitación de la banda de audiofrecuencia a 15 kHz no causa degradación significativa en la calidad subjetiva, ni siquiera en condiciones de escucha críticas;
- c) que la frecuencia de muestreo de 32 kHz está próxima del límite teórico compatible con la banda de paso nominal de 15 kHz;
- d) que esta frecuencia se está utilizando ya corrientemente en cierto número de equipos;
- e) que es compatible con las velocidades binarias correspondientes a los diferentes niveles jerárquicos definidos por el CCITT;
- f) que la utilización de una frecuencia única permitirá simplificar los equipos y facilitar los intercambios,

RECOMIENDA, POR UNANIMIDAD:

Que la frecuencia de muestreo utilizada para la codificación con miras a la transmisión digital de canales de sonido de alta calidad sea de 32 kHz. La tolerancia asociada con esta frecuencia será $\pm 5 \times 10^{-5}$ como se especifica en las Recomendaciones G.732 y G.733 del CCITT para equipos multiplex MIC primarios que funcionan a velocidades de 2048 kbit/s y 1544 kbit/s, respectivamente.

Nota — Para los niveles de calidad de la transmisión radiofónica distintos del nivel de gran-calidad (15 kHz), pueden resultar preferibles otras frecuencias de muestreo, que en cualquier caso deben ser múltiplos de 8 kHz.

SECCIÓN CMTT D: MÉTODOS DE EXPLOTACIÓN Y DE EVALUACIÓN DE LA CALIDAD
PARA LOS CANALES DE TRANSMISIÓN DE PROGRAMAS RADIOFÓNICOS

RECOMENDACIÓN 571-2 *

SEÑAL CONVENCIONAL DE PRUEBA SIMULADORA DE SEÑALES
RADIOFÓNICAS PARA MEDIR LA INTERFERENCIA EN OTROS CANALES**

(Programa de Estudios 19D/CMTT)

(1978-1982-1990)

El CCIR,

CONSIDERANDO

- a) que, en sistemas MDF, la diafonía no lineal puede causar interferencia mutua entre los diferentes tipos de canales de transmisión;
- b) que esta interferencia depende de la carga total del sistema MDF;
- c) que la interferencia en un canal puede medirse como un apreciable deterioro de la relación señal/ruido;
- d) que, para establecer límites de interferencia realistas, conviene disponer de una señal convencional de prueba que imite la carga del canal radiofónico,

RECOMIENDA, POR UNANIMIDAD:

Que, para simular señales radiofónicas, se utilice una señal convencional de prueba con las siguientes características:

1. Se conformará una señal de excitación de espectro uniforme que abarque la banda de frecuencias hasta 15 kHz, por lo menos, de acuerdo con la atenuación de inserción nominal/frecuencia que se indica en el cuadro I y en la fig. 1.
2. La señal de prueba convencional puede producirse a partir de un generador de ruido blanco gaussiano asociado a una red conformadora, de acuerdo con la fig. 2.
3. El nivel de la potencia total de la señal de prueba aplicada a un circuito radiofónico sometido a prueba se variará, cíclicamente, de acuerdo con el cuadro II.

Nota — Esta Recomendación se deriva de los estudios indicados en el Informe 497.

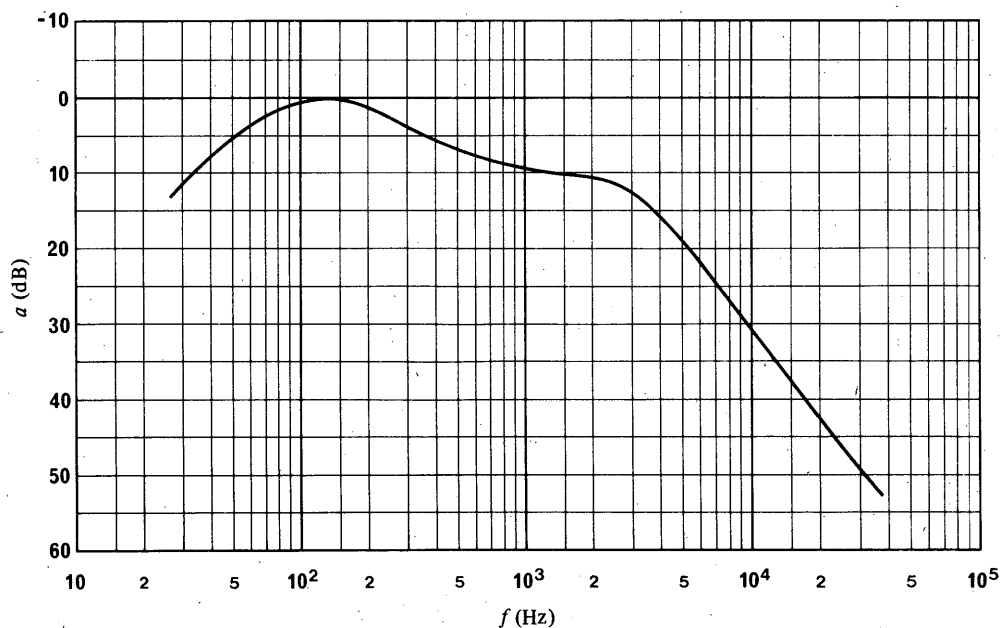


FIGURA 1 — Pérdida de inserción/frecuencia

* Esta Recomendación debe señalarse a la atención de la Comisión de Estudio XV del CCITT y de la Comisión de Estudio 10 del CCIR.

** Para las definiciones de potencia absoluta, potencia relativa y niveles de ruido, véase la Recomendación 574.

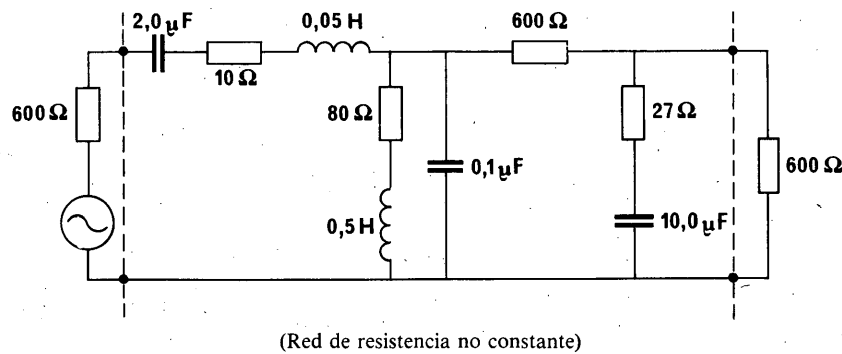


FIGURA 2

CUADRO I

Frecuencia (Hz)	Atenuación de inserción relativa (dB)	Tolerancia (± 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

CUADRO II

Pasos	Nivel	Tiempo de aplicación de la señal
1	−4 dBm0s	4 s
2	+ 3 dBm0s	2 s
3	Sin señal	2 s

RECOMENDACIÓN 645-1 *

SEÑALES DE PRUEBA PARA LOS ENLACES RADIOFÓNICOS INTERNACIONALES

(Cuestiones 50/10 y 19/CMTT, Programas de Estudios 50B/10 y 50E/10)

(1986-1990)

El CCIR,

CONSIDERANDO

- a) que muchas degradaciones en el intercambio internacional de programas en enlaces radiofónicos son atribuibles a distintas definiciones nacionales de la señal de prueba;
- b) que en diferentes Recomendaciones del CCITT y del CCIR figuran algunas definiciones;
- c) que una lista de esas definiciones permitiría esclarecer la situación,

RECOMIENDA, POR UNANIMIDAD:

Que en los enlaces radiofónicos internacionales sólo se utilicen las señales de prueba definidas a continuación:

1. Señal de alineación (SA)

Señal sinusoidal a la frecuencia de 1 kHz, utilizada para alinear la conexión radiofónica internacional. El nivel de la señal corresponde a 0 dBu0s (véase la nota), (es decir, 0,775 V de tensión eficaz, en un punto de nivel relativo cero). De conformidad con la Recomendación N.13 del CCITT, el tiempo de transmisión de la señal de alineación debe ser lo más breve posible, preferentemente inferior a 30 s.

Nota — La notación «dBu0s» se define en la Recomendación 574. Otros textos conexos de la CMTT utilizan la notación «dBm0s», que también se define en la Recomendación 574.

2. Señal de medición (SM)

Señal sinusoidal con un nivel de 12 dB por debajo del nivel de la señal de alineación que debe utilizarse para mediciones de larga duración y mediciones en todas las frecuencias (véanse las Recomendaciones N.12, N.13, N.21 y N.23 del CCITT).

3. Señal máxima permitida (SMP)

Señal sinusoidal a la frecuencia de 1 kHz, con un nivel superior en 9 dB al nivel de la señal de alineación equivalente al máximo nivel permitido de la señal radiofónica. La señal radiofónica debe controlarse por el organismo de radiodifusión transmisor de manera que la amplitud de las crestas sólo rebase rara vez la amplitud de cresta de la señal máxima permitida.

Nota — En tales condiciones un medidor de las crestas del programa indicará niveles no superiores al nivel de la señal máxima permitida.

Para aclarar esta definición puede utilizarse un ejemplo numérico. La señal de alineación tiene una tensión eficaz de 0,775 V y una amplitud de cresta de 1,1 V, en un punto de nivel relativo cero. La amplitud de cresta instantánea de la señal radiofónica en este punto sólo debe exceder rara vez de 3,1 V.

Si bien está previsto que las crestas de la señal radiofónica no deben exceder del nivel de la señal máxima permitida, debe preverse una capacidad de sobrecarga de manera que puedan tolerarse raras sobredesviaciones de la señal radiofónica por encima del nivel de la señal máxima permitida.

Nota — En el anexo I se describen la respuesta de los medidores de las crestas del programa y de los vúmetros a estas señales de prueba.

* La CMTT y la Comisión de Estudio 10 deberán coordinar la futura evolución de la presente Recomendación. Esta Recomendación debe señalarse a la atención de la Comisión de Estudio IV del CCITT.

ANEXO I

UTILIZACIÓN DE LAS SEÑALES DE PRUEBA RECOMENDADAS PARA LA ALINEACIÓN
CON MEDIDORES DE LAS CRESTAS DEL PROGRAMA Y VÚMETROS

1. Los organismos de radiodifusión vienen desarrollando, desde hace cuarenta años, procedimientos para utilizar ambos tipos de medidores en el control de los niveles de los programas. Estos procedimientos se utilizan a satisfacción de las organizaciones, pues no producen sobremodulación, que ocasiona la distorsión, ni inframodulación, que lleva a la degradación debida al ruido.

Si bien estos dos instrumentos reaccionan de forma diferente según la naturaleza de las señales, las organizaciones que los emplean han elaborado técnicas que garantizan un control del nivel satisfactorio y un equilibrio artístico en el programa.

2. Los medidores de las crestas del programa (PPM — Peak programme meters) tienen tal sensibilidad que una señal sinusoidal con el nivel de alineación 0 dBu0s, indica «prueba» en un PPM de la UER (esto corresponde a «4» en el PPM de la BBC y a «-9» en los PPM de la República Federal de Alemania y de la OIRT; véase la fig. 1).

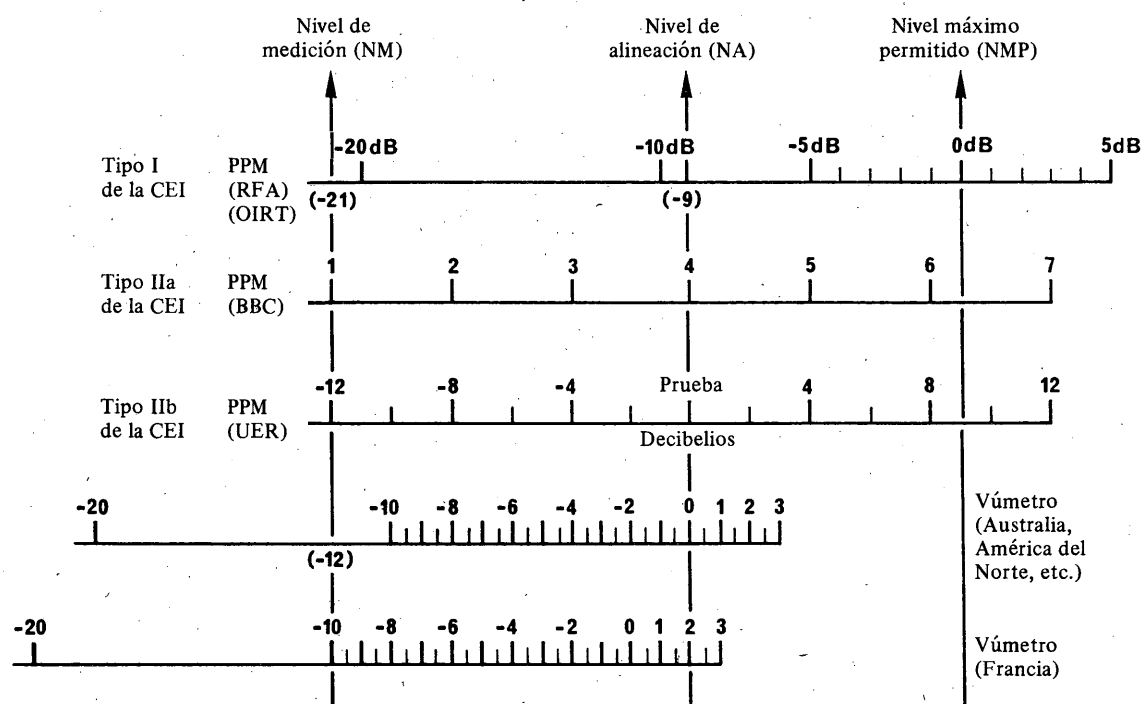


FIGURA 1 — Indicaciones producidas por medidores de nivel de varios tipos con las señales de prueba recomendadas

Nota. — Las indicaciones de los medidores de las crestas del programa (PPM — Peak programme meters) son esquemáticas; no están representadas a escala.

3. El vúmetro tiene tal sensibilidad que una señal sinusoidal con el nivel de alineación, 0 dBu0s, produce una indicación casi máxima en la escala, es decir 0 vu en Australia y América del Norte, y +2 vu en Francia (véase la fig. 1).

4. El PPM lee «cuasi cresta», es decir, que indica valores de los niveles de cresta de las señales de los programas, inferiores a los verdaderos valores de los mismos. Los operadores tienen instrucciones para que las crestas de los programas den la misma indicación que un tono sinusoidal con +9 dBu0s. (En algunas organizaciones este valor es de +8 dBu0s.) Las verdaderas crestas del programa son más altas que las indicadas en hasta 3 dB. Cuando se toman, además, en consideración los errores del operador, las verdaderas crestas de la señal radiofónica pueden alcanzar la amplitud de una señal sinusoidal de +15 dBu0s.

5. El vúmetro indica el nivel medio del programa, generalmente mucho más bajo que la verdadera cresta. Los operadores tienen instrucciones para que la cresta de los programas corresponda generalmente a la lectura de 0 vu. La experiencia ha demostrado que las verdaderas crestas de los programas superan los valores indicados en una cantidad comprendida entre +6 dB y +13 dB, según la naturaleza del programa. Cuando se toman además en consideración los errores de los operadores, las verdaderas crestas de la señal pueden ser hasta 16 dB más altas de lo indicado, correspondiendo a la amplitud de cresta de una señal sinusoidal de +16 dBu0s, o +14 dBu0s, según el caso, cuando la aplicación de la señal de nivel de alineación da como resultado una indicación de +2 vu.

6. Por tanto, si bien difieren las características dinámicas de los dos medidores, los niveles de cresta más altos observados después del control de la modulación utilizando ambos medidores, son muy similares.

7. Así pues, una conexión internacional entre organismos de radiodifusión se alineará correctamente, con independencia del tipo de medidor utilizado, cuando una señal sinusoidal con el nivel de alineación, 0 dBu0s, de la indicación apropiada a ese nivel en los extremos transmisor y receptor del circuito.

Para evitar toda confusión entre un nivel de alineación y otros niveles que puedan emplearse, se recomienda utilizar para la alineación de una conexión radiofónica internacional la señal de prueba de tres niveles descrita en la Recomendación 661:

El diagrama de la fig. 1 ilustra las indicaciones dadas por varios medidores de niveles del programa cuando se les aplican las señales de prueba recomendadas.

RECOMENDACIÓN 661-1 *

SEÑALES PARA LA ALINEACIÓN DE LAS CONEXIONES RADIOFÓNICAS INTERNACIONALES

(Cuestión 19/CMTT)

(1986-1990)

El CCIR,

CONSIDERANDO

- a) que la Recomendación 645 define tres señales de prueba que han de utilizarse en las conexiones radiofónicas internacionales;
- b) que no puede derivarse ninguna información de nivel de una señal de prueba de un solo nivel acerca de su relación con los niveles definidos en la Recomendación 645;
- c) que muchas de las degradaciones que se registran en los intercambios internacionales de programas pueden imputarse a una mala interpretación de las señales de prueba de un solo nivel;
- d) que las señales de prueba de la Recomendación 645 podrían utilizarse para la alineación de los circuitos de comentarios de programas radiofónicos encaminados por la red telefónica con conmutación que no pueda aceptar señales de prueba sinusoidales de alto nivel,

RECOMIENDA, POR UNANIMIDAD:

Que las conexiones radiofónicas internacionales se identifiquen y alineen sobre la base de las definiciones del § 1, el formato de la señal de prueba del § 2 y los métodos de medición del § 3 de la presente Recomendación.

1. Definiciones**1.1 Identificación de la fuente**

Deberá utilizarse un indicativo para identificar el punto de origen de las señales de prueba, indicativo que deberá ser preferentemente, lo más corto posible. Se sugiere que ese anuncio contenga, por lo menos, la siguiente información:

- nombre de la organización de origen,
- ubicación,
- país.

La señal radiofónica debe controlarse por el organismo de radiodifusión transmisor de manera que la amplitud de las crestas sólo rebase rara vez la amplitud de cresta de la señal máxima permitida (onda sinusoidal de prueba).

1.2 Definición de las señales de prueba y de los niveles**1.2.1 Señal de alineación (SA)**

Señal sinusoidal de 1 kHz** a un nivel de 0 dBm0s, utilizada para alinear la conexión radiofónica internacional.

1.2.2 Señal de medición (SM)

Señal sinusoidal de 1 kHz** con un nivel de 12 dB por debajo del nivel de la señal de alineación, que debe utilizarse para mediciones de larga duración y mediciones en todas las frecuencias.

1.2.3 Señal máxima permitida (SMP)

Señal sinusoidal de 1 kHz** de un nivel superior en 9 dB al nivel de la señal de alineación equivalente al máximo nivel permitido de la señal radiofónica.

* Esta Recomendación debe señalarse a la atención de la Comisión de Estudio 10 del CCIR y de la Comisión de Estudio IV del CCITT.

** Esta frecuencia es nominal, pudiendo utilizarse la de 1020 Hz recomendada por el CCITT (Recomendación O.33).

2. Formato de la señal de prueba

2.1 Para comprobar la alineación de las conexiones radiofónicas internacionales, deberá utilizarse una señal sinusoidal de tres niveles a una frecuencia de referencia de 1 kHz*. Esos tres niveles deberán combinarse con la identificación de la fuente y repetirse cíclicamente según lo especificado en el formato de la fig. 1 para las conexiones monofónicas y estereofónicas.

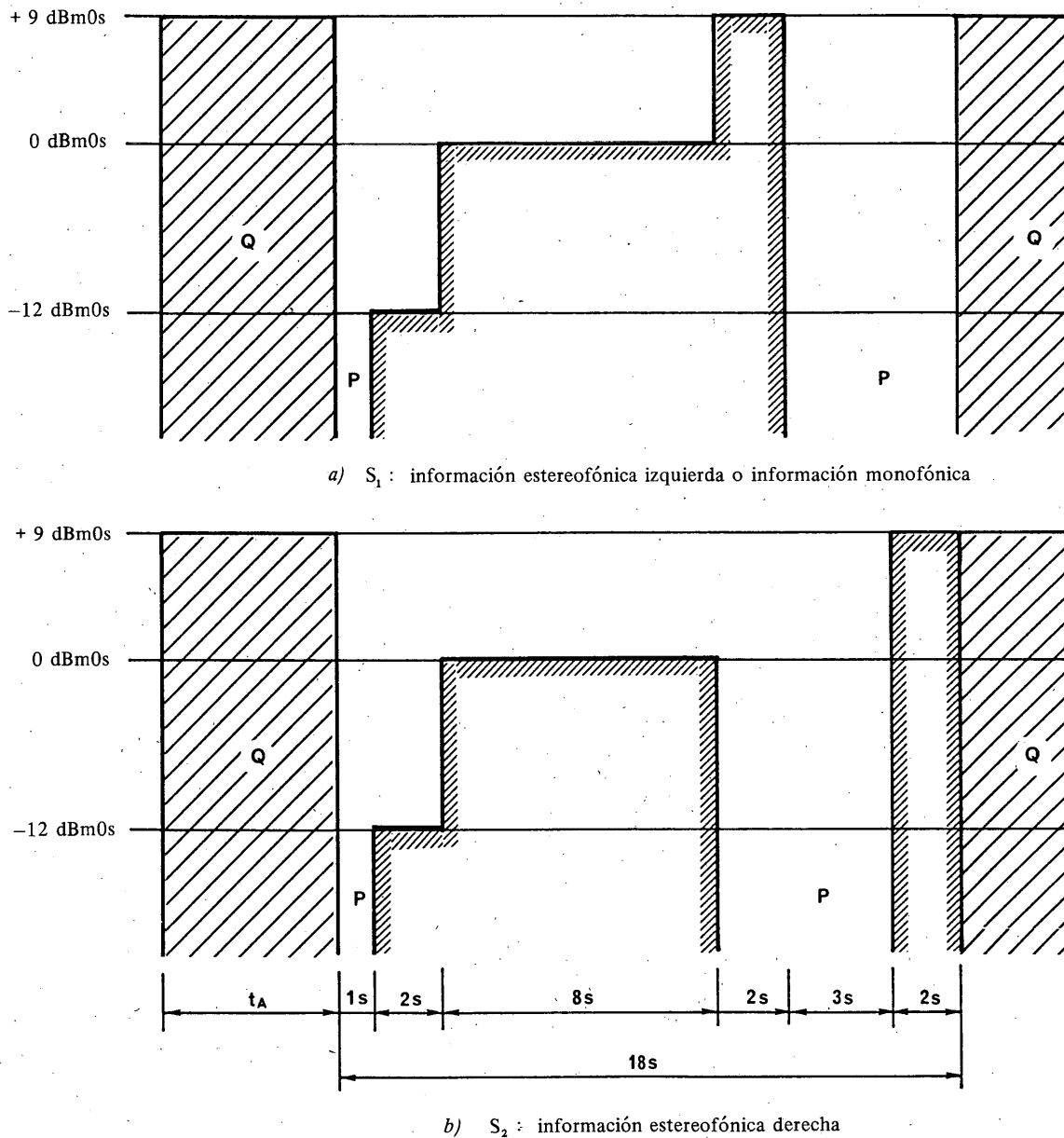


FIGURA 1 – Formato de la señal de prueba de tres niveles para las conexiones radiofónicas

Duración del ciclo = $t_A + 18$ s

Q: anuncio de la estación

t_A : duración del anuncio de la estación.

Varía en función de la longitud del mensaje

P: pausas de la señal

* Esta frecuencia es nominal, pudiendo utilizarse la de 1020 Hz recomendada por el CCITT (Recomendación O.33).

2.2 Estas señales de prueba no deben aplicarse directamente a la red telefónica con conmutación, porque eso podría provocar una carga excesiva del canal o de la diafonía en otros canales.

2.3 Es posible que algunas organizaciones no hayan generado automáticamente los niveles de prueba definidos en el § 2.1 precedente.

Nota — Esta frecuencia es nominal, pudiendo utilizarse la de 1020 Hz recomendada por el CCITT (Recomendación O.33).

3. Métodos de medición

El objeto fundamental de las señales de prueba definidas en la presente Recomendación es proporcionar a las organizaciones niveles de medición precisos y bien definidos [Thiele, 1984]. La finalidad de esos niveles es permitir la identificación rápida de errores de nivel y dar al personal de explotación tiempo suficiente para efectuar los necesarios ajustes de nivel en los puntos apropiados de la conexión radiofónica internacional. La alineación de la conexión se realiza ajustando la señal de alineación al punto apropiado del vu-metro del programa en la forma definida en el anexo I de la Recomendación 645. Está también prevista la identificación de los canales izquierdo y derecho, como se indica en la fig. 1. Asimismo, se invita a las organizaciones a que consideren los Informes 292 y 820 cuando procedan a establecer procedimientos de medición.

La señal de prueba en tres niveles definida en el § 2.1 prevé también una breve medición del ruido subjetivo y/u objetivo en las pausas de la señal (P), según se indica en la fig. 1. Esas pausas de medición no tienen por objeto sustituir las prácticas de mantenimiento definidas en las Recomendaciones de la serie N del CCITT, sino confirmar que no hay degradaciones imputables al ruido bruto o a la diafonía en el circuito.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

THIELE, A. N. [septiembre de 1984] Three-level-tone test signal for setting audio levels. AES Australian Convention, Melbourne, Australia.

SECCIÓN CMTT E: TRANSMISIÓN DE SEÑALES QUE ASOCIAN POR MULTIPLAJE
LAS SEÑALES DE IMAGEN, DE SONIDO Y DE DATOS.
TRANSMISIÓN DE SEÑALES DE NUEVOS SISTEMAS

RECOMENDACIÓN 717*

**TOLERANCIAS PARA LAS DIFERENCIAS DE TIEMPOS DE TRANSMISIÓN
ENTRE LAS COMPONENTES DE IMAGEN Y DE SONIDO DE UNA SEÑAL DE TELEVISIÓN**

(Programa de Estudios 21A/CMTT)

(1990)

El CCIR,

CONSIDERANDO

- a) que una diferencia perceptible de tiempos de transmisión entre las componentes de imagen y de sonido de una señal de televisión resulta molesta para los telespectadores;
- b) que en el Informe 1081 se dan cifras para las diferencias de tiempos de transmisión entre las componentes de imagen y de sonido que son «detectables» y «subjetivamente molestos»;
- c) que el problema es menos grave si es el sonido el que se retrasa con respecto a la imagen;
- d) que los enlaces de radiodifusión no son los únicos elementos de la cadena de radiodifusión que pueden causar una diferencia de tiempos de transmisión entre las componentes de imagen y de sonido;
- e) que las diferencias de tiempos de transmisión entre las componentes de imagen y de sonido causadas por un enlace de transmisión no están relacionadas, necesariamente, con la longitud del enlace,

RECOMIENDA, POR UNANIMIDAD:

Que en toda conexión utilizada para el intercambio internacional de señales de televisión, la diferencia de tiempos de transmisión entre las componentes de imagen y de sonido no sobrepase los 20 ms, si el sonido se adelanta a la imagen, ni los 40 ms si el sonido se retrasa con respecto a ésta.

Nota — La aplicación de estos valores a los circuitos será objeto de estudios posteriores.

* Esta Recomendación debe señalarse a la atención de las Comisiones de Estudio 10 y 11 del CCIR y Comisión de Estudio IV del CCITT.

RECOMENDACIÓN 572

TRANSMISIÓN DE UN PROGRAMA RADIOFÓNICO ASOCIADO A UNA SEÑAL ANALÓGICA DE TELEVISIÓN, MEDIANTE MULTIPLAJE POR DISTRIBUCIÓN EN EL TIEMPO EN LOS IMPULSOS DE SINCRONISMO DE LÍNEA

(Programa de Estudios 21B/CMTT)

(1978)

El CCIR,

CONSIDERANDO

- a) que si las componentes de sonido e imagen de una señal de televisión se transmiten por circuitos o métodos diferentes, puede haber un error de sincronización de las señales en el extremo de recepción;
- b) que un método para solventar este problema consiste en transmitir ambas señales por el mismo circuito mediante multiplaje;
- c) que conviene normalizar una solución específica para la transmisión de señales de sonido y video con multiplaje por distribución en el tiempo,

RECOMIENDA, POR UNANIMIDAD:

Que, para la transmisión de un programa radiofónico junto con una señal analógica de televisión, por multiplaje por distribución en el tiempo, se utilice un sistema de modulación por impulsos codificados (MIC), cuyos principios más importantes sean los siguientes:

1. La señal radiofónica debería muestrearse a una velocidad igual al doble de la frecuencia de línea correspondiente a la norma de video (véase la nota 3).
2. Las muestras deberían codificarse en forma MIC binaria con una compresión-expansión adecuada en palabras de 10 bits.
3. Las muestras codificadas alternadas deberían retardarse un semiperiodo de línea, añadiéndose una palabra de 10 bits obtenida a partir de cada par de muestras, y los dígitos de las dos muestras deberían entrelazarse de manera que los dígitos de igual numeración de las dos muestras aparecieran consecutivamente.
4. Los impulsos digitales individuales deberían conformarse como impulsos en seno cuadrado, con una duración y separación tales que puedan insertarse 21 impulsos en el impulso de sincronismo de línea. En los sistemas de televisión que emplean impulsos de igualación en el intervalo de supresión de trama, debería prolongarse la duración de los impulsos de igualación adecuados en el codificador, restableciéndose la duración normal en el decodificador.
5. Los grupos de impulsos combinados y conformados (20 bits), junto con un impulso de marca (de la misma forma) deberían insertarse en los impulsos de sincronismo de línea de manera que el impulso de marca, seguido por los dígitos menos significativos, fueran los más próximos al frente anterior del impulso de sincronismo, y que los dígitos más significativos fueran los más próximos al frente posterior del impulso de sincronismo. La amplitud de los impulsos debería extenderse del nivel inferior de sincronismo al del blanco máximo.
6. Debería usarse preacentuación y desacentuación, siendo adecuada para este fin la curva de la Recomendación J.17 del CCITT. La ganancia en baja frecuencia debería fijarse junto con el compresor-expansor a fin de reducir al mínimo cualquier degradación debida al ruido modulado de programa que puede producirse con material de programa crítico.
7. Debería preverse una protección para reducir al mínimo toda perturbación sufrida eventualmente por la señal de audio, en caso de que las muestras decodificadas sean erróneas debido a que la señal de video o los impulsos de audiofrecuencia no sean conforme a la norma. Esta protección puede conseguirse, por ejemplo, por medio de retenciones, es decir, por la repetición de muestras anteriores cuando se trata de errores de corta duración, etc., y suprimiendo la salida de audio en el caso de errores de mayor duración, o si se producen demasiadas retenciones en un corto periodo.

8. Para la conexión de tres códecs en tándem, es conveniente que las características se ajusten a la Recomendación 505 (véase la nota 3).

9. La calidad de imagen del sistema debería ser tal que un codificador y decodificador únicos introdujeran una distorsión despreciable, comparada con los valores límite contenidos en la Recomendación 567 para el circuito ficticio de referencia de televisión.

10. La calidad del sonido decodificado en un códec no debería verse desfavorablemente afectada si el circuito de televisión entre el codificador y el decodificador tiene una calidad equivalente a la de una conexión internacional de televisión de larga distancia (véase la Recomendación 603), igualada en caso necesario.

Nota 1 — Los circuitos con fijación del nivel inferior de sincronismo no son adecuados para este sistema.

Nota 2 — En la aplicación en circuitos por satélite explotados con una anchura de banda de 17,5 MHz en frecuencia intermedia, es conveniente reducir en 6 dB la amplitud de los impulsos.

Nota 3 — Quizá resulte difícil obtener una respuesta hasta 15 kHz, pues la velocidad de muestreo es el doble de la frecuencia de línea (véase el punto 1 anterior). En consecuencia, la frecuencia más elevada para la que se especifica la respuesta amplitud/frecuencia de un circuito ficticio de referencia puede reducirse a 14 kHz.

