



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.



国际电信联盟

CCITT

国际电报电话咨询委员会

蓝皮书

卷 III.6

非话信号的线路传输 声音节目和电视信号的传输

H和J系列建议



第九次全体会议

1988年11月14—25日 墨尔本

1989年 日内瓦



国际电信联盟

CCITT

国际电报电话咨询委员会

蓝皮书

卷 III.6

非话信号的线路传输 声音节目和电视信号的传输

H和J系列建议



第九次全体会议

1988年11月14—25日 墨尔本

1989年 日内瓦

ISBN 92-61-03365-2



© ITU

中国印刷

CCITT 图书目录
第九次全体会议(1988 年)

蓝 皮 书

卷 I

- 卷 I.1 — 全会会议记录和报告
研究组及研究课题一览表
- 卷 I.2 — 意见和决议
关于 CCITT 的组织和工作程序的建议(A 系列)
- 卷 I.3 — 术语和定义 缩略语和首字母缩写词 关于措词含义的建议(B 系列)和综合电信统计的
建议(C 系列)
- 卷 I.4 — 蓝皮书索引

卷 II

- 卷 II.1 — 一般资费原则 — 国际电信业务的资费和帐务 D 系列建议(第 II 研究组)
- 卷 II.2 — 电话网和 ISDN — 运营、编号、选路和移动业务 建议 E. 100-E. 333(第 II 研究组)
- 卷 II.3 — 电话网和 ISDN — 服务质量、网络管理和话务工程 建议 E. 401-E. 880(第 II 研究组)
- 卷 II.4 — 电报业务和移动业务 — 运营和服务质量 建议 F. 1-F. 140(第 I 研究组)
- 卷 II.5 — 远程信息处理业务、数据传输业务和会议电信业务 — 运营和服务质量 建议 F. 160-
F. 353、F. 600、F. 601、F. 710-F. 730(第 I 研究组)
- 卷 II.6 — 报文处理和查号业务 — 运营和服务的限定 建议 F. 400-F. 422、F. 500(第 I 研究组)

卷 III

- 卷 III.1 — 国际电话接续和电路的一般特性 建议 G. 100-G. 181(第 XII 和 XV 研究组)

- 卷Ⅲ.2 — 国际模拟载波系统 建议 G. 211-G. 544(第 XV 研究组)
- 卷Ⅲ.3 — 传输媒质 — 特性 建议 G. 601-G. 654(第 XV 研究组)
- 卷Ⅲ.4 — 数字传输系统的概况;终端设备 建议 G. 700-G. 795(第 XV 和第 XVIII 研究组)
- 卷Ⅲ.5 — 数字网、数字段和数字线路系统 建议 G. 801-G. 961(第 XV 和第 XVIII 研究组)
- 卷Ⅲ.6 — 非话信号的线路传输 声音节目和电视信号的传输 H 和 J 系列建议(第 XV 研究组)
- 卷Ⅲ.7 — 综合业务数字网(ISDN) — 一般结构和服务能力 建议 I. 110-I. 257(第 XVIII 研究组)
- 卷Ⅲ.8 — 综合业务数字网(ISDN) — 全网概貌和功能、ISDN 用户-网络接口 建议 I. 310-I. 470(第 XVIII 研究组)
- 卷Ⅲ.9 — 综合业务数字网(ISDN) — 网间接口和维护原则 建议 I. 500-I. 605(第 XVIII 研究组)

卷Ⅳ

- 卷Ⅳ.1 — 一般维护原则:国际传输系统和电话电路的维护 建议 M. 10-M. 782(第Ⅳ研究组)
- 卷Ⅳ.2 — 国际电报、相片传真和租用电路的维护 国际公用电话网的维护 海事卫星和数据传输系统的维护 建议 M. 800-M. 1375(第Ⅳ研究组)
- 卷Ⅳ.3 — 国际声音节目和电视传输电路的维护 N 系列建议(第Ⅳ研究组)
- 卷Ⅳ.4 — 测量设备技术规程 O 系列建议(第Ⅳ研究组)

- 卷Ⅴ — 电话传输质量 P 系列建议(第Ⅻ研究组)

卷Ⅵ

- 卷Ⅵ.1 — 电话交换和信令的一般建议 ISDN 中服务的功能和信息流 增补 建议 Q. 1-Q. 118 (乙)(第Ⅺ研究组)
- 卷Ⅵ.2 — 四号和五号信令系统技术规程 建议 Q. 120-Q. 180(第Ⅺ研究组)
- 卷Ⅵ.3 — 六号信令系统技术规程 建议 Q. 251-Q. 300(第Ⅺ研究组)
- 卷Ⅵ.4 — R1和 R2信令系统技术规程 建议 Q. 310-Q. 490(第Ⅺ研究组)
- 卷Ⅵ.5 — 综合数字网和模拟—数字混合网中的数字本地、转接、组合交换机和国际交换机 增补 建议 Q. 500-Q. 554(第Ⅺ研究组)
- 卷Ⅵ.6 — 各信令系统之间的配合 建议 Q. 601-Q. 699(第Ⅺ研究组)
- 卷Ⅵ.7 — 七号信令系统技术规程 建议 Q. 700-Q. 716(第Ⅺ研究组)
- 卷Ⅵ.8 — 七号信令系统技术规程 建议 Q. 721-Q. 766(第Ⅺ研究组)
- 卷Ⅵ.9 — 七号信令系统技术规程 建议 Q. 771-Q. 795(第Ⅺ研究组)
- 卷Ⅵ.10 — 一号数字用户信令系统(DSS 1) 数据链路层 建议 Q. 920-Q. 921(第Ⅺ研究组)
- 卷Ⅵ.11 — 一号数字用户信令系统(DSS 1) 网络层、用户—网络管理 建议 Q. 930-Q. 940(第Ⅺ研究组)

- 卷 VI.12 — 公用陆地移动网 与 ISDN 和 PSTN 的互通 建议 Q.1000-Q.1032(第 XI 研究组)
- 卷 VI.13 — 公用陆地移动网 移动应用部分和接口 建议 Q.1051-Q.1063(第 XI 研究组)
- 卷 VI.14 — 其它系统与卫星移动通信系统的互通 建议 Q.1100-Q.1152(第 XI 研究组)

卷 VII

- 卷 VII.1 — 电报传输 R 系列建议 电报业务终端设备 S 系列建议 (第 IX 研究组)
- 卷 VII.2 — 电报交换 U 系列建议(第 IX 研究组)
- 卷 VII.3 — 远程信息处理业务的终端设备和协议 建议 T.0-T.63(第 VIII 研究组)
- 卷 VII.4 — 智能用户电报各建议中的一致性测试规程 建议 T.64(第 VIII 研究组)
- 卷 VII.5 — 远程信息处理业务的终端设备和协议 建议 T.65-T.101,T.150-T.390(第 VIII 研究组)
- 卷 VII.6 — 远程信息处理业务的终端设备和协议 建议 T.400-T.418(第 VIII 研究组)
- 卷 VII.7 — 远程信息处理业务的终端设备和协议 建议 T.431-T.564(第 VIII 研究组)

卷 VIII

- 卷 VIII.1 — 电话网上的数据通信 V 系列建议(第 X VII 研究组)
- 卷 VIII.2 — 数据通信网:业务和设施,接口 建议 X.1-X.32(第 VII 研究组)
- 卷 VIII.3 — 数据通信网:传输,信令和交换,网络概貌,维护和管理安排 建议 X.40-X.181(第 VII 研究组)
- 卷 VIII.4 — 数据通信网:开放系统互连(OSI) — 模型和记法表示,服务限定 建议 X.200-X.219(第 VII 研究组)
- 卷 VIII.5 — 数据通信网:开放系统互连(OSI) — 协议技术规程,一致性测试 建议 X.220-X.290(第 VII 研究组)
- 卷 VIII.6 — 数据通信网:网间互通,移动数据传输系统,网际管理 建议 X.300-X.370(第 VII 研究组)
- 卷 VIII.7 — 数据通信网:报文处理系统 建议 X.400-X.420(第 VII 研究组)
- 卷 VIII.8 — 数据通信网:查号 建议 X.500-X.521(第 VII 研究组)

- 卷 IX — 干扰的防护 K 系列建议(第 V 研究组) 电缆及外线设备的其它部件的结构、安装和防护 L 系列建议(第 VI 研究组)

卷 X

- 卷 X.1 — 功能规格和描述语言(SDL) 使用形式描述方法(FDT)的标准 建议 Z.100和附件 A、B、C 和 E,建议 Z.110(第 X 研究组)
- 卷 X.2 — 建议 Z.100的附件 D:SDL 用户指南(第 X 研究组)
- 卷 X.3 — 建议 Z.100的附件 F.1:SDL 形式定义 介绍(第 X 研究组)

- 卷 X.4 — 建议 Z. 100的附件 F. 2:SDL 形式定义 静态语义学(第 X 研究组)
 - 卷 X.5 — 建议 Z. 100的附件 F. 3:SDL 形式定义 动态语义学(第 X 研究组)
 - 卷 X.6 — CCITT 高级语言(CHILL) 建议 Z. 200(第 X 研究组)
 - 卷 X.7 — 人机语言(MML) 建议 Z. 301-Z. 341(第 X 研究组)
-

蓝皮书卷Ⅲ. 6 目录

第一部分 — H 系列建议

非话信号的线路传输

建议号		页数
第一章	— 用于传输电报、传真、数据等非话信号的线路	
1. 1	用于非话业务的传输通路特性	
H. 11	电话交换网中的电路特性	5
H. 12	电话型租用电路的特性	5
H. 13	电话型电路使用的脉冲噪声测量仪表的特性	5
H. 14	用于传输宽谱信号的基群链路的特性	5
H. 15	用于传输宽谱信号的超群链路的特性	6
H. 16	宽带数据传输使用的脉冲噪声测量仪表的特性	6
1. 2	电话型电路应用于音频电报	
H. 21	国际音频电报系统的组成和术语	6
H. 22	国际音频电报链路的传输要求 (速率为 50, 100 和 200 波特)	6
H. 23	国际音频电报系统使用的电报设备的基本特性	7
1. 3	用于各种类型的电报传输或电报电话同时传输的电话电路或电缆	
H. 32	在电话型电路上同时进行电报和电话通信	7
H. 34	在电话型电路中电报和其它业务之间的频带再分配	7
1. 4	用于传真电报的电话型电路	
H. 41	电话型电路中的传真电报传输	7
H. 42	电话型电路中传真电报传输的适应范围	8
H. 43	电话型租用电路中的文件传真传输	8

1.5

数据信号的特性

H. 51	电话线路中数据传输的功率电平	8
H. 52	基群宽带链路中的宽谱信号（数据、传真等）传输	8
H. 53	超群宽带链路中的宽谱信号（数据等）传输	8

第二章 — 可视电话系统的特性

H. 100	可视电话系统	9
H. 110	采用数字一次群传输的会议电视的假设参考连接	16
H. 120	采用数字一次群传输的会议电视编解码器	21
H. 130	国际连接使用的会议电视或可视电话数字编解码器的帧结构特性	79
H. 140	国际多点会议电视系统	94

第三章 — 可视音频业务的基础结构

H. 200	可视音频业务的建议的框架	103
H. 221	可视音频电信业务中 64 kbit/s 通路的帧结构	106
H. 222	可视音频电信业务中 384-1920 kbit/s 通路的帧结构	118
H. 261	$n \times 384$ kbit/s 可视音频业务的编解码器	120

第二部分 — J 系列建议 声音节目传输和电视传输

第一章 — 关于声音节目传输的一般建议

J. 11	声音节目传输的假设参考电路	131
J. 12	在国际电话网中建立的声音节目电路的类型	133
J. 13	国际声音节目电路的定义	134
J. 14	国际声音节目连接中的相对电平和阻抗	137
J. 15	国际声音节目连接的调整和监测	138
J. 16	声音节目电路中加权噪声的测量	141
J. 17	声音节目电路使用的预加重	150
J. 18	在载波系统中建立的声音节目电路的串音	151
J. 19	测量其它通路中的干扰时使用的声音节目信号的常规模拟信号	154

第二章 — 声音节目电路的工作特性

J. 21	15 kHz 型声音节目电路的工作特性	159
J. 22	10 kHz 型声音节目电路的工作特性	166
J. 23	7 kHz（窄带）型声音节目电路的工作特性	167

第三章	— 用于建立声音节目电路的设备和线路的特性	
J. 31	用于建立 15 kHz 型声音节目电路的设备和线路的特性	173
J. 32	用于建立 10 kHz 型声音节目电路的设备和线路的特性	188
J. 33	用于建立 6.4 kHz 型声音节目电路的设备和线路的特性	188
J. 34	用于建立 7 kHz 型声音节目电路的设备特性	190
第四章	— 模拟声音节目信号编码设备的特性	
J. 41	用于 384 kbit/s 传输通路的高质量模拟声音节目信号编码设备的特性	193
J. 42	用于 384 kbit/s 传输通路的中等质量模拟声音节目信号编码设备的特性	205
J. 43	用于 320 kbit/s 传输通路的高质量模拟声音节目信号编码设备的特性	209
J. 44	用于 320 kbit/s 传输通路的中等质量模拟声音节目信号编码设备的特性	219
第五章	— 尚未安排	
第六章	— 用于电视传输的电路特性	
J. 61	用于国际连接的电视电路的传输性能	223
J. 62	适用于所有电视系统的唯一的信噪比值	223
J. 63	在黑白和彩色电视信号的场消隐期间插入测试信号的方法	224
J. 64	使用电视插入测试信号进行简易自动测量的参数定义	224
J. 65	提供电视通路常规负荷的标准测试信号	224
J. 66	在行同步脉冲中采用时分复接方式传送模拟电视信号伴音节目的方法	224
第七章	— 经由金属线路传输并与无线电中继链路互连的电视传输系统的一般特性	
J. 73	利用 12 MHz 系统同时传输电话和电视	225
J. 74	频率变换设备传输特性的测量方法	228
J. 75	同轴线对的电视传输系统和无线电中继链路的电视传输系统之间的互连问题	229
J. 77	经由 18 MHz 系统和 60 MHz 系统传输的电视信号的特性	230

第三部分 — H 系列和 J 系列建议的增补

增补第 5 号	在现场条件下电话电路负荷的测量	235
增补第 12 号	电话电路和声音节目电路之间的串音可懂度	235
增补第 16 号	电话型租用电路中信号的带外特性	235

卷首说明

本卷中的“主管部门”一词是电信主管部门和经认可的私营机构两者的简称。

第 一 部 分

H 系列建议

非话信号的线路传输

PAGE INTENTIONALLY LEFT BLANK

PAGE LAISSEE EN BLANC INTENTIONNELLEMENT

用于传输电报、传真、数据等非话信号的线路^①

第一部分包括两类建议：一类建议规定非话信号专用的传输通道（电话型电路、基群电路、超群电路等）的特性，另一类建议规定这些传输中使用的信号特性。

在这部分，“宽带”用来描述传输通道，“宽谱”用来描述传输的信号，从而避免经由基群或超群等链路传输时引起的传输通道频带和传输的信号频带之间的混淆。

制定新业务时，应尽可能避免对个别的通道或信号的特性自作规定，而只参照采用本建议系列第一章所述的各种通道特性。

本系列的第六章留供可视电话系统特性的有关建议使用。

表 1 列出与 H 系列对应的其它系列的建议。

表 1

H 系列建议	其它系列的建议
H. 12, § 1	M. 1040 (卷 IV)
H. 12, § 2	M. 1025 (卷 IV)
H. 12, § 3	M. 1020 (卷 IV)
H. 13	参见建议 O. 71 (卷 IV)
H. 14, § 2	M. 910 (卷 IV)
H. 16	O. 72 (卷 IV)
H. 21	参见建议 M. 800 (卷 IV) 和 R. 77 (卷 VII)
H. 22	参见建议 M. 810 (卷 IV)
H. 23	建议 R. 31 和 R. 35 (卷 VII) 的节录
H. 32	R. 43 (卷 VII)
H. 41	T. 11 (卷 VII)
H. 42	T. 12 (卷 VII)
H. 43	T. 10 (卷 VII)
H. 51	V. 2 (卷 VIII)

^① 不包括声音节目和电视信号传输，这类传输属于 J 系列建议的范围。

PAGE INTENTIONALLY LEFT BLANK

PAGE LAISSEE EN BLANC INTENTIONNELLEMENT

第一章

用于传输电报、传真、数据等非话信号的线路

1.1 用于非话业务的传输通路特性

建议 H.11

电话交换网中的电路特性

(本建议的文本见红皮书卷Ⅲ.4, ITU, 日内瓦, 1985)

建议 H.12

电话型租用电路的特性

(本建议的文本见红皮书卷Ⅲ.4, ITU, 日内瓦, 1985)

建议 H.13

电话型电路使用的脉冲噪声测量仪表的特性

(本建议的文本见红皮书卷Ⅳ.4中的建议O.71, ITU, 日内瓦, 1985)

建议 H.14

用于传输宽谱信号的基群链路的特性

(本建议的文本见红皮书卷Ⅲ.4, ITU, 日内瓦, 1985)

建 议 H. 15

用于传输宽谱信号的超群链路的特性

(本建议的文本见红皮书卷Ⅲ.4, ITU, 日内瓦, 1985)

建 议 H. 16

宽带数据传输使用的脉冲噪声测量仪表的特性

(本建议的文本见红皮书卷Ⅲ.4, ITU, 日内瓦, 1985)

1.2 电话型电路应用于音频电报

建 议 H. 21

国际音频电报系统的组成和术语

(本建议的文本见红皮书卷Ⅲ.4, ITU, 日内瓦, 1985)

建 议 H. 22

国际音频电报链路的传输要求 (速率为 50, 100 和 200 波特)

(本建议的文本见红皮书卷Ⅲ.4, ITU, 日内瓦, 1985)

建 议 H. 23

国际音频电报系统使用的电报设备的基本特性

(本建议的文本见红皮书卷Ⅲ.4, ITU, 日内瓦, 1985)

1.3 用于各种类型的电报传输或电报电话同时传输的电话电路或电缆

建 议 H. 32

在电话型电路上同时进行电报和电话通信

(本建议的文本见红皮书卷Ⅲ.4, ITU, 日内瓦, 1985)

建 议 H. 34

在电话型电路中电报和其它业务之间的频带再分配

(本建议的文本见红皮书卷Ⅲ.4, ITU, 日内瓦, 1985)

1.4 用于传真电报的电话型电路

建 议 H. 41

电话型电路中的传真电报传输

(本建议的文本见红皮书卷Ⅲ.4, ITU, 日内瓦, 1985)

建 议 H. 42

电话型电路中传真电报传输的适应范围

(本建议的文本见红皮书卷Ⅲ.4, ITU, 日内瓦, 1985)

建 议 H. 43

电话型租用电路中的文件传真传输

(本建议的文本见红皮书卷Ⅲ.4, ITU, 日内瓦, 1985)

1.5 数据信号的特性

建 议 H. 51

电话线路中数据传输的功率电平

(本建议的文本见红皮书卷Ⅲ.4, ITU, 日内瓦, 1985)

建 议 H. 52

基群宽带链路中的宽谱信号(数据、传真等)传输

(本建议的文本见红皮书卷Ⅲ.4, ITU, 日内瓦, 1985)

建 议 H. 53

超群宽带链路中的宽谱信号(数据等)传输

(本建议的文本见红皮书卷Ⅲ.4, ITU, 日内瓦, 1985)

第二章

可视电话系统的特性

建议 H.100

可视电话系统

(以前的建议 H.61, 1980 年订于日内瓦;
1984 年修订于马拉加-托雷莫里诺斯, 1988 年修订于墨尔本)

1 定义

可视电话业务一般是一种双向电信业务。它使用宽带模拟电路和(或)数字电路的交换网来建立用户终端之间的连接, 主要用来传送活动的或静止的图象。

特殊用途的单向系统, 如监视系统和一些信息检索系统, 或不经由交换网的会议电视业务都可看作是可视电话的变型。

可视电话业务也包括伴音传输在内。

2 要提供的功能

在可视电话业务的规划中, 至少要提供下述的基本功能:

- a) 具有中等清晰度的活动图象传输功能, 传输诸如一个人或一小群人的头部和肩部图象。
- b) 伴音传输功能。
- c) 具有高清晰度(例如 625 行或 525 行)的图片信息传输功能, 用于传输图样和文件等资料。
- d) 采用或不采用分屏技术的会议电视业务功能。

上述业务一般是双向的, 然而也应能单向工作。此外, 为尽量减少投资, 可将一些不必要的功能省去。

注 — 在用户终端处应有可能使用文稿复制、磁带录象之类的辅助设备。

3 系统参数

3.1 图象标准

3.1.1 用户设备的视频标准应与地方的广播电视标准兼容, 或易于转换, 或者完全相同。

3.1.2 建议可视电话采用两种级别的图象标准，如表 1/H.100 所示。

表 1/H.100
图 象 标 准

级别	项 目	数据适用的地区	
		电视广播采用每秒 25 帧的地区	电视广播采用每秒 30 帧的地区
a	水平扫描行数……	625	525
	每秒帧数……	25	30
		(2 : 1 隔行扫描)	(2 : 1 隔行扫描)
	图象宽高比……	4 : 3	4 : 3
	视频带宽……	5 MHz	4 MHz
b	水平扫描行数……	313	263
	每秒帧数……	25	30
		(2 : 1 隔行扫描)	(2 : 1 隔行扫描)
	图象宽高比……	4 : 3	4 : 3
	视频带宽	1 MHz	1 MHz

a 级标准与地方广播电视标准相同。在大多数情况下，它能够为一群人（例如开会时）和图片资料的实时图象传输提供足够的清晰度。

b 级标准能够为一个人或一小群人的头部和肩部的实时图象传输提供足够的清晰度。对于图片资料或其他静止图象的高清晰度传输必须采用慢扫描技术。例如采用 625 行或 525 行水平扫描和每秒 5 个画面或少于 5 个画面的系统可在 1 MHz 带宽中获得 a 级清晰度。

慢扫描参数尚待进一步研究后确定。

4 关于 a 级会议电视系统中分屏技术的特性^①

在会议电视系统中为了更充分地利用显示屏幕而采用分屏技术时，建议终端设备和发送的信号应具备下述性能。这类系统的最佳座席安排示于附件 A。

4.1 画面的格式

传输的画面宽高比应为 4 : 3；画面被划分为上下两半，与座席组相对应。从摄象系统看出去，左侧座席组应处在上半部，右侧座席组应处在下半部。

对于 625 行电视系统，分割应在 166 行和 479 行的末尾进行；对于 525 行系统，分割应在场 1 的 142 行末尾和场 2 的 141 行的末尾进行，如图 1/H.100 所示。

在显示图象之前，接收设备可能丢掉半行和最后一行以及最后一行。在进行标准变换或对混合信号进行垂直张角校正过程中，这几行要参与平均。

^① 对于使用 b 级标准的系统，分屏技术尚需进一步研究。

4.2 分屏系统的标志信号

4.2.1 模拟视频信号

分屏系统的标志信号应插在垂直消隐期内，这是因为电视的每帧画面或场都需要分屏控制的缘故。标志信号所插入的行及其信号格式都在研究中。

4.2.2 数字视频信号

必须为分屏系统提供标志信号。在使用建议 H. 120/130 的编解码器的场合，其格式应如建议 H. 130 的规定。

4.3 与非分屏系统的兼容

最简单的可视电话终端设备由一部单独的摄象机及其他设备组成。这些终端设备可能与分屏系统的终端设备互联。在这种场合，两个分屏显示器（宽高比=4:1.5）所用的机械掩罩（如果采用了的话）需要除去，不然的话就必须加设一个宽高比为 4:3 的显示器。

4.4 摄象机和显示器的安排

电视摄象机光学系统的入射孔应尽可能靠近显示对端开会人员的电视显示器的中心，以便使人眼的视角误差减到最小。

除非采用例如半透明镜面之类的措施将入射孔与显示器排列在一条直线上，否则应将摄象系统放在显示器中心的上面。

为了使最大的水平误差保持最小，所用的摄象机最好构成一个交叉系统，如图 A-1/H. 100 所示。摄象机/显示器机组应安排在终端站的中轴线上。但在某些场合，由于设备安排上的限制，需要采用如图 A-1/H. 100 所示的平行系统。

至于两部摄象机是采用交叉布置还是采用平行布置，可由各主管部门自行选择，它并不影响不同系统之间的互连。

4.5 发送端图象的处理方法

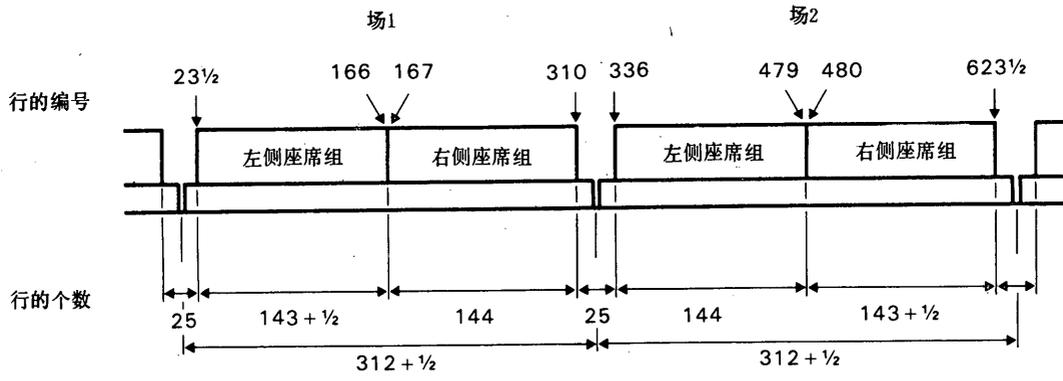
为了使来自分屏作业的两部摄象机的信号保持正确的关系，两部摄象机必须同步工作，但垂直驱动脉冲的相位关系必须另加调整。一部摄象机的驱动信号应超前四分之一垂直周期，另一部摄象机的驱动信号应滞后四分之一垂直周期。这样就可以使用摄象管靶极的中间部分，从而大大减小靶极四角的失真影响。图 B-1/H. 100 说明这个优选的处理方法。

另一种方法虽然不会产生端到端的配合问题，但是没有被推荐。在附件 B 中对它作了比较。

4.6 接收设备

接收设备应在所接收的信号出现不连续的情况下具备正常工作的能力。在不同步的视频信源间进行切换时可能会产生这种不连续的信号。

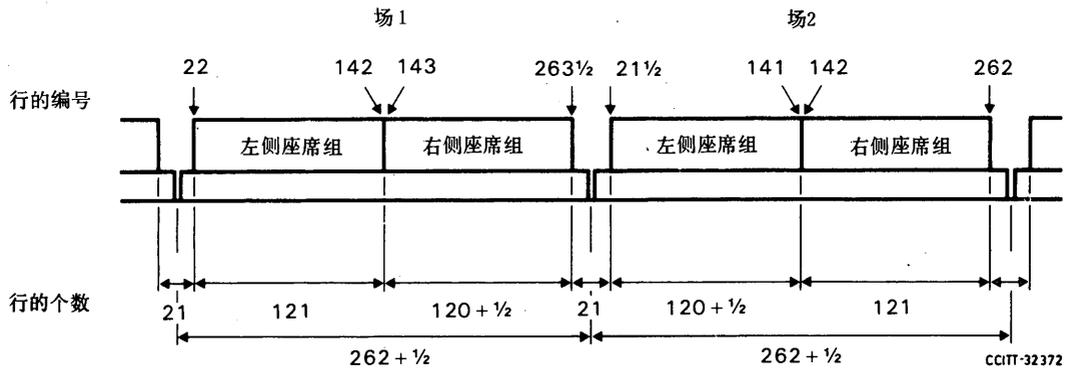
注 — 要求分屏设备可以与具有建议 H. 120 所规定的输入和输出频率容差的编解码器配合运行。



左侧座席组: 第一个完整行24和336
 最后一个完整行166和479
 右侧座席组: 第一个完整行167和480
 最后一个完整行310和622

包括16~20行和包括329~333行在内的行中可以插入标志信号、控制信号或测试信号。

a) 625行电视系统



左侧座席组: 第一个完整行22 (场1,2)
 最末一个完整行 (场1), 141(场2)
 右侧座席组: 第一个完整行143 (场1), 142(场2)
 最末一个完整行262(场1,2)

场1中包括10~21行和场2中包括9 1/2~21 1/2行在内的行中可以插入标志信号、控制信号或测试信号。

b) 525行电视系统

注1—行编号的规定方法仿照CCIR 报告624中的图2—1 (用于625行系统)、和图2—3(用于525行系统)。

注2—行编号采用的符号如下: 第23 1/2行表示图象始于 (或终于) 23行的中间。计算行的总数时, 半行被单独表示, 如 143 + 1/2。

图 1/H.100
 分屏视频信号的垂直结构

附件 A

(建议 H. 100 的附件)

a 级系统中采用分屏技术时的座席安排

采用分屏技术时，会议电视座席的优选安排方案是：

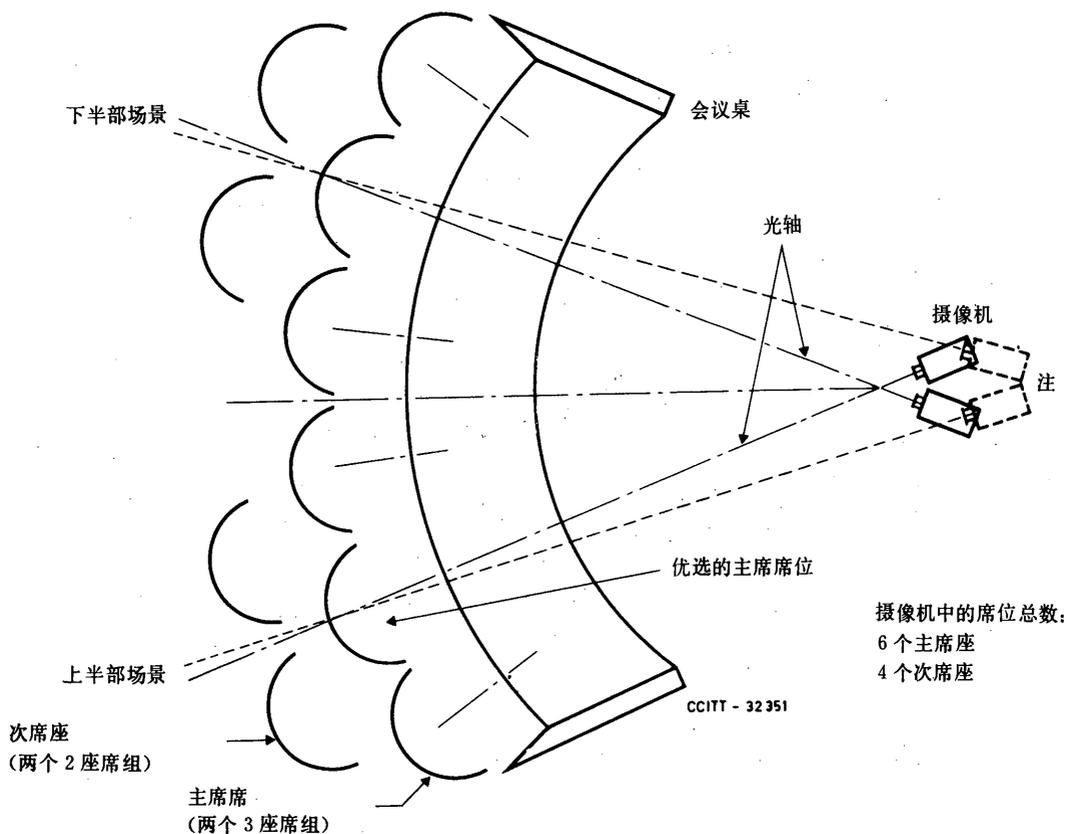
A.1 端站会议室内必须容纳 6 个主座席，分为每组 3 个座席的两个并排座席组，如图 A-1/H. 100 所示。

可以在后面安排加座，但其中左右两部分的中间应留有空档。例如，第二排可以增添 4 个座席，如图 所示。

A.2 主席位置应处于左面座席组的中心（从摄像机看出去），在这个席位及其左边的席位可以操纵“用户 控制器”。

因而，在显示分屏图象时，接收的图象是叠加在一起的（即上下各三个），主席位置规定在上半部的中 心。

当只使用半个演播室时，仍将包括主席座席在内的三座椅座席组作为主座席。如果举行会议时把三个 演播室连接起来，且成对的电视信号以时分复用方式共同使用两个演播室之间的一条中继线，则必需采用 这种统一的安排。



注—实线表示用于交叉操作的摄像机。虚线表示用于平行操作的摄像机。

图 A-1/H. 100

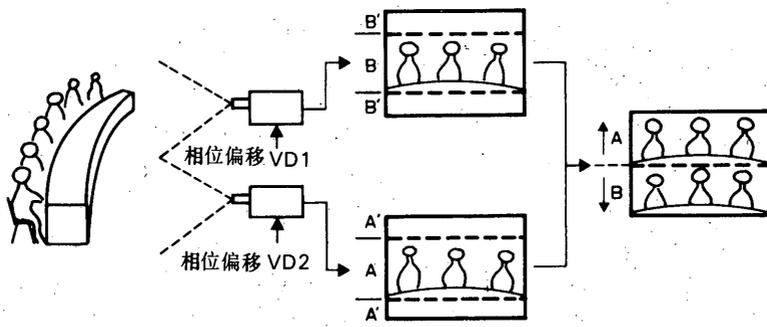
演播室平视图

附 件 B

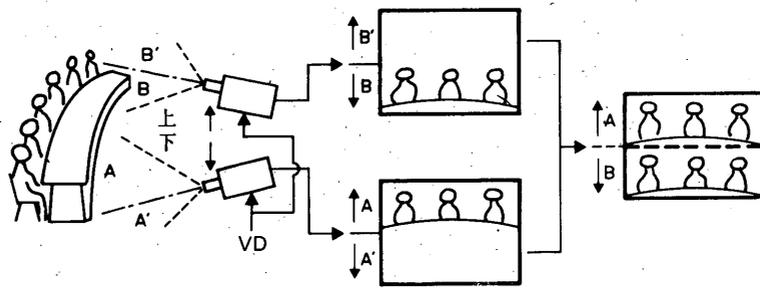
(建议 H. 100 的附件)

发送终端设备中的图象处理方法

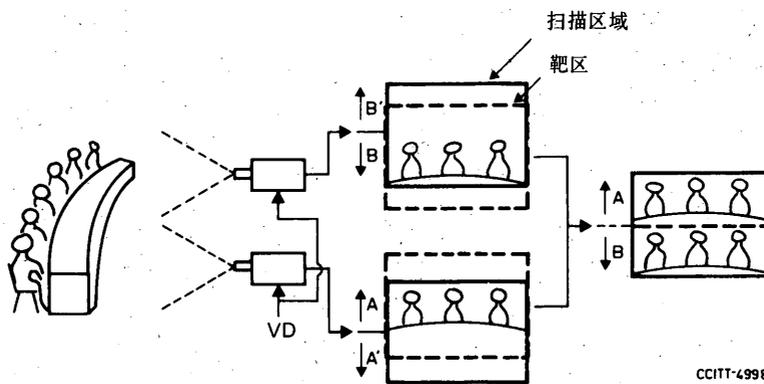
图 B-1/H. 100 中的 b) 和 c) 给出取得分屏信号的另外几种方法。这些方法可与推荐的方法兼容, 适用于试验工作或示范工作。在方法 b) 中, 两部摄象机分别朝上和朝下以摄取会议室的左右两半部分。由于使用了靶极和扫描区域的边缘部分, 因而往往会出现几何失真和亮度失真。在方法 c) 中, 垂直偏转电流以相当于靶极高度 $\pm 1/4$ 的量值加以偏置。每次更换摄象机时, 垂直偏转电流都需要重新调整。在方法 a) 中, 垂直驱动脉冲的相位被移动 $\pm 1/4$ 垂直周期。推荐的方法 a) 避免了方法 b) 和 c) 存在的问题。



a) 垂直驱动脉冲相位被偏移



b) 两部摄像机分别朝上和朝下



c) 垂直偏转电流被偏置

VD=垂直偏转

图 B-1/H:100
发送端站的图象处理方法

CCITT-49981

采用数字一次群传输的会议电视的假设参考连接

(1984 年于马拉加-托雷莫里诺斯；1988 年修订于墨尔本)

CCITT,

鉴于

- (a) 有迹象表明，用户对会议电视的需求日益增长；
- (b) 当前可用数字一次群传输有效地提供满足此种需求的电路；
- (c) 被称为综合数字网 (IDN) 和综合业务数字网 (ISDN) 的交换型数字传输网已在进行研究，但利用这些传输网来传输数字一次群的方法还有待研究工作进一步深入后才能明确；
- (d) 各国存在不同的数字体系和不同的电视标准。这给假设参考连接的制订带来了复杂的问题；
- (e) 假设参考连接可以起引导作用，使具有不同电视标准和不同数字体系的国家之间出现的连接问题可以得到简化。

意识到

图象编码技术和比特率压缩技术的研究和开发工作正在迅速发展，其结果将会在今后的研究期内对比特率为 384 kbit/s 的整数倍或分倍数的会议电视假设参考连接进一步提出更多的建议。因此可以认为，本建议是正在发展的建议序列中的第一个建议。

注意到

- (a) 假设参考连接是用来研究全程性能的一个模型。借用假设参考连接就可以把性能标准和指标进行对照，并据此对连接中的各个环节分配各种损伤的极限。
- (b) 这种模型可用于：
 - 主管部门在国内网络中的损伤分配有所改变时分析传输质量受到的影响，
 - CCITT 研究国际网络组成环节的损伤分配问题，
 - 检验国内规程与 CCITT 可能对国内系统建议的任何损伤标准是否基本一致；
- (c) 假设参考连接不应被认为是对连接的组成环节推荐具体的损伤分配值，它也不拟用于传输系统的设计，

并认识到

即使所建议的假设参考连接只具有粗略的形式，缺乏完整的传输和交换的细节方案，它对会议电视业务所需的传输网络规划工作也将会提供便利，

建议

(1) 应将图 1/H. 110 和图 2/H. 110 所示的假设参考连接和数字传输手段作为研究国际会议电视连接全程性能的模式。这些连接包括区内连接^①和区间连接^②，都由为数最少的编码设备和解码设备组成；

(2) 对于结构较为复杂的假设参考连接，例如图 3/H. 110 所示的几个实例，需要做进一步研究。这些实例都是可以实际使用的许多种连接中的几个典型代表。

注 1 — 图 1/H. 110 中的假设参考连接只包含基本的传输环节。由于已把交换排除在外，而且对这种连接的各市内端和国内网络部分都未作规定，因而是完整的。

注 2 — 由于把采用不同数字体系的地区互连起来的传输系统还没有标准的设计方案，且由于会议电视可能只是这种传输系统中占少数的业务，所以把采用 1.5 Mbit/s 一次群系列和采用 2 Mbit/s 一次群系列作为区间链路的会议电视连接都加以考虑看来是妥当的。在图 2b/H. 110 中，2048 kbit/s 传输和 1544 kbit/s 传输之间的变换被放置在国际长途网络中 2048 kbit/s 这一端，因此连接中的长途部分工作于较低的比特率。当国际网络是由 2048 kbit/s 系列的系统组成时，由于将 6 个空余的时隙供其他用途使用，从而使图 2c/H. 110 保持了图 2b/H. 110 方案所提供的效率。图 2d/H. 110 把整个的 2048 kbit/s 全部用于会议电视信号，因而与图 2b/H. 110 和图 2c/H. 110 相比，它提供了改善图象质量的可能性。这个方案需要一个与 525 行电视标准匹配的 2048 kbit/s 编解码器，或另外加一个标准变换器。这个问题有待进一步研究。

注 3 — 这些连接中，各段分配的长度是随意选定的，但与 CCITT 和 CCIR 的现有建议大体一致。这些长度只是代表长途国际连接中的典型长度而不是可能的最大长度。当数字通道误码率的研究发展到可以对连接中的数字通道误码率作出预测时，这些长度可能需要修订。

注 4 — 传播时延是需要根据图 1/H. 110、2/H. 110 和 3/H. 110 中的连接的结构和长度进行研究的主要问题之一。但是由于尚未取得主观测试结果，会议电视连接要求的指标尚待进一步研究。为了确定适用于电话连接的建议 G. 114 和会议电视连接的相关程度，这项研究，特别是运用经验都是十分需要的。

注 5 — 图 1/H. 110 和 3/H. 110 中的编解码器可以放在国际网络或国内网络中的任意地点，其中包括国际通路口或用户办公室。

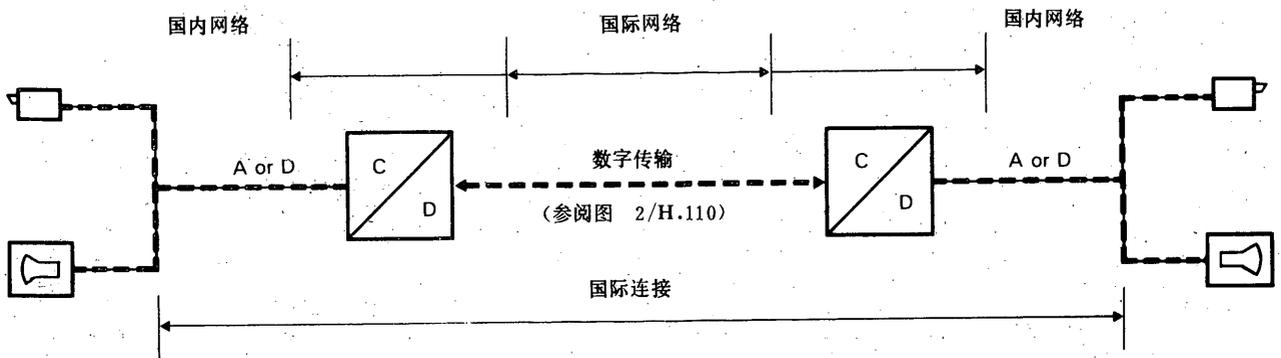
注 6 — 图 1/H. 110 和 3/H. 110 中编解码器以外的部分 A 或 D，可以包括地面运载电路中的宽带模拟传输系统或高速数字传输系统。这些传输系统对图象或声音的传输质量和传播时延预期不会产生任何明显影响，但它们的长度带来的传播时延除外。

注 7 — 在区间运用时，可能需要 525 行和 625 行视频信号之间的电视标准变换。这种变换可由编解码器自身完成，或者由外加设备提供。

注 8 — 图 2/H. 110 所示的方案提供了最简单的传输方式。不排除还可能其它较为复杂的方式。

注 9 — 图 3/H. 110 所示的假设参考连接要比图 1/H. 110 中的复杂一些，因为它包含几个串接的编解码器以及可能的外加电视标准变换器。从这些较为复杂的连接获得的图象质量可能要比得自图 1/H. 110 的连接的质量稍差。结构较为复杂的连接这一问题和其他问题都需要进一步研究。

① “区内”这个术语在这里是指使用相同电视扫描标准和相同数字体系的一个国家群体内部的连接。这些国家的地理位置可以相邻也可以不相邻。“区间”这个术语是指使用不同电视扫描标准和（或）不同数字体系的各国家群体之间的连接。



A 或 D—质量相同的宽带模拟传输或数字传输或二者的组合。

供国内选用。

数字传输—供区内或区间数字传输使用的一次群电路。它包括国际网络和附属的国内数字延伸段（参阅图2/H.110）。



—假设参考连接可以使用的编解码器有以下所示的几种类型。各个编解码器都可与同类型的其他编解码器配合运行。必要时使用再复接器还可与图示的其它类型的编解码器配合运行。具有这些功能的编解码器在建议H.120中说明。

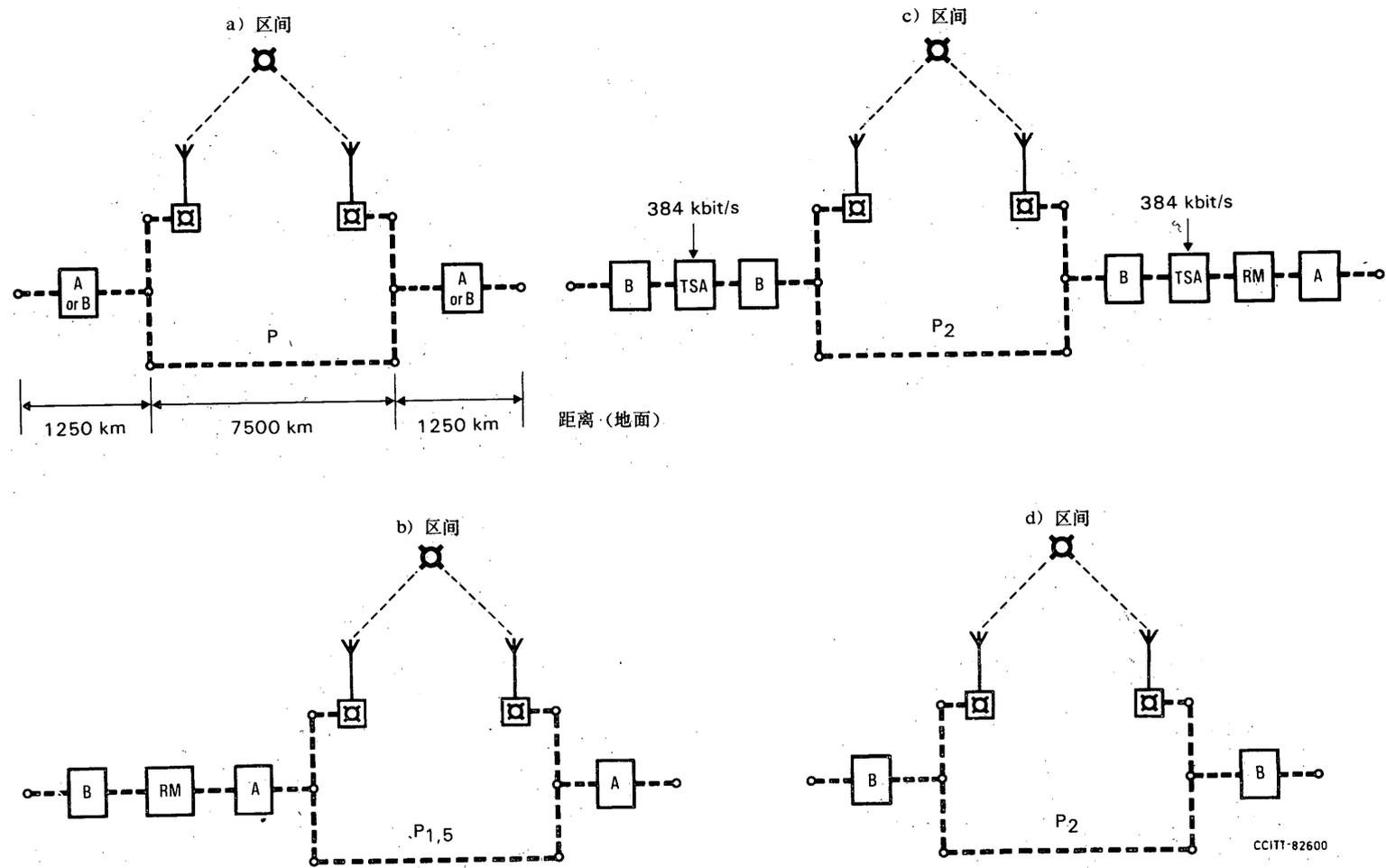
模拟

数字

- | | | |
|---------|---|------------------------------------|
| 1) 625行 | ←→  ←→ | 2048kbits/s, 可与 3 配合运行 |
| 2) 625行 | ←→  ←→ | 2048kbits/s 具有 6 个空出的时隙, 可与 4 配合运行 |
| 3) 525行 | ←→  ←→ | 2048kbits/s, 可与 1 配合运行 |
| 4) 525行 | ←→  ←→ | 1544kbits/s, 可与 2 配合运行 |
| 5) 525行 | ←→  ←→ | 1544kbits/s, 可与 6 配合运行 |
| 6) 625行 | ←→  ←→ | 1544kbits/s, 可与 5 配合运行 |

CCITT-82620

图 1/H.110
假设参考连接



注—图2a/H.110也适用于图2b/H.110、2c/H.110和2d/H.110。这些距离是指地面传输而言。卫星通信中的等效距离尚待进一步研究。

图 2/H.110
数字传输的方式

图2/H.110 中的符号



1544kbit/s 电路的终端, 具有G.733接口



2048kbit/s 电路的终端, 具有G.732接口



再复接部件, 提供1544kbit/s 帧和2048kbit/s 帧之间的比特率变换, 并在2048kbit/s 帧中空出6个时隙



任意时隙的存取单元, 它提供一种手段, 可在2048kbit/s 帧内插入或抽取不是会议电视使用的384kbit/s

P

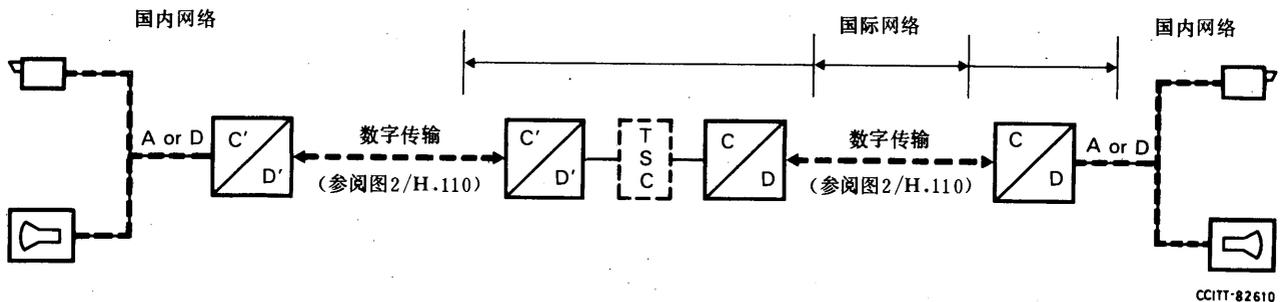
数字体系中的一次群 ($y + n \times 384 \text{ kbit/s}$, 其中 n 分别等于 5 或 4, y 分别等于 128kbit/s 或 8kbit/s)

$P_{1,5}$

1544 kbit/s.

P_2

2048 kbit/s.



符号同图1/H.110



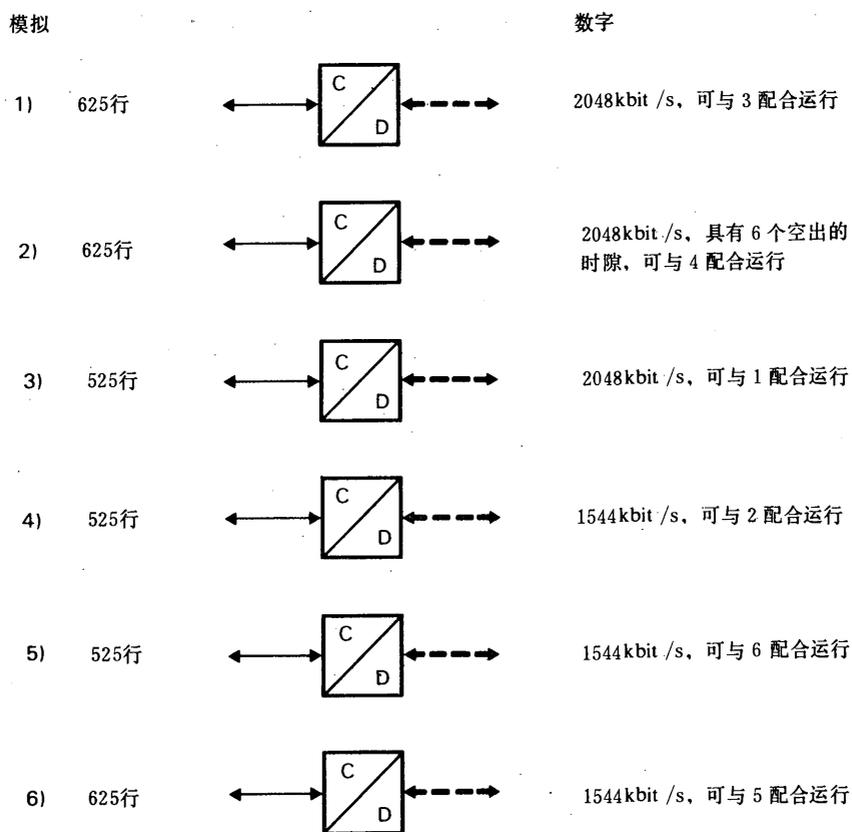
图3/H.110 所示假设参考电路中的编解码器, 它是图1/H.110 中称为C/D 的各种编解码器的可以配合进行的任意组合, 但不能与图3/H.110中的专用C/D 编解码器配合运行。



外加的电视标准变换器。
连接中可能需要也可能不需要。

图 3/H.110
复杂的假设参考连接

图3/H.110 中的符号



建 议 H. 120

采用数字一次群传输的会议电视编解码器

(1984 年于马拉加-托雷莫里诺斯, 1988 年修订于墨尔本)

CCITT,

鉴于

- (a) 有迹象表明, 用户对会议电视的需求日益增长;
- (b) 当前可用数字一次群传输有效地提供满足此种需求的电路;

(c) 各国存在不同的数字体系和不同的电视标准,这给国际连接中的编码和传输标准的制定带来了复杂的问题;

(d) 数字交换传输网终究会得到采用。这个前景应予考虑,

意识到

图象编码技术和比特率压缩技术的研究和开发工作正在迅速发展,其结果将会在今后的研究期内对比特率为 384 kbit/s 的整倍数或分倍数的会议电视方案进一步提出更多的建议。因此可以认为本建议是正在发展的建议序列中的第一个建议。

并注意到

CCITT 的一个基本宗旨是对国际连接尽可能推荐唯一的解决方案。

建议

国际会议电视连接使用的编解码器应该具备下面 § 1、§ 2 和 § 3 所述的信号处理特性和接口特性。

注 — 不排除使用不属本建议所述的其他类型编解码器。

引言

本建议的第 1 节对设计用于 625 行, 50 场/秒电视标准和 2048 kbit/s 数字一次群传输的编解码器规定技术条件。该建议采用这样的结构形式,使对图象质量最有影响的某些功能单元可以修改其设计细节。这样就具备了一种可能性,可以在日后为提高传输质量而进行改进时,不致于影响各种不同编码器和解码器之间的配合运行。由于这个原因,对活动探测器或空域滤波器和时域滤波器等部件都不提供详细的要求。本建议只局限于保证解码器能够对收到的信号进行正确的解释和解码所需的细节。

第 § 1 部分的附件(见本建议末)提供若干备用附加性能的细节情况。这些附加性能可以补充到基本设计中。

在编解码器的总标题下(当用于区间连接时,不要求另外的电视标准变换),§ 2 叙述适用于 525 行、60 场/秒和 1544 kbit/s 的一种编解码器。该编解码器通过位于 2048 kbit/s 和 1544 kbit/s 两种数字通道连接点的再复接装置(用以进行建议 G. 704 中 § 2.1 和 § 2.3 所规定的两种帧结构之间的变换)而与 § 1 所述的编解码器连接时,还能够提供电视标准的自动变换。这个编解码器也可适用于采用 525 行, 60 场/秒电视标准和 1544 kbit/s 传输的地区。

§ 2 中的其他设备尚待研究,例如:

- 用于 625 行, 50 场/秒和 2048 kbit/s, 且能与 § 3 所述的编解码器配合的一种编解码器;
- 用于 525 行, 60 场/秒和 2048 kbit/s, 且能与 § 1 所述的编解码器配合的一种编解码器。

本建议的 § 3 叙述在 525 行, 60 场/秒和 1544 kbit/s 地区内部使用的编解码器。

与本建议所述的编解码器有关的帧结构可以查阅建议 H. 130。

编解码器是把帧间和帧内图象编码技术综合利用的一种复杂设备。由于这些技术只有专家才熟悉,因此提供附录 1,对 § 1 和 § 2 的编解码器的有关原理作一概要说明。

1 用于 625 行, 50 场/秒和 2048 kbit/s 传输的, 供区内^① 使用且可与 § 2 的编解码器配合的编解码器

1.1 领域

本部分对一种 2048 kbit/s 的编解码器规定主要技术特征, 该编解码器适用于建议 H. 100 中的会议电视业务和可视电话业务信号的数字传输。编码器的输入视频信号和解码器的输出视频信号是符合建议 H. 100 “a” 级标准的 625 行, 50 场/秒信号, 或者是符合建议 H. 100 “b” 级标准的 313 行 50 场/秒信号。它还具有声音通路和备用的数据通路。该编解码器的工作原理在本建议的附录中简要介绍。

本建议首先介绍编解码器的主要指标 (§ 1.2) 和视频接口的说明, 然后介绍信源编码器的细节 (§ 1.4)。该信源编码器提供模-数变换。并进而对面对面工作模式进行再编码, 使冗余量大大减少。§ 1.5 叙述视频复接编码器。该编码器在数字化的视频信号中插入指令和地址码, 用于控制解码器使其能正确译出收到的信号。§ 1.6 是传输编码器。它将各种数字信号(视频、声频、数据、信令)组合成为与建议 G. 732 兼容的信号格式, 以便在 2048 kbit/s 数字通道中传输。§ 1.7 叙述备用的前向纠错装置。在数字帧结构内备有措施, 可以将其他备用功能, 如图片模式, 加密和多点会议等也包含在内。当前已有的这类功能的详细情况可查阅本建议的附件。

1.2 主要指标

1.2.1 视频输入/输出

视频输入信号和输出信号都是 625 行, 50 场/秒的标准彩色或黑白电视信号。彩色信号处于分量形式或被转换为分量形式。彩色运行和黑白运行完全可以兼容。

1.2.2 数字输出/输入

数字输出信号和输入信号的比特率都是 2048 kbit/s, 可与建议 G. 704 的帧结构配合。

1.2.3 抽样频率

视频抽样频率与 2048 kHz 网络时钟是不同步的。

1.2.4 编码技术

采用条件像素补充编码方法, 辅以自适应数字滤波, 差值 PCM 和变字长编码, 以实现低比特率传输。

1.2.5 音频通路

含有一个 64 kbit/s 音频通路。目前采用建议 G. 711 的 A 律编码方法。但备有措施, 以便将来采用效率更高的编码方法。

1.2.6 运行模式

正常的运行模式是全双工运行。

① “区内”这个术语在这里用来说明使用相同电视扫描标准和相同数字体系的一个国家群体内部的连接。这些国家的地理位置可以相邻也可以不相邻。“区间”这个术语用来说明使用不同电视扫描标准和(或)不同数字体系的各国家群体之间的连接。

1.2.7 编解码器到网络的信令

含有一个备用的编解码器到网络的信令通道。这与 CCITT 在 ISDN 中进行 2 Mbit/s 通道的交换方面所形成的意见一致。

1.2.8 数据通路

备有备用的 2×64 kbit/s 和 1×32 kbit/s 数据通路。这些通路不需要用于数据传输时,可以改用于视频传输。

1.2.9 前向纠错

备有备用的前向纠错功能。它只是在通路的长期误码率劣于 10^{-6} 时才需要使用。

1.2.10 附加功能

数字帧结构内备有措施,可供日后采用加密。图片模式或多点会议等功能时使用。

1.2.11 传播时延

当编码器的缓冲器空出而解码器的缓冲器填满时,编码器的时延小于 5 ms;解码器的时延在 2 Mbit/s 时为 130 ± 30 ms,如果只使用 1.5 Mbit/s 则为 160 ± 36 ms^①。

1.3 视频接口

正常的视频输入信号是与 CCIR 建议 472 一致的 625 行,50 场/秒信号。发送彩色时,送入模/数变换器(和从数/模变换器送出)的输入(和输出)信号取色差分量形式。亮度和色差分量, E'_Y , $(E'_R - E'_Y)$ 和 $(E'_B - E'_Y)$ 与 CCIR 报告 624 中的规定相同。与编解码器连接的模拟视频输入(或输出)信号可以采用色差分量形式,彩色分量形式 (R, G, B) 或者采用复合彩色信号形式。视频接口与 CCIR 建议 567 所推荐的相同。

任何其他的视频标准,只要能被变换为每场有 143 个有效行,也可以选择使用。

1.4 信源编码器

1.4.1 亮度分量或黑白信号

1.4.1.1 模-数变换

对信号进行抽样,使每个有效行产生 256 个图象样值(每整行 320 个样值)。抽样图案是正交的,且按行、场和画面反复进行。对于 625 行的输入信号,抽样频率是 5.0 MHz,与视频波形锁定。

采用均匀量化的每样值 8 比特的 PCM 编码

黑电平对应于量化级 16 (00010000)。

白电平对应于量化级 239 (11101111)。

在这个范围之外的 PCM 码字禁止使用(这些码用于其他用途)。为了进行预测和内插的需要,在编码器和解码器中,每个有效行的最后一个象素(即象素 255)被置于量化级 128。

所有的算术运算都采用 8 比特算法。每进行一次除法,二进位点以下的比特被舍去。

① 这些数据都是典型值。时延与所用部件的细节有关。

1.4.1.2 前置滤波和后置滤波

除去模-数变换之前常用的反折叠滤波之外,还对 625 行信号进行横向滤波处理,以便在条件像素补充编码之前降低图象的垂直分辨率。这个过程使 625 行信号中每场只使用 143 个有效行,而不是 $287\frac{1}{2}$ 个有效行。然而有效的垂直分辨率仍然大于常规 625 行图象的一半。解码器中的内插过程把信号恢复为 625 行信号波形。

1.4.1.3 条件像素补充编码

用一个活动探测器将认为是活动的像素串辨别出来。它的基本部分是一个帧存储器,可以储存两个有 143 个行的场。场中的每行有 256 个可寻址的点。存储器的内容按画面速率更新。输入信号与相应的存储值之间的差值用来确定编码器中的活动区域。解码器也必须具备类似的帧存储器。在收到发自编码器的地址信息的控制下,它的内容也同样地进行更新。对活动探测所采用的技术不必作出规定,因为它不会影响编解码器之间的配合运行,尽管它对最终的图象质量确有影响。

被检出的活动区使用差值 PCM 发送。它的量化级最多为 16 级。每个活动区的第 1 个像素用 PCM 码发送,而 DPCM (差值 PCM) 码字则经变字长编码发送。

每个像素串中的第 1 个像素,以及为进行规律性的或强制性的更新而发送的完整的 PCM 行,都按照 § 1.4.1.1 的规定进行编码。

1.4.1.3.1 DPCM 预测算法

DPCM 预测采用的算法是:

$$X = \frac{A+D}{2}, \text{ 其中 } X \text{ 是被预测的样值 (参阅图 1/H. 120)。}$$

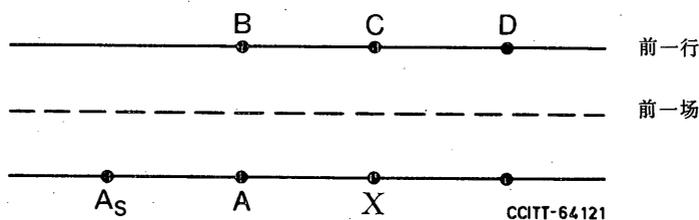


图 1/H. 120
样值的标志

为了进行预测的需要,行消隐和场消隐都假设处在量化级 128 (256 个量化级中的)。

1.4.1.3.2 量化律和变字长编码

511 个输入量化级被量化为最多 16 个级的输出量化级。量化器不采用模 256 算法。

对未加水平再抽样的活动区,亮度像素和色差像素使用的量化律和相关的变字长码字将如表 1/H. 120 所示。

像素串的开始码是 1 0 0 1, 标为第 11 号码。无论是亮度串还是色差串,每行最后一个串末尾的像素串结束码都被略去。

表 1/H. 120

未加水平再抽样的活动区使用的编码表

输入量化级	输出量化级	变字长码	码的编号
-255 到 -125	-141	1 0 0 0 0 0 0 0 0 1	17
-124 到 -95	-108	1 0 0 0 0 0 0 0 1	16
-94 到 -70	-81	1 0 0 0 0 0 0 1	15
-69 到 -49	-58	1 0 0 0 0 0 1	14
-48 到 -32	-39	1 0 0 0 0 1	13
-31 到 -19	-24	1 0 0 0 1	12
-18 到 -9	-13	1 0 1	10
-8 到 -1	-4	1 1	9
0 到 7	+3	0 1	1
8 到 17	+12	0 0 1	2
18 到 30	+23	0 0 0 1	3
31 到 47	+38	0 0 0 0 1	4
48 到 68	+57	0 0 0 0 0 1	5
69 到 93	+80	0 0 0 0 0 0 1	6
94 到 123	+107	0 0 0 0 0 0 0 1	7
124 到 255	+140	0 0 0 0 0 0 0 0 1	8

1.4.1.4 再抽样

缓冲器填满时就引入水平再抽样和场/场再抽样。

1.4.1.4.1 水平再抽样

只在活动区域进行水平再抽样。在这种工作模式下，通常对偶数号的行只发送偶数的象素，对奇数号的行只发送奇数的象素。因而在活动区内出现了一种行梅花形图案。

在解码器中，使用水平相邻的两个象素的平均值对略去的象素予以内插。

内插的象素被存放在帧存储器内。活动区的象素串总是以一个 PCM 数据开头，而以一个发送的 DPCM 象素结尾，即使在再抽样期间也是这样。这表明，在某些情况下发送的象素串需要比活动探测器所确定的活动区域多增加一个象素。但是在有效行的末尾不会出现这种情况，因为象素串不得进入消隐部分。因此有时需要将象素串缩减一个象素。

自适应象素再抽样可以将通常被略去的象素发送出去，用以消除内插误差或使转换到再抽样的过程较为平稳，从而使图象质量有所改善。这些附加象素的标志方法是只在水平再抽样的行中，对正常发送的象素使用 8 个量化级，对附加象素则使用余下的 8 个量化级。此外，象素串可以使用正常发送的象素或附加的象素结尾。

在水平再抽样行中，活动区的亮度和色差样值将使用表 2/H. 120 所示的量化律和变字长码表。

表 2/H.120
量化律和变字长码表

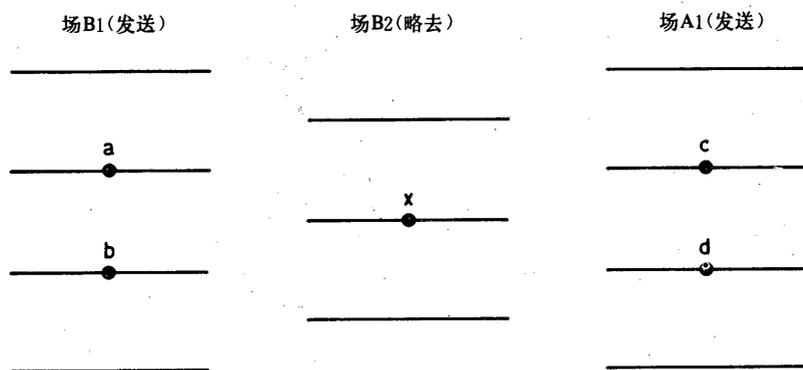
量化		变字长码			
输入量程	输出量化级	正常码元	代码编号	外加码元	代码编号
-255 到 -41	-50	1 0 0 0 0 0 0 1	15	1 0 0 0 0 0 0 0 0 1	17
-40 到 -24	-31	1 0 0 0 0 1	13	1 0 0 0 0 0 0 0 1	16
-23 到 -11	-16	1 0 1	10	1 0 0 0 0 0 1	14
-10 到 -1	-5	1 1	9	1 0 0 0 1	12
0 到 +9	+4	0 1	1	0 0 0 1	3
10 到 22	+15	0 0 1	2	0 0 0 0 0 1	5
23 到 39	+30	0 0 0 0 1	4	0 0 0 0 0 0 0 1	7
40 到 255	+49	0 0 0 0 0 0 1	6	0 0 0 0 0 0 0 0 1	8

就预测方法而言,如果 A 是活动区内不被发送的象素,则它将被 A_s 替代(参阅图 1/H.120);如果 D 是再抽样的活动区内的一个象素,但不在当前的帧内发送,则它将被 C 替代。

1.4.1.4.2 场/场再抽样

可以略去二场中的任一场。在被略去的场中,只对画面中经估算认为是活动的部份进行内插。“静止”区则保持不变。

估算的活动区是由前一场和后一场的活动区经过“或”(OR)运算形成的,如图 2/H.120 所示。若“a”或“b”或“c”或“d”是活动的,则 x 是一个活动象素。



CCITT-64130

图 2/H.120

为了进行场内插的需要, PCM 行被当作不活动的, 且场消隐被假定取值为 256 个量化级中的第 128 个量化级。

在黑白或亮度信号内插器中, 在取总的平均值之前先进行 $\frac{a+b}{2}$ 和 $\frac{c+d}{2}$ 运算。因此

$$x = \frac{\left[\frac{a+b}{2}\right] + \left[\frac{c+d}{2}\right]}{2}$$

内插值存放在帧存储器内。

1.4.2 色差分量

1.4.2.1 模-数变换

对信号进行抽样, 使每个有效行产生 52 个样值 (每整行 64 个样值)。抽样图案是正交的, 且按行、场和画面反复进行。对于 625 行的输入信号, 抽样频率是 1.0 MHz, 与视频波形锁定。

$(E'_R - E'_Y)$ 和 $(E'_B - E'_Y)$ 样值的位置是这样安排的, 使各个行的第一个色差样值的中心与第三个亮度样值 (地址码为 2 号) 的中心同在一。点。 $(E'_R - E'_Y)$ 和 $(E'_B - E'_Y)$ 信号被储存起来, 并在编码画面中按行轮流发送。第一场的第一有效行包含 $(E'_B - E'_Y)$, 而第二场的第一有效行包含 $(E'_R - E'_Y)$ 。任一行内未发送的色差信号将在解码器中予以内插。

配备了垂直滤波 (参阅 § 1.4.2.2), 使 286 个有效行中每一行的色差样值的有效垂直位置与相应的亮度样值的垂直位置重合。

采用每样值 8 比特的均匀量化 PCM 编码。

$(E'_R - E'_Y)$ 和 $(E'_B - E'_Y)$ 信号使用 ± 111 个量化级量化, 零信号对应于量化级 128。对模拟视频信号进行了限幅, 故数字化的信号不致于越出这个范围 (相当于量化级 16 到 239)。视频电平被调整到使 100/0/75/0 彩条信号 (关于术语的说明参阅 CCIR 建议 471) 占据量化级 17 到 239。

和亮度信号的情况一样, 禁用的 PCM 码字用于传送视频样值幅度之外的其他用途。

1.4.2.2 前置滤波和后置滤波

除去模-数变换之前常用的反折叠滤波以外, 对 625 行信号还进行一次数字横向滤波处理, 以便在条件像素补充编码之前降低画面的垂直分辨率。这个过程使第二场只使用 72 个 $(E'_R - E'_Y)$ 有效行和 71 个 $(E'_B - E'_Y)$ 有效行, 而不是 625 行信号中的每场 $287\frac{1}{2}$ 个有效行。同样, 第一场包含 72 个 $(E'_B - E'_Y)$ 有效行和 71 个 $(E'_R - E'_Y)$ 有效行。解码器中的内插过程将信号恢复为 625 行信号波形。

1.4.2.3 条件像素补充编码

彩色活动区的检出、编码和定址等的过程是与亮度活动区分开进行的, 但采用的原理相同。

检出的活动区使用差值 PCM 发送, 它的量化级最多为 16 级。每个活动区的第一个象素用 PCM 发送。DPCM (差值 PCM) 码字则采用变字长编码。

发送完整的 PCM 行, 以便与亮度 PCM 行同时进行规律性的和强制性的更新。

1.4.2.3.1 DPCM 预测算法

色差信号采用的算法是：

$$x = A \quad (\text{参阅图 1/H.120})$$

1.4.2.3.2 量化律和变字长编码

与亮度分量中的相同（参阅 § 1.4.1.3.2 和 § 1.4.1.4.1）。

1.4.2.4 再抽样

水平再抽样和自适应像素的再抽样所采用的方法与亮度信号中的完全相同。

色差信号的场/场再抽样也与亮度信号中的相似。可以略去二场中的任一场。在略去的场中只对画面中经估算认为是活动的部分进行内插，静止区则保持不变。

估算的活动区是由前一场和后一场的活动区经过“或”（OR）运算形成，其情况与亮度信号中的相同（§ 1.4.1.4.2）。

对于色差信号，第一场和第二场的内插值 x 分别等于 $(\frac{a+c}{2})$ 和 $(\frac{b+d}{2})$ 。

场和水平的再抽样都和亮度信号再抽样同时进行，并以同样的方式向解码器通报。

1.5 视频复接编码方式

1.5.1 缓冲存储器

缓冲存储器的容量是 96 kbit/s。该容量仅是对发送端规定的。它的时延约等于一个画面的持续时间（40ms）。接收端缓冲器的长度至少也应与之相等，但在某种解码器中可能更长一些。

1.5.2 视频的同步

所采用的视频同步方法可以维持画面的结构不变。使用行开始码和场开始码（LST 和 FST）的方式发送所需的信息。

1.5.2.1 行开始码

行开始码包含一个同步字，一个行编号码字和用以标志出现像素再抽样的一位二进制数字。

它的格式如下：

0 0 0 0 0 0 0 0 | 0 0 0 0 1 0 0 0 | “S” | 3 比特行编号码字 |

若跟在行开始码后面的电视扫描行中出现水平再抽样，则“S”为 1。在空行或 PCM 行中，“S”的状态无关紧要。

行编号码字包含行编号的三个最低有效比特。其中，第 0 行 = 第一场中的第一有效行，第 144 行 = 第二场中的第一有效行。

编号为 143 和 287 的行是未编码的行，提供场同步使用并使行的编号保持连续。

1.5.2.2 场开始码

有两个场开始码，FST-1 和 FST-2。在 FST-2 后面的场的第一行被插在 FST-1 后面的场的起始二行之间。FST-1 标志第一场的开始，开始的行是 0 号行。FST-2 标志第二场的开始，开始的行是 144 号行，如图 3/H.120 所示。

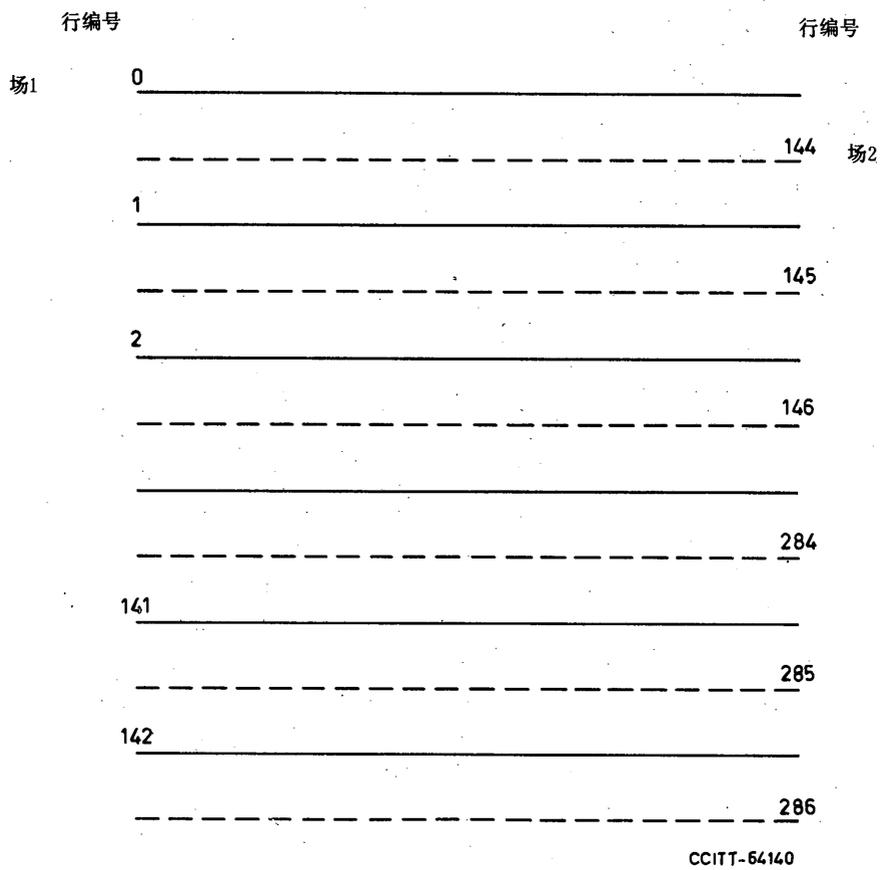


图 3/H.120

每个场开始码包含一个行开始码，后随一个 8 比特字，再后面是下一场的第一行开始码。场开始码的格式给出于图 4/H.120。

LST				LST				
00000000	00001AAA	F	111	0000F11F	00000000	00001000	S	000

图 4/H.120

对于 FST-1, $F=1$;

对于 FST-2, $F=0$;

正常工作时, $A=0$ 。

必要时, 使用 $A=1$ 来标志缓冲存储器状态少于 6 kbit (应用于交换型多点会议场合)。

S 是 § 1.5.2.1 所定义的再抽样比特。

场再抽样的标志信号是连续的两个号数相同的场开始码。例如:

| FST-1 | 数据区 | FST-1 | 数据区 |

表示第 2 场已被略去, 且它的活动区必须按 § 1.4.1.4.2 和 § 1.4.2.4 所述的方法进行内插。

1.5.3 活动区的定址

在认为是活动区组成部分的每个行中, 象素串的位置使用象素串的起始地址码和“串终止”(EOC)码来定址。

其编码方式是:

LST	PCM 值	PCM 象素的 8-bit 地址	变字长 DPCM 编码的活动区	EOC	PCM 值	8-bit 地址	其他
-----	-------	------------------	-----------------	-----	-------	----------	----

PCM 值是象素串中第 1 个象素的幅度。没有色差数据时, 每个行末尾的亮度串可以省去 EOC, 亦即 LST 和 FST 两个码也表示串的终止。

EOC 码是 1001。

地址表示象素串的第一个象素所属的扫描行中的样值编号。

一个象素串不可能从一个行的最后一个象素开始, 因而 (11111111) 是禁用的地址码, 它也不得进入行消隐部分, 即使是在再抽样期间也是这样。

一个串的末尾和下一个串的开头之间的最小间隔是四个象素, 一个串的最短长度是一个象素。

1.5.4 色差数据的定址

为在含有活动象素的行中加入色差数据, 在这个行的最后一个亮度串后面插入色逸码。这样就可以将地址码重新用于彩色象素串。

色逸码是 00001001 (无效 PCM 值)。它跟随在最后的亮度串终止码 (如果有的话) 后面, 不然的话就跟在行开始码后面。在色逸码后面则是随后的彩色象素串的地址码、变字长码和 EOC 码。这个序列由下一行的行开始码终结。

色差活动区的定址方式如图 5/H. 120 所示：

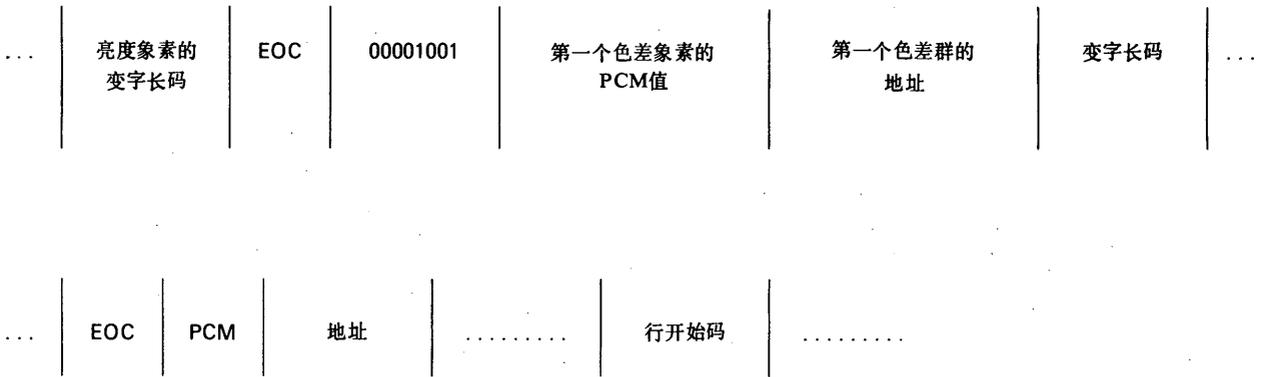


图 5/H. 120

每个行有 52 个色差像素，行中的第一个像素的地址给定为 4。因此地址码的范围是：

00000100 到 00110111。

一个串不可从 (00110111) 地址开始，也不可越出这个地址，即使在再抽样期间也是这样。一个色差串的末尾和下一个色差串的开头之间的最小间隔是四个像素。串的最短长度是一个像素。亮度串和色差串之间不允许有串的搭接。

黑白解码器将丢弃从色逸码到下一个行开始码之间的信息。

1.5.5 PCM 行

PCM 行用于进行规律性的或强制性的更新。它的标志如图 6/H. 120 所示：

	无效PCM码	无效串地址	行的第一个像素PCM值	254 × 8bit PCM值	
LST	11111111	11111111	XXXXXXXXXX	XX...	10000000

图 6/H. 120

使用黑白信号时，行中的 256 个像素全部用 8 比特 PCM 发送。

对于 PCM 行, 接收器将忽略再抽样比特“S”。PCM 行不得进行水平再抽样。

为了进行场内插的需要, PCM 行被认为是不活动的。

使用彩色信号时, 色差数据将包含 52×8 比特 PCM 值, 跟随在 256×8 比特的亮度象素后面。色逸码则不予发送。黑白解码器将丢弃色差象素。

1.6 传输编码方式

传输编码器将视频、音频、信令和备用的数据通路等组合到与建议 G. 704 一致的 2048 kbit/s 帧结构内。它也备有码速调整功能, 可以使视频抽样频率独立于传输网时钟。

1.6.1 串行数据

对于所有的串行数据(视频、音频和地址), 都是最高有效位领先。全部采用正逻辑。

1.6.2 音频

音频采用 A 律 PCM 编码为 64 kbit/s 信号, 如建议 G. 711 的规定。

在编码器内, 缓冲器空出时音频和视频两个编码信号之间的时延差值必须在 ± 5 ms 以内。在解码器内, 也必须进行时延均衡, 其容限在研究中。

出现帧定位失步时, 音频输出应予抑制。

1.6.3 传输帧结构

1.6.3.1 概述

帧结构在建议 H. 130 中规定。该建议说明了帧的构成和各个时隙的用途。这个资料这里不必重复。

时隙 2 (奇数) 分配用于编解码器到编解码器的信令, 其中的各个比特的功用已在建议 H. 130 中作了规定。在多数场合根据各比特的用途, 编码器和 (或) 解码器会对每个比特是 0 或是 1 作出何种反应, 是显而易见的。但在少数场合, 情况并非如此, 下面提供一些补充资料。

1.6.3.2 在时隙 2 位置的奇数帧各 8 比特组中某些比特的用途

适用于多点会议的最佳方法现仍在继续研究之中。但是初步研究成果已经把若干必须具备的特性和功能确定了下来, 因此这些特性和功能已被安排到编解码器和帧结构内。在“连续存在”的多点会议中, 一个传输通道有时可能被分处两地的两个编解码器共同使用。在这种场合, 需要将每一个信源的比特率降低, 使总的比特率仍在通道容量以内。“功能比特”(参见建议 H. 130) 3.1.2 和 3.1.7 用来标志是否具有这种功能。比特 4.9 和 4.15 则用来标志操作模式和传输编码器输出端使用的有效时隙。关于上述比特的详细解释可参阅建议 H. 130。

比特 3.7 到 3.15 提供的功能可能主要是用于多点会议。这些比特的用法和比特 1 和 2 的用法细节将在下面说明。比特 1 和 2 对于保证编码器和解码器同步工作这个基本要求起重要作用。

比特 1 — 用于时钟码速调整

频率控制的方案如下：

视频抽样时钟与输入的视频信号行扫描频率锁定。行扫描频率允许的容差是 $\pm 2 \times 10^{-4}$ 。

码速调整由一个 (22500/11) kHz 的比较频率控制。比较频率与视频时钟锁定。

数字通路的时钟频率是 $2048 \text{ kHz} \pm 50 \times 10^{-6}$ 。

通路时钟的相位与比较频率的相位进行比较。当通路时钟的相位超过比较频率的相位达 2π 弧度时，发送一个 1。若相位差小于 2π 弧度，则发送一个 0。

比特 2 — 缓冲器状态标志

编码器的缓冲器的填充量使用 1K (1K=1024 bits) 的增量计量，并用 8-bit 二进制码予以标志。其最高有效比特 (MSB) 放在复帧中的第 1 帧，第二 MSB 放在第二帧，其余类推。缓冲器状态是在复帧的开头进行抽样并在这个复帧内发送出去的。

比特 3.7 — 快速更新请求

当收到这个比特置 1 时，发送缓冲器的填充量被强制减少，编码的像素也被阻止进入，使填充量稳定在少于 6K 的状态。在下一个 FST 中比特 A 被置 1。随后的两个场被作为全部是活动区的情况处理，编码器采用控制再抽样模式的办法使缓冲器不大会出现上溢。

比特 3.9 — 中断预告警

这个比特 (置 1) 用于警告解码器，它所接收的信号在下一个超帧开始后可能会中断不多于二秒钟的时间。解码器在收到比特 3.9 置 1 时，将显示一个静止画面，持续时间不超过二秒钟，或者一直持续到收到比特 A 置 1 的 FST 码为止。

比特 3.11 — 声音功率标志

这个比特用来标志音频通路中的声音功率。声音功率在 16ms 周期 (超帧的周期) 内积分，再均匀量化为 8 个比特，然后以超帧的速率发送出去。它是在加密多点运行时使用的。在其他场合，比特 3.11 都置 0。

比特 3.13 — 数据分配

在所有的编码器中，这个比特永远置 0。当从网络收到 1 (例如发自一个多点控制器) 时，编码器将根据输入脉冲流中相关的比特 4 (该比特用来标志时隙用途，见建议 H. 130) 的置位情况所标志的内容将其输出信号中的同一时隙出空，并发出与输入信号置位相同的比特 4 来证实它的操作。这个机能将在 10 个超帧时间内完成。

比特 3.15 — 环回端口的检测

在所有的编码器中这个比特都置 1。它被多点控制器用来检测双向 2 Mbit/s 端口中是否有一个在外部被环回。

1.7 纠错

具有备用的前向纠错措施。当通路误码率在较长时间内劣于 1×10^{-6} 时就需要进行纠错。使用的纠错器是一个 (4095, 4035) 5 误码纠错 BCH^③ 码。纠错解码器能够纠正最多 5 个孤立误码和每组具有最多 16 个误码的一个突发误码。当通路误码概率为 1×10^{-4} 时，纠错后的误码率是 1.25×10^{-8} 。所需的 60 个奇偶校验比特是把每个复帧中第 15 帧内第 24 到 31 时隙的视频信号除去后获得的。

③ BCH=Bose, Chaudhuri and Hocquengham.

注 — 是否应对信号, 链路或两者提供纠错, 这个课题需要研究。音频信号是使用同一个纠错器还是另外使用一个纠错编解码器, 这个课题也在研究之中。

2 在区间连接中使用而不需另加电视标准变换的编解码器

适用于 525 行, 60 场/s 和 1544 kbit/s 传输且可与 § 1 的编解码器配合运行的区内使用的编解码器

2.1 引言

第 2 节指出, 为了对 525 行、60 场/s 电视标准和 1544 kbit/s 传输这种类型的编解码器规定技术条件, 必须对 § 1 的文本进行的修改和补充。这两种类型的编解码器通过一个再复接装置就可以配合运行。该再复接装置可以将一边的与建议 G. 704 (§ 2.1) 一致的帧结构变换为另一边的与建议 G. 704 (§ 2.3) 一致的帧结构 (有 6 个时隙空出)。

这两种类型的编解码器大部分内容相同。主要的差别 (除去由于不同的输入信号和输出信号而引起的明显差别以外) 只在于数字前置滤波和后置滤波以及缓冲器的控制信号。再者, 没有必要为了可以配合运行而对前置和后置滤波器规定详细的算法。因此只提供它们的工作方式概要说明和若干必要的指标。

2.2 主要指标

2.2.1 视频输出/输入

视频输出和输入均为 525 行, 60 场/s 彩色或黑白标准电视信号。彩色信号处于分量形式。彩色运行和黑白运行完全可以兼容。

2.2.2 数字输出/输入

数字输出和输入均为 1544 kbit/s, 与建议 G. 704 的帧结构一致。

2.2.3 抽样频率

视频抽样频率与 1544 kbit/s 网时钟是异步的。

2.2.4 编码技术

采用条件象素补充编码方法, 辅以自适应数字滤波、差值 PCM 和变字长编码, 以实现低码率传输。

2.2.5 音频通路

含有一个 64 kbit/s 音频通路。目前采用建议 G. 711 的 A 律编码方法。但备有措施, 以便将来采用效率更高的编码方法。

2.2.6 运行模式

正常的运行模式为全双工运行。

2.2.7 编解码器到网络的信令

含有一个备用的编解码器到网络的信令通道。

2.2.8 数据通道

备有备用的 2×64 kbit/s 和 1×32 kbit/s 数据通路。这些通路不需要用于数据传输时, 可以改用于视频传输。

2.2.9 前向纠错

备有备用的前向纠错功能。它只是在通路的长期误码率劣于 10^{-6} 时才需要使用。

2.2.10 附加功能

数字帧结构内备有措施, 可供日后采用加密、图片模式或多点会议等功能时使用。

2.2.11 当编码器的缓冲器空出而解码器的缓冲器填满时, 编码器的时延是 31 ± 5 ms, 解码器的时延是 176 ± 31 ms^①。

2.3 视频接口

正常的视频输入信号是符合 CCIR 报告 624 所规定的 525 行, 60 场/s 信号。发送彩色信号时, 视频输入(和输出)信号处于分量形式。亮度分量和色差分量, E'_Y , $(E'_R - E'_Y)$ 和 $(E'_B - E'_Y)$ 都和 CCIR 报告 624 中的规定相同。视频接口则与 CCIR 建议 567 中的相同。

2.4 信源编码器

2.4.1 亮度分量或单色

2.4.1.1 模-数变换

对信号进行抽样, 使每个有效行产生 256 个图象样值(每整行 320 个样值)。抽样图案是正交的, 且按行、场和画面反复进行。对于与视频波形锁定的 525 行输入信号, 抽样频率是 5.0 MHz。

采用均匀量化, 每样值 8 比特的 PCM 编码。

黑电平对应于量化级 16 (00010000)。

白电平对应于量化级 239 (11101111)。

在这个范围以外的 PCM 码字禁止使用(这些码用于其它用途)。为了进行预测和内插的需要, 在编码器和解码器中, 每个有效行的最后一个象素(即象素 255)被置于量化级 128。

所有的算术运算都采用 8 比特算法。每进行一次除法, 二进位点以下的比特被舍去。

2.4.1.2 前置滤波和后置滤波

2.4.1.2.1 空域滤波

一个数字滤波器将 525 行信号中的每场 $242 \frac{1}{2}$ 个有效行减少到每场 143 行。这个行数与 625 行编解码器中的相同。在解码器中, 数字后置滤波器使用内插法将信号恢复为每画面 525 行。

2.4.1.2.2 时域滤波

在编码器中采用具有非线性转移特性的递归时域前置滤波器来降低信号中的噪声并提高编码效率。这个滤波器使用的存储器也用作可变系数帧内插器的存储单元。该内插器是用来把帧的发送速率降低到低于输入视频信号的帧速率。在 525 行到 525 行的传输中, 发送的帧频率与视频时钟锁定, 约为 29.67 Hz (29.97 Hz 乘 3057/3088), 而不是标称的视频速率 29.97 Hz。在 525 行到 625 行的传输中, 发送的帧频率是 25 Hz, 且与通路时钟锁定。

① 这些数据都是典型值。时延与使用的具体部件有关。

由于(电视)帧从编码器出来的速度低于进入的速度,故每隔 N 个输入帧将中断一个帧的编码操作。对于 525 行到 525 行运行, N 约等于 100, 对于 525 行到 625 行运行, N 约等于 6。

在某些类型的 625 行编解码器中,解码器的数字后置滤波器带有一个帧存储器,供行内插操作使用。在 525 行的类型中,它除了用于行内插外,还用作具有可变系数的时域内插器,可在解码操作暂停期间额外提供一个帧输出。

2.5 视频复接编码方式

2.5.1 缓冲存储器

只规定发端的缓冲存储器的容量是 160 kbit。其中的 96 kbit 用来平滑面对面模式的视频数据,剩下的部分则用来满足帧内插操作(参见下面的 § 2.5.1.1)和图片模式的需要。

在接收端,缓冲器至少也必须具有上述的长度,在某种解码器中还可能更长些。

2.5.1.1 缓冲器的控制方式

使用发送端缓冲器的填充量信息来控制各种编码算法(再抽样等),并通知解码器使其能正确译出接收的信号。在 525 行编码器中,发送速率低于视频的输入速率,因而缓冲器填充量增加的速度比画面活动量产生的速度要快得多。只是在内插器暂停编码操作时缓冲器才再次空出。

为避免编码算法出现不正确的变更,修改了缓冲器的状态信号,以计入前置滤波器中逐次改变的内插器系数。从而使缓冲器工作于这样的状态,即其数据好象来自具有与发送帧速率相同的均匀帧速率的视频信号源。

2.6 传输编码方式

传输编码器将视频、音频、信令和备用的数据等通路组合到 1544 kbit/s 帧结构内。该帧结构与建议 G.704 一致。

2.6.1 串行数据

参见 § 1.6.1。

2.6.2 音频

参见 § 1.6.2。

2.6.3 传输帧结构

帧结构表示于建议 H.130 的 § 2。该帧结构与建议 G.704 一致,也与 § 1 中 625 行类型的帧结构兼容。

2.6.3.1 概述

参见 § 1.6.3.1。

2.6.3.2 在时隙 2 位置的奇数帧各 8 比特组中某些比特的用途

时隙 2 (奇数帧) 中某些比特的用途与 § 1 的编解码器中的情况略有差别,具体情况如下:

比特 1 — 用于时钟码速调整

在 525 行解码器中这个比特不予考虑。

为了可以同 § 1 的 625 行编解码器配合运行, 525 行编码器必须发送一个固定的码型来控制 625 行解码器的视频时钟频率。这种重复的码型的具体形式无需规定, 但它必须有 11 个比特, 其中有 7 个“1”和 4 个“0”, 例如:

1 0 1 1 0 1 0 1 1 0 1

比特 2 — 用于标志缓冲器状态

编码器中的缓冲器填充量, 按照内插器的情况加以校正后 (参见 § 2.5.1.1), 使用 1K (1K=1024 比特) 的增量计量, 并使用 8 比特二进制码发送。与 525 行解码器配合运行时, 每隔 3057 个通路时钟周期对缓冲器状态抽样一次。与 625 行解码器配合运行时, 则在每个 525 行的场周期内对缓冲器状态抽样 10 次。在缓冲器输入信号中断一个帧周期期间, 停止对缓冲器状态的抽样。在发送之前缓冲器状态样值被储存起来。存储器可以保存的样值数量在 0 到 23 之间。这些样值都已根据抽样时刻的内插器系数做了修改。使用均匀的速率将该修改过的样值读出 (作为奇帧时隙 TS2 的比特 2); 其中, 最高有效比特 (MSB) 放在复帧中的第 1 帧, 第 2 最高有效比特放在第 2 帧, 其余类推。

比特 3.7 — 快速更新请求

收到这个比特置 1 时, 发送缓冲器被强制减少它的填充量, 通过阻止编码后的象素进入缓冲器, 从而使缓冲器稳定在低于 6K 的修改后的状态。在下一个 FST 中比特 A 置 1。随后的两个场被当作全部是活动区的情况处理。编码器使用控制再抽样模式的办法使缓冲器不大会出现上溢。

3 用于 525 行, 60 场/s 和 1544kbit/s 传输的区内使用的编解码器

3.1 引言

§ 3 叙述一种可以发送和接收一个 NTSC 视频信号和音频信号的 1.5 Mbit/s 帧间编解码器。采用的技术是具有活动补偿预测, 背景预测和帧内预测的自适应预测编码技术。

本编解码器的目的是用于有效地传输活动量相对少的可视电话信号和会议电视信号。编解码器的视频接口是相当于 CCITT 建议 H. 100 中“a”级标准的 525 行, 60 场/s 标准模拟电视信号。

3.2 编解码器概况

图 7/H. 120 表示本编解码器方框图中的主要部分。编码器包含三个基本功能块, 即预处理、视频信源编码和传输编码。

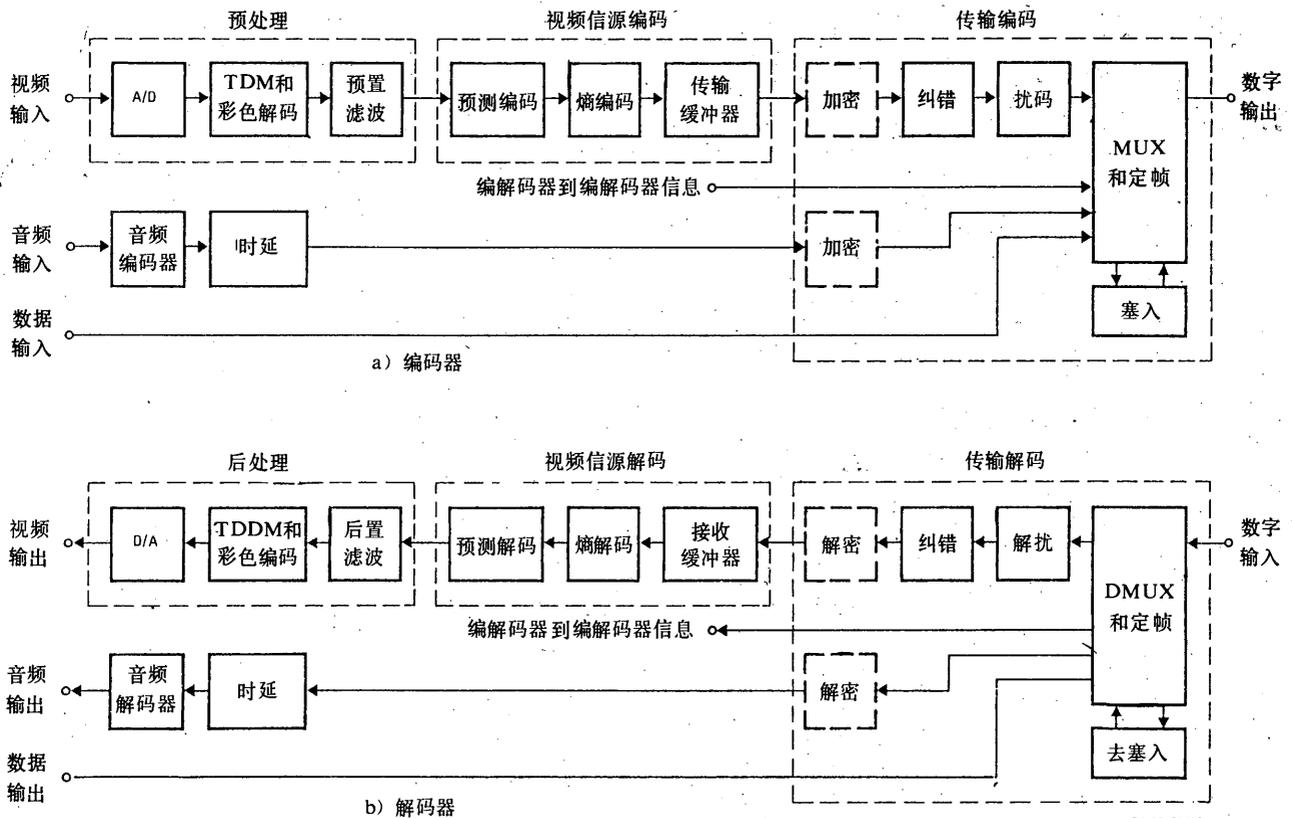
在预处理器中, 输入的 NTSC 模拟视频信号被数字化, 彩色信号被分解为一个亮度分量和两个色度分量。这三个分量经时分复用成为数字视频信号, 其中的噪声和无用的信号分量都被前置滤波器滤除。

在视频信源编码器中, 将数字视频信号送入预测编码器。预测编码器充分利用帧间和帧内预测编码技术将待发送的预测误差减到最小。随后, 利用预测误差信号的统计特性对其进行熵编码, 以降低其冗余量。由于产生出来的编码的误差信息具有间隔不均匀的突发性, 因此使用了一个缓冲器。如果缓冲器填满, 则预测误差的量化级数和 (或) 待编码的象素都被减少以防止上溢。

在传输编码器中, 已编码的视频信号和音频信号按用户选择的原则先行加密。然后对已编码的视频信号进行前向纠错编码并加上扰码。这三个信号, 即已编码的视频信号、已编码的音频信号和备用的数据信号于是被复接为具有建议 H. 130 所规定的帧结构的 1544 kbit/s 数字格式。

解码器进行相反的操作。

3.3 简要说明



CCITT-88190

TDM 时分复接
 TDDM 时分分接
 MUX 复接
 DMUX 分接

图 7/H.120
 编解码器方框图

3.3.1 视频输入/输出

视频输入/输出信号是 NTSC 信号，另外也可以是黑白信号。

3.3.2 数字输出/输入

数字输出/输入信号的接口条件满足 CCITT 建议 G.703 的技术条件。信号的传输速率是 1544 kbit/s。

3.3.3 抽样频率

视频的抽样频率是彩色副载频 (f_{sc}) 的 4 倍，与 1544 kHz 网时钟不同步。

3.3.4 TDM (时分复接) 视频信号的数字格式

将 NTSC 信号分解为一个亮度分量 (Y) 和两个色度分量 (C_1 和 C_2)。由 Y 分量和经过时域压缩的 C_1 和 C_2 分量组成的时分复接信号作为信源编码时使用的标准视频信号数字格式。

3.3.5 编码算法

采用自适应预测编码辅以变字长编码的方法来实现低比特率传输。对每个象素进行下述的三个自适应预测：

- a) 对静止区或慢动作区进行活动补偿的帧间预测；
- b) 对未被复盖的背景区进行背景预测；
- c) 对快动作区进行帧内预测。

对视频信号的预测误差和活动矢量都进行熵编码。采用下述两种技术：

- i) 对非零误差采用变字长编码法；
- ii) 对零误差采用行程编码法 (run-length coding)。

3.3.6 音频通路

含有一个 64 kbit/s 音频通路。音频编码算法与 CCITT 建议 G. 722 一致。

3.3.7 数据通路

含有备用的 64 kbit/s 数据通路一个。该通路不需用于数据传输时，可以改用于视频传输。

3.3.8 工作模式

正常的工作模式是全双工操作。对其他的工作模式，如单向广播模式等，也已顾及。

3.3.9 传输误码保护

采用 BCH 纠错码加上“按需更新”的方法以防止未被纠正的误码损坏图象质量。

3.3.10 附加功能

数字帧结构内备有措施，以便将来可以增添加密、图片传输和多点通信等功能。

3.3.11 处理过程的时延

不计前置滤波器和后置滤波器的延时，编码器和解码器的总时延约为 160 ms。

3.4 视频接口

编解码器的视频输入/输出信号是符合 CCIR 报告 624 的模拟 NTSC 信号 (M 制式)。

3.5 预处理和后处理

3.5.1 模-数和数-模变换

频带被限制为 4.5 MHz 的 NTSC 信号以 14.3 MHz 的频率，即四倍于彩色副载频的频率进行抽样，然后被变换为 8-bit 的线性 PCM 信号。抽样时钟与 NTSC 信号的水平同步信号锁定。由于抽样频率与网时钟是不同步的，因此对码速调整信息进行编码并将其从编码器发送到解码器。

数字视频数据用 2 的补码形式表示。对模-数 (A/D) 变换器的输入电平规定如下：

- 同步头电平 (-40 IRE) 相当于 -124 (10000100)；
- 白电平 (100 IRE) 相当于 72 (01001000)。

(IRE: Institute of Radio Engineers)

作为一种国内的选择方案，当必须考虑终端设备到编解码器之间模拟传输线路带来的电平波动时，可以在 A/D 变换器之前插入一个衰减器。

在解码器中，将 8-bit PCM 信号变换为模拟信号从而使 NTSC 信号复原。

3.5.2 彩色信号的解码和编码

采用数字滤波将数字化的 NTSC 信号分解为一个亮度分量 (Y) 和一个处于载波频带的色度分量 (C)。对分解出来的载波频带中的色度分量进行数字解调就得到两个基带色度信号 (C_1 和 C_2)。在彩色解码之后，亮度信号和色度信号的有效抽样频率被分别变换为 7.2 MHz ($2 f_{sc}$) 和 1.2 MHz ($1/3 f_{sc}$)。

在解码器中对 C_1 和 C_2 信号进行数字调制，并将其并入 Y 信号，从而得到复原的 NTSC 信号。

由于彩色解码和编码使用的滤波器特性对不同设计的编解码器的配合运行不会产生影响，这些滤波器特性将留待实现硬件时自行确定。附件 E 举例说明若干推荐的特性。

3.5.3 TDM (时分复接) 信号

时分复接信号由分解出来的分量信号构成。

首先对 C_1 和 C_2 信号进行时域压缩，将其压缩到 1/6。其次将压缩后的 C_1 和 C_2 信号中的水平消隐部分除掉，然后再将每个信号隔行插入 Y 信号的水平消隐间隔内。 C_1 插在第 1 场的第 1 行及整个场内随后的每一个相间的行， C_2 插在第 1 场的第 2 行及整个场内随后的每一个相间的行。

Y 信号的有效样值是每行 384 个， C_1 和 C_2 信号的有效样值是每行 64 个。TDM 信号就是由这些有效样值和彩色同步脉冲信号的 7 个样值 (B) 组成。彩色同步脉冲信号的样值插在 TDM 信号的最前面。

如图 8/H.120 所示， C_1 和 C_2 信号的抽样点正好与相隔 6 个样值的 Y 信号抽样点重合。只将奇数行的 C_1 和 C_2 信号发送给解码器。

在解码器中，重新将分量信号从 TDM 信号中分接出来，并且对 C_1 和 C_2 信号进行 6 倍的时域扩展处理。

注 — 若按 § 3.5.1 的办法在 A/D 变换器之间插入衰减器，则建议在信源编码器输入端（解码器输出端）对 C_1 、 C_2 和彩色同步脉冲信号采用具有补偿增益的预加重（去加重）以便在图象中的彩色部分取得较好的复原效果。

3.5.4 前置滤波和后置滤波

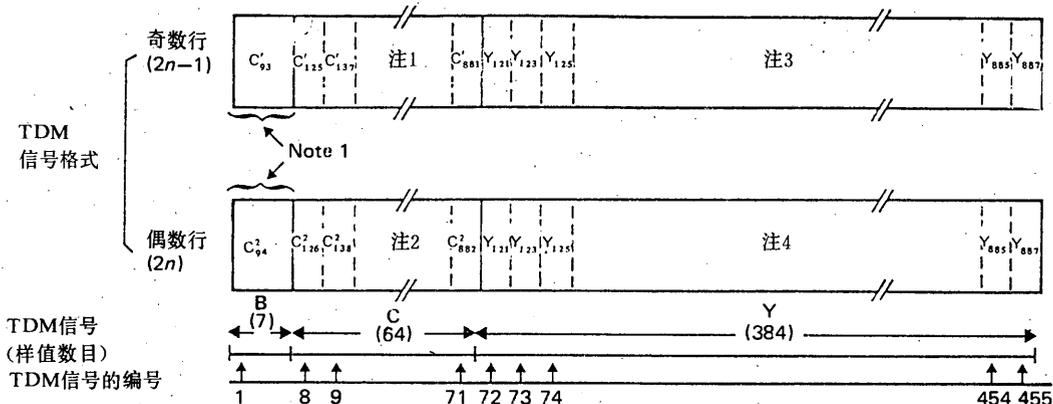
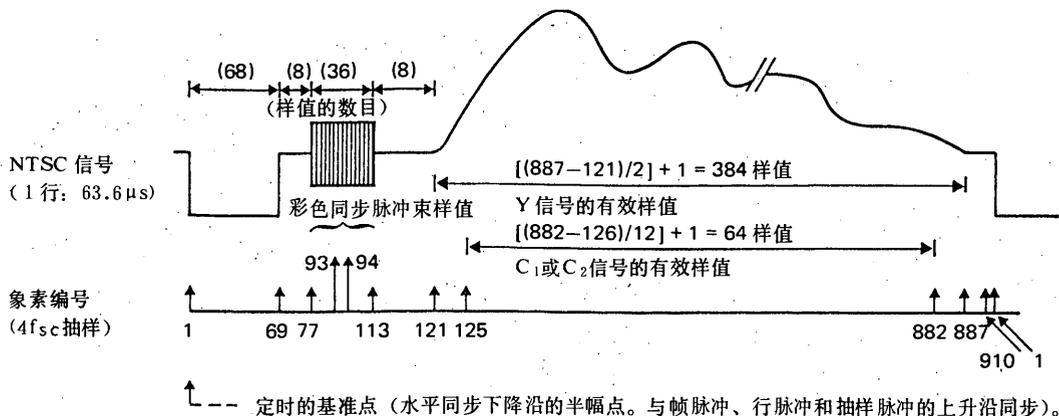
除了模-数变换前惯用的反折叠滤波外，应该采用下述两种滤波过程作为信源编码的前置滤波。

- a) 时域滤波，以减少输入视频信号中随机的噪声。
- b) 空域滤波，以降低再抽样时的折叠失真。

在解码器中，除了数-模变换后惯用的低通滤波外，还应采用下述三种滤波过程作为后置滤波。

- i) 空域滤波，以便对再抽样中被略去的象素进行内插。
- ii) 空域-时域滤波，以便对场重复模式中被略去的场进行内插。
- iii) 时域滤波，以降低信源编码过程中产生的噪声。

虽然这些滤波过程对改善图象的复原质量十分重要，但是它们的特性不会影响不同设计的编解码器之间的配合运行。因此前置滤波和后置滤波将留待实现硬件时自行规定。



- 注1—奇数行样值。一个彩色同步脉冲束样值重复7次。
- 注2—奇数行样值。
- 注3—奇数行样值。
- 注4—偶数行样值。

图 8/H. 120
TDM 信号格式

3.6 信源编码

3.6.1 信源编码器和解码器的结构

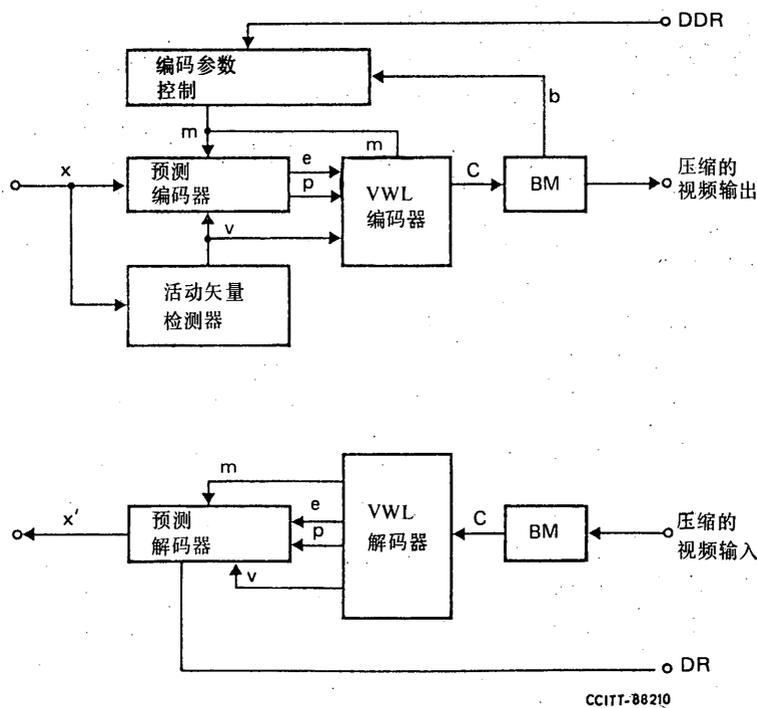
本编解码器的视频信源编码器和解码器的结构概括示于图 9/H. 120。

预测编码器利用活动矢量 v 将输入视频信号 x 变换为预测误差信号 e 。这个变换受编码模式 m 的控制。

可变字长 (VWL) 编码器采用变字长编码方法将 e 和 v 编码为压缩的数据 C 传输缓冲存储器将间隔不均匀的数据均匀化。编码模式 m 也被编成码。

帧存储器的奇偶校验信息 p 用来校验编码器和解码器的帧存储器内容是否相同。若检出奇偶性差错,则使用“按需更新请求信息 DR”和“按需更新核实信息 DDR”将编码器和解码器的帧存储器全都复位。

在解码器中,可变字长(VWL)解码器对 e 、 v 、 m 和 p 进行解码,于是预测解码器就将视频信号 x' 复原。



- x 输入视频信号
- x' 输出视频信号
- m 编码模式
- e 预测误差
- v 活动矢量
- p 奇偶校验信息
- C 压缩的数据
- b 缓冲存储器占用量信息
- VWL 变字长
- BM 缓冲存储器
- DR 按需更新请求信息
- DDR 按需更新核实的信息

图 9/H.120
信源编码器和解码器的结构

3.6.2 预测编码

3.6.2.1 编码模式

提供表 3/H.120 汇总的 5 种编码模式。在“常规”模式中所有的样值都被编码并被发送出去。在“再抽样”模式中有一半的样值被略去。在“场重复”模式中有一个或多个相继的场被略去(称为多场重复,注 1)。若把场重复模式和再抽样模式结合使用,则被编码并被发送的象素只有原有象素的 1/4 或更少些。

再抽样是以梅花形方式进行的，即在每个行组 (block-line) (注 2) 中，对奇数行只发送奇数像素，对偶数行只发送偶数像素。

在场重复模式中，将奇数场或偶数场略去。对于被略去的场，预测误差 e 和活动矢量 v 都置 0。

注 1 — 若在场略去后将奇数场和偶数场混合，则图象质量就会严重恶化。因此推荐采用 2 个场中略去 1 个，4 个场中略去 3 个，或 6 个场中略去 5 个的场省略办法。

注 2 — 每个行组包含 8 个行，如 § 3.6.2.5 中的规定。

表 3/H.120
编 码 模 式

编 码 模 式		简 写	操 作
1	常规	NRM	全部抽样
2	场重复	FRP	略去一个或多个场
3	再抽样	SBS	按 2 : 1 略去像素
4	停止	STP	暂停编码
5	更新	RFS	更新帧存储器

3.6.2.2 自适应预测

如图 10/H.120 所示，对像素逐个进行预测函数的自适应选择。选择的目的是使可能出现的预测误差减小到最小。这个目标是通过使用两个预测状态信号实现的。状态信号由前一行中和当前行中前面一个像素的预测参考信号确定。

进行再抽样和 (或) 场重复操作时，在预测环路中对被略去的像素进行内插。

对编号为 i 的像素规定下述的符号定义：

X_i ：本地解码器输出，

Y_i ：内插器输出，

M_i ：加活动补偿的帧间预测值，

B_i ：背景预测值，

I_i ：帧内预测值，

*：逻辑乘法，与

+：逻辑加法。

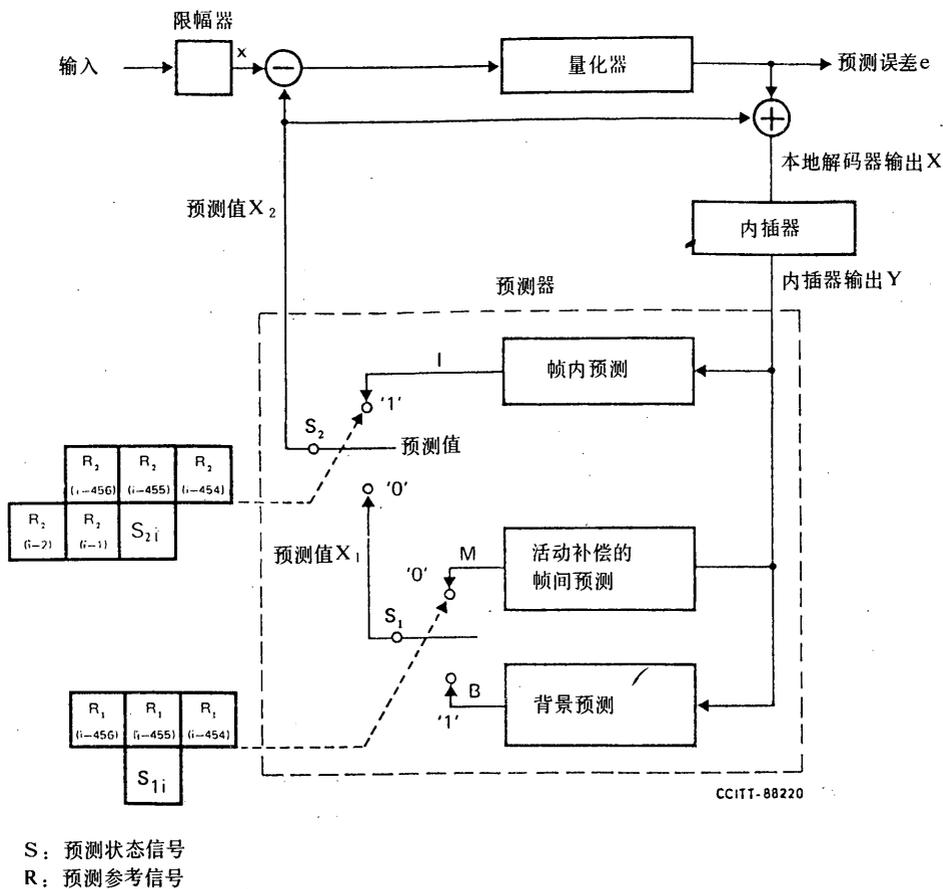


图 10/H.120
自适应预测

3.6.2.2.1 加活动补偿的帧间预测/背景预测

象素 i 的预测状态信号 S_{1i} 由下式确定

$$S_{1i} = R_1(i-455) * R_1(i-456) + R_1(i-456) * R_1(i-454) + R_1(i-454) * R_1(i-455) \quad (3-1)$$

式中预测参考信号 $R_1(i)$ 为

$$R_1(i) = \begin{cases} 0, & \text{当 } |Y_i - B_i| \geq |Y_i - M_i| \text{ 时,} \\ 1, & \text{其他情况下} \end{cases} \quad (3-2)$$

以 S_{1i} 为根据, 预测信号 X_{1i} 由下式给出

$$X_{1i} = \begin{cases} M_i, & \text{当 } S_{1i} = 0 \text{ 时,} \\ B_i, & \text{当 } S_{1i} = 1 \text{ 时.} \end{cases} \quad (3-3)$$

如果象素 i 由于再抽样和(或)场重复而被略去, 或者被加上强制的帧内编码, 或者是处于彩色同步脉冲束 B 内, 则它所对应的 $R_1(i)$ 置 0 而与公式 (3-2) 无关。

3.6.2.2.2 帧间预测/帧内预测

象素 i 的预测状态信号 S_{2i} 由下式确定

$$S_{2i} = R_2(i-1) * R_2(i-455) \quad (3-4)$$

式中的预测参考信号 $R_2(i)$ 为

$$R_2(i) = \begin{cases} 0, & \text{当 } |Y_i - I_i| \geq |Y_i - X_{1i}| \text{ 时,} \\ 1, & \text{其他情况下} \end{cases} \quad (3-5)$$

以 S_{2i} 为根据, 预测信号 X_{2i} 由下式给出

$$X_{2i} = \begin{cases} X_{1i}, & \text{当 } S_{2i} = 0 \text{ 时,} \\ I_i, & \text{当 } S_{2i} = 1 \text{ 时.} \end{cases} \quad (3-6)$$

若象素 $(i-1)$ 由于再抽样而被略去, 则用 $R_2(i-2)$ 代替 $R_2(i-1)$ 。另外, 若象素 $(i-455)$ 被略去, 则用 $R_2(i-454) * R_2(i-456)$ 代替 $R_2(i-455)$ 。若象素 i 被加上强制的帧内编码, 则它所对应的 $R_2(i)$ 置 1 而与式 (3-5) 无关。

若象素 i 由于场重复而被略去, 则它所对应的 $R_2(i)$ 置 0 而与式 (3-5) 无关。当象素 i 不加强制的帧内编码时, 处于彩色同步脉冲束 B 内的 $R_2(i)$ 置 0。

3.6.2.3 背景的产生

背景预测值是如下自适应地产生出来的:

$$b_i = b_i^{-f} + v(k) \operatorname{sgn}(Y_i - b_i^{-f}) u(Y_i - Y_i^{-f}) \quad (3-7)$$

式中

$$u(Y_i - Y_i^{-f}) = \begin{cases} 1, & \text{当 } |Y_i - Y_i^{-f}| \leq L \text{ 时,} \\ 0, & \text{其他情况下,} \end{cases} \quad (3-8)$$

$$v(k) = \begin{cases} 1, & \text{对各有 } k \text{ 个帧的每个组中的一个帧周期} \\ 0, & \text{对 } v(k) = 1 \text{ 帧后面的连续的 } (k-1) \text{ 个帧} \end{cases}$$

且 b_i : 当前帧的背景预测值,

b_i^{-f} : 前一个帧的背景预测值,

Y_i : 当前帧的内插器输出,

Y_i^{-f} : 前一个帧的内插器输出,

u : 静止区检测函数,

k : 背景更新控制参数,

L : 阈值。

参数 k 和 L 被置位为 $K=8$ 和 $L=1$ 。需要注意，为了简化硬件，使用 b_{-f} 来代替 b 作为背景预测值 B (参见图 11/H.120)。

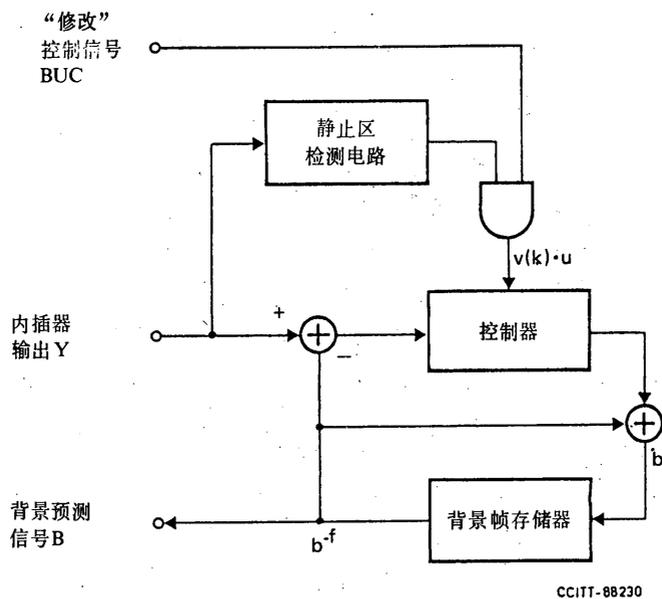


图 11/H.120
背景的产生

3.6.2.4 强制的帧内预测

本编解码器通常使用按需更新模式以避免因传输误码而产生的缺损图象留存在解码器的帧存储器内。若 BWP (编解码器到编解码器信息中的比特 3.15.4) = 0, 则表明从解码器到编码器有一个反向通道可以使用, 这时就进行按需更新模式。但是, 考虑到例如广播通信之类的应用中不具备反向通道 (从解码器到编码器), 也提供了循环式更新模式。该更新模式将在 BWP=1 时进行。

对于两种更新模式中的任何一种模式, 预测函数都被强制置于帧内预测。

在按需更新模式中, 使用同时写入内插器输出的办法, 在一个帧的时间内对活动帧存储器和背景帧存储器进行逐个行组的更新。编码器在收到 DRR (按需更新请求指令) 而开始进行按需更新后, 对随后约 1 秒钟内收到的 DRR 不予理睬 (见注)。

在循环式更新模式中, 使用写入内插器输出的办法对这两个存储器同时进行更新, 每次两行。一个场因场重复而被略去时, 使用活动帧存储器的更新信号对背景帧存储器进行更新。必须注意, 正在按“按需更新”模式进行更新的行组将不理睬循环式更新模式指令。

注一 若从编解码器 A 到编解码器 B 的线路上出现了传输误码, 则编解码器 B 的解码器在检测到出现的误码后就产生一个按需更新请求信息 DR。该 DR 信息被送到编解码器 B 的编码器并作为按需更新请求指令 DRR 发送给编解码器 A。当编解码器 A 的解码器收到 DRR 后, 就向编解码器 A 的编码器传送按需更新核实信息 DDR。最后, 进行按需更新模式操作并同时从编解码器 A 向编解码器 B 发送按需更新模式指令 DRM。

3.6.2.5 消隐和行组的定义以及边缘象素的处理

3.6.2.5.1 排列在一个水平扫描行 (参见图 8/H.120) 中所规定的预测函数的各种象素是:

- 彩色同步脉冲束 B: 7 个象素,
 - 彩色分量 C: 64 个象素,
 - 亮度分量 Y: 384 个象素。
- 垂直消隐周期按照有效行同样处理。

3.6.2.5.2 行组

参见图 12/H.120

在第 1 场中, 从第 8 行到第 15 行的 8 个行构成第 1 个行组, 随后的每 8 个行分别组成另外的行组。在第 2 场中, 从第 7 行到第 14 行的 8 个行构成第 33 个行组。每个场有 32 个行组。

含有一个帧末尾一个行的 8 个行, 或含有最靠近一个帧的首行的 8 个行被定义为帧的结尾行组。结尾行组中最后的视频行的位置被编码作为帧的位置。

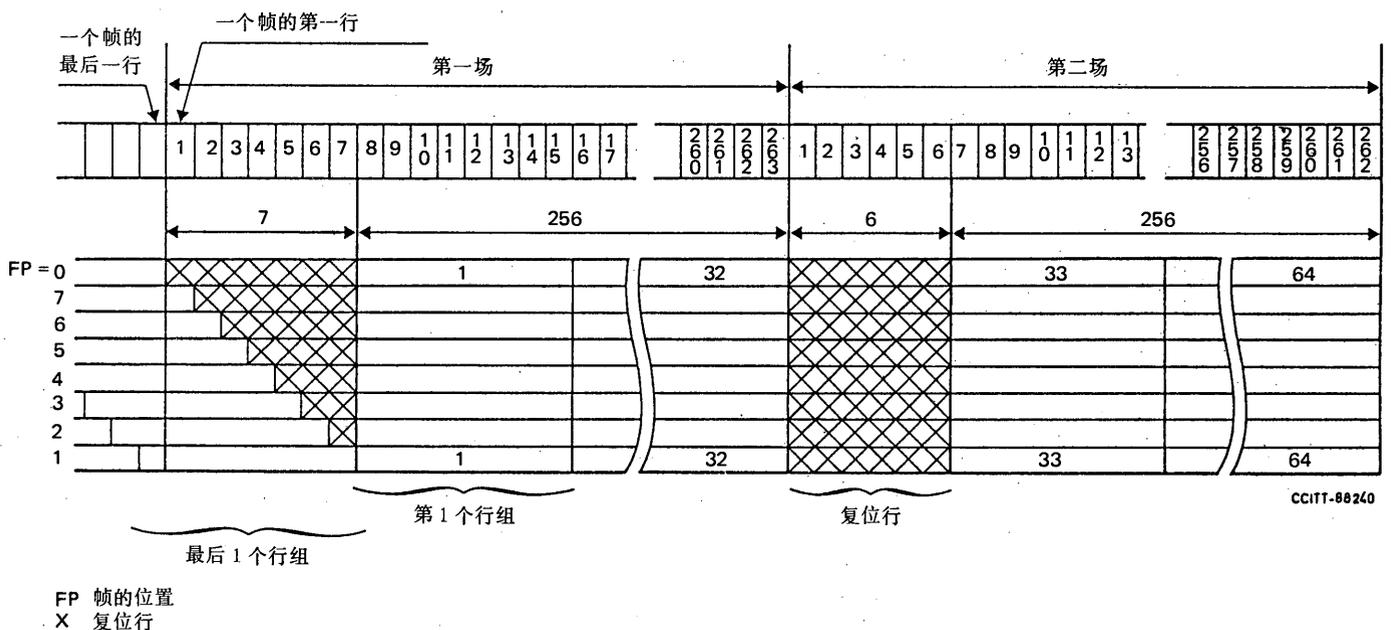
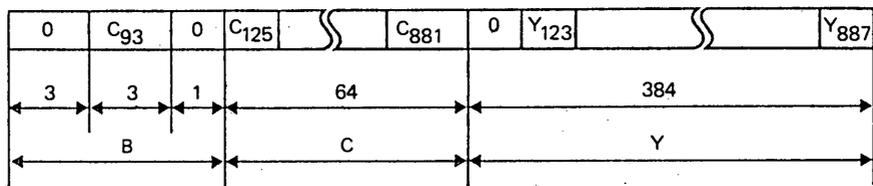


图 12/H.120
行组和复位行的定义

3.6.2.5.3 复位行

排除在行组之外的行被规定为复位行。在预测编码环路和解码环路中这些复位行都被箝制为 0, 亦即图 10/H. 120 中相应的预测值 X_2 和预测误差 e 都置 0。复位行是在常规模式下使用自适应预测方法并置 $v=0$ 而加以预测编码的。

3.6.2.5.4 在 B 和 C, C 和 Y 以及 Y 和 B 之间进行内插时边缘像素会受到串扰。为避免此种串扰, 在信源编码器的 TDM 输入信号中将 B 的头 3 个像素, B 的末尾一个像素和 Y 的第 1 个像素都箝制为 0, 如图 13/H. 120 所示。



CCITT-88250

注一本图示出第一场中的 1 个奇数行。关于像素编号请参阅图 8/H. 120。

图 13/H. 120

插入 0 以防止内插而引起的串扰

3.6.2.5.5 在信源编码器和解码器中不对边缘像素进行特殊处理。就是说, 包括复位行在内的视频信号和 B 的 3 个被箝制的像素都被当作是连续的状况 (见注) 处理。因此, 即使一个活动矢量指向画面有效区域之外的像素, 也可以对输入的视频时序信号起控制时延的作用。

注 — 假设画面中每个行的右端与下一个行的左端相连, 每个帧的尾部与下一个帧的首部相连。

在强制的帧内预测模式中, 每个行的第 1 个像素的预测值都置 0。

对彩色同步脉冲束信号, 不使用自适应预测和再抽样, 也不发送活动矢量。

3.6.2.6 预测函数和内插函数

所有编码模式的预测函数和内插函数都示于表 4/H. 120。应当注意, 将彩色信号的活动矢量置 0 不会使编码效率出现大的下降。

表 4/H. 120
预测函数和内插函数

编码模式	像素的类别	预测函数 P(Z) (注1)			插入函数 I(Z) (注2)			
		$P_Y(Z)$	$P_C(Z)$	$P_B(Z)$	$I_Y(Z)$	$I_C(Z)$	$I_B(Z)$	
常规	编码	$Z^{-1}; S_2 = 1$ $Z^{-F+V}; S_2 = 0, S_1 = 0$ $P_b(Z)$ (注3); $S_2 = 0, S_1 = 1$		Z^{-F}	1			
再抽样	编码	Z^{-2} (注4); $S_2 = 1$ $Z^{-F+V}; S_2 = 0, S_1 = 0$ $P_b(Z); S_2 = 0, S_1 = 1$		/	1		/	
	略去	(不作规定)		/	$\frac{1}{2} \left\{ \frac{1}{2} (Z^{-1} + Z^{+1}) \right.$ $\left. + \frac{1}{2} (Z^{-H} + Z^{+H}) \right\}$	$\frac{1}{2} (Z^{-1} + Z^{+1})$	/	
场重复	略去	(不作规定)		/	$\frac{1}{2} (Z^{-262H} + Z^{-263H})$	Z^{-263H} ; 第1场 Z^{-262H} ; 第2场	/	
更新	N R M	编码	Z^{-1}			1		
	S B S	编码	Z^{-2} (注4)		/	1		/
		略去	(不作规定)		/	$\frac{1}{2} (Z^{-1} + Z^{+1})$		/

注1— S_1 和 S_2 是 §3.6.2.2中规定的状态信号。

注2—对 $(A+B)/2$ 运算产生的分数处理如下, 进行 $(A+B+1)/2$ 的运算, 然后使用最高有效位的 8 个比特。

注3—背景的产生与 §3.6.2.3所述的相同。

注4—若前一个像素是编码的像素, 则是 Z^{-1} 。

3.6.2.7 量化

视频信号的预测误差使用表 5/H.120 所示四种量化特性中的一种进行量化。这四种特性就是 Q_0 (57 个量化级)、 Q_1 (57 个量化级)、 Q_2 (51 个量化级) 和 Q_3 (37 个量化级)。不论是什么预测函数, 都使用同一组量化特性。

表 5/H.120
量 化 特 性

Q_0		Q_1		Q_2		Q_3	
输入量程	输出量化级	输入量程	输出量化级	输入量程	输出量化级	输入量程	输出量化级
0 到 1	0	0 到 3	0	0 到 4	0	0 到 6	0
2	1	4 到 6	3	5 到 8	5	7 到 11	7
3	2	7 到 8	6	9 到 12	10	12 到 17	14
4 到 5	3	9 到 10	9	13 到 17	15	18 到 24	21
6 到 7	5	11 到 13	12	18 到 22	20	25 到 31	28
8 到 9	7	14 到 16	15	23 到 27	25	32 到 38	35
10 到 11	10	17 到 19	18	28 到 32	30	39 到 45	42
12 到 14	13	20 到 22	21	33 到 37	35	46 到 52	49
15 到 17	16	23 到 26	24	38 到 42	40	53 到 59	56
18 到 20	19	27 到 30	28	43 到 47	45	60 到 66	63
21 到 23	22	31 到 34	32	48 到 52	50	67 到 73	70
24 到 26	25	35 到 39	37	53 到 57	55	74 到 80	77
27 到 29	28	40 到 44	42	58 到 62	60	81 到 87	84
30 到 32	31	45 到 49	47	63 到 67	65	88 到 94	91
33 到 37	35	50 到 54	52	68 到 72	70	95 到 101	98
38 到 42	40	55 到 59	57	73 到 77	75	102 到 108	105
43 到 48	45	60 到 64	62	78 到 82	80	109 到 115	112
49 到 54	51	65 到 69	67	83 到 87	85	116 到 123	119
55 到 60	57	70 到 74	72	88 到 92	90	124 到 255	127
61 到 67	64	75 到 79	77	93 到 97	95		
68 到 74	71	80 到 84	82	98 到 102	100		
75 到 81	78	85 到 89	87	103 到 107	105		
82 到 88	85	90 到 94	92	108 到 112	110		
89 到 95	92	95 到 99	97	113 到 118	115		
96 到 102	99	100 到 104	102	119 到 124	121		
103 到 109	106	105 到 109	107	125 到 255	127		
110 到 116	113	110 到 116	113				
117 到 123	120	117 到 123	120				
124 到 255	127	124 到 255	127				

注—各个特性对 0 点都是对称的。



3.6.2.8 预测环路中的限幅器

预测环路内不安排限幅器。因此,预测环路输入信号 x 限制在 $-124 \leq x \leq 123$ 之内,从而使本地解码器的输出 X 保持在 $-128 \leq X \leq 127$ 范围内。

3.6.2.9 帧存储器的奇偶校验

在从图 12/H.120 所示的第 1 个行组到第 64 个行组的一个视频帧周期内对内插器输出的每个比特平面进行奇偶性计数。若在场重复模式中略去了若干个行组,则在这些被略去的行组期间不作奇偶性计数。

对解码器发送 8 个奇数奇偶校验比特。在解码器中将该奇偶校验比特与解码器中内插器输出的奇偶校验比特进行比对,以便检测未被纠正的误码。如果发现收到的奇偶校验比特与计算的奇偶校验比特之间有差别,则解码器就向编码器请求进行一次按需更新。

3.6.2.10 停止编码

当产生的信息已足以使传输缓冲存储器达到上溢的程度时,就将 e 和 v 置 0,使编码操作暂时停止。这种停止模式只限在编码器中使用。该模式的内插函数和预测函数规定为 NRM (常规)、SBS (再抽样)、FRP (场重复) 或 RFS (更新) 四者当中的一种,根据编码参数控制器的控制情况而定。

3.6.3 活动矢量的传送

3.6.3.1 象块尺寸

进行活动补偿的象块,尺寸是 8 个行 (垂直) \times 16 个象素 (水平)。

3.6.3.2 最大跟踪范围

对活动矢量的最大跟踪范围是 $+7$ 到 -7 个行 (垂直) 和 $+15$ 个象素 (水平)。解码器必须有能力将这个极限范围内的任一矢量复原出来。

3.6.3.3 矢量方向的定义

活动矢量 $v (v_x, v_y)$ 定义为

和

$$\begin{aligned} v_x &= x_a - x_b \\ v_y &= y_a - y_b \end{aligned} \quad (3-9)$$

式中, (x_a, y_a) 和 (x_b, y_b) 分别是象块在当前帧中和在对应的前一帧中的位置。 x 和 y 的方向与水平扫描和垂直扫描的方向相同。这个定义表明 $v_x, v_y > 0$ 时帧间预测环路的时延将增大。

3.6.3.4 活动检测方法

采用帧间象块叠合的方法来检测每个象块的活动矢量。具体的检测方法留待设计硬件时自行决定 (参见注)。

注 — 采用多场重复时,从前一个发送的帧检出的矢量可以作为将被略去的当前帧的矢量检测初始值,从当前帧检出的矢量可以作为下一个帧的矢量检测初始值,依此类推。

3.6.4 编码参数的控制

3.6.4.1 控制方法

进行的编码控制就是选择 § 3.6.2.7 所述的量化特性和 § 3.6.2.1 所述的编码模式。

3.6.4.2 控制的定时

按照表 6/H.120 所示的定时和指令进行编码参数控制。

表 6/H.120
编码参数，控制单元及指令

编码参数	控制的单元	指令
常规	帧 行组 (8 个行) 象块 (8 × 16 pels)	SBC = 1, IFM = 1, FRP = 1 和 TRANS (SBS: 断)
量化	行组	QC ₁ 和 QC ₂
场重复	行组 (注)	FRP = 0
再抽样	帧	SBC = 0 和 FRP = 1
	象块	TRANS (SBS: 通) 和 FRP = 1
暂停	任意	预测误差 e = 0, 活动矢量 v = 0
按需更新	行组	DRM = 0 和 IFM = 0
循环更新	两个行	DRM = 1, IFM = 0 和 CRM 1, 2

注—在一般的场重复场合，从第 1 个行组到第 32 个行组，或者从第 33 个行组到第 64 个行组的 32 个连续的行组都被略去。还可以使用其他的方法，如使用以行组为单元进行控制的 FRP 指令。

3.6.4.3 控制的顺序

控制的顺序是根据缓冲存储器的填充量和其它控制信息确定的。由于这个顺序不会影响不同设计的编解码器之间的配合运行，它将留待实现硬件时自行决定。但是，编解码器的工作原则是编码器决定所有的工作模式，这些工作模式将以一组指令的形式与编码的视频数据一起送给解码器。解码器于是根据收到的指令和数据将视频信号复原出来。附件 F 示有控制顺序的一个实例。

3.6.5 熵编码

3.6.5.1 熵编码的结构

熵编码的结构如图 14/H.120 所示。熵编码器将信源编码器提供的预测误差 e 和活动矢量 v 的数据采用变字长编码方法加以压缩。被压缩的数据与编码模式数据 m 复接并送入传输缓冲存储器。复接的数据格式大致如图 15/H.120 所示。

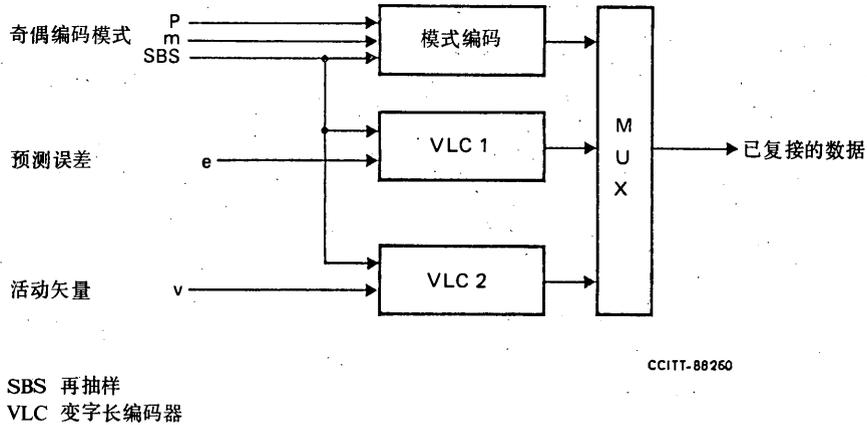


图 14/H.120
熵编码的结构

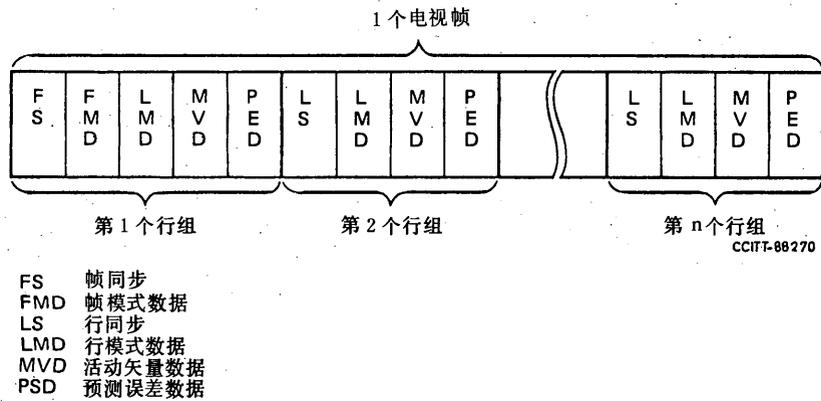


图 15/H.120
复接的数据格式

3.6.5.2 编码模式指令和数据结构

编码模式指令和数据结构规定如下：

3.6.5.2.1 FS：帧同步 (Frame Sync)

标志视频帧开始的专用字。其值为：000000000000010。

3.6.5.2.2 FMD: 帧模式数据 (Frame Mode Data)

其格式给出于图 16/H.120。

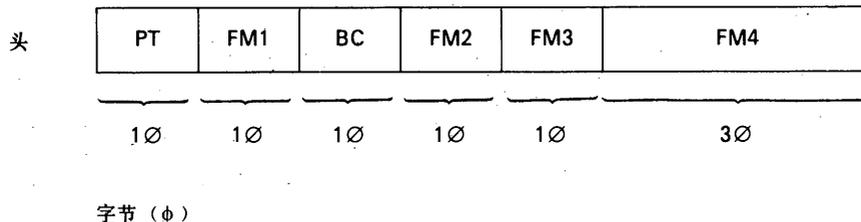


图 16/H.120

a) PT: 奇偶校验数据 (Parity Data)

在前一帧周期中内插器输出的每个 8 比特平面的奇数奇偶校验值 (最高有效比特领先)。

b) FML: 帧模式 1 (Frame Mode 1)

其格式给出于图 17/H.120。

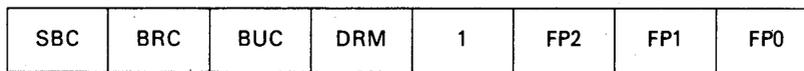


图 17/H.120

i) SBC: 再抽样控制 (Subsample Control)

当 SBC=0 时, 对整个帧进行再抽样, 但彩色同步脉冲束信号, 复位行和 FRP=0 的行组除外。参见 § 3.6.2.1。

ii) BRC: 背景修改控制 (Background Revision Control)

当 BRC=0 时, 在本帧周期内活动帧存储器的内容被转移到背景帧存储器内。参见 § 3.6.2.4。

iii) BUC: 背景更新控制 (Background Update Control)

当 BUC=0 时, 背景帧存储器进行更新。若 BRC 正在进行操作, 则它具有优先权。参见 § 3.6.2.3。

iv) DRM: 按需更新模式 (Demand Refresh Mode)

当 DRM=0 时, 使用按需更新模式进行编码。参见 § 3.6.2.4。

v) FP2-FP0: 帧位置 (Frame Position) (参见注)

这个 3-bit 字指示视频帧中头一行的位置或第 1 场中第 1 行的位置 (最高有效比特领先)。参见图 12/H.120。

注 — 对具有不同的同步相位或同步频率的输入信号进行异步倒换时, 使用 FP 比特来避免出现质量劣化。为此, 编解码器的水平同步脉冲持续期, 亦即每个行的象素数目, 即使在过渡期间也必须保持等于 455 个样值。

此外, 在复位行期间出现的输入信号的倒换应不予理睬。

c) BC: 缓冲器控制 (Buffer Control)

FS 在传输缓冲存储器中的停留时间被编码为一个 8 比特字 (最高有效比特领先)。参见 § 3.6.6.1。

d) FM2: 帧模式 2 (Frame Mode2)

其格式给出于图 18/H.120。

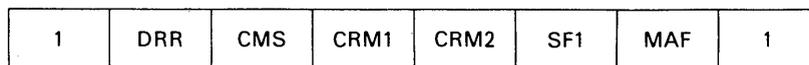


图 18/H.120

i) DRR: 按需更新请求 (Demand Refresh Request)

当 DRR=0 时, 解码器向编码器请求进行按需更新。参见 § 3.6.2.9。

ii) CMS: 彩色/黑白状态 (Color/Monochrome State)

彩色 (bit=1) /黑白 (比特=0), 其中黑白是提供备用的, 省略的模式是指彩色。

iii) CRM1, CRM2: 循环式更新模式 (Cyclic Refresh Mode)

这个 2 比特字指示行组中被循环更新的二个行的位置。参见图 19/H.120, 亦参见 § 3.6.2.4。

iv) SF1: 备用帧模式

v) MAF: 模式增添旗标

当 MAF=0 时增添 FM4。

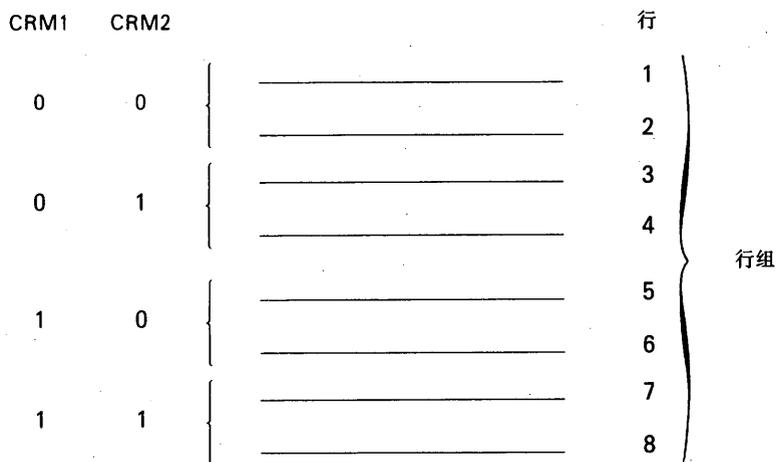
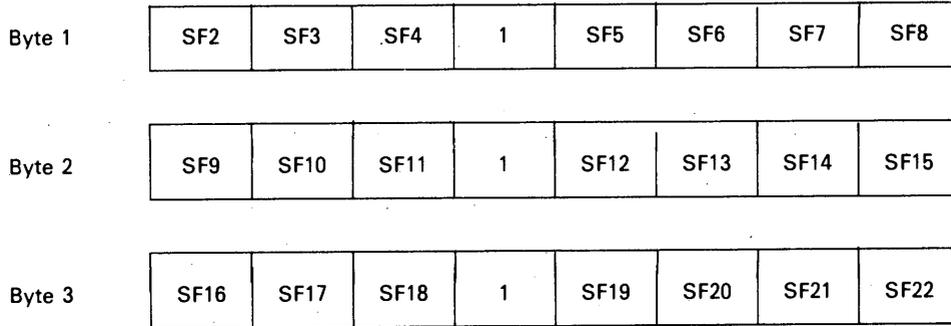


图 19/H.120

e) FM3: 帧模式 3 (Frame Mode3)

可供国内选用的 8 比特数据。不使用时插入全 1 码 (11111111)。

f) FM4: 帧模式 4 (Frame Mode4)



SF2-SF22: 备用帧模式

3.6.5.2.3 LS: 行同步 (Line Sync)

表示行组开头的专用字。其值为: 0000000000000011。

3.6.5.2.4 LMD: 行模式数据 (Line Mode Data)

其格式给出于图 20/H.120。

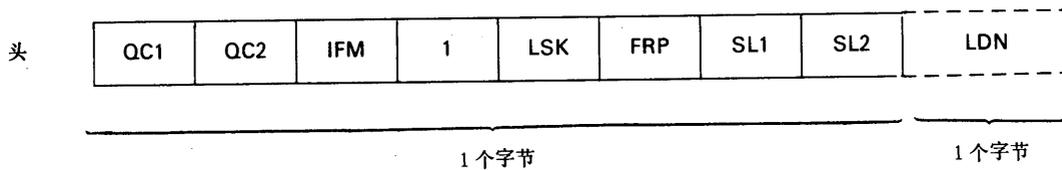


图 20/H.120

a) QC1, QC2: 量化特性 (Quantizing Character istic)

QC1	QC2	特性 (表 5/H.120)
0	0	Q ₀
0	1	Q ₁
1	0	Q ₂
1	1	Q ₃

b) IFM: 强制性帧内预测模式 (Forced Intraframe Predication Mode)

当 IFM=0 时, 若 DRM=0, 则预测功能在本行组内都被固定于帧内预测, 若 DRM=1 则预测功能在 CRM1 和 CRM2 所标明的二个行中被固定于帧内预测。参见 § 3.6.2.4。

c) LSK: 行跳越 (Line Skip)

当 LSK=0 时, 跟在后面的字节 (即 LDN, 行数据编号 (Line Data Number)) 表明跳越的行组数目。参见 § 3.6.5.5。LDN 的编码方式与矢量数据数目 VDN 的编码方式相似。当 LDN=n 时, 连续的 (n+1) 个行组都相同。因此 $0 \leq n \leq 63$ 。

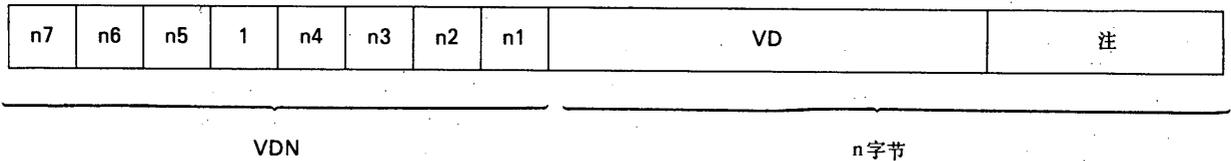
d) FRP: 场重复 (Field Repetition)

当 FRP=0 时, 这个行组由于场重复而被略去。即使 IFM=0 也仍然成立。参见 § 3.6.2.1。

e) SL1, SL2: 备用行模式

3.6.5.2.5 MVD: 活动矢量数据 (Motion Vector Data)

其格式给出于图 21/H.120。



注—虚码, 参见 § 3.6.5.4.6。

图 21/H.120

a) VDN: 矢量数据数目 (Vector Data Number)

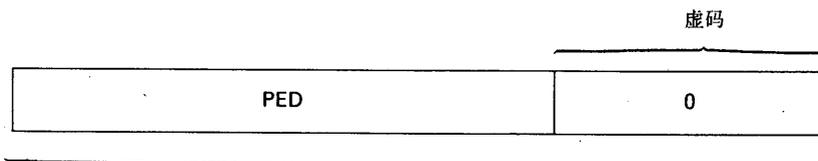
表明跟在后面的 VD 的字节数 (以自然二进制码表示, 最高有效比特领先)。

b) VD: 矢量数据 (Vector Data)

用变字长码的活动矢量数据。

3.6.5.2.6 PED: 预测误差数据 (Prediction Error Data) (采用变字长码)

其格式给出于图 22/H.120。



(整数) 字节

图 22/H.120

3.6.5.3 预测误差编码 (VLC 1)

参见图 14/H.120。

3.6.5.3.1 编码方法

与预测误差 e 对应的量化电平是根据预测误差的统计特性加以编码的。 $e \neq 0$ 时, 使用表明量化电平的 V 码或 F 码来进行变字长编码。参见表 7/H.120。 $e=0$ 时, 使用行程 R 表明无效像素的行程长度 (RL)。需要注意, 若 $RL=1$, 则使用变字长码 V_0 或 F_0 来表明 $e=0$ (参见表 8/H.120)。

表 7/H.120
预测误差幅度不等于零的变字长码

量化级数	编码长度	V 码		量化级数	编码长度	F 码
V_0	4	0 1 1 1		F_0	4	0 0 0 1
1	2	1 S		1	6	1 1 1 1 1 S
2	5	0 1 1 0	S	2	6	1 1 1 1 0 S
3	7	0 1 0 1	1 1 S	3	6	1 1 1 0 1 S
4	7	0 1 0 1	1 0 S	4	6	1 1 1 0 0 S
5	8	0 1 0 1	0 1 1 S	5	6	1 1 0 1 1 S
6	8	0 1 0 1	0 1 0 S	6	6	1 1 0 1 0 S
7	8	0 1 0 1	0 0 1 S	7	6	1 1 0 0 1 S
8	8	0 1 0 1	0 0 0 S	8	6	1 1 0 0 0 S
9	9	0 1 0 0	1 1 1 1 S	9	6	1 0 1 1 1 S
10	9	0 1 0 0	1 1 1 0 S	10	6	1 0 1 1 0 S
11	9	0 1 0 0	1 1 0 1 S	11	6	1 0 1 0 1 S
12	9	0 1 0 0	1 1 0 0 S	12	6	1 0 1 0 0 S
13	9	0 1 0 0	1 0 1 1 S	13	6	1 0 0 1 1 S
14	9	0 1 0 0	1 0 1 0 S	14	6	1 0 0 1 0 S
15	9	0 1 0 0	1 0 0 1 S	15	6	1 0 0 0 1 S
16	9	0 1 0 0	1 0 0 0 S	16	6	1 0 0 0 0 S
17	10	0 1 0 0	0 1 1 1 1 S	17	6	0 1 1 1 1 S
18	10	0 1 0 0	0 1 1 1 0 S	18	6	0 1 1 1 0 S
19	10	0 1 0 0	0 1 1 0 1 S	19	6	0 1 1 0 1 S
20	10	0 1 0 0	0 1 1 0 0 S	20	6	0 1 1 0 0 S
21	10	0 1 0 0	0 1 0 1 1 S	21	6	0 1 0 1 1 S
22	10	0 1 0 0	0 1 1 1 0 S	22	6	0 1 0 1 0 S
23	10	0 1 0 0	0 1 0 0 1 S	23	6	0 1 0 0 1 S
24	10	0 1 0 0	0 1 0 0 0 S	24	6	0 1 0 0 0 S
25	10	0 1 0 0	0 0 1 1 1 S	25	6	0 0 1 1 1 S
26	10	0 1 0 0	0 0 1 1 0 S	26	6	0 0 1 1 0 S
27	10	0 1 0 0	0 0 1 0 1 S	27	6	0 0 1 0 1 S
28	10	0 1 0 0	0 0 1 0 0 S	28	6	0 0 1 0 0 S

注—S 表示符号。S=0 表示正值, S=1 表示负值。

表 8/H.120

预测误差幅度为零时的行程长度代码

RL (注1)	编码长度	码字R			说明	
2	5	00	001			
3	5	00	000			
4	6	00	1010			
5	6	00	1001			
6	6	00	1000			
7	7	00	10111			
8 到 11	7	00	110XX		X = 11 - RL	
12	8	00	111101			
13	8	00	111100			
14 到 17	8	00	1110XX		X = 17 - RL	
18 到 25	9	00	0111XX	X	X = 25 - RL	
26 到 33	10	00	01100X	XX	X = 33 - RL	
34 到 37	10	00	010100	XX	X = 37 - RL	
38 到 64	12	00	01001X	XXXX	X = 64 - RL	
MK1	13	00	10110Y	YYYYY	Y = 0 到 63	
MK2	14	00	111111	YYYYYY		
MK3	14	00	111110	YYYYYY		
MK4 到 7	15	00	01101X	XYYYYYY	X = 7 - MK	
MK8 到 15	16	00	01011X	XXYYYYYY	X = 15 - MK	
MK16 到 19	16	00	010101	XXYYYYYY	X = 19 - MK	
MK20 到 34	18	00	010001	XXXXYYYY	YY	X = 35 - MK
MK35 到 49	19	00	010000	1XXXXYYY	YYY	X = 50 - MK
MK50 到 56	19	00	010000	01XXXXYYY	YYY	X = 57 - MK

注1— $RL = 64 \times (\text{MK 数}) + 1 + Y, 0 \leq Y < 63$ 。

注2—最大行程是 $(455 - 3) \times 8 = 3616$ 。MK 和 Y 的对应值是 56 和 31。对于 MK = 56, $0 \leq Y < 31$ 。

3.6.5.3.2 扫描顺序

视频帧的熵编码是从第 1 个行组到最后一个行组依次进行的，但复位行除外。帧同步字 (FS) 和帧模式数据 (FMD) 都在第 1 个行组中编码。当末尾的行位于结尾行组中的第 n 个行时，帧的位置被置于 $FP = \text{mod}(n, 8)$ 。FP 作为帧模式数据的一部分被传送到解码器 (参见注 1)。

由于预测信源编码器中每个行的头 3 个象素都被箝制为 0，且复位行已规定如 § 3.6.2.5.3 所述，因此要进行熵编码的象素可用图 23/H.120 表明 (参见注 2)。

扫描顺序是按象块扫描，如图 24/H. 120 所示。经过扫描变换后的第 1 个象块包含 4 个象素×8 个行=32 个象素。

注 1 — 不进行输入视频信号间的异步倒换时，结尾的行组与第 64 个行组重合且 FP=0。

注 2 — 对图 12/H. 120 所定义的复位行不进行熵编码。第一场中复位行的数目随 FP 的值而变。

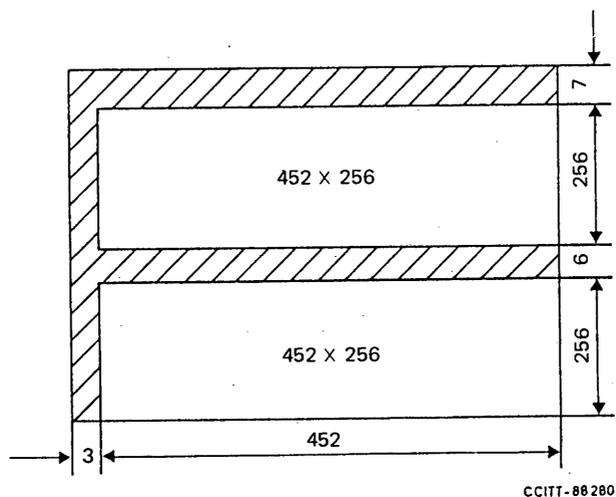


图 23/H. 120
进行熵编码的象素

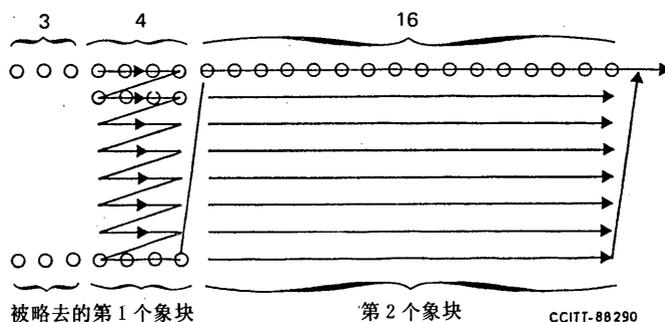


图 24/H. 120
扫描顺序

3.6.5.3.3 码组

参见表 9/H.120。

表 9/H.120

	符号	码的数目	码的长度
幅度码第 1 号	F	57	4, 6
幅度码第 2 号	V	57	2-10
行程码	R	3615	5-19

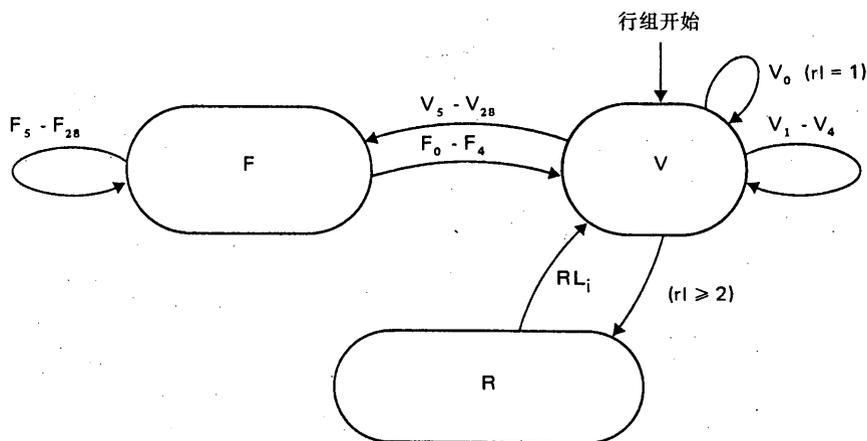
F: 表明量化电平的准定字长码。引入这个码是为了缩短码的最大长度。

V: 表明量化电平的变字长码。

R: 表明 $RL \geq 2$ 时无效像素行程长度的变字长码。

3.6.5.3.4 代码的变换规则

变换规则示于图 25/H.120。附件 F 给出了预测误差编码的实例。



CCITT-88300

注1— RL 是待编码的行程，而 r_1 是 $e = 0$ 的许多个连续的像素。

注2—预测误差数据使用 R 或 V 代码开头。 $r_1 \geq 2$ 时使用 R 代码，在其他的场合使用 V 代码。

注3—为防止缓冲存储器下溢，即使 $RL \geq 2$ ，代码也可以变换为 V。

图 25/H.120

预测误差数据的代码变换规则

必须注意下述几点：

- 开始码必须是 V 码或者 R 码。
- 每个行组的最后一个行程码可以不发送，因为可以利用 LS 或 FS 指令作为末尾行程的终结。
- 进行编码时不考虑因再抽样而被略去的像素。
- 在 PED 的尾部填入若干个 0 作为虚码，使行组数据中比特的总数是 8 的整倍数。

3.6.5.3.5 指定的 F 和 V 的码型:

参见表 7/H.120。

指定的码型对 Q_0 , Q_1 , Q_2 和 Q_3 四种量化特性都通用。

3.6.5.3.6 指定的 R 的码型:

参见表 8/H.120。

3.6.5.4 活动矢量的编码 (VLC2)

3.6.5.4.1 编码方法

活动矢量 v 先作预测编码, 预测编码的输出为 Δv , 再在整个行组内作变字长编码。

3.6.5.4.2 预测编码

预测算法就是用前一个象块作当前象块的预测, 即

$$\Delta v = v - v_1$$

其中 v 和 v_1 代表当前象块和前一个象块的矢量。运算是以 2 的补码形式对 x 和 y 分量逐个进行的。运算结果的表达方式是 x 分量用 5 个比特, y 分量用 4 个比特, 不计进位 (最高有效位领先)。需要注意, 解码器是以 2 的补码形式进行相反的运算 $v = v_1 + \Delta v$, 进位也被略去。

第 1 象块 (水平消隐) 的活动矢量置于 (0, 0)。

3.6.5.4.3 变字长编码

$\Delta v = (0, 0)$ 时, 对 0 码的行程进行编码。 $\Delta v \neq (0, 0)$ 时, 采用变字长编码, 代码的长度见图 26/H.120。

对从第 2 个象块到第 29 个象块的 28 个矢量的 Δv 进行编码。

$\Delta v = (0, 0)$ 的末尾行程可以不发送, 因为 VDN 已说明 VD 的比特总数。

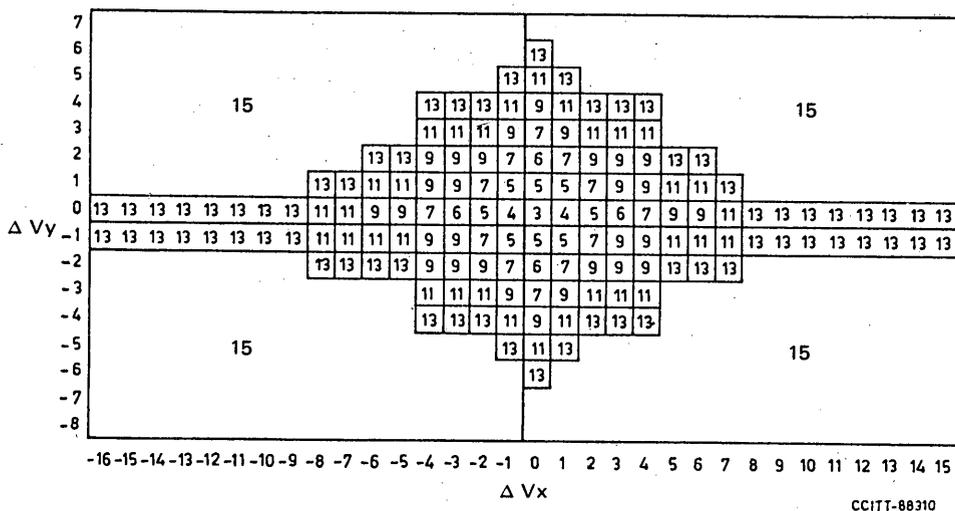


图 26/H.120 活动矢量预测误差的字长

3.6.5.4.4 代码的配置

代码的配置示于表 10/H.120, 其中最长的代码长度是 15。变字长码包括用于 Δv 的 541 个代码或 512 个代码, 用于行程的 28 个代码; 以及用于再抽样通/断倒换的一个 TRANS (倒换) 代码。

表 10/H.120

活动矢量数据的变字长代码和行程代码

ΔV_x	ΔV_y	代码长度	码字			代码的数目
± 1	0	4	0 0 1	S_x		2
± 1 0 ± 2	± 1 ± 1 0	5 5 5	1 1 1 1 1 0 1 1 0	1 $S_x S_y$ 1 S_y 0 S_x		8
0 ± 3	± 2 0	6 6	1 0 1 1 1 0 1 1	1 S_y 0 S_x		4
± 1 ± 2 0 ± 4	± 2 ± 1 ± 3 0	7 7 7 7	1 0 0 1 0 0 1 0 0 1 0 0	1 1 $S_x S_y$ 1 0 $S_x S_y$ 0 1 1 S_y 0 1 0 S_x		12
± 3 ± 1 ± 2 ± 3 ± 4 ± 4 ± 4 ± 5 ± 6 0	± 1 ± 3 ± 2 ± 2 ± 1 ± 2 ± 2 0 0 ± 4	9 9 9 9 9 9 9 9 9 9	1 0 1 0 1 0 1 0	1 1 1 $S_x S_y$ 1 1 0 $S_x S_y$ 1 0 1 $S_x S_y$ 1 0 0 $S_x S_y$ 0 1 1 $S_x S_y$ 0 1 0 $S_x S_y$ 0 0 1 1 S_x 0 0 1 0 S_x 0 0 0 1 S_y		30
-8至7	-5到+5 (参见图 26/H.120)	11	1 0 0 0 0 1	X X X X S_y	[X] = ΔV_x	32
-16至15	-6到+6 (参见图 26/H.120)	13	0 1 0 0 0 0 1	X X X X X S_y	[X] = ΔV_x	64
-16至15	-8到+7 (参见图 26/H.120)	15	1 0 0 0 0 0	X X X X X Y Y Y Y	[X] = ΔV_x [Y] = ΔV_y	359

RL	代码长度	码字		代码的数目
1	3	0 0 0		1
2	4	0 1 1 1		1
3至6	6	0 1 1 0 X X	X X = 6 - RL	4
7至12	7	0 1 0 1 X X X	X X X = 12 - RL	6
13至20	8	0 1 0 0 1 X X X	X X X = 20 - RL	8
21至28	9	0 1 0 0 0 1 X X X	X X X = 28 - RL	8
TRANS	6	0 1 0 1 1 1		1

注1— S_x 和 S_y 表示正负号： $S_i = 0$ 为正值， $S_i = 1$ 为负值。

注2—XX..X和YY..Y用2的补码形式表示（MSB领先）。

3.6.5.4.5 再抽样倒换码 (TRANS)

TRANS 码表明再抽样 (SBS) 的通与断之间的倒换。对于第一个行组中的第 1 个象块, SBS 置于关断位置。在紧接第 1 个插入的 TRANS 码后面的象块中, 再抽样置于接通位置, 而在紧接第二个插入的 TRANS 码后面的象块中, 再抽样又回到关断位置。随后的顺序与此相同。TRANS 码用一个 6-bit 字表示。当 SBS=0 时, 解码器对倒换码不予反应。

3.6.5.4.6 虚码的插入

当一个行组的矢量数据的比特数不是 8 的整倍数时, 在矢量数据码 (VD) 的末尾插入 1 到 7 个比特的虚码。

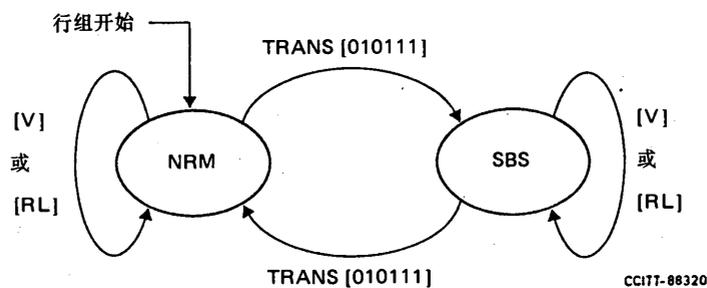
虚码的首是 1, 中间是 0, 尾是 1 (参见表 11/H.120)。

表 11/H.120

虚 码 的 比 特 数	虚 码
1	1
2	11
3	101
4	1001
5	10001
6	100001
7	1000001

3.6.5.4.7 代码的变换规则

变换规则见图 27/H.120。附件 F 给出活动矢量的编码举例。



注一: 对 NRM 和 SBS 两种模式都使用相同的活动矢量编码方法。

图 27/H.120

活动矢量数据和常规/再抽样模式变换使用的代码变换规则

3.6.5.5 行组的跳越

若连续的几个行组中所有预测误差 e 的数据和活动矢量 v 的数据都是 0, 且其中的行模式数据 (QC1、QC2、IFM、FRP、SL1、SL2) 也都相同, 则这些行组都被当作跳越的行组, 而其行组数则使用自然二进制码作行程编码。若码流中出现 FS, 或出现具有新的行模式数据, 或具有若干个 $e \neq 0$ 或若干个 $v \neq 0$ 的一个行组, 则此行程就告终止。若由于防止下溢而出现变字长码 V_0 , 此行程也告终止。

3.6.6 缓冲存储器

3.6.6.1 接收缓冲器的控制

发送缓冲器中 FS 的停留时间是以输入行频的 1/16 的时钟计数的, 并且作为 BC 指令发送给解码器。停留时间用 8 比特二进制码表示。同样也对接收缓冲器中的停留时间计数, 并且对接收缓冲器的操作进行控制, 使这两个缓冲存储器产生的总时延是一个常数。

注 — 即使发送缓冲器的读出速率在变化, 这种控制方法仍然可用。

3.6.6.2 存储器的容量

发送缓冲存储器的容量 B_s 规定为 180 kbit, 而接收缓冲存储器的容量 B_R 应大于 220 kbit, 这是考虑到发送缓冲器读出速率的变化情况而定的。

注 — $B_s = 180$ kbit 和 $B_R = 220$ kbit 时, 发送缓冲存储器和接收缓冲存储器产生的时延约为 165ms。

3.6.6.3 下溢的防止

若发送缓冲器的占用量降低到低于某一阈值, 则禁止预测误差的行程编码, 改用变字长码 V_0 。

3.6.6.4 上溢的防止

若发送缓冲器的占用量增到高于另一个阈值, 则采用“停止”模式将所有的预测误差数据和活动矢量数据都强制置 0。

3.7 音频编码

含有一个 64 kbit/s 的音频通路。音频编码算法与 CCITT 建议 G. 722 一致。

由于如 § 3.3.1.1 所述, 视频的编码和解码会引入相当大的时延, 在编码器和解码器中也必须对编码音频信号加上相当的时延, 以便使解码器中的视频信号和音频信号恰好同步。音频编码器引入的时延应等于缓冲存储器时延的一半加上其他视频编码过程的时延之和, 音频解码器引入的时延应等于缓冲存储器时延的一半加上其他视频解码过程的时延之和。

3.8 传输编码

3.8.1 概述

传输编码器将视频, 音频, 备用数据和编解码器到编解码器信息通路等组合到 1544 kbit/s 数字码流内。对所有的串行数据都是最高位领先。

3.8.2 加密

视频信号和音频信号可以按照用户选择的原则分别加密。它们的算法正在研究中。密钥和其他控制信息可以通过编解码器到编解码器信息通道中提供的消息通路传送。

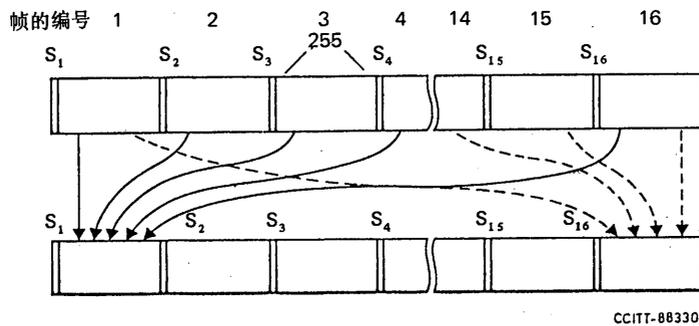
3.8.3 误码纠错

编码的（和加密的）视频信号采用（255，239）可纠正两个误码的 BCH 码进行前向误码纠错。它的生成多项式是：

$$g(x) = (1 + x^2 + x^3 + x^4 + x^8)(1 + x + x^2 + x^4 + x^5 + x^6 + x^8)$$

对每个含有 255 个比特的纠错帧加一个定帧比特，将 16 个这样的帧组合为一个大帧如图 28/H. 120 所示。帧定位码型是 0001101y（y 用于日后的复帧定位信号）。其他 8 个比特用于控制用途，其协议正在研究中。

为对多达 32 个比特的一个突发误码进行纠错，采用了 16 相的交插方法。比特的分配规则也示于图 28/H. 120。需要注意，定帧比特是排除在交插之外的。



$S_1 S_3 S_5 S_7 S_9 S_{11} S_{13} = 0001101$
 S_{15} : 复帧定位信号
 $S_2 S_4 S_6 \dots S_{16}$: 控制信息

图 28/H. 120

误码纠错的帧及其交插

3.8.4 扰码

对经过纠错编码的视频信号使用 8 级伪随机脉冲发生器施加扰码，以减少因网络的限制条件而需要的塞入。在每个纠错帧比特处，扰码器都被复位。当因输入为全 0 信号而施加的复位脉冲之后的生成多项式和扰码输出码型是：

$$1 + x^4 + x^5 + x^6 + x^8,$$

$$1111010011 \dots 1001111011.$$

3.8.5 帧结构和塞入比特

采用建议 H. 130 的 § 3 的内容。

附 件 A

(与建议 H. 120 的 § 1 有关)

备用的图片功能 — 625 行

A. 1 引言

为满足 CCITT 建议 H. 100 的要求, 可以配备一个备用的图片功能模式, 以牺牲传送活动图象为代价来换取高的清晰度。下面是两种适用的方案:

A. 2 会议电视图片编解码器 — 模式 1

A. 2.1 功能

这个图片模式适用于静止图象, 能够提供完整的 625 行亮度清晰度和色度清晰度, 效果优于 PAL 系统和 SECAM 系统。但传送活动量的能力则有限, 只足以显示被讨论的物体。若编解码器是放在会议室内或其邻近地点, 则可使用另一种冻结帧模式, 使在传送图片图象期间将面对面图象冻结约 1.5 秒钟。当另一个监视器显示冻结的图片图象时, 面对面运动才又重新开始。

图片模式具有很高的清晰度, 足够对半页 A4 打字文稿进行高质量复制。

A. 2.2 编码方式

亮度信号和色差信号分别使用 12.5 MHz 和 12.5/3 MHz 频率进行抽样。抽样频率与电视行扫描频率锁定。

样值被变换为 PCM, 每样值使用 6 个比特。亮度信号中加有频率为抽样频率之半的二电平抖动信号 (dither signal), 用以降低量化失真, 使之与 7 比特编码时的量化失真相似。

只对画面的有效区域进行抽样。因此每行有 639 个亮度样值。有两个场, 每场有 288 个行。

每三个亮度样值有一个色差样值与之对应。在与色差样值相关的三个亮度样值中各加进色差样值 6 个比特中的 2 个比特, 从而三个亮度样值加一个色差样值共同组成三个 8 比特字。

$(E'_R - E'_Y)$ 分量放在第一场的第 1、第 3、第 5 等等有效行中, 而 $(E'_B - E'_Y)$ 分量则放在相间的有效行中。第二场则采用相反的安排方式。

相对于它所附着的亮度样值, 色差样值加有一定的时延, 从而使解码后色差信号与亮度信号同步输出。每个行的第一个色差象素的中心与第二个亮度象素重合。同样, 第 213 个色差象素的中心与第 638 个亮度象素重合。

对亮度信号施加限幅, 使其 PCM 值被限制在下述范围以内:

黑电平.....000000
白电平 (700 mV):
传输范围.....100111 和 111000
最高电平 (750 mV)111011

色差信号限制的范围是：000000 到 111111 (0 到 63)，其中的黑电平在 100000 (32)。100/0/75/0 彩条信号 (术语的说明见 CCIR 建议 471) 占用的范围是 000100 到 111100 (4 到 60)。在发送之前将色差码的最高有效比特反转，使色差码变为 2 的补码形式。因此它的范围变为 100000 到 011111 (-32 到 31)，其中的黑电平在 000000。彩条信号占用的范围因此是 100100 到 011100 (-28 到 28)。

A. 2. 3 传输和同步方式

A. 2. 3. 1 概述

将上面形成的 PCM 码字发送出去使接收设备中的图象存储器不断进行更新。选择的更新图案是发送每第 19 个亮度样值 (及其附带的色差数据)，以便使更换画面时有一个平稳的过渡过程。这种每第 19 个样值的序列将逐行延续下去，其情况正如一个有效行的 639 个像素与下一个有效行的 639 个有效像素直接衔接 (即中间没有行消隐间隔) 一样。使用这种连续的样值序列就可以省去行的定址。所需的全部同步信息就只是一个场同步码，后面加上第一有效行中第一个亮度像素的地址码 (在 0 到 18 范围内)。

场同步码由形式为 11110011 或 11111100 的 8 个字节组成。它们都是无效 PCM 值。在前 7 个字节中，每一个字节末尾两对比特的次序，0011 和 1100 分别代表 0 和 1。它们被用来标志该场中第一个像素的地址。第 8 个字节中的 1100 用来标志第一场 (从 23 行开始)，0011 用来标志第二场 (从 336 行开始)。

两个场的发送次序由第一行的第一个亮度样值的地址确定，无需另外指定，因为解码器会根据收到的地址把图象重建出来。已找到了一种令人满意的顺序如下。这种发送顺序对活动的对象 (例如伸出的手指) 将不产生波纹。括号内的数字表示第 1 场或第 2 场：

1 (2), 13 (1), 6 (2), 18 (1), 3 (2), 10 (1), 15 (2), 4 (1), 0 (2), 8 (1), 12 (2), 5 (1), 14 (2), 9 (1), 17 (2), 2 (1), 11 (2), 7 (1), 16 (2),

后面跟着：

1 (1), 13 (2), 6 (1), ……其顺序与上述相同，但场编号作了交换。

经过 38 个场以后，整个画面都被填满。于是这个序列又从头开始重复进行。

A. 2. 3. 2 数据结构

在每个发送的场中，数据包含 8 个场同步字节和在它后面的 9685 或 9686 个图象数据字节 (每场的像素总数是 639×288 ，不能被 19 除尽)。在第一个像素的地址位于 0 到 16 范围内的场中，发送的字节是 9686 个，在第一个像素的地址是 17 或 18 的场中，发送的字节是 9685 个。

每个图象数据字节由 6 个亮度数据比特加上 2 个色差数据比特组成。先发送色差样值的最高有效比特。色差数据的比特对安排在图象数据字节中的最低有效位上。数据的安排是这样的：一个行的第 1 个像素亮度样值携带下一行的第 19 个色差像素的两个最高有效比特。该色差像素的中间比特和最低有效位的比特则分别依附于按行定址为第 20 和第 39 号的亮度样值。它们就是随后将被发送的两个样值。

画面中的第 1 行不发送色差数据，解码器不能重建第 2 行的头 18 个色差像素。

A. 2. 3. 3 数据输出

图片数据的标称产生速率是 3.74 Mbit/s。这些数据是通过一个容量大于 160 kbit 的缓冲存储器后发送出去的。输出到传输通道的速率低于 2 Mbit/s，其真正的值则取决于分配给视频的时隙数目。在每个场的末尾，如果缓冲器的填充量大于 160 kbits，则对两个完整的场暂停抽样操作，以便存储器空出。届时如果存储量仍然超过 160 kbit，则再对另外两个场继续暂停抽样。

输出数据中 8 比特组结构必须与一次群接口的时隙结构一致。
因此,完整画面的传输时间约在 1.6 秒到 4.6 秒之间。

A. 2. 4 解码器

接收的数据与从场同步码中取得的地址联系起来并被存入一个具有 639×576 个可寻址的 8 比特图象存储器内。该数据以传输时使用的复接形式(亮度和色差)储存起来。存储器的内容按顺序读出,亮度分量和色差分量被分接出来,对色差分量进行线性内插,从而使 $(E'_R - E'_Y)$ 分量和 $(E'_B - E'_Y)$ 分量同时产生并与相关的亮度信号重合。

A. 3 会议电视图片编解码器—模式 2

A. 3. 1 功能

这个图片模式适用于静止图象,可以提供完整的 625 行亮度清晰度和色度清晰度,使传送的静止图象具有 CCIR 建议 601 所定义的演播室质量。这种图片编解码器有两种操作模式。一种是“一次”模式。其中,在进行图片图象传输期间,面对面图象被冻结约 4 秒钟。当图片图象在另一个监视器显示时,重新开始面对面运行。另一种是“连续”模式。其中,在展示图片期间面对面图象一直被冻结起来。图片图象是连续发送的,以便产生例如在黑板上演示的慢动作。当图片图象已处于稳定状态,或演示已告完毕,图片图象就被冻结而面对面运行又重新开始。

图片模式 2 的清晰度优于 PAL, SECAM 和 NTSC 系统,足以对半页 A4 打字文稿进行高质量复制。

A. 3. 2 编码方式

根据 CCIR 建议 601 对演播室使用的数字电视信号编码参数的规定,亮度信号 (E'_Y) 和色差信号 $(E'_R - E'_Y, E'_B - E'_Y)$ 分别使用 13.5 MHz 和 6.75 MHz 频率抽样。这几个抽样频率的比是 4 : 2 : 2。抽样结构是正交的,并按行、场和画面反复进行。色差信号样值与每行中的第 1、第 3、第 5……亮度样值重合。所有的样值都被均匀量化为 PCM 值,每样值使用 8 个比特。

只对有效的画面区域进行抽样。每行有 720 个亮度样值,有二个场,每场有 288 行。

对亮度信号进行限幅,因而它的 PCM 值被限制在下述范围内:

黑电平: 16

峰值电平: 235

每个色差信号呈现 225 个量化级,位于量化标尺的中间部分,零信号相当于第 128 量化级。

其他详情示于 CCIR 建议 601。

A. 3. 3 传输和同步方式

A. 3. 3. 1 概述

每行的亮度样值和色差样值被分成为许多个样值组,每样值组有 4 个样值:

$$[(E'_B - E'_Y)_n, (E'_Y)_n, (E'_R - E'_Y)_n, (E'_Y)_{n+1}],$$

$n=0, 2, 4, 6, \dots, 718$ 。每样值组包含 8 比特的字 4 个。画面中的每个行具有这样的样值组 360 个。

发送 PCM 样值组使接收设备中的图象存储器不断进行更新。选择的更新图案发送每第 19 个样值组。这种每第 19 个样值组的序列将逐行延续下去,其情况正如一个有效行的 360 个样值组与下一行的 360 个样值组直接衔接(即中间没有行消隐间隔)一样。使用这种连续的样值序列可以省去行的定址。所需的全部同步信息就只是一个场同步码,后面加上第 1 有效行的第 1 个样值组的地址。该地址的范围在 0 到 18 之间。

场同步码由形式为 11110011 或 11111100 的 8 个字节组成。这两个码字禁止用于视频信号编码。在前面的 7 个字节中,每个字节最后两对比特的次序,0011 或 1100 分别代表 0 和 1,是用来标志场中第一个样值组的地址的。在第 8 个字节中,1100 标志第 1 场(从 23 行开始),0011 标志第二场(从 336 行开始)。

场的发送次序由第 1 行的第一个样值组的地址确定,不必另外指定,因为解码器会根据收到的地址重建图象。

A. 3. 3. 2 数据结构

在每个发送的场中,数据由 8 个场同步字节加上跟在后面的图象数据样值组组成。在每个样值组中,先发送 $(E'_B - E'_Y)_n$, 然后是 $(E'_Y)_n$, $(E'_R - E'_Y)_n$ 和 $(E'_Y)_{n+1}$ 。为了传输的需要,在编码器内进行并行到串行的变换。在发送的数码流中,最高有效比特领先。

A. 3. 3. 3 数据输出

输出到传输通道的比特率低于 2 Mbit/s,其真正的值取决于分配给视频的时隙数量。

输出数据的 8 比特组结构必须与一次群接口的时隙结构一致。

一个完整画面的传送时间约为 4 秒钟。

A. 3. 4 解码器

接收的数据与从场同步码中获得的地址联系起来,并被存入到一个容量为 6.6355 Mbit 的图象存储器内。该存储器的内容被顺序读出。

A. 3. 5 接口

A. 3. 5. 1 视频接口

i) 模拟接口 — 为使视频信号保持高的质量,建议采用 RGB(红绿蓝)接口,而不用复合信号接口(PAL, SECAM)。

ii) 数字接口 — § A3.3.2 中确定的样值组结构已经对 CCIR 建议 656 中关于 E'_Y , $E'_R - E'_Y$ 和 $E'_B - E'_Y$ 数字接口的规定作了考虑。

A. 3. 5. 2 传输信号使用的数字接口

图片编解码器可以安排在面对面编解码器之内或之外。作为一个外部装置时它可以具有符合 CCITT X.21 和 V.11(租用电路)的数字接口。图象数据应比建议 X.21 的控制信号 C 至少滞后 40 ms。

A. 3. 6 图片模式 2 的标志方式

图片模式 2 利用编解码器到编解码器信息中的比特 3.1.5 置 1 作为标志信号。关于术语的说明可参阅 CCITT 建议 H.130。

A. 3.7 与图片模式 1 的兼容方法

图片编码器和解码器具有附加的措施可以使图片模式 2 与模式 1 兼容。它们以编解码器到编解码器信息中比特 3.1.0 置 1 作为标志信号。如果收到编解码器到编解码器信息中的比特 3.1.5 置 0, 且比特 3.1.0 置 1, 则图片编解码器就自动转换到模式 1。

附 件 B

(与建议 H. 120 的 § 1 有关)

备用的加密功能—625 行

在研究中。

附 件 C

(与建议 H. 120 的 § 2 有关)

备用的图片功能—525 行

C.1 引言

这种图片模式的 525 行类型与附件 A 所规定的模式 1 的 625 行类型极为相似。它使用相同的规律性像素补充技术;且由于接收设备和发送设备完全是异步的,无须对图象速率的差值进行调整。525 行类型和 625 行类型的配合运行只需将画面尺寸略加改变就可以实现而无需任何形式的电视标准变换措施。在 525 行对 525 行传输中,显示的画面尺寸与发送摄象机产生的尺寸相同。在 525 行到 625 行传输中,显示的画面尺寸缩小,周围出现一条黑色镶边(约 8%)。在 625 行到 525 行传输中,显示的画面尺寸扩大(相当于每边的扫描幅度扩大了 8.5%左右),因此发送的画面有一小部分未被显示。

这种图片模式的细节与附件 A 中模式 1 的 625 行类型大部分相同,因此本附件只需对不同的部分规定技术条件。

C.2 功能

本图片模式的功能与 625 行类型基本相同。

C.3 编码方式

亮度样值和色差样值的抽样频率分别是 10.08 MHz 和 10.08/3 MHz,抽样频率与电视行扫描频率锁定。

采用的 PCM 编码方式与 625 行类型的完全相同,但抽样的区域大于画面的有效区域。每行有 639 个样值,与 625 行类型中的相同。每画面被抽样的行有 494 行或 516 行。当使用 10.08 MHz 频率对 525 行信号进行抽样时,每个有效行只需大约 537 个样值。多出的 102 个样值都被置于黑电平并被平均分放在有效行样值前后两旁。

用于 525 行传输时,第 1 场的第 1 有效行(第 14 行)的样值是 $(E'_B - E'_Y)$ 分量,第 2 场的第 1 有效行(第 277 行)的样值是 $(E'_R - E'_Y)$ 分量。用于 625 行传输时,第 1 场的第 1 有效行(第 9 行)的样值是 $(E'_R - E'_Y)$ 分量,第 2 场的第 1 有效行(第 272 行)的样值是 $(E'_B - E'_Y)$ 分量。

C.4 传输和同步

C.4.1 概述

这个 525 行类型也采用以连续发送每第 19 个样值为基础的规律性象素补充算法。但是由于样值几乎遍布整个扫描周期，故被 19 整除的时钟在行消隐期间只暂停一个亮度样值周期。当传输至 625 行解码器时，在画面开始之前每场加入 5 个附加行，在画面结束之后每场又加入 6 个附加行，从而将每场的行数从 247 行增加到 258 行。附加行中的亮度样值和色差样值都被置于黑电平。此外，从附加行中取出样值时，被 19 整除的时钟改为被 5 整除。这样就可以使 625 行解码器误认为画面顶部有 19 个黑色扫描行（每场），画面底部有 22 个黑色扫描行，因而每场的总行数等于 288 而与附件 A 中的相同。

场同步码和场的标志方法与附件 A 所述的方法相同（但第 1 场的第 1 行可以是第 14 行或第 9 行，第 2 场的第 1 行可以是第 277 行或第 272 行这些情况除外）。

C.4.2 数据结构

在 525 行对 525 行的传输中，每个发送的场包含 8 个字节的场同步码及其后面的 8307 个字节的图象数据。

在 525 行对 625 行的传输中，每个发送的场包含 8 个字节的场同步码及其后面的 9685 个或 9686 个字节的图象数据，与附件 A 中 625 行类型的情况完全相同。在 525 行编码器内图象数据的组成如下：

各有 639 个样值的 5 个行，取每第 5 个样值

— 共有 639 个字节，

各有 639 个样值的 247 个行，取每第 19 个样值

— 共有 8207 个字节，和

各有 639 个样值的 6 个行，取每第 5 个样值

— 共有 766 个字节。

需要从画面底部 6 个行中取得的字节是 739 个或 740 个。因为不能整除，多出的字节（都是黑色电平）都被舍去。

数据结构的其他细节都与附件 A 中的相同。

C.4.3 数据输出

图片数据以 4 Mbit/s 左右的标称速率产生出来，然后被送入缓冲存储器。缓存器的输出速率低于 2 Mbit/s（决定于分配给视频的时隙数量）。在一场的末尾，缓冲器的填充量超过 160 kbit 时，将暂停两个整场的抽样操作，以便使存储器空出。如果这时填充量仍然大于 160 kbit，则抽样将再停两场。

输出数据的 8 比特组的结构必须与一次群接口的时隙结构一致。

因此一个完整画面的传输时间约为 1.7 秒到 3 秒。

C.5 解码器

接收的数据与从场同步码中获得的地址码联系起来并被存入到一个具有 639×494 个可寻址范围的 8 比特图象存储器内。该数据以传输时使用的复接形式（亮度和色差）储存起来。存储器内容按顺序读出；对亮度分量和色差分量进行线性内插，使 $(E'_R - E'_Y)$ 分量和 $(E'_B - E'_Y)$ 分量同时产生并与相关的亮度信号重合。

图象存储器中每行的长度是 639 个象素；对于以 10.08 MHz 频率抽样的 525 行画面，每有效行只需 537 个象素。在输出信号中加入电视消隐信号时，多余的 102 个象素都被抑制掉，从而产生出标准的 525 行信号。

在接收来自 625 行终端设备的信号时，每个行收到的象素有 639 个，都被储存起来。但是，625 行信号每场开头的 19 个有效行和末尾的 22 个有效行都不存入存储器，并且被丢弃了。这样，再加上行消隐对存储器水平输出的作用，就产生了一个 525 行画面，其情况相当于输入的 625 行画面中四周剪去了宽约 8% 的边。

附件 D

(与建议 H. 120 的 § 2 有关)

备用的加密功能—525 行

在研究中。

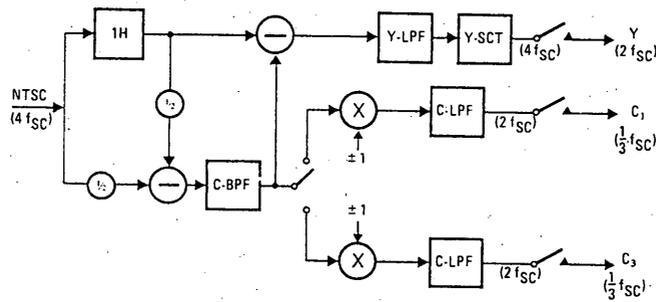
附件 E

(与建议 H. 120 的 § 3 有关)

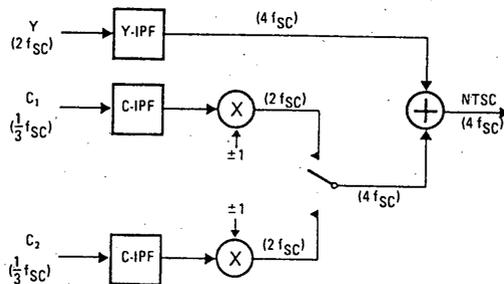
彩色解码和编码的滤波器

E. 1 结构

参见图 E-1/H. 120



a) 数字彩色分离电路



CCITT-88340

b) 数字彩色复合电路

H	: 线路时延	C-LPF	: C 信号的低通滤波器
Y-LPF	: Y 信号的低通滤波器	f_{sc}	: 彩色副载频
Y-SCT	: 副载频陷波器	Y-IPF	: Y 信号的内插滤波器
C-BPF	: C 信号的带通滤波器	C-IPF	: C 信号的内插滤波器

图 E-1/H. 120

E.2 基本滤波器特性

参见表 E-1/H. 120。

表 E-1/H. 120

滤波器	转移函数 H(z)
C-BPF	$(-Z^{-2}+2-Z^2)/4$
Y-LPF	$(-3Z^{-3}+19Z^{-1}+32+19Z-3Z^3)/64$
Y-SCT	$(Z^{-5}-3Z^{-3}+10Z^{-1}+10Z-3Z^3+Z^5)/16$
C-LPF	$(Z^{-4}+3Z^{-2}+4+3Z^2+Z^4)/12$
Y-IPF	$(-3Z^{-3}+19Z^{-1}+32+19Z-3Z^3)/64$
C-IPF	$(Z^{-2}+1+Z^2)(Z^{-1}+2+Z)(-Z^{-8}-2Z^{-6}+2Z^{-4}+6Z^{-2}+6+6Z^2+2Z^4-2Z^6-Z^8)/192$

E.3 先进的滤波器特性

参见表 E-2/H. 120。

表 E-2/H. 120

滤波器	转移函数 H(z)
C-BPF	$(Z^{-8}-9Z^{-6}+17Z^{-4}-23Z^{-2}+28-23Z^2+17Z^4-9Z^6+Z^8)/128$
Y-LPF	$(-Z^{-7}+4Z^{-5}-10Z^{-3}+39Z^{-1}+64+39Z-10Z^3+4Z^5-Z^7)/128$
Y-SCT	$(Z^{-5}-3Z^{-3}+10Z^{-1}+10Z-3Z^3+Z^5)/16$
C-LPF	$(Z^{-4}+3Z^{-2}+4+3Z^2+Z^4)/12$
Y-IPF	$(-Z^{-7}+4Z^{-5}-10Z^{-3}+39Z^{-1}+64+39Z-10Z^3+4Z^5-Z^7)/128$
C-IPF	$(Z^{-2}+1+Z^2)(Z^{-1}+2+Z)(-Z^{-8}-2Z^{-6}+2Z^{-4}+6Z^{-2}+6+6Z^2+2Z^4-2Z^6-Z^8)/192$

附件 F

(与建议 H.120 的 §3 有关)

编码控制顺序的一个实例

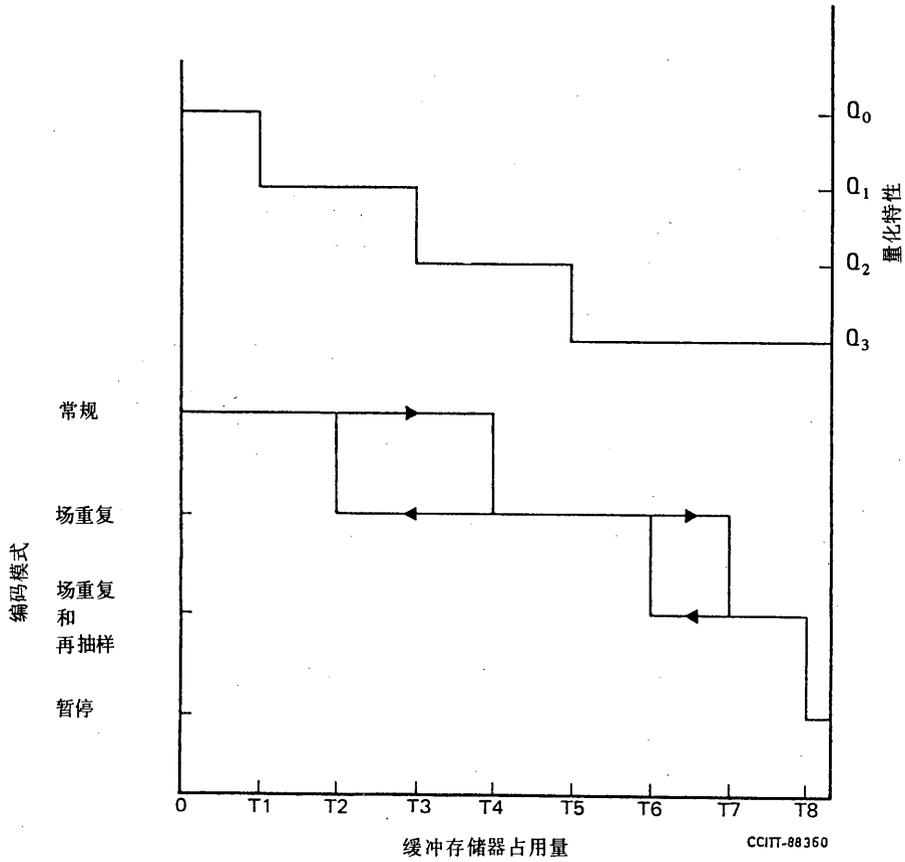


图 F-1/H.120

附件 G

(与建议 H.120 的 §3 有关)

熵编码举例

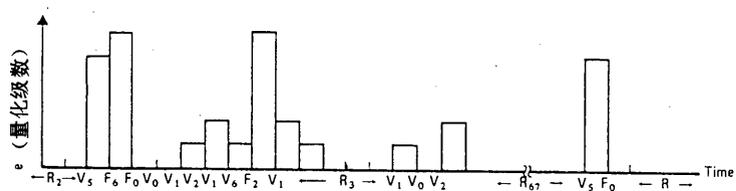


图 G-1/H.120

预测误差 e 的编码

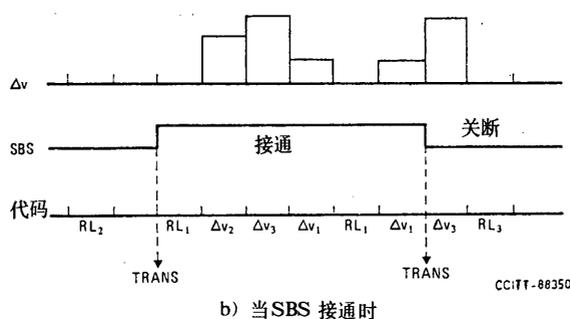
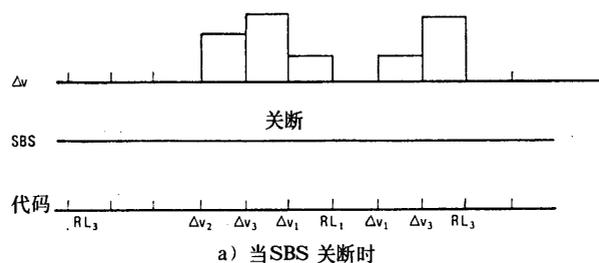


图 G-2/H. 120
活动矢量 V 的编码

附录 I

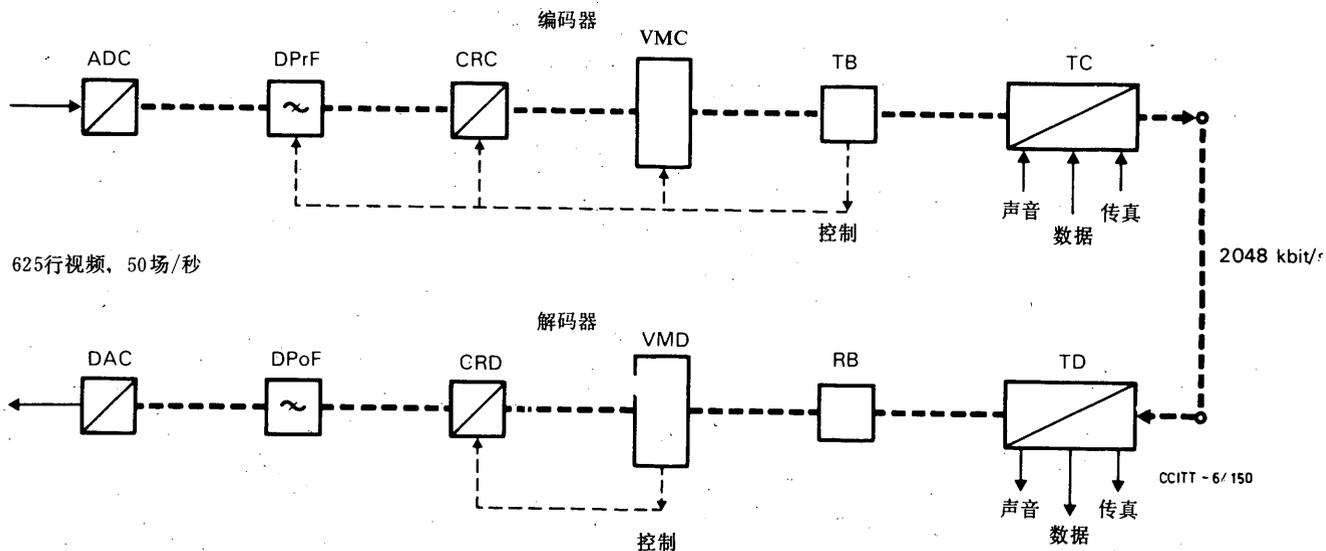
(建议 H. 120 的附录)

§ 1 和 § 2 的编解码器工作原理简介

鉴于条件象素补充编解码器是一种大家不大熟悉的复杂装置，在此刊出它的工作原理简介以便于大家易于理解本建议的内容。详细的说明可查阅公开发表的文章 [1] 和 [2]。

条件象素补充编解码器工作时只发送相邻电视帧之间出现较大变化的那部分画面。这个过程通常会产生许多间隔开来的突发数据，在间隔内部则不出现数据。为了使产生的不均匀数据与以均匀速率进行传输的通路互相适配，使用了一个缓冲器使短时间内速率的起伏变化得到匀滑。对于较长时间的速率变化则使用自适应地修改编码算法的办法来改变数据的产生速率。如果出现过多的数据，例如，由于大量活动产生的数据，则利用人眼观察细节的能力随活动速度的增大而下降的特点，降低发送的活动区的分辨率。当出现的活动量很少时，活动区的数据就使用非活动区的数据予以补充，使整个画面在几个画面周期内补充完毕。发送装置和接收装置都需要使用图象存储器，设计目标是使接收存储器的内容尽可能与发送存储器的内容紧密相随。

可以认为编解码器由三个基本部分组成：信源编解码器，视频复接编解码器和传输编解码器。图 I-1/H. 120 表示了该装置的简图。



- | 编码器 | | 解码器 | |
|-------|-----------|-------|-----------|
| ADC: | 模-数变换器 | DAC: | 数-模变换器 |
| DPrF: | 数字前置滤波器 | DPoF: | 数字后置滤波器 |
| CRC: | 条件像素补充编码器 | CRD: | 条件像素补充解码器 |
| VMC: | 视频复接编码器 | VMD: | 视频复接解码器 |
| TB: | 传输缓冲器 | RB: | 接收缓冲器 |
| TC: | 传输编码器 | TD: | 传输解码器 |

图 I-1/H. 120
编解码器的方框简图

在信源编解码器中，视频信号先被数字化并根据选择而予以前置滤波。当使用前置滤波时，它可以降低信号的噪声，从而改善后面的活动检测器的工作性能并降低再抽样的主观效应。信号经过如此整理之后就提交进一步处理。活动检测器和图象存储器一起来测定画面中认为是活动的区域。噪声会给这个判断带来不确定的因素。当一个扫描行中有两个或更多个被认为是活动的像素串被少数几个非活动的像素隔开（可能是由于噪声所致）时，就将活动的像素串和间隔中的像素合并起来当作一个单一的像素串，以减少所需的地址信息。然后使用 DPCM 再加上变字长（熵）编码方法对活动像素串进行编码，对其中最经常出现的 DPCM 预测误差分配最短的码字。

视频复接编解码器将行同步信号、场同步信号以及定址信息和其他信息（例如不论发送的是 PCM 还是 DPCM 的信息）加到视频信号中。这些信息必须与视频信号密切结合起来发送出去，以保证解码器能够作出正确反应。

严格地说，缓冲器是信源编解码器的一个组成部分。它接收间隔不均匀的突发脉冲数据，然后以均匀的速率将它们发送出去提供传输使用。对缓冲器的填充程度进行监测，据此以改变信源编解码器的数据产生速率。它可以改变前置滤波器的响应特性和活动检测器的阈值，并启动像素再抽样和场再抽样来降低数据速率。另一方面，缓冲器有空出趋向时，它可以启动产生全部是 PCM 编码的行，使图象存储器进行规律性更新。

传输编解码器接纳视频数据, 并加入一个 64 kbit/s 声音通路, 一个 32 kbit/s 编解码器到编解码器信令通道以及备用的传真、信令或其他数据使用的附加通道。它将各种信号组合到建议 H. 130 所规定的帧结构内。该帧结构与建议 G. 732 一致, 因此适合在 2048 kbit/s 数字通道中传输。如上的做法可以提供码速调整功能, 使处理视频信号使用的时钟与网路时钟无关。

参 考 文 献

- [1] DUFFY (T. S.) and NICOL (R. C.): A codec for visual teleconferencing, *Communications 82*, IEE Conference Publication No. 209, 1982.
- [2] NICOL (R. C.), CHIARIGLIONE (L.) and SCHAEFER (P.): The development of the European Videoteleconference Codec, *Globecom 82*, IEEE global telecommunications conference, 1982.

建 议 H. 130

国际连接使用的会议电视或 可视电话数字编解码器的帧结构特性

(1984 年订于马拉加-托雷莫理诺
斯, 1988 年修订于墨尔本)

引言

会议电视和可视电话是一种新兴业务, 与电话相比它们需要较高的比特率。国际电报电话咨询委员会在 ISDN 和国际配合等课题的研究中, 正在把 384 kbit/s 形成为宽带业务的一种重要通路容量。根据这个情况, 建议会议电视和可视电话业务应以 384 kbit/s 的倍数为基础。

人们注意到 2048 kbit/s 和 1544 kbit/s 的数字一次群都可用公式 $y + (n \times 384)$ kbit/s 表示, 其中的 n 分别等于 5 或 4, y 分别等于 128 或 8 kbit/s。

虽然本建议只涉及数字一次群传输使用的几种帧结构, 但并不意味要排斥使用一次群速率或较低速率的其他帧结构或格式。将来也可能考虑 384 kbit/s 的其他整倍数和 (或) 分倍数的帧结构。

1 建议 H. 120 中 § 1 所述的编解码器所使用的 2048 kbit/s ($n=5$) 帧结构特性

1.1 一般特性

§ 1 所述的复接结构适用于以 2048 kbit/s 传输的会议电视或可视电话的视频编解码器之间进行互连的数字通道和数字连接。这些连接可以是直接的, 也可以经由与建议 G. 732 规定的一次群 PCM 复接设备兼容的高次群复接设备。

本复接结构的某些特性与建议 G. 704 中的相同, 这些特性可与该建议互相对照。

本复接结构的主要特色是它提供了:

- 供帧同步、告警信号和其他所需的信号使用的一个 64 kbit/s 通路;
- 留供声音信号传输使用的一个 64 kbit/s 通路;
- 供编解码器到编解码器信息使用的一个 32 kbit/s 通路;
- 为立体声、传真、数据等提供的可供选用的一个或二个 64 kbit/s 通路和 (或) 一个 32 kbit/s 通路;
- 实现端到端信令和用户到网路的信令的可能性;
- 余下的容量 (1664 到 1888 kbit/s 之间) 用于编码视频信号。

1.1.1 基本特性

复接结构包含各为 64 kbit/s 的时隙 32 个。

1.1.2 比特率

标称比特率是 2048 kbit/s，容限是百万分之±50 (ppm)。

1.1.3 定时信号

定时信号是一个 2048 kHz 信号。比特率从该信号导出。应该具备从内部信源或从传输网路取得定时信号的可能性。

1.1.4 接口

接口必须符合建议 G.703 的规定。

1.2 帧结构和时隙的分配

帧结构与建议 G.704 § 3.3 一致。帧内各个时隙的分配见表 1/H.130。该表给出网路中有交换和没有交换（由帧结构内部的信号控制）的两种方案。

1.3 编解码器到编解码器的信息

这个信息是在对应于奇数帧 TS2 (时隙 2) 的 32 kbit/s 通路内发送的（帧的奇偶性由相间的 TS2 第 8 比特的复帧同步码确定的。形成复帧的各帧被顺序编号为 0 到 15）。

该 32 kbit/s 通路组成于复帧和超复帧中。超复帧由 128 个顺序的 256 比特帧构成。复帧包含 8 个 8 比特组，其编号为 1, 3, 5, ……15。它们由奇数 256 比特帧中的 TS2 组成。超复帧相当于 8 个顺序的复帧，其编号为 0, 1, 2, ……7。奇数帧的每个 8 比特组中，各个比特的用途如下：

- 比特 1 用于时钟码速调整
- 比特 2 用于缓冲器状态
- 比特 3 用于编码模式标志；一个复帧内 8 个相继奇帧 TS2 的比特 3 运载下述信息：

比特 3.1 ^①	编解码器功能	(见下述)
比特 3.3	彩色传输	(提供彩色传输时为 1)
比特 3.5	分屏指示	(需要时置 1)
比特 3.7	快速更新请求	(需要时置 1)
比特 3.9	中断预告警	(需要时置 1)
比特 3.11	声音功率信号，在加密的多点会议的情况下用	(在研究中)
比特 3.13	数据分配	(需要时置 1)
比特 3.15	环回端口检测	(置 1)

比特 3.1 用于以超帧速率向解码器发送所具备的某些功能，其情况如下：

- | | | |
|----------|-----------------------|-------------------|
| 比特 3.1.0 | 图片 (模式 1) | (具备时为 1) |
| 比特 3.1.1 | 高质量话音 | (具备时为 1) |
| 比特 3.1.2 | 4×384 kbit/s 容量 (注 1) | (具备时为 1) |
| 比特 3.1.3 | 加密 | (具备时为 1) |
| 比特 3.1.4 | M 系统 | (对 525 行信号编码时为 1) |
| 比特 3.1.5 | 图片 (模式 2) | (具备时为 1) |
| 比特 3.1.6 | 备用 | (置 0) |
| 比特 3.1.7 | 2×384 kbit/s 容量 (注 1) | (具备时为 1) |

① 这里使用的符号应理解为如下例所示：比特 3.1 表示每一个复帧中第 1 帧 TS2 的比特 3；比特 3.1.0 表示每一个超帧中 0 号复帧内第 1 帧 TS2 的比特 3。

表 1/H.130

建议 G.704 的 32 个时隙帧结构中的时隙分配

	(256 比特帧内的) 时隙分配	
	非交换型 (i)	交换型 (ii)
帧定位, 网络告警, 等	同 G.704	0
话音信息	64	1
编解码器到编解码器信息	32	2
信令信息 (用户-网路)	64	—
传真, 数据等 (备用)	最多 2×64	17 和/或 18
编码视频信息 (最小)	(i) 27×64 + (ii) 26×64	3 到 16 + 19 到 31

注 1 — 帧定位, 网路告警等

这个信息在 TS0 中发送, 它的规则和特性与建议 G.704 中的相同。此外, 奇数帧中的比特 8 用作同步比特, 这是编解码器用在同步数字网路时必需有的。收到这个比特置 0 时, 编码器的传输时钟将从输入数据流中取得。在编码器中这个比特总是置 1。

注 2 — 话音

话音在 TS1 中用 64 kbit/s 速率发送。编码律采用建议 G.711 中的 A 律, 或者采用 CCITT 拟建议供将来使用的高质量话音编码律。在立体声传输中, 第二声道将在 TS17 内发送。

注 3 — 编解码器到编解码器信息

这个信息需要 32 kbit/s 的容量, 它是在奇数帧 TS2 内发送的。剩下的偶数帧 TS2 内的 32 kbit/s 将用于编码视频或数据传输。编解码器到编解码器信息使用的 32 kbit/s 通路的详细用法和它的结构在 § 1.3 中说明。

注 4 — 信令 (用户到网路)

就基本接入而言, 16 kbit/s 的容量对会议电视是够用的。速率为 2048 kbit/s 的对 ISDN 的交换型接入方法目前尚未拟定。方案 (ii) 避免了这方面的问题, 当需要交换型接入时, 它将时隙 16 (64 kbit/s) 的视频信息全部清除, 并用之于用户信令和建立呼叫的信息。对于非交换型接入, 应采用方案 (i)。

注 5 — 传真, 数据等

需要时这个信息将在 TS17 和 (或) 18 内发送。

注 6 — 编码视频

为编码视频保留的最小容量是在时隙 3 到 15 和 19 到 31 中的 26×64 kbit/s。此外, 根据使用情况也可以将 TS2 (偶数帧)、TS16、TS17 和 TS18 用于视频, 从而提供 29.5×64 kbit/s 的最大容量。可以使用的视频比特率因此将在 1664 到 1888 kbit/s 之间。

- 比特 4 标志时隙的用途；一个复帧内 8 个相继奇帧 TS2 的比特 4 载有下述信息：
 - 比特 4.1 TS2 (偶帧) 用于视频 (0) 或其他 (1)
 - 比特 4.3 TS16 用于视频 (0) 或其他 (1)
 - 比特 4.5 TS17 用于视频 (0) 或其他 (1)
 - 比特 4.7 TS18 用于视频 (0) 或其他 (1)
 - 比特 4.9 TS16、TS26 到 TS31 不用于视频 (参见注 2)
 - 比特 4.11 图片传输 (需要时为 1)
 - 比特 4.13 纠错 (需要时为 1) (参见注 3)
 - 比特 4.15 与比特 4.9 一起标志视频时隙的用法 (参见注 2)
- 比特 5 用于多点会议；提供从用户到多点控制装置之间和控制装置之间以及用户到用户之间的 4 kbit/s 消息通路 (编解码器对这个通路是透明的)。(消息的格式和协议在研究中)。
若编解码器未备有消息通路，则比特 5 用作分屏标志：1=使用分屏，0=不使用分屏。
- 比特 6 空闲 (供可能的国内应用) (置 0)
- 比特 7 空闲 (供可能的国内应用)
- 比特 8 用于复帧和超帧定位，复帧中各帧的比特 8 的值 (复帧与超帧同步码型) 详述于表 2/H.130。

注 1 — 比特 3.1.2 和 3.1.7 合在一起标志编解码器工作于不同比特率的能力。情况如下：

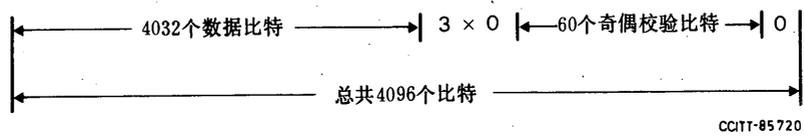
比特 3.1.2	比特 3.1.7
0	0 只供 2 Mbit/s 运行
1	0 2 Mbit/s 和 4×384 kbit/s 运行
0	1 2 Mbit/s 和 2×384 kbit/s 运行
1	1 2 Mbit/s 和 4, 3 和 2×384 kbit/s 运行

注 2 — 比特 4.9 和 4.15 合在一起标志在不同比特率下视频可以使用的时隙 (受比特 4.1, 4.3, 4.5 和 4.7 的设置之约束)。但 TS0, TS1 和 TS2 (奇帧) 不受这两个比特影响。

比特 4.9	比特 4.15	比特率	视频可用的时隙
0	0	2048 kbit/s	TS2 (偶帧), TS3-31
1	0	4×384 kbit/s	TS2 (偶帧), TS3-15 和 17-25
1	1	3×384 kbit/s	TS2 (偶帧), TS3-9 和 17-25
0	1	2×384 kbit/s	TS2 (偶帧), TS3-6 和 17-32

可以按 $n \times 384$ kbit/s 方式运行的 2 Mbit/s 编解码器在其发送装置中将上述以外的时隙全部置 0, 其接收装置将不理睬上述以外的时隙。

注 3 — 当置 1 时，每个复帧中的最后 64 个比特包括有纠错器的奇偶校验比特。这时复帧的形式是：



比特 3 和 4 所标志的状态只能以超帧的速率改变。解码器中的改变将出现在检测到信令发生变化的那个超帧后面的第一个超帧开始时刻。这种处理方法可用来提高抗拒传输误码的能力。

表 2/H. 130
TS2 (奇帧) 比特 8 中的复帧和超帧定位码

		复帧定位码型							
帧	1	1	1	1	1	1	1	1	1
	3	1	1	1	1	1	1	1	1
	5	1	1	1	1	1	1	1	1
	7	0	0	0	0	0	0	0	0
	9	0	0	0	0	0	0	0	0
	11	1	1	1	1	1	1	1	1
	13	0	0	0	0	0	0	0	0
	15	1	1	1	0	0	1	0	(注)
复帧		0	1	2	3	4	5	6	7
		超帧定位码型							

注一未规定(可能留供将来阶次更高的帧结构使用)。

2 建议 H. 120 中 § 2 所述的编解码器使用的 1544 kbit/s (n=4) 帧结构特性

2.1 一般特性

§ 2 所述的复接帧结构适用于以 1544 kbit/s 传输的会议电视或可视电话的视频编解码器之间进行互连的数字通道或数字连接。这些连接可以是直接的,也可以经由与建议 G. 733 规定的一次群 PCM 复接设备兼容的高次群复接设备。

本复接结构的若干特性与建议 G. 704 和 (或) 本建议 § 1 中的特性相同。这些特性可与相关的文件互相对照。

本复接结构的主要特色是它提供了:

- 供帧定位, 告警信号和其他所需的信号使用的一个 8 kbit/s 通路;
- 供声音信号使用的一个 64 kbit/s 通路;
- 供编解码器到编解码器信息使用的一个 32 kbit/s 通路;
- 可供选用的用于附加数据业务的一个或两个 64 kbit/s 通路和/或一个 32 kbit/s 通路;
- 余下的容量 (在 1280 到 1440 kbit/s 之间) 用于编码视频信号。

2.1.1 基本特性

本复接结构内的每个帧包含各为 64 kbit/s 的时隙 24 个, 另加一个比特用于帧定位和信令。每个帧的比特数是 193 个, 帧的标称重复速率是 8000 Hz。

2.1.2 比特率

标称比特率是 1544 kbit/s, 容差是百万分之 ±50 (ppm)。

2.1.3 定时信号

定时信号是一个 1544 kHz 信号, 比特率从该信号导出。应具备从内部信源或从网路取得定时信号的可能性。

2.1.4 接口

接口应与建议 G. 703 一致, 应提供 AMI 或 B8ZS 方案作为接口码型。究竟应采用那一种码型需由双方协商决定。

2.1.5 网路对信号格式的限制条件

如建议 G. 703 所述, 某些网路禁止出现多于 15 个连“0”的码流, 并且要求每 24 个数位中平均至少要有 3 个“1”。为保证不出现这类禁用的码型, 采用了一个扰码系统。

2.2 帧结构和时隙分配

帧的基本结构与建议 G. 704 相同。时隙编号是从 1 到 24, 其中的第 1 个比特放在 TS24 和 TS1 之间。

2.2.1 帧定位

基本的帧定位是使用比特 1 实现的，如建议 G.704 中的方法 2（参见 § 2.1.3.2）。发送的码型如表 3/H.120：

表 3/H.130

帧 编 号	帧同步信号	S 比 特	信令比特
1	1	—	
2	—	0	
3	0	—	
4	—	0	
5	1	—	
6	—	1	A
7	0	—	
8	—	1	
9	1	—	
10	—	1	
11	0	—	
12	—	0	B

2.2.2 话音

话音在 TS1 内用 64kbit/s 发送。编码律是建议 G.711 的 A 律，或者采用 CCITT 拟建议供将来使用的高质量话音编码律。在立体声传输中，第二声道将在 TS17 内发送。

2.2.3 编解码器到编解码器的信息

这个信息在对应于奇数帧 TS2 的 32 kbit/s 通路内发送。该通路组成于具有 16 个帧的复帧和具有 8 个复帧的超帧内，其情况与 § 1 中的 2 Mbit/s 方式完全相同。复帧和超帧定位是用 TS2（奇帧）中的比特 8 实现的，其情况也与 § 1 中的相同。

编解码器到编解码器信令使用的 TS2 复帧与建议 G.704 中具有 12 个帧的基础复帧完全不相干。

2.2.4 信令

将来，某些 1.5 Mbit/s 网路将允许用比特 A 和 B 提供信令，但不是所有的网路都具备这种功能。

2.2.5 传真、数据，等等

需要时，此信息将在 TS16 和 TS17 和 TS2（偶帧）内发送。

2.2.6 编码视频

留供编码视频使用的最小容量是 TS3-15 和 18-24 的 20×64 kbit/s。根据应用情况, TS2 (偶帧)、TS16 和 TS17 也可用于视频, 从而提供 22.5×64 kbit/s 的最大容量。因此视频可以使用的比特率处于 1280 到 1440 kbit/s 之间。

2.3 编解码器到编解码器信息

复帧和超帧的结构与 § 1 中的相同, 只是每帧只包含 24 个时隙而 § 1 中的帧则包含 32 个时隙。比特的分配〔在 TS2 (奇帧) 内的〕与 § 1 中的相同, 但有以下几点例外:

- 比特 1 用于时钟码速调整; 与 625 行编解码器配合运行时需要使用; 与 525 行编解码器配合时则略去不管。
- 比特 3.1.2 永远置 1 (参见注 1)
- 比特 4.9 用于视频的时隙 (参见注 2)
- 比特 6 留供加密数据传输使用 (参见建议 H. 120 的附件 D)。
- 比特 7 用于扰码器的控制 (参见 § 2.4)。

注 1 — 比特 3.1.2 和 3.1.7 合在一起标志编解码器工作于不同比特率的能力, 情况如下:

比特 3.1.2	比特 3.1.7	
0	0	525 行编解码器中不使用
1	0	4×384 kbit/s
0	1	2×384 kbit/s 运行
1	1	4、3 和 2×384 kbit/s 运行

注 2 — 比特 4.9 和 4.15 合在一起标志各种比特率下视频可以使用的时隙 (受比特 4.1、4.3、4.5 和 4.7 设置情况的约束)。但 TS1 和 TS2 (奇帧) 不受这两个比特的影响。

比特 4.9	比特 4.15	比特率	视频可用的时隙
0	0	这个组合不用于 525 行编解码器	
1	0	4×384 kbit/s	TS2 (偶帧), TS3-24
1	1	3×384 kbit/s	TS2 (偶帧), TS3-9 和 16-24
0	1	2×384 kbit/s	TS2 (偶帧), TS3-6 和 16-21

2.4 扰码

2.4.1 概述

由于对会议电视编解码器产生的比特序列的码型未加任何限制, 因此在编解码器的输出端口和输入端口必须进行可逆的信号处理, 以保证某些 1544 kbit/s 网路所规定的信号格式限制条件不致于被破坏。

对信号格式有二个典型的限制条件:

- 1) 不得出现多于 15 个连“0”的码流。
- 2) “1”的平均密度至少应为 12.5%。

以最大长度伪随机序列为依据的传统的自同步或复位扰码器不能保证永远不会出现这种比特序列。但是只要合理选择扰码器的设计,就有可能将破坏上述条件的次数减至最少,以至于只要强制插入“1”就可以使其余的违例情况全部消失。它的副作用是产生传输误码,使遗留的误码率达到 1×10^{-7} 左右;这个误码率就图象质量而言是觉察不到的。

2.4.2 扰码的细节 — 第一阶段

扰码序列加在所有的 24 个时隙上,但不加在比特 193,也不加在 TS2 (奇帧)的比特 7。

注 — 若在网路内的 TS2 (偶帧)、16 或 17 插入和 (或) 抽出数据,则插入/抽出设备必须保证不会破坏网路的限制条件。

来自编解码器的 1544 kbit/s 串行数据先被加上下述的扰码序列:

I N I N N I,

其中 I = 反转
N = 不反转。

这个序列从比特 193 后面的比特开始,每个帧从头重复进行。对比特 193 和 TS2 (奇帧)的比特 7 则不加扰码,但扰码序列是连续通过 TS2 (奇帧)的比特 7 的。

2.4.3 扰码的细节 — 第二阶段

对经过上述序列扰码后的数据检验是否有多于 15 个连“0”的码流。从信令的角度看,可以认为这些数据是按 385 个比特分成组的。每个组以 TS2 (奇帧)的比特 8 开头,而以 TS2 (奇帧)的比特 6 结尾。若在 TS2 (奇帧)的比特 7 前面的数据组内没有发现 1000000000000000 的数据串 (亦即没有 16 个或更多个 0 的码流)则 TS2 (奇帧)的比特 7 置“1”。

若在 TS2 (奇帧)的信令比特 7 前面的数据组内发现 1000000000000001 的数据串 (即 15 个连“0”的码流),则即使同一个数据组内随后的一个或多个码流的 0 的个数达到或超过 16 个,TS2 (奇帧)的比特 7 仍然置 1。但是在这种场合,码流 (一个或多个)中的第 16 位“0”被置为“1”。由于未把这个情况向解扰器通报,它会引入一个或多个单比特传输误码。

TS2 (奇帧)中的比特 7 只是在发现前面的数据组内含有 1000000000000000 (即 16 个或更多个“0”的码流)的数据串时才被置 0。在这种场合,第 16 位“0”被反转为“1”且同一组内随后具有 100000000000000B 形式的数据串中的 B 都被反转。但反转前的 B 为“1”时,B 保持不变。

2.4.4 解扰器的细节

当 TS2 (奇帧)的比特 7 为“1”时,前面的加扰码数据组保持不变。当 TS2 (奇帧)的比特 7 为“0”时,解扰器必须检验前面的数据组内出现的所有 100000000000000B 数据串并将 B 反转。若这个数据组内的第二个或随后的“0”的码流包含 15 个“0” (在扰码器处),则它将产生传输误码。

然后,将反复使用的 I N I N N I 扰码序列加到数据上。

为了在扰码器和解扰器中计数连“0”数,TS2 (奇帧)的比特 7 和比特 193 都被假定为 0。在比特 B 正好位于比特 193 或 TS2 (奇帧)的比特 7 上的场合,使用 100000000000000B 数据串代替 100000000000000B。只有比特 B 才必须位于被考虑的数据组内,前面的“0”可以完全或部分处在前面的数据组中。

当比特 B 反转时,“0”计数器复位归 0。

3 建议 H. 120 中 § 3 所述的编解码器使用的 1544 kbit/s (n=4) 帧结构特性

3.1 一般特性

§ 3 所述的复接结构适用于以 1544 kbit/s 传输的会议电视或可视电话的编解码器之间进行互连的数字通道或数字连接。该连接可以直接经由建议 I. 431 规定的 ISDN, 或者经由与建议 G. 733 规定的一次群设备兼容的高次群数字复接设备。

本复接结构的主要特色是它提供了:

- 供帧定位, 告警信号和其他所需的信号使用的一个 8 kbit/s 通路,
- 供音频信号使用的一个 64 kbit/s 通路,
- 供编解码器到编解码器信息使用的一个 32 kbit/s 通路,
- 可供选用的用于附加数据业务的一个 64 kbit/s 通路,
- 余下的容量 (在 1376 到 1440 kbit/s 之间) 用于编码视频信号。

3.1.1 基本特性

本复接结构的每个帧包含 192 比特, 另加一个比特用于帧定位和其他用途。标称帧重复速率是 8000 Hz。

3.1.2 比特率

标称比特率是 1544 kbit/s, 容差为百万分之 ±50 (ppm)。

3.1.3 定时信号

定时信号是一个 1544 kHz 信号, 比特率从该信号导出。应具备从内部信源或从网路取得定时信号的可能性。

3.1.4 接口

接口应与建议 G. 703 一致。接口码应该是建议 G. 703 所述的 AMI 码或 B8ZS 码。除此之外, 如果把编解码器装设为终端设备的一个组成部分, 则也可以使用 CMI 码。究竟采用那一种码型需由双方协商决定。

3.1.5 网路对信号格式的限制条件

如建议 G. 703 所述, 某些网路禁止出现多于 15 个连“0”的码流, 而且要求每 24 个数位中平均至少要有 3 个“1”。采用塞入系统以保证不出现这种禁用码型。

3.2 帧结构和比特的分配

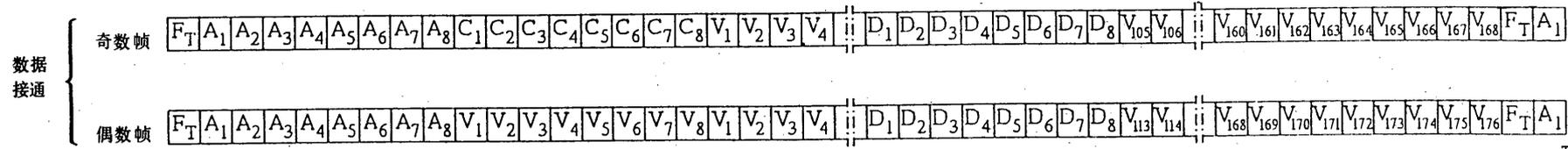
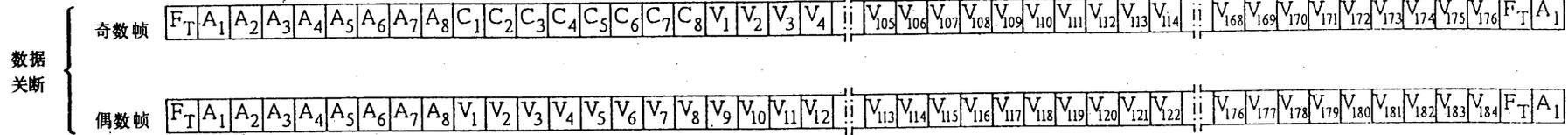
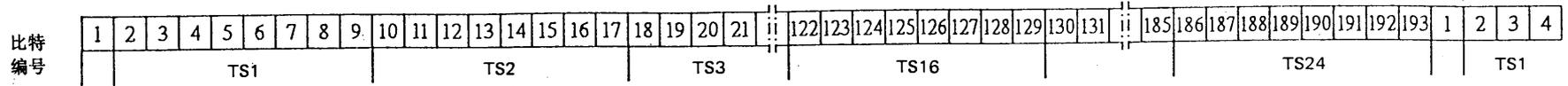
基本的帧结构与建议 G. 704 相同, 但比特的分配有所变动。每个帧的比特编号是从 1 到 193, 其中的传输帧比特的编号是 1。其余的 192 个比特被分为 24 个时隙 (TS), 每个时隙的比特率是 64 kbit/s。对各个时隙都指定一个编号, 第 1 个时隙的编号是 TS1, 最后一个时隙的编号是 TS24。一个帧内的比特分配方法示于图 1/H. 130。

3.2.1 帧定位

基本的帧定位是利用比特 1 实现的, 如建议 G. 704 的方法 1 (§ 2.1、3.1)。

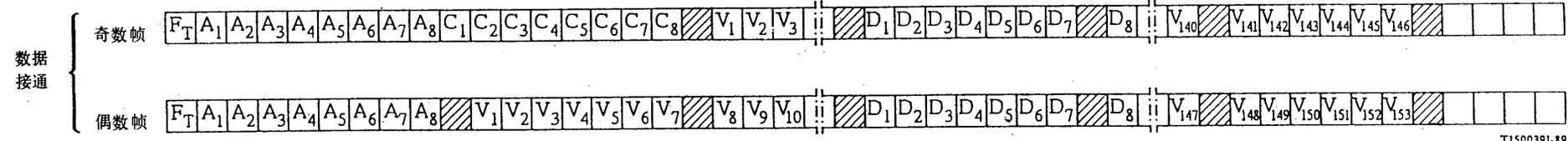
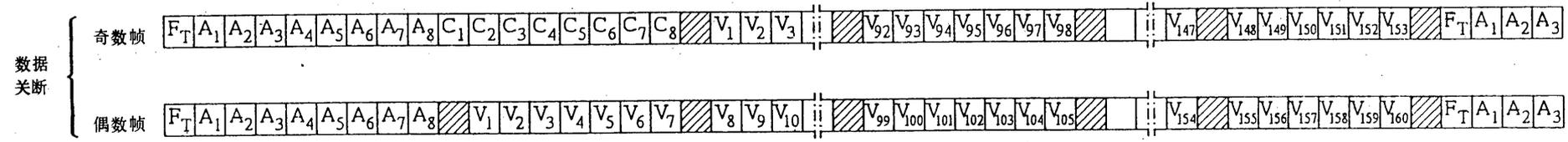
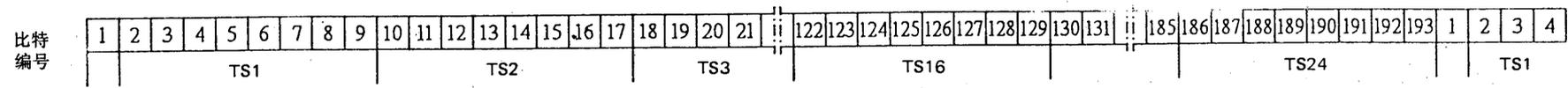
3.2.2 音频信号

音频信号在 TS1 中以 64 kbit/s 速率传送。



T1500381-89

a) 无塞入



T1500391-89

b) 有塞入

图1/H. 130

帧结构和比特分配

3.2.3 编解码器到编解码器信息

这个信息在奇数帧 TS2的 32 kbit/s 通路中传送。采用检测复帧定位码的方法来辨认编解码器到编解码器信息。复帧定位码插在奇数帧 TS2的第8位比特。

这个通路组成于具有16个帧的复帧（编号从1到16）和具有8个复帧的超帧（编号从1到8）之内。复帧和超帧定位码都取自 TS2的比特8。

编解码器到编解码器信息通路的复帧与0号比特产生的传输帧的复帧完全不相干。

3.2.4 附加数据信息

需要使用时，这个信息基本上在 TS16中传送。不接入可供选用的附加设备时 TS16可用于编码视频信号。若由于某些通路的限制条件而进行塞入操作时，数据的定位将如 § 3.4.2所示。

3.2.5 编码视频

基本上保留给编码视频信号的最小容量是 64×21.5 kbit/s，它处于偶数帧 TS2、TS3到 TS15和 TS17到 TS24之中。不建立附加数据信息通路时，则增添 TS16使容量扩大为 64×22.5 kbit/s。编码视频信号可用的比特率因此在 1376到 1440 kbit/s 之间。如果进行塞入操作，则数据定位将如 § 3.4.2所示。

3.3 编解码器到编解码器信息通路

编解码器到编解码器信息通路中各个比特的用途如下（参见表4/H.130）。以下各节中“m.n.1”符号表示比特的位置，其意义就是 m 号比特所在的第 n 个复帧和第 1 个超帧。

3.3.1 C₁比特

比特 1.1, 1.5, 1.9, 1.13 永远置1

比特 1.3, 1.7, 1.11 FC（抽样频率控制）

在两个超帧即 32 ms 期间，以视频抽样时钟作二进制计数，最高有效位在前，取较低的8位字，以比特 1.3、1.7和1.11三个比特以及随后的两个复帧的这些比特传送。

比特 1.15 备用（注）

注 — 备用比特置1

3.3.2 C₂比特：塞入旗标

比特 2.1-2.15（奇数） 0，没有塞入时

塞入旗标由4个比特组成，其中包括 § 3.4.2所定义的一个违例检验组（4个帧长）中的 C₂和 C₇。头3个比特用于解码器中的多数判决逻辑。当判决结果是有“塞入”时，解码器就进行去塞入操作。

表4/H. 130

编解码器至编解码器信息

复帧编号	C ₁	C ₂	C ₃	C ₄	C ₅	C ₆	C ₇	C ₈
1	1	塞入旗标	编解码器 功能	数据通路 旗标	消息通路 1	消息通路 2	塞入旗标	MAS (1)
3	备用		备用					塞入旗标
5	1	塞入旗标					MAS (1)	
7	备用						塞入旗标	MAS (0)
9	1	塞入旗标		MAS (0)				
11	备用			塞入旗标			MAS (1)	
13	1	塞入旗标					MAS (0)	
15	备用		编码模式	SAS				

MAS: 复帧定位信号

SAS: 超帧定位信号 (1110010*, *供将来使用)

3.3.3 C₃比特: 编解码器功能/编码模式

比特3.1	编解码器功能	
比特3.1.1	图片模式1 (高清晰度)	(有时为0)
比特3.1.2	码序列独立性	(得到时为0)
比特3.1.3	黑白模式	(有时为0)
比特3.1.4	视频加密	(有时为0)
比特3.1.5	音频加密	(有时为0)
比特3.1.6	Pointing 功能	(有时为0)
比特3.1.7	图片 (模式2, 标准清晰度)	(有时为0)
比特3.1.8	备用 (注)	
比特3.3	备用 (注)	
比特3.5	备用 (注)	
比特3.7	备用 (注)	
比特3.9	备用 (注)	
比特3.11	备用 (注)	
比特3.13	备用 (注)	
比特3.15	编码模式	
比特3.15.1	视频加密	(用时为0)
比特3.15.2	音频加密	(用时为0)
比特3.15.3	帧存储器更新请求	(请求时为0)
比特3.15.4	反向通道	(有时为0)
比特3.15.5-3.15.8	备用 (注)	

注 — 备用比特都置1。

3.3.4 C₄比特: 通路分配旗标

比特4.1, 4.3, 4.5, 4.7	附加数据通路旗标	(用时为0)
比特4.9, 4.11, 4.13, 4.15	图片模式旗标	(用时为0)

作图片模式运用时, 视频数据被阻止进入, 它们的比特位置将用于图片数据传输。

这两个旗标与塞入旗标一样包含4个比特。附加数据和图片数据都以复帧 (16个帧) 为单位进行插入或删除。旗标信号必须比数据超前一个复帧。

3.3.5 C₅比特: 消息通路1

比特5.1-5.15 (奇数)	消息通路1 (注)
-----------------	-----------

注—这些消息通路的协议正在研究中

3.3.6 C_6 比特: 消息通路2

比特6.1-6.15 (奇数) 消息通路2 (注)

注 — 这些消息通路的协议正在研究中

3.3.7 C_7 比特: 塞入旗标

比特7.1-7.15 (奇数) 有塞入时为0

3.3.8 C_8 比特: 复帧定位

比特8.1, 8.3, 8.5, 8.7, 8.9, 8.11, 8.13 复帧定位信号 (1110010)

比特8.15 超帧定位信号 (1110010*) (注)

注—比特* 将来用于更高阶次的复帧定位。

3.4 塞入

3.4.1 概述

会议电视编解码器产生的比特序列在其组成的码型方面没有受到任何限制, 因此必须在输出端和输入端进行可逆的处理, 以保证某些1544 kbit/s 网络对信号格式规定的限制 (如上面 § 3.1.5所述) 不致于被破坏。

为保证作到这点, 在待发送的一组码流中发现违例的情况时, 使用塞入方法插入, 亦即塞入所需的“1”。必须在各组码流中附上一个旗标, 用以标志该组是否有塞入比特。

3.4.2 塞入的细节

对每一个组进行检验。一个组的长度是4个传输帧, 即从第 $(4n-3)$ 个帧中编解码器到编解码器信息的 C_1 比特开始的 $4 \times 193 = 772$ 个比特。如果出现违反:

- 不多于15个连“0”, 和
- 任意24个比特中至少有3个“1”的情况,

则塞入“1”如下:

- TS1 不塞入
- TS2 对奇数帧不塞入, 对偶数帧在 TS 的首位比特塞入
- TS3-23 在每个 TS 的首位比特塞入
- TS24 在 TS 的首位比特和末位比特塞入

塞入的位置示于图1/H.130

注 — 插入塞入脉冲时, 将编码视频信号的传输比特率降低, 没有附加的数据传输时降为1252 kbit/s, 有附加的数据传输时降为1188 kbit/s。

为了便于进行各组边缘部分的处理, 任何一个组的始端比特 C_1 总是规定为如上面 § 3.3.1所述和表4/H.130所示。

为了避免在塞入后编解码器到编解码器信息中出现8个连“0”，将 (C_2, C_7) 比特发送的塞入旗标规定为：有塞入时是 $(1, 0)$ ，没有塞入时是 $(0, 1)$ 。

进行违例检验时假定0号比特中所有的传输帧定位比特和 C_2, C_7 塞入旗标比特都是“0”。

注—若音频数据也在网路中处理，则进行违例检验时相应的比特也应假定为“0”。但是，由于这种做法可能会增加塞入概率，需要采取措施以防止这类塞入变得过于频繁。

3.4.3 塞入模式操作

只有在确实需要时才进行塞入操作。使用编解码器到编解码器信息通路中的码序列独立性(BSI)比特来标志是否违反网络限制条件。编解码器通常都在没有塞入情况下工作，但是当收到BSI置“1”时就转到塞入模式工作。

建 议 H. 140

国际多点会议电视系统

(1988年订于墨尔本)

1 领域

本建议对一种多点会议电视系统制订技术条件。该系统可供三个或更多的电视会议会场同时进行相互之间的通信，采用的编解码器符合 CCITT 建议 H. 120和 H. 130 (§ 1, 注) 的规定。

注 — 原则上也可以使用符合建议 H. 120的 § 2和 H. 130的编解码器。

2 一般要求

多点控制器 (Multipoint Control Unit, MCU) 是装在网路 (地面网路或卫星网路) 节点处的一种设备。该设备可以通过通路口接纳几个 (最多7个) 2 Mbit/s 通路 (每个通路口相当于一个本地或远地编解码器, 或相当于另一个 MCU), 并可按照某些准则的规定将这些通路中的若干个被选择的通路分送到连接的演播室 (参见图1/H. 140)。

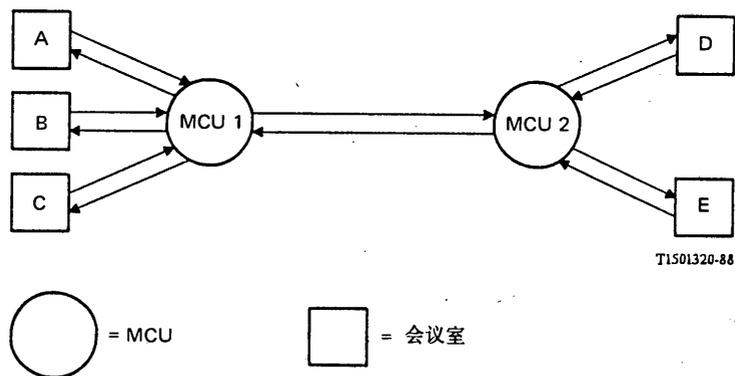


图1/H. 140

MCU 在地面网路中的应用

地面网路和卫星网路中的 MCU，作用基本相同。它们必须具备下述功能：

- 使输入码流与单一的一个2048 kHz 导频时钟同步。
- 从 TS0抽取帧定位信号以便使不同的码流与帧时钟同步，从 TS2抽取帧奇偶检校信号，复帧定位和超帧定位信号以便在每个输入码流中存取编解码器到编解码器的信令通路。
- 对该信令通路进行处理。
- 在不加密的系统中，对声音通路进行处理，以形成一个开放型声音系统。
- 根据选择准则的规定确定图像的交换方式和发送方法（自动式或请求式）。
- 预先向编解码器通报决定使用的交换方式，以避免交换期间和交换以后出现质量损伤。
- 将选出的视频通路和开放型声音通路以及工作的数据通路复接起来。
- 将重建的码流分配到相应的通路口。

3 比特码流的同步

3.1 时钟同步

输入到 MCU 的所有码流都必须从同一个基本2048 kbit/s 时钟中导出。若与多点会议有关的编解码器都不处在同步网路之内，亦即接收的信号中奇数帧 TS0的比特8都不置0，则 MCU 就起主时钟源的作用。这种 MCU 必须具有短期准确度为 10^{-9} 的一个基准时钟，以避免会议期间出现帧的滑动。若有一个或多个编解码器处在同步网路之内（比特8=0），则它们的时钟就作为主时钟。

在这两种场合，MCU 在所有的输出通路中都将奇数帧 TS0的比特8置0。

3.2 帧同步

MCU 具有下述功能：

- i) 从 TS0抽取帧定位信号并产生帧时钟。不应从 TS0中抽取帧的奇偶检校信息，因为它不能透明通过某些网路。
- ii) 从 TS2抽取复帧和超帧定位信号并产生帧的奇偶检校信号、复帧时钟、超帧时钟。
- iii) 将比特码流与 PCM 帧的速率同步，从而使交换时不致中断 G. 704的帧结构。

4 在多点会议应用中，MCU 和编解码器使用奇数帧 TS2的方法

这些比特按照 CCITT 建议 H. 130, (§ 1) 的规定编码。采用8中取5的多数判决方法对比特3和4中的信号提供通路误码的纠错能力。

4.1 比特1、2、6、7都由 MCU 透明传送。

4.2 比特8提供复帧和超帧定位信号和复原帧奇偶检校信号。

4.3 比特3用于编码模式标志

比特3. 1. c 标志编解码器提供的功能（提供时置1），对每个编解码器来说它们是固定不变的。MCU 必须考虑这些比特，以便为会议使用的全部编解码器建立为数最少的工作模式。对 MCU 的每一个端口，在所有其他端口的输入信号之间进行逻辑与运算，运算得到的信号于是就作为该端口的输出信号。采用的规定是各个端口的功能比特不得回传回去。

- 比特3.1.0 图片 (模式1)
- 比特3.1.1 高质量语音
- 比特3.1.3 加密
- 比特3.1.4 M 系统
- 比特3.1.5 图片 (模式2)
- 比特3.1.6 备用 — 置0

注1 — MCU 未配备与 G. 722音频信号混合的装置时, 比特3.1.1置0。

注2 — 用于加密的比特3.1.3的使用方法在研究中。

比特3.1.2	比特3.1.7	
0	0	只供2 Mbit/s 运行
1	0	只供2 Mbit/s 和4×384 kbit/s 运行
0	1	只供2 Mbit/s 和2×384 kbit/s 运行
1	1	供2 Mbit/s 和4, 3, 2×384 kbit/s 运行

注 — 若比特3.1.2和比特3.1.7所标志的比特率超过编解码器数字接口可用的比特率则这两个功能比特具有下述意义:

对于具有1.5 Mbit/s 串行接口的编解码器—

- 0 0 从不出现
- 1 0 表示只供4×384 kbit/s 运行
- 0 1 表示只供2×384 kbit/s 运行
- 1 1 表示只供4, 3, 2×384 kbit/s 运行

对于具有2 Mbit/s 串行接口, 但有效比特率为768 kbit/s 的编解码器—

- 0 0 从不出现
- 1 0 从不出现
- 0 1 表示只供2×384 kbit/s 运行
- 1 1 表示只供2×384 kbit/s 运行

比特3.3 (彩色传输) 和3.5 (分屏显示) 都被 MCU 透明传输。

4.3.1 比特3.7—快速更新请求 (FUR, Fast Update Request)

当置1时, 用阻止编码象素进入的方法使发送缓冲器的占用量强制降低并稳定在低于6K 的状态。

4.3.2 比特3.9—冻结帧请求 (FFR, Freeze Frame Request)

用来向解码器发出警告,即在下一个超帧开始之后,它接收的信号可能中断,时间不超过2秒钟。解码器收到比特3.9置1时,通常会将它的帧存储器的内容冻结2秒钟,或者冻结到收到比特A置1的场开始码时为止(参见建议H.120的§1部分)。

比特3.7和3.9如果是在输入信号中置位的,则必须透明通过MCU,这是考虑到多点会议中使用分散的MCU时的需要。

比特3.11.C指示声音通路的功率。该功率以16ms的时间间隔(超帧的周期)加以积分并使用8个比特编码。它只在加密多点会议中使用,在其他场合都置0。MCU可以利用这个比特来选出新的发言人通路和上一个发言人通路(参见§6)

4.3.3 比特3.13—数据分配

当编解码器收到这个比特置1时,必须按照它的接收通路中清除了视频信号的时隙,将发送通路中的相同时隙空出。这些时隙使用比特4.1,4.3,4.5,4.7标志。

MCU使用这个比特来保证会议期间数据的连续性(参见§9)。

4.3.4 比特3.15—环路检测

比特3.15被MCU用来检测2Mbit/s双向端口中是否有一个端口在外部被环回。由于这种状况会产生不稳定,因此必须对它进行检测。比特3.15的定义如下:

编解码器在输出通道中将比特3.15置1。MCU使用许多个连续的比特3.15反复发送长度为 n 的随机串行码流。若收到的码序列与发送的随机串行码序列相同,则就表明检测到一个环回路。必须注意收到的码序列与发送的序列之间可能会出现相位时延。

不必对随机序列的细节进行硬性规定,因为只是在个别MCU处于环回状态下才与序列有关。但是必须采取措施以免出现错误的环路检测结果。当2个或多个MCU连接在一起或当传输媒介会产生误码时,都可能产生这类情况。下面提出几种推荐的方法。

发送的随机序列 n 必须有足够的长度,以避免二个或多个MCU接在一起时出现重复相同的序列。建议总的长度多于15个比特,因而重复相同的可能性低于65536分之一。序列的发送和检测机理应具备充分的通路误码纠错能力。实现的方法有许多种,下面提出二种简单的方法。

首先将码序列当成许多离散的孤立比特,每个比特可以在8个连续的比特3.15中传送。接收设备按8中取5的多数法则确定收到的序列比特。因此发送一个序列需要 $8 \times n$ 个比特。这与比特4.x采用的方法相似。

另一种方法是反复地发送随机序列。在许多次收到这个序列后作出该端口是否被环回的判断。

4.4 比特4用于时隙分配

若下述的比特置1,则:

- 比特4.1 偶数帧TS2不用于视频
- 比特4.3 TS16不用于视频
- 比特4.5 TS17不用于视频
- 比特4.7 TS18不用于视频
- 比特4.11 图片传输
- 比特4.13 使用纠错码

当编解码器收到比特4.3/5/7中任一个比特置1且比特3.13也置1（参见§3.3）时，它也将发送的码流中相应的时隙空出，并在发送的通路中将相应的比特4.b置1。

比特4.1由MCU透明传送，亦即MCU不采取行动，因为它不可能对半个时隙进行交换。

比特4.9和4.15用于比特率标志：

比特4.9	比特4.15	
0	0	2 Mbit/s 运行
1	0	4×384 kbit/s 运行
1	1	3×384 kbit/s 运行
0	1	2×384 kbit/s 运行

比特率为5×384 kbit/s时，时隙1-15和17-31起作用

比特率为4×384 kbit/s时，时隙1-15和17-25起作用

比特率为3×384 kbit/s时，时隙1-9和17-25起作用

比特率为2×384 kbit/s时，时隙1-6和17-22起作用

MCU必须考虑比特4.9和4.15，以便为会议使用的所有编解码器建立为数最少的工作模式。对每一个端口，分析一下MCU中其他的每一个端口中的比特4.9和4.15，以便确定功能比特3.1.2和3.1.7所允许的比特率中那一个是要求的最低比特率。该比特率的代码于是就作为这个特定端口比特4.9和4.15的输出信号。同样，采用的规定是每一个端口的比特率功能比特不得被回传回去。

为防止出现锁定状态，编解码器不得将接收到的比特4.9和4.15回送到它的发送通道，而是必须自己独立地将它们产生出来。

4.5 比特5载荷一个4 kbit/s 消息通路

这个比特用来载荷一个4kbit/s 异步消息通路，用于会议室与MCU之间，会议室之间或者MCU之间的信令。

这个消息通路的协议正在研究中。

5 音频信号的处理

每个与MCU连接的终端设备必须接收来自所有其他终端设备的混合音频信号。各个音频信号在MCU中相加时不进行标准化处理，亦即使每个通路的增益都等于1。可以引用动态混合的方法以抑制环境噪声，但发言人仍享有1的增益。

注 — 不适用于加密多点会议。

6 进行转接的判断准则

转接的判断准则在某种程度上取决于每个主管部门对多点会议业务所持的宗旨。任何一种解决办法，自动的或手动的，都可以在不改变MCU的基本设计下实现。

所谓的最少工作模式，即“自动”模式的情况如下：MCU将输入的声音通路互相比较，或者在加密声音通路的场合，利用声音功率比特（奇数帧TS2中的比特3.11）选出最响亮的发言人（称之为新发言人NS，New Speaker）。MCU再选出第二个通路，即属于前一个发言人的通路（称之为前发言人PS，Previous Speaker）。于是将PS通路送给NS，并将NS送给其他会议室。建立多点会议时总是采用这种模式。根据声音电平进行转接的判断准则的细节和转移时间等问题都在研究中。

目前已确定有五种情况需要手动超越控制：

- a) 会议系统仍然是自动的,但其中有一个地点被当作会议主席。与会者可以向主席或所有的会议室发送申请发言权的请求。在适当的时候主席可以口头表示给予申请者以发言权。当申请者开始发言时就自动被选为 NS。
- b) 某一个地点(例如 NS, 主席或要人所在的地点)可以向 MCU 发送请求信号,以便选择第2个被选的通路(一般是 PS 通路)。
- c) 每个地点都可以在许多通路中间进行选择而不影响其他地点的图象显示。这些通路由连接到该点的 MCU 提供。
- d) 没有声音检测过程的全部由主席使用的手动控制。
- e) 手动强制方式,用于某地点强制要求 MCU 把它的端口作为 NS 的场合。

这种超越控制称为显象强制法。它适用于下述两种场合：

- i) 主席或重要人物希望不受阻断地让大家看到的场合。
- ii) 终端设备使用图片摄像机但又不具备具有图片功能的编解码器的场合。

只有“自动”模式可以不需比特5中的消息通路。

模式 a)、b)、c)、d) 的含意是需要使用消息通路和会议室外加的控制设备(按钮开关,指示灯,通往编解码器的信令线路和数据线路等)。模式 e) 通常需要使用消息通路,但在国内应用时另有一个临时的解决办法(参见 § 8.1)。

7 MCU 中信源的转换程序

转接的决定一经作出(通过音频电平监测或消息通路),MCU 必须使连接的编解码器做好准备并进行下述操作：

- i) 对受到转接影响的编解码器,通过选出的与之连接的传输通路,发送 FFR (比特3.9)。
- ii) 在选出的通路中执行图象转接任务,同时使 G.704基本帧结构保持连续。
- iii) 等待至少32ms,以便所有的编解码器恢复同步。
- iv) 对将作为新的图象信源的编解码器发送 FUR (比特3.7)。

FUR 或 FFR 信号必须至少在一个超帧内置1,或在非超帧(SMF)同步的 MCU 情况下,在256个帧内置1。

若新选的通路是经由地面链路与 MCU 相连,则全部操作时间大致不会超过100ms。如果是经由卫星链路,则典型的转接时间是500ms。

8 多点会议中关于“看到谁”的协议

8.1 自动模式

在 § 6中说明。

在自动操作期间,为 NS 和 PS 提供一个本地标志,以表明其图象正被发送。这种功能称为“显象状态”或“在发送”。

经过确定之后,消息通路将具有传送这类信息和其他的许多有用功能的能力。从短期观点来看,希望采用简化的系统的国家可以在现有的编解码器中使用另一种传送信令的方法,即使用目前留给消息通路使用的奇数帧 TS2的比特5来传送显像和强制比特。在这种情况下,在使用多重 MCU 的会议中禁止在 MCU 之间的链路发送显像信号,以免出现竞争问题。作为长远的解决办法则需要使用消息通路,以保证可以与电话会议兼容(这个问题正在研究中)。同时,使用的传送方法必须由双方协商决定。

8.2 使用消息通路的控制方法

包括下述项目在内的预置和定址程序都在研究中：

- 申请发言权，
- 通过“观看的请求”进行本地选择，
- 主席进行控制。

9 多点会议期间的图片传输

它涉及编解码器中图片模式1和2的使用问题，不是单另的 SPTV 系统。

9.1 自动模式

总的原则是所有的与会者都看到图片信息，但图片发送者则看到最响亮的发言人（而不是他自己）。

MCU 首先需要确定会议使用的编解码器是否都具有图片功能。若进入 MCU 的所有通路中两个图片功能比特（比特3.1.0和3.1.5）都置0，则 MCU 也在所有的输出通道中将这两个比特置0。这样就迫使所有的编解码器使用面对面的编码方法进行图片传输。

当 MCU 收到图片传输比特（比特4.11）置1时，就对声音检测器进行超越控制，并把信号发源端（如端口 A）作为新发言人向所有的其他与会者传送。送给端口 A 的则是余下端口中最响亮的发言人（在 PS 通路中）。

9.2 手动模式

在研究中。

10 多点会议期间的数据传输

若一个与会者要向所有的其他端站发送数据，则所有的编解码器都必须同时将数据通路空出以保证数据的连续性。这个过程会带来一些时延（如果出现二次卫星跳跃，则最大可达800ms）。

偶数帧的 TS2不用于数据传输，因而 MCU 无需将它分别转接。

10.1 全自动模式（即没有消息通路）

要求播发数据的端站 A 将 TS2中与数据通路相关的比特4置1。MCU 在除去 A 以外的所有的输出码流中将比特3.13置1，并对发言人检测过程进行超越控制使 A 变为当前的发言人。

其他端站在收到比特3.13和 TS2的有关比特4都置1时，将其相当的数据输出端口空出并将对应的比特4置1。

于是经过2秒钟后，MCU 允许其他端口进行声控转接。A 在结束数据传输时，将 TS2中有关的输出比特4置0。接着 MCU 也将比特3.13置0。于是就继续进行正常的声控转接操作。

10.2 消息通路的工作方式

在研究中。

11 MCU 输出信号的概况

对每个会议地点都送去一个 2 Mbit/s 通路，该通路是由几个选出的视频通路中的一个通路、相应的奇数帧 TS2（其中的比特 3 或 5 可能被 MCU 的指令修改）、其他声音通路混合产生的一个声音通路和工作的数据通路等重建组成。

12 多点会议的结构

12.1 地面网路结构

图 1/H. 140 示使用多重 MCU 的地面多点会议。很多多点会议采用只需一个 MCU 的星形结构。

12.2 卫星网路的可能结构

图 2/H. 140 示出多点会议的一种结构形式，其中的几个会议室通过同一个地面站接往一个 MCU。这种情况与 § 12.1 中的相似，但会议室 X 和 Y 之间有两次跳跃。

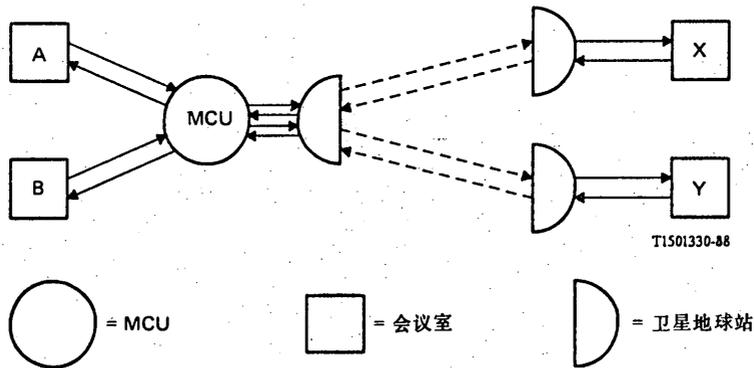


图 2/H. 140

单个 MCU 在卫星结构中的应用

其他可用的卫星运行方式目前正在研究中。



第三章

可视音频业务的基础结构

建 议 H. 200

可视音频业务的建议的框架

(1988年订于墨尔本)

1 可视音频业务

具有向最终的用户传送话音和其他可视信息这种共同特点的许多业务已经由或者将要由 CCITT 制定技术条件。本建议涉及诸如此类的需要采用协调一致的方式处理的一组业务。该组业务可称之为“可视音频业务”(简称为 AV 业务)。

2 可视音频业务的协调一致问题

虽然可以很容易地按照用户的用途区分各种可视音频业务,但是对话音信号、活动的或静止的图象信号、相关的控制/标志信号以及附加的信息通信 (Telematic) 功能的信号等使用的传输方法则是共同的。标准化过程就是要在这些共有的特征当中寻找最大可能的协调一致的途径,尽可能地将差别局限于应用层次,其目的是为了:

- a) 尽可能扩大为不同用途而设计的终端设备之间互相通信的可能性;
- b) 尽量扩大硬件和软件的通用性,以便于批量生产提高经济效益。通用性的范围包括:音频和视频的输入/输出参数、音频和视频编解码器、控制/标志装置、帧结构和复用方式、呼叫控制程序(包括多点呼叫)。

这种协调政策的具体产物将是一组前后一贯的建议。所谓的前后一贯就是指在这组建议中所有的建议成员都兼顾到其他成员的要求。

3 本建议的目的

本建议 H. 200 的目的在于对必须保持前后一贯的建议组作出定义。在完成这个任务的过程中,在一定的時候将建议和建议草案区别对待是十分重要的。

建议是指建议组中与已被采用的建议保持前后一贯的那些建议。这些建议的清单示于本建议的附件 A 中。当然, 在进行修订时仍需保持前后一贯性。

建议草案的范围包括仅仅是标题或各个不同发展阶段的内容提纲, 直到最终的定案草稿。由于 H. 200 建议组中的许多拟议的成员都是平行开发的, 为了保证前后一贯, 必须将它们作为建议组的“临时”成员对待。包括临时项目在内的建议组成员清单不作为 H. 200 的组成部分, 但 H. 200 将来需要进行更新, 以便将正式采纳的建议组新成员包括进来。

4 框架

H. 200 建议组中的建议分列于三个章节:

业务定义 — 业务定义从使用者角度对业务作出详细说明。它包括基本业务要求, 可供选择的加强要求, 质量要求和相互通信的要求, 以及操作方面的规定。对技术实现的方法问题也做了考虑但不作规定。

基础结构 — 这个章节包括可应用于二个或多个不同业务的所有建议, 涉及面有网路构成, 帧结构, 控制/标志方式, 通信/相互通信方式和音频/视频编码方式。这个“基础结构”也包括在已建网路连接中不受限制的承载电路内运送的信号普遍性质, 但不包括使用这些承载电路之外的信号配合进行的呼叫的建立和控制方法。

系统和终端设备 — 这个章节叙述特定业务的技术实现方法。因此它包括应用层次的业务专用设备, 并且根据基础结构的建议确定特定业务所需的处理过程的细则。

另外也提出了一个网路方面的章节, 以便把因为涉及带外信号而不属于上述基础结构范围的 AV 业务的特殊问题也包括在内。

5 所包括的可视音频业务的清单

前后一贯的建议组中包括下面的可视音频业务:

- 窄带可视电话 (1和 2×64 kbit/s, 在研究中);
- 宽带可视电话 (宽带 ISDN 中的电信业务);
- 窄带会议电视 ($n \times 384$ kbit/s 和 $m \times 64$ kbit/s, 在研究中);
- 宽带会议电视 (宽带 ISDN 中的电信业务);
- 音频图片电话会议;
- 电话 (AV 业务中的简并例, 列入供相互通信使用);
- 遥测。

下述可视音频业务正处于制订技术条件的阶段。由于上面 § 2 提出的各种理由, 必须考虑将它们列入本建议组内:

- 可视信函;
- 可视数据 (包括图象和声音);
- 可视检索;
- 高清晰度图象检索;
- 分配业务 (Distribution Services)。

附件 A

(建议 H. 200 的附件)

可视音频业务的建议的框架

CCITT 建议编号

A. 1 业务定义

AV100	AV 业务的一般建议	F. 700
AV110	电话会议业务	F. 710
	AV111	
	AV112	
AV120	(可视电话业务)	
AV121	ISDN 中的基础 窄带可视电话业务	F. 721

A. 2 基础结构

AV200	(AV 业务基础结构的一般建议)	
AV210	(参考网路的构成)	
AV220	(帧结构的一般建议)	
AV221	可视音频电信业务的 64 kbit/s 通路帧结构	H. 221
AV222	可视音频电信业务的 384—1920 kbit/s 通路帧结构	H. 222
AV230	(AV 系统的控制和指示信号)	
AV240	(AV 终端之间的通信原理)	
AV241	在 64 kbit/s 内使用 7 kHz 音频编解码器时系统方面的问题	G. 725
	AV242	
AV250	(音频编码方式)	
AV251	64 kbit/s 窄带音频编码	G. 711
AV252	64 kbit/s 宽带音频编码	G. 722
	AV253	
	AV254	
AV260	(视频编码)	
AV261	$n \times 384$ kbit/s 视频编码	H. 261
	AV262	

A. 3 系统和终端设备

AV300	(AV 系统和终端设备的一般建议)	
AV310	(电话会议的要求)	
	AV311	
	AV312	
AV313	(电话会议的协议)	
AV320	(可视电话业务的要求)	

A. 4 网路方面

AV400		
AV410	(订票系统)	
AV420	(用于可视音频呼叫的 HLC)	
AV430	(呼叫的控制指令和指示)	
AV440	(多点呼叫的建立)	

- 注1 — 打算在下一个研究期将现有的建议 H. 100和 H. 110的实质内容并入本框架内。
注2 — 括号内的记载表明了框架中各个部分的目的意义。
注3 — 更多的建议将在正式采纳后列入这个清单。

建 议 H. 221

可视音频电信业务中64 kbit/s 通路的帧结构

(1988年订于墨尔本)

引言

本建议的目的是对单个64kbit/s 通路中可视音频电信业务使用的帧结构作出规定。该帧结构将使音频/视频编码算法、传输帧结构和现有的 CCITT 建议等的特性和性能得到最佳利用，可以提供下述几点好处：

- 考虑到了 CCITT 的许多建议，如 G. 704, X. 30/I. 461等等，可容许使用现有的硬件和软件。
- 具有简单经济灵活的特点，可以使用大家熟知的硬件原理在简单的微处理器上实现。
- 具有同步的操作过程。组态出现变化的准确时间在发送设备和接收设备中是相同的。组态改变可以在20 ms 的时间间隔内完成。
- 不需要返回链路，因为组态的标志信号是使用重复发送的码字实现的。
- 在出现传输误码的场合它是安全可靠的，因为 BAS (比特率分配信号) 采用了双误码纠错码保护。
- 可以接受基础64 kbit/s 通路所插入的高一层复接组态的控制 (在 $n \times 64$ kbit/s 多手段业务的场合，例如会议电视)。
- 在其他方法未能提供8比特组同步信号的网路中，可以使用它来抽取8比特同步信号。
- 可用于多点组态，使用数据通路时无须进行对话协商。
- 可以向用户提供多种数据比特率 (从6. 25bit/s 直到64 kbit/s)。

1 基本原理

这个64 kbit/s 通路由速率为8000 Hz 的8比特组组成。每个8比特组的第8位比特传送一个8 kbit/s 子通路。该子通路称为公务通路 (SC)，是用来运载端到端信令的。子通路包含三个部分 (参阅图1/H. 221)：

- 帧定位信号 (FAS)：这个信号将64 kbit/s 通路组成为各含80个8比特组的许多个帧和各含16个帧的许多个复帧 (MF)。每个复帧又被划分为8个各有2个帧的子复帧 (SMF)。除去帧定位和复帧定位信息外还可以插入控制信息和告警信息以及误码检验信息。误码检验信息用于控制端到端的误码性能和检验帧定位是否正确。若网路不提供8比特组的定时信息，则该定时信息可从 FAS 抽取。

- 比特率分配信号 (BAS): 这个信号可以传送一些码字, 用来表示终端设备具有的、对余下的62.4 kbit/s 容量以不同方法进行编组, 同时命令接收设备进行分接并利用该编组中的组成信号的能力。若有其他的64 kbit/s 通路与之结合在一起, 例如在 $n \times 64$ kbit/s 业务 (如会议电视, 可视电话) 的场合, 则也可对这个结合作出说明。

注 — 对于某些国家使用的56 kbit/s 通路, 可用比特率将减少8kbit/s。

- 应用通路 (AC): 这个通路可以传送插入的一个或多个消息型数据通路 (例如供信息通信 (Telematic) 使用) 的速率高达6400 bit/s 的二进制信息。应配备最低数量要求的“指令和标志”通路并将其规定为应用通路的组成部分 (待进一步研究)。应用通路剩下的比特率可以并入声音数据或视频通路。由于这个原因, 必须考虑可视音频业务之间的兼容问题。

比特编号							8	8 比特组编号
1	2	3	4	5	6	7		
S	S	S	S	S	S	S	FAS	1
u	u	u	u	u	u	u		8
b	b	b	b	b	b	b		9
-	-	-	-	-	-	-	BAS	16
c	c	c	c	c	c	c		17
h	h	h	h	h	h	h		.
a	a	a	a	a	a	a		.
n	n	n	n	n	n	n	AC	.
n	n	n	n	n	n	n		.
e	e	e	e	e	e	e		.
l	l	l	l	l	l	l		.
#	#	#	#	#	#	#		.
1	2	3	4	5	6	7		80

FAS: 帧定位信号 (注)。

BAS: 比特率分配信号。

AC: 应用通路。

注—FAS也包括用于帧定位以外的信息。

图 1/H. 221

帧 结 构

在 BAS 和可能的 AC 控制下, 剩下的56 kbit/s 容量 (应用通路全部留作专用时), 即每个8比特组中比特1到7所传送的容量, 可以运载多手段业务范围内的各种信号。下面是几个实例:

- 采用 CCITT 建议 G. 711 (A 律或 μ 律) 舍位 PCM 形式的56 kbit/s 编码声音信号;
- 以32 kbit/s 编码的声音信号和以24 kbit/s 或其以下速率的数据信号;
- 以56 kbit/s 编码的具有50—7000Hz 带宽 (CCITT 建议 G. 722子带 ADPCM 编码的声音信号。编码算法也能够工作于48 kbit/s。因而可以动态插入速率高达14.4 kbit/s 的数据信号;
- 以56 kbit/s 编码的静止图象;
- 可视音频通信期间速率为56 kbit/s 的数据信号 (例如个人计算机之间进行文件交换通信);
- 分享56 kbit/s 容量的声音信号和视频信号。

2 帧定位

2.1 概述

长度为80个8比特组的帧产生公务通路中的一个80比特的字。这80个比特编号为1到80。每一个偶数帧中的公务通路比特2到8包含帧定位字 (FAW) 0011011。这些比特由跟在后面的奇数帧中的比特2补足,从而组成完整的帧定位信号 (FAS)。

因此使用的码型将与 CCITT 建议 G. 704中的情况相似 (参见图2/H. 221)。

相继的帧	比特编号	1	2	3	4	5	6	7	8
偶数帧 (包含有帧定位字)	(注1)	0	0	1	1	0	1	1	
奇数帧	(注1)	1 (注2)	A (注3)	E	C1	C2 (注4)	C3	C4	

注1—参见 § 2.2和图3/H.221。

注2—用于避免由于帧重复码组而模拟出帧同步字的比特。

注3—A—帧或复帧是否失步的指示 (0=同步, 1=失步)。

注4—比特E和C1—C4的应用情况在 § 2.6中描述。

图 2/H. 221

每一帧中公务通路的比特1-8的分配

2.2 复帧结构

每个复帧包含编号为0到15的16个顺序的帧。这16个帧又被分为各有两个帧的8个子复帧 (参见图3/H. 221)。复帧定位信号位于帧1-3-5-7-9-11中的比特1, 其码型是001011。帧8-10-12-13-14-15中的比特1留供以后使用, 其值暂时都置0。

帧0-2-4-6的比特1可用于模16的计数器用来对复帧按下降顺序进行编号。最低有效比特在0号帧中传送, 最高有效比特在6号帧中传送。接收设备可以利用复帧的编号来确定几个独立的64 kbit/s 连接的不同时延, 并使接收的信号同步。关于使用8号帧中外加的一个比特来启闭计数过程的问题有待进一步研究。

2.3 帧定位的失步与恢复

收到三个连续的有误码的帧定位信号时, 定义帧定位已经失步。

检测到下述的比特序列时, 定义帧定位已经恢复:

- 第一次出现正确的帧定位字;
- 在下一个帧中检得比特2为“1”, 从而证实没有出现帧定位信号;
- 在其次的帧中第二次出现正确的帧定位字。

帧定位失步时, 将下一个奇数帧中发送方向的比特3 (A) 置1。

若帧定位已经实现但复帧定位未能实现, 则帧定位必须寻找另外的定位位置。

	再复帧	帧	每一帧中公务通路的比特 1 至 8							
			1	2	3	4	5	6	7	8
复帧	SMF 1	0	N1	0	O	1	1	0	1	1
		1	0	1	A	E	C1	C2	C3	C4
	SMF 2	2	N2	0	O	1	1	0	1	1
		3	0	1	A	E	C1	C2	C3	C4
	SMF 3	4	N3	0	O	1	1	0	1	1
		5	1	1	A	E	C1	C2	C3	C4
	SMF 4	6	N4	0	O	1	1	0	1	1
		7	0	1	A	E	C1	C2	C3	C4
	SMF 5	8	N5	0	O	1	1	0	1	1
		9	1	1	A	E	C1	C2	C3	C4
	SMF 6	10	R1	0	O	1	1	0	1	1
		11	1	1	A	E	C1	C2	C3	C4
	SMF 7	12	R2	0	O	1	1	0	1	1
		13	R3	1	A	E	C1	C2	C3	C4
	SMF 8	14	TEA	0	O	1	1	0	1	1
15		R4	1	A	E	C1	C2	C3	C4	

R1-R4 留待将来使用（暂置0）。

A, E, C1-C4 与图2/H.221 中相同。

N1-N4 用于复帧编号，如 § 2.2 所述，不用于编号时置0。

N5 留作指示是否应用了多帧编号，当前置0。

TEA 终端设备告警。当内部终端设备有故障，以致不能接收输入信号，对输入信号无反应时置1，否则置0。

图 3/H.221

复帧中的每一帧中的公务通路的比特1—8的分配

2.4 复帧定位的失步和恢复

必须实现复帧定位以便使比特率分配信号正确有效(参见 § 3)。复帧定位的失步和恢复的下述判别准则是临时性的。

连续收到有差错的三个复帧定位信号时,定义复帧定位已经失步。在下一个复帧中收到正确无误的复帧定位信号时,定义复帧定位已经恢复。复帧定位失步时,即使接收的是未定帧模式,下一个奇数帧中发送方向的比特3 (A) 也置为1。当重新获得复帧定位时它才被复位为0。

2.5 从帧定位信号中复原8比特组定时信号的步骤

当网路不提供8比特组的定时信号时,终端设备可以在接收方向从比特定位信号和帧定位信号中把8比特组定时信号复原出来。发送方向的8比特组定时信号可以从网路的比特定位信号和内部的8比特组定时信号中提取。

2.5.1 一般规则

接收方向的8比特组定时信号通常是由 FAS 的位置确定的。但是在通话的开始时刻尚未取得帧定位之前,可以把接收方向的8比特组定时信号取为与内部的发送方向的8比特组定时信号相同。当获得第一次帧定位后接收方向的8比特组定时就在新的比特位置开始进行,但这时定时尚未生效。只是在其后的16个帧中不出现帧定位失步时定时才正式生效。

2.5.2 特殊情况

- a) 当开始进行通话而终端设备尚处于强制的接收状态期间或未取得帧定位期间,终端设备可以暂时使用发送的8比特组定时信号。
- b) 当实现帧定位后又出现失步时,在帧定位恢复之前,不要改变接收的8比特组定时。
- c) 一经实现了帧定位和复帧定位,则在通话的其余时间内8比特组的定时都将被认为是正确的,除非出现帧定位失步且在另一个比特位置重新获得帧定位。
- d) 当终端设备从定帧模式倒换到非定帧模式(使用 BAS)时,先前取得的8比特组定时必须继续保持下去。
- e) 当在新的位置获得新的帧定位而该位置又与先前核实的位置不同时,接收的8比特组的定时将在新的位置上重新进行,但尚未生效。原先的比特位置则被储存起来。若在其后的16个帧中不出现帧定位失步,则新的位置就正式生效。不然的话将重新使用储存的老的比特位置。

2.5.3 帧定位信号 (FAS) 的搜索

可以使用二种方法:顺序法和平行法。在顺序法中,对 FAS 的8个可能的比特位置中逐个进行尝试。当 FAS 在生效之后又丢失时,必须从前一次核实的比特位置重新开始搜索。在平行法中,可以使用一个滑动的窗口,对每一个比特周期移动一个比特。在这种场合,出现帧定位失步时,必须从位于原先生效的比特后面的一个比特重新开始搜索。

2.6 关于 CRC4程序的说明

为了对64 kbit/s 连接提供端到端的质量监测,可以使用 CRC4程序。为此在奇数帧的比特5到比特8的位置中插入在信源端计算得到的4个比特 C1, C2, C3和 C4。另外使用奇数帧的比特4(记为 E)发送一个标志,用来说明反方向的接收信号中最近接收的 CRC 组有无误码。

不使用 CRC4程序时发送设备将比特 E 置0, 并将比特 C1, C2, C3和 C4置1。作为临时措施, 接收设备在收到8个连续的 CRC 都置1后, 可以将 CRC 的误码报导切断。在收到两个连续的 CRC 各包含一个0比特时可以恢复 CRC 误码报导。(这种发出或不发出 CRC 误码报导的方法需要论证, 有待进一步研究)。

2.6.1 CRC4比特的计算方法

CRC4比特 C1, C2, C3和 C4是在整个64kbit/s 通路中以两个帧为一组计算得到的, 该帧组中前一个帧是偶数帧(包含 FAW), 后一个帧是奇数帧(不包含 FAW)。CRC4帧组的长度因此是160个8比特组或1280个比特, 每秒钟计算50次。

2.6.1.1 乘法除法过程

第 N 个帧组中所给的 C1-C4字就是第 (N-1) 个帧组多项式表达式先乘以 x^4 然后再以生成多项式 x^4+x+1 相除(模2) 而得到的余式。

使用多项式表示一个帧组的内容时, 必须将该组的第一个比特作为最高有效比特。同样, 规定 C₁ 为余式的最高有效比特, C₄ 为余式的最低有效比特。

这个处理过程可以使用4级寄存器和两个异或门实现。

2.6.1.2 编码程序

- i) 开始时将奇数帧中 CRC 比特位置中的比特都置0, 即 $C_1=C_2=C_3=C_4=0$ 。
- ii) 对该帧组执行上面 § 2.6.1.1所述的乘法和除法处理程序。
- iii) 将乘法和除法处理程序得到的余式储存起来, 准备插入下一个奇数帧的各个 CRC 比特位置中。

注 — 这些 CRC 比特对下一个帧组的 CRC 比特的计算没有影响, 因为计算前相应的位置都置0。

2.6.1.3 解码程序

- i) 对接收的帧组, 先将其中的 CRC 比特抽出并代之以0, 然后执行上面 § 2.6.1.1所述的乘法和除法处理程序。
- ii) 将乘法和除法处理程序得到的余式储存起来, 随后与接收的下一个帧组的 CRC 比特逐位进行对比。
- iii) 若解码计算的余式与编码器发送的 CRC 比特完全相同, 则可以认为被检验的帧组没有误码。

2.6.2 随之而产生的反应

2.6.2.1 比特 E 的反应

若在刚刚收到的接收方向帧组中检测到 C1-C4比特有误码(至少一个误码), 则将发送方向中帧组 N 的比特 E 置1。如果没有误码则 E 置0。

2.6.2.2 不正确帧定位的监测

在出现长的模拟 FAW 的场合, 可以使用 CRC4重新启动进行帧定位搜索。为此, 可以对2秒钟(100个帧组) 内有误码的 CRC 帧组进行计数并将该数与89比较。若有误码的 CRC 帧组数大于或等于89, 则必须重新启动帧定位搜索。

选择100和89这两个数字的目的是为了使:

- 随机传输误码率为 10^{-3} 时, 由于有89个或更多个帧组出现误码而错误地重新启动帧定位搜索的概率小于 10^{-4} 。
- 出现模拟 FAW 时, 经过2秒钟后不重新启动帧定位搜索的概率小于2.5%。

2.6.2.3 误码性能的监测

可以使用计数1秒钟(50个帧组)内误码的CRC帧组数的方法来监测64 kbit/s连接的传输质量。例如,可以提供如建议G.821所述的无误码秒所占比例的合理评价。

为提供参考,可以根据随机误码的误码率 P_e 计算误码的CRC帧组所占的比例如下:

表 1/H.221

误码率 P_e	10^{-3}	10^{-4}	10^{-5}	10^{-6}	10^{-7}
误码CRC帧组所占比例	70%	12%	1.2%	0.12%	0.012%

对收到的比特E进行计数,就可以监测反方向连接的传输质量。

3 比特率分配信号(BAS)和组态之间的倒换

比特率分配信号(BAS)占用每个帧的公务通路比特9到16。对8个比特的BAS码($b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5, b_6, b_7$)使用8个纠错比特($p_0, p_1, p_2, p_3, p_4, p_5, p_6, p_7$)补充,来实现一个(16, 8)双误码纠错码。这个纠错码是将具有下面的生成多项式的(17, 9)循环码缩短后得到的:

$$g(x) = x^8 + x^7 + x^6 + x^4 + x^2 + x + 1$$

纠错比特就是下述方程式计算出来的余式的系数:

$$\begin{aligned} & p_0x^7 + p_1x^6 + p_2x^5 + p_3x^4 + p_4x^3 + p_5x^2 + p_6x + p_7 \\ & = RES_{g(x)}[b_0x^{15} + b_1x^{14} + b_2x^{13} + b_3x^{12} + b_4x^{11} + b_5x^{10} \\ & \quad + b_6x^9 + b_7x^8] \end{aligned}$$

式中 $RES_{g(x)}[f(x)]$ 代表以 $g(x)$ 除 $f(x)$ 所得的余式。

BAS码在偶数帧中发送,而相关的纠错比特在后随的奇数帧中发送。每个BAS码的比特或纠错比特使用表2/H.221所示顺序发送,以防止出现模拟的帧定位信号:

表 2/H.221

比特位置	偶数帧	奇数帧
9	b_0	P_2
10	b_3	P_1
11	b_2	P_0
12	b_1	P_4
13	b_5	P_3
14	b_4	P_5
15	b_6	P_6
16	b_7	P_7

若满足下述条件则解码的 BAS 值是有效的:

- 接收设备处于帧定位和复帧定位状态,
- 在同一个子复帧中收到的 FAS 只有二个或少于2个的误码。

不然的话, 可将解码的 BAS 值置之不顾。当接收设备真正出现帧定位失步时, 必须消除前三个解码的 BAS 值带来的变化, 并回复到前第四个解码的 BAS 值所确定的状态。

BAS 采用特征码的方法编码。

头3个比特 (b_0, b_1, b_2) 代表特征数, 用来表明笼统的指令或性能, 其次的5个比特 (b_3, b_4, b_5, b_6, b_7) 则用来标志具体的指令或性能。规定的特征码如下:

- 000 音频编码指令: 数值在附件 A 规定。
- 001 传送速率指令: 数值在附件 B 规定。
- 010 视频和其他指令: 数值在附件 D 规定。
- 011 数据指令: 数值在附件 E 规定。
- 100 终端设备容量: 数值在附件 C 规定。

附件 A 根据音频编码方式和比特率, 规定了许多种模式。由于生效的 BAS 指令码值是使用于下一个子复帧, 组态将会每隔20ms 改变一次。这种情况同样适用于视频和数据指令 BAS。该 BAS 用来控制余下容量的各种组态的子模式。

当输入的比特 A (参见 § 2.3) 置1时, 对方的接收设备不处于复帧定位状态, 因而新的 BAS 值不立即生效。

容量 BAS 需要对方终端设备作出回答, 因而当输入信号处于帧失步状态时, 不要随便发送性能 BAS。有关信令程序的其他资料参见建议 G. 725。

4 应用通路 (AC)

应用通路占用每个帧中公务通路的比特17到80, 对用户提供6.4 kbit/s 的可用比特率。可以根据不同用途的需要, 在应用通路中插入各种信息, 尤其是可以插入前向纠错信息或端对端加密信息。这两种信息都取决于用途的要求。

在适宜的场合可以使用 AC 开通符合 OSI (开路系统互连) 协议的消息通路。有了这个消息通路, 就可以按照传送协议和会晤协议 (a transport and a session protocol) 来控制音频通路和数据通路的使用。例如, 一旦指令/回答过程已经同意开通一个连接, 则需要使用 BAS 来调整可供数据使用的容量。

AC 的应用例示于附录 I。

5 在比特1到7中非音频信息的接入

按照附件 A 使用 (000) 特征码可以对数据通路进行静态的或动态的容量分配, 最大容量可达56 kbit/s。在某些应用中可能会要求将应用通路和数据通路合并以取得容量高达62.4 kbit/s 的单个用户数据通道。

除非被 BAS 码 (010)、(011) 指派用于其他用途, “数据通路” 都被当作单一的非视频信息流处理。在这种场合, 接入可以按照标准化的程序 (例如 I. 461, I. 462, I. 463) 实现。数据的发送顺序与从数据终端设备或数据终端适配器中接收的顺序相同。

出现非零的视频指令 BAS (010) 时, 数据通路将被分配用于活动图象信息, 但是仍可以使用非零的数据指令 BAS (011) 将其中的一部分抽出供其他数据用途使用。

附件 A

(建议 H. 221 的附件)

BAS 编码使用的特征码 000

特 征 比特 b ₀ -b ₂	特 征 值 比特 b ₃ -b ₇	意 义	
000 音频编码	00000	“中性电路”，(未使用 62.4 kbit/s 用户数据) PCM [G. 711] (舍位到 7 比特) (注 1) (注 2)	
	S0010	A 律；数据速率为 0 或 6.4 kbit/s 模式 0F	
	S0011	μ 律；数据速率为 0 或 6.4 kbit/s 模式 0F	
	S0001	32 kbit/s ADPCM，数据速率为 24 或 30.4 kbit/s (注 3)	
		64 kbit/s 未定帧模式 (注 4)	
	00100	PCM A 律 模式 0	
	00101	PCM μ 律 模式 0	
	00110	子带—ADPCM G. 722 模式 1 (注 5)	
	00111	0 kbit/s；数据速率 64 kbit/s 模式 10	
		可变比特率音频编码	
	S1000	G. 722 56 kbit/s；数据速率为 0 或 6.4 kbit/s 模式 2	
	S1001	G. 722 48 kbit/s；数据速率为 8 或 14.4 kbit/s 模式 3	
	S1010 ... S1110	} 留供比特率低于 48 kbit/s 的音频编码使用 (注 6)	
	S1111		0 kbit/s；数据速率为 56 或 62.4 kbit/s 模式 9 (注 7)
	10000		空闲
101xx	空闲		

注 1 — 在音频 PCM 解码器中第 8 比特固定为 0。

注 2 — S 比特置 1 时表示应用通路和数据通路合并组成一个单一的用户数据通道。这两个通路的合并方法见图 A-1/H. 221 所示 14.4 kbit/s 的例。

注 3 — 编码律及数据和音频在 64 kbit/s 通路的每个字节中各自占用的位置都在研究中。

注 4 — 特征值 001×× 的含意是切换到未定帧模式。在接收方向，只有在恢复了帧定位和复帧定位后才能回复到定帧模式。这个过程可能需要 2 个复帧周期 (即 320 ms)。

注 5 — 64 kbit/s 通路中，每个字节的比特分配如下：

音频比特率	1	2	3	4	5	6	7	8
64 kbit/s	H	H	L	L	L	L	L	L
56 kbit/s	H	H	L	L	L	L	L	S
48 kbit/s	H	H	L	L	L	L	D	S

S=公务通路

D=数据通路

H=高频段音频

L=低频段音频

56 和 48 kbit/s 的比特率分别是建议 G. 722 的模式 2 和 3。

注 6 — 比特率为 40-32-24-16-8 kbit/s 的音频编码方法需要进一步研究。

注 7 — 56 (或 62.4) kbit/s 全部用于数据，因而不具备音频通路。

比特编号		8 比特组编号
7	8	
1	FAS	1
2		2
·	BAS	·
·		·
8	BAS	8
9		9
·	18	·
·		·
16	18	16
17		17
19	20	18
·	·	·
·	·	·
143	144	80

图 A-1/H. 221
混合的14.4 kbit/s 数据的比特编号

附件 B

(建议 H. 221的附件)

BAS 编码使用的特征码001

特征比特 $b_0 - b_2$	特征值比特 $b_3 - b_7$	意 义
001传输速率	00000	64 kbit/s
	00001	64 kbit/s (音频) + 64 kbit/s (数据/视频)
	00010	64 kbit/s (音频) + 64 kbit/s (数据/视频)
		作为一个单独的128 kbit/s 通路处理
	01010	384 kbit/s: 64 (音频) + 320 (视频)
	01011	64 (音频) + 256 (视频) + 64 (数据)
	01100	768 kbit/s: 64 (音频) + 704 (视频)
	01101	64 (音频) + 640 (视频) + 64 (数据)
	01110	1152 kbit/s: 64 (音频) + 1088 (视频)
	01111	64 (音频) + 1024 (视频) + 64 (数据)
	10000	1536 kbit/s: 64 (音频) + 1472 (视频)
	10001	64 (音频) + 1408 (视频) + 64 (数据)
	10010	1920 kbit/s: 64 (音频) + 1856 (视频)
	10011	64 (音频) + 1792 (视频) + 64 (数据)

附 件 C

(建议 H. 221 的附件)

BAS 编码使用的特征码100

特征比特 $b_0 - b_2$	特征值比特 $b_3 - b_7$	意 义
100 终端设备功能	00000	中性 (注1)
	00001	G. 725 0 型—A 律 (注2)
	00010	G. 725 0 型— μ 律
	00011	G. 725 1 型—G. 722
	00100	G. 725 2 型—G. 722+数据
	00101	} 留供音频功能使用
	...	
	00110	
	00111	留供国内使用
	01000	非标准的视频功能 (注3)
	01001	} 留供视频功能使用
	...	
	01110	
	01111	留供国内使用
	10000	非标准的系统功能 (注3)
	10001	2B 传输速率功能 (注4)
	10010	3B 传输速率功能 (注4)
	10011	4B 传输速率功能 (注4)
	10100	5B 传输速率功能 (注4)
	10101	6B 传输速率功能 (注4)
10110	留供转换速率功能	
10111	留供国内使用	
11000	300bit/s 数据功能 (注5)	
11001	1200bit/s 数据功能 (注5)	
11010	2400bit/s 数据功能 (注5)	
11011	4800bit/s 数据功能 (注5)	
11100	6400bit/s 数据功能 (注5)	
11101	8000bit/s 数据功能 (注5)	
11110	9600bit/s 数据功能 (注5)	
11111	14400bit/s 数据功能 (注5)	

注1 — 中性值表示终端设备当前的功能未变。

注2 — 类型0, 1和2的定义如建议 G. 725的 § 2。

— 0型终端设备只能工作于模式0 (PCM)。

— 1型终端设备最好工作于模式1 (G. 722), 但也可工作于模式0。

— 2型终端设备最好工作于模式2 (G. 722+H. 221), 但也可工作于模式1和0。

注3 — 若被发送出去 (外加的), 则表示具有改进的视频算法的解码方法或具有改进的全系统功能。这将在别处规定。

注4 — 可以使用若干个 B 通路的功能就是具有可以使用较少通路的功能。

注5 — 数据功能只指明一种速率。如果可以有多种速率, 则数据功能应逐个发送。

附件 D

(建议 H. 221 的附件)

BAS 编码使用的特征码 010

特征比特 b_0-b_2	特征值比特 b_3-b_7	意 义
010 视频及其他指令	00000	没有视频；视频被断开
	00001	$m \times 64$ kbit/s 的标准视频
	00010	视频接入，使用改进的算法
	00011	属于建议 H. 261 的标准视频
	
	11111	转到非标准系统模式

附件 E

(建议 H. 221 的附件)

BAS 编码使用的特征码 011

特征比特 b_0-b_2	特征值比特 b_3-b_7	意 义
011 数据指令	00000	没有数据；数据被断开
	00001	AC 中的 300 bit/s 分配给数据（每个帧中最后 3 个 8 比特组的比特 8）
	00010	AC 中的 1200 bit/s 分配给数据（每个帧中最后 12 个 8 比特组的比特 8）
	00011	AC 中的 4800 bit/s 分配给数据（每个帧中最后 48 个 8 比特组的比特 8）
	00100	AC 中的 6400 bit/s 分配给数据（整个 AC）
	00101	8000 bit/s 分配给数据（比特 7）
	00110	9600 bit/s 分配给数据（比特 7 + 每个帧最后 16 个 8 比特组的比特 8）
	00111	14.4 kbit/s 分配给数据（比特 7 + AC）
	
	10000 到 10111	} 留供数据终端设备接口状态的信息交换使用
	
	11111	速率可变的数据；数据被接入（注）

注 — 视频接入时，可变数据的全部容量都用于视频。

附录 I

(建议 H. 221 的附录)

应用通路的使用实例

I.1 二进制信息

应用通路的每个比特都可用来传送一个 100 bit/s 通路的信息,每秒重复 100 次。若将奇数帧和偶数帧加以辨别,则每个比特可以传送二个 50 bit/s 通路的信息。如果使用复帧定位,则每个比特可以传送 16 个通路的信息,每通路的速率为 6.25 bit/s。

这类信息的例子是:在电话会议中使用一个比特使编码器时钟与接收时钟同步,或作为话筒编号标志,或作为使用图片模式的标志等等。

I.2 同步的消息型通路

由于应用通路中每个比特代表 100 bit/s 的比特率,因此可以将工作于 $n \times 100$ bit/s 的任一同步通路插入应用通路。一个例子是:在会议电视中,管理多点会议使用的 4 kbit/s 消息通路。

另一种可能性是按照 CCITT 建议 X. 30/I. 461:“ISDN 对以 X. 21 和 X. 21 为依据的 DTE (数据终端设备)的支援”的情况插入符合 CCITT 建议 X. 1 所规定的比特率之一的数据通路。目前的帧结构与建议 X. 30/I. 461 的帧结构在两个方面是一致的:

- 具有相同的长度 (8 kbit/s 的承载通路是 80 个比特);
- 每帧需要 63 个比特 (定帧信息使用的 17 个比特不予发送),与这个帧结构具有的 64 个比特可以适配。

I.3 不同步的消息型通路

在不同步的终端设备的场合,建议 X. 1 比特率也是恰当的。可以使用的标准为参考文献 [1] 中所规定的那样。这个标准也采用相同于上述建议 X. 30/I. 461 的 80 比特帧结构。因此应用通路必要时也可以采用这个 ECMA 标准。

I.4 纠错和加密

必要时可在应用通路中发送前向纠错信息和加密信息。使用的比特率和协议将根据用途决定。

参 考 文 献

- [1] ECMA-TAxx *Bit-rate adaption for the support of synchronous and asynchronous terminal equipment using the V-Series interfaces on a PSTN.*

建 议 H. 222

可视音频电信业务中 384-1920 kbit/s 通路的帧结构

(1988 年订于墨尔本)

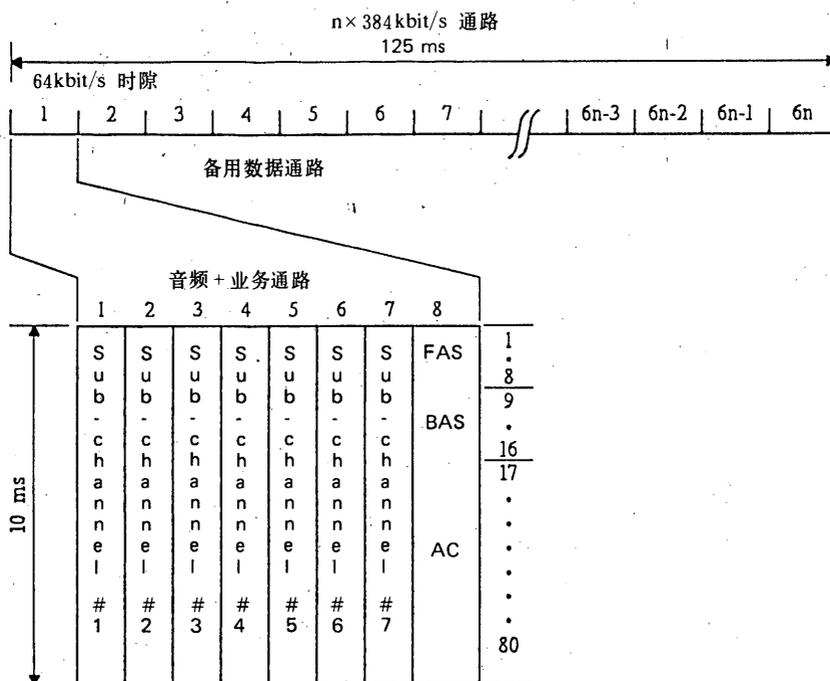
1 领域

本建议提供一种复接机制,可以将音频、视频、数据、控制和标志等多手段业务信号复接到可视音频电信业务的 $n \times 384$ kbit/s ($n=1$ 到 5) 通路中。

2 基础结构

本复接结构以发送速率为8kHz的一组8比特组为基础，如建议 I. 431所述。

$n \times 384$ kbit/s 通路含有64 kbit/s 的时隙 $6 \times n$ 个（参见图1/H. 222）。第1个64 kbit/s 时隙的帧结构符合建议 H. 221的规定，它包含帧定位信号（FAS），比特率分配信号（BAS）和应用通路（AC）。



T1501340-88

FAS: 帧定位信号（注）
BAS: 比特率分配信号
AC: 应用通路

注一称为FAS的这个组，也可以包含帧定位以外的其他信息。

图 1/H. 222

$n \times 384$ kbit/s 可视音频电信业务的帧结构

3 BAS 码

在 $n \times 384$ kbit/s 通路中，用于分配音频、视频和数据信号的专用代码示于建议 H. 221有关特征码“001”的附件 B 中。

4 数据传输

在相应的 BAS 码的控制下可以将一个64 kbit/s 数据通路分配到 $n \times 384$ kbit/s 通路的第4时隙。对于多于一个64 kbit/s 数据通路的规定有待进一步研究。

5 应用通路中比特的分配

在使用 $n \times 384$ kbit/s 传输的可视音频电信业务中，应用通路用来传送控制和标志信号，消息通路等等。比特的分配在研究中。

$n \times 384$ kbit/s 可视音频业务的编解码器

(1988年订于墨尔本)

CCITT,

鉴于

- (a) 用户对会议电视业务有很大的需求;
- (b) 可以使用数字传输满足此种需求, 其速率可以是 H_0 速率或其倍数, 直至一次群速率;
- (c) ISDN 可望在某些国家使用, 该 ISDN 可以提供 H_0 速率的交换型传输业务;
- (d) 世界各地存在不同的数字体系和不同的电视标准。这个事实给制订国际连接中的编码方法和传输标准带来复杂的问题;
- (e) 可能会出现使用 ISDN 基本入口的可视电话业务, 因此应该有可能找到可以将可视电话终端设备和会议电视终端设备互相连接的办法;
- (f) 使用数字一次群传输的与会议电视有关的建议 H. 120 只是正在发展的建议系列中的第1个建议;

意识到

视频编码和比特率压缩的研究和开发工作正处发展过程, 其结果将会在今后的研究期内对比特率为 64kbit/s 整倍数的可视电话和会议电视提出更多的建议。因此可以认为本建议是正在发展的建议系列中的第2个建议。

并注意到

CCITT 的基本目标是对国际连接推荐唯一的解决办法;

建议

国际会议电视连接除了使用符合建议 H. 120 的编解码器之外, 还可使用具有下述信号处理方式和接口特性的编解码器。

注1 — 这类编解码器也可适用于不需要完整的广播质量的某些电视业务。

注2 — 对来自或进入符合建议 H. 120 的编解码器的信号进行代码变换的设备正在研究中。

注3 — 大家认为, 目标是为 H 系列建议所规定的 $n \times 384$ kbit/s 编解码器和 $m \times 64$ kbit/s 编解码器提供相互之间配合运行的能力。配合运行将以 $m \times 64$ kbit/s 为基础, 其中的 m 值在研究中。

1 领域

本建议叙述速率为 $n \times 384$ kbit/s 的可视音频业务的编码方法和解码方法, 其中的 n 是1到5。关于可能将这个范围扩大以满足上述注3的要求的问题在研究中。

2 主要指标

编解码器的方框简图见图1/H. 261。

2.1 视频输入和输出信号

为了使625行、525行和行数在两者之间的电视信号的使用问题可以使用一个建议予以概括, 图象编码按一个通用的中间格式进行。输入输出电视信号的标准, 可能是例如复合的或分量的、模拟的或数字的、以及完成中间编码格式与所需信号格式之间必须的转换方法, 本建议中均不涉及。

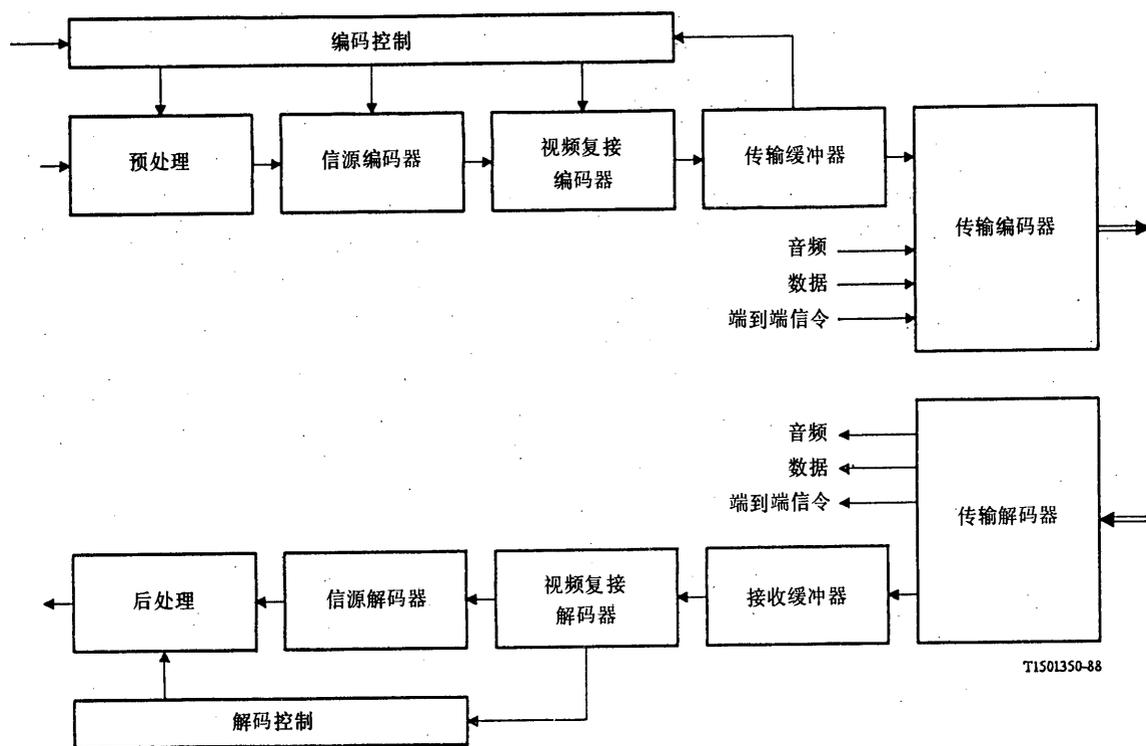


图 1/H.261
编解码器的方框简图

2.2 数字输出和输入信号

1544或2048 kbit/s 一次群速率的数字入口使用建议 I. 431所述的空出的时隙。
使用 ISDN 基础入口的接口在研究中 (建议 I. 420)。

2.3 抽样频率

采用视频行速率的整倍数对图象进行抽样。该抽样时钟与数字网时钟不同步。

2.4 信源编码算法

采用画面之间的预测和对余下信号进行变换编码这两者的混合方法。使用画面之间的预测是为了压缩其时域冗余量, 使用变换编码法是为了降低空域冗余量。解码器具有活动补偿的能力; 该技术可以根据使用者的选择加入编码器内。

2.5 音频通路

音频信号按建议 G. 722模式2的方法编码。它与控制和标志信息合并, 然后在符合建议 H. 221的一个64 kbit/s 时隙中传送。

2.6 数据通路

建议 H. 221允许将承载音频信息的64 kbit/s 时隙留出一部分供附加的数据传输使用。

此外, 还可以在通常用于视频的时隙中重新安排一个时隙作为64 kbit/s 数据通路。关于进一步增加这类通路的可能性问题在研究中。

2.7 传输的对称性问题

本编解码器可用于双向的或单向的可视音频通信。

2.8 误码处理方式

在研究中。

2.9 传播时延

在研究中。

2.10 附加功能

在研究中。

3 信源编码器

3.1 信源格式

信源编解码器工作于每秒出现30000/1001（约29.97）次的非隔行插入的画面。画面频率的容差是±50ppm。

画面按一个亮度分量和二个色差分量（ Y , C_R , C_B ）进行编码。这些分量和代表其样值的代码都与 CCIR 建议601所规定的相同。

黑色 = 16

白色 = 235

零值色差 = 128

峰值色差 = 16和240

这些数值都是标称值，编码算法将对0到255的输入值进行运算。

编码时，亮度抽样结构是正交排列，每画面288行，每行352个象素。对二个色差分量中每个分量进行的抽样是144行，每行176个象素，正交型。色差样值的位置安排方法是使色差样值象素块的边缘与亮度象素块的边缘重合如图2/H. 261所示。这些象素的数目和行的数目所复盖的画面具有4:3的宽高比，相当于地方标准视频输入信号的有效部分。

注 — 每个行的象素数量与对525行或625行信源的亮度信号和色差信号的有效部分分别使用6.75 MHz 和3.375 MHz 所进行的抽样是兼容的。这些频率与 CCIR 建议601的频率之间有一个简单的关系。

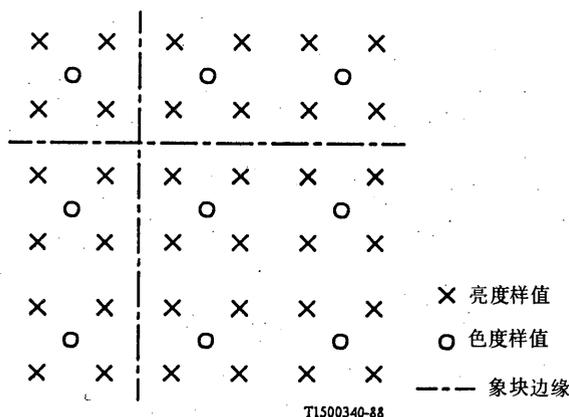


图 2/H. 261

亮度样值和色度样值的定位

3.2.3 环路滤波器

预测过程可以使用二维空域滤波器加以修改。该滤波器对被预测象块内的象素进行操作。

可以将滤波器分解为具有一维的水平功能和垂直功能。这二者都具有系数为 $1/4$, $1/2$, $1/4$ 的非递归型结构。在象块的边缘,可能会有一个抽头落在象块之外,这时可将边缘象素供二个抽头使用。在2D(二维)滤波器输出端用舍位法取得的8比特整数值仍然会保留完整的算术精确度。分数部分等于二分之一的值都被舍去。

滤波器的接入或断开是按象块一个一个进行的,它的标志方法在研究中。

3.2.4 变换器

发送的象块使用可以分解的 8×8 维离散余弦变换进行编码。正变换的输入信号和逆变换的输出信号都具有9个比特。变换的算术计算程序在研究中。

注 — 正变换的输出和逆变换的输入可能要12个比特。

3.2.5 量化

量化器的数量、特性和分配都在研究中。

3.2.6 限幅

为避免变换系数幅值的量化失真在编码器和解码器环路内引起算术溢出,插入一个限幅功能。除去逆变换的限幅功能外,在编码器和解码器中对由预测值和和编码过程中修饰过的预测误差相加所形成的重建画面也加上限幅功能。该限幅器对产生的低于0和大于255的象素值进行操作,使其分别变为0和255。

3.3 数据速率的控制

可以改变其参数用以控制编码视频数据产生速率的环节包括;信源编码器之前的处理,量化器,象块重要性判别准则和时域再抽样。这些措施在整个控制对策中所占的比重不受建议的约束。

一经引用,时域再抽样就是丢掉整帧画面。经内插的画面不放入图象存储器。

3.4 强制性更新

这个功能是以强制使用 INTRA 模式的编码算法实现的。更新的时间间隔及模式在研究中。

4 视频复接编码器

4.1 数据结构

注1 — 除非另有规定,最高有效比特总是首先发送。

注2 — 除非另有规定,比特1总是第1个发送。

注3 — 除非另有规定,所有不用的或备用的比特都置1。

4.2 视频复接方式

4.2.1 画面的报头

画面报头的结构见图4/H. 261。丢弃的画面不发送报头。

PSC	TR	TYPE1	PEI	PARITY	PSPARE
-----	----	-------	-----	--------	--------

图 4/H. 261
画面报头结构

4.2.1.1 画面开始码 (PSC)

是一个21个比特的独一无二的字，不会被无误码的数据所模仿。它的值在研究中。

4.2.1.2 时域参考量 (TR)

是对29.97Hz 的画面进行模32计数而取得的一个5比特数。

4.2.1.3 类型信息 (TYPE1)

是关于整个画面的信息：

比特1 分屏标志。“0”断，“1”通。

比特2 文件摄象机。“0”断，“1”通。

比特3 解除冻结画面。在研究中。

比特4 在研究中。可能的用途包括活动补偿的使用标志和环路滤波器倒换方法的标志。

比特5 分类的数目。“0”为1，“1”为4。

比特6到12 在研究中。

4.2.1.4 额外插入的信息 (PEI)

用来标志出现下述二种备用数据场的二个比特。

4.2.1.5 奇偶检校信息比特 (PARITY)

提供备用，只是在第1个PEI比特置1时才出现。有8个奇偶检校比特，每个比特都代表前一个画面周期中对应于本地解码的 Y ， C_R 和 C_B 的PCM值的比特平面的集合的奇数奇偶检校值。

4.2.1.6 备用信息 (PSPARE)

当第2个PEI比特置1时，出现16个比特。这些比特的用途在研究中。

4.2.2 象块组报头

一个象块组 (GOB) 包含各有44个亮度象块的行 $2k$ 个，各有22个 C_R 象块的行 k 个和各有22个 C_B 象块的行 k 个。 k 的值在研究中。

象块组报头的结构如图5/H. 261所示。除去被丢掉的画面的报头以外，所有的GOB报头都予以发送。

GBSC	GN	TYPE2	QUANT1	GEI	GGMV	GSPARE
------	----	-------	--------	-----	------	--------

图 5/H. 261
象块组的报头结构

4.2.2.1 象块组开始码 (GBSC)

是一个16比特的字, 0000000000000001。

4.2.2.2 象块组的号码 (GN)

是一个 m 比特的数, 用来表明象块组的垂直位置。 m 是大于或等于 $\log_2(18/k)$ 的一个最小整数值。在画面的顶部 GN 是1。

注 — GBSC 与后随的 GN 加在一起不会被没有误码的视频数据所模仿。

4.2.2.3 类型信息 (TYPE2)

TYPE2 具有 p 个比特, 用来提供象块组中所有被发送象块的信息。 p 的值在研究中。

比特1 置“1”时, 表明 GOB 中所有被发送的象块都用 INTRA 模式编码并且没有象块定址数据。比特2到 p 备用, 在研究中。

4.2.2.4 量化器信息 (QUANT1)

是一个 j 比特码字, 用来表明象块组中出现 QUANT2 码字的象块。这些象块和它们的码字以及 j 的值都在研究中。

QUANT1 究竟是放在 GOB 报头还是放在画面报头的问题在研究中。

4.2.2.5 额外插入的信息 (GEI)

在研究中。

4.2.2.6 象块组的总合活动矢量 (GGMV)

在研究中。

4.2.2.7 备用信息 (GSPARE)

在研究中。

4.2.3 象块数据的定位

n 个发送象块的数据结构示于图6/H. 261。 n 的值和顺序都在研究中。不需要的成分都被略去。

BA	YTPE3	QUANT2	CLASS	MVD	TCOEFF1	EOB	...	TCOEFF _n	EOB
----	-------	--------	-------	-----	---------	-----	-----	---------------------	-----

图 6/H. 261
发送象块的数据结构

4.2.3.1 象块地址 (BA)

是一个变字长码字, 用来表明象块组中 n 个象块的位置。将相对定址和绝对定址组合使用的变字长码字在研究中。

象块的发送顺序和定址方式都在研究中。

TYPE2 的比特1为“1”时不包含 BA。在下一个 GOB 报头之前, 从上述的发送顺序开始并按该顺序延续下去, 一共可以发送个数最多为 $132k$ 的象块。

4.2.3.2 象块类型信息 (TYPE3)

是一个变字长码字,用来表明象块的类型和出现的是那些数据成分。象块的类型和变字长码字都在研究中。

4.2.3.3 量化器 (QUANT2)

是最多为 q 个比特的码字,用来表示对变换系数进行量化时使用的码表。 q 的值和码字都在研究中。QUANT2出现在 QUANT1所表示位置后面的第一个发送的象块内。

4.2.3.4 分类指数 (CLASS)

TYPE1的比特5置“1”时出现 CLASS。它指出亮度象块系数采用的是4个可用发送序列顺序中的那一个顺序。若 TYPE1的比特5置“0”,则亮度象块系数采用没有 CLASS 时的顺序发送。

色度象块系数使用一种序列顺序发送。

CLASS 的码字和序列的顺序都在研究中。

4.2.3.5 活动矢量数据 (MVD)

矢量数据的计算方法在研究中。

矢量数据为0时,使用 TYPE3作为它的标志信号,并且不出现 MVD。

矢量数据不为0时,出现 MVD。它包含水平分量变字长码字和跟在后面的垂直分量变字长码字。

矢量分量的变字长编码在研究中。

4.2.3.6 变换系数 (TCOEFF)

量化后的变换系数按照 CLASS 所规定的顺序发送。总是先发送 DC 分量。位于最后非零系数后面的系数不予发送。

编码方法和码表在研究中。

4.2.3.7 象块结尾标记 (EOB)

EOB 的码字及用法在研究中。对一象块来说不具有变换系数的 EOB 是允许的。

4.3 多点的考虑

4.3.1 冻结画面请求

促使解码器将接收的画面冻结,直到收到解除冻结的信号为止。这个控制信号的发送方法在研究中。

4.3.2 快速更新请求

促使编码器将其传输缓冲器空出,并以 INTRA 模式对下一个画面进行编码,编码时采用适当的编码参数以防止缓冲器上溢。这个控制信号的发送方法在研究中。

4.3.3 数据的连续性

在交换型多点连接中,为保证数据通路的连续性而采用的协议由消息通路处理。在研究中。

5 视频数据的缓冲

编码器中传输缓冲器的规模及其与传输速率的关系在研究中。

传输缓冲器不允许出现上溢和下溢。防止下溢的办法在研究中。

6 传输编码器

6.1 比特率

包括音频通路和备用数据通路在内的净的比特率是384 kbit/s的整倍数，最高可达1920 kbit/s。编码器输出时钟信号的时钟源及其稳定度都在研究中。

6.2 视频时钟的码速调整

不提供视频时钟的码速调整。

6.3 帧结构

6.3.1 384—1920 kbit/s通路的帧结构

帧结构在建议 H. 222中规定。

6.3.2 应用通路中比特的分配

在研究中。

6.3.3 时隙的位置安排

按照建议 I. 431的规定。

6.4 音频编码方式

如建议 G. 722，在第1个时隙中的56/48 kbit/s 音频，0/8 kbit/s 的数据和8 kbit/s 的公务通路。在通路输出端，编码音频信号与编码视频信号之间的相对时延在研究中。

6.5 数据传输

可以分配1个或多个时隙分别作为64 kbit/s 的数据通路使用。第1个通路使用第4个时隙。

其他通路的位置安排和总比特率较低时对利用率的合理限制问题都在研究中。用以标志正在使用这些数据通路的 BAS 码在建议 H. 221中规定。

6.6 误码处理方法

在研究中。

6.7 加密方法

在研究中。

6.8 码序列独立性的限制

在研究中。

6.9 网络接口

一次群速率的接口使用建议 I. 431规定的出空的时隙。

对于1544 kbit/s 的接口，预定的 H_0 通路是时隙1到6。

对于2048 kbit/s 的接口，预定的 H_0 通路是时隙1-2-3-17-18-19。

使用 ISDN 基础通路口的接口在研究中（参见建议 I. 420）。

第 二 部 分

J 系列建议

声音节目传输和电视传输

PAGE INTENTIONALLY LEFT BLANK

PAGE LAISSEE EN BLANC INTENTIONNELLEMENT

第一章

关于声音节目传输的一般建议

建议 J.11

声音节目传输的假设参考电路^{①②③}

(1972年于日内瓦；1976年修订于
日内瓦，1988年修订于墨尔本)

地面系统和静止卫星业务系统

CCITT,

鉴于

- (a) 有必要规定一个假设参考电路，用以制订性能设计标准；
- (b) 该假设参考电路可以允许不同类型的声音节目电路在共同的基础上进行比较；

一致建议

(1) 对于由无线电或电缆提供的地面声音节目传输系统（示于图 1/J.11），其假设参考电路应具有如下的主要特征：

- 两个音频点（B 和 C）之间全长为 2500 km；
- 两个中间音频点（M 和 M'）将电路划分为三个等长区段；
- 三个区段经分别调整后可以直接互连，不需另作任何全程调整或校正；

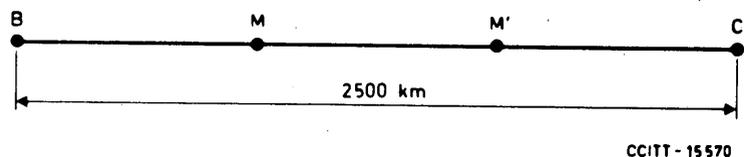
(2) 通过静止卫星业务系统（示于图 2/J.11）传输的声音节目，其假设参考电路应具有以下主要特征：

- 一个链路：地球站 — 卫星 — 地球站，
- 分别将基带变换到无线电频率和将无线电频率变换到基带的一对调制和解调设备。

① 本建议与 CCIR 建议 502 相当。

② 本建议所规定的假设参考电路对模拟系统和数字系统都可适用。

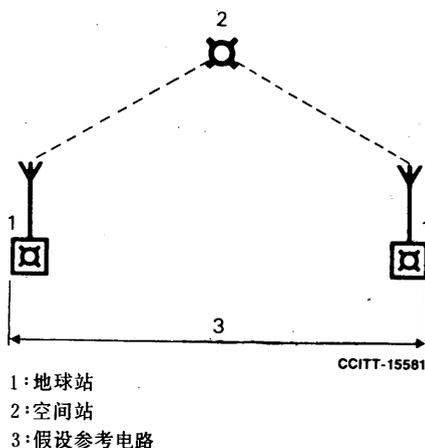
③ 或许需要规定其他的电路供维护使用。本建议的附件 A 示有一个例子。



CCITT - 15570

图 1/J.11

地面系统声音节目传输的假设参考电路



CCITT-15581

- 1:地球站
- 2:空间站
- 3:假设参考电路

图 2/J.11

静止卫星业务系统声音节目传输的假设参考电路

附件 A

(建议 J.11 的附件)

一个国际声音节目连接的实例

图 A-1/J.11 是一个典型国际声音节目连接的实例，其中：

- A 点被作为国际声音节目连接的发送端，它可以是节目的发源地（播音室或室外地点）；
- D 点被作为国际声音节目连接的接收端，它可以是一个节目综合站、录音中心或广播站；
- 市内声音节目电路 AB 将 A 点接到国际声音节目电路 BC 的发送端 B 点；
- 市内声音节目电路 CD 将国际声音节目电路 BC 的接收终端站接到 D 点。

不应认为假设参考电路与上述任何一种声音节目电路完全相同，或与文献 [1] 中规定用于维护用途的电路完全相同。但是这些电路中的若干电路显示的结构可能与假设参考电路相同。这类电路是：

- 包含三个音频段的国际声音节目连接；
- 由三个音频段组成的单个声音节目电路。

在这种场合，为假设参考电路制订的性能标准也适用于这些电路。

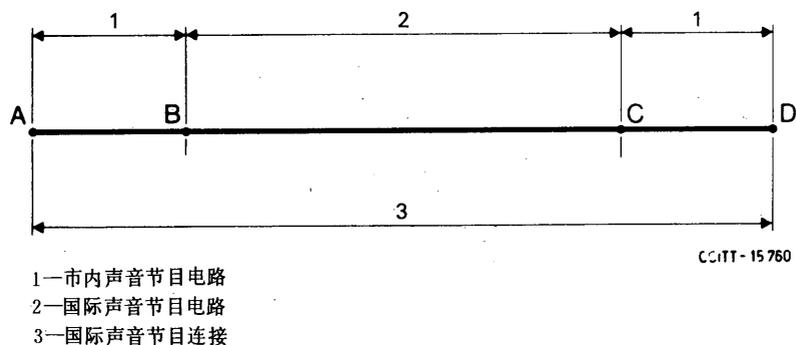


图 A-1/J.11
一个国际声音节目连接

参 考 文 献

- [1] *Maintenance: international sound-programme and television transmission circuits. Recommendations of the N Series. Fascicle IV.3.*

建 议 J. 12

在国际电话网中建立的声音节目电路的类型

(以前的建议 J. 11; 1972 年和 1980 年
修订于日内瓦, 1988 年修订于墨尔本)

国际电报电话咨询委员会认可的各种声音节目电路定义如下。

注 — 为了本建议和 J 系列其他建议的需要, 将声音节目电路按标称的有效传输带宽分类。为方便起见, 在以下各节的每种设备项目下面给出主管部门所称谓的对应电路类型 (参见建议 D. 180 [1])。

1 15 k Hz 声音节目电路

这种类型的电路推荐用于高质量单声道节目传输。在某种安排下也推荐用于立体声传输。它相当于建议 D. 180 [1] 所指的“甚宽频带电路”或者“立体声”电路, 根据其用途而定。

适用于单声道传输和立体声传输的 15 kHz 声音节目电路的工作特性在建议 J. 21 规定。模拟传输适用的设备在建议 J. 31 规定, 数字传输适用的设备在建议 J. 41、G. 735 和 G. 737 规定。

2 10 kHz 声音节目电路

这类电路以前称为“A 型标准节目电路”, 只推荐在单声道传输中使用。它相当于建议 D. 180 [1] 所指的“宽带电路”。10 kHz 声音节目电路的工作特性在建议 J. 22 中规定。适用的实现方法见建议 J. 32。

注 — 建议 J. 22 和 J. 32 刊载于红皮书卷 IV. 4, ITU, 日内瓦, 1985。

3 窄带声音节目电路 (7 kHz 和 5 kHz 类型的声音节目电路)

这类电路推荐用于:

- 建立为数较多的临时性声音节目电路, 用来传送人们广泛关心的事件 (如体育比赛) 的评论和报导;
- 建立主要用于语言传输的永久性声音节目电路或连接播音室和长波、中波或短波发射机的永久性声音节目电路。

窄带声音节目电路的工作特性在建议 J. 23 规定。适用于模拟传输的 7 kHz 电路设备特性在建议 J. 34 规定。

注 — 这类电路属于建议 D. 180 [1] 为资费分类而言的“中等带宽电路”。

4 普通电话电路的使用

利用这类电路传输语言之类的特殊节目时, 有关操作方面的问题可参阅建议 N. 15 [2]。

参 考 文 献

- [1] CCITT Recommendation *Occasional provision of circuits for international sound- and television-programme transmissions*, Vol. II, Rec. D.180.
- [2] CCITT Recommendation *Maximum permissible power during an international sound-programme transmission*, Vol. IV, Rec. N.15.

建 议 J. 13

国际声音节目电路的定义

(以前的建议 J. 12; 1972 和 1980 年
修订于日内瓦)

国际声音节目连接组成部分的定义

下述定义适用于国际声音节目传输。

1 国际声音节目传输

通过国际电信网络传送的, 以在各个国家的广播组织之间进行声音节目资料交换为宗旨的声音传输。这类传输包括声音广播业务通常发送的各种类型的节目资料, 如语言、音乐、电视伴音等等。

2 广播组织 (发送)

通过国际声音节目连接传送的声音节目的发送端的广播组织。

3 广播组织 (接收)

通过国际声音节目连接传送的声音节目的接收端的广播组织。

4 国际声音节目中心 (ISPC)

至少具有一个国际声音节目电路终端的中心, 该中心可将国际声音节目电路和国内声音节目电路连接起来组成国际声音节目连接。

ISPC 负责国际声音节目链路的建立和维护工作, 并对链路的传输情况进行监测。

5 国际声音节目连接

5.1 在广播组织（发送）和广播组织（接收）之间的单向通道，它包含国际声音节目链路及其两端通过国内声音节目电路到达终端广播组织的延伸段（参见图 2/J.13）。

5.2 位于两个广播组织之间的“国际声音节目链路”和国内电路组成“国际声音节目连接”。图 3/J.13 举例说明在实践中会遇到的一种国际声音节目连接。

6 国际声音节目链路（图 2/J.13）

国际声音节目传输所涉及的两个终端国家的 ISPC 之间用于传输声音节目的单向通道。国际声音节目链路可由一个或多个被中间 ISPC 连接起来的国际声音节目电路组成，它也可以包含过境国家的国内声音节目电路。

7 国际声音节目电路（图 1/J.13）

在两个 ISPC 之间的单向传输通道，其中包含一个或多个声音节目电路段（国内的或国际的）以及必要的音频设备（放大器、压扩器等）。

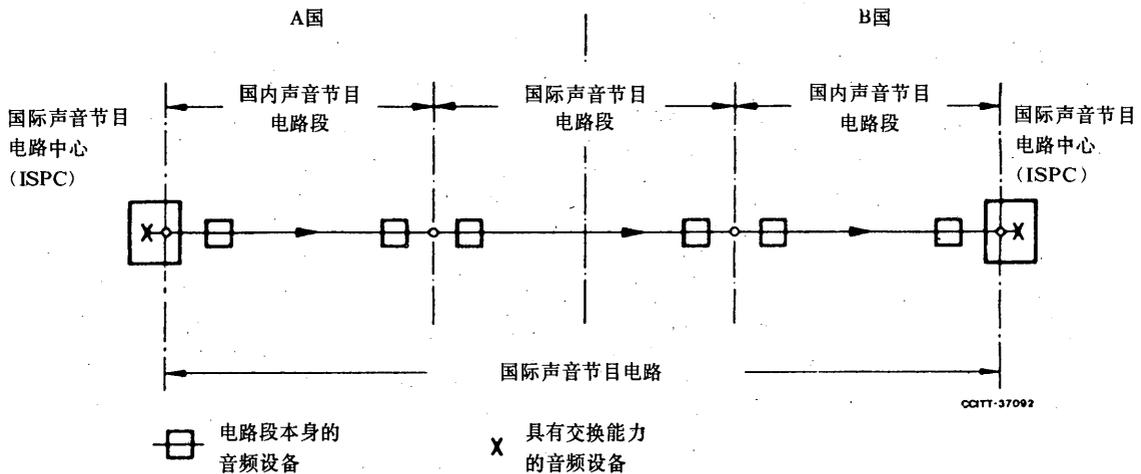


图 1/J.13

由两个国内声音节目电路段和一个国际声音节目电路段组成的一个国际声音节目电路

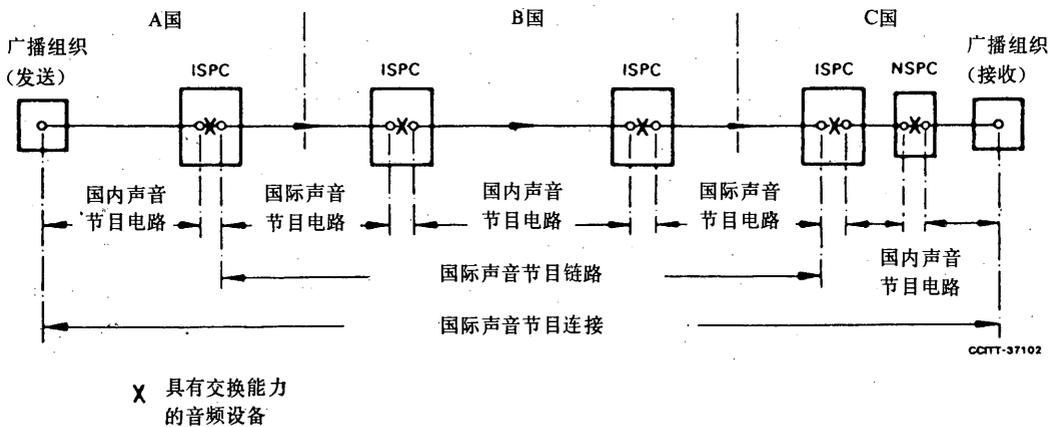
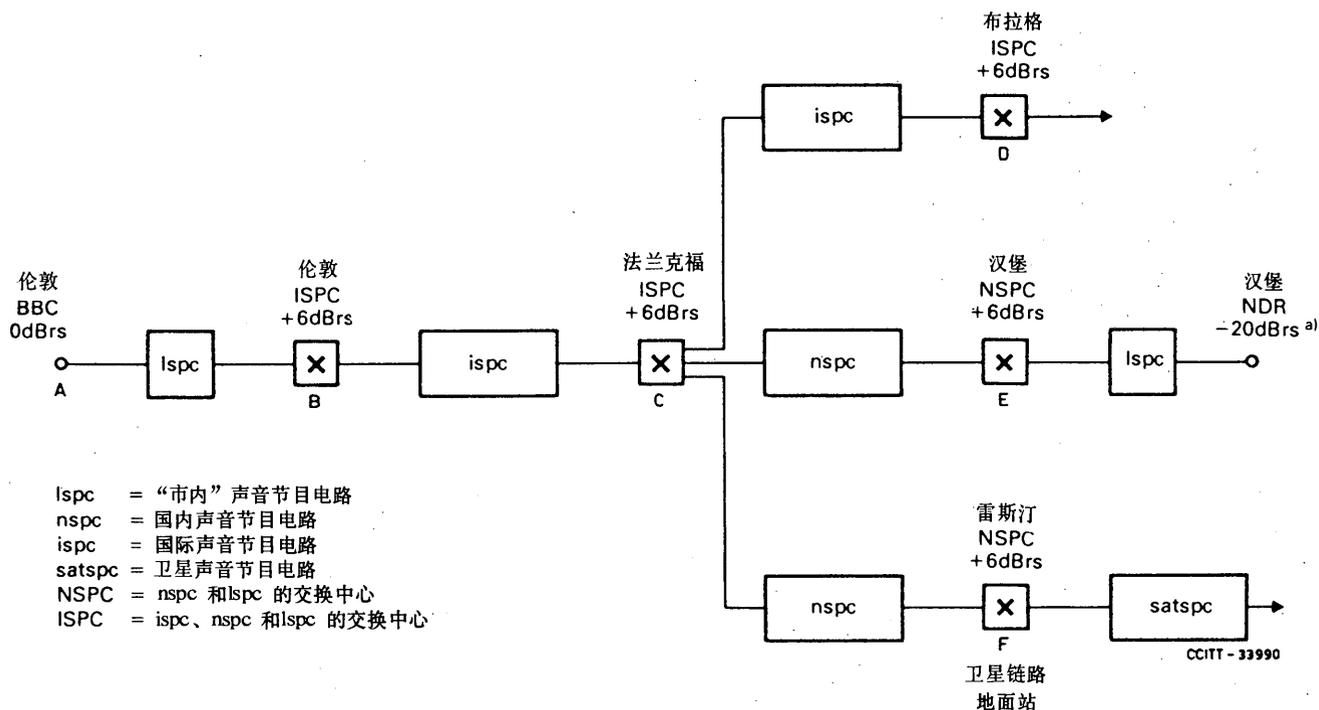


图 2/J.13

由国际及国内声音节目电路组成的一个国际声音节目链路，其中每一端都用国内声音节目电路延伸以构成一个国际声音节目连接



注 — 声音节目信号的最大电平：+9 dBm0s（意即在 0 dBrs 相对电平点为 +9 dBms，在 +6 dBrs 相对电平点为 +15 dBms）。+9 dBms 相当于 3.1V 峰值电压，此值是 2.2V 有效值的正弦信号的最大值。

^{a)}有关主管部门可以根据国内情况选择其数值。

图 3/J.13

一条国际声音节目电路的方框图

8 声音节目电路段 (图 1/J.13)

国际声音节目电路中，位于使用音频进行节目传输的两个站之间的那部分电路。

在国际网路中提供声音节目电路段的常用方法是利用载波声音节目设备。在特殊情况下，声音节目电路段可用其他方法提供，例如使用加有放大的不加感或轻加感的屏蔽对电缆或使用载波对称线对电缆的幻线。

9 国内电路

国内电路将 ISPC 和广播管理机构互连，它可应用于发送端和接收端。国内电路也可以连接国内的两个 ISPC。

10 声音节目传输中的有效传输信号

对于声音节目传输，若某一频率的信号的标准全程损耗与 800 Hz 的标准全程损耗相差不大于 4.3 dB，则该信号就称为有效传输的信号。不要把这个定义与 [1] 中给出的电话电路的类似定义相混淆。

对于声音节目电路，定义有效传输的频率所使用的全程损耗（相对于 800 Hz 的全程损耗）是 1.4 dB，即约为该容限的三分之一。

参 考 文 献

- [1] CCITT Recommendation *General performance objectives applicable to all modern international circuits and national extension circuits*, Vol. III, Rec. G.151, § 1, Note 1.

国际声音节目连接中的相对电平和阻抗

(以前的建议 J. 13; 1972、1976
和 1980 年修订于日内瓦, 1988 年修订于墨尔本)

1 国际声音节目连接中的电平调整

CCITT 推荐采用恒压法。若在国际声音节目连接中的一个零相对电平点施加 0.8 或 1 kHz 参考频率的零绝对电压电平的信号 (0.775V 有效值的正弦信号), 则每个声音节目电路输出端 (图 3/J. 13 的 B, C, D …F 点) 的绝对电压电平应为 +6 dB (即 1.55V 有效值)。因此根据建议 J. 21、J. 22 和 J. 23 的规定, 这几个点应被当作 +6 dBrs 的相对电平点。

原则上零相对电平点是国际声音节目连接的起始点 (图 3/J. 13 中的 A 点)。但只要不改变国际声音节目链路中的电平, 在一个国家内部, 经过电话主管部门和广播组织同意后可以使用其他的规定。

原则上零相对电平点就是这样的点, 即该点的信号与国际声音节目连接起始点的信号完全相同。广播组织已经对零相对电平点的信号电平作了控制, 使其峰值电平极少会比 0.775V 有效值正弦信号的峰值高出 +9 dB (负载电阻为 600Ω, 电平以 dBm 表示)。

CCIR 建议 645 对以现有 CCITT 建议为基础的国际声音节目连接已经规定了所使用的测试信号。

2 国际声音节目连接中的信号电平图

所有的信号电平都使用以 0.775V 为基准的正弦信号有效值表示。

不论其组成如何, 国际声音节目连接的电压电平图都必须保证: 当在国际声音节目连接中的零相对电平点加上一个峰值电压 (即 +9 dB) 时, 电平图中的电压电平都不会超过放大器可能送给声音节目链路的最大不失真功率。

根据这些条件, 在组成国际声音节目链路的声音节目电路中, 终端放大器 (图 3/J. 13 的 B, C, D, …F 点) 的输出标称电压电平是 +6 dB。

鉴于下述事实:

- 偶尔会出现最大允许的信号电平,
- 必须考虑存在的调整偏差和维护容差,

声音节目电路需要一定的过载余量, 余量的值仍在研究中。

若作为国际声音节目链路组成部分的声音节目电路是使用载波系统的基群电路建立的, 则设计新设备时的一个要求就是必须根据电话电路的相对电平来正确选择声音节目电路的相对电平, 以保证声音节目带来的平均负荷和峰值负荷不会超过被声音节目电路所取代的电话通路的平均负荷和峰值负荷。电路中如果采用预加重和压扩器, 则它们的影响必须加以考虑。

据认为这个条件不是在所有场合都能满足, 特别是在使用现有的某种设备的场合。在这种场合, 建议声音节目电路的零相对电平点与电话电路的零相对电平点必须一致。

但是,如果设备可以承受声音节目传输的相对电平和电话传输的相对电平出现最大为 ± 3 dB的差值,则也是可以的。这样就可以根据产生的噪声和互调,并同时遵守负荷的限制条件取得最佳的调整结果。

注 — 输入到基群链路的已调制声音节目信号的相对电平,属于 15 kHz 型电路的在建议 J. 31 给出,属于 7 kHz 型电路的在建议 J. 34 给出,属于 10 kHz 型电路的在建议 J. 22 给出。

3 新的声音节目信号的定义和简写式

电话相对电平的定义和符号目前已被广泛采用。但是声音节目信号的绝对电平和相对电平需要补充定义和符号。下面列举电话信号和声音节目信号使用的对应定义和符号。

3.1 dBm₀^①

以 dB 表示的折算到零相对电平点的绝对功率电平。

3.2 dB_r^①

以 dB 表示的相对功率电平。

3.3 dBm_{0s}

以 dB 表示的折算到声音节目零相对电平点的绝对功率电平。

3.4 dB_r_s

以 dB 表示的声音节目信号的相对(功率)电平。(本简写式只适用于声音节目电路中的某些点,其中的信号与输入信号的关系名义上可用一个简单的比例系数表示)。

注 — 电平定义的法在 CCIR 建议 574 给出。

建 议 J. 15

国际声音节目连接的调整和监测

(以前的建议 J. 14; 1972 年和 1980 年
修订于日内瓦, 1988 年修订于墨尔本)

对国际声音节目连接的调整, CCIR 在建议 661 中推荐采用一种三电平测试信号。

这个测试信号是以 CCIR 建议 645 所示的测试信号的定义为依据的。该建议对声音节目电路通常必须使用的测试信号做了详细说明。采用三电平测试信号来校准峰值节目表和 VU 表的通用程序可参阅 CCIR 建议 645 的附件 1。从该资料中可以看出使用三电平测试信号时不同类型的峰值节目表和音量表会产生什么读数。

① 这些符号习惯上和电话的相对电平有关。

为遵守建议 J. 14 的规定,国际声音节目连接的调整和监测都必须保证传送节目时零相对电平点的峰值电压不超过 3.1V,即相当于有效值为 2.2V 的正弦信号。实现这种要求的方法及其相关的性能要求示于建议 N. 10 至 N. 18 (参见参考文献 [1] 到 [8])。

在节目传输期间,可以在播音室、增音站或发射台进行监测以取得信号的音量读数或峰值读数。表 1/J. 15 汇总了各种仪表的特性,监测时可以使用其中的任一种仪表。

由于不论传送什么节目,两种不同仪表给出的读数都不会相同,且二者之间又没有简单的关系,因此控制播音室的广播组织和控制声音节目电路的电话主管部门最好使用同类型的仪表,以便在同一个基础上进行观察。

在一个国家内部,电话主管部门和广播组织通常会同意采用同类型的仪表。要尽量减少仪表的品种类型,还要反对采用与现用仪表只是在细节方面有所差别的新型仪表。统一使用参考文献 [9] 规定的峰值指示器的问题在研究中。

传送节目期间,必须对受发送广播组织控制的最后一个放大器(图 3/J. 13 中的 A 点)的输出信号电平进行监测,并保证测量仪表的偏转总是低于全程调整时的峰值电压。测量时应考虑该节目的峰值系数而留出适当的余量。

必须记住交响乐的幅度范围约为 60 到 70 dB,而声音节目电路指标则是以 40 dB 左右的范围为依据。因此在将信号送入声音节目电路之前,播音室输出信号的动态比值应加压缩。

表 1/J.15
在电话通话或声音节目传输中用于监测音量或峰值的
各种仪表的主要特性

仪表类型	整流器特性 (见注 1)	读数达到终值的 99%的时间 (ms)	积分时间 (ms) (见注 2)	归零时间 (数据和定义)
(1) Vu 表 (美国)	1.0 到 1.4	300	165 (约值)	等于积分时间
(2) Vu 表 (法国)	1.0 到 1.4	300±10%	207±30	从参考偏转位置开始 300 ms ± 10%
(3) 峰值节目表, 荷兰使用	1	未规定	-1dB 为 10 ms -2 dB 为 5 ms -15 dB 为 0-4 ms	0 到 -20 dB: 1-5 秒 0 到 -40 dB: 2-5 秒
(4) 节目电平表 (意大利)	1	约 20 ms	约 1.5 ms	从稳态读数的 100% 到 10% 约 1.5 秒
(5) 英国广播公司使用的声音节目峰值指示器 (BBC 峰值节目表)	1		10 (见注 3)	指针下降 26 dB 约 3 秒
(6) 联邦德国使用的最大幅度指示器 (U21 型)	1	80 左右	5 (约值)	从稳态读数的 100% 到 10% 约 1 或 2 秒
(7) OIRT — 节目电平表 A 型音响表 B 型音响表		对这两种型号: 用指针指示时小于 300 ms, 用光 指示时小于 150 ms	10±5 60±10	对这两种型号: 从 0 dB 开始为 1.5 到 2 秒。0 dB 点在刻度有效部位 的 30% 处
(8) E. B. U. 标准峰值节目表 (见注 4)	1	—	10	指针下降 24 dB 为 2.8 秒

注 1 — 本栏所示的数字是指公式 $V(\text{output}) = [V(\text{input})]^n$ 中的指数 n 。该公式适用于每个半周。

注 2 — CCIF 对“积分时间”所下的定义是：将一个正弦电压接进仪表后，指针偏转到距离稳态指示值 0.2 奈培或约 2 dB 处所需的最短时间。该稳态指示值是指长时间接入该正弦电压时的指示值。2 dB 的对数比值相当于 79.5%，0.2 奈培的比值相当于 82%。

注 3 — 在以前版本中出现的 4 毫秒数字实际上是指将直流阶跃信号加到整流积分电路时电表读数达到终值的 80% 所需的时间。新的晶体管化节目表，设计虽稍有不同，但对节目信号的响应实质上与早期型号相同，对任意的准直流阶跃信号的响应也是如此，只不过读数较大时积分时间大约大了 20%。积分时间的定义见注 2。

注 4 — 该仪表拟作为在国际电路中传输的声音信号的监测专用仪表。因此它具有 CCITT 建议 N. 15 [5] 所规定的刻度表盘。该刻度表盘以 dB 表示，以标有 TEST 的电平点为基准，范围是从 -12 到 +12。TEST 点的电平相当于零相对电平点的 0 dBm。除去具有上述特点的正常工作模式以外，该仪表也可临时运用于“慢”模式，以便为各个相隔很远的站点进行观察值比定时提供方便。此种模式指示的峰值读数没有绝对的意义，只适用于这类比对工作。

参 考 文 献

- [1] CCITT Recommendation *Limits for the lining-up of international sound-programme links and connections*, Vol. IV, Rec. N.10.
- [2] CCITT Recommendation *Essential transmission performance objectives for international sound-programme centres (ISPC)*, Vol. IV, Rec. N.11.
- [3] CCITT Recommendation *Measurements to be made during the line-up period that precedes a sound-programme transmission*, Vol. IV, Rec. N.12.
- [4] CCITT Recommendation *Measurements to be made by the broadcasting organizations during the preparatory period*, Vol. IV, Rec. N.13.
- [5] CCITT Recommendation *Maximum permissible power during an international sound-programme transmission*, Vol. IV, Rec. N.15.
- [6] CCITT Recommendation *Identification signal*, Vol. IV, Rec. N.16.
- [7] CCITT Recommendation *Monitoring the transmission*, Vol. IV, Rec. N.17.
- [8] CCITT Recommendation *Monitoring for charging purposes, releasing*, Vol. IV, Rec. N.18.
- [9] IEC Publication 268-10A.

建 议 J. 16

声音节目电路中加权噪声的测量

(1972年订于日内瓦, 1976年、1980年修订于日内瓦)

声音节目电路的噪声指标使用零相对电平点的噪声计加权功率电平规定。噪声计加权是用来保证噪声的指标和测量结果可以与噪声对人耳的干扰效应直接相符。声音节目电路的噪声计加权包括两个操作过程:

- 对噪声信号进行与频率有关的加权,
- 对噪声信号的时间函数进行加权, 以便把噪声峰值的干扰效应也考虑在内。

为了使测量结果大致类似, 建议在测量声音节目电路的噪声时, 使用的仪表应具有 CCIR 建议 468 规定的特性。该特性转载于本建议的末尾。

附件 A 给出了噪声测量中使用的符号和定义。

附 件 A

(建议 J. 16 的附件)

噪声测量中使用的符号和定义

必须明确区别使用 [1] 引述的建议规定的设备所取得的测量结果和使用 CCIR 建议 468 规定的设备所取得的测量结果。

建议使用表 A-1/J. 16 中的定义和符号。

表 A-1/J.16
在声音节目电路中测量的噪声
指标的定义和符号

定 义	符 号
未加权噪声电平, 采用符合 CCIR 建议 468 的准峰值测量仪表测量并折算到声音节目零相对电平点	dBq0s
加权噪声电平, 采用符合 CCIR 建议 468 的准峰值测量仪表测量并折算到声音节目零相对电平点	dBq0ps

参 考 文 献

- [1] CCITT Recommendation *Psophometers (apparatus for the objective measurement of circuit noise)*, Green Book, Vol. V, Rec. P.53, Part B, ITU, Geneva, 1973.

CCIR 建议 468-4*

声音广播中音频噪声电压电平的测量

(课题 50/10)

(1970-1974-1978-1982-1986)

CCIR,

鉴于

- (a) 很有必要对广播, 录音系统和声音节目电路中的音频噪声确定统一的测量方法;
- (b) 这种方法的噪声测量结果必须与主观评价十分一致。

一致建议

噪声电压电平必须采用准峰值和加权方式测量, 使用的测量系统规定如下:

1. 加权网络

加权网络的标称响应曲线见图 1b, 该曲线是图 1a 所示无源网络的理论响应特性。表 1 给出了各个频率的响应值。

* 本建议应引起 CMTT 的关注

表 1 中的最后一栏和图 2 给出由这个网络和一个放大器组成的测量设备的响应曲线与该标称曲线之间的允许偏差。

注 1 — 使用 § 1 规定的加权滤波器测量音频噪声时，使用的测量仪表必须是 § 2 规定的准峰值表。事实上，若使用其他类型的仪表（如均方根表）进行这种测量，则测得的信噪比值与使用本建议所述的仪表的测量值将无法直接相比。

注 2 — 整套仪表使用 1 kHz 校准（参见 § 2.6）。

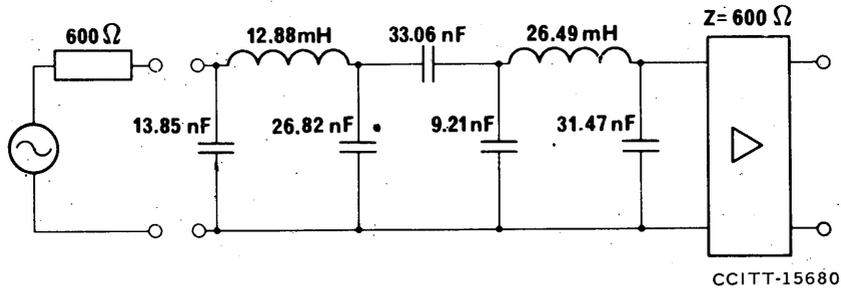


图 1a — 简型加权网络

（恒定电阻的实现见附件 1 中描述）

（各分量值中最大容差为 1%和在 1000Hz 上 Q 因素最小为 200 足够满足表 1 中所给出的容差。）

（1000 Hz 和 6300 Hz 的响应值之差可以由一个 33.06 nF 电容器的微调
或通过使用有源滤波器的办法来调得更准确 [CCIR, 1982-86a].）

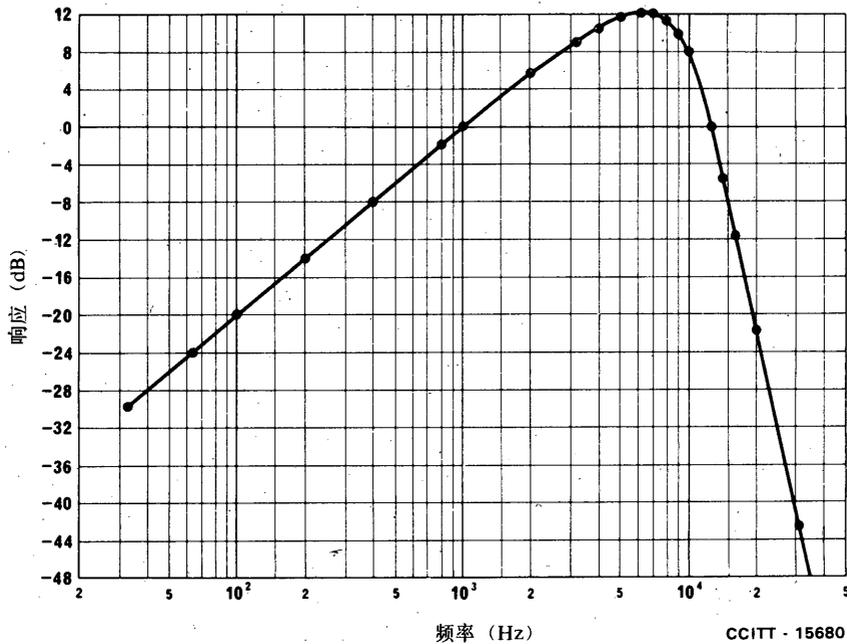


图 1b — 图 1a 所示的加权网络的频率响应

表 I

频率 (Hz)	响应 (dB)	建议的容差 (dB)
31.5	-29.9	± 2.0
63	-23.9	± 1.4 ⁽¹⁾
100	-19.8	± 1.0
200	-13.8	± 0.85 ⁽¹⁾
400	- 7.8	± 0.7 ⁽¹⁾
800	- 1.9	± 0.55 ⁽¹⁾
1 000	0	± 0.5
2 000	+ 5.6	± 0.5
3 150	+ 9.0	± 0.5 ⁽¹⁾
4 000	+10.5	± 0.5 ⁽¹⁾
5 000	+11.7	± 0.5
6 300	+12.2	0
7 100	+12.0	± 0.2 ⁽¹⁾
8 000	+11.4	± 0.4 ⁽¹⁾
9 000	+10.1	± 0.6 ⁽¹⁾
10 000	+ 8.1	± 0.8 ⁽¹⁾
12 500	0	± 1.2 ⁽¹⁾
14 000	- 5.3	± 1.4 ⁽¹⁾
16 000	-11.7	± 1.6 ⁽¹⁾
20 000	-22.2	± 2.0
31 500	-42.7	{ + 2.8 ⁽¹⁾ - ∞

¹⁾ 这个容差是在对数曲线上用线性内插法取得的，以掩膜中几个标定频率（即 31.5 Hz、100 Hz、1000 Hz、5000 Hz、6300 Hz 和 20000 Hz）的规定值为基础。

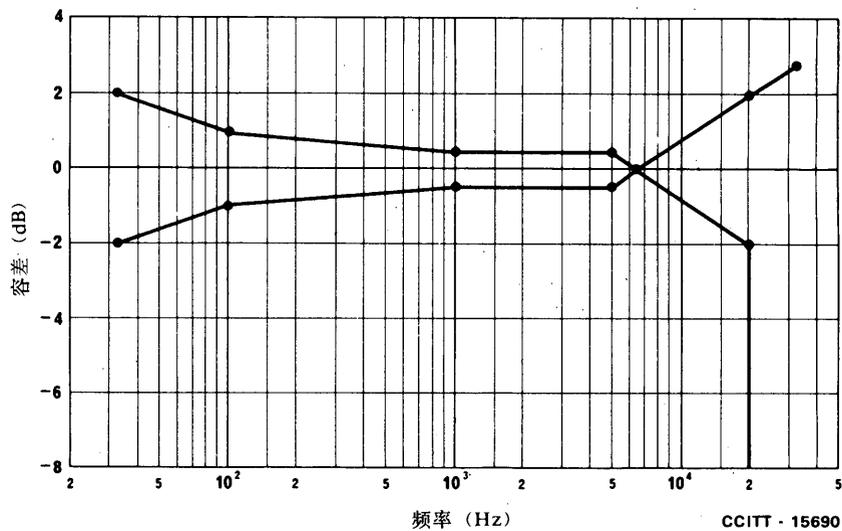


图 2 — 加权网络和放大器的频率响应的最大容差

2 测量装置的特性

必须采用准峰值测量方法。测量装置所需的动态特性可用多种方法实现（见注）。该特性将在以下各节规定。对测量设备进行校验时必须接入加权网络，但 § 2.4 的除外。

注 — 一个可能的方案是，在对输入信号进行全波整流之后，再使用由两个时间常数不等的峰值整流电路串接而成的电路〔CCIR, 1974-78〕。

2.1 对单个单音脉冲串的动态响应特性

测量方法

在输入端送入 5 kHz 的单个单音脉冲串，其幅度在信号处于稳定状态时应为满刻度的 80%。该脉冲串应从 5 kHz 单音的过零点开始并包含整倍数的完整周期。与每个单音脉冲串的持续时间对应的读数极限在表 I 给出。

测试工作应在两种情况下进行：一种是不调整衰减器，直接在仪表表盘上观察读数，另一种是根据每个脉冲串的持续时间调整衰减器步位，使读数尽量保持在满刻度的 80% 处。

表 I

脉冲束持续时间 (ms)	1 ⁽¹⁾	2	5	10	20	50	100	200
相对于稳态信号的 幅度读数 (%) (dB)	17.0 -15.4	26.6 -11.5	40 -8.0	48 -6.4	52 -5.7	59 -4.6	68 -3.3	80 -1.9
极限值: - 下限 (%) (dB)	13.5 -17.4	22.4 -13.0	34 -9.3	41 -7.7	44 -7.1	50 -6.0	58 -4.7	68 -3.3
- 上限 (%) (dB)	21.4 -13.4	31.6 -10.0	46 -6.6	55 -5.2	60 -4.4	68 -3.3	78 -2.2	92 -0.7

⁽¹⁾ 苏联主管部门希望使用的脉冲串持续时间 > 5ms

2.2 对重复的单音脉冲串的动态响应特性

测量方法

在输入端送入从过零点开始的 5 kHz 单音的 5 ms 脉冲串序列,其幅度在信号处于稳定状态时为满刻度的 80%。与各重复频率对应的读数极限在表 II 给出。

测试工作应在不调整衰减器情况下进行。但是在所有的量程该特性都应在容差范围之内。

表 II

每秒的脉冲串数	2	10	100
相对于稳态信号的 幅度读数 (%) (dB)	48 -6.4	77 -2.3	97 -0.25
极限值:			
- 下限 (%) (dB)	43 -7.3	72 -2.9	94 -0.5
- 上限 (%) (dB)	53 -5.5	82 -1.7	100 -0.0

2.3 过载特性

衰减器在任意步位时,测量装置的过载容量应比表盘上的最大读数高 20 dB 以上。“过载容量”这个术语是指线性级不出现削波,也指可能使用的对数级或类似的级保持其正常的工作特性。

测量方法

在输入端送入从过零点开始的持续时间为 0.6 ms 的 5 kHz 单音脉冲串,其幅度应使仪表在最灵敏的量程时产生满刻度的读数。然后将单音脉冲串的幅度一步一步降低,总共降低 20 dB,同时观察读数是否也相应逐步下降并满足总偏差在 ± 1 dB 之内的要求。对每一个量程都要重复进行这个测量。

2.4 极性反转误差

不对称信号的极性反转时,读数差值不得大于 0.5 dB。

测量方法

在不加权状态下,从输入端送入持续时间为 1 ms,重复频率为每秒 100 个或 100 以下的直流矩形脉冲,其幅度应为满刻度的 80%。将输入信号的极性反转,读出读数的差值。

2.5 过冲

指示装置不得有过分大的过冲。

测量方法

从输入端送入 1 kHz 单音信号,其幅度应使产生的稳态读数为 0.775V 或 0 dB (参见 § 2.6)。当此信号突然加上时,瞬时的超额读数必须小于 0.3 dB。

2.6 校准

对仪表进行的校准就是使输入有效值为 0.775V,总谐波失真低于 1% 的 1 kHz 正弦稳态信号时,读数为 0.775V 或 0 dB。表盘至少应有 20 dB 的刻度范围。其中相当于 0.775V (即 0 dB) 的指示应在满刻度之下 2 到 10 dB 之间。

2.7 输入阻抗

仪表的输入阻抗应大于或等于 20 k Ω ,若提供输入终端,则输入阻抗应为 $600 \Omega \pm 1\%$ 。

3 测试结果的表达法

按照本建议测得的噪声电压电平用 dBqps 单位表示。

注 1 — 如果由于技术上的原因需要测量不加权噪声,则应采用附件 I 的方法。

注 2 — 加权网络对不同频谱的随机噪声测量值的影响在报告 496 中讨论。

参 考 文 献

CCIR Documents

[1974-78]: 10/28 (United Kingdom).

[1982-86]: a. 10/248 (Australia).

文献目录

BBC [1968] Research Department Report No. EL-17. The assessment of noise in audio-frequency circuits.

DEUTSCHE NORMEN DIN 45 405.

STEFFEN, E. [1972] Untersuchungen zur Geräuschspannungsmessung (Investigations into the measurement of noise voltage). *Techn. Mitt. RFZ*, Heft 3.

WILMS, H. A. O. [December, 1970] Subjective or psophometric audio noise measurement: A review of standards. *J. Audio Eng. Soc.*, Vol. 18, 6.

CCIR Documents

[1978-82]: 10/9 (EBU); 10/31 (L M Ericsson); 10/38 (OIRT); 10/225 (German Democratic Republic).

附件 I

恒定电阻加权网络的实现

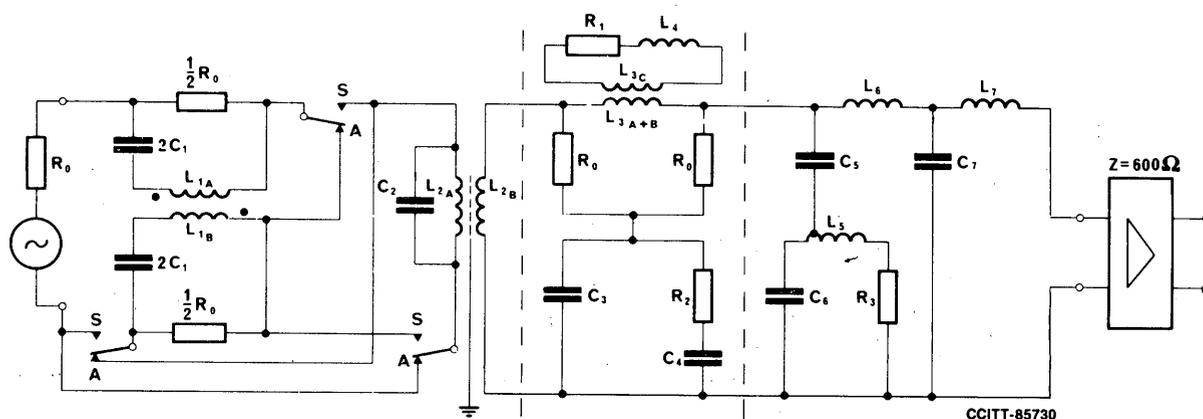


图 3

恒定电阻加权网络的实现

R (Ω)	C (nF)	L (mH)
R ₀ : 600	2C ₁ : 83.7	L ₁ : 12.70(两线圈串联)
½ R ₀ : 300	C ₂ : 35.28	L ₂ : 15.06(由静电屏蔽分开的两线圈中的每个线圈)
R ₁ : 912	C ₃ : 38.4	L _{3A+B} : 16.73(两个串联的相等线圈)
R ₂ : 3340	C ₄ : 7.99	L _{3C} : 4.18(一个线圈, 圈数为 L _{3A+B} 的一半, 可以有大的直流电阻, 被 R ₃ 所吸收)
R ₃ : 941	C ₅ : 23.8	L ₄ : 20.1 (可以有大的直流电阻, 被 R ₃ 所吸收)
	C ₆ : 13.94	L ₅ : 31.5 (抽头在总线圈数的 0.798 处, 电感为 20.1)
	C ₇ : 35.4	L ₆ : 13.29
A: 不平衡		L ₇ : 8.00
S: 平衡		

文献目录

AUSTRALIAN BROADCASTING COMMISSION Engineering Development Report No. 106 – Constant resistance realization of CCIR noise weighting network, Recommendation 468.

附件 II

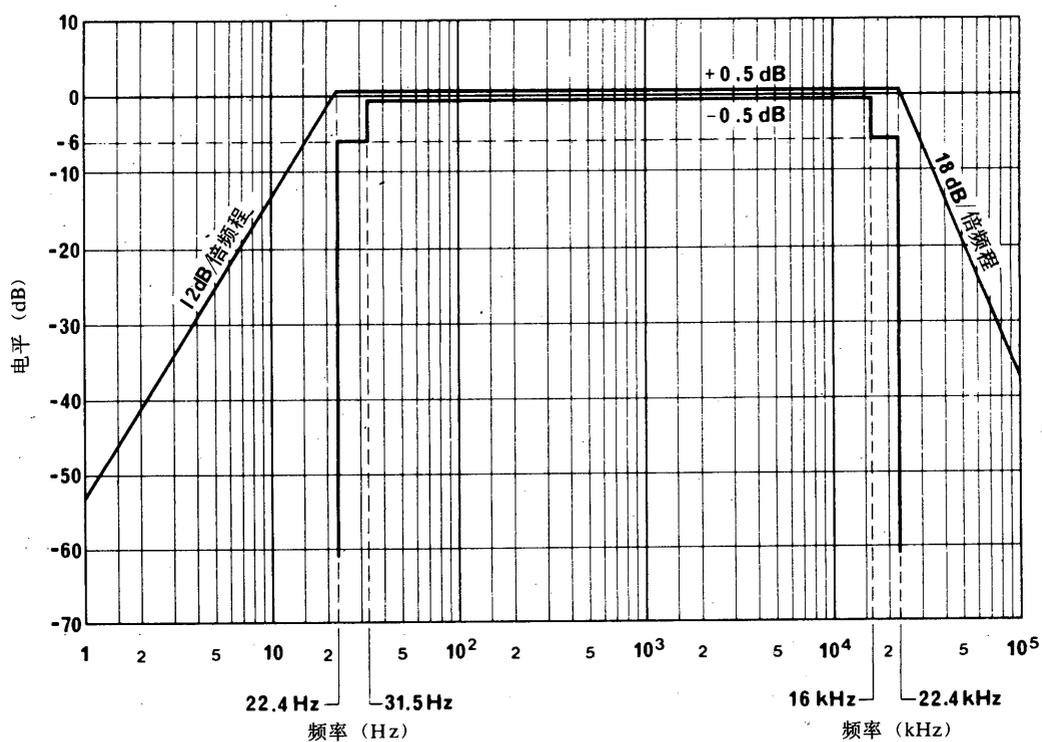
不加权的测量

据认为不属本建议范围的不加权测量在特定的用途中仍然需要。因此在这里列入不加权测量的标准响应特性供参考。

频率响应特性

频率响应特性应在图 4 所示的极限范围之内。

使用这个响应特性是为了将测量方法统一起来,并保证分布在有用频带内的噪声可以得到相符的读数。如果出现幅度很大的带外信号(如载漏),则使用响应特性不相同但仍落在图 4 容差样板之内的各种测量设备时,可能会产生不相符的读数。



CCITT-38940

图 4

文献目录

CCIR Documents

[1978-82]: 10/76 (CMTT/14) (Canada).

声音节目电路使用的预加重

(1972 年订于日内瓦)

基群链路中的噪声频谱通常是均匀分布的，亦即频带中的各个部分都受到同样的噪声干扰。与此相反，声音节目信号则是非均匀分布的，信号的平均功率密度趋向于随频率上升而下降。此外，接收部分（包括无线电接收机，扬声器和人耳）对噪声的灵敏度也与频率有很大的关系（可从噪声计加权曲线看出，该曲线用来度量整个接收部分的灵敏度）。

根据上述三个事实，总的看来对在载波系统中建立的声音电路使用预加重是有利的。

使用不同的预加重曲线获得的效益相差不大，因此在基群链路中的声音节目电路内使用预加重时，建议只采用一种预加重曲线。

另外还建议预加重的衰减曲线必须如下述公式所示：

$$\text{标称阻抗之间的介入损耗} = 10 \log_{10} \frac{75 + \left(\frac{\omega}{3000}\right)^2}{1 + \left(\frac{\omega}{3000}\right)^2} \text{ (dB)}$$

式中 ω 是对应于频率 f 的角频率。表 1/J. 17 给出其中的部分数据。

表 1/J. 17

f (kHz)	介入损耗 (dB)
0	18.75
0.05	18.70
0.2	18.06
0.4	16.48
0.8	13.10
2	6.98
4	3.10
6.4	1.49
8	1.01
10	0.68
∞	0

去加重网络应具有互补的曲线。

从该公式计算的预加重曲线将通过以下几个点：

当把 800 Hz 的实测电平调整到与理论电平相等时，实测的预加重曲线和去加重曲线对理论曲线的偏离值不得大于 ± 0.25 dB。

注 — 上述公式只对“介入损耗/频率”特性作出规定。调制的节目信号的电平随声音节目设备的类型，调制的方法，使用的压扩器类型而异。这方面的资料可查阅相关的建议（J. 31, J. 34, J. 41）。

建 议 J. 18

在载波系统中建立的声音节目 电路的串音

（1972 年订于日内瓦；1980 年修订于日内瓦）

本建议概要说明在制订声音节目串音源的合理极限方面 CCITT 所遵循的原则，以及在具体实现声音节目电路可懂串音指标要求方面主管部门可以采用的原则。

1 在通信网络的传输部分产生串音的原因有：

- a) 各级频率变换设备，即音频、基群、及更高次群的频率变换设备；
- b) 基群、超群等转接设备（即滤波器特性）；
- c) 传输系统，其中包括线路（增音机在内）和局站设备。

在这些设备和系统中，各种各样的串音机制在起作用，如感性耦合，容性耦合和其他耦合，以及由导频等固定频率单音信号产生的互调。某一个通路因此可能会受到来自许多潜在干扰源的可懂串音干扰。

然而由于声音节目电路沿线分支点上有许多互连的电路，同样的主串信号和被串信号极少会在几个串音点出现。

2 本建议的课题只包括较为重要的串音机制（如 J 系列建议第 3 章同轴电缆和对称线对电缆增音段的远端串音（FEXT）极限）；这些极限至少必须满足电话电路之间的可懂串音比的要求（通常是 65 dB，建议 G. 151 [1]）。在某些场合可以对声音节目电路考虑更为严格的要求（建议 J. 21、J. 22 和 J. 23）。有一些串音机制对于通电话并不重要（例如电缆增音段的近端串音极限），因而未被列为许多建议的课题，但是它们对声音节目电路的串音要求却可能是很重要的。

原则上每个串音源都会产生一个串音途径概率。但不是所有的潜在串音源在每一种场合都会发挥作用。在给出了各自的概率和分布以后，就可以计算出出现低的串音衰减的风险有多大。

无须进行这个分析也可以估计到出现几个串音源产生恶性的系统性迭加的风险是很小的，因而将全部指标分配给一个单独的串音源作为串音衰减的最小值看来是合理的。对于其他的串音源，尤其是在有用于声音节目电路的专用设备的地方，要求较高的串音衰减最小值以应付某些恶性叠加的情况也是适宜的（建议 G. 242 [2] 对转接滤波器所规定的落在声音节目电路频带之内的带外分量的滤波要求就是一例）。



- 3 由于这些原因,要满足声音节目电路的可懂串音指标要求,实际上取决于:
- a) 细心安排声音节目电路的设备布局,以消除起主要作用的几个串音机制。这些串音机制只要一个串音途径就足以使串音超过指标限值。这些机制包括:
 - 线路增音段中某些频带内的远端和近端串音(例如同轴系统的最低和最高频带);
 - 一个基群链路的来和去通路之间近端串音的系统叠加;
 - b) 在少数场合因两个或多个干扰源的系统叠加而产生很大的串音时,则取决于更改设备布局的方便程度。
- 4 被认可的由 CCITT 制订的可能被声音节目电路占用的各个频带之间的串音比极限是按单频的影响效果考虑的。利用这些极限来评估声音节目电路实际会出现的可懂串音概率时,应考虑下述因素:
- a) 对声音节目电路占用的频带中可懂串音的主观影响还没有统一的评定方法;
 - b) 串音的可懂性会受下列因素的影响:
 - 在被串电路中“预加重”的使用;
 - 噪声的掩盖作用;
 - 被串电路中的调制方案(例如双边带);
 - 频率移位和倒置;
 - 压扩器的使用;
 - c) 最可能产生大量可懂串音的机制一般都与频率密切有关。这种情况采用上面 § 3 提出的选择设备布局的方法就很容易解决;
 - d) 串音衰减一般可用平均值和标准差表征;平均值通常比最坏值高几个 dB,最坏值出现的概率很小。

5 往返串音

CCITT 在研究声音节目电路之间的往返串音时所作的假设是制订基群和更高次群调制设备串音极限的依据(建议 G. 233 [3])。这些假设如下:

- a) 在同一个基群链路中,占据相反方向的两个节目电路之间往返串音的串音途径的最大标称长度是 560 公里,亦即等于假设参考电路长度的 2/9;
- b) 产生这种往返串音的设备是:
 - 560 公里的线路;
 - 一对通路变频设备;
 - 一对基群变频设备;
 - 三对高次群变频设备;
 - 两个转接连接。

相应的计算见附件。

在采取了上面 § 3 提出的预防措施后,可以认为线路对往返串音的影响可以被限制在附件所示的范围内。

CCITT 可能在研究新传输系统的过程中考虑新的声音节目电路串音指标,以便对预防措施适当放宽要求。CCITT 正在结合 60 MHz 系统的课题进行这项研究。

附 件 A

(建议 J. 18 的附件)

在同一个基群链路中占据相反方向的两个声音节目 电路之间总的往返串音的计算

设备	串音比极限 (dB)	主串电路中 0dB _{m0} 信号 在被串电路中产生的每个 串音途径的串音功率 (PW)	串音途径个数	总串音功率 (pW)	串音比 (dB)
线路	80~85 (单个均匀段)	10~3	2 (2/9 h.r.c.)	20~6	77~82
通路变换	85	3	2	6	82
基群变换	80	10	2	20	77
超群和较高次群变换	85	3	6	18	77.5
转换滤波器	85	3	2	6	82
总计 (无压扩器)				70~56	<u>71.5~72.5</u>
总计 (有声音节目压扩器, 最低压扩效益为10dB)				7~6	<u>81.5~82.5</u>

参 考 文 献

- [1] CCITT Recommendation *General performance objectives applicable to all modern international circuits and national extension circuits*, Vol. III, Rec. G.151.
- [2] CCITT Recommendation *Through-connection of groups, supergroups, etc.*, Vol. III, Rec. G.242.
- [3] CCITT Recommendation *Recommendations concerning translating equipments*, Vol. III, Rec. G.233.

测量其它通路中的干扰时使用的 声音节目信号的常规模拟信号^②

(1980年订于日内瓦)

CCITT,

鉴于

- (a) FDM (频分复用) 系统中的非线性串音会在各种类型的传输通路之间产生相互干扰;
- (b) 该干扰取决于 FDM 系统的总负荷;
- (c) 通路中的干扰可用信噪比明显恶化的程度衡量;
- (d) 为了确定实际的干扰工作极限, 需要一个用来模拟声音节目通路负荷的常规测试信号,

一致建议

为了模拟声音节目的信号, 必须使用具有下列参数的常规测试信号:

- (1) 对一个具有均匀频谱, 且复盖频带至少达到 15 kHz 的激励信号使用表 1/J.19 和图 1/J.19 所示的标称介入损耗/频率特性予以成形;

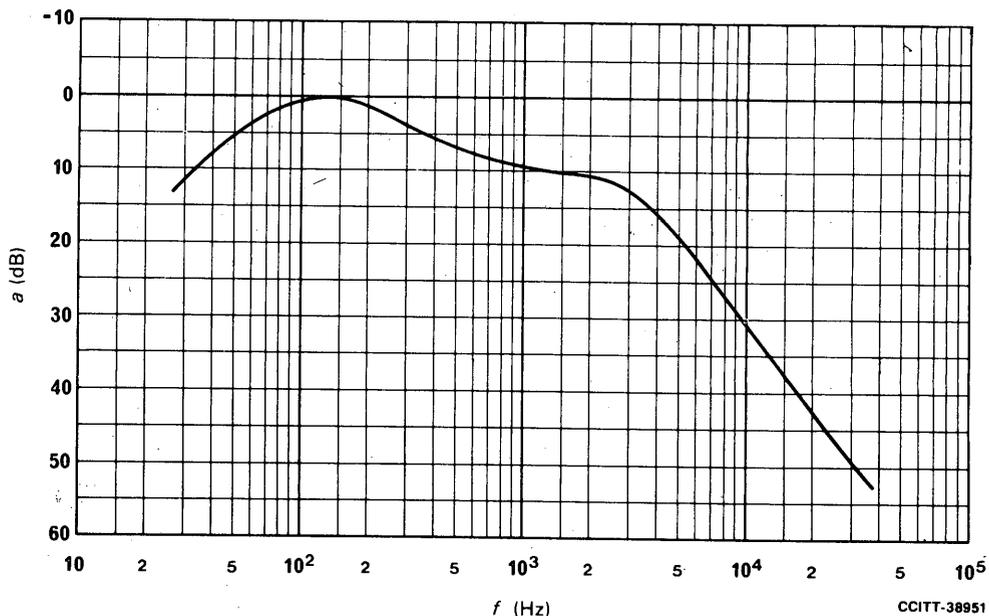


图 1/J.19
介入损耗频率特性

① 该建议与 CCIR 建议 571 相当。

② 绝对功率电平, 相对功率电平和噪声电平的定义参见 CCIR 建议 574。

- (2) 常规测试信号可用高斯白噪声发生器加上一个图 2/J. 19 所示的成形网络产生出来。
- (3) 必须按照表 2/J. 19 的规定，将送入被测声音节目电路的测试信号的总功率电平周而复始地不断改变。

注 — 本建议取自报告 497 的研究成果。

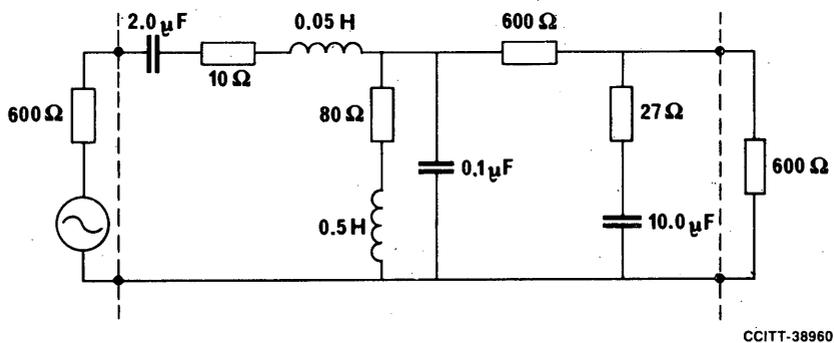


图 2/J. 19

表 1/J. 19

频率 (Hz)	相对介入损耗 (dB)	容差 (± 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
1 000	9.2	0.3
2 000	10.6	0.5
3 150	13.0	0.5
4 000	15.7	0.5
5 000	18.8	0.5
6 300	22.5	0.5
7 100	24.6	0.5
8 000	26.6	0.5
9 000	28.6	0.5
10 000	30.4	1.0
12 500	34.3	1.0
14 000	36.3	1.0
16 000	38.6	1.0
20 000	42.5	1.0
31 500	50.4	1.0

表 2/J.19

步位	电平	信号接入时间
1	-4 dBm0s	4 s
2	+3 dBm0s	2 s
3	无信号	2 s

附 件 A

(建议 J.19 的附件)

CCITT 第 15 研究组曾对 CCIR 建议 571 提出若干问题, 这些问题已由 CMTT 作了答复。该问题和答案对使用常规测试信号进行各种测量的人们可能有帮助, 特此介绍如下:

问题:

- a) 测量声音节目电路对电话电路的串音时, 考虑到不同的带宽和可能的频率偏移, CCIR 建议 571 所述的信号是否仍然可用?

回答:

- 易懂串音比是以电话电路中的选频测量结果为依据的。测量时在声音节目电路送入 0.3 至 3.4 kHz 频率范围内的正弦信号。CCITT 建议 J.21 规定最小的比值为 65dB。
- 不可懂串音比应以电话电路中测得的噪声增量衡量。测量时在声音节目电路中送入 CCIR 的建议 571 所规定的模拟测试信号。关于这个增量的允许值至今还没有作出建议。CMTT 推荐的值是以 -65dBm0p 的干扰所产生的最大噪声为依据。允许的增量可以根据电话电路中的基本噪声电平分别采用下述的数值。

表 A-1/J.19

基本的噪声电平 (dBm0p)	-75	-70	-65	-60	-55	-50
允许的噪声电平增量 (dB)	10.4	6.2	3	1.2	0.4	0.1

问题:

- b) 使用推荐的新测试信号测量时, 与使用单频信号时的 65 dB 比值 (参见建议 J. 21, J. 22 和 J. 23) 等效的值是多少?

回答:

这个问题的答案已包括在提议的总的由交调产生的串音比的测量方法中, 见问题 (a) 的回答。

问题:

- c) 按照加于传输系统的平均负荷的观点并根据建议 N. 12 和 N. 13 的规定, 表 2/J. 19 所规定的信号是否可在任意组成的整个声音节目电路中作无限制的使用?

回答:

CCIR 建议 571 和 CCITT 建议 J. 19 所规定的声音节目常规模拟测试信号从各方面来看, 可以在任意组成的声音节目电路中作无限制的使用。

PAGE INTENTIONALLY LEFT BLANK

PAGE LAISSEE EN BLANC INTENTIONNELLEMENT

第二章

声音节目电路的工作特性

建 议 J. 21^①

15 kHz 型声音节目电路的工作特性^②

高质量单声道传输和立体声传输使用的电路

(1972 年订于日内瓦；1976 年和 1980 年修订于日内瓦，1988 年修订于墨尔本)

CCITT,

鉴于

- (a) 有必要对声音节目电路制订传输标准；
- (b) 假设参考电路的质量要求是针对模拟声音节目制订的；
- (c) 必须充份利用数字技术带来的技术进步，对于模拟和数字混合的电路尤其要如此，

建议

在适当考虑应用方面的限制条件下，新电路使用的设备应满足下述要求。

1 用途

本建议适用于单纯的模拟电路或模拟和数字混合的电路。

下述要求适用于建议 J. 11 所规定的假设参考电路 (HRC)。

对长于或短于 HRC 的电路进行性能估算的方法可参阅 CCIR 建议 605。

注 1 — 经过进一步研究后，对全数字电路可望提出一个单独的建议。

注 2 — 进一步的工作可查阅 CCIR 报告 496。该报告也提出 CCIR 和 OIRT 建议之间的若干差别。

① 本建议与 CCIR 建议 505 相当。

② 绝对功率电平，相对功率电平和噪声电平的定义参见 CCIR 建议 574。

2 接口特性

2.1 测试条件

测试电路性能时，系统的输出端应使用一个平衡的测试负载，即用标称 600Ω 电阻终端。

2.2 阻抗

系统输入阻抗 600Ω，平衡式^③

系统输出阻抗（暂定） 低阻抗，平衡式

在标称频率范围内，输出端用规定的测试负载终端时的输出电平，与开路时的电平相比，下降量不得大于 0.3 dB。

在标称频率范围内源阻抗中的电抗部分必须限制为最大 100 Ω（暂定值）。

这样的条款并不排除立体声对输出阻抗的电抗部分会出现很大的差别。因而要满足 § 3.2.2 的规定将会有困难。这方面的问题需要进一步研究。

2.3 电平

最大的节目输入电平 +9 dBm_{0s}

介入增益（1 kHz 为 -12 dBm₀） 0 dB

调整偏差，小于 ±0.5 dB

24 小时内的变化，不得超过 ±0.5 dB

相对电平（参见建议 J.14） +6 dB_{rs}

如果广播组织要求更严格的容差，则接收端广播组织需要插入附加的微调衰减器。

3 全程性能

3.1 一般参数

3.1.1 增益/频率响应

参考频率 1 kHz（标称值）

测量响应特性使用的电平 -12 dBm_{0s}

增益/频率响应给出于表 1/J.21

表 1/J.21

频率 (kHz)	响应 (dB)
$0.04 \leq f < 0.125$	+0.5 到 -2.0
$0.125 \leq f \leq 10$	+0.5 到 -0.5
$10 < f \leq 14$	+0.5 到 -2.0
$14 < f \leq 15$	+0.5 到 -3.0

^③ 容差、允许的电抗和不平衡度需要进一步研究。

如果广播组织要求更严格的容差，则接收端广播组织需要插入外加的均衡器。

3.1.2 群时延的变化

下述频率的群时延值和最小的群时延值之间的差值 $\Delta\tau$ 给出于表 2/J.21

表 2/J.21

kHz	$\Delta\tau$ (ms)
0.04	55
0.075	24
14	8
15	12

在表 2/J.21 所列各点频率之间，容差极限在线性时延/对数频率的曲线图中呈线性变化。

3.1.3 噪声

使用 CCIR 建议 468 规定的仪表测量。

对于无线电中继系统，在任意 30 天的周期中至少占总时间 80% 的时间内必须满足表 3/J.21 的要求。在 1% 的时间内允许附加 4 dB 的损伤，在 0.1% 的时间内允许附加 12 dB 的损伤。

表 3/J.21

噪 声	传输系统	
	模 拟	数字 (三个编解码器串接)
空闲通路的噪声 (dBq0ps), 最大值	-42	-51
节目调制的噪声 (dBq0ps), 最大值	-30	-39

节目调制的噪声只可能发生在装有压扩器的声音节目电路中(例如相当于建议 J.31 类型的电路)。

这个噪声值可用一个 +9 dBm0s/60 Hz 的正弦辅助测试信号配合进行测量，该信号在测量仪表之前被一个高通滤波器 ($f_0 \leq 400\text{Hz}$; $a \geq 60\text{ dB}/60\text{ Hz}$) 抑制掉。

CCIR 报告 493 指出，如果使用压扩器则需要提高信噪比，以避免对某些节目材料产生有害影响。^④

注 — 数字系统的适用数值在研究中。其他资料见 CCIR 报告 647。

3.1.4 单音干扰

任一单音的电平 $\leq (-73 + \psi)$ dBm0s

其中 ψ 是 CCIR 建议 468 所述某个特定频率的加权值 (正或负)。

^④ 要求主管部门对合适的数据提供补充资料。

在经由载波系统的声音节目传输中预期会出现载漏。因此可以在载频通道中配备阻塞滤波器，必要时将其接入电路以抑制单音信号。不然的话将会在 8 到 15 kHz 的高频段听到单音信号的声音。对于假设参考电路，推荐采用相对于中心频率小于 3% 的 3 dB 带宽的阻塞滤波器。对 8 kHz 以下的频率有影响的阻塞滤波器应避免使用。

3.1.5 电源产生的干扰调制

使用 0 dBm0s 调整电平的 1 kHz 测试信号测量时，受 50 Hz 或 60 Hz 电源的低次谐波干扰分量调制而产生的最强的无用边带分量的电平必须低于 -45 dBm0s。

3.1.6 非线性失真

3.1.6.1 谐波失真

测量总谐波失真 (THD) 时必须使用的输入信号是：频率低于等于 2 kHz 时电平为 +9 dBm0s，频率在 2 kHz 以上直到 4 kHz 时电平为 +6 dBm0s。

使用这些电平发送单音信号时，持续时间应限制如 CCITT 建议 N. 21 和 N. 23 的规定。

使用真正有效值仪表测量时，性能应不低于表 4/J. 21 所述要求：

表 4/J. 21

输入频率	总谐波失真	用选频法测量的二次和三次谐波
$0.04 \leq f < 0.125$	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)

3.1.6.2 互调

使用 0.8 kHz 和 1.42 kHz，电平各为 +3 dBm0s 的输入信号测试，产生的 0.18 kHz 三次差频应小于 0.5% (-43 dBm0s)。

注 — 提请注意这个事实，即在使用压扩器的传输系统中，产生的三次差频可能超过规定的 0.5% 极限。这种情况会在两个基波频率之差小于 200 Hz 时产生。因此三次失真分量将具有相当于两个测试频率之差的频率。然而在这种场合，由于主观掩蔽效应的作用，可以允许高达 2% 的失真。

对于只拟在实线电路和市内环路的调制设备中进行基带传输的 15 kHz 系统，在没有预加重时适用表 5/J. 21 中的附加要求：

表 5/J. 21

输入信号，各为 +3 dBm0s	1.6 kHz 差频的最高电平
5.6 kHz 和 7.2 kHz	0.5% (-43 dBm0s) (二次)
4.2 kHz 和 6.8 kHz	0.5% (-43 dBm0s) (三次)

3.1.6.3 使用成形的噪声来测量失真产物

在研究中。参阅 CCIR 报告 640 (1978 年于京都)。

3.1.7 复原频率的偏差 (只适用于 FDM 系统)

不得大于 1 Hz。

注 — 当信号源和收听者之间只有单个传输通道时, 原则上允许的最大偏差为 1 Hz。

若广播网路包含两个或多个并联的通道, 例如立体声信号的左右通道, 评论通道和另外的声音通道, 或者几个发射机使用同一个频率进行的无线电广播, 则除非保证偏差为零, 否则就会产生无法容忍的拍频。这个问题在研究中。

3.1.8 可懂串音比

3.1.8.1 在两个声音节目电路之间, 或电话电路 (主串) 对声音节目电路 (被串) 之间的近端和远端可懂串音比必须在被串电路中用选频法测量。测量的频率与加在主串电路中的正弦测试信号的频率相同。串音比不得低于表 6/J.21 中的值:

表 6/J.21

频率 (kHz)	串音衰减 (dB)
$f = 0.04$	50
$0.04 < f < 0.05$	在线性分贝和对数频率坐标上为一段斜直线
$0.05 \leq f \leq 5$	74
$5 < f < 15$	在线性分贝和对数频率坐标上为一段斜直线
$f = 15$	60

3.1.8.2 声音节目电路 (主串电路) 和电话电路 (被串电路) 之间的近端和远端串音衰减至少必须是 65 dB。

注 1 — 据理解这个值是根据适用于电话电路的几个相对电平确定的。[欢迎主管部门对这个参数的测量方法提供文稿。]

注 2 — 提请主管部门注意这个事实, 即在某些场合要满足所述的极限将是困难或不可能的。这种情况可能发生在使用长的无屏蔽线对的音频电路 (例如 1000 公里或更长) 的场合, 或者发生在对称线对电缆载波系统中, 或也发生在同轴电缆载波系统的低频段 (大致在 100 kHz 以下)。若要避免出现低的性能标准, 则在建立节目电路时不应使用这类系统或部分采用这类系统。

注 3 — 电话通路中连续出现 4000 pW0p 或更大的噪声时 (例如卫星系统中的情况可能就是这样), 声音节目电路和电话电路之间的串音比允许降低为 58 dB。

注 4 — 提请主管部门注意这个事实, 即由于终端调制设备和线路设备都会产生串音, 对在同一个时间占用载波系统中“来”和“去”通路的两个声音节目通路 (最经济的安排) 可能需要采取特殊措施, 以满足两者之间的串音极限要求, 因为在这种场合它们占用的线路频带位置相同。(参见建议 J.18)。

注5 — 所示的数值是以假定使用正弦测试信号为依据的。使用建议 J. 19 的测试信号时的情况在研究中。

注6 — 声音节目电路对电话电路的串音效果不属于保密问题，而是特性显著不同于随机噪声或潺潺声的干扰信号所产生的主观损伤。

某些声音节目设备采用的频率移位方法可以减少电话电路对声音节目电路的串音。但是在相反方向只对语音材料有减少串音的作用，对音乐材料则实际上没有效果。

3.1.9 幅度的线性度

当 1 kHz 输入信号从 -6 dBm0s 逐步变到 +6 dBm0s 或反方向变化时，输出电平必须相应地变化 12 ± 0.5 dB。

3.2 立体声节目传输的附加参数

3.2.1 A 和 B 两通路之间的增益差值不得超过表 7/J. 21 中的值：

表 7/J. 21

频率 (kHz)	增益差值 (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 A 和 B 两通路之间的相位差值不得超过表 8/J. 21 中的值：

表 8/J. 21

频率 (kHz)	相位差 (度)
$f = 0.04$	30
$0.04 < f < 0.2$	在线性度数对数频率坐标上为一段斜直线
$0.2 \leq f \leq 4$	15
$4 < f < 14$	在线性度数对数频率坐标上为一段斜直线
$f = 14$	30
$14 < f < 15$	在线性度数对数频率坐标上为一段斜直线
$f = 15$	40

3.2.3 A 和 B 两通路之间的串音比不得低于下述极限：

3.2.3.1 使用 0.04 到 15 kHz 正弦测试信号测量的可懂串音比：50 dB。

3.2.3.2 主要由互调产生的总的串音比：60 dB。

这个值是这样确定的，即在两个通路中的一个通路内加上 CCIR 建议 571 所规定的声音节目模拟信号作为负荷，在另一个通路中由互调产生的噪声分量不得大于 -51 dBq0ps。

因此而产生的噪声增量与空闲通路噪音有关。允许的噪声增量值如表 9/J.21 中所示。

表 9/J.21

空闲通路噪声 (dBq0ps)	-60	-57	-54	-51	-48	-45	-42
允许的噪声增量 (dB)	9.5	7	4.8	3	1.8	1.0	0.5

3.3 数字系统的附加要求

3.3.1 如果测试信号与抽样频率呈谐波的关系，则测试工作就可能出现困难。在这种场合必须将 1 kHz 标称测试信号移位。CCITT 建议 O.33 推荐使用 1020Hz。

3.3.2 限幅电平的不平衡度

致使测试信号的正负两个半周产生限幅的两个电平相差不得大于 1 dB。

3.3.3 与抽样信号的互调

当抽样信号 (f_o) 和带内音频信号 (f_i) 或带外干扰信号 (f_e) 组合在一起时，声音通路内就可能出现非线性互调产物 (f_d)。

3.3.3.1 带内互调

适用下述的组合规律： $f_d = f_o - n f_i$ 。

只有 $n=2$ 或 3 时的值是重要的。

0dBm0s 信号 (f_i) 和互调产物 (f_d) 之间的电平差不得低于 40dB。

f_i/f_d 只需要采用表 10/J.21 中的值就已足够：

表 10/J.21

	$n=2$		$n=3$	
f_i (kHz)	9	13	7	11
f_d (kHz)	14	6	11	1

3.3.3.2 带外互调

适用下述的组合规律： $f_d = nf_0 \pm f_a$

只有 $n=1$ 或 2 时的值是重要的。

0 dBm0s 信号 (f_a) 和互调产物 (f_d) 之间的电平差不得低于 60 dB。

f_a/f_d 只需要采用表 11/J.21 中的值就已足够。

表 11/J.21

	n=1		n=2	
f_a (kHz)	31	33	63	65
f_d (kHz)	1			

3.3.4 其他参数

误码、“喀喇”声、抖动等的特性都在研究中（参阅研究提纲 18A/CMTT 和 CCIR 报告 647）。

注 — CCIR 公布了建议 572。该建议对利用行同步脉冲的时分复用技术来实现声音节目和模拟电视信号伴同传输的问题进行了阐述。所建议的系统是使用 PCM 调制的数字系统，提供的声音节目带宽是 14 kHz。

文献目录

CCIR Document (1978-1982): CMTT/68 (OIRT).

建议 J.22

10 kHz 型声音节目电路的工作特性

(本建议的文本见红皮书卷 III.4, ITU, 日内瓦, 1985)

7 kHz (窄带) 型声音节目电路的工作特性^{①,②,③,④}

用于中等质量单声道传输的电路

(1980年修订于日内瓦, 1988年修订于墨尔本)

CCITT,

鉴于

- (a) 有必要对声音节目电路制订传输标准;
- (b) 假设参考电路的质量要求是为模拟声音节目电路制订的;
- (c) 必须充分利用数字技术带来的技术进步, 对于模拟和数字混合的电路尤其要如此。

建议

在适当考虑应用方面的约束条件下, 新电路使用的设备必须满足下述的要求。

1 用途

本建议适用于单纯的模拟电路或模拟与数字混合的电路。

下述要求适用于建议 J. 11 所规定的假设参考电路 (HRC)。

对长于或短于 HRC 的电路进行性能估算的方法可参阅 CCIR 建议 605。

注 1 — 经过进一步研究后对全数字电路可望提出一个单独的建议。

注 2 — 进一步的工作可查阅 CCIR 报告 496。该报告也提出了 CCIR 和 OIRT 建议之间的若干差别。

2 接口特性

2.1 测试条件

测量电路性能时, 系统输出端必须使用一个平衡测试负载, 即用 600 Ω 标称电阻终端。

2.2 阻抗

系统输入阻抗 600 Ω , 平衡式^⑤

系统输出阻抗 (暂定) 低阻抗, 平衡式

在标称频率范围内, 输出端用规定的测试负载终端时的输出电平, 与开路时的电平相比, 下降量不得大于 0.3 dB。

在标称频率范围内, 源阻抗的电抗部分必须限制为最大 100 Ω (暂定值)。

① 本建议与 CCIR 建议 503 相当。CCIR 在 1986 年于 Dubrovnik 召开的第 16 届全体会议上决定在下一期 CCIR 建议书中不再发表 CCIR 建议 504-2。

② 绝对功率电平, 相对功率电平和噪声电平的定义见建议 574。

③ 5 kHz 声音节目电路在北美被广泛使用。

④ 6.4 kHz 窄带声音节目电路在有些国家仍在用。

⑤ 容差、允许电抗和不平衡度需进一步研究。

2.3 电平

最大的节目输入电平	+9 dBm0s
介入增益 (1 kHz 为-12 dBm0s)	0 dB
调整偏差小于	±0.5 dB
24 小时内的变化不超过	±0.5 dB
相对电平 (参见建议 J.14)	+6 dBrs

如果广播组织要求更为严格的容差, 则接收端广播组织必须接入附加的微调衰减器。

3 全程性能

3.1 一般参数

3.1.1 增益/频率响应特性

参考频率:	1 kHz (标称值)
测量响应特性使用的电平:	-12 dBm0s
增益/频率响应特性给出于表 1/J.23	

表 1/J.23

频率 (kHz)	响应 (dB)
$0.05 \leq f < 0.1$	+1 到 -3
$0.1 \leq f \leq 6.4$	+1 到 -1
$6.4 < f \leq 7$	+1 到 -3

如果广播组织要求更为严格的容差, 则接收端广播组织必须接入附加的均衡器。

3.1.2 群时延的变化

下述频率的群时延值和最小群时延值之间的差值给出于表 2/J.23。

在表 2/J.23 中各频率点之间, 容差极限在线性时延/对数频率曲线图上呈线性变化。

表 2/J.23

频率 (kHz)	$\Delta\tau$ (ms)
0.05	80
0.1	20
6.4	5
7	10

3.1.3 噪声

使用 CCIR 建议 468 规定的仪表测量。

对于无线电中继系统,在任意 30 天周期中至少占总时间 80% 的时间内必须满足表 3/J.23 中所述要求。在 1% 的时间内允许附加 4 dB 的损伤,在 0.1% 的时间内允许附加 12 dB 的损伤。

表 3/J.23

噪 声	传输系统	
	模拟	数字 (三个编解码器串接)
空闲电路噪声, 最大值 (dBq0ps)	-44	-49
节目调制的噪声, 最大值 (dBq0ps)	-32	-37

节目信号调制的噪声只会在装有压扩器的节目电路中出现 (例如相当于 CCITT 建议 J.31 类型的电路)。

这个噪声值可用一个 +9 dBm0s/60 Hz 的正弦辅助测试信号配合进行测量。该辅助信号在测量仪表之前被一个高通滤波器 ($f_c \leq 400$ Hz, $a \geq 60$ dB/60 Hz) 抑制掉。

CCIR 报告 493 指出,如果使用压扩器,则需要提高信噪比以避免对某些节目材料产生不良影响^⑥。

注 — 数字系统适用的数值在研究中。其他的资料可参阅 CCIR 报告 647。

3.1.4 单音干扰

任一单独的单音电平:

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

其中 ψ 是 CCIR 建议 468 所述的某个特定频率的加权值 (正或负)。

经由载波电路的声音节目电路预期会出现载漏。因此可以在载波通道中配备阻塞滤波器,必要时将其接入电路以抑制单音信号。不然的话就会在 8 到 15 kHz 的高频段内听到单音信号的声音。对于假设参考电路,建议采用相对于中心频率小于 3% 的 3 dB 带宽的阻塞滤波器。对 8 kHz 以下的频率有影响的阻塞滤波器应避免使用。

3.1.5 电源的干扰调制

使用 0 dBm0s 调整电平的 1 kHz 测试信号测量时,因受 50 Hz 或 60 Hz 电源的低次谐波干扰分量的调制而产生的最强无用边带分量的电平必须低于 -45 dBm0s。

3.1.6 非线性失真

3.1.6.1 谐波失真

测量总谐波失真 (THD) 时必须使用 +9 dBm0s 的输入信号。

使用这个电平发送单音信号时,持续时间必须限制如 CCITT 建议 N.21 和 N.23 的规定。

⑥ 要求主管部门对合适的数据提供补充资料。

使用真正有效值表测量时,性能不得低于表 4/J.23 中所述要求:

表 4/J.23

输入频率 (kHz)	总谐波失真
$0.05 \leq f < 0.1$	2% (-25 dBm0s)
$0.1 \leq f \leq 2.0$	1.4% (-28 dBm0s)

注 — 若无法直接测量 THD,则可用下法取得同样的结果。用选频法测出二次和三次谐波,然后计算 k 值:

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

其中 k_2 为二次谐波系数, k_3 为三次谐波系数。计算的 k 值必须满足上述要求。

3.1.6.2 互调

使用 0.8 kHz 和 1.42 kHz,电平各为 +3 dBm0s 的输入信号。产生的 0.18 kHz 的三次差频必须低于 1.4% (-34 dBm0s)。

3.1.6.3 使用成形的噪声来测量失真产物

在研究中。参阅 CCIR 报告 640 (1978 年于京都)。

3.1.7 复原频率的偏差 (只适用于 FDM 系统)

不得大于 1 Hz。

注 — 当信号源和收听者之间只有单个传输通道时,原则上允许的最大偏差为 1 Hz。

若广播网路包含两个或多个并联的通道,例如评论通道和另外的声音通道,或者几个发射机使用同一个频率进行无线电广播,则除非保证偏差为零,否则,就会产生无法容忍的拍频。CCITT 正在研究在所推荐的各种系统中实现这个目标的方法。

3.1.8 可懂串音比

3.1.8.1 在两个声音节目电路之间,或在电话电路(主串)和声音节目电路(被串)之间的近端和远端可懂串音比必须在被串电路中选频法测量。测量的频率与加在主串电路中的正弦测试信号的频率相同。串音比不得低于表 5/J.23 中的值:

表 5/J. 23

频率 (kHz)	串音衰减 (dB)
$f < 0.5$	斜率 6 dB/倍频程
$0.5 \leq f \leq 3.2$	74
$f > 3.2$	斜率 -6 dB/倍频程

3.1.8.2 声音节目电路（主串电路）和电话电路（被串电路）之间的近端和远端串音衰减至少必须是 65 dB。

注 1 — 据理解这个值是根据适用于电话电路的几个相对电平确定的。（欢迎主管部门对这个参数的测量方法提供文稿）。

注 2 — 提请主管部门注意这个事实，即在某些场合要满足所述的极限将是困难或不可能的。这种情况可能发生在使用长的无屏蔽线对的音频电路（例如 1000 公里或更长）的场合，或者发生在对称线对电缆载波系统中，或也发生在同轴电缆载波系统的低频段（约在 100 kHz 以下）。若要避免出现低的性能标准，则在建立节目电路时不应使用这类系统或部分采用这类系统。

注 3 — 电话通路中连续出现 4000 pW0p 或更大的噪声时（例如卫星系统中的情况可能就是这样），声音节目电路和电话电路之间的串音比允许降低为 58 dB。

注 4 — 提请主管部门注意这个事实，即由于终端调制设备和线路设备都会产生串音，对在同一个时间占用载波系统中“来”和“去”通路的两个声音节目通路（最经济的安排）可能需要采取特殊措施，以满足两者之间的串音极限要求，因为在这种场合它们占用的线路频带位置相同（参见建议 J. 18）。

注 5 — 所示的值是以假定使用正弦测试信号为依据的。使用建议 J. 19 的测试信号时的情况在研究中。

注 6 — 声音节目电路对电话电路的串音效果不属于保密问题，而是特性显著不同于随机噪声或潺潺声的干扰信号所产生的主观损伤。

某些声音节目设备采用的频率移位方法可以减少电话电路对声音节目电路的串音。但是在相反的方向只对语音材料有减少串音的作用，对音乐材料则实际上没有效果。

3.1.9 幅度的线性度

当 1 kHz 输入信号从 -6 dBm0s 逐步变到 +6 dBm0s 或反方向变化时，输出电平必须相应地变化 12 ± 0.5 dB。

3.2 立体声节目传输的附加参数

不适用，本节只与 15 kHz 类型声音节目电路有关（参见建议 T. 21）。

3.3 数字系统的附加要求

3.3.1 如果测试信号与抽样频率呈谐波的关系，则测试工作就可能会出现困难。在这种场合必须将 1 kHz 标称测试信号移位。建议 O. 33 推荐使用 1020 Hz。

3.3.2 限幅电平的不平衡度

致使测试信号的正负两个半周产生限幅的两个电平相差不得大于 1 dB。

3.3.3 与抽样频率的互调

当抽样信号 (f_0) 和带内音频信号 (f_i) 或带外干扰信号 (f_a) 组合在一起时, 声音通路内就可能出现非线性互调产物 (f_d)。

3.3.3.1 带内互调产物

适用下述的组合规律: $f_d = f_0 - n f_i$ 。

只有 $n=2$ 或 3 时的值是重要的。

0 dBm0s 信号 (f_i) 和互调产物 (f_d) 之间的电平差不得低于 40 dB。

f_i/f_d 只需采用表 6/J.23 中的值就已足够:

表 6/J.23

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

3.3.3.2 带外互调产物

适用下述的组合规律: $f_d = n f_0 \pm f_a$ 。

只有 $n=1$ 或 2 时的值是重要的。

0 dBm0s 信号 (f_a) 和互调产物 (f_d) 之间的电平差不得低于 60 dB。

f_a/f_d 只需采用表 7/J.23 中的值就已足够:

表 7/J.23

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

3.3.4 其他参数

误码、“喀喇”声、抖动等的特性都在研究中 (参阅研究提纲 18A/CMTT 和 CCIR 报告 647)。

文献目录

CCIR Document [1978-1982]: CMTT/68 (OIRT)。

第三章

用于建立声音节目电路的设备和线路的特性

建 议 J. 31

用于建立 15 kHz 型声音节目电路的设备和线路的特性

(1972 年订于日内瓦, 1976 年和 1980 年修订于日内瓦)

据认为建议 J. 21 的全部指标可以使用许多不同类型的系统实现。对于国内网路, 一些解决办法可能比另一些办法更为可取, 其抉择取决于主管部门的特定要求。

但是 CCITT 的一个基本宗旨是对国际电路制订唯一的标准解决方法。而且不少主管部门已经表示, 对国际电路制订唯一的解决方法将会大大减少提供这种电路时出现的困难。

因此 CCITT 建议国际电路要采用下面 § 1 所述的解决方法, 如果有关的主管部门 (必要时也包括过境国家的主管部门) 之间没有其他方案的话。对也能满足建议 J. 21 所推荐的特性的其他解决方法也曾经作过研究, 它们在附件 A、B 和 C 中介绍。

基群链路在任何场合都是需要使用的, 它的特性示于下面的 § 2。

1 可以在一个基群中建立两个 15 kHz 型载波声音节目电路的设备特性

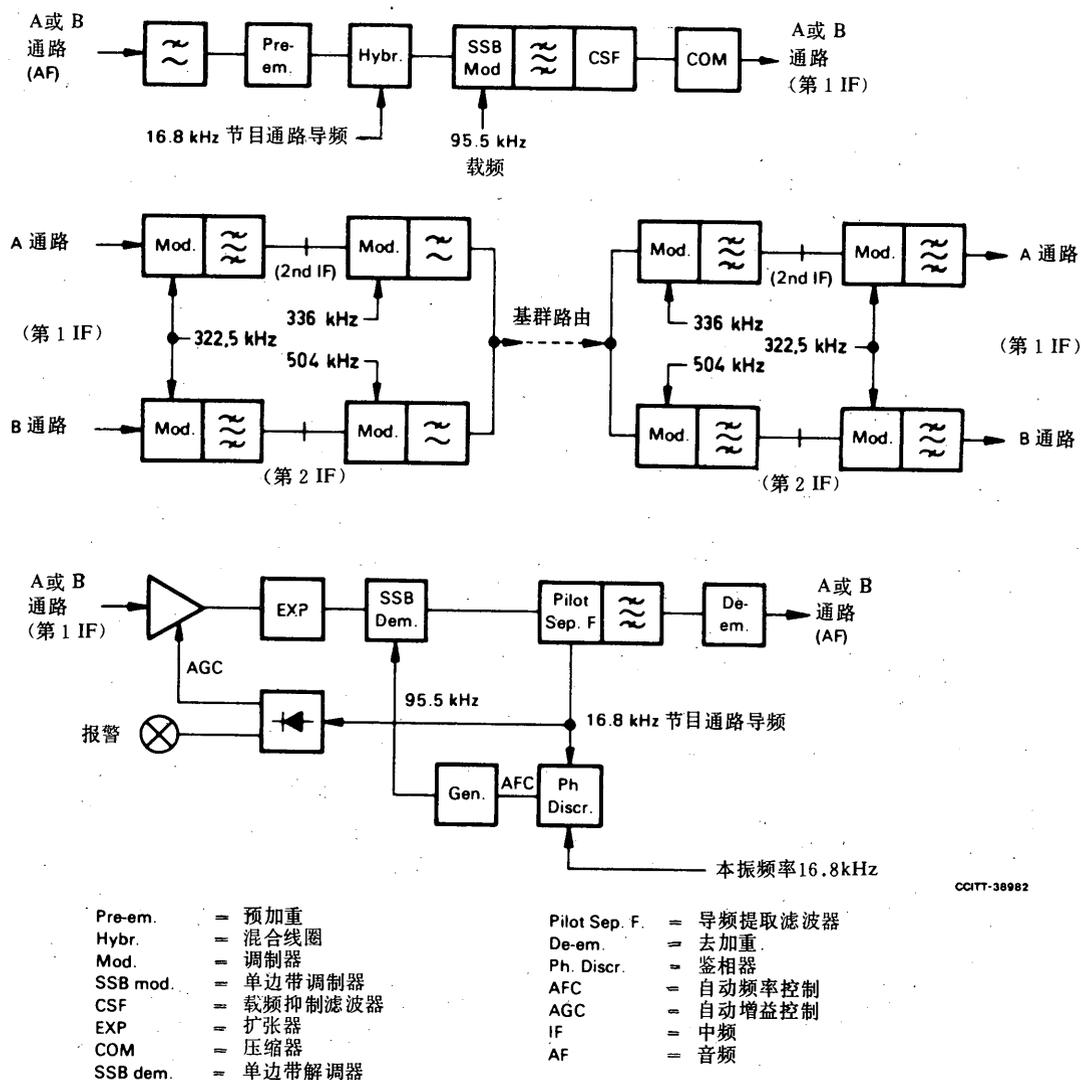
引言

可以在符合建议 G. 222 [1] 的噪声指标的载波电话系统中建立 15 kHz 型声音节目电路 (按照建议 J. 21) 的设备特性将在本节规定。使用该设备不会引起平均负荷或峰值负荷超过被取代的电话通路负荷^①。在一个基群中建立的两个声音节目电路可用作两个独立的单声道电路或一个立体声电路对。

下面涉及的频率配置、预加重、压扩器和节目通路的导频都应被认为是本建议的组成部分。它们为本建议所述的设备提供了完整的定义。

图 1/J. 31 给出适用的设备方框图。

^① 这就是建议 J. 14 对新型设备提出的设计要求。



CCITT-38982

图 1/J. 31

双通路节目系统的第一次调制，辅助调制和解调

1.1 在基础基群 60-108 kHz 中所处的频率位置

在基础基群中所处的频率位置示于图 2/J. 31。两个节目通路的虚载频容差都是±3 Hz，节目通路的导频频率是 16800±0.1 Hz，导频在音频级加入。

注 — 节目通路 B 可用电话通路 1 到 6 取代。

1.2 中频位置 (参见图 3/J. 31 中的第一中频 (IF))

图 3/J. 31 给出调制方案的一个实例，据此以取得图 2/J. 31 所示的线路频率位置。该例采用了二个中频级。建议声音节目通路 A 和 B 采用的第一中频频率必须相同，并应使用被抑制的 95.5 kHz 载频的倒置边带。

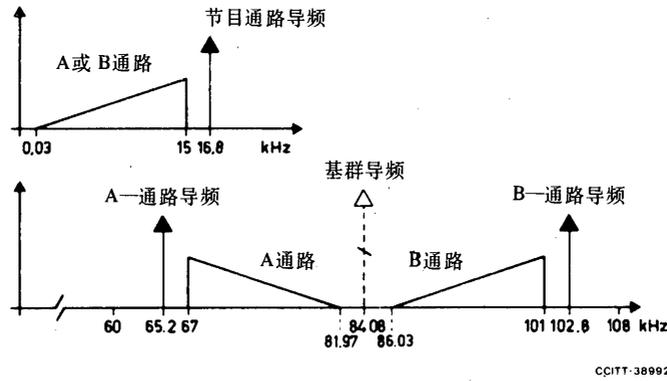


图 2/J. 31

基群中双节目通路的线路频率位置

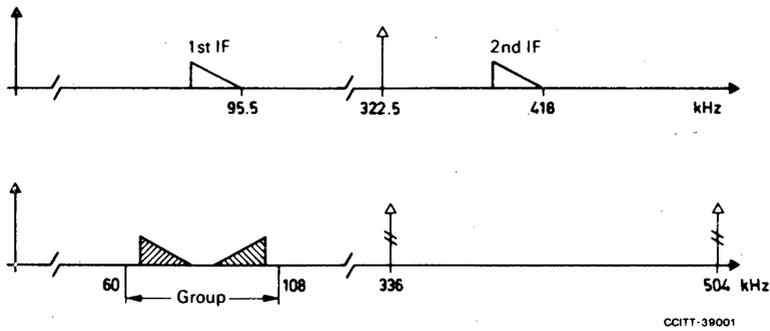


图 3/J. 31

双通路节目系统的调制方案

声音节目通路可以在第一中频级进行互连，但这两个节目通路必须各自分开连接。中频点的声音节目信号已经加有预加重和压缩，因而在第一中频级互连时就不需要另加扩器。

互连点的相对电平相似于载波电话系统中接收端基群的相对电平（-30.5 dBr）。绝对电平则取决于预加重和压缩器；声音信号（A 或 B 通路）的长时间平均功率约为 $250 \mu\text{W}$ 。

本例选用的标称阻抗是 150Ω 平衡式，回损是 26 dB。

节目通路的导频在 $95.5 - 16.8 = 78.7 \text{ kHz}$ 的频率进行转接，没有节目信号时转接电平为 -12 dBm 。

声音节目通路不需要专用的转接滤波器。第二调制级（接收端）输出端的带通滤波器已具有足够的阻带衰减。

1.3 预加重和去加重

根据建议 J.17，预加重和去加重应分别加在压缩器之前和扩张器之后，预加重的 800 Hz 衰减定为 6.5 dB。

1.4 16.8 kHz 导频信号

在发送端, 16.8 kHz 导频信号在预加重之后和调制器及压缩器之前加入, 其电平为 $-29 \text{ dBm}_0 \pm 0.1 \text{ dB}$ 。没有节目信号时, 在载波传输通道中的这个导频电平被压缩器提高 17 dB 而达到 $-12 \text{ dBm}_0 (t)$ ②。通过了扩张器之后, 在解调器之后和去加重之前使用 16.8 kHz 带通滤波器将导频信号分出, 提供控制使用。在此之后这个导频在传输通路中就被抑制了。

导频的控制作用如下: 解调器的频率校正和相位校正, 以及压缩器到扩张器之间传输损耗偏差的补偿。考虑到传输立体声信号的需要, 必须对相位作精确的控制, 以便使与接收的导频相当的频率即使因载波系统的原因而出现 $\pm 2 \text{ Hz}$ 的偏差时, 两个通路之间的相位差也不超过 1° 。

1.5 压缩扩张器

1.5.1 如图 4/J.31 所示, 压缩器具有从低输入电平时的固定增益区域过渡到高输入电平时的固定衰减区域的特性。表 1/J.31 示压缩器放大量与输入电平的精确关系。压缩器和扩张器受节目信号电压和导频信号电压之和的有效值控制。

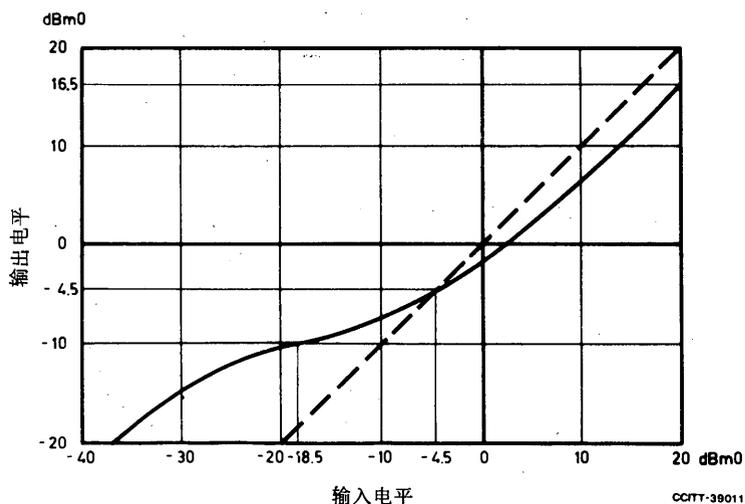


图 4/J.31
压缩器的特性

在表 1/J.31 中, 压缩器已加上导频负荷。没有节目信号和导频信号时, 压缩器增益可以达到 22 dB。扩张器和压缩器的放大特性是互补的, 其容差也应是 $\pm 0.5 \text{ dB}$ 或 $\pm 0.1 \text{ dB}$, 如表 1/J.31 所示。

1.5.2 压缩器的启动时间和复原时间是利用从不受影响的电平点 -4.5 dBm_0 到 -16.5 dBm_0 电平点之间的 12 dB 阶跃信号或反方向的阶跃信号测量的 (参阅建议 G.162 [2] 和 O.31 [3])。为了在波形图上取得最明显的包络, 测试时将导频除去, 并选用这样的测试频率, 该频率产生的中间频率大致位于中频 (IF) 频带的中间部分。如建议 G.162 [2] 所述, 压缩器的启动时间和复原时间就是从压缩器输出电压出现突变时刻直到发生突变之后输出电压达到初值和终值两者算术平均值的时刻之间的时间。

② $\text{dBm}_0 (t)$ 表示引用的电平是以电话通路零相对电平点为参考点的电平。

表 1/J.31
压缩器特性

压缩器输入端 节目信号电平 (dBm0)	压缩器增益 (dB) (除去有 * 符号点的容差为 ± 0.1 dB 外, 其余的容差为 ± 0.5 dB)
-∞	+17.0 *
-40.0	+16.9
-35.0	+16.5
-30.0	+15.6
-25.0	+13.2
-20.0	+ 9.7
-15.0	+ 6.0 *
-10.0	+ 2.7
- 5.0	+ 0.2
- 4.5	0.0
0.0	- 1.3
+ 3.0	- 2.0 *
+ 5.0	- 2.3
+10.0	- 2.9
+15.0	- 3.2
+20.0	- 3.5

如此测得的标称时间值是:

- 启动时间: 1 ms;
- 复原时间: 2.8 ms。

这些数值的容差是需要进一步研究的课题。

检验扩张器的暂态特性时需要将压缩器和扩张器互连。如果将相同的阶跃信号加到压缩器的输入端, 则扩张器输出信号偏离最终稳态值的量不得大于 $\pm 10\%$ 。

注 — 由于特性弯曲, 这个压扩器中压缩器输出电压的初值和终值的比不是 1 : 2。其算术平均值分别不等于电话压扩器中的 1.5 和 0.75。

1.6 音频点阻抗

音频输入阻抗必须是 600 Ω 平衡式, 最小回损是 26 dB。

1.7 发送和接收设备产生的衰减/频率失真

由一个发送设备和一个接收设备产生的总衰减失真不得超过下述范围:

- 40 到 125 Hz: +0.5 到 -0.7 dB
- 125 Hz 到 10 kHz: +0.3 到 -0.3 dB
- 10 到 15 kHz: +0.5 到 -0.7 dB

均指相对于 800 或 1000 Hz 的增益。

1.8 10 和 14 kHz 载漏的抑制

根据建议 H.14 [4], 载漏可能达到 -40 dBm0 , 而建议 J.21 的 § 3.1.6 要求单音干扰必须被抑制到 $(-73 - \Delta ps) \text{ dBm0s}$ 。因此必须配备一个晶体窄带带阻滤波器以供需要时接入。该滤波器应具有下列指标:

阻带的 1 dB 带宽

10 kHz: $\leq \pm 150 \text{ Hz}$

14 kHz: $\leq \pm 210 \text{ Hz}$

中心频率衰减

10 kHz: $\geq 36 \text{ dB}$

14 kHz: $\geq 22 \text{ dB}$

注 — 即使不计及压扩器带来的好处, 该滤波器的衰减也是够用的。

为了适应载漏频率的正常变化, 在上述中心频率 $\pm 2 \text{ Hz}$ 以内阻带衰减必须保持不变。

为了简化晶体带阻滤波器的设计, 建议将它们安排在对应的中频部位而不安排在音频部位。这时必须附加考虑终端设备使用的载频频率:

10 kHz 对应于 85.5 kHz,

14 kHz 对应于 81.5 kHz。

注 — 德意志联邦共和国提供的文件 COM XV-No. 31 (1973-1976 研究期) 给出一种合理的滤波器特性的计算细节和具体数据。

1.9 互连

对符合本建议的设备所提供的声音节目电路进行互连时, 建议尽可能在基群频率部位或第一中频部位进行转接。如上面 § 1.2 所述, 在这些部位互连时, 转接的连接中可以省除不必要的压扩器。

1.10 增益均衡器和相位差均衡器

为了满足建议 J.21 § 3.1.3 关于单声道声音节目传输和 § 3.2.1 和 § 3.2.2 关于立体声声节目传输所规定的质量参数, 在声音节目通路设备的接收端混合线圈之前应配备基群频率部位的增益均衡器和相位差均衡器。这些均衡器必须可以分档调整并具有扇形特性以便与典型的失真特性匹配。

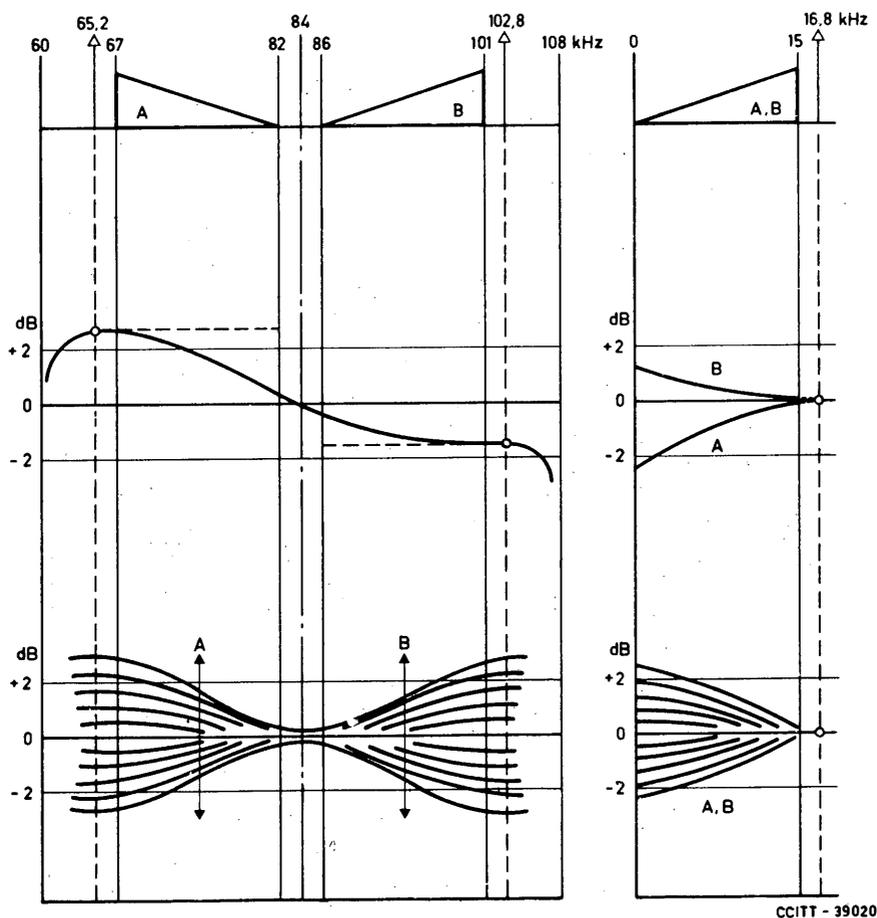
要求增益均衡器能够补偿声音节目通路所在基群中的高频段和低频段增益频率失真特性。使用相位差均衡器的目的是把基群频带中的上半部分和下半部分的相位失真适当加大, 得到一个以基群中心频率为中心的扭曲对称特性, 从而使两个声音节目通路部位的相位特性完全一致。

图 5/J.31 和图 6/J.31 表示增益均衡器和相位差均衡器在基群频带内所起的效用, 及其对音频部位声音节目通路的增益和相位差的影响。音频部位 16.8 kHz 导频点的偏差总是通过导频调节自动地调整为零。这个事实这里已予考虑。

为了方便国际协作, 以便在最短时间内确定均衡器的最佳步位, 推荐采用下述的调整步骤和测量设备配置。

发送端的配备包括一个电平精度很高而输出阻抗很低的信号发生器,利用 16.8 kHz 导频产生两个测试频率: 0.525 kHz ($=1/32$) 和 8.4 kHz ($=1/2$)。这两个测试频率必须同时在两个声音通路中一个一个地发送或以 3.9 秒的间隔自动地交替发送。在后一种场合, 时钟信号是将 0.525 kHz 再除以 2^{12} 获得的。

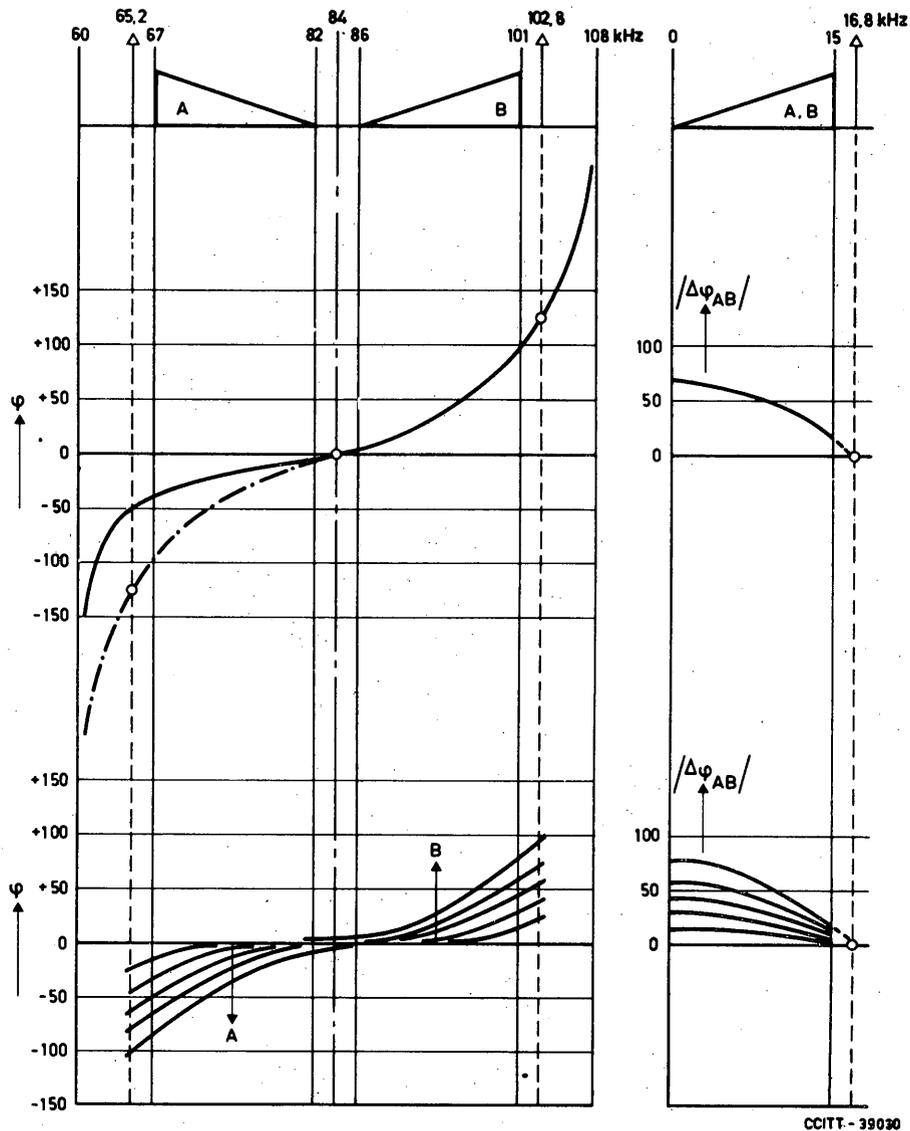
接收端的接收设备是一个校准了的测量仪表, 用以指示两个声音节目通路中每一个通路的电平和两个通路之间的相位差。该相位差是从这两个通路的电压差的电平导出的。收到的测试频率用指示灯指示。由于增益均衡和相位差均衡使用的扇形均衡器的频率特性都是按步位分别规定的, 在确定均衡器的最佳步位时, 可以认为这两个测试频率具有足够的代表性, 因而只需要考虑这两个频率。



上部: 增益失真举例
下部: 两种增益均衡器的扇形特性

图 5/J.31

基群频率部位的增益均衡原理及其对音频部位声音节目通路的影响, 导频的调节作用已予以考虑



上部：相位对称性失真举例。图中示出理想的扭曲对称的相位特性。
 下部：相位对称性均衡器的扇性特性。

图 6/J.31

基群频率部位的相位对称性原理及其对音频两个声音节目通路之间的相位差的影响，导频的相位作用已予以考虑

1.11 可用功率的留量

1.11.1 设备的音频部件（在预加重之前和去加重之后）

1.11.1.1 峰值功率电平

在按照建议 J. 14 和 J. 15 的规定加以控制后，声音节目电路将具有 +9 dBm0s 的准峰值功率，这时它的峰值等效功率电平超过约为 +12 dBm0s 的电平的概率是 10^{-5} 。这一点已为若干主管部门提供的资料所证明（参阅 CCIR 报告 491 [5]）。对于电话业务，在任何场合都必须遵守概率为 10^{-5} 的电平，亦即 +12 dBm0s 这个电平的规定。

1.11.1.2 饱和余量

在 § 1.11.1.1 的峰值功率电平和过载点之间必须保留 3 dB 的余量以适应电平的变化。

1.11.1.3 过载点、定义

第一种定义 — 放大器的过载点或过载电平是指放大器输入信号增加 1 dB 而三次谐波绝对功率电平增加 20 dB 时的输出绝对功率电平。

当测试频率较高使三次谐波频率落在放大器有用频带之外时，这种定义不适用。这时可改用下述的第二种定义。

第二种定义 — 放大器的过载点或过载电平是指放大器输出端的幅度相等，而频率分别为 A 和 B 的两个正弦信号中每一个信号以 dBm 为单位的绝对功率电平加上 6 dB 后的电平值。该绝对功率电平是这样调整得到的电平，就是放大器输入端两个信号的电平各增加 1 dB 会引起放大器输出端 2A-B 互调产物频率的电平增加 20 dB 时的输出电平。

1.11.1.4 过载点的电平值

这些音频部件的过载点因此必须大于 +15 dBm0s。

1.11.2 节目调制设备的载频部分（在压缩器与电话复用设备之间和电话复用设备与扩张器之间）

对于基群通路的等效峰值功率电平（+19 dBm0），§ 1.11.1.3 定义的过载点应有 2 dB 的余量。所以这些载频部件的过载点应高于 +21 dBm0。

1.11.3 完整的设备，背对背

进行检验测试时，要求在示波器中看不到性能劣化：

- 使用峰值功率电平达到 +12 dBm0s 的一个或两个任意频率的正弦测试信号，
- 使用电平达到 0 dBm0s 的任意频率的单音脉冲。

1.12 基群和超群的负荷

表 2/J. 31 给出在最主要的应用场合基群负荷和超群负荷的若干观察值。

2 用于建立两个 15 kHz 型载波声音节目电路的基群链路的特性

国际基群链路的调整方法在建议 M. 460 [9] 阐述。该建议提供了必须取得的衰减/频率特性的有关资料。为了达到符合建议 J. 21 的声音节目电路的衰减频率特性的要求，可能需要加入少量的外加均衡。

表 2/J. 31

使用 CCITT 建议 J. 31, § 1 推荐的载波节目系统传输声音节目时基群和超群的负荷

	n_m (dBm0)	n_p (dBm0)	
基群			
12个电话通路 (如建议 G.223 [6])	-4	+19	
只有一个节目通路	-6	+12	
一个节目通路加 6 个话路	-3.5	+12	只对节目通路
二个节目通路 (不同的单声道节目)	-3	+13	
一个立体声对 ^{a)}	-3	+17	
二个节目通路 (相同的单声道节目)	-3	+17	
超群			
60个电话通路 (如建议 G.223 [6])	+3	+21	
在二个基群中四个节目通路加36个话路			
四个不同的节目通路	+3.5	+14	只对节目通路
二个不同的立体声节目通路	+3.5	+18	
二个相同的立体声通路	+3.5	+22	
10个节目通路			
十个不同的节目通路	+4	+15	
五个不同的立体声通路	+4	+19	
二个相同的立体声节目加六个不同的单声道节目通路	+4	+22	

n_m 长时间平均功率电平 [7]。

n_p 等效峰值功率电平 [8] (= 等效的正弦波电平, 其幅度被复用信号的峰值电压超过的双边概率为 10^{-5})。

^{a)} 一个立体声节目的负荷按照两个相同的单声道节目的负荷处理 (最坏情况)。

用于节目传输的基群链路必须满足有关载漏和其他干扰频率的特殊要求, 以保证节目传输符合建议 J. 21 规定的标准。

基本要求是: 必须在节目电路中将出现在节目频带内的干扰频率抑制到 $(-73-\Delta ps)$ dBm0s^③。与高于 8 kHz 的音频频率对应的频率可以在节目电路终端设备中使用专用的尖峰滤波器进一步抑制。

用于开通建议 J. 21 的节目传输和使用建议 J. 31 的节目终端设备的基群链路必须满足下列要求:

(a) 68, 72, 96 和 100 kHz 的载漏^④ 以及落在声音节目传输使用频带以外的包括导频在内的任何单音干扰信号 (参见图 2/J. 31) 都不得高于 -40 dBm0。这样, 再把窄带晶体带阻滤波器的衰减考虑在内, 就可以达到 $(-73-\Delta ps)$ dBm0s 所需要的抑制量。

③ 此值已由 CMTT 在建议 J. 21 中明确规定。CCIR 报告 493 [10] 对使用建议 J. 31 的设备的电路中干扰频率产生的主观损伤问题提供了补充资料。

④ 具有载频的频率精确度。

(b) 76, 80, 88 和 92 kHz 的载漏, 以及落在声音节目传输使用频带以内的包括导频在内的任何单音干扰信号都不得高于:

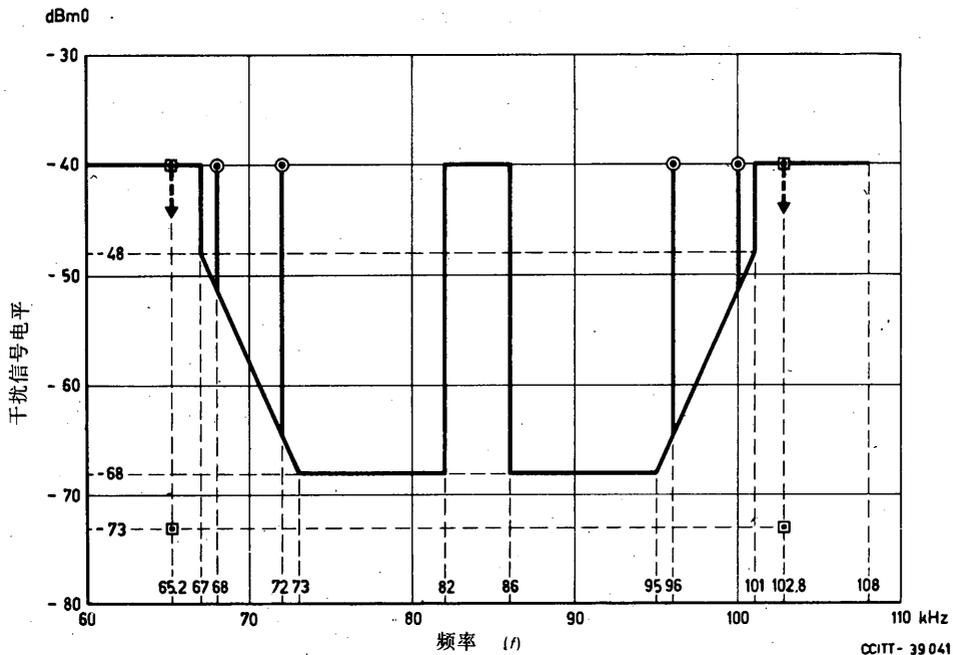
- 对于 73 kHz 和 95 kHz 之间的频率: -68 dBm0 ,
- 对于 67 kHz 和 101 kHz: -48 dBm0 。

67 到 73 kHz 和 95 到 101 kHz 频带内的要求^⑤ 可用连接上述指标的直线 (线性频率和 dB 座标) 表达。

对用于 15 kHz 声音节目传输的基群链路特性, 需要考虑除去建议 M. 460 [9] 的规定之外, 是否还需要外加的要求 (例如在立体声传输中由于有倒换到备用通道的可能性需要考虑群时延失真问题)。

上述要求在图 7/J. 31 中说明。

注 — 图 8/J. 31 提供了附件 A, B 和 C 所述的各种系统中允许的单音干扰电平, 该电平可以满足上述的 $(-73 - \Delta ps) \text{ dBm0s}$ 的基本要求。



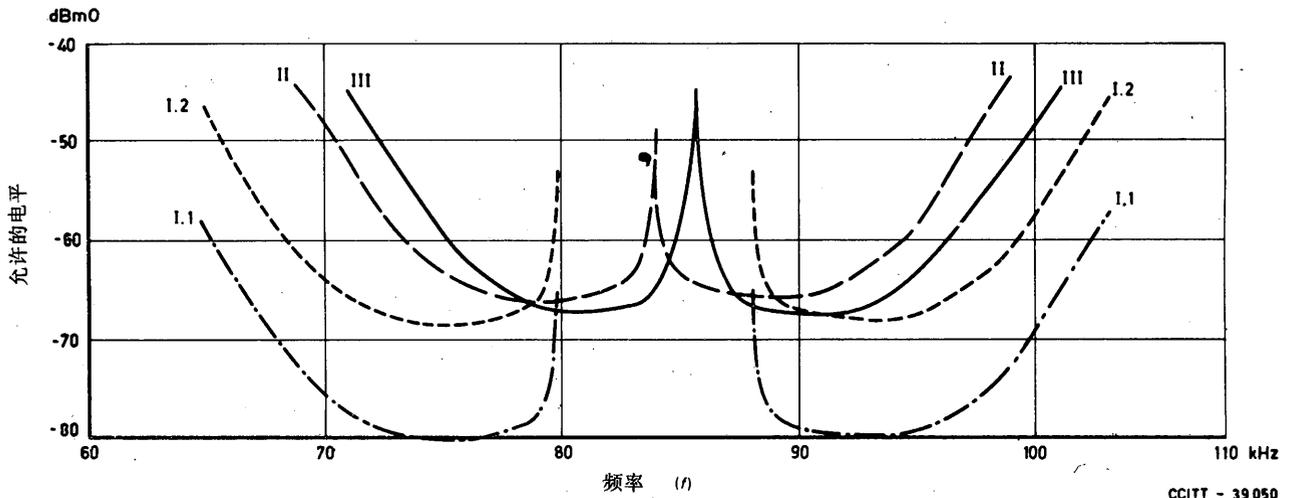
连续曲线表示了针对单频干扰的一般要求, 但下述的除外:

- ⊙ 这个符号表示的载漏频率, 要求可以放宽到 -40 dBm0 。
- 在 A, B 通路导频的 65.2 和 $102.8 \text{ kHz} \pm 300 \text{ Hz}$ 频率点, 干扰信号至今应比导频最低可能的电平 (即当压缩器输入信号很大时的 $-29 \text{ dBm0} - 3.5 \text{ dB}$) 低 40 dB 。

图 7/J. 31

对落在基群频带以内的载漏和其它单音干扰信号所规定的模板

⑤ 这些数值仍在研究之中。以前已假设扩压器至少会提供 12 dB 的主观改善。已要求 CMTT 对这个假设的正确性进行核实。



曲线 I.1: 对附件 A 的系统的要求, 不具有压扩增益
 曲线 I.2: 对附件 A 的系统的要求, 具有压扩增益
 曲线 II: 对附件 B 的 DSB(双边带) 系统的要求
 曲线 III: 对附件 C 系统的要求。

图 8/J.31

基群链路中元件的单频干扰电平

附 件 A

(建议 J.31 的附件)

单 边 带 系 统

(N. V. 飞利浦电信工业公司的文稿)

本附件介绍一种单边带声音节目传输设备, 其中配备有预加重和去加重以及以具有独立的调频控制通路为特色的压扩器。

该设备可在载波电话系统的基群链路中使用。

对基群所加的峰值负荷和平均负荷都与被取代的电话通路的负荷完全一致。

A. 1 基群中的频率配置

表 A-1/J.31

	调制后的节目频率	压扩器控制通路	同步导频
通路 A (倒置)	65 ... 79.96 kHz	81.39 ... 83.18 kHz	84 kHz
通道 B (正置)	88.04 ... 103 kHz	84.82 ... 86.61 kHz	

通路 A 和 B (见表 A-1/J. 31) 可用作两个独立的单声道声音节目电路或组成一个立体声电路对。可以取消通路 A 或 B 并代之以相应的电话通路。

基群导频 84.08, 84.14 和 104.08 kHz 和电话通路 1 和 12 与本设备的频率配置是兼容的。

A.2 预加重

预加重在压缩之前进行。它使用建议 J. 17 规定的网络, 800 Hz 的介入损耗是 6.5 dB。

A.3 压扩器

A.3.1 稳态特性

本压缩器具有一个独立的调频控制通路, 该通路携带的压缩率信息如表 A-2/J. 31 所示。

对于最低的节目电平, 信噪比总的改善将是 19.8 dB (使用 [11] 中引述的建议所规定的噪声计加权时)。

表 A-2/J. 31

压缩器输入电平 (dBm0) ^{a)}	压缩器增益 (dB)	控制通路频率 (kHz)	
		通路 A	通路 B
-∞	17	81.39	86.61
-40	17	81.39	86.61
-35	16.9	81.40	86.60
-30	16.7	81.41	86.59
-25	15.9	81.43	86.57
-20	13.5	81.52	86.48
-15	9.5	81.70	86.30
-10	4.8	81.94	86.06
-5	0	82.24	85.76
0	-4.9	82.56	85.44
+5	-9.6	82.90	85.10
+10	-11.8	83.18	84.82
+15	-11.8	83.18	84.82

a) 在所考虑的压缩器输入端的相对电平比800Hz音频测试信号对应的相对电平高6.5dB。使用了预加重和压缩器后, 例如800Hz, +6.5dBm0的一个音频输入电平将会在压缩器输入端产生0dBm0的电平, 因而产生的基群电平是-4.9dBm0(t)。

控制通路的电平是-17dBm0(t)。

扩张器增益与压缩器增益互相匹配, 容差是±0.5dB。

dBm0(t) 表示引述的电平是以电话通路中的零相对电平点为基准的。

dBm0s 表示引述的电平是指声音节目电路而言。

A.3.2 压缩器的瞬态特性

设想压缩器输入端有一个从-17 dBm0 跳到-5 dBm0 (不受影响的电平点) 的 12 dB 阶跃信号。压缩器的启动时间定义为压缩器的输出电压达到初值和终值的算术平均值时所需的时间间隔。

将电平的突变方向反过来就得到压缩器恢复时间的定义。

启动时间和恢复时间的标称值分别是 2.4 ms 和 4 ms。

A.3.3 扩张器的暂态特性

将压缩器和扩张器互相连接,并在压缩器输入端加上从 -17 dBm_0 跳到 -5 dBm_0 的电平突变信号和反方向的突变信号。这时,扩张器输出电压偏离稳态值的量不得大于 10%。

A.4 同步导频

使用电平为 $-20\text{ dBm}_0(t)$ 的 84 kHz 同步导频以减少基群链路产生的频率偏差和相位偏差。

频率偏差可以降低 21 倍。

在发送端和接收端,调制载频和解调载频都必须与同步导频保持相位相干,从而使出现 2 Hz 的频率偏差时,立体声对的两个通路产生的相位差不大于 1° 。

附 件 B

(建议 J.31 的附件)

双 边 带 系 统

(L. M. Ericsson. ITT 和 Telettra 的文稿)

B.1 频率配置

以 84.080 kHz 作为载频进行双边带调制。边带位于 69.080-99.080 kHz 频段。将载频的电平降低从而使它可以作为常规的基群导频使用。

B.2 预加重

必须使用建议 J.17 所示的预加重曲线。

B.3 压扩器

压扩器不是这种系统的组成部分。

B.4 载波系统中的节目信号电平

节目信号的电平是:在音频输入端加上电平为 0 dBm_0s 的 800 Hz 正弦信号时,经过预加重网络后出现在基群输出端的两个边带频率中的每一个频率的电平,与电话通路的相对电平相比是 $+2\text{ dB}$,亦即等于 $+2\text{ dBm}_0(t)$ 。这个电平应可以在 $\pm 3\text{ dB}$ 左右的范围内调整。

B.5 基群调节

备有使用 84.08 kHz 频率的常规基群调节措施。该频率具有 [12] 中引述的建议所示的导频信号的常规电平和容差。

B.6 载频的再生

这个系统有几种不同的类型,分别利用基群导频的正确相位关系或利用位于节目频带之上的辅助导频(例如已提议国内系统使用 16.66 kHz 或 16.8 kHz)实现。必须重新考虑将 16.8 kHz 频率用于国际电路。必要时必须改变发送终端设备以满足接收终端设备对上述任一方面的需要。任何辅助导频的电平都不得超过 $-20\text{ dBm}_0(t)$,它是参考了基群中的电话通路电平而定的。

附 件 C

(建议 J. 31 的附件)

在一个超群链路中传送六个声音节目电路

(Societa Italiana Telecomunicazioni Siemens SpA 的文稿)

可在基群链路中建立一个单声道声音节目电路或建立两个电路以组成一个双声道节目电路的这类系统已在文件 COM XV-No. 151 (1973-1976 研究期) 中阐述。这类系统已在意大利广泛使用。

可在一个基础超群频带中传输六个节目通路的新设备已经研制出来, 并已在试验性应用中取得成功。

该系统的主要特点是采用抑制载频 (86 kHz) 的单边带调幅方式和采用导频 (16.8 kHz) 的同步解调方式, 以避免出现发送频率偏差和立体声节目中 A 和 B 信号之间的相位偏差。

使用的 86 kHz 载频可以将节目信号安排到不受电话载漏影响的边带内, 并防止电话通路和节目通路之间出现可懂串音。

单边带调制采用相移技术。利用这个技术可以将节目通路安排在 71 和 86 kHz 之间的下边带或 86 和 101 kHz 之间的上边带。

在第二个调制过程中使用载频 346 kHz, 382 kHz, 418 kHz, 454 kHz, 490 kHz 及 526 kHz 将六个声音节目安排到 312-552 kHz 的基础超群频带内。

测量结果表明该系统符合建议 J. 21 推荐的高质量电路要求值, 使用的设备价格便宜; 因而即使距离只有几百公里, 系统仍然是经济的。

参 考 文 献

- [1] CCITT Recommendation *Noise objectives for design of carrier-transmission systems of 2500 km*, Vol. III, Rec. G.222.
- [2] CCITT Recommendation *Characteristics of companders for telephony*, Vol. III, Rec. G.162.
- [3] CCITT Recommendation *Specification for an automatic measuring equipment for sound-programme circuits*, Vol. IV, Rec. O.31.
- [4] CCITT Recommendation *Characteristics of group links for the transmission of wide-spectrum signals*, Vol. III, Rec. H.14.
- [5] CCIR Report *Characteristics of signals sent over sound-programme circuits*, Vol. XII, Report 491, ITU, Geneva, 1982.
- [6] CCITT Recommendation *Assumptions for the calculation of noise on hypothetical reference circuits for telephony*, Vol. III, Rec. G.223.
- [7] *Ibid.*, § 1.
- [8] *Ibid.*, § 6.2.
- [9] CCITT Recommendation *Bringing international group, supergroup, etc., links into service*, Vol. IV, Rec. M.460.
- [10] CCIR Report *Companders for sound-programme circuits*, Vol. XII, Report 493, ITU, Geneva, 1982.
- [11] CCITT Recommendation *Psophometers (apparatus for the objective measurement of circuit noise)*, Green Book, Vol. V, Rec. P.53, Part B, ITU, Geneva, 1973.
- [12] CCITT Recommendation *Pilots on groups, supergroups, etc.*, Vol. III, Rec. G.241, §§ 2 and 3.

建 议 J. 32

用于建立 10 kHz 型声音节目电路的设备和线路的特性

(本建议的文本见红皮书卷Ⅲ. 4, ITU, 日内瓦, 1985)

建 议 J. 33

用于建立 6.4 kHz 型声音节目电路的设备和线路的特性^①

CCITT 建议: 当主管部门要求在载波系统中使用相当于两个电话通路的频带提供一个声音节目电路时, 该电路必须占据 12 通路基础基群 B 频带中的 88 kHz 到 96 kHz 频段, 该频段的虚载频必须是 96 kHz, 或者作为替代方案使用 95.5 kHz。^②

若有关主管部门(必要时也包括过境国家的主管部门)之间取得协议, 则可以采用附件 A 所述的在基础基群中建立四个 6.4 kHz 声音节目电路的解决办法。

附 件 A

(建议 J. 33 的附件)

在一个基础基群中开通四个 6.4 kHz 声音节目电路

(中国邮电部文稿)

A.1 频率配置和调制方案

为了不使相邻基础基群和超群等的转接设备要求的工作特性较之 15 kHz 型声音节目电路中的更为严格, 一个基群内的四个 6.4 kHz 节目电路的频带必须限制在 65.3 到 102.7 kHz 范围内。

为了使 6.4 kHz 节目电路的调制过程与 15 kHz 型节目电路中的相同, 采用了三级调制。调制过程和频率配置如图 A-1/J. 33 所示。所有的载频和导频都从 12 kHz 基本频率导出。

A.2 加重网络和压扩器

为了使四个 6.4 kHz 声音节目电路加在电话电路中的平均负荷小于 -3 dBm₀, 且峰值负荷小于 $+19$ dBm₀, 节目的相对电平 (dBrs) 必须比电话的相对电平 (dBr) 低 6.5 dB, 并且必须使用加重网络。

^① 6.4 kHz 型声音节目电路的工作性能见建议 J. 23 (黄皮书, 1980 年)。

^② 使用的基群和超群的选择方法见建议 J. 32。

为了满足建议 J. 23 (黄皮书, 1980 年) 规定的 2500 公里假设参考电路的噪声电平, 即 -39 dBm0s 的要求, 除了加重网络之外还需要使用压扩器。

6.4 kHz 系统采用建议 J. 17 的加重网络。在 0.8 kHz 时, 预加重的介入损耗是 6.5 dB, 去加重的介入增益是 6.5 dB。

6.4 kHz 系统采用的压扩器与 15 kHz 系统中的相同 (参见建议 J. 31, 图 4/J. 31)。

A.3 导频

为了保证节目电路所要求的介入衰减稳定性和低的频偏, 在发送支路的预加重之后和调制器之前接入电平为 $-29 \text{ dBm0} \pm 0.1 \text{ dB}$ 的 7.5 kHz 导频。

在接收支路的解调器之后将导频取出, 以进行频率和电平的调节。

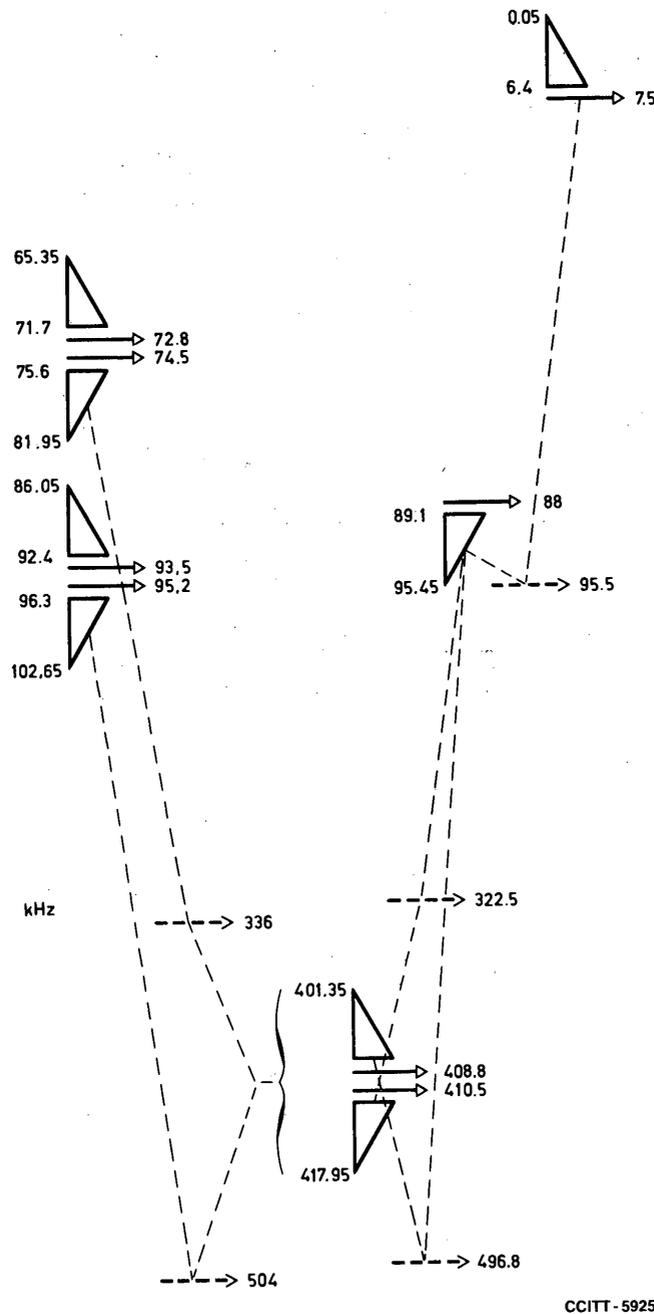


图 A-1/J. 33

一个基群内四个 64 kHz 型声音节目电路的频率配置

A.4 噪声

假设参考电路中电话通路的加权噪声	-50 dBm _{0p}
由于电话加权网络的损耗	2.5 dB
由于带宽从 3.1 kHz 扩到 6.4 kHz	3.2 dB
由于 CCIR 建议 468 声音节目 加权网络 (0.05 到 6.4 kHz)	9.0 dB
由于 CCIR 建议 468 准峰值测量	5 dB
<hr/>	
总计 (没有加重和压扩时假设参考电路的噪声)	-30.3 dBq _{0ps}
由于去加重 (6.5 dB/800 Hz) 在 0.05 到 6.4 kHz 范围内加权噪音电平的变化	-3 dB
由于扩张器引起的噪声电平变化	-12 dB
<hr/>	

6.4 kHz 型节目通路的假设参考电路加权噪声
(有加重和压扩) -45.3 dBq_{0ps}
与建议 J.23 对 6.4 kHz 型节目电路推荐的 -39 dBq_{0ps} 值相比约有 6 dB 的安全余量。

A.5 总结

在一个基群中可以开通四个 6.4 kHz 型节目电路 (A、B、C 和 D)，其中 A (或 D) 可用三个话路替代，A+B (或 C+D) 可用一个 15 kHz 型节目电路或六个话路替代。

本系统可以满足建议 J.23 (黄皮书, 1980 年) 规定的 6.4 kHz 型电路的各项要求。不存在基群过负荷的危险，甚至当四个节目通路同时传送同一个节目时也是如此。

建 议 J.34

用于建立 7 kHz 型声音节目电路的设备特性

(1980 年订于日内瓦)

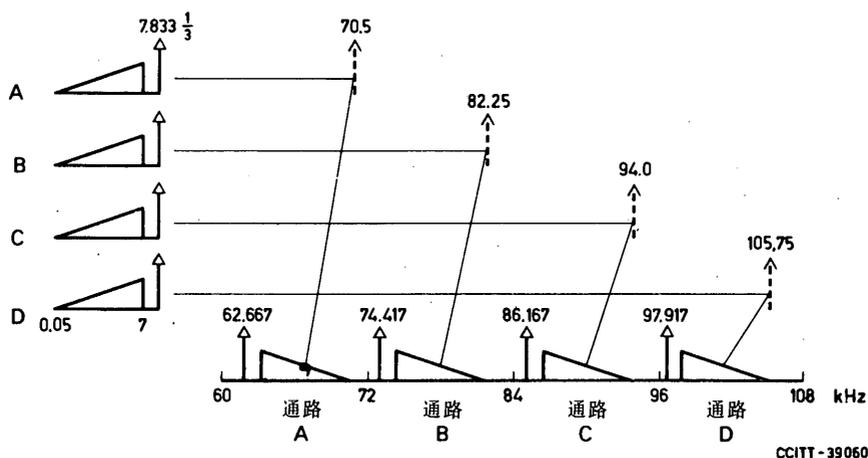
引言

在符合建议 G.222 [2] 的噪声指标的载波电话系统中建立 7 kHz 声音节目电路 (按照 CCIR 建议 503 [1]) 使用的设备的技术条件在这里规定。使用这个设备时平均负荷和峰值负荷都不会高出被替代的电话通路的负荷。在一个基群中建立的这种声音节目电路只可用作单声道电路。

下面推荐的频率配置、预加重、压扩器和节目通路的导频都应被认为是本建议的组成部分。它们为本建议所述的设备提供了完整的定义。

1. 在基础基群 60-108 kHz 中所处的频率位置

在基础基群中的频率位置见图 1/J. 34。节目通路的虚载频稳定度是 $\pm 10^{-5}$ ，节目通路导频使用 7833 $\frac{1}{3}$ Hz 的频率（稳定度优于 $\pm 10^{-5}$ ），在音频部位加入。



注—载频是 11.75kHz 的倍数，可从公用的频率发生器抽取。

图 1/J. 34

在一个基群中建立四个 7 kHz 型声音节目电路的频率安排

注 1 — 节目通路 D 可被电话通路 1 至 3 替代；节目通路 C 可被电话通路 4 至 6 替代；节目通路 B 可被电话通路 7 至 9 替代；节目通路 A 可被电话通路 10 至 12 替代。

注 2 — 节目通路 D 只适用于导频为 84.14 和 84.08 kHz 的基群而不适用于导频为 104.08 kHz 的基群。此外，在导频为 411.92 或 411.86 kHz 的超群中的第 3 基群不能开通这个节目通路。

频率位置示于表 1/J. 34

表 1/J. 34

通路范围 (kHz)	虚载频频率 ^{a)} (kHz)
60 到 72	70.5 倒置位置
72 到 84	82.25 倒置位置
84 到 96	94 倒置位置
96 到 108	105.75 倒置位置

^{a)} 载频是 11.75kHz 的倍数，可从公用的频率发生器抽取。

2 预加重和去加重

预加重和去加重应按建议 J. 17 的规定分别加在压缩器之前和扩张器之后。预加重的 800 Hz 衰减定为 6.5 dB。

3 7833 1/3-HZ 导频信号

在发送端, 7833 1/3 Hz 导频信号在预加重之后和调制器及压缩器之前加入, 其电平是 $-29 \text{ dBm}_0 \pm 0.1 \text{ dB}$ (该点的相对电平是在去掉压缩器并代之以 0 dB 损耗的假设下确定的)。不送节目信号时, 在载波传输通道中的导频电平被压缩器提高 14 dB 而达到 -15 dBm_0 。通过了扩张器之后, 在解调器之后和去加重之前使用 7833 1/3 Hz 带通滤波器将导频信号抽出提供控制使用。在此之后这个导频在传输通路中被抑制了。

导频的控制作用是: 解调器载频的再生和压缩器到扩张器之间传输损耗偏差的补偿。对解调器的再生载频要求很高的精确度, 以保证发送端和接收端音频 (AF) 节目信号之间的频率偏差小于 0.6 Hz , 甚至当基群连接的频率偏差达到 2 Hz 时也是如此。

4 压扩器

压扩器的特性与建议 J. 31, § 1.5.1 中的相同, 唯一的例外是输出电平降低了 3 dB 。压缩器的最大增益是 14 dB , 最小增益是 -6.5 dB 。输入电平为 -18.5 dBm_0 时输出电平是 -13 dBm_0 。

压缩器的增益容差是 $\pm 0.5 \text{ dB}$, 但是当压缩器输入端的节目信号电平为 $-\infty$ 、 -15 和 $+3 \text{ dBm}_0$ 时增益容差是 $\pm 0.1 \text{ dB}$ (和表 1/J. 31 一致)。

扩张器的放大量较建议 J. 31, § 1.5.1 所示的大 3 dB 。

5 发送设备和接收设备引起的衰减/频率失真

发送设备和接收设备引入的总的衰减/频率失真不得超出原先推荐的下述范围:

0.05 到 0.1 kHz: $+0.7$ 到 -1.0 dB

0.1 到 6.4 kHz: $+0.5$ 到 -0.5 dB

6.4 到 7 kHz: $+0.7$ 到 -1.0 dB

相对于 800 Hz 或 1000 Hz 的增益。

注 — 这些数值仍在研究之中。根据假设参考电路 (h. r. c) (建议 J. 11), 具有两个中间音频点的三个载波电路段必须遵守 [3] 中所引述的 CCIR 建议的规定。

6 载漏的抑制

若载漏在解调之后落在音频节目频带之内, 则该载漏在载频部位的电平必须低于 -68 dBm_0 。

64 kHz 的载漏和 64 kHz 附近的残余导频信号, 如果电平大于 -68 dBm_0 就会在通路 A 中产生无法忍受的 6.5 kHz 单音干扰。必要时可在通路 A 的音频输出端用一个低通滤波器给予充分抑制。这样该通路可以当作 5 kHz 型声音节目通路使用。

参 考 文 献

- [1] CCIR Recommendation *Performance characteristics of narrow-bandwidth sound-programme circuits*, Vol. XII, Rec. 503, ITU, Geneva, 1978.
- [2] CCITT Recommendation *Noise objectives for design of carrier-transmission systems of 2500 km*, Vol. III, Rec. G.222.
- [3] CCIR Recommendation *Performance characteristics of narrow-bandwidth sound-programme circuits*, Vol. XII, Rec. 503, § 3.3.1, ITU, Geneva, 1978.

第四章

模拟声音节目信号编码设备的特性

建议 J. 41

用于 384 kbit/s 传输通路的高质量模拟声音节目信号编码设备的特性

(1984 年订于马拉加-托雷莫里诺斯; 1988 年修订于墨尔本)

1 概述

1.1 本建议提供将 15 kHz 单声道模拟声音节目信号编码为 384 kbit/s 数字信号的设备特性。进行立体声传输时可以使用两个单声道数字编解码器。组成一个立体声信号的两个单声道数字信号应在同一个传输系统(通道)中传输以免出现传输时延差。

1.2 本建议规定的模拟声音节目信号编码设备可以是:

- a) 具有 384 kbit/s 接口的独立的编码器/解码器。编码操作和解码操作可以在两个分开的设备或同一个设备中进行。
- b) 具有 1544 或 2048 kbit/s 数字接口的组合编码器—复接器/解码器—分接器。编码复接操作和分接解码操作可以在两个分开的设备或同一个设备中进行。

对 b) 中的设备, 不硬性规定要提供 384 kbit/s 的数字声音节目信号的外部接入端口。

1.3 CMTT [1] 已经规定了两种编码方法。它们就是本建议的依据。

2 传输性能

每对编码器/解码器必须具备这样的性能, 即当三对编码器/解码器在音频口串接时, 总的传输性能不会超过建议 J. 21 (CCIR 建议 505) 规定的极限。

注 — 用于传送立体声节音信号时, 编码器和解码器的设计必须满足相位差的规定要求。

为避免无谓地使设计复杂化, 通路 A 和 B 的抽样应同时进行。

3 编码方法

3.1 推荐的编码律与 [1] 中所规定的相同。

3.2 该编码律以加有压扩过程的每样值 14 个比特的均匀量化 PCM 技术为基础, 可以采用二者中的一种方法:

- a) 11 折线 14 到 11 比特瞬时 A 律压扩方法, 或
- b) 五量程 14 到 10 比特近瞬时压扩方法。

关于在这两种压扩方法之间进行转接的暂行规定见 [1] 中的注 4。

3.3 经过有关的主管部门协商同意后还可以使用其他的编码技术。这些技术列于附件 A, 但不作为本建议的一个部分。

3.4 两种编码方法共有的设备特性是:

标称音频带宽	0.04 到 15 kHz。
音频接口	参阅建议 J. 21, § 2。
抽样频率 (CCIR 建议 606)	$32 (1 \pm 5 \times 10^{-5})$ kHz。
预加重/去加重	建议 J. 17, 800 Hz 衰减为 6.5 dB。

注 — 加拿大、日本和美国的主管部门在其国内电路及其相互间的国际电路中不使用预加重和去加重。但是它们对其他国家的国际电路仍使用预加重和去加重。

4 使用瞬时压扩方法的设备

4.1 编码表

4.1.1 编码律在表 1/J. 41 中规定。

4.1.2 字符信号 (PCM 码字) 的配置也列于表 1/J. 41。允许有两种变型 (A 型和 B 型) 的字符信号。

注 — 在 A 型和 B 型之间进行数字互连时, 将表 1/J. 41 中的一组字符信号变换为另一组字符信号时, 可以不产生任何性能劣化。但在模拟口互连时预期信噪比将会有 3 dB 左右的下降。

4.2 比特率

标称信源编码率 (32 kHz × 11 比特/样值)	352 kbit/s
误码保护	32 kbit/s
传输比特率	384 kbit/s

4.3 过载电平

对于频率等于预加重网络介入损耗为 0 dB 的频率 (2.1 kHz) 的正弦信号, 过载电平为 +15 dBm₀。

4.4 数字信号的格式

A 型和 B 型字符信号的比特序列示于图 1/J. 41。

4.5 误码保护

对每个 11 比特的字符信号加一个奇偶检校比特。

表 1/J.41

用于声音节目信号的 11 折线、14 到 11 比特瞬时压扩的 A 律 PCM (正半周部份)^{a)}

归一化模拟 输入	归一化模拟 输出	压缩的数字 代码	折线段代号	有效分辨力 (bits)	11 bit 编码方式 字符信号的配置						
					A型 ^{b)}					B型 ^{c)}	
					1	2 3 4	5 6 7 8 9 10	11	S	X Y Z	A B C D E F G
8160 到 8192	8176	895	1	9	0	1 1 1	1 1 1 1 1 1	1	0	1 1 0	1 1 1 1 1 1 1
4096 到 4128	4112	768				0 0 0 0 0 0	0	0 0 0 0 0 0 0			
4080 到 4096	4088	767	2	10	0	1 1 0	1 1 1 1 1 1	1	0	1 0 1	1 1 1 1 1 1 1
2048 到 2064	2056	640				0 0 0 0 0 0	0	0 0 0 0 0 0 0			
2040 到 2048	2044	639	3	11	0	1 0 1	1 1 1 1 1 1	1	0	1 0 0	1 1 1 1 1 1 1
1024 到 1032	1028	512				0 0 0 0 0 0	0	0 0 0 0 0 0 0			
1020 到 1024	1022	511	4	12	0	1 0 0	1 1 1 1 1 1	1	0	0 1 1	1 1 1 1 1 1 1
512 到 516	514	384				0 0 0 0 0 0	0	0 0 0 0 0 0 0			
510 到 512	511	383	5	13	0	0 1 1	1 1 1 1 1 1	1	0	0 1 0	1 1 1 1 1 1 1
256 到 258	257	256				0 0 0 0 0 0	0	0 0 0 0 0 0 0			
255 到 256	255.5	255	6	14	0	0 1 0	1 1 1 1 1 1	1	0	0 0 1	1 1 1 1 1 1 1
128 到 129	128.5	128				0 0 0 0 0 0	0	0 0 0 0 0 0 0			
127 到 128	127.5	127			0	1	1 1 1 1 1 1	X	0	0 0 0	1 1 1 1 1 1 1
0 到 1	0.5	0	0 0	0	0 0 0 0 0 0	0	0 0 0 0 0 0 0				

X 在 A 型中第 11 比特可随意使用。

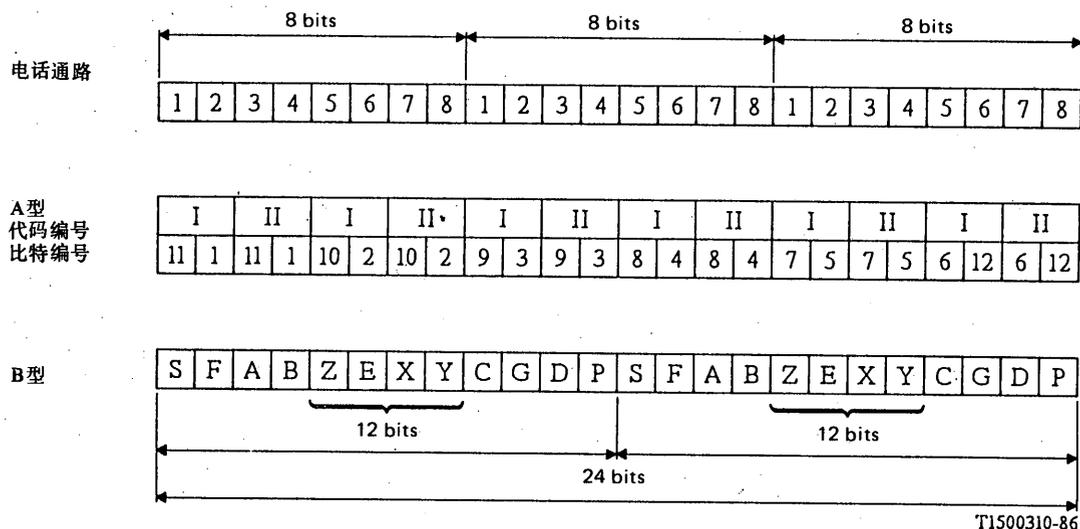
a) 除去符号比特 (A 型和 B 型中分别为比特 1 和 S) 被反转外, 负半周部分的字符信号都和正半周部分的相同。

b) A 型目前在 2048 kbit/s 系列的数字设备中使用。在编码之后和插入奇偶检校比特之前, 1~5 比特被反转。

c) B 型目前在 1544 kbit/s 系列的数字设备中使用。全部比特 (包括奇偶检校比特) 都被反转, 并在传输之前重新编组 (见图 1/J.41)。

4.5.1 A 型

对每个样值的五个最高有效比特，使用一个奇偶检校比特加以保护，以防止误码。在发送部分的变换器中，奇偶检校比特加在每个码字的第 12 位比特上，它的取值必须使 6 个比特的奇偶检校组总是具有奇数个“1”码。为了使偶数个误码比特也能破坏奇偶性，将每个码字中受保护的比特和未受保护的比特按上升和下降的顺序交错穿插如图 1/J.41 所示。



A型：比特的定义

- 1 正负号比特
- 2, 3, 4 弦比特
- 5 to 11 步位比特
- 12 奇偶检校比特

B型：比特的定义

- S 正负号比特
- X, Y, Z 弦（因不使用弦111，线路上的比特都被反转，故其中的一个比特总是1）

A to G 步位

P 奇偶检校比特

这 4 个比特中总有 1 个比特是 1（见上述的弦）

图 1/J.41

使用 A 律加压扩的系统进行传输时的 15 kHz 声音节目通路的比特顺序

4.5.2 B 型

所加的奇偶检校比特将以 11 比特 PCM 码字中的 7 个最高有效比特为依据。这些比特是 S, X, Y, Z, A, B, C。“1”码的奇偶性必须是偶数。因为弦比特 (X, Y, Z) 总包含一个“1”，所以每个样值中“1”的最低数量是 2，因而“1”的密度最小为 1/6。

4.5.3 误码掩饰技术

如果检测到奇偶性受破坏，则必须使用误码掩饰技术（例如用内插法，外插法或重复法予以替代）。对于成群的奇偶性破坏（突发性误码）则应采用静噪技术。

4.6 384 kbit/s 数字接口

在研究中 (参阅建议 G. 735 和 G. 737)。

4.7 同步

编码设备与后续的复接设备的时钟或网路时钟同步工作。在提供数字接口的场合, 需要比特和字节 (24 个比特, 如图 1/J. 41 所示) 的定时信息。

A 型: 建议 G. 735 和 G. 737 提出了同步接入的解决方法。

B 型: 同步接入的解决方法在研究中。

4.8 故障状态和相应动作

4.8.1 A 型

在提供 384 kbit/s 数字接口的地方, 故障状态和相应动作原则上必须与建议 G. 732 中的情况相同。

4.8.2 B 型

在研究中。

5 使用近瞬时压扩特性的设备

5.1 引言

本节描述的设备使用近瞬时压扩方法将高质量声音节目信号编码为数字信号。

该编码设备采用两步骤处理过程:

a) 将 15 kHz 通路变换为 338 kbit/s 码流。

注 — 选择 338 kbit/s 这个数值是为了可以将 6 个通路复接至 2048 kbit/s 专用帧结构内。

b) 将 338 kbit/s 码流异步插入 384 kbit/s 码流。

注 — 将 338 kbit/s 码流异步插入 384 kbit/s 码流时, 编码器使用的时钟无需与网路时钟同步。当编码设备和插入设备 (参阅建议 G. 735 和 G. 737) 分处不同的地点时, 或当两者之间的传输链路是单向传输时, 这个情况可能会带来好处。

解码设备中的过程正好相反。

5.2 从 15 kHz 到 338 kbit/s 的变换

5.2.1 过载电平

对于频率等于预加重电路介入损耗为 0 dB 的频率 (2.1 kHz) 的正弦信号, 过载电平是 +12 dBm₀。

5.2.2 压扩方法

采用近瞬时压扩方法将数据率从每样值 14 比特降到每样值 10 比特。该系统以 32 个样值作为一组, 对每个组进行编码, 根据组内最大的样值幅度将该组编入 5 个增益量程中的一个量程。压扩特性示于图 2/J. 41, 压扩参数在表 2/J. 41 中说明。

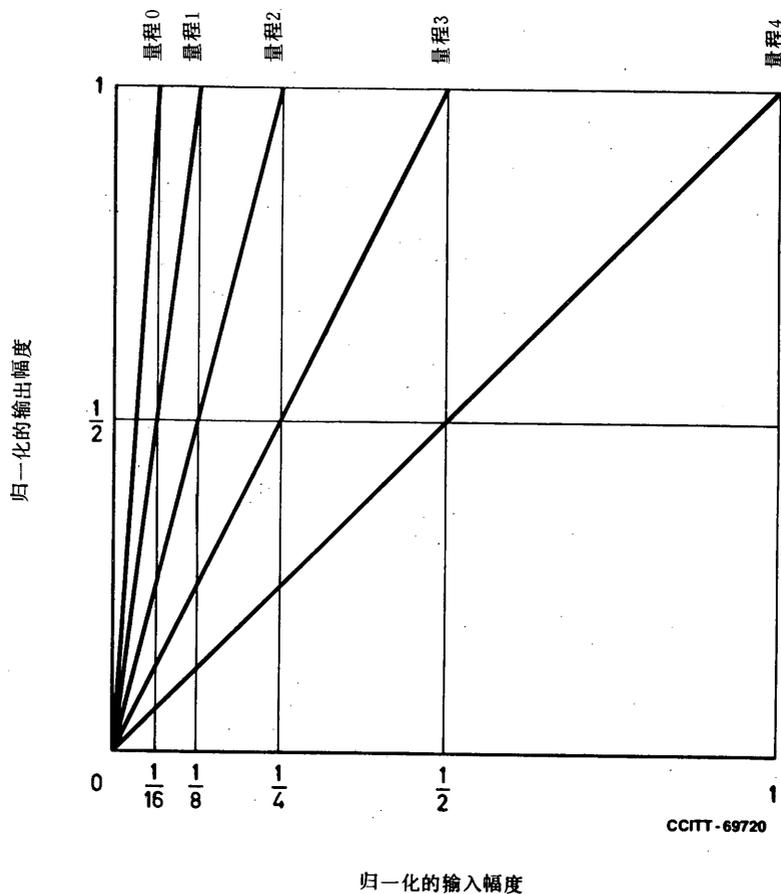


图 2/J.41.
近瞬时压扩特性

5.2.3 量程的编码和保护

表明所使用的量程的信息是在三个连续的组中用一个 7 比特字传送的。该字在汉明 (Hamming) 7, 11 单误码纠错码中被增加到 11 比特。码字在三个组中的分配如下:

这三个量程代码 (在 3 ms 帧内每个组有一个量程代码, 参见图 3/J.41) 中每个代码的 5 个可能的值是:

量程 4 最高信号电平

量程 3

量程 2

量程 1

量程 0 最低信号电平

从 3 个连续的组中如此产生出来的量程代码用 R_a , R_b 和 R_c 表示。它们被用来计算一个 7 比特量程码字如下:

$$R = 25 R_a + 5 R_b + R_c + 1$$

R_1 到 R_7 组成该量程码不带符号的二进制表达式, 它从最低有效位开始发送 (从 R_1 到 R_7), 接下来发送 4 个保护比特 R_8 到 R_{11} , 其构成如下:

$$R_8 = (R_3 + R_2 + R_1) \text{ MOD } 2$$

$$R_9 = (R_6 + R_5 + R_4) \text{ MOD } 2$$

$$R_{10} = (R_7 + R_5 + R_4 + R_2 + R_1) \text{ MOD } 2$$

$$R_{11} = (R_7 + R_6 + R_4 + R_3 + R_1) \text{ MOD } 2$$

表 2/J. 41
压扩律-2 的补码的编码方法

量程	归一化模拟输入	归一化模拟输出	压缩的数字代码		有效分辨率
			MSB	LSB	
4	+8176 到 +8192	+8184	+511	(0111111111)	10 bits
	0 到 +16	+8	0	(0000000000)	
	-16 到 0	-8	-1	(1111111111)	
	-8192 到 -8176	-8184	-512	(1000000000)	
3	+4088 到 +4096	+4092	+511	(0111111111)	11 bits
	0 到 +8	+4	0	(0000000000)	
	-8 到 0	-4	-1	(1111111111)	
	-4096 到 -4088	-4092	-512	(1000000000)	
2	+2044 到 +2048	+2046	+511	(0111111111)	12 bits
	0 到 +4	+2	0	(0000000000)	
	-4 到 0	-2	-1	(1111111111)	
	-2048 到 -2044	-2046	-512	(1000000000)	
1	+1022 到 +1024	+1023	+511	(0111111111)	13 bits
	0 到 +2	+1	0	(0000000000)	
	-2 到 0	-1	-1	(1111111111)	
	-1024 到 -1022	-1023	-512	(1000000000)	
0	+511 到 +512	+511.5	+511	(0111111111)	14 bits
	0 到 +1	+0.5	0	(0000000000)	
	-1 到 0	-0.5	-1	(1111111111)	
	-512 到 -511	-511.5	-512	(1000000000)	

MSB 最高有效位

LSB 最低有效位

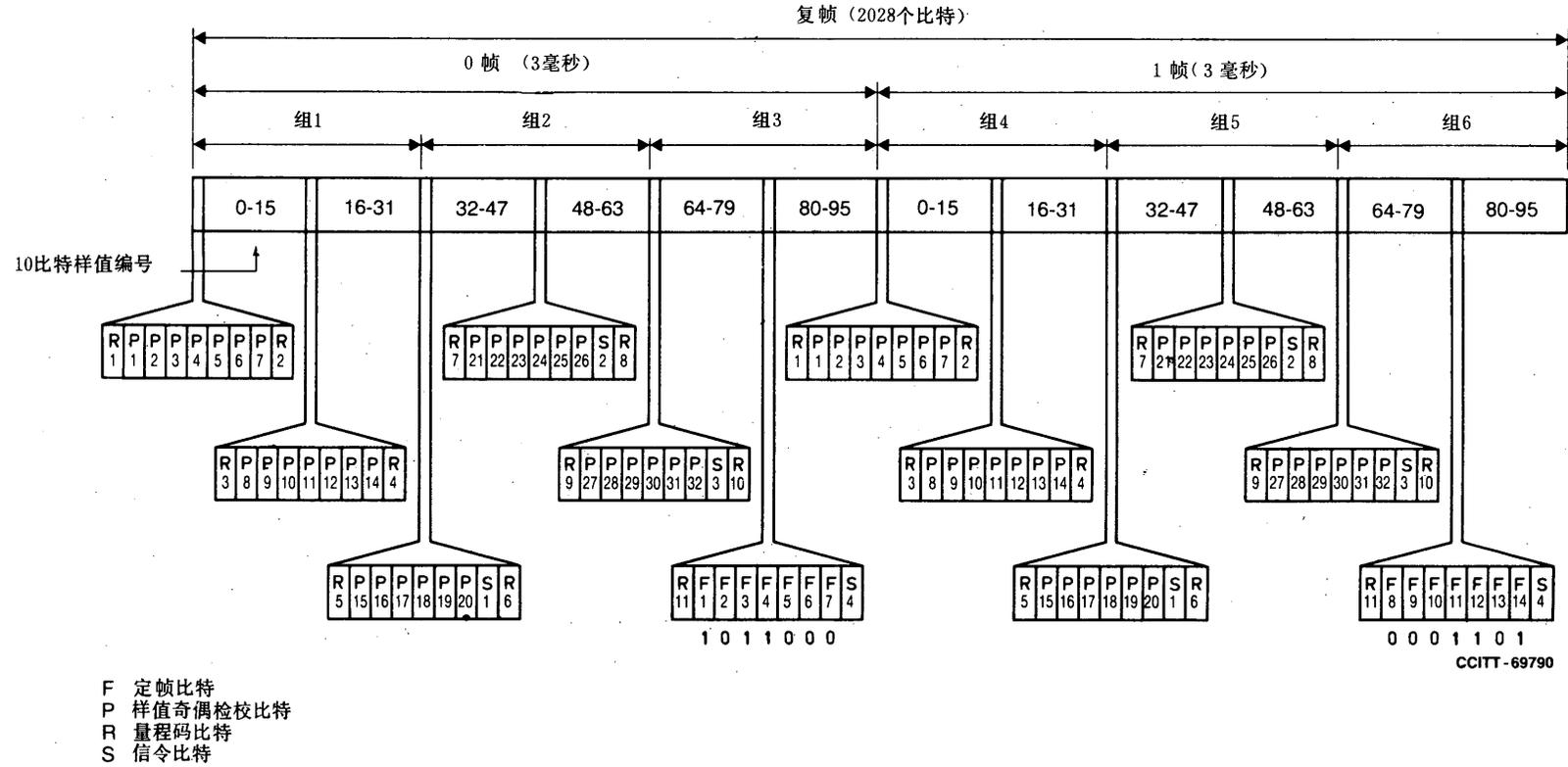


图 3/J.41
单通路帧的格式

5.2.4 样值误码保护

在每个帧中，每 3 个样值使用一个奇偶检校比特，样值误码检测一共使用了 32 个比特。采用奇数的奇偶检校方法，即受保护样值的数据比特中置 1 的个数加上奇偶检校比特总是奇数。奇偶检校比特在帧内的分布情况及其在样值中的配置分别示于图 3/J. 41 和表 3/J. 41。只对样值中的 5 个最高有效比特进行保护。为了保证两个依次的比特被破坏时误码仍能被奇偶检校方法检出，将每个样值中受保护的和未受保护的比特分别按下降的顺序和上升的顺序交错穿插，即：1, 10, 2, 9, 3, 8, 4, 7, 5, 6。首先传送最低有效比特，下面划线的比特就是受奇偶检校保护的比特。必须使用误码掩饰措施。它可以使用例如下述的方法实现：使用线性内插法从相邻的两个正确样值计算出一个样值的值，或者当下一个样值本身有差错时，使用外推法从前一个样值计算出一个样值的值，然后用计算的样值取代差错的样值。

表 3/J. 41
奇偶检校比特在样值中的分配

奇偶检校比特	受保护的样值	奇偶检校比特	受保护的样值
1	3, 35, 66	17	14, 47, 78
2	8, 39, 71	18	18, 52, 83
3	12, 44, 75	19	23, 58, 89
4	17, 48, 79	20	27, 63, 95
5	21, 53, 84	21	15, 50, 80
6	26, 57, 88	22	22, 56, 85
7	31, 62, 92	23	29, 61, 91
8	19, 51, 82	24	0, 34, 65
9	24, 55, 86	25	5, 40, 70
10	28, 60, 90	26	10, 45, 74
11	32, 64, 94	27	7, 33, 68
12	2, 37, 69	28	13, 38, 76
13	6, 42, 73	29	16, 43, 81
14	11, 46, 77	30	20, 49, 87
15	4, 36, 67	31	25, 54, 93
16	9, 41, 72	32	1, 30, 59

选择这个顺序是为了：

- a) 将每个组中受保护的三个样值尽量散开；
- b) 将每个管理码字所保护的 18 个或 21 个样值充分散开，以便其间可以插入尽量多的其他样值。

5.2.5 单通路帧的格式

3 个各有 32 个样值的组连同管理比特一起组成比特率为 338 kbit/s 和持续时间为 3 ms 的一个单通路帧。因此每个帧的比特数是 $3 \times 338 = 1014$ 个，其分配情况如表 4/J. 41 所示。图 3/J. 41 说明一个单通路帧的安排。图中所示的帧有两个，这种格式称为复帧。定帧信息被颠倒了，亦即在复帧中的两个帧内定帧比特的顺序是颠倒变换的。

5.2.6 双通路（立体声对）的格式

使用两个独立的 338 kbit/s 码流组成一个立体声对。每个码流的安排都如图 3/J. 41 所示。立体声对的编码器必须同步工作。在接收端，必须对两个通路之间的相位差进行细心的补偿。



5.2.7 338 kbit/s 码流的同步

338 kbit/s 码流与编码器的抽样频率同步。

表 4/J.41
帧中的比特分配

	帧的分配 (比特/帧)	每个通路的比特率 (kbit/s)
样值字	960	320.0
量程码 (包括错误保护)	11	3.6
样值字的误码保护	32	10.6
信令	4	1.3
帧定位	7	2.3
总计	1014	338.0

5.2.8 帧定位的失步和复原

使用下述二种中的一种方案：

- 若连续收到两个或多个不正确的帧定位字（0 帧的比特 F1 到 F7 和 1 帧的比特 F8 到 F14 都被当作帧定位字，见图 3/J.41），则表明将出现单通路帧定位失步。不正确的帧定位信号定义为具有两个或两个以上差错比特的信号。在接收到一个正确的帧定位信号时，表明即将实现再定位。若这个字是一个伪码，则将作第二次再定位尝试。
- 接收端只考虑从 0 帧和 1 帧（见图 3/J.41）取出的有 14 个比特的帧定位字中的比特 1 到 10。在帧定位信号预期的位置上连续三次收到不正确的帧定位信号时，就认为是出现了帧失步。当认定帧定位失步后，帧定位自动复原装置会在连续两次记录到正确的帧定位信号时作出帧定位已经复原的判断。

5.3 338 kbit/s 到 384 kbit/s 的变换

5.3.1 帧结构

该帧结构（图 4/J.41）的标称比特率是 384 kbit/s，长度是 613 个比特，其组成如下：

- 338 kbit/s 的输入数据；
- 单个误码纠错使用的 63 个冗余比特；
- 码速调整比特（J）和码速调整标志比特（IJ）；
- 帧定位信号（FA）。

这个帧被安排为 4 段。

5.3.2 码速调整方案

第 2、3 和 4 段的第 1 个比特用作码速调整标志。

帧的第 462 位比特（第 4 段的第 2 个比特）是码速调整比特。

进行码速调整时，码速调整比特可取任意值。

不进行码速调整时，码速调整比特的位位置将被信息比特占用。

根据择多判决准则，若三个码速调整标志比特中有两个置“1”，则分接设备将认为码速调整已在进行。

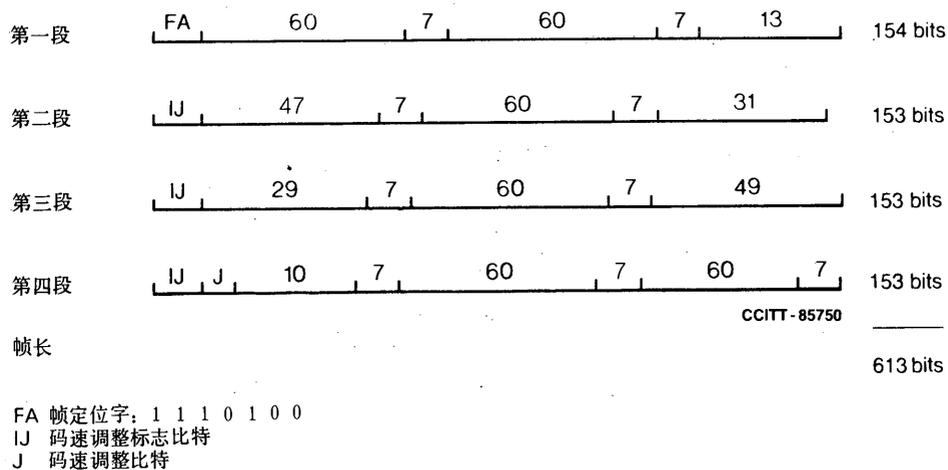


图 4/J.41
 338 kbit/s 变换到 384 kbit/s 的帧结构

5.3.3 338 kbit/s 码流的误码保护

每 60 个比特对 7 个比特的冗余量进行计算 (参阅图 4/J.41), 从而对接收的有 67 个比特的每个组中的单个错码进行纠错 (汉明码 67, 60)。在有 60 个比特的一个组中第 1 个发送的比特被认为是计算冗余量时该组的最高有效比特。在 7 个冗余比特中, 第 1 个发送的比特代表余数的最高有效比特。

多项式生成式等于 $x^7 + x + 1$

5.3.4 384 kbit/s 码流的同步

在编码器的输出端, 384 kbit/s 码流与后面的一次群数字流同步锁定。

5.3.5 帧定位的失步和复原

如果在帧定位预期的位置连续三次收到不正确的帧定位信号, 则认为出现了帧定位失步。当认定帧定位已经失步后, 帧定位自动复原装置会在连续两次记录到正确的帧定位信号后作出帧定位已经复原的判断。

5.4 384 kbit/s 数字接口

在研究中。

5.5 故障状态和相应的动作

在研究中。

6 使用不同编码标准的设备之间的数字接口

在研究中。

参 考 文 献

[1] CCIR Recommendation *Transmission of analogue high-quality sound-programme signals on mixed analogue and digital circuits using 384 kbit/s channels*, Vol. XII, Rec. 660, UIT, Geneva, 1986.

附件 A

(建议 J. 41 的附件)

经双方协商同意后可以使用的 编码方法

(参阅本建议的 § 3.3)

表 A-1/J. 41

标称宽度 预/去加重 过载点 (注3) 抽样频率	0.04—15 (注1) (注2) +12 32	0.04—15 (注1) (无) +12 32	kHz — dBm0s kHz
压扩律 比特率的压缩	13段 14/10	7段 13/11	— bits
最佳分辨力和 对应的噪声	14 -66	13 -55	bits/sample dBq0ps
+99dBm0s/ $f_0^{a)}$ 时的最低分辨力和 对应的噪声	8 -30	10 -37	bits/sample dBq0ps
+9dBm0s/60Hz 时的分辨力和 对应的噪声	10 -42	10 -37	bits/sample dBq0ps
信源编码 误码保护 定帧和信令 公务比特率 传输比特率	320 16 0.66 336.66 336.66 ^{b)} 384	352 32 0 384 384	kbit/s kbit/s kbit/s kbit/s kbit/s
提议者	意大利	日本	

a) f_0 = 预加重的零损耗频率

b) 专用帧

注 1 — 15 kHz 模拟声音节目电路的工作特性见建议 J. 21。据认为把至少 3 个编解码器级联时所提议的方案可以满足该工作特性的要求。

注 2 — 使用的预加重是

$$\text{介入损耗} = 10 \log \frac{8.5 + \left(\frac{f}{1900}\right)^2}{1 + \left(\frac{f}{650}\right)^2} \quad (f \text{ 单位为 Hz}, f_0 = 1900 \text{ Hz})$$

注 3 — 过载点被定义为不会出现限幅的正弦信号的最大有效值电压；如果去掉模拟峰值限幅器和预加重并代之以 0 dB 损耗，则过载点与频率无关；使用预加重时，过载电平用损耗为 0 dB 的频率 (f_0) 的电平规定。详细资料见 CCIR 报告 647 的表 I。

用于 384 kbit/s 传输通路的中等质量 模拟声音节目信号编码设备的特性

(1984 年订于马拉加-托雷莫里诺斯; 1988 年修订于墨尔本)

1 概述

1.1 本建议提供将 7 kHz 单声道模拟声音节目信号编码为数字信号的设备特性。可以将两个单声道数字信号合并成为已在建议 J. 41 规定的一个 384 kbit/s 信号。

1.2 本建议规定的模拟声音节目编码设备可以是:

- a) 具有 384 kbit/s 数字接口的独立的编码器/解码器。编码操作和解码操作可以在两个分开的设备或在同一个设备中进行;
- b) 具有 1544 或 2048 kbit/s 数字接口的组合编码器-复接器和解码器-分接器。编码复接操作和解码分接操作可以在两个分开的设备或在同一个设备中进行。

对 b) 中的设备, 不硬性规定要提供 384 kbit/s 的数字声音节目信号的外部接入端口。

2 传输性能

每对编码器/解码器必须具备这样的性能, 即当三对编码器/解码器在音频口串接时, 总的传输性能不会超出建议 J. 23 (CCIR 建议 503) 规定的极限。

3 编码方法

3.1 推荐的编码律与 [1] 中所规定的相同。

3.2 该编码律以加有压扩过程的每样值 14 个比特的均匀量化 PCM 技术为基础, 可以使用下述二种中的一种方法:

- a) 11 折线 14 比特到 11 比特的瞬时 A 律压扩, 或
- b) 5 量程 14 比特到 10 比特的近瞬时压扩。

3.3 两种编码方法共有的设备特性是:

标称音频带宽	0.05 到 7 kHz。
音频接口	参见建议 J. 23, § 2。
抽样频率	16 ($1 \pm 5 \times 10^{-5}$) kHz。
预加重/去加重	建议 J. 17, 800 Hz 衰减为 6.5 dB。

注 — 加拿大, 日本和美国的主管部门在其国内电路及其相互之间的国际电路中不使用预加重和去加重, 但是它们对其他国家的国际电路则使用预加重和去加重。

4 使用瞬时压扩的设备

4.1 编码表

4.1.1 编码律在表 1/J. 41 中规定。

4.1.2 表 1/J. 41 也给出字符信号 (PCM 码字) 的配置。字符信号可以有两种类型 (A 型和 B 型)。

注 — 为在 A 型和 B 型之间进行数字互连而按照表 1/J. 41 将一组字符信号变换为另一组字符信号时, 不会引起性能劣化。用模拟信号互连时预期信噪比会有 3 dB 左右的下降。

4.2 比特率

信源编码的标称比特率 (16 kHz×11 比特/样值)	176 kbit/s
误码保护 (16 kHz×1 比特/样值)	16 kbit/s
每个声音节目信号的传输比特率	192 kbit/s
两个声音节目信号的通路比特率	384 kbit/s

4.3 过载电平

对于频率等于预加重网络介入损耗为 0 dB 的频率 (2.1 kHz) 的正弦信号, 过载电平是 +15 dBm_{0s}。

4.4 数字信号格式

A 型和 B 型字符信号的比特序列见图 1/J. 41。

4.4.1 A 型

把两个单声道数字信号合并为一个 384 kbit/s 信号进行传输时, 图 1/J. 41 所示的码字交错穿插的情况是: 开头的两个 12 比特码字分配给第一个 7 kHz 通路, 其次的两个 12 比特码字分配给第二个 7 kHz 通路。

4.4.2 B 型

把两个单声道数字信号合并为一个 384 kbit/s 信号进行传输时, 12 比特码字的分配方法在研究中。

4.5 比特误码保护

每个 11 比特字符信号加一个奇偶检校比特。

4.5.1 A 型

对每个样值的 5 个最高有效比特使用一个奇偶检校比特加以保护以防止出现误码。在发送部分的变换器中, 奇偶检校比特加在每个码字的第 12 位比特位置。它的取值必须使 6 个比特的奇偶检校组总是具有奇数个“1”。为了使偶数个比特误码也能破坏奇偶性, 将每个码字中受保护的比特和未受保护的比特分别按上升的顺序和下降的顺序交错穿插如图 1/J. 41 所示。

4.5.2 B 型

所加的奇偶校验比特将以 11 比特 PCM 码字中的 7 个最高有效比特为根据。这些比特是 S, X, Y, Z, A, B, C。“1”比特的奇偶性是偶数。由于弦比特 (X, Y, Z) 总包含一个“1”, 所以每个样值中“1”的最低数量是 2, 从而使“1”的最小密度为 1/6。

4.5.3 误码掩饰技术

如果检测到奇偶性受破坏,则必须使用误码掩饰技术(例如使用内插法,外推法或重复法予以替代)。对于成群的奇偶性破坏(突发误码)则必须使用静噪技术。

4.6 384 kbit/s 数字接口

在研究中(参见建议 G.735 和 G.737)。

4.7 同步

编码设备与后随的复接设备的时钟或网络时钟同步工作。在备有数字接口的场合,需要有比特和字节(24 比特,如图 1/J.41 所示)的定时信息。

A 型:同步接入的一种解决方法见建议 G.735 和 G.737。

B 型:同步接入的解决方法在研究中。

4.8 故障状态和相应动作

4.8.1 A 型

在提供 384 kbit/s 数字接口的场合,故障状态和相应动作必须和建议 G.732 所述的原则相同。

4.8.2 B 型

在研究中。

5 使用近瞬时压扩特性的设备

5.1 引言

本节描述的设备使用近瞬时压扩方法将中等质量的声音节目信号编码为数字形式。

该编码设备采用两步骤处理过程:

a) 将 7 kHz 通路变换为 169 kbit/s 码流。

注 — 选取 169 kbit/s 这个值是为了可以将 12 个通路复接至 2048 kbit/s 专用帧结构内。

b) 将两个同步的 169 kbit/s 码流异步插入 384 kbit/s 码流中。

注 — 将两个同步的 169 kbit/s 码流异步插入 384 kbit/s 码流时,编码器使用的时钟无需与网路时钟同步。当编码设备和插入设备分处两地,或当两者之间的传输链路是单向传输时,这种情况可能会有好处。

解码设备中的过程正好相反。

5.2 7 kHz 到 169 kbit/s 的变换和 384 kbit/s 信号的组成

5.2.1 过载电平

对于频率等于预加重电路介入损耗为 0 dB 的频率 (2.1 kHz) 的正弦信号,过载电平是 +12 dBm_{0s}。

5.2.2 压扩方法

使用建议 J. 41, § 5.2.2 所述的以 32 个样值作为一组 (2ms) 的近瞬时压扩方法。字符信号使用 2 的补码形式编码。

5.2.3 338 kbit/s 信号的组成

将两个 7 kHz 通路 (C1 和 C2) 组合在一个 338 kbit/s 码流内。338 kbit/s 码流的帧结构见 § 5.2.5 和图 3/J. 41 的规定。在一个给定的复帧中, 样值的编号方法规定如下 (参见图 3/J. 41):

复帧中的样值 n 就是帧 i 中的样值 $(n-96i)$

$$0 \leq n \leq 191 \quad i = 0 \text{ 或 } 1$$

使用上述符号可以确定 338 kbit/s 复帧中的比特和通路 C1 和 C2 的关系如下:

复帧中的样值 $2n$ 对应于通路 C1 中的样值 n

复帧中的样值 $(2n+1)$ 对应于通路 C2 中的样值 n

$$0 \leq n \leq 95$$

与复帧中的样值组 $(2n-1)$ 相关的量程编码信息安排在通路 C1 的样值组 n 内 (取自复帧中样值组 $(2n-1)$ 和 $2n$ 中的 C1 样值)。

与复帧中的样值组 $(2n)$ 相关的量程编码信息安排在通路 C2 的样值组 n 内 (取自复帧中样值组 $(2n-1)$ 和 $(2n)$ 的 C2 样值)。

$$1 \leq n \leq 3$$

量程编码信息及其保护, 样值格式及样值误码保护等的定义和发送方法都已在本建议和建议 J. 41 的 § 5.2.3 到 § 5.2.5 详细说明。

关于 338 kbit/s 帧定位的失步和复原的判别准则见建议 J. 41, § 5.2.8 的规定。

5.3 338 kbit/s 到 383 kbit/s 的变换

参见建议 J. 41, § 5.3。

5.4 384 kbit/s 数字接口

在研究中。

5.5 故障状态和相应动作

在研究中。

6 使用不同编码标准的设备之间的数字接口

在研究中。

参 考 文 献

- [1] CCIR Recommendation *Transmission of analogue high-quality sound-programme signals on mixed analogue and digital circuits using 384 kbit/s channels*, Vol. XII, Rec. 660, ITU, Geneva, 1986.

用于 320 kbit/s 传输通路的高质量模拟声音节目信号编码设备的特性^①

(1988 年订于墨尔本)

1 概述

1.1 本建议提供将单声道 15 kHz 模拟声音节目信号编码为 320 kbit/s 数字信号的设备特性。进行立体声传输时可以使用两个单声道编解码器。组成一个立体声信号的两个单声道数字信号必须在同一个传输系统(通道)内传送,以避免出现传输时延差。

1.2 模拟声音节目信号的编码设备可以是:

- a) 具有 320 kbit/s 数字接口的独立的编码器/解码器。编码操作和解码操作可以在两个分开的设备或同一个设备中进行。
 - b) 具有 1544 或 2048 kbit/s 数字接口的组合编码器-复接器/解码器-分接器。编码复接操作和解码分接操作可以在分开的设备或同一个设备中进行。
- 使用 b) 时,不硬性规定要提供 320 kbit/s 的外部接口。

2 传输性能

每对编码器/解码器必须具备这样的传输性能,即当三对编码器/解码器在音频口级联时,总的传输性能不会超出建议 J. 21 (CCIR 建议 505) 规定的极限。

3 编码方法

3.1 编码方法是以每样值 14 个比特的均匀量化 PCM 技术加上 14 比特到 9.5 比特的差值近瞬时压扩方法为基础的。

3.2 设备的基本特性是:

- 标称音频带宽: 0.04 到 15 kHz。
音频接口: 见建议 J. 21, § 2。
抽样频率 (CCIR 建议 606): $32 (1 \pm 5 \times 10^{-5})$ kHz。
预加重/去加重: 建议 J. 17, 800 Hz 衰减为 6.5 dB。

4 设备的特性

4.1 引言

所述的设备在将高质量声音节目信号编码为数字信号时,使用差值近瞬时压扩方法。

编码设备使用两步骤的处理过程:

- a) 将 15 kHz 通路变换为 316 kbit/s 码流;
- b) 将 316 kbit/s 码流异步插入 320 kbit/s 码流;

^① 若采用不同系统的主管部门之间未能取得协议,则它们之间的数字接口应工作于 384 kbit/s (H_0 通路),接口传送的信号应按照建议 J. 41 中的 § 4 的规定编码。所需的编码变换操作由采用本建议 (J. 43) 的设备的主管部门承担。

注 — 将 316 kbit/s 码流异步插入 320 kbit/s 码流时, 编码器使用的时钟无需与网路时钟同步。当编码设备和插入设备分处两地或两者之间的传输链路是单向传输时, 这种情况可能会有好处。

解码设备的过程正好相反。

4.2 15 kHz 到 316 kbit/s 的变换

4.2.1 过载电平

对于频率等于预加重电路介入损耗为 0 dB 的频率 (2.1 kHz) 的正弦信号, 过载电平是 +12 或 +15 dBm_{0s}。

4.2.2 压扩方法

采用差值近瞬时压扩方法将数据率从每样值 14 比特降为每样值 9.5 比特。差值近瞬时压扩方法可以细分为以下几个过程;

- a) 进行近瞬时压扩操作将数据率从每样值 14 比特降为每样值 10 比特, 如建议 J. 41 的 § 5 所述。该系统以 32 个样值作为一组, 对每个组进行编码, 根据组内最大的样值幅度将该组编入 5 个增益量程中的一个量程。压扩特性示于图 1/J. 43, 压扩参数在表 1/J. 43 说明。

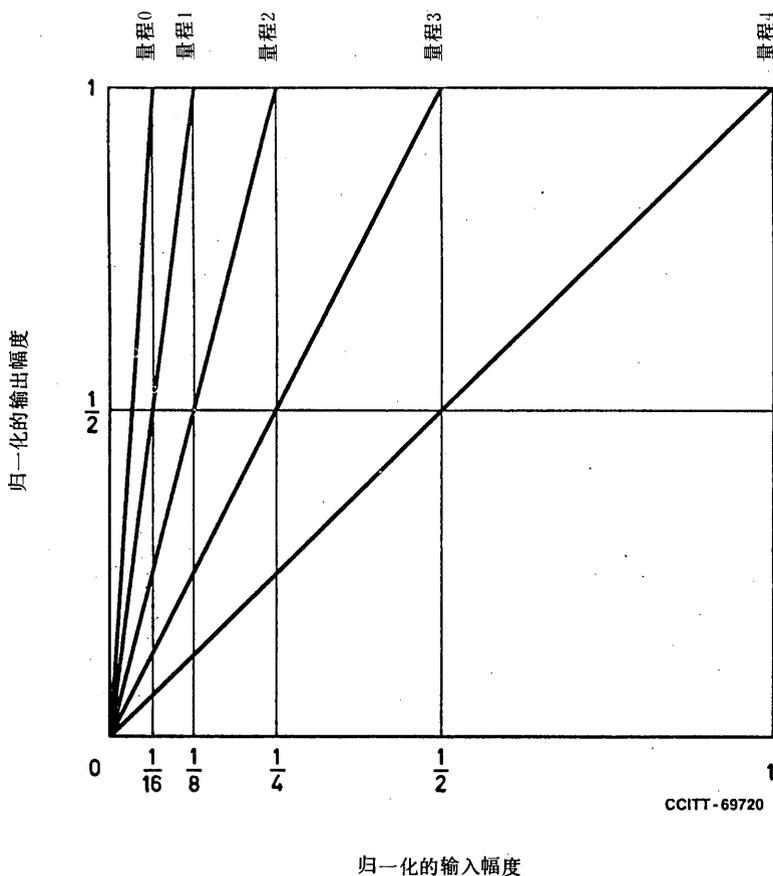


图 1/J. 43
压扩特性

表 1/J.43
14 比特到 10 比特近瞬时压扩律

量程	归一化的模拟输入	归一化的模拟输出	压缩的数字代码		有效的分辨率
			MSB	LSB	
4	+8176 到 +8192 0 到 +16 -16 到 0 -8192 到 -8176	+8184 +8 -8 -8184	+511 0 -1 -512	(0111111111) (0000000000) (1000000000) (1111111111)	10 bits
3	+4088 到 +4096 0 到 +8 -8 到 0 -4096 到 -4088	+4092 +4 -4 -4092	+511 0 -1 -512	(0111111111) (0000000000) (1000000000) (1111111111)	11 bits
2	+2044 到 +2048 0 到 +4 -4 到 0 -2048 到 -2044	+2046 +2 -2 -2046	+511 0 -1 -512	(0111111111) (0000000000) (1000000000) (1111111111)	12 bits
1	+1022 到 +1024 0 到 +2 -2 到 0 -1024 到 -1022	+1023 +1 -1 -1023	+511 0 -1 -512	(0111111111) (0000000000) (1000000000) (1111111111)	13 bits
0	+511 到 +512 0 到 +1 -1 到 0 -512 到 -511	+511.5 +0.5 -0.5 -511.5	+511 0 -1 -512	(0111111111) (0000000000) (1000000000) (1111111111)	14 bits

MSB 最高有效位

LSB 最低有效位

- b) 将样值序列 $x(n)$ 划分为两个序列，一个是奇数样值序列 $x(2n-1)$ ，另一个是偶数样值序列 $x(2n)$ 。使用下式计算差值偶数样值 $\Delta(2n)$ ：

$$\Delta(2n) = x(2n) - \frac{x(2n+1) + x(2n-1)}{2} \quad (1)$$

- c) 对差值样值 $\Delta(2n)$ 另外进行一次近瞬时压扩操作，使数据率从每样值 14 比特降为每样值 9 比特。该系统对含有 16 个偶数样值的每个样值组进行编码，根据组内最大的样值幅度将该组编入 3 个增益量程中的一个量程。它的压扩特性示于图 2/J. 43，压扩参数在表 2/J. 43 说明。

在对使用每样值 10 比特的压缩代码表示的奇数样值 $x(2n-1)$ 和使用每样值 9 比特的压缩代码表示的差值偶数样值 $\Delta(2n)$ 进行复接后，就得到平均的每样值 9.5 个比特。

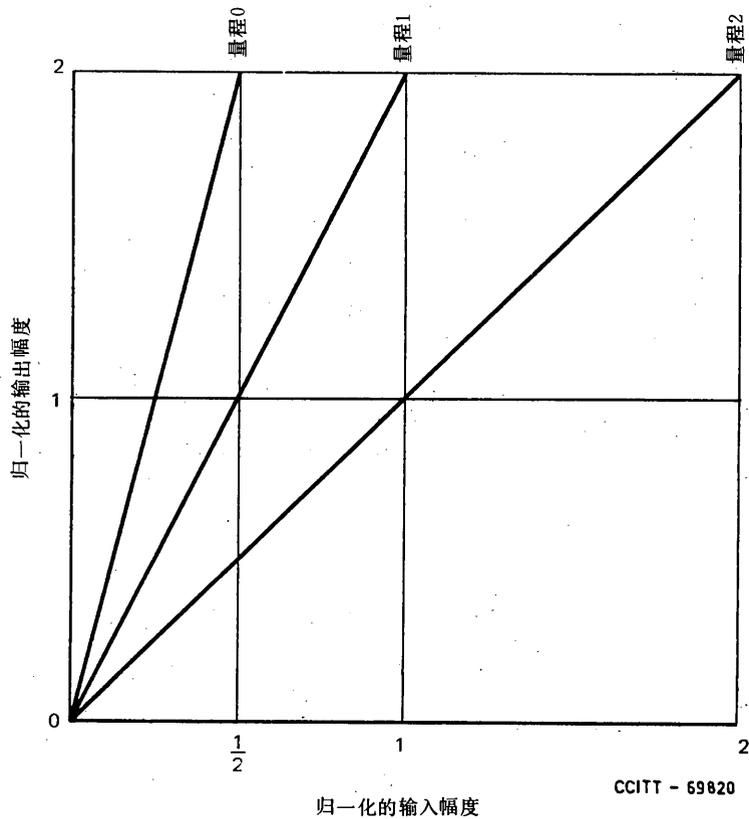


图 2/J. 43
压扩特性

表 2/J. 43

14 比特到 9 比特近瞬时压扩律

量程		归一化输入	归一化输出	压缩的数字代码		有效分辨率	
				MSB	LSB		
4	2	+16 320 到 +16 384	+16 352	+255	(011111111)	8 bits	
		0 到 +64	+32	0	(000000000)		
		-64 到 0	-32	-1	(100000000)		
	1	-16 384 到 -16 320	-16 352	-256	(111111111)		9 bits
		+8160 到 +8192	+8176	+255	(011111111)		
		0 到 +32	+16	0	(000000000)		
0	-32 到 0	-16	-1	(100000000)	10 bits		
	-8190 到 -8160	-8176	-256	(111111111)			
	+4080 到 +4096	+4088	+255	(011111111)			
0 到 +16	+8	0	(000000000)				
-16 到 0	-8	-1	(100000000)				
-4096 到 -4080	-4088	-256	(111111111)				
3	2	+8160 到 +8192	+8176	+255	(011111111)	9 bits	
		0 到 +32	+16	0	(000000000)		
		-32 到 0	-16	-1	(100000000)		
	1	-8192 到 -8160	-8176	-256	(111111111)		10 bits
		+4080 到 +4096	+4088	+255	(011111111)		
		0 到 +16	+8	0	(000000000)		
0	-16 到 0	-8	-1	(100000000)	11 bits		
	-4096 到 -4080	-4088	-256	(111111111)			
	+2040 到 +2048	+2044	+255	(011111111)			
0 到 +8	+4	0	(000000000)				
-8 到 0	-4	-1	(100000000)				
-2048 到 -2040	-2044	-256	(111111111)				
2	2	+4080 到 +4096	+4088	+255	(011111111)	10 bits	
		0 到 +16	+8	0	(000000000)		
		-16 到 0	-8	-1	(100000000)		
	1	-4096 到 -4080	-4088	-256	(111111111)		11 bits
		+2040 到 +2048	+2044	+255	(011111111)		
		0 到 +8	+4	0	(000000000)		
0	-8 到 0	-4	-1	(100000000)	12 bits		
	-2048 到 -2040	-2044	-256	(111111111)			
	+1020 到 +1024	+1022	+255	(011111111)			
0 到 +4	+2	0	(000000000)				
-4 到 0	-2	-1	(100000000)				
-1024 到 -1020	-1022	-256	(111111111)				

表 2/J.43 (续)

量程		归一化的输入	归一化的输出	压缩的数字代码		有效的分辨率
				MSB	LSB	
1	2	+2040 到 +2048 0 到 +8 -8 到 0 -2048 到 -2040	+2044 +4 -4 -2044	+255 0 -1 -256	(011111111) (000000000) (100000000) (111111111)	11 bits
	1	+1020 到 +1024 0 到 +4 -4 到 0 -1024 到 -1020	+1022 +2 -2 -1022	+255 0 -1 -256	(011111111) (000000000) (100000000) (111111111)	12 bits
	0	+510 到 +512 0 到 +2 -2 到 0 -512 到 -510	+511 +1 -1 -511	+255 0 -1 -256	(011111111) (000000000) (100000000) (111111111)	13 bits
0	2	+1020 到 +1024 0 到 +4 -4 到 0 -1024 到 -1020	+1022 +2 -2 -1022	+255 0 -1 -256	(011111111) (000000000) (100000000) (111111111)	12 bits
	1	+510 到 +512 0 到 +2 -2 到 0 -512 到 -510	+511 +1 -1 -511	+255 0 -1 -256	(011111111) (000000000) (100000000) (111111111)	13 bits
	0	+255 到 +256 0 到 +1 -1 到 0 -256 到 -255	+255.5 +0.5 -0.5 -255.5	+255 0 -1 -256	(011111111) (000000000) (100000000) (111111111)	14 bits

MSB 最高有效位

LSB 最低有效位

4.2.3 量程编码方法

每组 32 个样值的样值组的 5 个可能的量程值和该组的差值偶数样值的另外三个可能的量程值一共会产生 15 个复合的增益量程值。该量程值使用 4 比特码字表示。复合量程的代码见表 3/J. 43。

表 3/J. 43

附加的 \ 基本的	0	1	2	3	4
	0	1110	1101	1100	1011
1	1001	1000	0111	0110	0101
2	0100	0011	0010	0001	0000

为进行带有误码保护的传输，将两个复合增益量程的码字（相当两个组）合并为一个 8 比特码字，然后使用汉明 (12, 8) 码予以编码。该汉明码可以纠正复合增益量程码字中所有的单个误码。

该码字共有 12 个比特，其中包含两个组的增益量程的 8 个比特和检校码的 4 个比特。这个码字以 2 ms 的周期发送（见图 3/J. 43）。开头的 8 个比特， R_1 到 R_8 对应于两个复合的码字，后面的 4 个比特（ R_9 到 R_{12} ）是检校比特。检校比特使用下述方法确定：

$$\begin{aligned}
 \bar{R}_9 &= R_1 \oplus R_2 \oplus R_3 \oplus R_7 \\
 \bar{R}_{10} &= R_1 \oplus R_4 \oplus R_5 \oplus R_7 \oplus R_8 \\
 \bar{R}_{11} &= R_2 \oplus R_4 \oplus R_6 \oplus R_7 \oplus R_8 \\
 \bar{R}_{12} &= R_3 \oplus R_5 \oplus R_6 \oplus R_8
 \end{aligned} \tag{2}$$

\oplus 表示模 2 加法， \bar{R} 表示 R 的反转值。

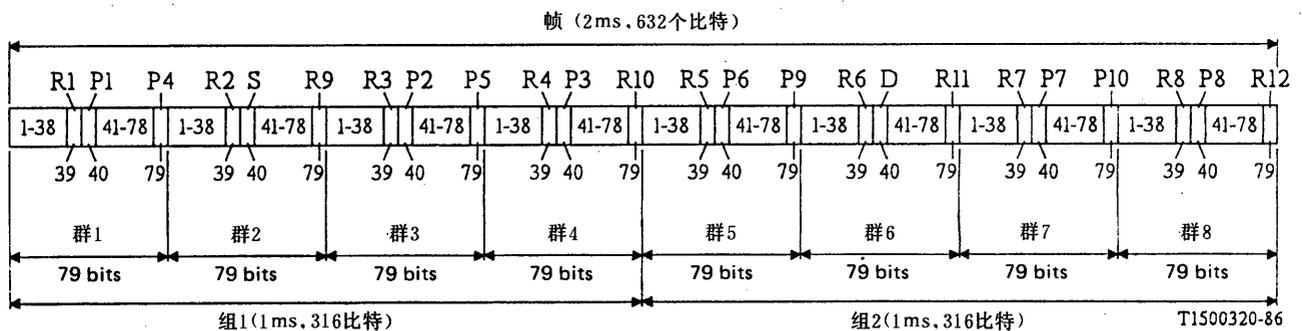


图 3/J. 43
单通路帧的格式

4.2.4 样值误码保护

受到保护的是 10 比特样值中的 5 个最高有效比特和 9 比特样值中的 4 个最高有效比特。每一个 10 比

特样值中的 5 个最高有效比特产生一个奇偶检校比特。每一对 9 比特样值中的 4 个最高有效比特也产生一个奇偶检校比特。因此在每组 32 个样值的样值组中一共产生 24 个比特。此 24 个检校比特借助循环码 (29, 24) 来进行误码保护 (29, 24) 码是缩短的汉明 (31, 26) 码。(29, 24) 码的多项式生成式是：

$$F(x) = x^5 + x^2 + 1$$

送给接收端的只是循环码 (29, 24) 中的检校比特，因为 24 个奇偶检校比特可以根据收到的样值复原出来。因此 5 个保护比特就相当于一个 32 个样值的样值组。两个样值组的 10 个保护比特在 2 ms 的循环周期内传送 (见图 3/J. 43)。

为了对 8 比特的突发误码进行纠错，将 4 个样值组中的样值交错穿插。4 个样值组中的样值交错穿插方法示于表 6/J. 43。

注 — 将相邻 4 个组中的样值交错穿插是实现误码保护的一个有效办法。声音节目信号的样值是以 8 比特组 (8 个比特的字) 的形式在一次群数字通道中传送的。样值的这种交错穿插可以对出现差错的 8 比特组进行纠错。

4.2.5 316 kbit/s 通路帧的格式

这个帧的周期是 2 毫秒，相当于两个 32 个样值的样值组。2 毫秒的帧周期相当于一次群数字复接设备中的复帧周期。由于这两个周期正好相同，因而提供了使用一次群复接设备中的复帧定位信号的可能性。当比特率为 316 kbit/s 而周期是 2 毫秒时，每个帧将有 632 个比特。这些比特被分为 8 个群，每群 79 个比特。帧内的比特配置示于表 4/J. 43。

表 4/J. 43
一个帧中的比特分配

	帧的分配 比特 / 帧	每通路的比特率 (kbit/s)
样值	608	304
量程代码	8	4
量程代码的检校比特	4	2
样值的检校比特	10	5
信令比特和数据比特	2	1
总数	632	316

帧结构示于图 3/J. 43 和表 5/J. 43。表 6/J. 43 给出每个群中的样值比特分配方案。该分配方案是为 4 个样值组的样值交错穿插 (参见上面的 § 4.2.4) 和不同样值的比特交错穿插做准备的。

注 — 从图 6/J. 43 可以看出，一个 8 比特的突发误码被分解为孤立的单个误码。例如，当第 N 帧中第一个群的 1 到 8 比特出现误码时，误码将出现在后面的四个样值中：即第 N-1 帧中第一组的第一个样值 (n=1, k=1)；第 N-1 帧中第二组的第二个样值 (n=2, k=2)；第 N-2 帧中第一组的第二个样值 (n=2, k=1)；第 N-2 帧内第二组的第一个样值 (n=1, k=2)。这些孤立的误码使用内插法纠正。

表 5/J. 43
316 kbit/s 帧结构

数据类型	一个群中的比特编号	一个周期中的群的编号
样值比特	1-38; 41 到 78	1 到 8
第一组 (R ₁ 到R ₄) 中复合增益量程码字的比特	39	1 到 4
第二组 (R ₅ 到R ₈) 中复合增益量程码字的比特	39	5 到 8
两个复合增益量程 (R ₉ 到R ₁₂) 的检校比特	79	2, 4, 6, 8
第一组 (R ₁ 到R ₅) 中样值的检校比特	40 79	1, 3, 4 1, 3
第二组 (R ₆ 到R ₁₀) 中样值的检校比特	40 79	5, 7, 8 5, 7
信令和检校比特 (S)	40	2
数据比特 (D)	40	6

表 6/J. 43

组 K 内样值 n 的比特编号								帧 N 内群 1 的 比特编号
N - 1				N - 2				
k = 1		k = 2		k = 1		k = 2		
n = 41-3	n = 41-1	n = 41-2	n = 41	n = 41-2	n = 41	n = 41-3	n = 41-1	
1.6		1.6		1.6		1.6		1 到 8
2.7		2.7		2.7		2.7		9 到 16
3.8		3.8		3.8		3.8		17 到 24
4.9		4.9		4.9		4.9		25 到 32
5.10		5		5		5.10		33 到 38
	1.6		1.6		1.6		1.6	41 到 48
	2.7		2.7		2.7		2.7	49 到 56
	3.8		3.8		3.8		3.8	57 到 64
	4.9		4.9		4.9		4.9	65 到 72
	5.10		5		5		5.10	73 到 78

N 当前帧的编号: $N = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$
 l 帧内群的编号: $l = 1, 2, \dots, 8$
 k 帧内组的编号: $k = 1, 2$
 n 组内样值的编号: $n = 1, 2, \dots, 32$

4.2.6 316 kbit/s 码流的同步

316 kbit/s 码流与编码器的抽样频率同步。

4.2.7 316 kbit/s 码流的帧定位

利用汉明 (12, 8) 码的同步性能来实现帧定位, 没有采用专用的帧定位信号。R₁—R₁₂信号被用作帧定位信号。在帧定位信号接收器内, 对 § 4.2.3 中 (2) 式的关系进行校验。这种帧定位信号的入锁时间与一个 4 比特帧定位信号的入锁时间相同。

4.3 316 kbit/s 信号异步插入到 320 kbit/s 码流

4.3.1 320 kbit/s 信号的帧结构

320 kbit/s 信号由 316 kbit/s 的数据信号和 4 kbit/s 的码速调整信号组成。320 kbit/s 码流被分解为各含 80 个比特的许多个群, 其中的 79 个比特是数据比特, 第 80 个比特是码速调整信号的比特。

4.3.2 码速调整方法

码速的调整采用双指令控制的正负码速调整方法。在负码速调整的场所, 码速调整信号包含码速调整指令和一个发送的数据信号。码速调整信号的帧含有 4 个比特。码速调整指令使用 3 个比特 111 或 000 发送。码速调整信号的帧定位也使用同一个指令。在负码速调整的场所, 帧中的第 4 个比特用来发送数据信号。

4.3.3 一次群数字复接设备的帧内码速调整信号的分配

码速调整信号的比特被分配在一次群数字复接设备的几个帧内。该设备的通路时隙 0 含有帧定位信号。

在一次群数字复接设备的帧内带有码速调整比特, 该比特被安置在位于一个帧中所有 320 kbit/s 信号比特后面的一个比特中, 亦即码速调整比特是一次群数字复接设备中距离帧定位信号最远的一个比特。

4.4 编码设备与插入设备之间的数字接口

在研究中。

4.5 故障条件和相应动作

在研究中。

5 采用不同编码标准的设备之间的数字接口

在研究中。

用于 320 kbit/s 传输通路的中等质量 模拟声音节目信号编码设备的特性^①

(1988 年订于墨尔本)

1 概述

1.1 本建议提供将单声道 7 kHz 声音节目信号编码为数字信号的设备特性。可以将两个单声道数字信号组合为具有建议 J. 43 所规定的结构的一个 320 kbit/s 信号。

1.2 本建议规定的模拟声音节目信号编码设备可以是：

- a) 具有 320 kbit/s 数字接口的独立的编码器/解码器。编码操作和解码操作可在分开的设备或在同一个设备中进行。
 - b) 具有 1544 或 2048 kbit/s 数字接口的组合编码器——复接器/解码器——分接器。编码复接操作和解码分接操作可在分开的设备或在同一个设备中进行。
- 使用 b) 时，不硬性要求提供 320 kbit/s 的外部接口。

2 传输性能

每对编码器/解码器必须具备这样的传输性能，即当三对编码器/解码器在音频口串接时，总的性能不会超出建议 J. 23 (CCIR 建议 503) 规定的极限。

3 编码方法

3.1 编码方法是以每样值 14 比特的均匀量化 PCM 技术，加上 14 比特到 9.5 比特的差值近似瞬时压扩方法为基础的。

3.2 设备的基本特性是：

- | | |
|----------|-----------------------------------|
| 标称音频带宽： | 0.05 到 7 kHz |
| 音频接口： | 参见建议 J. 23, § 2 |
| 抽样频率： | $16 (1 \pm 5 \times 10^{-5})$ kHz |
| 预加重/去加重： | 建议 J. 17, 800 Hz 的衰减是 6.5 dB。 |

4 设备的特性

4.1 引言

本节所述的设备在将中等质量的声音节目信号编码为数字形式时采用差值近瞬时压扩方法。编码设备采用两个步骤的处理过程：

- a) 将 7 kHz 通路变换为 158 kbit/s 码流；
- b) 将两个同相的 158 kbit/s 码流异步插入 320 kbit/s 码流；

^① 若采用不同系统的主管部门之间未能取得协议，则它们之间的数字接口应工作于 384 kbit/s (H_0 通路)，接口传送的编码信号应如建议 J. 42, § 4 的规定。所需的编码变换工作由采用本建议 (J. 44) 的设备的主管部门承担。

注 — 将两个同相的 158 kbit/s 码流异步插入 320 kbit/s 码流时, 编码器时钟无需与网路时钟同步。当编码设备和插入设备分处两地, 且它们之间的传输链路是单向传输时, 这种情况可能会有好处。

解码器的处理过程正好相反。

4.2 7 kHz 到 158 kbit/s 的变换和 316 kbit/s 信号的组成

4.2.1 过载电平

对于频率等于预加重电路介入衰减为 0 dB 的频率 (2.1 kHz) 的正弦信号, 过载电平是 +12 或 +15 dBm_{0s}。

4.2.2 压扩方法

采用每组 32 个样值 (2 ms) 的差值近瞬时压扩程序, 与建议 J. 43, § 4.2.2 中的相同。

4.2.3 量程编码方法

采用的每组 32 个样值 (2 ms) 的量程编码方法与建议 J. 23, § 4.2.3 中的相同。

4.2.4 样值误码保护

采用的每组 32 个样值 (2 ms) 的样值误码保护方法与建议 J. 23, § 4.2.4 中的相同。

4.2.5 316 kbit/s 通路帧的格式

两个 7 kHz 通路 (C1 和 C2) 被组合在一个 316 kbit/s 码流内。316 kbit/s 码流的帧结构在建议 J. 43, § 4.2.5 中说明。每个帧的第一组 ($k=1$) 对应于通路 C1, 每个帧的第二个组对应于通路 C2。

4.3 将 316 kbit/s 信号异步插入 320 kbit/s 码流

参见建议 J. 43, § 4.3。

4.4 编码设备和插入设备之间的数字接口

在研究中。

4.5 故障条件和相应动作

在研究中。

5 使用不同编码标准的设备之间的数字接口

在研究中。

第五章

第5章尚未安排。

PAGE INTENTIONALLY LEFT BLANK

PAGE LAISSEE EN BLANC INTENTIONNELLEMENT

第 六 章

用于电视传输的电路特性

以前的桔皮书卷Ⅲ-2的建议J.61和J.62已被取消。对应的CCIR建议已被并入CCIR建议567,该建议涉及所有的电视标准和彩色系统。建议567和CCIR其他的某些文件对通过电缆的电视传输可能十分有用,特提出下述CCIR建议以资参考。这些建议发表于(C CIR第15次全会文件的)卷X11,ITU(国际电信联盟),日内瓦,1982年。

建 议 J.61

用于国际连接的电视电路的传输性能

(1982年订于日内瓦)

(参见CCIR建议567)

建 议 J.62

适用于所有电视系统的唯一的信噪比值

(1982年订于日内瓦)

(参见CCIR建议568)

建 议 J. 63

在黑白和彩色电视信号的场消隐期间插入测试信号的方法

(1982 年订于日内瓦)

(参见 CCIR 建议 473)

建 议 J. 64

使用电视插入测试信号进行简易自动测量的参数定义

(1982 年订于日内瓦)

(参见 CCIR 建议 569)

建 议 J. 65

提供电视通路常规负荷的标准测试信号

(1982 年订于日内瓦)

(参见 CCIR 建议 570)

建 议 J. 66

在行同步脉冲中采用时分复接方式传送模拟电视信号伴音节目的方法

(1982 年订于日内瓦)

(参见 CCIR 建议 572)

第七章

经由金属线路传输并与无线电中 继链路互连的电视传输系统的一般特性

建 议 J. 73^①

利用 12 MHz 系统同时传输电话和电视

(1964 年和 1980 年修订于日内瓦)

2.6/9.5 mm 同轴电缆对和 1.2/4.4 mm 同轴电缆对中的 12 MHz 系统的技术条件已分别在建议 G. 332 [1] 和 G. 345 [2] 中规定。

为电视传输而配备的任何 12 MHz 系统，都必须有能力传输在 CCIR 规定的各种电视系统中使用的视频带宽最大为 5.5 MHz 的信号，必要时可以接入若干部件（只限于终端设备内）来满足这个要求。

1 载频

CCITT 建议在传输上述的各种电视信号时，使用容差为 ± 100 Hz 的 6799 kHz 频率作为载频。不管采用哪一种电视系统，电缆中传输的视频带宽都必须是 5.5 MHz。对互连点上的这个载频电平已规定了推荐值，如图 1/J. 73 和 2/J. 73 所示（参见该图中的注 3）。

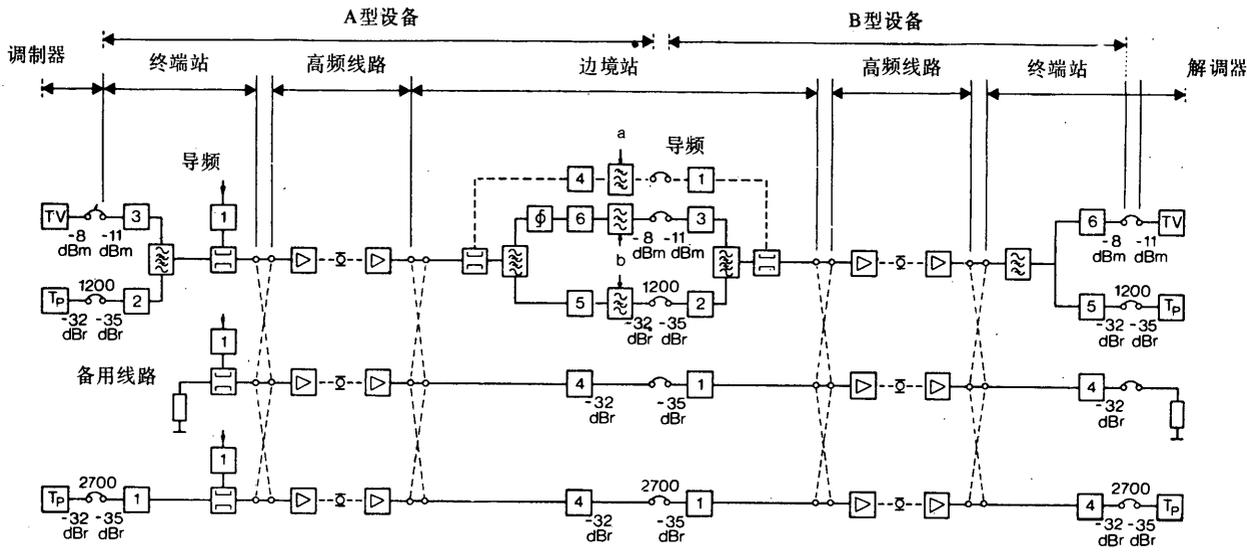
2 调制系数

必须使用调幅方式。调制系数必须大于 100%（如图 3/J. 73 所示），从而如果假设直流分量也被传送，则当载频被相当于消隐电平的信号调制时，它的幅度将与载频被相当于白色电平信号调制时的幅度相等。

将亮度条形信号（参阅 CCIR 建议 567，C 部分的附件 1，B2 测试信号）加到视频连接点时，电视传输的零相对电平点上调制载频的标称峰值电压应如下：

- 对于白色电平或消隐电平是 0.387V（亦即在 75 Ω 电阻中消耗 1 mW 功率的正弦信号的峰值电压）；
- 对于同步信号是 0.719V（亦即在 75 Ω 电阻中消耗 3.45 mW 功率的正弦信号的峰值电压）。

^① 桔皮书卷 II.2 中的建议 J. 71 和 J. 72 已删除。



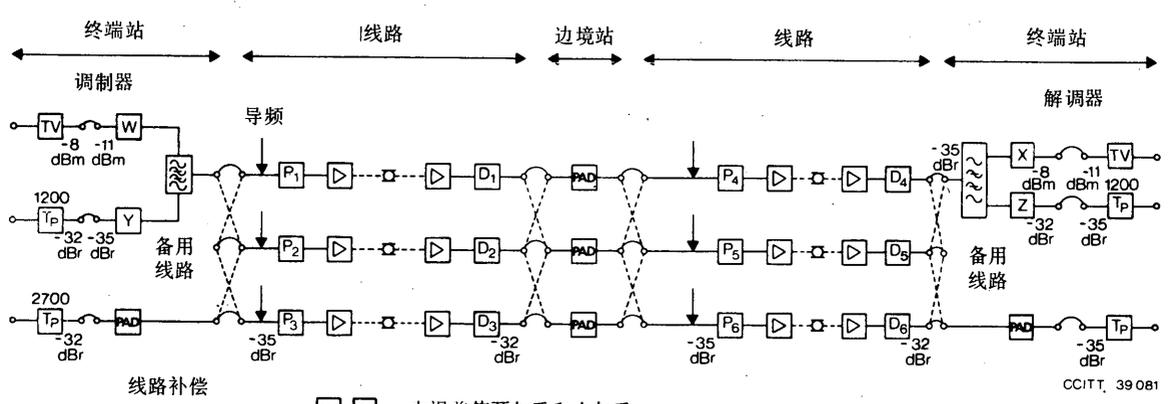
- 1 4 2700个电话通路的预加重 (另一个是去加重)
- 2 5 1200个电话通路的预加重 (另一个是去加重)
- 3 6 电视的预加重 (另一个是去加重)

a 导频带通滤波器
b 导频带阻滤波器

} 同时传输

CCITT - 39 071

图 1/J.73
12 MHz 线路互连的一般情况



- 线路中所注的数据是在“纯电话”情况下线路中每个电话通路的额定相对电平
- W X 电视差值预加重和去加重
 - Y Z 1200个话路差值的预加重和去加重
 - P₁ D₁ 2700个话路的预加重和去加重网络, 对各种不同设计的12MHz 线路是各不相同的。

} 对各种类型的12MHz 线路是通用的。

CCITT, 39 081

图1/J.73和2/J.73的注:

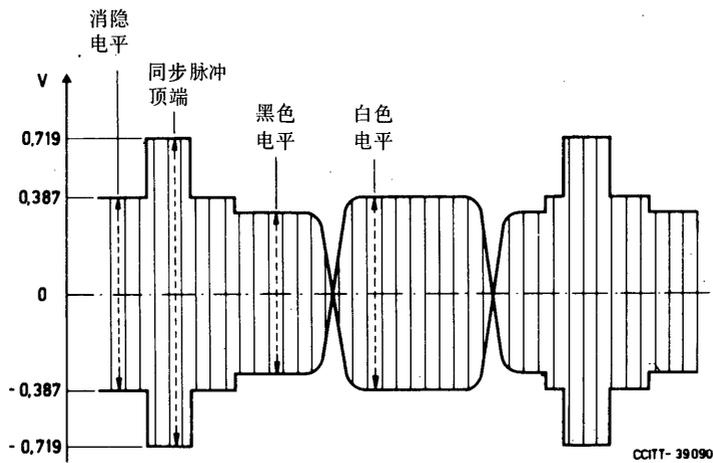
注1—导频的互连是采用阻塞和再注入方法, 还是采用旁路通过的方法, 应由主管部门协商一致。

注2—“纯电话”场合, 线路导频的电平固定在 -10dBm₀。当线路用于同时传输电话和电视时, 可能需要不同的预加重量, 导频电平虽然绝对值维持不变, 但有可能不等于 -10dBm₀。

注3—所示的电视电平是指被调载波的电平, 以相对于本建议 §2 中所述理想化参考信号 (0dBm) 的值表示。它意味着电视电平是以 dBm 值来计量的。

注4—图1/J.73中的滤波器特性 (用来将电话频带和电视频带分开或合并起来, 以便安排所需的预加重和去加重) 应由主管部门协商一致。

图 2/J.73
采用差值加重网络以简化各种不同设计的 12 MHz 线路之间的互连



注一所示的电压是12MHz 系统中电视传输相对零电平点的实例值。

图 3/J.73

被测试信号 NO. 2 调制的载频包络

3 残余边带的成形

残余边带的成形必须全部在发送端进行。暂定的残余边带的带宽不得超过 500 Hz。图 4/J.73 表示在 12 MHz 系统中传输电视时所推荐的频率安排。

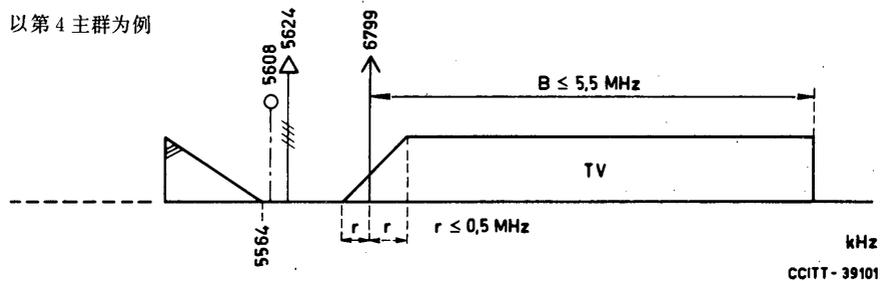


图 4/J.73

12 MHz 系统中电视的频率配置

4 相对功率电平和边境段的互连

不可能对中间增音机的输出推荐相对的功率电平，因为这些电平与各主管部门的系统的内部设计密切相关。

在使用跨越边境的电缆段把两个电话系统互连时，根据建议 G. 352 [3] 的规定，各个主管部门必须在接收支路中采纳对方国家在这个输入系统中通常使用的电平。有可能只需要在接收端插入一个校正网络就可以满足这个规定。因此跨越边境的增音段必须短于 4.5 km。在增音站定点之前，细节应由有关主管部门直接协商决定。

当线路被交替用于“全电话”或“电话加电视”传输时，这种解决办法一般是不适用的。在这种场合，可将边境站中的一个站作为主站，其中配备各种必要的预加重和去加重网络，以便可以在“平坦”的点使用推荐的电平进行互连。图 1/J. 73 指出在一般情况下实现互连的方法，它也指出在终端站内如何使用相同的互连电平将线路与电话和电视调制设备连接起来。

但是，如果同意对各种类型的 12 MHz 线路使用共同的差值特性 (differential characteristic)，则在国内外线路之间（例如主用和备用线路）和国际线路之间（设计各异的几个国内系统之间）就可以实现整个线路带宽的任意互连。这个方法带来了图 2/J. 73 所示的较为简单的互连方案。

在这个方案中电路总是按照“全电话”的条件调整的。用于电话加电视传输时，只需要在终端设备站中除了使用“全电话”传输的预加重和去加重网络之外，另外插入差值预加重和去加重网络，用以修改“全电话”传输的加重特性。

5 干扰

建议 J. 61（等于 CCIR 建议 567, D 部分）指出了与电视传输的假设参考电路有关的全程数据。可以把这些数据作为工程设计的指标。

某些主管部门的经验表明，终端设备和线路中的加权噪声功率可按 1 : 4 的比例分配。

要特别指出的是，德意志联邦共和国对 12MHz 系统采用下述信号对加权噪声的比值：

- 对终端调制设备：70 dB
- 对终端解调设备：64 dB
- 对 840 km 的线路：58 dB

上述数据在参考电路尾端产生的信噪比是 52 dB。

参 考 文 献

- [1] CCITT Recommendation *12-MHz systems on standardized 2.6/9.5-mm coaxial cable pairs*, Vol. III, Rec. G.332.
- [2] CCITT Recommendation *12-MHz systems on standardized 1.2/4.4-mm coaxial cable pairs*, Vol. III, Rec. G.345.
- [3] CCITT Recommendation *Interconnection of coaxial carrier systems of different designs*, Vol. III, Rec. G.352.

建 议 J. 74

频率变换设备传输特性的测量方法

- 1 对载频无需使用特殊的测量方法。
- 2 举例来说，调制系数可以使用示波器测量。
- 3 测量预加重时未推荐使用特定的方法。

- 4 举例来说, 调制设备的输入电压和反调制设备的输出电压可以使用示波器测量。
- 5 调制器输出端的随机噪声可用下面例举的方法测量:
将调制器的视频输入端和输出端用 $75\ \Omega$ 电阻终端, 调整调制器使载频输出功率为 1mW 。然后使用选频电平表测量随机噪声功率, 测量结果将以相对于被测电视系统的视频带宽的值表示。
测量解调器产生的噪声时, 从它的输入端送入 1mW 的载频功率, 然后使用选频电平表在输出端测量输出的随机噪声。
这种方法也可用于测量有重复波形的寄生噪声。

注 — 电视中的寄生噪声的测量方法在研究中。

建 议 J. 75

同轴线对的电视传输系统和无线电 中继链路的电视传输系统之间的互连问题

1 只用于电视传输的系统

在例如 15 km 以上的长距离同轴电缆中进行直接的视频传输, 结果不能令人满意, 因为有可能出现噪声干扰和低频均衡的困难。因此电视信号必须使用载波调制方式传输, 通常使用的是残余边带方法。

另一方面, 在无线电中继系统的基带内, 可以使用电视的视频信号直接传输。这种安排通常是有益的, 因为它可使失真减到最小, 并且与在基带中传输残余带边的调制信号相比, 可以获得较好的信噪比。CCIR 已推荐使用这种方法。

因此无线电中继系统和电缆系统之间的电视通路通常都在视频频率进行互连。

这时互连点的电平和阻抗都必须符合建议 J. 61 的规定。

例外的情况是, 在特殊场合, 为了允许使在线路频率 (无线电中继链路的基带) 直接进行互连, 在短距离的电缆中可以传输视频信号, 或在短程无线电中继链路中可以传输残余边带电视信号。在这种场合可能需要对信号电平、预加重和导频作出特殊安排, 以便使传输性能保持在所推荐的传输标准。

2 在同轴线对或无线电中继链路中交替进行或同时进行电话和电视传输的系统

2.1 在交替传输电话和电视的同轴电缆系统与进行同样交替传输的无线电中继链路之间的互连

建议互连点必须满足下述条件:

- 用于电话传输时, 频率的安排, 电话通路的相对功率电平和导频的频率都必须如建议 G. 423 [1] 所示。
- 用于电视传输时, 通常必须在视频频率进行互连。互连点的电平和阻抗应符合建议 J. 61 的规定。

2.2 在同时传输电话和电视的同轴电缆系统与进行同样同时传输的无线电中继链路之间的互连

专门为同时传输电话和电视而设计的无线电中继链路要求在基带的低频部分传输视频电视信号,在高频部分传输电话信号。由于这种安排与 CCITT 所推荐的同轴电缆中同时传输电话和电视的安排方法(建议 J.73)不一致,因此通常可以考虑对电视通路使用视频互连,而对电话则在基群、超群、主群或超主群点互连。

但是,若有关主管部门之间取得协商一致,则可以在短程系统(电缆或无线电)的特殊场合,采用推荐用于其他类型的系统的频率分配方案,以便实现直接的互连。

参 考 文 献

- [1] CCITT Recommendation *Interconnection at the baseband frequencies of frequency-division multiplex radio-relay systems*, Vol. III, Fascicle III.2, Rec. G.423.

建 议 J.77^①

经由 18 MHz 系统和 60 MHz 系统传输的电视信号的特性

(1980 年订于日内瓦)

为了在 18 MHz 系统和 60 MHz 系统中传输电视信号,必须使用一种与待发送的信号结构无关的调制方法。它是使用一个参考载频实现的。该参考载频用来确定发送端和接收端之间的相位关系。

这个传输通路能够传输 CCIR 报告 624 [1] 所规定的所有电视系统的信号。

18 MHz 和 60 MHz 传输系统必需满足的指标可查阅建议 G.334 [2] 和 G.333 [3]。

建议下述条件必须得到满足:

1 残余边带的成形

残余边带信号的成形必须全部在发送端完成。残余边带的带宽不得大于 1 MHz,亦即尼奎斯特斜率的宽度不得大于 2 MHz。

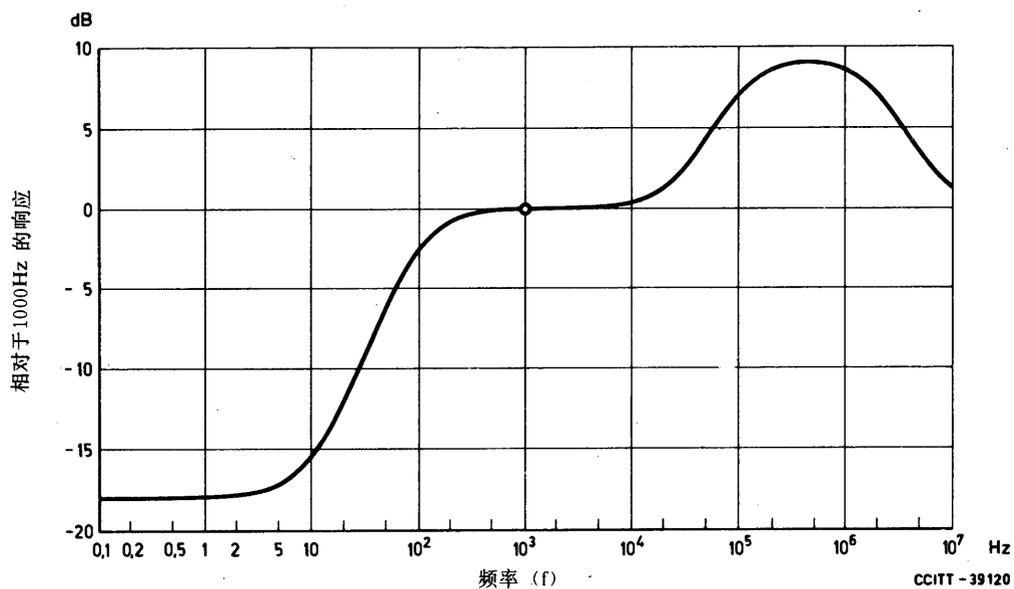
2 视频预加重

为了使同轴线路系统的负荷较为均匀,建议使用视频预加重网络。视频预加重的曲线及其对应的公式示于图 1/J.77。视频预加重的量是 9 dB。

3 调制视频信号的标称基准电平

由于使用了视频预加重网络,必须对一个适当的视频频率规定基准电平。建议采用下述的方法来取得这个基准电平:即在视频互连点送入 0.7V 峰-峰值的 1 kHz 正弦波,然后在尼奎斯特滤波器后面测量一个边带的电平。基准电平就等于实测电平加 6 dB。推荐的基准电平是 +11 dBm₀。

^① 桔皮书卷 II-2 的建议 J.76 已删除。



视频预加重:
$$10 \log_{10} (1 + a) + 10 \log_{10} \left[1 + \frac{a}{\left(\frac{Q}{V}\right)^2 + 1} \right]$$

其中

$$V = \frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \quad Q = 14.5$$

$$a = 7 \quad f_0 = 450 \text{ kHz}$$

低频抑制:
$$-10 \log_{10} \frac{b^2 + (2\pi\tau f)^2}{1 + (2\pi\tau f)^2}$$

其中

$$b = 8$$

$$\tau = 14 \text{ ms}$$

图 1/J.77

相对于 1 kHz 的值的视频预加重和低频抑制的频率响应特性

4 载频的频率准确度

第一调制级的载频容差不得大于 11 Hz。若满足了建议 G. 225 [4] 的规定, 或者载频是取自相关电视通路对中的导频 (参阅 [5] 和 [6]), 则级次较高的调制级的载频容差可忽略。

5 参考载频

为了在接收端对信号进行准确的解调, 必须发送一个参考载频。
建议采用下述的特性:

- 第一调制级的载频相应于视频的 0 Hz;
- 负极性, 亦即调制视频信号中黑色信号幅度大于白色信号幅度;
- 标称功率电平: +10 dBm₀, 与信号电平无关。

6 低频抑制

为了防止参考载频受到视频信号中低频分量的干扰, 必须将低频分量的电平降低。建议采用 18 dB 的低频抑制。低频抑制曲线及其对应的公式示于图 1/J. 77。

参 考 文 献

- [1] CCIR Report *Characteristics of television systems*, Vol. XI, Report 624, ITU, Geneva, 1982.
- [2] CCITT Recommendation *18-MHz systems on standardized 2.6/9.5-mm coaxial pairs*, Vol. III, Rec. G.334.
- [3] CCITT Recommendation *60-MHz systems on standardized 2.6/9.5-mm coaxial cable pairs*, Vol. III, Rec. G.333.
- [4] CCITT Recommendation *Recommendations relating to the accuracy of carrier frequencies*, Vol. III, Rec. G.225.
- [5] CCITT Recommendation *60-MHz systems on standardized 2.6/9.5-mm coaxial cable pairs*, Vol. III, Rec. G.333, § 8.4, Note 2.
- [6] CCITT Recommendation, *18-MHz systems on standardized 2.6/9.5-mm coaxial pairs*, Vol. III, Rec. G.334, § 9.4.2, Note.

第 三 部 分

H 系列和 J 系列建议的增补

PAGE INTENTIONALLY LEFT BLANK

PAGE LAISSEE EN BLANC INTENTIONNELLEMENT

增补第 5 号

在现场条件下电话电路负荷的测量

(与建议 G. 223 和 H. 51 有关; 本增补资料见红皮书卷 III. 2, 第 295 页, 日内瓦, 1985 年)

增补第 12 号

电话电路和声音节目电路之间的串音可懂度

(与建议 J. 32 有关; 本增补资料见绿皮书卷 III. 2, 第 610 页, 日内瓦, 1972 年)

增补第 16 号

电话型租用电路中信号的带外特性

(与建议 H. 51 有关; 本增补资料见红皮书卷 III. 4, 第 191 页, 日内瓦, 1985 年)

