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.

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

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.

© International Telecommunication Union

国 际 电 信 联 盟

CCITT

国 际 电 报 电 话 咨 询 委 员 会

蓝 皮 书

卷 Ⅲ.4

数字传输系统概况；终端设备

建议 G.700-G.795

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.4

数字传输系统概况；终端设备

建议 G.700-G.795

第 九 次 全 体 会 议

1988年11月14—25日 墨尔本

1989年 日内瓦

ISBN 92-61-03345-8

ARCHIVES U.I.T. GENÈVE

© 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Ⅲ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 — 电报和移动业务 — 操作和业务质量 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 — 操作和业务质量 建议 F.160-F.353、F.600、F.601、F.710-F.730(第Ⅰ研究组)

卷Ⅱ.6 — 报文处理和号码簿业务 — 操作和业务定义 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 中业务的功能和信息流　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 — 网路管理　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 — 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ⅩⅦ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，网间管理 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：号码簿 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他部件的结构、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·4目录

建议 G.700—G.795

数字传输系统概况;终端设备

建议号　　页

第七章 — 数字传输系统概况;终端设备 …… 3

7.0　概述

G.700　G.700、G.800 和 G.900 系列建议的结构 …… 3
G.701　数字传输和复用及脉冲编码调制(PCM)术语汇编 …… 7
G.702　数字系列比特率 …… 41
G.703　系列数字接口的物理/电特性 …… 45
G.704　基群和二次群系列级别所用的同步帧结构 …… 76
G.705　把数字链路端接在数字交换局所要求的特性 …… 97
G.706　与建议 G.704 规定的基本帧结构有关的帧定位和循环冗余校核(CRC)程序 …… 101
G.707　同步数字系列比特率 …… 107
G.708　同步数字系列的网络节点接口 …… 109
G.709　同步复用结构 …… 121

7.1　用脉冲编码调制时模拟信号的编码

G.711　话音频率的脉冲编码调制(PCM) …… 175
G.712　PCM 信道音频四线接口间的性能特征 …… 185
G.713　PCM 信道音频二线接口间的性能特征 …… 194
G.714　适用于四线音频接口的 PCM 信道的编码侧和解码侧分开的性能特征 …… 205
G.715　适用于二线接口的 PCM 信道的编码侧和解码侧分开的性能特征 …… 217

7.2 用与 PCM 不同的方法对模拟信号的编码

G.721 32kbit/s 自适应差分脉冲编码调制(ADPCM) …… 231
G.722 64kbit/s 之内的 7kHz 音频编码 …… 269
G.723 为数字电路倍增设备的应用,扩展建议 G.721 的自适应差分脉冲编码调制到 24kbit/s 和 40kbit/s …… 341
G.724 工作在 1544kbit/s 的 48 路低比特率编码基群复用设备的特性 …… 359
G.725 关于使用 64kbit/s 内 7kHz 音频编解码器的系统概貌 …… 365

7.3 基群复用设备的主要特性

G.731 音频用基群 PCM 复用设备 …… 375
G.732 工作在 2048kbit/s 的基群 PCM 复用设备的特性 …… 375
G.733 工作在 1544kbit/s 的基群 PCM 复用设备的特性 …… 381
G.734 工作在 1544kbit/s 的同步数字复用设备的特性 …… 384
G.735 工作在 2048kbit/s 并提供 384kbit/s 和/或 64kbit/s 同步数字出入口的基群 PCM 复用设备的特性 …… 387
G.736 工作在 2048kbit/s 的同步数字复用设备的特性 …… 395
G.737 工作在 2048kbit/s 并提供 384kbit/s 和/或 64kbit/s 同步数字出入口的外接入设备的特性 …… 400
G.738 工作在 2048kbit/s 并提供 320kbit/s 和/或 64kbit/s 同步数字出入口的 PCM 基群复用设备的特性 …… 407
G.739 工作在 2048kbit/s 并提供 320kbit/s 和/或 64kbit/s 同步数字出入口的外接入设备的特性 …… 415

7.4 二次群复用设备的主要特性

G.741 二次群复用设备的一般考虑 …… 422
G.742 工作在 8448kbit/s 并采用正码速调整的二次群数字复用设备 …… 422
G.743 工作在 6312kbit/s 并采用正码速调整的二次群数字复用设备 …… 427
G.744 工作在 8448kbit/s 的二次群 PCM 复用设备 …… 431
G.745 工作在 8448kbit/s 并采用正/零/负码速调整的二次群数字复用设备 …… 435
G.746 工作在 6312kbit/s 的二次群 PCM 复用设备的特性 …… 439
G.747 工作在 6312kbit/s 并复用三个 2048kbit/s 支路的二次群数字复用设备 …… 441

7.5 高次群复用设备的主要特性

G.751 工作在 34368kbit/s 三次群比特率和 139264kbit/s 四次群比特率并采用正码速调整的数字复用设备 …… 447

G.752 以 6312kbit/s 二次群比特率为基础并采用正码速调整的数字复用设备的特性 …… 460
G.753 工作在 34368kbit/s 并采用正/零/负码速调整的三次群数字复用设备 …… 469
G.754 工作在 139264kbit/s 并采用正/零/负码速调整的四次群数字复用设备 …… 473
G.755 工作在 139264kbit/s 并复接三个 44736kbit/s 支路的数字复用设备 …… 476

7.6 编码转换设备和数字电路倍增设备的主要特性

G.761 60 路编码转换设备的一般特性 …… 482
G.762 48 路编码转换设备的一般特性 …… 497
G.763 使用 32kbit/s ADPCM 和数字话音插空的数字电路倍增设备 …… 508

7.7 传输设备的运行管理和维护特征

G.771 电信管理网(TMN)中传输设备用的 Q 接口和相关的规约 …… 544
G.772 数字保护监测点 …… 571

7.9 其他终端设备

G.791 关于复用转换设备的一般考虑 …… 574
G.792 所有复用转换设备的共同特性 …… 575
G.793 60 路复用转换设备的特性 …… 587
G.794 24 路复用转换设备的特性 …… 595
G.795 FDM 群集用的编解码器的特性 …… 599

增补 No.28 模拟网向数字网的过渡期内复用转换设备、FDM 编解码器、话内数据(DIV)系统和话上数据(DOV)系统的应用 …… 602
增补 No.31 目前据以制订 DCME 文件的情况 …… 602
增补 No.32 关于 60 路复用转换设备告警信息的转送 …… 603

卷 首 说 明

在本卷中,“主管部门”一词用来表示电信主管部门和经认可的私营机构两者的简称。

卷Ⅲ·4

建议 G.700 — G.795

数字传输系统概况；终端设备

PAGE INTENTIONALLY LEFT BLANK

PAGE LAISSEE EN BLANC INTENTIONNELLEMENT

第 七 章

数字传输系统概况;终端设备

7.0 概述

建 议 G.700

G.700、G.800 和 G.900 系列建议的结构

(原黄皮书第Ⅲ卷建议 G.701)

第七章 数字传输系统的概况;终端设备

7.0 概述

G.700 G.700、G.800 和 G.900 系列建议的结构

G.701 数字传输和复用及脉冲编码调制(PCM)术语汇编

G.702 数字系列比特率

G.703 系列数字接口的物理/电特性

G.704 基群和二次群系列级别所用的同步帧结构

G.705 把数字链路端接在数字交换局所要求的特性

G.706 与建议 G.704 规定的基本帧结构有关的帧定位和循环冗余校核(CRC)程序

G.707 同步数字系列比特率

G.708 同步数字系列的网络节点接口

G.709 同步复用结构

7.1 用脉冲编码调制时模拟信号的编码

G.711 话音频率的脉冲编码调制(PCM)

G.712 PCM 信道音频四线接口间的性能特征

G.713 PCM 信道音频二线接口间的性能特征

G.714 适用于四线音频接口的 PCM 信道的编码侧和解码侧分开的性能特征

G.715　适用于二线接口的 PCM 信道的编码侧和解码侧分开的性能特征

7.2　用与 PCM 不同的方法对模拟信号的编码

G.721　32kbit/s 自适应差分脉冲编码调制(ADPCM)

G.722　64kbit/s 之内的 7kHz 音频编码

G.723　为数字电路倍增设备的应用,扩展建议 G.721 的自适应差分脉冲编码调制到 24kbit/s 和40kbit/s

G.724　工作在 1544kbit/s 的 48 路低比特率编码基群复用设备的特性

G.725　关于使用 64kbit/s 内 7kHz 音频编解码器的系统概貌

7.3　基群复用设备的主要特性

G.731　音频用基群 PCM 复用设备

G.732　工作在 2048kbit/s 的基群 PCM 复用设备的特性

G.733　工作在 1544kbit/s 的基群 PCM 复用设备的特性

G.734　工作在 1544kbit/s 的同步数字复用设备的特性

G.735　工作在 2048kbit/s 并提供 384kbit/s 和(或)64kbit/s 同步数字出入口的基群 PCM 复用设备的特性

G.736　工作在 2048kbit/s 的同步数字复用设备的特性

G.737　工作在 2048kbit/s 并提供 384kbit/s 和/或 64kbit/s 同步数字出入口的外接入设备的特性

G.738　工作在 2048kbit/s 并提供 320kbit/s 和/或 64kbit/s 同步数字出入口的 PCM 基群复用设备的特性

G.739　工作在 2048kbit/s 并提供 320kbit/s 和/或 64kbit/s 同步数字出入口的外接入设备的特性

7.4　二次群复用设备的主要特性

G.741　二次群复用设备的一般考虑

G.742　工作在 8448kbit/s 并采用正码速调整的二次群数字复用设备

G.743　工作在 6312kbit/s 并采用正码速调整的二次群数字复用设备

G.744　工作在 8448kbit/s 的二次群 PCM 复用设备

G.745　工作在 8448kbit/s 并采用正/零/负码速调整的二次群数字复用设备

G.746　工作在 6312kbit/s 的二次群 PCM 复用设备的特性

G.747　工作在 6312kbit/s 并复用三个 2048kbit/s 支路的二次群数字复用设备

7.5　高次群复用设备的主要特性

G.751　工作在 34368kbit/s 三次群比特率和 139264kbit/s 四次群比特率并采用正码速调整的数字复用设备

G.752　以 6312kbit/s 二次群比特率为基础并采用正码速调整的数字复用设备的特性

G.753　工作在 34368kbit/s 并采用正/零/负码速调整的三次群数字复用设备

G.754　工作在 139264kbit/s 并采用正/零/负码速调整的四次群数字复用设备

G.755　工作在 139264kbit/s 并复接三个 44736kbit/s 支路的数字复用设备

7.6　编码转换设备和数字电路倍增设备的主要特性

G.761　60 路编码转换设备的一般特性

G.762　48 路编码转换设备的一般特性

G.763　使用 32kbit/s ADPCM 和数字话音插空的数字电路倍增设备

7.7　传输设备的运行管理和维护特征

G.771　电信管理网(TMN)中传输设备用的 Q 接口和相关的规约

G.772　数字保护监测点

7.9　其他终端设备

G.791　关于复用转换设备的一般考虑

G.792　所有复用转换设备的共同特性

G.793　60 路复用转换设备的特性

G.794　24 路复用转换设备的特性

G.795　FDM 群集用的编解码器的特性

第八章　数字网

8.0　数字网的一般概貌

G.801　数字传输模型

G.802　以不同数字分级和语音编码律为基础的网间互通

8.1　数字网的设计指标

G.810　空时和同步问题的考虑

G.811　适用于国际数字链路准同步运行的原始基准时钟输出端的定时要求

G.812　适用于国际数字链路准同步运行的从属时钟输出端的定时要求

8.2　质量与可用性目标

G.821　构成综合业务数字网的一部分的国际数字连接的误码性能

G.822　国际数字连接上的受控滑动率指标

G.823　以 2048kbit/s 分级为基础的数字网内抖动和漂动的控制
G.824　以 1544kbit/s 分级为基础的数字网内抖动和漂动的控制

第九章　数字段和数字线路系统

9.0　概述

G.901　数字段和数字线路系统的一般考虑

9.1　以 1544kbit/s 基群速率为基础的分级比特率上的数字线路段

建议 G.91 至 G.915 已经删除

9.2　以 2048kbit/s 基群速率为基础的分级比特率上的数字段

G.921　以 2048kbit/s 分级为基础的数字段

9.3　在非分级比特率上的电缆数字线路传输系统

G.931　3152kbit/s 的数字线路段

9.4　由 FDM 传输载体提供的数字线路系统

G.941　由 FDM 传输载体提供的数字线路系统

9.5　数字线路系统

G.950　数字线路系统的一般考虑
G.951　在对称线对电缆上以 1544kbit/s 分级为基础的数字线路系统
G.952　在对称线对电缆上以 2048kbit/s 分级为基础的数字线路系统
G.953　在同轴线对电缆上以 1544kbit/s 分级为基础的数字线路系统
G.954　在同轴线对电缆上以 2048kbit/s 分级为基础的数字线路系统
G.955　在光缆上以 1544kbit/s 分级为基础的数字线路系统
G.956　在光缆上以 2048kbit/s 分级为基础的数字线路系统

9.6　ISDN 用户接入数字段和数字传输系统

G.960　用于 ISDN 基本率接入的数字段
G.961　金属本地线上用于 ISDN 基本率接入的数字传输系统

建　　议　G.701

数字传输和复用及脉冲编码调制(PCM)术语汇编

1　引言

本建议提供适用于数字和脉冲编码调制复用与传输系统的术语和定义汇编。

在本建议中,有少数术语是与建议Ⅰ.112中的术语重复的。方括号中给出了它们在Ⅰ.112中的编号,以便今后进一步修改时,能保持这两个建议间的一致性。

根据本建议中所应用的习惯,任何常用的但按定义的意思不宜适用的术语,列于推荐的术语之后,例如:"2026受控滑动〔滑动〕"。

在上下文意义明确而广泛地使用简缩了的术语的情况下,这术语的全称列于口语形式之后,例如:"1007电路,电信电路"。

此外,除了基本的术语外,任何通用的术语也示于其基本术语之后,如下例:"6002定时恢复(定时提取)"。

为了在草拟文件时的标准化,采用下列缩写形式:

kbit/s,

Mbit/s,

Gbit/s。

为了避免在不同语言中使用句点(·)和逗点(,)来划分整数和小数部分而引起的误解,建议在任何可能的场合都应避免使用小数形式。例如,最好不用"2.048Mbit/s"或"2,048Mbit/s",而写成"2048kbit/s"。

本建议的附件A给出在本建议中所定义的术语的字母顺序索引。

2　数字传输和复用及脉冲编码调制(PCM)术语汇编

目　录

2.1　一般术语
2.2　数字信号
2.3　数字传输
2.4　数字复用
2.5　帧定位
2.6　定时
2.7　同步
2.8　脉冲编码调制
2.9　代码
附件A　字母顺序索引

2.1　一般术语

1001　signal[102]　**信号**[102]

F: signal

S: señal

一种物理现象,它的一个或多个特征可以变化而代表信息。

1002 analogue signal[103] **模拟信号**[103]

F: signal analogique

S: señal analógica

一种信号，它的特征量连续地跟随代表信息的另一种物理量的变化而变化。

1003 discreteiy-timed signal[104] **离散定时信号**[104]

F: signal (temporel) discret

S: señal discretamente temporizada

由在时间上依次排列的若干元素组成的一种信号。每一个元素都具有一个或多个能传送信息的特征，例如它的持续时间、波形和幅度。

1004 transmission[106] **传输**[106]

F: transmission

S: transmisión

将信号由一点输送到另外一点或多点的动作。

注 1 — 传输可以直接地或间接地实现，有或者没有中间存贮。

注 2 — 不赞成以“emission”(发射)的意思来使用英语单词“transmission”(传输)。

1005 Channel，transmission channel [108]**信道，传输信道**[108]

F: voie, voie de transmission

S: canal, canal de transmisión

在两点之间单向传输信号的一种手段。

注 1 — 几条信道可共享一公共通道；例如可分配给每一信道一特定的频带或一特定的时隙。

注 2 — 这个术语可以由被传输信号的性质、带宽、数字速率，或任一选定的标志来限定。

注 3 — 亦见建议 I.112，术语 414，接入信道。

1006 telecommunication[110] **电信**[110]

F: télécommunication

S: telecomunicación

代表符号、文字、图象、声音或任何性质的情报的信号，借助有线、无线、光学或其它电磁系统所进行的传输及(或)发送与接收。

1007 circuit，telecommunication circuit[111] **电路、电信电路**[111]

F: circuit, circuit de télécommunications

S: circuito, circuito de telecomunicación

能在两点之间，实现信号双向传输的两条传输信道的组合，以提供一个单一的通信。

注 1 — 如果电信是单向性质的(例如：长途电视传输)，那么“电路”这一术语有时被用来表示提供这类方便的单一信道。

注 2 — 在一个电信网中，“电路”这一术语一般限于直接连接两个交换设备或交换局及其相关的终端设

备的电信电路。

注 3 — 一条电信电路可允许在两个方向的同时(双工)传输或不同时(单工)传输。

注 4 — 只允许在一个方向传输的电信电路有时被称为单向电信电路;允许在两个方向传输的电信电路(不论同时或不同时),则有时称为双向电信电路。

1008 interface[408] **接口**[108]

F: jonction (interface)

S: interfaz

两个相关系统之间的公共界面。

2.2 数字信号

2001 digit 数字

F: élément numérique

S: dígito

从一个有限组内选出的一元。

注 1 — 在数字传输中,数字可以用一个信号单元来代表,这个信号单元由其动态特性、离散状态和离散定时来表征。例如一个数字可用具有规定幅度和持续时间的脉冲来代表。

注 2 — 在数字传输所用的设备中,数字可用由一规定物理状态所表征的存贮状态来表示,例如可用铁氧体磁芯的二元磁性状态来表示。

注 3 — 使用这个术语的上下文应指明计数法的基数。(在注 1、2 和 3 中,"数字"的意义译成法文为"élément numérique"。)

注 4 — 在电话用户编号中,数字是指构成各位电话号码的元素 1、2、3、……9 或 0 中的任一数(建议 Q.10[1])。(这一"数字"的意义译成法文为"chiffre"。)

2002 binary figure 二进制数

F: chiffre binaire

S: cifra binaria

在二进制计数法中,表示数目所用的两个数(0 或 1)之一。

2003 binary digit(bit) 二进制数字(比特)

F: élément binaire

S: dígito binario (bit)

从一个二进制组中选出的一元。

注 1 — 比特(bit)是二进制数字的编写。

注 2 — 为清楚起见,建议在两种状态的起止调制中不应用"比特"来代替"单位元"。

2004 octet 八比特组

F: octet

S: octeto

作为一个整体处理的一组八位二进制数字或代表二进制数字的八个信号元。

2005 code word [character signal] 码语[字符信号]

F: mot de code [signal de caractère]

S: palabra de código [señal de carácter]

在 PCM 中代表一个取样的量化值的一组信号元。

注 — 在 PCM 中,可在这种意义上采用"PCM 字"这一术语。

2006 digital signal [105] 数字信号[105]

F: signal numérique

S: señal digital

一种离散定时信号,在这种信号内,信息是由许多明确定义的离散值来代表的,它的某一特征量可以在某一时间取这些离散值。

注 — 这个术语可以加以修饰以说明数字率。例如:"140Mbit/s 数字信号"。

2007 signal element 信号元

F: élément de signal

S: elemento de señal

数字信号的一部分,由其离散定时和离散值来表征,并用来代表一个数字。

2008 digit position 数字位置

F: position d'un élément de signal; position d'un élément numérique

S: posición de dígito

可以设置数字表示的时间或空间的位置。

2009 n-ary digital signal n 进制数字信号

F: signal numérique n-aire

S: señal digital n-aria

一种数字信号,其中每一信号元具有 n 个允许的离散值中之一个值。

2010 redundant digital signal 冗余数字信号

F: signal numérique redondant

S: señal digital redundante

用冗余线路码对一个给定的信号进行编码而产生的一种信号。

2011 redundant n-ary signal 冗余 n 进制信号

F: signal n-aire redondant

S: señal n-aria redundante

一种数字信号,其信号元可假定有 n 个离散状态,而每个信号元的平均等效二进制内容小于 $\log_2 n$。

注 — 一个 n 进制数字信号的相对冗余度 R,可由下式求得:

$$R = 1 - \frac{r_e}{r_d \cdot \log_2 n} = \left[1 - \frac{r_e}{r_d \cdot \log_2 n}\right] \cdot 100\%$$

式中 r_d 为 n 进制信号的符号率，r_e 为等效比特率。

相对冗余度也可以用一种特定线路码的一个元所能传输的二进制数字的数目来表示。例如：

AMI(37%冗余)，每个元 1 个二进制数字：

4B3T(16%冗余)，每个元 1.33 个二进制数字。

2012 pseudo n-ary signal 伪 n 进制信号

F: signal pseudo n-aire

S: señal seudo n-aria

一种不改变线路数字率从 m 进制数字信号导出的冗余 n 进制数字信号。

注 — 传号交替翻转信号是伪三进制信号的一个例子，即 n=3，m=2。

2013 digit rate 数字率

F: débit numérique

S: velocidad digital

每一个单位时间内的数字数目。

注 1 — 在“数字”这个词的前面可加上适当的形容词，例如，二进制数字率。

注 2 — 为清楚起见，建议不应当采用此术语来表示线路上的符号率。

2014 line digit rate [symbol rate] 线路数字率[符号率]

F: débit numérique en ligne [débit de symboles]

S: velocidad digital de linea [velocidad de símbolos]

线路信号在单位时间内所传送的信号元的数目。

注 1 — 通常使用波特来定量表示这一术语，一波特等于每秒传送一个信号元。

注 2 — 调制率是在电报和数据通信中采用的术语，调制率为单位间隔持续时间的倒数。

2015 equivalent binary content 等效二进制内容

F: contenu binaire équivalent

S: contenido binario equivalente

为了传送与在一给定的数字信号中规定数目的信号元同样的信息所严格必需的二进制数字的数目。

2016 equivalent bit rate 等效比特率

F: débit binaire équivalent

S: velocidad binaria equivalente

为了在相同时间内传输一个在给定数字率上的给定的数字信号同样的信息所必需严格的比特率的数值。

2017 significant instant，significant instant of a digital signal 有效瞬时、数字信号的有效瞬时

F: instant significatif, instant significatif d'un signal numérique

S: instante significativo, instante significativo de una señal digital

在一离散定时信号中，信号元开始的瞬时。

2018 unit intervai 单位间隔

F: intervalle unitaire

S: intervalo unitario (o intervalo unidad)

一个等步信号的两个相邻的有效瞬时之间的标称时间差。

2019 decision instant、decision instant of a digital signal 判决瞬时、数字信号的判决瞬时

F: instant de décision, instant de décision d'un signal numérique

S: instante de decisión instante de decisión de una señal digital

对一个接收到的数字信号的信号元的可能值作出判决的瞬时。

2020 decision circuit 判决电路

F: circuit de décision

S: circuito de decisión

判定一个接收到的数字信号的信号元的可能值的电路。

2021 regeneration 再生

F: régénération

S: regeneración

接收和重建一个数字信号的过程，使其信号元的幅度、波形和定时都限制在规定的极限内。

2022 regenerator 再生器

F: régénérateur

S: regenerador

实现再生的装置。

2023 regenerative repeater 再生中继器

F: répéteur régénérateur

S: repetidor regenerativo

再生数字信号的中继器。

注 1 — 再生中继器可以运用在一个传输方向或两个传输方向，这个术语可以按照合适的方式加上"单向"或"双向"等来修饰。

注 2 — 中继器在建议 G.601 中给出定义。

2024 jitter 抖动

F: gigue

S: fluctuación de fase

数字信号的各个有效瞬时对其理想时间位置之短期的非累积性偏移。

2025 wander 飘动

F: dérapage

S: fluctuación lenta de fase

数字信号的各个有效瞬时对其理想时间位置之长期的非累积性偏移。

2026 controlled slip [slip] 受控滑动[滑动]

F: glissement commandé [saut]

S: deslizamiento controlado [deslizamiento]

在一个数字信号中，一组连续数字位置的不可复原的丢失或增加，在这个信号中，此种丢失或增加的数量和瞬间两者都是受控制的，以使信号能与不同于它自身速率的信号相一致。

注 — 在合适的场合，这个术语可以另加修饰，如受控八比特组滑动，受控帧滑动。

2027 uncontrolled slip 不受控滑动

F: glissement non commandé

S: deslizamiento incontrolado

与传输或交换一个数字信号有关的定时过程失常所引起的一个数字信号中的一个数字或一组连续数字的位置的丢失或增加。在这个信号中，失去的或增加的数量和瞬间两者都不受控制。

2028 scrambler 扰码器

F: embrouilleur

S: aleatorizador

把一个数字信号变换为一种伪随机数字信号的装置，此伪随机数字信号具有与原数字信号一样的含意和一样的数字率。

2029 descrambler 解扰码器

F: désembrouilleur

S: desaleatorizador

实现与扰码器逆操作的一种装置。

2030 error，digital error 误码，数字误差

F: erreur, erreur numérique

S: error, error digital

被发送的数字信号中的一个数字与接收到的数字信号中相对应的数字之间的不一致。

2031 error ratio [error rate] 误码率[差错率]

F: taux d'erreur [rapport d'erreur]

S: tasa de errores [proporción de errores]

在特定的一段时间内所接收到的误码数目与在同一时期内所接收到的数字总数之比

注 *1* — 该码率的数值可表示为如下形式：

$$n \cdot 10^{-p}$$

此处 p 是一个正整数。

注 *2* — 误码率可以加以修饰，例如加上术语“比特”或“组”。

2032 error multiplication 误码增殖

F: multiplication d'erreurs

S: multiplicación de errores

设备的一种特性，在这种设备的输入信号中出现的单个误码导致输出数字信号中产生一个以上的误码。

注 — 线路码变换器和解扰码器是此种设备的例子，它们可能产生误码增殖。

2033 error multiplication factor 误码增殖因子

F: facteur de multiplication d'erreurs

S: factor de multiplicación de errores

输出信号中的误码数与输入信号中的误码数之比。

注 — 误码增殖因子既可用平均值，也可用最大值表示。

2034 error spread 误码扩散

F: étalement d'erreurs [répartition des erreurs]

S: dispersión de errores

当输入信号中一单个误码导致误码增殖时，输出信号中分布着误码的连续数字的数目。

2.3 数字传输

3001 digital transmission[107] **数字传输**[107]

F: transmission numérique

S: transmisión digital

通过一个信道或若干个信道传输数字信号，可以认为这些数字信号在时间上是规定的一组离散状态中的任一个状态。

3002 digita channel，digital transmission channel[109] **数字信道，数字传输信道**[109]

F: voie numérique, voie de transmission numérique

S: canal digital, canal de transmisión digital

在两点之间进行数字信号单向数字传输的手段。

3003 digital circuit，digital telecommunication circuit[112] **数字电路，数字电信电路**[112]

F: circuit numérique, circuit numérique de télécommunications

S: circuitó digital, circuito de telecomunicación digital

允许在两点之间，在两个方向实现双向数字传输的两条数字传输信道的组合，以便维持一个单一的通信。

注 *1* — 如果电信的性质是单向的(例如，长途电视传输)，那么“数字电路”这一术语有时被用来表示提供这类便利的单个数字信道。

注 *2* — 在一个电信网中，“数字电路”这一术语一般限于直接连接两个交换设备或交换局及其相关的终端设备的数字电信电路。

注 *3* — 一条数字电信电路可允许在两个方向同时传输(双工)，或不同时传输(单工)。

注 *4* — 只允许在一个方向传输的数字电信电路有时被称为单向数字电信电路；允许在两个方向传输的数字电路(不论同时或不同时)，则有时称为双向数字电信电路。

3004 digital connection[310] 数字连接[310]

F: connexion numérique

S: conexión digital

串接在一起的数字传输信道或数字电信电路、交换以及其它的功能单元，用来在一个电信网中的两点或多点之间提供数字信号转送以维持一个单一的通信。

3005 digital link，digital transmission link [digital path] [302] 数字链路，数字传输链路[数字通道] [302]

F: liaison numérique, liaison de transmission numérique [conduit numérique]

S: enlace digital, enlace de transmisión digital [trayecto digital]

在两个数字分配架(或其等效设备)之间，对规定速率的数字信号进行数字传输的全部手段。

注 *1* — 一个数字链路包含一个或多个数字段，并且可包含复接和(或)分接，但不包括交换。

注 *2* — 此术语可以加以修饰以表明所用的传输媒质，例如，“数字卫星链路”。

注 *3* — 除非另有说明，此术语总是适用于“往”“返”两个传输方向的组合。

注 *4* — “数字通道”这一术语有时用于说明一个或多个相互串接的数字链路，特别是在规定速率的信号的始端和末端设备之间的数字链路。

3006 digital distribution frame 数字分配架

F: répartiteur numérique

S: repartidor digital

为数字信道或数字电路提供半永久互连灵活性的结构。

注 — 数字段或数字链路通常总是端接在数字分配架上的。

3007 digital section 数字段①

F: section numérique

S: sección digital

在两个相邻接的数字分配架或其等效设备之间，对规定速率的数字信号进行数字传输的全部手段。

注 *1* — 一个数字段构成一数字链路的一部分或全部，包括两端的终端设备，但不包括复接器。

注 *2* — 在合适的地方，应当用数字率或复用等级来说明数字段。

注 *3* — 除非另有说明，此术语适用于“往”“返”两个传输方向的组合。

3008 section termination 段终端

F: extrémité de section

S: extremo de sección

被选作一物理的传输媒质和其相关连的设备之间的界面的一个连接接口。

注 — 这个点通常将是一个设备的输入和输出处的连接器。

3009 elementary cable section [repeater section] 单元电缆段[中继段]

F: section élémentaire de câble [section (élémentaire) d'amplification]

S: sección elemental de cable [sección con amplificación]

在一个设备输出口的段终端与在其后的一个设备输入口的段终端之间的全部物理的传输媒质。

注 *1* — 一个单元电缆段通常由若干条制造长度的电缆连接在一起，并包括为了把它连接到段终端所需

---

① 图 1/G.701 给出数字段、数字链路、数字线路段等的例子。

要的任何有关附件(比如软缆)。

注 2 — 同轴线对或对称线对以及光纤是物理传输媒质的几个例子。

3010 elementary repeater section 单元中继段

F: section élémentaire amplifiée

S: sección elemental de repetición

在一给定的传输方向,一个单元电缆段以及紧接其后的模拟中继器。

3011 elementary regenerator section [regenerator section] 单元再生段[再生段]

F: section élémentaire régénérée [section de régénération]

S: sección elemental de regeneración [sección de regeneración]

在一给定的传输方向,一个单元电缆段以及紧接其后的再生中继器。

3012 digital line section 数字线路段②

F: section de ligne numérique

S: sección de línea digital

在单一类型的制造出来的传输媒质(比如对称线对、同轴线对或光纤)上实现的数字段。

注 — 一个数字线路段包括在两端的终端设备以及再生中继器(如果需要的话),但不包括复接器。

3013 digital line link [digital line path]② 数字有线链路[数字有线通道]②

F: liaison de ligne numérique [conduit de ligne numérique]

S: enlace de línea digital [trayecto de línea digital]

由一个数字线路段或若干个串接的数字线路段组成的一个数字链路。

3014 digital transmission system 数字传输系统

F: système de transmission numérique

S: sistema de transmisión digital

提供一个数字段的一种特定的手段。

3015 digital line system 数字有线系统

F: système de ligne numérique

S: sistema de línea digital

提供一个数字线路段的一种数字传输系统。

3016 digital radio section 数字无线段②

F: section radioélectrique numérique

S: sección radiodigital

在无线中继系统上实现的数字段。

---

② 图 1/G.701 给出数字段、数字链路、数字线路段等的例子。

3017 digital radio link [digital radio path] 数字无线链路[数字无线通道]②

F: liaison radioélectrique numérique [conduit radioélectrique numérique]

S: enlace radiodigital, [trayecto radiodigital]

由一个数字无线段或若干个串接的数字无线段组成的一个数字链路。

3018 digital radio system 数字无线系统

F: système radioélectrique numérique

S: sistema radiodigital

提供一个数字无线段的一种数字传输系统。

3019 bit sequence independence 比特序列独立性

F: indépendance de la séquence des bits

S: independencia de la secuencia de bits

二进制传输信道、电信电路或电信连接的一种特性，此特性允许二进制信号元的所有序列按照规定的比特率在其上进行传输，而不改变任何信号元的值。

注 — 不完全是比特序列独立的实际传输系统，可称之为准比特序列独立的系统。在这些情况下，应明确说明其局限性。

3020 digit sequence integrity 数字序列完整性

F: intégrité de la suite des éléments numériques

S: integridad de la secuencia de digitos

数字传输信道、电信电路或电信连接的一种特性，此特性允许数字信号在其上传输而不改变任何信号元的顺序。

3021 octet sequence integrity 八比特组序列完整性

F: intégrité de la suite des octets

S: integridad de la secuencia de octetos

数字传输信道、电信电路或电信连接的一种特性，此特性允许数字信号在其上传输而不改变任何八比特组的顺序。

3022 transparency, digital transparency 透明性，数字透明性

F: transparence, transparence numérique

S: transparencia, transparencia digital

数字传输信道、电信电路或电信连接的一种特性，此特性允许任何数字信号在其上传输而不改变任何信号元的值或顺序。

注 — 有关的数字传输信道、电信电路或连接可以引入时延，也可以包含可逆的代码变换功能。

3023 alarm indication signal(AIS) 告警指示信号(AIS)

F: signal d'indication d'alarme (SIA)

S: señal de indicación de alarma (SIA)

当已经启动维护告警指示时，取代正常通信业务信号的一种信号。

---

② 图 1/G.701 给出数字段、数字链路、数字线路段等的例子。

3024 upstream failure indication 上游故障指示

F: indication de défaillance en amont

S: indicación de fallo atrás

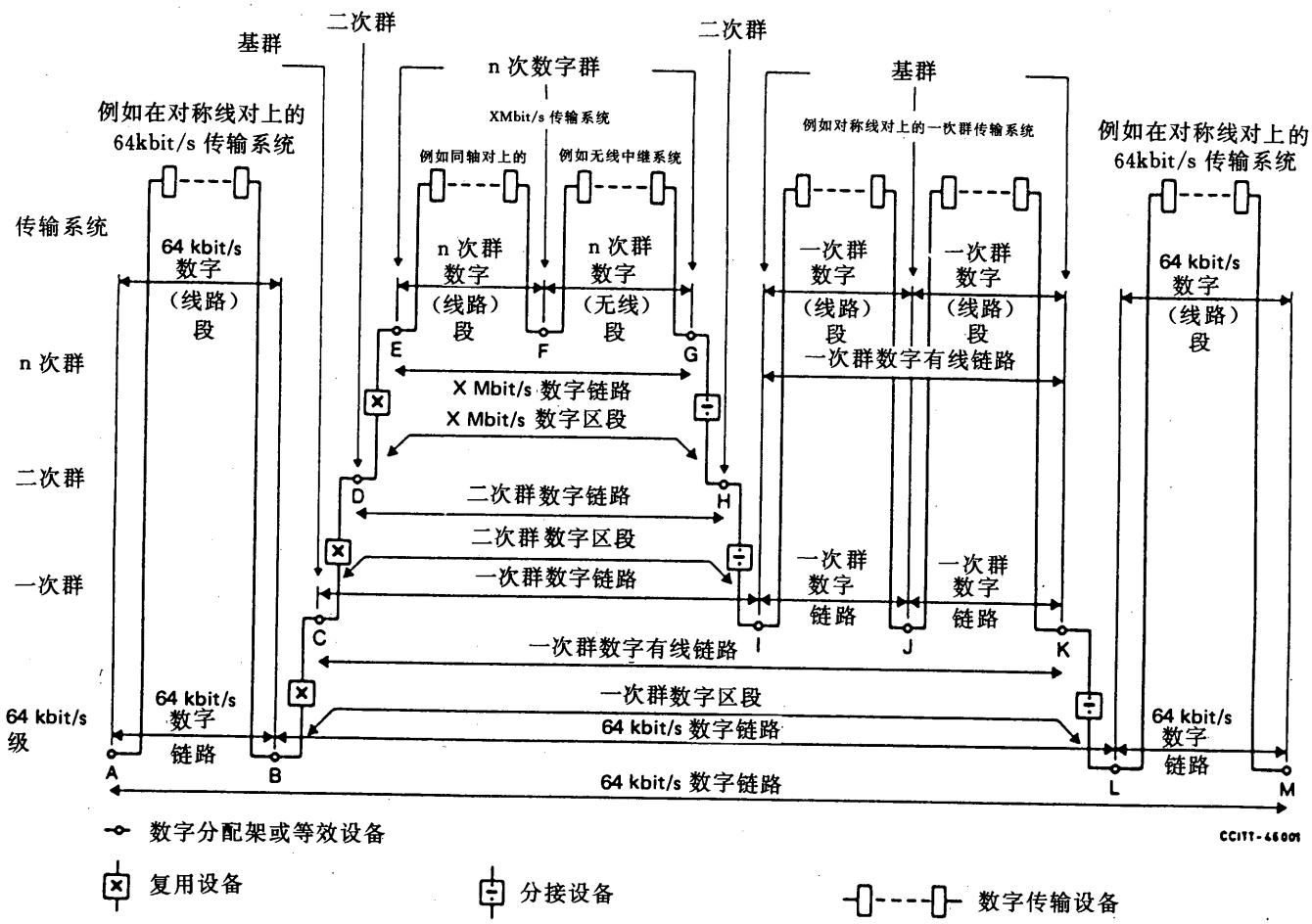
由数字复接器、有线段或无线段提供的一种指示，它表示加到这些设备输入口的信号超出了预定的维护限值。

3025 service digits [housekeeping digits] 公务数字

F: éléments numériques de service

S: dígitos de servicio

在一数字链路的发送端通常以规则的时间间隔附加到一数字信号上的数字，并且在链路的接收端将其除去，用来提供辅助性服务。



注 1—数字有线和无线段可以在系列数字率或非系列数字率上。
注 2—A-B 是由单一的 64kbit/s 数字段所组成的 64kbit/s 数字链路。
注 3—A-M 是一条包括 6 个 64kbit/s 数字段 A-B、E-F、F-G、I-J、J-K 和 L-M 的 64kbit/s 数字链路。
注 4—F-G 是组成 XMbit/s 数字链路 E-G 的一部分 XMbit/s 数字无线段。
注 5—G-I 是包括一个二次群数字链路 D-H 的一次群数字链路。
注 6—I-K 是一条 数字有线链路的一个例子。

图 1/G.701

数字链路、数字段、数字有线段等的例子

2.4 数字复用

4001 highway(American:bus) 母线

F: bus (jonction multiplex interne) [canal]

S: arteria (bus)

一个设备或局站内的公共通道,在其上通过的来自许多信道的信号用时间分割区别。

4002 channel gate 信道门

F: porte de canal

S: puerta de canal

按规定时间把一信道连接到一母线,或把母线连接到一信道的装置。

4003 digital multiplex hierarchy 数字复用系列

F: hiérarchie de multiplexage numérique

S: jerarquía de los múlitplex digitales

按照容量来分级的一系列数字复用设备。在某一级上的复用,是把一定数目的、各具有为较低一级预定的数字率的数字信号合并成为具有预定数字率的数字信号。此信号又能在下一较高级的数字复用设备中与具有同样速率的其他数字信号作进一步的合并。

4004 primary digital group 数字一次群

F: groupe numérique primaire

S: grupo digital primario

占有规定数目的信道时隙的数字信号的一种集合体,此种集合体通过数字复用的方法而形成具有2048kbit/s 或 1544kbit/s 数字率的复合信号。

注 1 — 通常每条信道时隙具有 8 位数字时隙及 64kbit/s 的有效数字率。

4005 primary PCM group [primary block](American:digroup) PCM 一次群[基群]

F: groupe primaire MIC [bloc primaire]

S: grupo primario MIC [bloque primario]

占有规定数目的信道时隙的 PCM 信号的一种集合体,此种集合体通过数字复用的方法而在两个传输方向形成具有 1544kbit/s 或 2048kbit/s 数字率的复合信号。

注 — 下列的约定是有用的:

μ 律一次群—由 1544kbit/s PCM 复用设备得到的 PCM 信号的基群。

A 律一次群—由 2048kbit/s PCM 复用设备得到的 PCM 信号的基群。

4006 n-ary digital group 数字 n 次群

F: groupe numérique n-aire

S: grupo digital n-ario

用数字复用的方法集合起来的若干数字一次群或 PCM 群,以便在两个传输方向形成规定数字率的复合信号。

注 1 — 数字二次群可由四个数字一次群或 PCM 一次群组成,以形成数字率为 8448kbit/s 或 6312kbit/s 的复合信号。

注 2 — 数字三次群可由四个 8448kbit/s 数字二次群或五个或七个 6312kbit/s 数字二次群组成,以形成

数字率为 34368、32064 或 44736kbit/s 的复合信号。

注 3 — 数字四次群可由四个 34368kbit/s 数字三次群组成，以构成数字率为 139264kbit/s 的复合信号。

4007 frame 帧

F: trame

S: trama

一组周期性的连贯的时隙，其中每一时隙的相对位置都是能识别的。

4008 multiframe 复帧

F: multitrame

S: multitrama

一组周期性的连贯的帧，其中每一帧的相对位置都是能识别的。

4009 subframe 子帧

F: sous-trame, secteur de trame

S: subtrama

一帧内非相邻的时隙序列，其中每一时隙以 n 倍帧重复率出现，此处 n 为大于 1 的整数。

4010 parallel to serial converter (American: serializer)[dynamicizer] 并串变换器

F: convertisseur parallèle/série

S: convertidor paralelo/serie

把同时出现的一组信号元变换为相应的连续信号元序列的装置。

4011 serial to parallel converter (American: deserializer)[staticizer] 串并变换器

F: convertisseur série/parallèle

S: convertidor serie/paralelo

把连续信号元序列变换成为对应的一组全部同时出现的信号元的装置。

4012 time-division multiplexing 时分复用

F: multiplexage temporel [multiplexage par répartition dans le temps]

S: multiplexación por división en el tiempo

为了在一条公共信道上传输若干个信号，而在时间上相互错开的一种复用。

4013 digital multiplexing 数字复用

F: multiplexage numérique

S: multiplexación digital

一种应用于传送数字信号的数字信道的时分复用方式

4014 digital multiplexer 数字复接器

F: multiplexeur numérique

S: multiplexor digital

用时分复用方式把若干个数字信号组合成一个单一的复合数字信号的设备。

4015 digital demultiplexing 数字分接

F: démultiplexage numérique

S: demultiplexación digital

将单一的复合数字信号分解为它的各种分支数字信号。

4016 digital demultiplexer 数字分接器

F: démultiplexeur numérique

S: demultiplexor digital

将单一的复合数字信号分解为它的各种分支数字信号的设备。

4017 digital multiplex equipment 数字复用设备

F: équipement de multiplexage numérique

S: equipo múltiplex digital

在同一地点以相反传输方向工作的数字复接器和数字分接器的组合。

4018 PCM multiplex equipment PCM 复用设备

F: équipement de multiplexage MIC

S: equipo múltiplex MIC

一种用脉冲编码调制和时分复用相结合的方法，从若干音频信道上产生出一个规定的数字率的单一的数字信号的设备，而此设备还在相反的传输方向完成相反的功能。

4019 digital block 数字区段

F: bloc numérique

S: bloque digital

一条数字链路和相关的数字复用设备的组合。

注 一 数字链路的比特率应在名称上标出。

4020 transmultiplexer 复用转换器

F: transmultiplexeur

S: transmultiplexor

将频分复用信号(诸如基群和超群信号)转换为相应的时分复用信号的设备。而这种时分复用信号具有与 PCM 复用设备产生的信号相同的结构，并且该设备还在相反的传输方向完成相反的功能。

4021 digital filling [digital padding] 数字填充

F: remplissage numérique

S: relleno digital [complementación digital]

将一信号元定期地附加到一数字信号上，使其数字率由原来的值变为一较高的预定值。

注 一 附加的数字通常不用于传输信息。

4022 justification [stuffing, pulse stuffing] 码速调整[塞入,脉冲塞入]

F: justification

S: justificación [relleno de impulsos]

有控制地改变一数字信号的数字率,使其能与某一不同于它自身固有速率的数字率相一致的过程。这种调整通常不会丢失信息。

4023 positive justification [positive stuffing, positive pulse stuffing] 正码速调整[正塞入,正脉冲塞入]

F: justification positive

S: justificación positiva [relleno positivo de impulsos]

一种码速调整方法,其中用于传送数字信号的数字时隙所具有的数字率总是高于其原信号的数字率

注 1 — 正码速调整通常可在合成信号的每一帧内用设置固定数目的数字时隙(可调整的数字时隙)的方法来达到,这些时隙既可用于传输来自原信号的信息,也可不传输信息,这取决于合成信号和原信号的相对数字率。

注 2 — 指示出可调整数字时隙包含的是信息数字还是码速调整数字的信息,是通过码速调整公务数字来传送的。

4024 negative justification [negative stuffing, negative pulse stuffing] 负码速调整[负塞入,负脉冲塞入]

F: justification négative

S: justificación negativa [relleno negativo, relleno negativo de impulsos]

一种码速调整方法,其中用于传送数字信号的数字时隙所具有的数字率总是低于其原信号的数字率。

注 1 — 被删去的数字用分离的方式传送。

注 2 — 便于恢复被删去的数字的信息,是用码速调整公务数字来传送的。

4025 positive/zero/negative justification [positive/zero/negative stuffing, positive/zero/negative pulse stuffing] 正/零/负码速调整[正/零/负塞入,正/零/负脉冲塞入]

F: justification positive/nulle/négative

S: justificatión positiva/nula/negativa [relleno positivo/nulo/negativo de impulsos]

一种码速调整方法,其中用于传送数字信号的数字时隙所具有的数字率可能大于、等于、或小于原信号的数字率

注 1 — 可调整时隙是按上面 4023 的注 1 的方式提供的。

注 2 — 分离传输被删去数字的方式是按上面 4024 的注 2 的方式提供的。

注 3 — 便于恢复原信号的信息,是通过码速调整公务数字传送的。

注 4 — 通常用来传输数字信号的数字时隙具有与原信号相同的标称数字率。

4026 justifiable digit time slot [stuffable digit time-slot] 可调整数字时隙[可塞入数字时隙]

F: créneau temporel élémentaire justifiable

S: intervalo de tiempo de dígito justificable [intervalo de tiempo de dígito rellenable]

为码速调整而专门提供的数字时隙,此时隙可容纳一个信息数字或一个调整数字。

4027 justifying digit [stuffing digit] 码速调整数字[塞入数字]

F: élément numérique de justification

S: dígito de justificación [dígito de relleno]

当一个可调整的数字时隙并不要求用于传递信息数字时，插入到该可调整数字时隙中的数字。

4028 justification service digit [stuffing service digit] 码速调整公务数字[塞入公务数字]

F: élément numérique de service de justification

S: dígito de servicio de justificación [dígito de servicio de relleno]

传输有关可调整数字时隙状态的信息的数字。

4029 justification rate [stuffing rate] 码速调整率[塞入率]

F: débit de justification

S: velocidad de justificación [velocidad de relleno]

插入码速调整数字的速率，或者用其它的方法传输信息数字的速率。

4030 nominal justification ral [nominal stuffing rate] 标称码速调整率[标称塞入率]

F: débit nominal de justification

S: velocidad nominal de justificación [velocidad nominal de relleno]

当原信号和已调整信号两者的数字率均为其标称值时所出现的码速调整率。

4031 maximum justification rate [maximum stuffing rate] 最大码速调整率[最大塞入率]

F: débit maximal de justification

S: velocidad máxima de justificación [velocidad máxima de relleno]

在一个码速调整过程中所能承受的最大可能的码速调整率。

注 一 实际上，原信号和传输已调整信号所用系统的容差的限制可能永远达不到最大码速调整率。

4032 justification ratio [stuffing ratio] 码速调整比[塞入比]

F: taux de justification

S: relación de justificación [relación de relleno]

实际码速调整率与最大码速调整率之比。

4033 nominal justification ratio [nominal stuffing ratio] 标称码速调整比[标称塞入比]

F: taux nominal de justification

S: relación nominal de justificación [relación nominal de relleno]

标称码速调整率与最大码速调整率之比。

2.5 帧定位

5001 frame alignment 帧定位③

F: verrouillage de trame

S: alineación de trama

接收设备的帧与收到信号的帧同步时的状态。

---

③ 类似的定义可用于复帧定位。

5002 frame alignment signal 帧定位信号④

F: signal de verrouillage de trame

S: señal de alineación de trama

在每帧中或者在每 n 帧中插入的鉴别性信号，它总是在帧内占据相同的相对位置，用于建立和维持帧定位。

5003 bunched frame aiignment signal 集中式帧定位信号④

F: signal de verrouillage de trame concentré

S: señal de alineación de trama concentrada

其信号元占据连续的数字时隙的帧定位信号。

5004 distributed frame alignment signal 分散式帧定位信号④

F: signal de verrouillage de trame réparti [signal de verrouillage de trame distribué]

S: señal de alineación de trama distribuida

其信号元占据非连续的数字时隙的帧定位信号。

5005 frame alignment recovery time④ **帧定位恢复时间**④

F: temps de reprise du verrouillage de trame

S: tiempo de recuperación de la alineación de trama

从接收终端设备得到有效帧定位信号到帧定位建立所经过的时间。
注 — 这个时间包括反复核实帧定位信号的有效性所需要的时间。

5006 out-of-frame alignment time 帧失位时间④

F: durée de perte du verrouillage de trame

S: duración de la pérdida de la alineación de trama

帧定位实际上已丢失的一段时间。
注 — 这个时间包括检测帧定位丢失所需的时间和帧定位恢复时间。

2.6 定时

6001 timing signal 定时信号

F: signal de rythme

S: señal de temporización

用于控制各种工作定时的一种周期性信号。

6002 timing recovery [timing extraction] 定时恢复[定时抽取]

F: récupération du rythme

S: recuperación de la temporización [extracción de la temporización]

从接收到的信号中导出定时信号。

---

④ 类似的定义可应用于复帧定位。

6003 retiming 再定时

F: réajustement du rythme

S: reajuste de la temporización

以定时信号为基准调整数字信号的各有效瞬时之间的间隔。

6004 time slot 时隙

F: créneau temporel [intervalle de temps]

S: intervalo de tiempo [sector de tiempo, celda de tiempo]

可以唯一被识别和确定的任何周期性时间间隔。

6005 digit time slot 数字时隙

F: créneau temporel élémentaire [intervalle de temps élémentaire]

S: intervalo de tiempo de dígito

被分配给单个数字的时隙。

6006 channel time slot 信道时隙

F: créneau temporel de voie

S: intervalo de tiempo de canal

在一帧中占据一特定位置,并且被分配给一特定时分信道的时隙。

注 *1* — 在合适的场合可以附加上说明,例如"电话信道时隙"。

注 *2* — 除了它能传输字符信号这一主要功能外,信道时隙还可以用来传送时隙内信令,或者传输其他信息。

6007 signalling time slot 信令时隙

F: créneau temporel de signalisation

S: intervalo de tiempo de señalización

在一帧内占据一特定的位置,并被分配来传输信令的时隙。

6008 frame alignment time slot 帧定位时隙

F: créneau temporel de verrouillage de trame

S: intervalo de tiempo de alineación de trama

在每帧内占据同一相对位置,并用于传输帧定位信号的时隙。

6009 clock 时钟

F: horloge

S: reloj

提供定时信号的设备。

注 — 为了安全的原因,有时要采用备份的若干个相同的定时源,它们的组合可以作为一个单一时钟。

6010 reference clock 基准时钟

F: horloge de référence

S: reloj de referencia

稳定度和精确度都很高的时钟，它可以是完全自主的，它的频率可以用作其他时钟频率的对比基准。

6011 master clock 主时钟

F: horloge maîtresse

S: reloj maestro

用于控制其他时钟频率的时钟。

6012 time interval error 时间间隔误差

F: dérive temporelle

S: error de intervalo de tiempo

在一段规定时间内，一个数字信号的各个有效瞬时与它们的理想时间位置之间的总差额。

6013 relative time interval error 相对时间间隔误差

F: dérive temporelle relative

S: error de intervalo de tiempo relativo

在一段规定时间内，两个数字信号的对应有效瞬间之间的总差额。

6014 isochronous 等步的

F: isochrone

S: isócrono

时标或信号的一个基本特征是，连续的有效瞬时之间的时间间隔具有相同的持续时间，或者是最短持续时间的整数倍。

注 一 实际上时间间隔的变化是限制在一给定的极限内的。

6015 anisochronous 非等步的

F: anisochrone

S: anisócrono

时标或信号的一个基本特征是，连续的有效瞬时之间的时间间隔并不一定具有相同的持续时间，或者也不一定是最短持续时间的整数倍。

6016 synchronous [mesochronous] 同步的

F: synchrone [mésochrone]

S: síncrono [mesócrono]

时标或信号的基本特征是，它们的相应的有效瞬时精确地以相同的平均速率出现。

注 一 相应有效瞬时之间的定时关系通常是在规定的极限内变化。

6017 homochronous 恒步的

F: homochrone

S: homócrono

时标或信号的基本特征是，它们的相应有效瞬时相互间具有固定的但是不受控制的时间关系。

6018 non-synchronous [asynchronous/heterochronous] 不同步的[非同步的/异步的]

F: nonsynchrone [asynchrone/hétérochrone]

S: no-síncrono [asícrono/heterócrono]

时标或信号的基本特征是，它们的相应有效瞬时并不一定要以相同的平均速率出现。

6019 plesiochronous 准同步的

F: plésiochrone

S: plesióchrono

时标或信号的基本特征是，它们的相应有效瞬时以相同的标称速率出现，速率的任何变化都在规定的极限内。

注 1 — 具有相同标称数字率但不是从同一时钟或另一些恒步时钟产生出来的两个信号，通常是准同步的。

注 2 — 对相应的有效瞬时之间的时间关系没有限制。

6020 heterochronous 异步的

F: hétérochrone

S: heterócrono

时标或信号的基本特征是，它们的相应有效瞬时按不同的标称速率出现。

注 1 — 具有不同标称数字率并且不是由同一时钟或另一些恒步时钟产生的两个信号，通常是异步的。

注 2 — 6015 至 6020 的术语采用了下列希腊语词根：

iso = 相等的
homo = 同一的
plesio = 近似的
hetero = 差异的

6021 codirectional interface 同向接口

F: interface codirectionnelle

S: interfaz codireccional

一种接口，须通过该接口传送的信号及其相关的定时信号都按同一方向传输。

6022 centralized-clock interface 中央时钟接口

F: interface à horloge centralisée

S: interfaz de reloj centralizado

一种接口，对于须跨过该接口传送信号的两个传输方向，与线路侧的交换局终端和业务侧的交换局终端两者相关的定时信号都是由一中央时钟提供的。

注 — 中央时钟的定时可由一指定的入局线路信号中获得。

6023 contradirectional interface 反向接口

F: interface contradirectionnelle

S: interfaz contradireccional

一种接口，与须通过该接口传送的信号的两个传输方向相关的定时信号都朝着接口的同一侧

2.7 同步

7001 synchronization 同步

F: synchronisation

S: sincronización

调整信号的相应有效瞬时以使它们同步的过程。

7002 timing information 定时信息

F: information de rythme

S: información de temporización

包含在信号中与另一个信号的定时有关的信息。

7003 synchronization information 同步信息

F: information de synchronisation

S: información de sincronización

指明两个或多个信号之间定时关系的信息。

7004 clock control signal 时钟控制信号

F: signal de commande d'horloge

S: señal de control de reloj

直接控制时钟的相位或频率的信号。

7005 synchronization node 同步节点

F: nœud de synchronisation

S: nodo de sincronización

在同步网中,导出、发送或接收同步信息的点。

7006 synchronization link 同步链路

F: liaison de synchronisation

S: enlace de sincronización

在两个同步节点之间,用于传输同步信息的链路。

7007 synchronization network 同步网

F: réseau de synchronisation

S: red de sincronización

为若干同步节点和同步链路提供的一种安排,以使在那些节点的时钟、或者连接到那些节点的时钟同步。

7008 single-ended synchronization 单端同步

F: synchronisation locale [synchronisation unilatérale]

S: sincronización uniterminal

使一个指定的同步节点与另一个同步节点同步的一种方法。在此方法中,这个指定的节点上的同步信息是由本地时钟与来自另一节点的输入数字信号之间的相位差得到的。

7009 double-ended synchronization 双端同步

F: synchronisation locale et distante [synchronisation bilatérale]

S: sincronización biterminal

使一个指定的同步节点与另一个同步节点同步的一种方法。在此方法中，在这个指定的同步节点内的同步信息是将此节点的本地时钟与来自另一节点的输入数字信号之间的相位差，和另一节点的本地时钟与来自指定节点的输入数字信号之间的相位差相互比较而得到。

7010 unilateral control 单向控制

F: synchronisation unilatérale [commande unilatérale]

S: control unilateral

两个同步节点之间的控制，这种控制使仅仅其中一个节点的时钟频率受从另一个节点时钟导出的定时信息的影响。

7011 bilateral control 双向控制

F: synchronisation bilatérale [commande bilatérale]

S: control bilateral

两个同步节点之间的控制，这种控制使其中一个节点的时钟频率受从另一个节点时钟导出的定时信息的影响。

7012 analogue control 模拟控制

F: synchronisation analogique [mode analogique]

S: control anaiógico

控制时钟的一种方法。在此方法中，时钟控制信号是至少在一有限范围内的各时钟间的相位差的连续(单调)函数。

7013 linear analogue control 线性模拟控制

F: synchronisation analogique linéaire [mode analogique linéaire]

S: control analógico lineal

一种模拟控制，其中时钟控制信号至少在一有限范围内与各时钟间的相位差成正比例。

7014 amplitude quantized control 幅度量化控制

F: synchronisation quantifiée [mode à quantification d'amplitude]

S: control por cuantificación de amplitud

一种控制时钟的方法。在此方法中，时钟控制信号是各时钟间的相位差的量化函数。

注 一 实际上这意味着相位误差的工作范围被划分为有限个子范围的，并且只要误差一旦落入某一子范围内，便可对每一个子范围导出一个唯一的信号。

7015 time quantized control 时间量化控制

F: synchronisation échantillonnée [mode à quantification temporelle]

S: control por cuantificación temporal

一种控制时钟的方法。在此方法中，每个时钟控制信号仅仅在若干分立的瞬间被导出或被利用，这些分立的瞬间在时间上可以是均等地划分，或者非均等地划分。

7016 synchronized network [synchronous network] 同步网

F: réseau synchronisé [réseau synchrone]

S: red sincronizada [red sincrona]

一种能调整若干指定信号的相应的有效瞬间，以使它们相互同步的网。

7017 non-synchronized network 非同步网

F: réseau non synchronisé

S: red no sincronizada

各信号间不一定要同步的网。

7018 mutually synchronized network 互同步网

F: réseau à synchronisation mutuelle

S: red mutuamente sincronizada

每一个时钟都对所有其他时钟施加一定程度的控制的同步网。

7019 democratic network，democratic mutually synchronized network 等权网，等权互同步网

F: réseau démocratique, réseau à synchronisation mutuelle démocratique

S: red democrática, red democrática mutuamente sincronizada

一种互同步网，其中所有的时钟都处于同等状态，并且对其他时钟都施加等量的控制，而网的工作频率(数字率)为全体时钟的自然(不受控制的)频率的平均值。

7020 hierarchic network，hierarchic synchronized network 加权网，加权同步网

F: réseau hiérarchisé, réseau à synchronisation hiérarchisée

S: red jerárquica, red con sincronización jerárquica

一种同步网，其中每一时钟都被赋予一特定的状态，据此确定它对其他时钟施加控制的程度。

7021 hierarchic mutually synchronized network 加权互同步网

F: réseau hiérarchisé à synchronisation mutuelle

S: red jerárquica mutuamente sincronizada

一种互同步网，其中每一时钟都被赋予一特定的状态，据此确定它对其他时钟施加控制的程度，而网的工作频率为所有时钟的自然频率的加权平均值。

7022 monarchic network，monarchic synchronized network [despotic network，despotic synchronized network] 专权网，专权同步网[专制网、专制同步网]

F: réseau despotique, réseau à synchronisation despotique

S: red despótica, red con sincronización despótica [red monárquica, red con sincronización monárquica]

一种同步网，其中单一时钟对所有其他时钟施加控制。

7023 oligarchic network，oligarchic synchronized network 特权网，特权同步网

F: réseau oligarchique, réseau à synchronisation oligarchique

S: red oligárquica, red con sincronización oligárquica

一种同步网，其中少数挑选出来的时钟相互同步，然后由它们对所有其他时钟施加控制。

2.8 脉冲编码调制

8001 pulse code modulation(PCM) 脉冲编码调制(PCM)

F: modulation par impulsions et codage (MIC)

S: modulación por impulsos codificados (MIC)

对信号进行抽样，并对每个样值独立地加以量化，然后通过编码，转换为数字信号的过程。

8002 differential pulse code modulation(DPCM) 差分脉冲编码调制(DPCM)

F: modulation par impulsions et codage différentiel (MICD)

S: modulación por impulsos codificados diferencial (MICD)

对信号进行抽样，并对这个信号的每个样值与其估值之差进行量化，然后经编码而转换为数字信号的过程。

注 — 信号的估值是由一个预测器根据被量化的差值信号计算出来的。

8003 delta modulation 增量调制

F: modulation delta

S: modulación delta

差分脉冲编码调制的一种类型。其中只对每个样值与它的预测值之差的符号进行检测，并只用一位比特对其编码。

8004 adaptive differential pulse code modulation(ADPCM) 自适应差分脉冲编码调制(ADPCM)

F: modulation par impulsions et codage différentiel adaptatif (MICDA)

S: modulación por impulsos y código diferencial adaptativo (MICDA)

差分脉冲编码调制的一种类型。它采用自适应量化方式。

注 1 — 预测器既可是固定的(不随时间变化)也可是可变的。

注 2 — 当预测器为自适应时，它的自适应系数是由被量化的差值信号得来的。

8005 predictor 预测器

F: prédicteur

S: predictor

根据同一信号前面的一些抽样值，或者根据那些抽样值的量化型式，而提供被抽样信号的估值的装置。

8006 adaptive predictor 自适应预测器

F: prédicteur adaptatif

S: predictor adaptativo

其估值功能可根据已抽样信号的短期频谱特性而变化的预测器。

8007 sample 样植

F: échantillon

S: muestra

一个信号在某一选定瞬间的代表值，此值是从那个信号的一部分导出的。

8008 sampling 抽样

F: échantillonnage

S: muestreo

抽样信号样值的过程，通常是按相等的时间间隔进行的。

8009 sampling rate 抽样率

F: fréquence d'échantillonnage [taux d'échantillonnage]

S: velocidad de muestreo [frecuencia de muestreo]

单位时间内抽取样值的数目。

8010 working range 工作范围

F: plage de fonctionnement [gamme de fonctionnement]

S: gama de funcionamiento

输入信号的取值范围。在此范围内,设备被设计得能按规定的性能运用。(见图 2/G.701)

8011 quantizing 量化

F: quantification

S: cuantificación

将数值的连续范围划分为若干相邻接的间隔的过程,并且在一给定间隔内的任何值都是由这间隔内的单一的预定值表示的。(见图 2/G.701)

8012 adaptive quantizing 自适应量化

F: quantification adaptative

S: cuantificación adaptativa

使某些参量随已量化的信号的短期统计特征而变化的量化方式。

8013 uniform quantizing 均匀量化

F: quantification uniforme

S: cuantificación uniforme

完全处在工作范围内的所有量化间隔都相等的量化。(见图 2/G.701)

8014 non-uniform quantizing 非均匀量化

F: quantification non uniforme

S: cuantificación no uniforme

完全处在工作范围内的所有量化间隔不全是相等的量化(见图 2/G.701)

8015 quantizing interval 量化间隔

F: intervalle de quantification

S: intervalo de cuantificación

在量化中所采用的许多间隔之一(见图 2/G.701)。

8016 decision value 判决值

F: valeur de décision [amplitude de décision]

S: valor de decisión

确定相邻量化间隔之间的边界的值(见图 2/G.701 和 4/G.701)。

8017 virtual decision value 虚判决值

F: valeur virtuelle de décision [amplitude virtuelle de décision]

S: valor virtual de decisión

为量化工作范围提供常规边界的两个规定值(见图 2/G.701)。

注 — 这些值用来表示量化规则的两个极端量化间隔的假设外边界。

8018 quantized vaiue 量化值

F: valeur quantifiée [amplitude quantifiée]

S: valor cuantificado

用于表示一特定量化间隔中的任何值的单个离散值。(见图 2/G.701)。

8019 load capacity [overload point] 负载容量[过载点]

F: capacité de charge [point de surcharge]

S: capacidad de carga [punto de sobrecarga]

其正、负峰值正好与虚判决值相重合的正弦信号的电平。

8020 peak limiting, peak limiting in quantizing 峰值限制,量化峰值限制

F: écrêtage

S: limitación de cresta (en cuantificación)

对任何一个处于工作范围之外的需被量化的值用最靠近它的量化值代替所产生的效果(见图 2/G.701)。

8021 quantizing distortion 量化失真

F: distorsion de quantification

S: distorsión de cuantificación

对在工作范围内的样值进行量化的过程中所产生的失真。

8022 quantizing distortion power 量化失真功率

F: puissance de distorsion de quantification

S: potencia de la distorsión de cuantificación

在量化过程中产生的输出信号的失真分量的功率。

8023 encoding [coding, coding in PCM] 编码[PCM 编码]

F: codage

S: codificación [codificación en MIC]

代表一个量化值的码语的产生。

8024 encoder [coder] 编码器

F: codeur

S: codificador

实现编码的装置。

8025 uniform encoding 均匀编码

F: codage uniforme

S: codificación uniforme

代表均匀量化值的码语的产生

8026 non-uniform encoding 非均匀编码

F: codage non uniforme

S: codificación no uniforme

代表非均匀量化值的码语的产生。(见图 3/G.701)。

8027 encoding aw 编码律

F: loi de quantification [loi de codage]

S: ley de codificación

在量化和编码时,用来规定各量化间隔的相对值的规则(见图 4/G.701)。

8028 segmented encoding law 折线编码律

F: loi de quantification à segments [loi de codage à segments]

S: ley de codificación por segmentos

用若干段折线来近似一平滑曲线的编码律(见图 3a/G.701 和 3b/G.701)。

8029 decoding 解码

F: décodage

S: decodificación

重建的样值的产生。

8030 decoder 解码器

F: décodeur

S: decodificador

实现解码的装置。

8031 reconstructed sample 重建样值

F: échantillon reconstitué

S: muestra reconstruida

当在解码器的输入端加上一个代表被量化值的特定数字信号时,在其输出端所产生的信号。

8032 codec 编解码器

F: codec

S: códec

在同一设备中运用在两个相反传输方向上的编码器和解码器的组合。

注 一 当用来描述一个设备时,应当用设备的功能来修饰它。例如:超群编解码器,超主群编解码器。

8033 digilogue channel 数模信道

F: voie digilogue

S: canal digi-analógico

一种信道,在它的一端用数字信号表示信息,而在另一端,则用对应的模拟信号表示同一信息。

注 一 这个术语可以用"A/D"或"D/A"来加以限定,以表明正在进行的是编码,还是解码。

8034 digilogue circuit 数模电路

F: circuit digilogue

S: circuito digi-analógico

一种电路,在一个传输方向由 A/D 数模信道传输,而在另一传输方向则由 D/A 数模信道传输。

注 一 由于数字接口总是四线,因此,此术语可用"二线"或"四线"来修饰,以指明模拟接口是二线的,还是四线的。

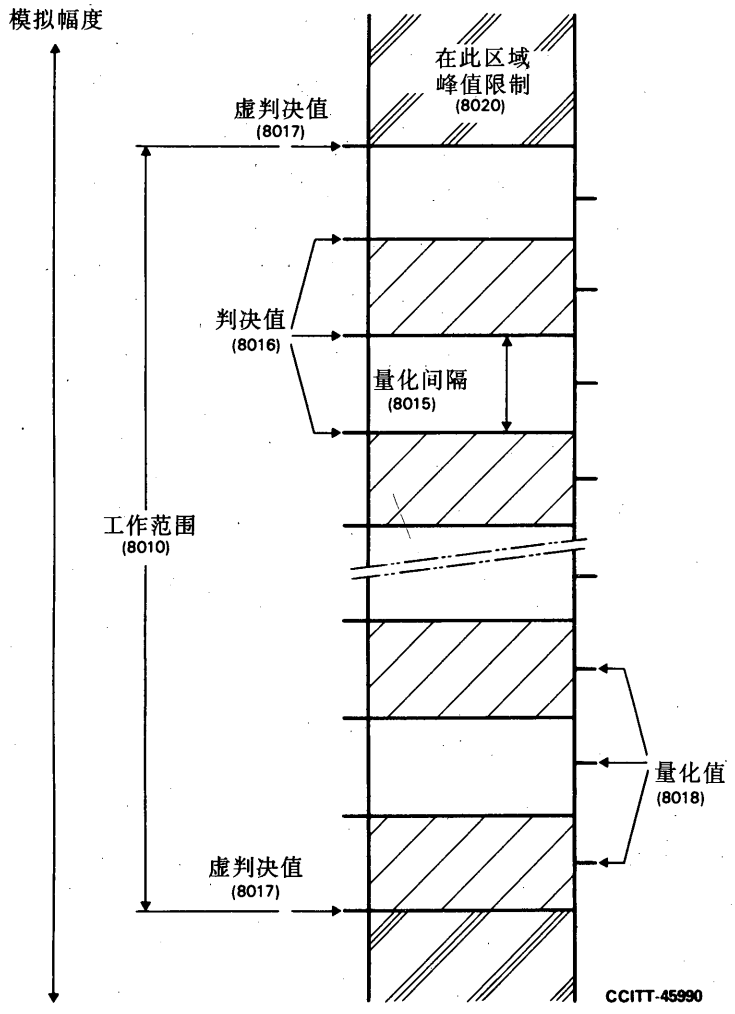
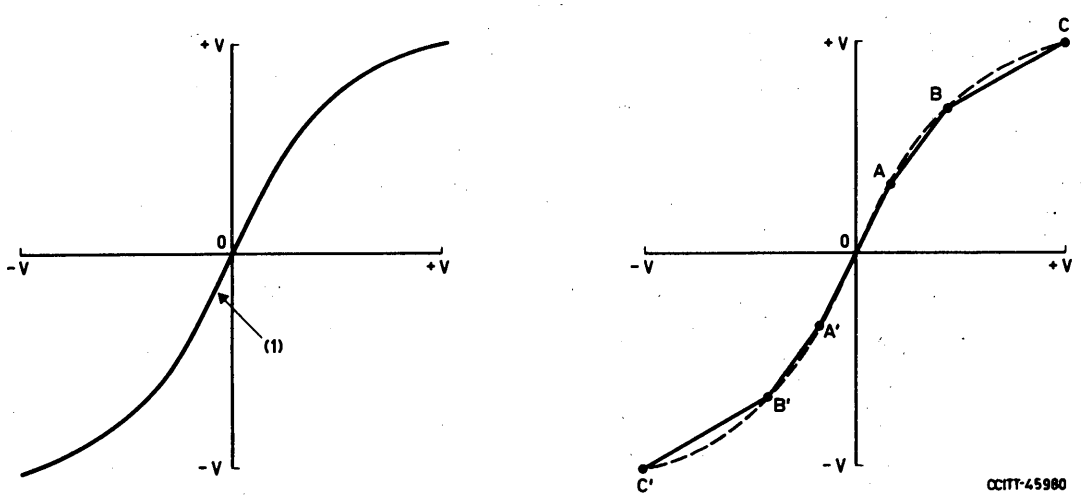


图 2/G.701

与量化有关的术语的图解(8011)



a) 光滑特性

注—中央直线部分(1)如果有的话必须以相切方式与两端曲线部分相连。

b) 折线特性

注—此一专门的特性有五个直线段 C'B'、B'A'、A'A、AB、BC。

图 3/G.701

非均匀编码律

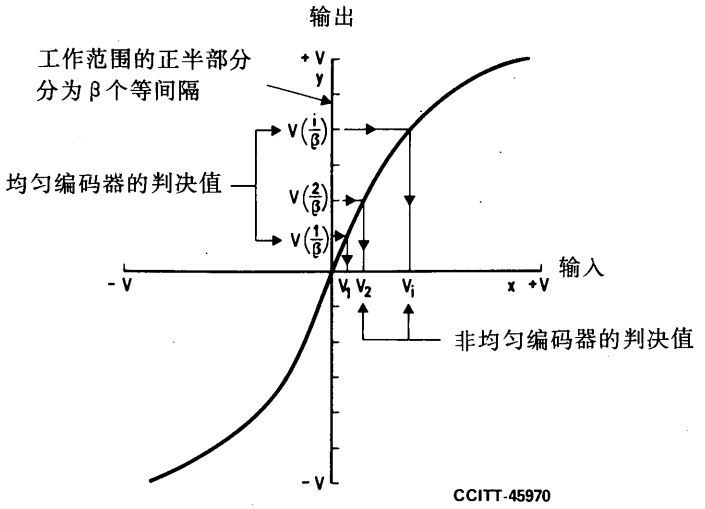


图 4/G.701

均匀和非均匀编码律判决值的关系

2.9　代码

9001　pulse code　脉码,脉冲编码

F: code d'impulsions (code de modulation d'impulsions)

S: código de impulsos

给出每个量化值与它的对应码语之间的等效性的一组规则。

9002　line code　线路码

F: code en ligne

S: código de línea, código en línea

为了适合信道特征而选取的一种代码。此代码规定提交传输的一组数字与在该信道上传输的相应的信号元序列之间的等效性。

9003　redundant line code　冗余线路码

F: code en ligne redondant

S: código de línea redundante

一种线路码,它所使用的编码信号元的数目多于为了表示原信号的数字组所严格需要的数目。

9004　alternate mark inversion code(AMI code)　交替传号反转码(AMI 码)

F: code bipolaire [code bipolaire alternant, code bipolaire strict]

S: codigo de inversión de marcas alternada (codigo AMI) [código bipolar]

一种线路码,它用三进制信号来传送二进制数字,在这种码中,相邻的两个二进制壹通常是用正、负极性交替而幅度相等的两个信号元来表示,而二进制零则用幅度为零的信号元来表示。

9005　modified alternate mark inversion code　变形交替传号反转码

F: code bipolaire alternant modifié

S: código de inversión de marcas alternada modificado

一种线路码,它是基于交替传号反转码的,并根据规定的一组规则,产生交替传号反转破坏点。

9006 alternate mark inversion signal [bipolar signal] 交替传号反转信号[双极性信号]

F: signal bipolaire [signal bipolaire alternant]

S: señal de inversión de marcas alternada [señal bipolar]

由交替传号反转码产生的编码信号。

9007 alternate mark inversion violation [bipolar violation] 交替传号反转破坏点[双极性破坏点]

F: violation de bipolarité

S: violación de inversión de marcas alternada [violación bipolar]

交替传号反转信号中的一个非零信号元,它具有与前面一个非零信号元一样的极性。

9008 disparity 不等性

F: disparité

S: disparidad

相对构成一规定信号组的一个或多个连续信号元的理论零电平的偏离值的代数和。

9009 digital sum 数字和

F: somme numérique

S: suma digital

一连串规定的信号元组的不等性的代数和。

9010 digital sum variation 数字和变差

F: variation de la somme numérique

S: variación de la suma digital

规定数目的信号元组的最大可能数字和与最小可能数字和之差。

9011 balanced code 平衡码

F: code à somme bornée

S: código equilibrado

仅产生数字和为零的信号元组的代码。

9012 paired-disparity code [alternate code,alternating code] 成对不等性码[交替码]

F: code à disparité compensée

S: código con disparidad compensada [código alternado, código alternante]

原来信号中的某些或全部数字由不等性相反的两个数字集表示的码。它被用在一个序列中,以使一个较长数字序列的数字和为最小。

注 — 交替传号反转信号是成对不等性码的一个例子。

9013 PCM binary code PCM 二进制码

F: code binaire MIC

S: código binario MIC

用依次序取得的二进制数来识别所有量化值的脉码。

注 — 对于线路传输,不应使用此术语。

9014 symmetrical binary code 对称二进制码

F: code binaire symétrique

S: código binario simétrico

一种脉码，其中量化值的符号用一位数字来表示，而其幅度则由其余各位数字构成的二进制数来表示。

注 1 — 在一个特定的对称二进制码中，必须规定各位数字的次序，规定符号 0 与 1 的用法。

注 2 — 对于线路传输，不应使用此术语。

9015 code conversion 码变换(代码变换)

F: transcodage

S: conversión de código

将一代码中的数字信号变换成另一种代码的相应信号。

附 件 A

(附于建议 G.701)

本建议所定义的术语按英文字母顺序的索引

8004 adaptive differential pulse code modulation (ADPCM)自适应差分脉冲编码调制(ADPCM)
8006 adaptive predictor 自适应预测器
8012 adaptive quantizing 自适应量化
3023 alarm indication signal 告警指示信号
9012 (alternate code)(交替码)
9004 alternate mark inversion code 交替传号反转码
9012 (alternating code)(交替码)
9006 alternate mark inversion signal 交替传号反转信号
9007 alternate mark inversion violation 交替传号反转破坏点
7014 amplitude quantized control 幅度量化控制
7012 analogue control 模拟控制
1002 analogue signal 模拟信号
6015 anisochronous 非等步的
9011 balanced code 平衡码
7011 bilateral control 双向控制
2003 binary digit 二进制数字
2002 binary figure 二进制数
9006 (bipolar signal)(双极性信号)
9007 (bipolar violation)(双极性破坏点)
3019 bit sequence independence 比特序列独立性
5003 bunched frame alignment signal 集中式帧定位信号
4001 (bus:American)(母线:美国用)
6022 centralized-clock interface 中央时钟接口
1005 channel,transmission channel 信道,传输信道
4002 channel gate 信道门
6006 channel time-slot 信道时隙
2005 [character signal][字符信号]
1007 circuit,telecommunication circuit 电路,电信电路
6009 clock 时钟
7004 clock control signal 时钟控制信号
2005 code word 码语
9015 code conversion 码变换(代码变换)
8032 codec 编解码器
8024 [coder][编码器]
8023 [coding(in PCM)][编码(PCM)]
6021 codirectional interface (codirectional) 同向接口(同向)
6023 contradirectional interface(contradirectional) 反向接口(反向)
2026 controlled slip 受控滑动
2020 decision circuit 判决电路
2019 decision instant of a digit signal 数字信号的判决瞬时
8016 decision value 判决值
8030 decoder 解码器
8029 decoding 解码
8003 delta modulation 增量调制
7019 democratic network,democratic mutually synchronized network 等权网,等权互同步网
2029 descrambler 解扰码器

4011 (deserializer:American) (串并变换器:美国用)
7022 [despotic network,despotic synchronized network] [专权网,专权同步网]
8002 differential pulse code modulation (DPCM) 差分脉冲编码调制(DPCM)
8033 digilogue channel 数模信道
8034 digilogue circuit 数模电路
2001 digit 数字
2008 digit position 数字位置
2013 digir rate 数字率
3020 digit sequence integrity 数字序列完整性
6005 digit time-slot 数字时隙
4019 digital block 数字单元
3002 digital channel,digital transmission channel 数字信道,数字传输信道
3003 digital circuit,digital telecommunication circuit 数字电路,数字电信电路
3004 digital connection 数字连接
4016 digital demultiplexer 数字分接器
4015 digital demultiplexing 数字分接
3006 digital distribution frame 数字分配架
2030 digital error 数字误差
4021 digital filling 数字填充
3013 digital line link 数字有线链路
3013 [digital line path] [数字有线通道]
3012 digital line section 数字线路段(数字有线段)
3015 digital line system 数字有线系统(数字线路系统)
3005 digital link,digital transmission link 数字链路,数字传输链路
4014 digital multiplexer 数字复接器
4017 digital multiplex equipment 数字复用设备
4003 digital multiplex hierarchy 数字复用系列
4013 digital multiplexing 数字复用
4021 [digital padding] [数字填充]
3005 [digital path] [数字通道]
3017 digital radio link 数字无线链路
3017 [digital radio path] [数字无线通道]
3016 digital radio section 数字无线段
3018 digital radio system 数字无线系统
3007 digital section 数字段
2006 digital signal 数字信号
9009 digital sum 数字和
9010 digital sum variation 数字和变差
3003 digital telecommunication circuit 数字电信电路
3001 digital transmission 数字传输
3002 digital transmission channel 数字传输信道
3005 digital transmission link 数字传输链路
3014 digital transmission system 数字传输系统
3022 digital transparency 数字透明性
4005 (digroup American) (一次群:美国用)
1003 discretely-timed signal 离散定时信号
9008 disparity 不等性
5004 distributed frame alignment signal 分散式帧定位信号
7009 double-ended synchronization 双端同步
4010 [dynamicizer] [并串变换器]
3009 elementary cable section 单元电缆段
3011 elementary regenerator section 单元再生段
3010 elementary repeater section 单元中继段
8024 encoder 编码器
8023 encoding 编码
8027 encoding law 编码律
2015 equivalent binary content 等效二进制内容
2016 equivalent bit rate 等效比特率
2030 error,digital error 误码,数字误差
2032 error multiplication 误码增殖
2033 error multiplication factor 误码增殖因子
2031 [error rate] [差错率]
2031 error ratio 误码率
2034 error spread 误码扩散
4007 frame 帧
5001 frame alignment 帧定位
5002 frame alignment signal 帧定位信号
5005 frame alignment recovery time 帧定位恢复时间
6008 frame alignment time-slot 帧定位时隙
6020 heterochronous 异步的
7021 hierarchic mutually synchronized network 加权互同步网
7020 hierarchic network,hierarchic synchronized network 加权网,加权同步网
4001 highway 母线
6017 homochronous 恒步的
3025 (housekeeping digits) (公务数字)
1008 interface 接口
6014 isochronous 等步的
2024 jitter 抖动
4026 justifiable digit time slot 可调整数字时隙
4022 justification 码速调整
4029 justification rate 码速调整率
4032 justification ratio 码速调整比
4028 justification service digit 码速调整公务数字
4027 justifying digit 码速调整数字
9002 line code 线路码
2014 line digit rate 线路数字率
7013 linear analogue control 线性模拟控制
8019 load capacity 负载容量
6011 master clock 主时钟
4031 maximum justification rate 最大码速调整率
4031 [maximum stuffing rate] [最大塞入率]
6016 [mesochronous] [均步的]
9005 modified alternate mark inversion code 变形交替传号反转码
7022 monarchic network,monarchic synchronized network 专权网,专权同步网
4008 multiframe 复帧
7018 mutually synchronized network 互同步网
4006 n-ary digital group 数字 n 次群
2009 n-ary digital signal n 进制数字信号
4024 negative justification 负码速调整
4024 [negative stuffing negative pulse stuffing] [负塞入,负脉冲塞入]
4030 nominal justification rate 标称码速调整率
4033 nominal justification ratio 标称码速调整比
4030 [nominal stuffing rate] [标称塞入率]
4033 [nominal stuffing ratio] [标称塞入比]
7017 non-synchronized network 非同步网
6018 non-synchronous 不同步的
8026 non-unifrom encoding 非均匀编码
8014 non-uniform quantizing 非均匀量化
2004 octet 八比特组

3021 octet sequence integrity 八比特组序列完整性
7023 oligarchic network, oligarchic synchronized network 特权网，特权同步网
5006 out-of-frame alignment time 帧失位时间
8019 [overload point] [过载点]
9012 paired-disparity code 成对不等性码
4010 parallel to serial converter 并串变换器
9013 PCM binary code PCM 二进制码
4018 PCM multiplex equipment PCM 复用设备
8029 peak limiting in quantizing 量化峰值限制
6019 plesiochronous 准同步的
4023 positive justification 正码速调整
4023 [positive stuffing, positive pulse stuffing] [正塞入，正脉冲塞入]
4025 positive/zero/negative justification 正/零/负码速调整
4025 [positive/zero/negative stuffing] [正/零/负塞入]
8005 predictor 预测器
4005 [primary block] [基群]
4004 primary digital group 数字一次群
4005 primary PCM group PCM 一次群
2012 psuedo n-ary signal 伪 n 进制信号
9001 pulse code 脉码，脉冲编码
8001 pulse code modulation(PCM) 脉冲编码调制(PCM)
4022 [pulse stuffing] [脉冲塞入]
8018 quantized value 量化值
8011 quantizing 量化
8021 quantizing distortion 量化失真
8022 quantizing distortion power 量化失真功率
8015 quantizing interval 量化间隔
8031 reconstructed sample 重建样值
2010 redundant digital signal 冗余数字信号
9003 redundant line code 冗余线路码
2011 redundant n-ary signal 冗余 n 进制信号
6010 reference clock 基准时钟
2021 regeneration 再生
2023 regenerative repeater 再生中继器
2022 regenerator 再生器
3011 [regenerator section] [再生段]
3009 [repeater section] [中继段]
6013 relative time interval error 相对时间间隔误差
6003 retiming 再定时
8007 sample 样(样值)
8008 sampling 抽样
8009 sampling rate 抽样率
2028 scrambler 扰码器
3008 section termination 段终端
8028 segmented encoding law 折线编码律
4011 serial to parallel converter 串并变换器
4010 (serializer; American) (并串变换器；美国用)
3025 service digits 公务数字
1001 signal 信号
2007 signal element 信号元
6007 signalling time-slot 信令时隙
2017 significant instant of a digital signal 数字信号的有效瞬时
7008 single-ended synchronization 单端同步
2026 [silp] [滑动]
4011 [staticizer] [串并变换器]
4026 [stuffable digit time slot] [可塞入数字时隙]
4022 [stuffing] [塞入]
4027 [stuffing digit] [塞入数字]
4029 [stuffing rate] [塞入率]
4032 [stuffing ratio] [塞入比]
4028 [stuffing service digit] [塞入公务数字]
4009 subframe 子帧
2014 [symbol rate] [符号率]
9014 symmetrical binary code 对称二进制码
7001 synchronization 同步
7003 synchronization information 同步信息
7006 synchronization link 同步链路
7005 synchronization node 同步节点
7007 synchronization network 同步网
6016 synchronous 同步的
7016 synchronized network 同步网
7016 [synchronous network] [同步网]
1006 telecommunication 电信
1007 telecommunication circuit 电信电路
4012 time-division multiplexing 时分复用
6012 time interval error 时间间隔误差
7015 time quantized control 时间量化控制
6004 time-slot 时隙
6002 (timing extraction) (定时抽取)
7002 timing information 定时信息
6001 timing signal 定时信号
6002 timing recovery 定时恢复
1004 transmission 传输
1005 tranmission channel 传输信道
4020 transmultiplexer 复用转换器
3022 transparency, digital transparency 透明性，数字透明性
2027 uncontrolled slip 不受控滑动
8025 uniform encoding 均匀编码
8013 uniform quantizing 均匀量化
7010 unilateral control 单向控制
2018 unit interval 单位间隔
3024 upstream failure indication 上游故障指示
8017 virtual decision value 虚判决值
2025 wander 飘动
8010 working range 工作范围

参 考 文 献

[1] CCITT Recommendation *Definitions relating to national and international numbering plans*, Vol. VI, Rec. Q.10.

数字系列比特率

（1984 年订于马拉加—托雷莫里诺斯；1988 年修订于墨尔本）

CCITT

鉴于

(a)　数字系列比特率，是那些被用作或将被用作若干更高数字系列等级（如果这些级别存在的话）的基础的比特率（见建议 G.701，定义 4003）；

(b)　系列比特率的技术规范是为了防止数字网中所采用的接口标准剧增所必须的；

(c)　数字网的各个组成部分之间的国际互连，最后在分级比特率上实现；

(d)　当确定系列比特率时，必须要考虑与业务、传输媒质及网路有关的许多因素，例如：

— 模拟源信号的特性及合适的编码方法；

— 数字源信号的比特率；

— 可利用的传输媒质的采用；

— 与模拟复用系统的兼容性；

— 把源信号群集合起来和安排路由时的模块性和灵活性。

建议

在数字网中，将采用下列比特率作为系列比特率：

数字系列等级	以下列第一级比特率为基础的数字网的系列比特率(kbit/s)		
	1544kbit/s		2048kbit/s
	64		64
1	1 544		2 048
2	6 312		8 448
3	32 064	44 736	34 368
4	97 728		139 264

图 1/G.702 和图 2/G.702 只示出被推荐的分级比特率，包括与网路接口、复用设备、数字段/系统有关的各建议书的参考。

还有下列一些建议，但在图 1/G.702 和图 2/G.702 中未示出：

— 在数字系列的两个非相邻等级之间工作的复用设备，

— 在非系列比特率上的网路接口、复用设备和数字段/系统。

本建议的附件 A 提供了可为各种业务所利用的比特率的使用导则。

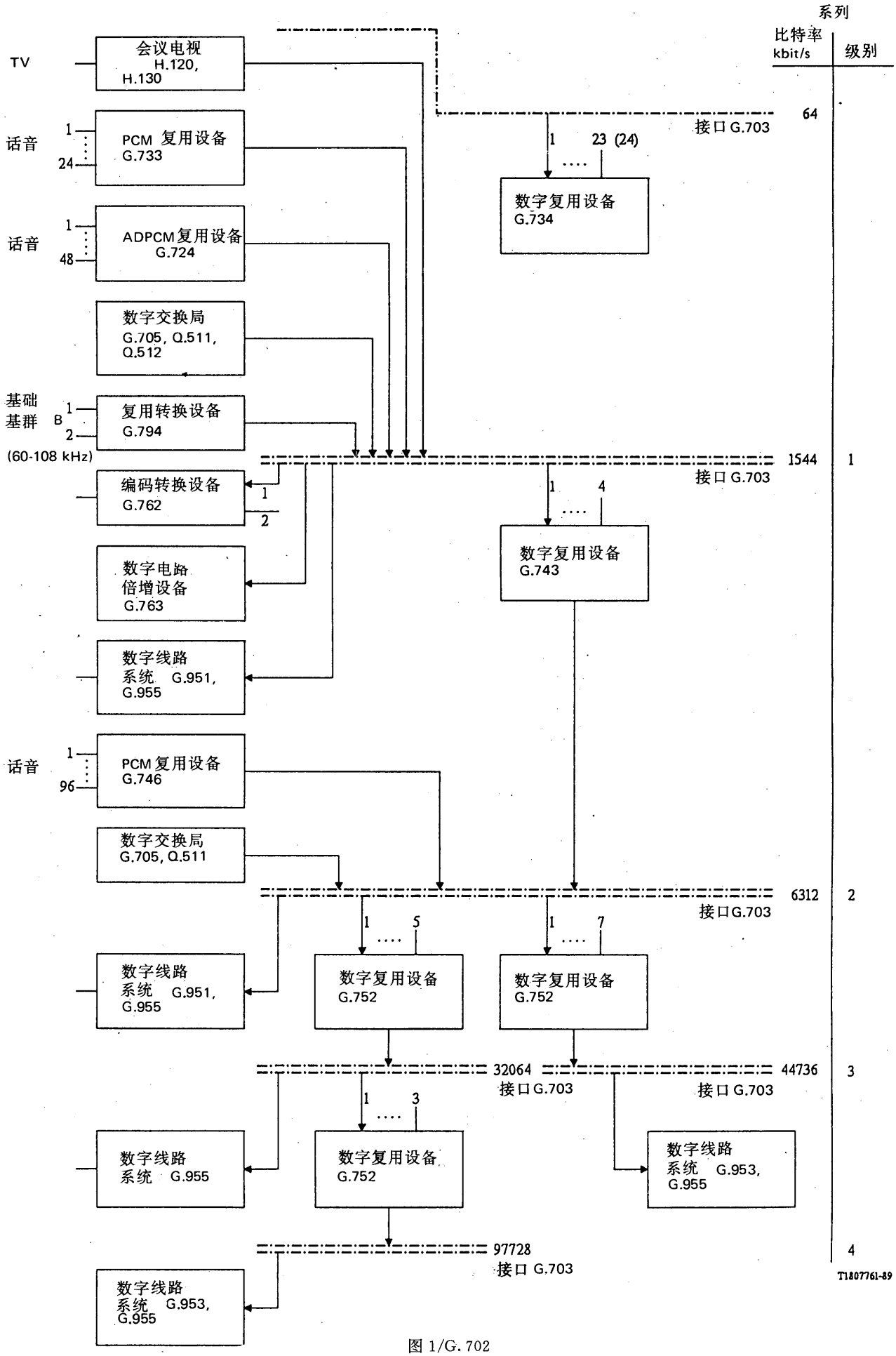


图 1/G. 702

具有以 1544kbit/s 作为第一级比特率的数字系列的网络的系列比特率

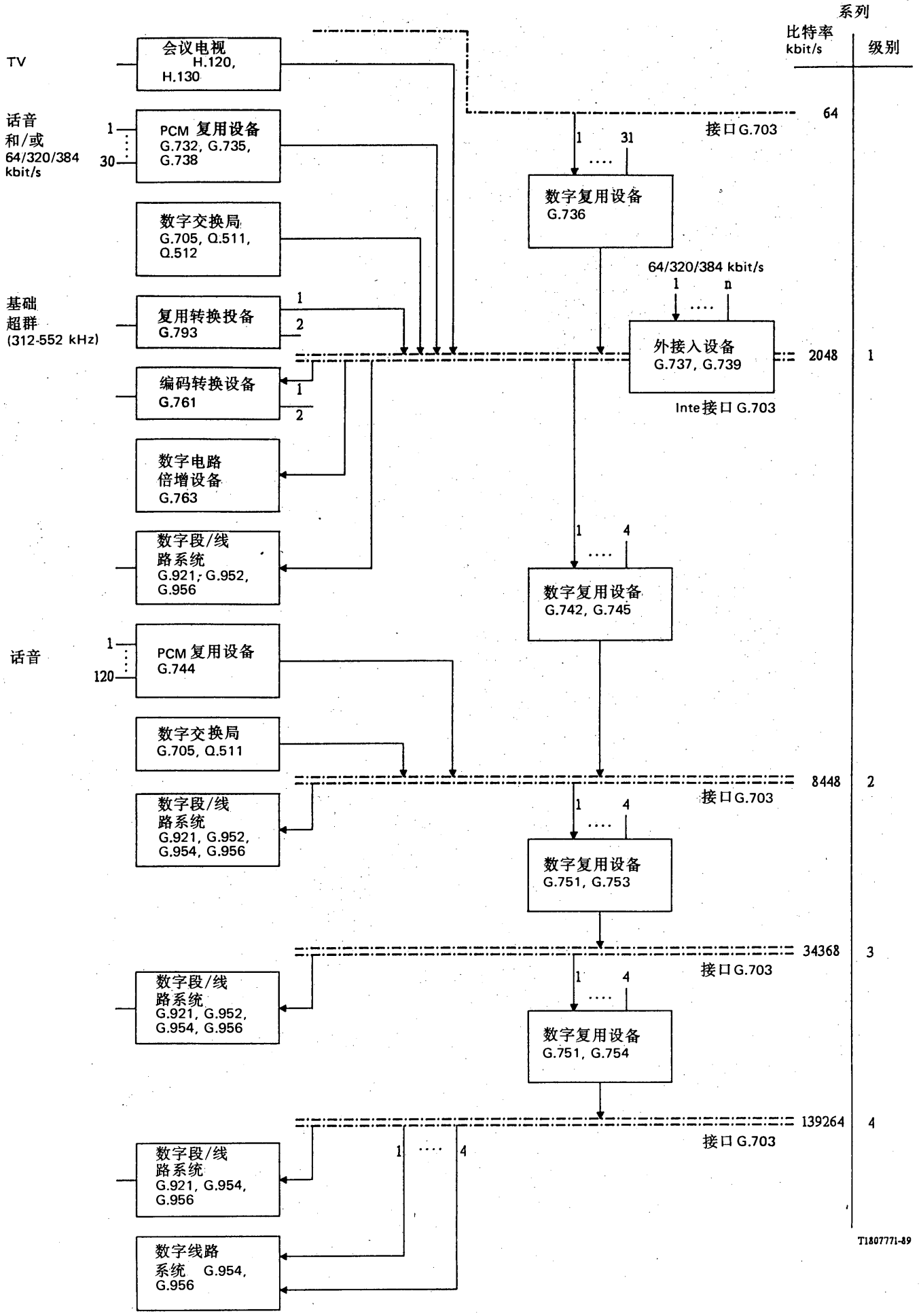


图 2/G.702

具有以 2048kbit/s 作为第一级比特率的数字系列的网络的系列比特率

附 件 A

（附于建议 G.702）

可供各种业务利用的比特率

在宽带业务接入到 ISDN 的情况下，在建议 I.200 系列中规范了高达基群系列级别的各种比特率。

就可用于各种业务信号传送的比特率而言，一般适用下列导则：

A.1 对于以 1544kbit/s 基群速率为基础的系列，已经确立了这样的原则，即在帧内应当保留一些比特，特别是涉及到若干个数字段串接时，用于实现对数字通道的质量控制。表 A-1/G.702 提供了一些必要的资料。

表 A-1/G.702

各种业务可用的比特率和系列接口所要求的帧结构

系列比特率 (kbit/s)	帧结构的参考建议	保留比特	各种业务可用的比特率 (kbit/s)
1544	G.704	F[a)]	1536
6312[b)]	无适用的	无	6312
6312[c)]	G.704	F 比特和在时隙 97 与 98 中的比特	6144
44736	G.752	M_j[d)] F_0，F_{11}，F_{12}	44407[d)]

a） 正在研究 F 比特除作定帧以外的其他用途。

b） 在网络中以异步工作。

c） 在网络中以同步工作。

d） 在有些应用中，C 比特（C_{j1}、C_{j2}和 C_{j3}）也可能需要保留，在这种情况下各种业务可利用的比特率变为 44209kbit/s。

A.2 在采用以 2048kbit/s 为基础的系列网内，原则上对数字通道全部容量的利用没有基本限制。然而，认可了对 2Mbit/s 系列的各级所建议的帧结构的兼容性（例如使用同样的帧定位码组）可能是优选的解决方案，因为它具有如下的优点：

— 对于交换和非交换应用都采用同样的定帧设备；

— 当端接业务的维护实体（例如编码设备）不属于网络时，该网络能以统一的方法实现端对端的质量控制；

— 在一些应用场合，可实现所要求的附加的网络管理功能。

在能够鉴别数字通道的能力的有效利用受到明显限制的应用场合，可重新考虑对与建议的各种帧结构的兼容性的优选问题。

系列数字接口的物理/电特性

(1972 年订于日内瓦;作了进一步修改)

CCITT

鉴于

要能将数字网的各个部分(数字段、复用设备、交换局)互连,以构成一个国际数字链路或连接,接口规范是必要的;

建议 G.702 规定了各个系列的等级;

建议 G.704 论述了与网络节点有关的数字接口的功能特性;

I.430 系列建议论述了 ISDN 用户—网络接口的第一层特性;

建议

系列比特率接口的物理和电特性应如本建议所述。

注 1 — 非系列比特率接口的特性,除用 1544kbit/s 或 2048kbit/s 接口传送的 n×64kbit/s 接口外,都是在相应设备的建议中规定。

注 2 — 在下面 § 6,7,8 和 9 中提到的各种抖动规范,是为了用在国际互连点上。

注 3 — 本建议 § § 2 至 9 中叙述的接口,对应于在 CCIR 建议 AC/9 中对互连所推荐的 T 口(输出口)和 T′ 口(输入口),参考 CCIR 第 9 研究组的报告 AH/9(该报告明确了 T 点和 T′ 点的定义)。

注 4 — 对于路由通过 2048kbit/s 系列的复用设备,比特率为 n×64kbit/s(n=2 至 31)的信号,这种接口应具有和在 § 6 节中对 2048kbit/s 接口所规定的相同的物理/电特性。对于路由通过 1544kbit/s 系列的复用设备,比特率为 n×64kbit/s(n=2 至 23)的信号,这种接口应具有和在 § 2 节中对 1544kbit/s 接口所规定的相同的物理/电特性。

1　64kbit/s 接口

1.1　功能要求

1.1.1　对接口设计,建议下列的基本要求。

1.1.2　在两个传输方向,能够传送三种信号通过接口:

— 64kbit/s 信息信号;
— 64kHz 定时信号;
— 8kHz 定时信号。

注 1 — 64kbit/s 信息信号和 64kHz 定时信号是必须要求的。虽然尽管必须通过控制设备(例如 PCM 复用设备或时隙接入设备)产生一个 8kHz 定时信号,但对于在接口另一侧上的附属设备来说,不应当强制它利用来自控制设备的 8kHz 定时信号或提供一个 8kHz 定时信号。

注 2 — 通过向附属设备发送一个告警指示信号(AIS),就可以通过 64kbit/s 接口发送上游故障检测信号。

1.1.3　*64kbit/s 接口应是比特序列独立的接口*

注 1 — 通过接口能传送一个不受限制的 64kbit/s 信号。不过，这并不意味着在全球范围内可实现不受限制的 64kbit/s 通道。这是因为某些主管部门目前已经或正在继续建立广泛的网络，这些网络是由其特性不允许传输长 0 串的数字有线段所组成的(建议 G.733 对 PCM 复用设备规定了适合于这种数字有线段的各项特性)。特别是对于 8 比特组定时源，在 1544kbit/s 数字网中要求在 64kbit/s 数字信号中的任何 8 比特组至少应包含一个二进制“1”。对于不是 8 比特组定时的比特流，在 64kbit/s 信号中出现的连续 0 不应超过 7 个。

注 2 — 虽然接口是比特序列独立的接口，但 AIS(全“1”比特码组)的使用对于 64kbit/s 信源可能产生一些小的限制。例如，一个全“1”定位信号将会发生问题。

1.1.4　三种设想的接口类型

1.1.4.1　同向接口

同向这个名称是用来描述一个接口，通过这个接口的信息和与它相关的定时信号是以同一方向传输的(见图 1/G.703)。

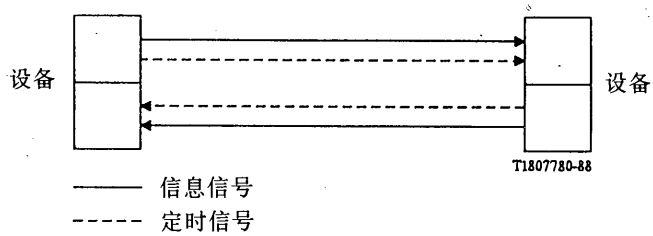


图 1/G.703

同向接口

1.1.4.2　中央时钟接口

中央时钟这个名称是用来描述一个接口，其中对信息信号的两个传输方向，相关定时信号都由一个中央时钟供给，例如该时钟可从某些输入线路信号中取得(见图 2/G.703)。

注 — 对于同步网和具有所要求的稳定度的时钟的准同步网，应当用同向接口或中央时钟接口，以保证在发生的滑动之间有足够的间隔。

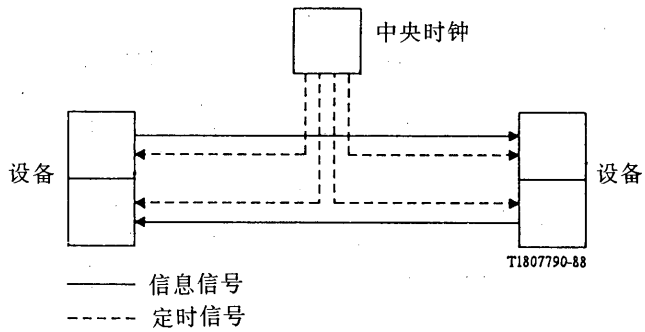


图 2/G.703

中央时钟接口

1.1.4.3　反向接口

反向这个名称是用来描述一个接口，通过这个接口的与两个传输方向相关的定时信号都向着附属设备(见图 3/G.703)。

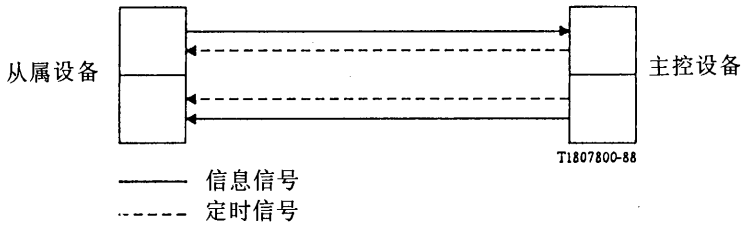


图 3/G.703

反向接口

1.2　电特性

1.2.1　*64kbit/s* 同向接口的电特性

1.2.1.1　概述

1.2.1.1.1　标称比特率：64kbit/s。

1.2.1.1.2　须经接口传输的信号的最大容差：±100PPm。

1.2.1.1.3　64kHz 和 8kHz 定时信号须和信息信号在同一方向传输。

1.2.1.1.4　对每一个传输方向用一平衡线对；建议采用变量器。

1.2.1.1.5　代码变换规则

第一步 — 一个 64kbit/s 比特周期分成四个单位间隔。

第二步 — 二进制的“1”被编成如下四个比特的码组：

1 1 0 0

第三步 — 二进制的“0”被编成如下四个比特的码组：

1 0 1 0

第四步 — 通过交替变换相邻码组的极性，把二进制信号转换成三电平信号。

第五步 — 每第八组破坏码组的极性交替。破坏的码组标志着八比特组的最后一比特。

这些变换规则图解在图 4/G.703 中。

1.2.1.1.6　过电压保护要求

见附件 B。

1.2.1.2　输出口的规范(见表 1/G.703)

1.2.1.3　输入口的规范

出现在输入口上的数字信号应按上面的规定，但要根据连接线对的特性而改变。这些线对在 128kHz 频率上的衰减应在 0 到 3dB 范围内。这个衰减应计及存在于设备间的数字分配架所引入的任何损耗。

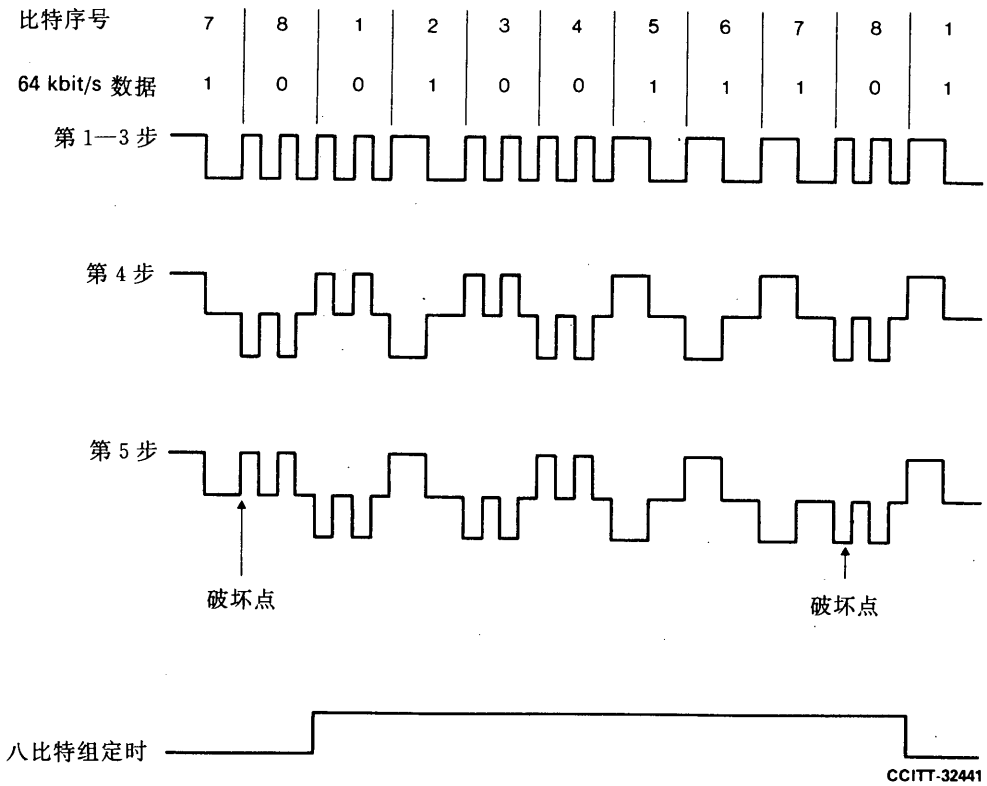


图 4/G.703

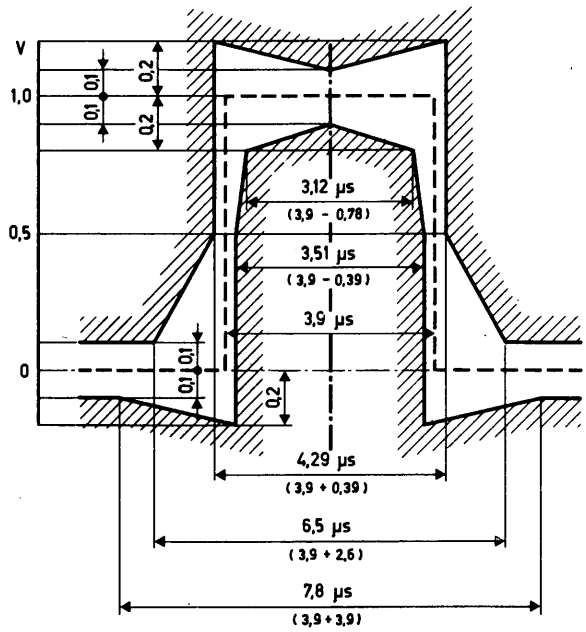
输入口的反射损耗应具有下列最小值：

频率范围 (kHz)	反射损耗 (dB)
4 至 13	12
13 至 256	18
256 至 384	14

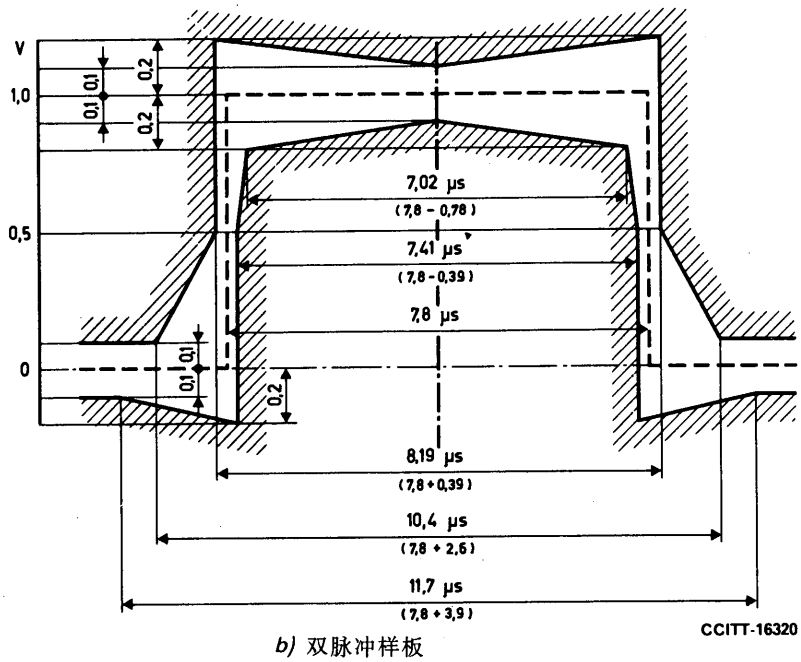
为了提供标称的抗干扰能力，输入口要符合以下要求：

应当将一个与有用信号脉冲形状相同的干扰信号加到一个被编码成 64kbit/s 同向信号，且具有如脉冲样板中所规定的脉冲形状的标称集合信号上。干扰信号的比特率应当在本建议中所规定的极限范围内，但是不应与有用信号同步。干扰信号应该在一个对信号通道的总损耗为零，而标称阻抗为 120Ω 的组合网络中与有用的信号汇合，给出 20dB 的信号—干扰比。干扰信号的二进制内容应符合建议 Q.152($2^{11}-1$ 比特周期)。当由达到最大规定的互连电缆损耗所衰减的组合信号加到输入口时，应当不产生误码。

注 — 如果对称线对是屏蔽的，屏蔽应在输出口接地，而如果需要，在输入口也应能将对称线对的屏蔽接地。



a) 单脉冲样板



b) 双脉冲样板

注一限值适用于任一极性的脉冲

图 5/G. 703

64kbit/s 同向接口的脉冲样板

表 1/G.703

符 号 率	256kbauds
脉冲形状(标称的矩形)	不管极性如何,有效信号的所有脉冲必须符合图 5/G.703 的样板
每个传输方向的线对	一个对称线对
测试负载阻抗	120Ω,电阻性
"符号"(脉冲)的标称峰值电压	1.0V
"空号"(无脉冲)的峰值电压	0V±0.10V
标称脉冲宽度	3.9μs
脉宽中点处的正负脉冲的幅度比	0.95 至 1.05
标称半幅度处的正负脉冲的宽度比	0.95 至 1.05
在输出口的最大峰一峰抖动(注)	参见建议 G.823 的 § 2

注 — 目前,这些值仅适用于 2Mbit/s 系列的设备。

1.2.2 *64kbit/s* 集中时钟接口的电特性

1.2.2.1 概述

1.2.2.1.1 标称比特率:64kbit/s。由网路时钟稳定度(见建议 G.811)确定其容差。

1.2.2.1.2 对每一个传输方向应有一对称线对传送数据信号。另外,还应有对称线对把来自中央时钟源的综合定时信号(64kHz 和 8kHz)送至局内终端设备。建议采用变量器。

1.2.2.1.3 过电压保护要求

见附件 B。

1.2.2.1.4 代码变换规则

数据信号被编码为 100%占空比的 AMI 码。综合定时信号用 50%至 70%占空比的 AMI 码传递 64kHz 比特定时信息,并通过引入编码规则的破坏点传递 8kHz 的八比特组的相位信息。该信号的结构和它的标称相位关系如图 6/G.703 所示。

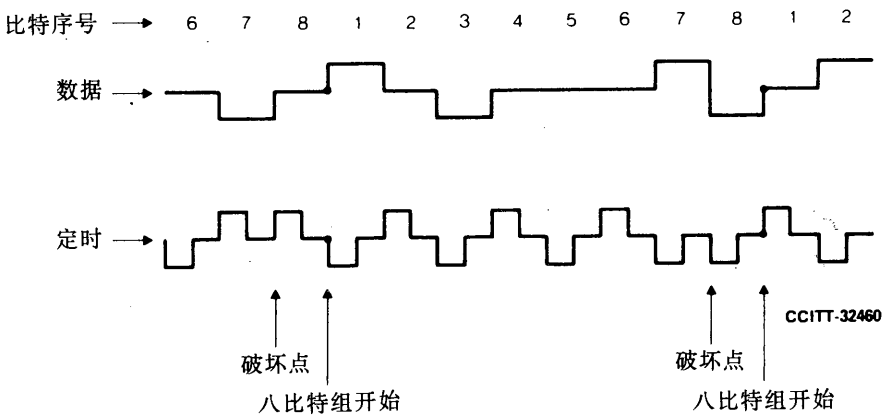


图 6/G.703

局内终端输出口上的 64kbit/s 中央时钟接口的信号结构

输出口的数据流应由定时脉冲的前沿来定时，而在输入口上的检测瞬时应由每一个定时脉冲的后沿来定时。

1.2.2.2　输出口特性(见表 2/G.703)

表 2/G.703

参　　数	数　　据	定　　时
脉冲形状	标称为矩形，其上升和下降时间小于 1μs	标称为矩形，其上升和下降时间小于 1μs
标称测试负载阻抗	110Ω，电阻性	110 欧，电阻性
"传号"(脉冲)的峰值电压 (见注 1)	a) 1.0±0.1V b) 3.4±0.5V	a) 1.0±0.1V b) 3.0±0.5V
"空号"(无脉冲)的峰值电压 (见注 1)	a) 0±0.1V b) 0±0.5V	a) 0±0.1V b) 0±0.5V
标称脉冲宽度 (见注 1)	a) 15.6 μs b) 15.6μs	a) 7.8μs b) 9.8 至 10.9μs
在输出口的最大峰—峰抖动(注 2)	参见建议 G.823 的 § 2	

注 1 — a)和 b)两组参数之间的选择允许不同的局内噪声环境，以及接口所涉及的三种局内设备之间不同的最大电缆长度。

注 2 — 目前，这些值仅适用于 2Mbit/s 系列设备。

1.2.2.3　输入口特性

出现在输入口的数字信号应按上面的规定，但要根据连接线对的特性而改变。在表 2/G.703 中变动的参数将允许典型的最大互连距离为 350m 到 450m。

1.2.2.4　电缆特性

使用的电缆的传输特性尚待进一步研究。

1.2.3　*64kbit/s 反向接口的电气特性*

1.2.3.1　概述

1.2.3.1.1　比特率：64kbit/s。

1.2.3.1.2　要经接口传输的信号的最大容量：±100ppm。

1.2.3.1.3　对每一个传输方向应有两个对称线对，一对传送数据信号，而另一对传送综合定时信号（64kHz 和 8kHz）。建议采用变量器。

注 — 如果有一种国内要求要跨过接口提供单独的告警信号，这可以通过在该传输方向上切断 8kHz 定时信号来做到，即通过禁止在相应的综合定时信号中引入代码破坏点来实现（见下面）。

1.2.3.1.4　代码变换规则

数据信号被编码成 100%占空比的 AMI 码。综合定时信号用 50%占空比的 AMI 码传递 64kHz 比特定时信息，并通过引入编码规则破坏点传送 8kHz 的八比特组相位信息。在数据输出口上的信号结构和它们的相应关系，如图 7/G.703 所示。

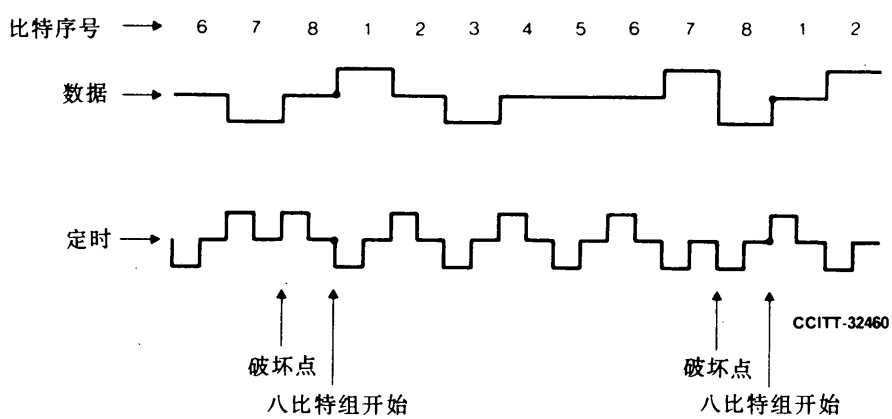


图 7/G.703

在数据输出端的 64kbit/s 反向接口的信号结构

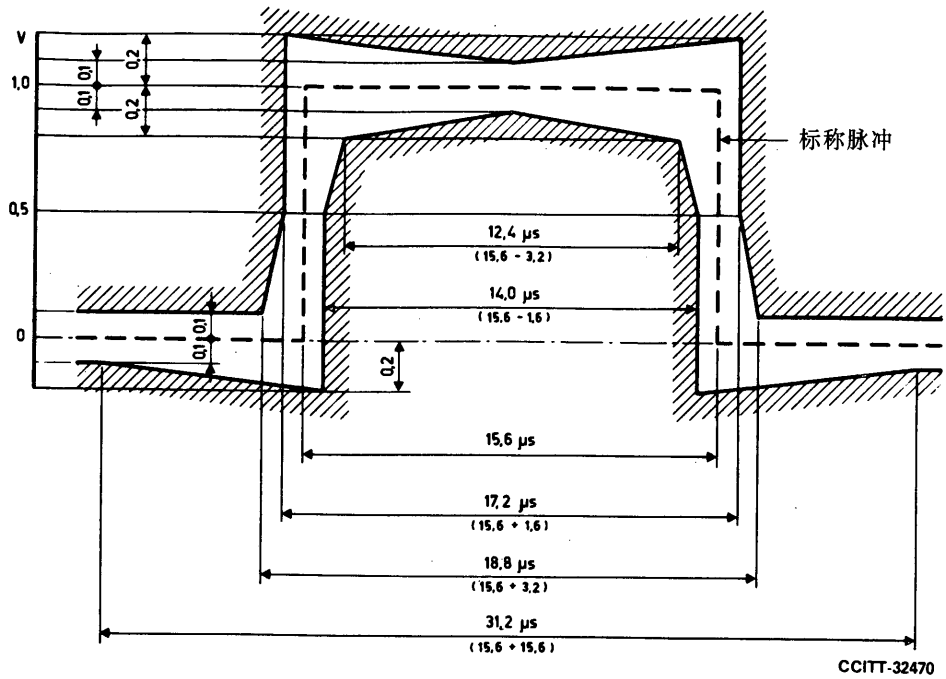
所收到的来自接口业务侧的数据脉冲（例如数据或信令）对相应的定时脉冲而言，将有一点延迟，所以在接口的线路侧所收到的数据脉冲（例如 PCM）的检测瞬时应在下一个定时脉冲的前沿。

1.2.3.1.5 输出口规范(见表 3/G.703)

表 3/G.703

参　　数	数　　据	定　　时
脉冲形状(标称的矩形)	不管极性如何,有效信号的所有脉冲必须符合图 8/G.703 的样板	不管极性如何,有效信号的所有脉冲必须符合图 9/G.703 的样板
每个传输方向的线对	一个对称线对	一个对称线对
测试负载阻抗	120Ω,电阻性	120Ω,电阻性
"传号"(脉冲)的标称峰值电压	1.0V	1.0V
"空号"(无脉冲)的峰值电压	0V±0.1V	0V±0.1V
标称脉冲宽度	15.6μs	7.8μs
脉宽中点处正负脉冲的幅度比	0.95 至 1.05	0.95 至 1.05
标称半幅度处正负脉冲的宽度比	0.95 至 1.05	0.95 至 1.05
在输出口的最大峰一峰抖动(注)	参见建议 G.823 的 §2	

注 一 目前,这些值仅适用于 2Mbit/s 系列的设备。



注 1 — 当一个脉冲之后紧跟着极性相反的另一个脉冲时，该两脉冲间通过零点的时间限制应为±0.8μs。

注 2 — 在数据信号中可能发生的由一种状态向另一种状态过渡的各个瞬时由定时信号所决定。重要的是在接口的业务(例如数据或信令)侧，这些过渡不在由收到的定时信号所给出的定时瞬间之前开始。

图 8/G.703

64kbit/s 反向接口的数据脉冲样板

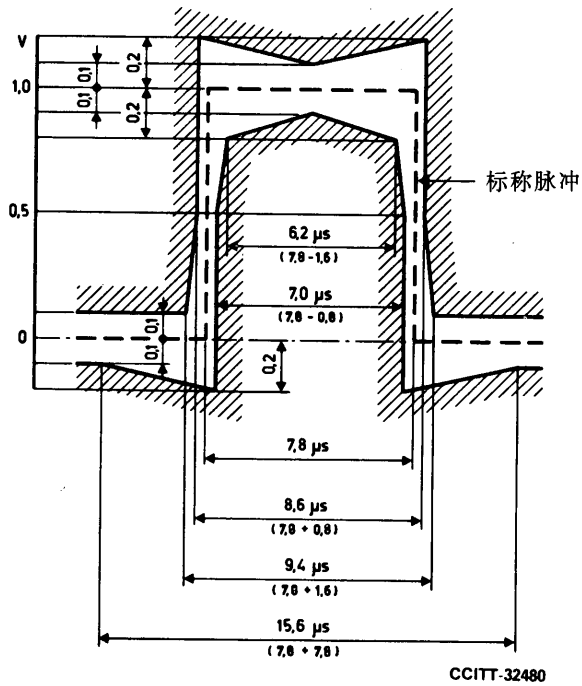


图 9/G.703

64kbit/s 反向接口的定时脉冲样板

1.2.3.1.6　输入口规范

出现在输入口的数字信号应如上面的规定，但要根据连接线对的特性而改变。这些线对在 32kHz 频率处的衰减应在 0 至 3dB 范围内。这个衰减应计及在设备间的数字分配架所引入的任何损耗。

输入口的反射损耗应具有下列最小值：

频率范围 (kHz)		反射损耗 (dB)
数据信号	综合定时信号	
1.6 至 3.2	3.2 至 6.4	12
3.2 至 64	6.4 至 128	18
64 至 96	128 至 192	14

为了提供标称的抗干扰能力，输入口要符合以下要求：

应当将一个与有用信号脉冲形状相同的干扰信号加到一个被编码成 64kbit/s 反向信号，且具有如脉冲样板中所规定的脉冲形状的标称集合信号上。干扰信号的比特率应当在本建议中所规定的限制范围内，但是不应与有用信号同步。干扰信号应该在一个对信号通道的总损耗为零，而标称阻抗为 120Ω 的组合网络中与有用信号汇合，给出 20dB 的信号—干扰比。干扰信号的二进制内容应符合建议 0.152($2^{11}-1$ 比特周期)。当由达到最大规定的互连电缆损耗所衰减的组合信号加到输入口时，应当不产生误码。

注 1 — 反射损耗的规范适于数据信号和综合定时信号两种输入口。

注 2 — 如果对称线对是屏蔽的，屏蔽应在输出口接地，而如果需要，在输入口也应能将对称线对的屏蔽接地。

1.2.3.1.7　过电压保护要求

见附件 B。

2　1544kbit/s 接口

2.1　供传输用的 1544kbit/s 信号的互连是在数字分配架上实现的。

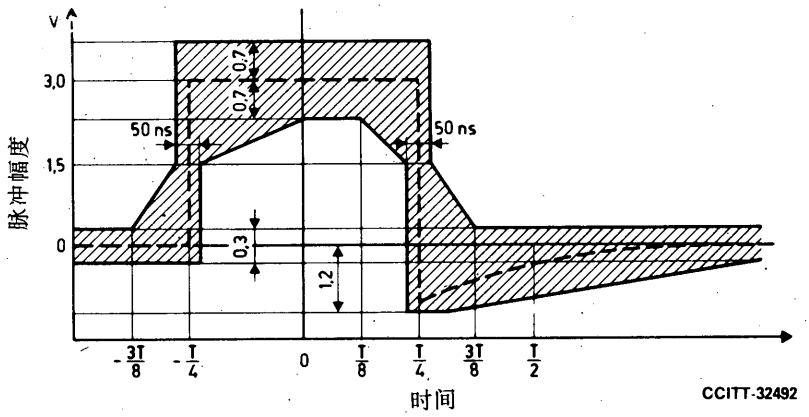
2.2　信号应具有 1544kbit/s±50ppm 的比特率。

2.3　每个传输方向应各采用一个对称线对。

2.4　测试负载阻抗应为 100Ω，电阻性。

2.5　应采用 AMI 码(双极性)或 B8ZS 码。连接的线路系统要求有适当的信号内容，以保证足够的定时信息。这能够通过使用 B8ZS 码、扰码或在相继的两个传号之间不允许多于 15 个空号且平均传号密度至少为 1/8 的任一种方法来实现。

2.6　在分配架上测得的孤立脉冲形状应落在图 10/G.703 的样板范围内，并符合表 4/G.703 的其它要求。对于在样板范围内的脉冲形状，其峰值下冲应不超过峰值脉冲(传号)的 40%。



T 时隙宽度

图 10/G.703

1544kbit/s 接口的脉冲样板

2.7　在包含一个零(空号)的时隙中的电压,应不大于在图 10/G.703 样板范围内的其他脉冲(传号)在该时隙中所产生的值,或不大于峰值脉冲(传号)幅度的±0.1,不论两个幅度中那一个较大。

表 4/G.703

1544kbit/s 数字接口

位　　置		数 字 分 配 架
比特率		1544kbit/s
每个传输方向的线对		一个对称线对
代码		AMI[b)]或 B8ZS[c)]
测试负载阻抗		100Ω,电阻性
标称脉冲形状		矩形
信号电平	在 772kHz 的功率	+12dBm 至+19dBm
	在 1544kHz 的功率	至少比 772kHz 时功率低 25dB

a) 一次群数字接口的脉冲样板如图 10/G.703 所示。

b) 见正文中的 § 2.5。

c) 见附件 A。

d) 信号电平是在分配架上信号引入点对所传输的一个"全 1"码组,在 3kHz 带宽内测得的功率电平。

3 6312kbit/s 接口

3.1 供传输用的 6312kbit/s 信号的互连是在数字分配架上实现的。

3.2 信号应具有 6312kbit/s±30ppm 的比特率。

3.3 每个传输方向应各采用一个特性阻抗为 110Ω 的对称线对，或一个特性阻抗为 75Ω 的同轴线对。

3.4 测试负载阻抗应为 110Ω(电阻性)或 75Ω(电阻性)，视所用电缆而定。

3.5 应采用如表 5/G.703 所述的伪三进制码。

3.6 在分配架上测得的孤立脉冲的形状应落在图 11/G.703 或图 12/G.703 的样板范围内，并符合表 5/G.703 的其他要求。

3.7 在包含一个零(空号)的时隙中的电压，不应大于在图 11/G.703 样板范围内的其他脉冲(传号)在该时隙中所产生的值，或不大于峰值脉冲(传号)幅度的±0.1，不论两个幅度中那一个较大。

表 5/G.703

6312kbit/s 数字接口[a)]

位　　置	数字分配架	
比特率	6312kbit/s	
每个传输方向的线对	一个对称线对	一个同轴线对
代码	B6ZS[b)]	B8ZS[b)]
测试负载阻抗	110Ω，电阻性	75Ω，电阻性
标称脉冲形状	矩形由电缆损耗成形 (见图 11/G.703)	矩形 (见图 12/G.703)
信号电平	在传送一个“全 1”码组时，在 3kHz 带宽内测得的功率应如下： 3156kHz：0.2 到 7.3dBm 6312kHz：−20dBm 或更低	3156kHz：6.2 到 13.3dBm 6312kHz：−14dBm 或更低

a) 二次群数字接口的脉冲样板如图 11/G.703 和图 12/G.703 所示。

b) 见附件 A。

	T	曲线的值
下面曲线	$T \leqslant -0.41$ $-0.41 \leqslant T \leqslant 0.24$ $0.24 \leqslant T$	0 $0.5[1+\sin\frac{\pi}{2}(1+\frac{T}{0.205})]$ $0.331e^{-19(T-03)}$
上面曲线	$T \leqslant -0.72$ $-0.72 \leqslant T \leqslant 0.2$ $0.2 \leqslant T$	0 $0.5[1+\sin\frac{\pi}{2}(1+\frac{T}{0.36})]$ $0.1+0.72e^{-213(T-0.2)}$

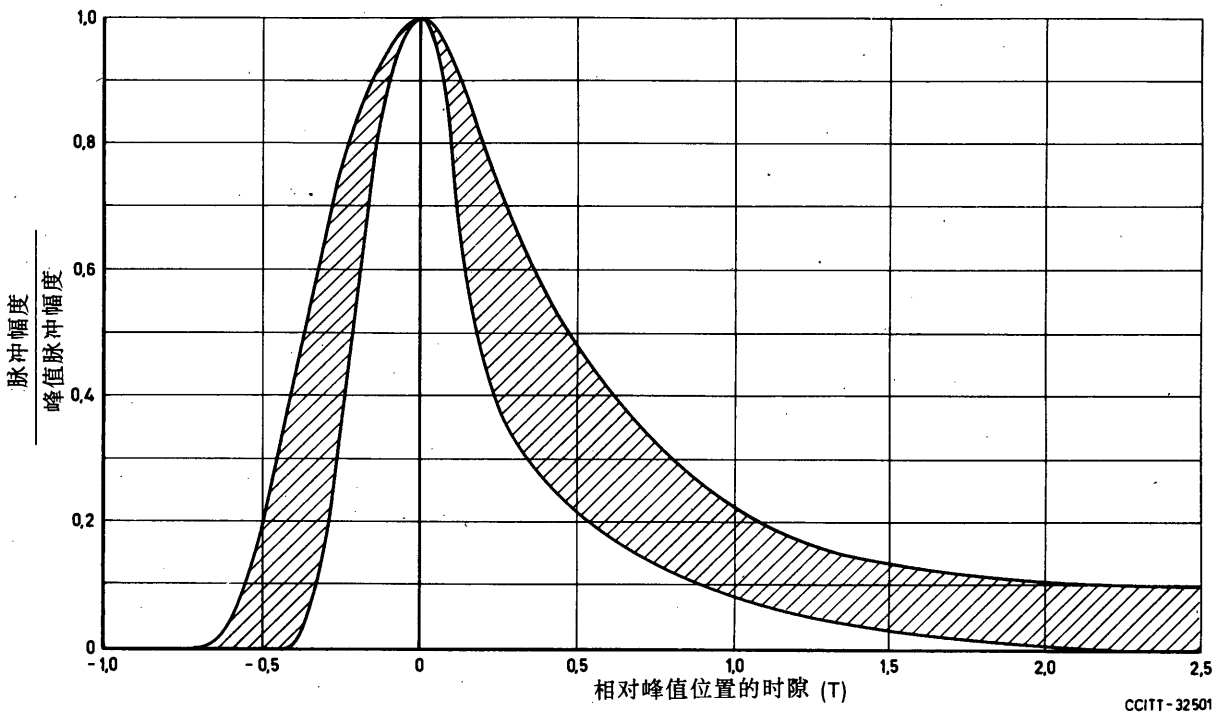
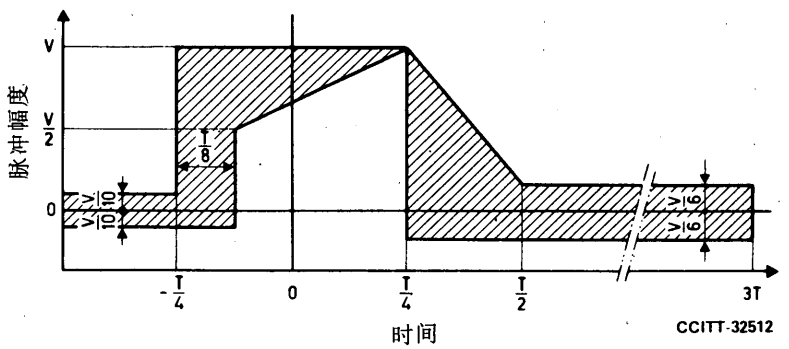


图 11/G. 703

6312kbit/s 对称线对接口的脉冲样板



T 时隙宽度

图 12/G. 703

6312kbit/s 同轴线对接口的脉冲样板

4 32064kbit/s 接口

4.1 供传输用的 32064kbit/s 信号的互连是在数字分配架上实现的。

4.2 信号应具有 32064kbit/s±10ppm 的比特率。

4.3 每个传输方向应各采用一个同轴线对。

4.4 测试负载阻抗应为 75Ω±5%，电阻性，测试方法应为直接法。

4.5 应采用经过扰码的 AMI 码。

4.6 在分配架上信号引入点测得的孤立脉冲的形状应落在图 13/G.703 的样板范围内。

4.7 在包含一个零(空号)的时隙中的电压，不应大于在图 13/G.703 样板范围内的其他脉冲(传号)在该时隙中所产生的值，或不大于峰值脉冲(传号)幅度的±0.1，不论两个幅度中那一个较大。

	T	曲线的值
下面典线	$-0.36 \leqslant T < -0.30$ $-0.30 \leqslant T < 0$ $0 \leqslant T < 0.22$ $0.22 \leqslant T$	$5.76T+207$ $0.5[1+\sin\frac{\pi}{2}(1+\frac{T}{0.25})]$ $0.5[1+\sin\frac{\pi}{2}(1+\frac{T}{0.16})]$ $0.11e^{-342(T-03)}$
上面曲线	$-0.65 \leqslant T < 0$ $0 \leqslant T < 0.25$ $0.25 \leqslant T$	$1.05[1-e^{-4.6(T+0.65)}]$ $0.5[1+\sin\frac{\pi}{2}(1+\frac{T}{0.28})]$ $0.11+0.407e^{-21(T-0.29)}$

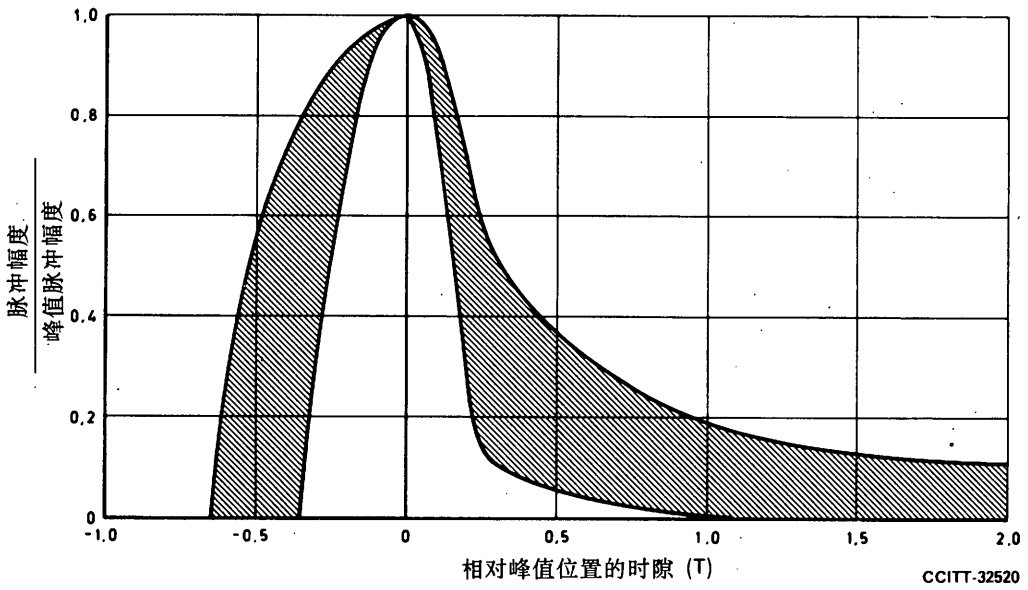


图 13/G.703

32064kbit/s 同轴线对接口的脉冲样板

4.8　在传送“全1”码组时，在分配架上信号引入点3kHz带宽内测得的功率应如下：

16032kHz：+5dBm到12dBm；

32064kHz：至少比16032kHz时的功率低20dB。

4.9　分配架上的连接器和同轴电缆线对的阻抗应为75Ω±5%。

5　44736kbit/s接口

5.1　供传输用的44736kbit/s信号的互连是在数字分配架上实现的。

5.2　信号应具有44736kbit/s±20ppm的比特率。

信号应具有和建议G.752一致的帧结构。特别是，它应包含帧定位比特F_0，F_{11}，F_{12}和复帧定位比特M_1到M_7，如表2/G.703中所规定。

5.3　每个传输方向应各采用一个同轴线对。

5.4　测试负载阻抗应为75Ω±5%，电阻性，测试方法应为直接法。

5.5　应采用B3ZS码。这种代码在附件A中作了规定。

5.6　发送脉冲具有标称50%占空比。

在分配架上信号引入点测得的孤立脉冲的形状应落在图14/G.703的样板范围内。

5.7　在包含一个零(零号)的时隙中的电压，应不大于在图14/G.703样板范围内的其他脉冲(传号)在该时隙中所产生的值，或不大于峰值脉冲(传号)幅度的±0.05，不论两个幅度中那一个较大。

5.8　在传递一个“全1”码组时，在分配架上信号引入点在3kHz带宽内测得的功率应如下：

22368kHz：−1.8到+5.7dBm；

44736kHz：至少比22368kHz时的功率低20dB。

5.9　44736kbit/s信号的数字分配架应具有下面§§5.9.1和5.9.2中所规定的特性。

5.9.1　分配架上信号引入点和信号引出点间的损耗应如下：

在22368kHz时为0.60±0.55dB

(包括平损耗和频率特性损耗的任何组合)。

5.9.2　分配架上连接器和同轴电缆线对的阻抗应为75Ω±5%。

6　2048kbit/s接口

6.1　一般特性

比特率：2048kbit/s±50ppm。

代码：HDB3(这种代码的说明见附件A)。

过电压保护要求：见附件B。

6.2　输出口规范(见表6/G.703)

6.3　输入口规范

6.3.1　出现在输入口的数字信号应如上面的规定，但要根据连接线对的特性而改变。应假定这种线对的衰减遵循$\sqrt{f}$的规律，而且在1024kHz频率上的衰减应在0到6dB范围内。这个衰减应计及在设备间的数字分配架所引入的任何损耗。

6.3.2　输入口所容许的抖动参见建议G.823的§3。

	T	曲线的值
下面曲线	$T \leqslant -0.36$ $-0.36 \leqslant T \leqslant 0.28$ $0.28 \leqslant T$	0 $0.5[1+\sin\frac{\pi}{2}(1+\frac{T}{0.18})]$ $0.11e^{-3.42(T-0.3)}$
上面曲线	$T \leqslant -0.65$ $-0.65 \leqslant T \leqslant 0$ $0 \leqslant T \leqslant 0.36$ $0.36 \leqslant T$	0 $1.05[1-e^{-4.6(T+0.65)}]$ $0.5[1+\sin\frac{\pi}{2}(1+\frac{T}{0.34})]$ $0.05+0.407e^{-1.84(T-0.36)}$

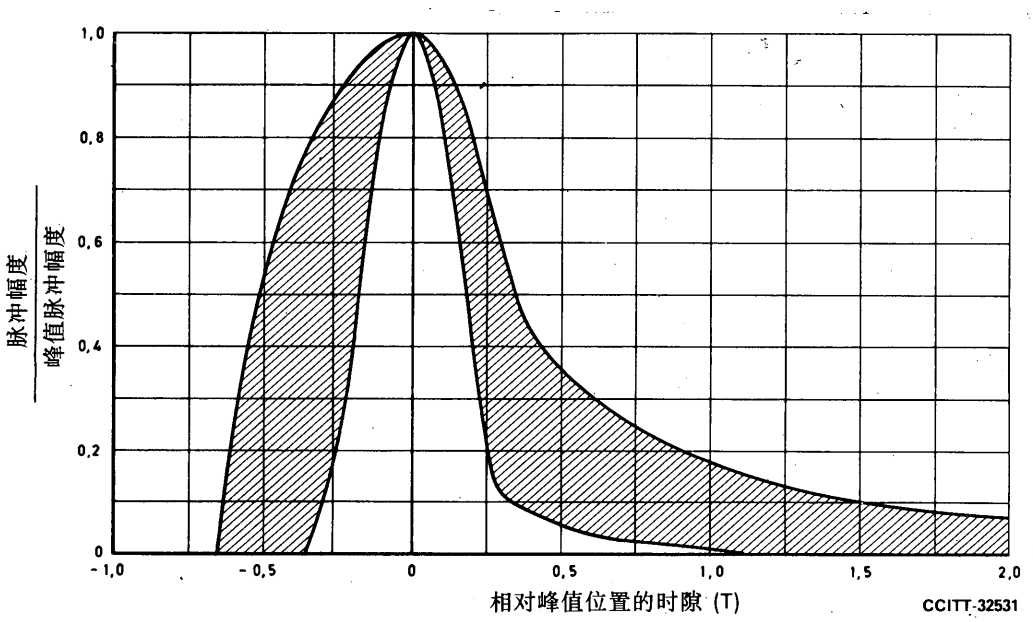


图 14/G. 703

44736kbit/s 同轴线对接口的脉冲样板

表 6/G.703

脉冲形状(标称为矩形)	不管符号如何,有效信号的所有“传号”应符合图 15/G.703 的样板。图中 V 值对应于标称峰值。	
每个传输方向的线对	一个同轴线对 (见 § 6.4)	一个对称线对 (见 § 6.4)
测试负载阻抗	75Ω,电阻性	120Ω,电阻性
“传号”(脉冲)的标称峰值电压	2.37V	3V
“空号”(无脉冲)的峰值电压	0±0.237V	0±0.3V
标称脉宽	244ns	
脉宽中点处,正负脉冲幅度比	0.95 到 1.05	
标称半幅度处,正负脉冲宽度比	0.95 到 1.05	
在输出口的最大峰—峰抖动	参见建议 G.823 的 § 2	

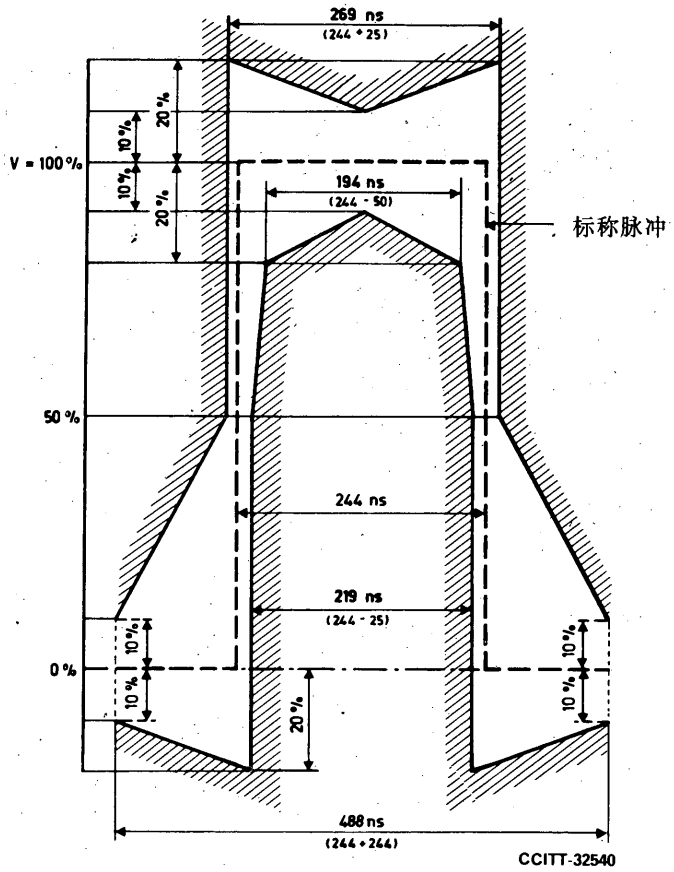
6.3.3　输入口的反射损耗应具有下列暂行的最低值:

频率范围 (kHz)	反射损耗 (dB)
51 至 102	12
102 至 2048	18
2048 至 3072	14

6.3.4　由于在数字分配架上和数字输出口上的阻抗不均匀性会在接口处产生信号反射,为了保证对这种信号反射有适当的承受能力,要求输入口满足以下要求:

应当将一个与有用信号脉冲形状相同的干扰信号加到一个被编码成 HDB3 码,且具有如脉冲样板中所规定的脉冲形状的标称集合信号上。干扰信号的比特率应当在本建议中所规定的限制范围内,但不应与有用信号同步。干扰信号应该在一个对信号通道内的总损耗为零,而标称阻抗为 75Ω(在同轴线对接口的情况下)或 120Ω(在对称线对接口的情况下)的组合网络中与有用信号汇合,给出 18dB 的信号—干扰比。干扰信号的二进制内容应符合建议 O.151($2^{15}-1$ 比特周期)。当由达到最大规定的互连电缆损耗所衰减的组合信号加到输入口时,应当不产生误码。

注 — 考虑自适应而不是固定阈值的接收器实现方式，能更有效地抗御反射的影响，因而应是优选的实现方式。



注—V 对应于标称峰值

图 15/G.703

2048kbit/s 接口的脉冲样板

6.4　外导体或屏蔽的接地

同轴电缆线对的外导体或对称电缆线对的屏蔽应在输出口接地，而如果需要，同轴电缆的外导体或对称电缆的屏蔽在输入口也应能接地。

7　8448kbit/s 接口

7.1　一般特性

比特率：8448kbit/s±30ppm。

代码：HDB3（这种代码的说明见附件 A）。

过电压保护要求：见附件 B。

7.2　输出口规范(见表 7/G.703)

表 7/G.703

脉冲形状(标称为矩形)	不管符号如何,有效信号的所有“传号”应符合图 16/G.703 的样板
每个传输方向的线对	一个同轴线对(见 § 7.4)
测试负载阻抗	75 欧,电阻性
“传号”(脉冲)的标称峰值电压	2.37V
“空号”(无脉冲)的峰值电压	0±0.237V
标称脉宽	59ns
脉宽中点处,正负脉冲幅度比	0.95 到 1.05
标称半幅度处,正负脉冲宽度比	0.95 到 1.05
在输出口的最大峰—峰抖动	参见建议 G.823 的 § 2

7.3　输入口规范

7.3.1　出现在输入口的数字信号应如上面的规定,但要根据连接线对的特性而改变。应假定这种线对的衰减遵循 $\sqrt{f}$ 的规律,而且在 4224kHz 频率上的衰减应在 0 到 6dB 范围内。这个衰减应计及在设备间的数字分配架所引入的任何损耗。

7.3.2　输入口所容许的抖动参见建议 G.823 的 § 3。

7.3.3　输入口的反射损耗应具有下列暂定的最低值:

频率范围 (kHz)	反射损耗 (dB)
211 至 422	12
422 至 8448	18
8448 至 12672	14

7.3.4　由于在数字分配架上和数字输出口上的阻抗不均匀性会在接口处产生信号反射，为了保证对这种信号反射有适当的承受能力，要求输入口满足以下要求：

应当将一个与有用信号脉冲形状相同的干扰信号加到一个被编成 HDB3 码，且具有如脉冲样板中所规定的脉冲形状的标称的集合信号上。干扰信号的比特率应当在本建议中所规定的限制范围内，但不应与有用信号同步。干扰信号应该在一个对信号通道内的总损耗为零，而标称阻抗为 75Ω 的组合网络中与有用信号汇合，给出 20dB 的信号——干扰比。干扰信号的二进制内容应符合建议 O.151($2^{15}-1$ 比特周期)。当由达到最大规定的互连电缆损耗所衰减的组合信号加到输入口时，应当不产生误码。

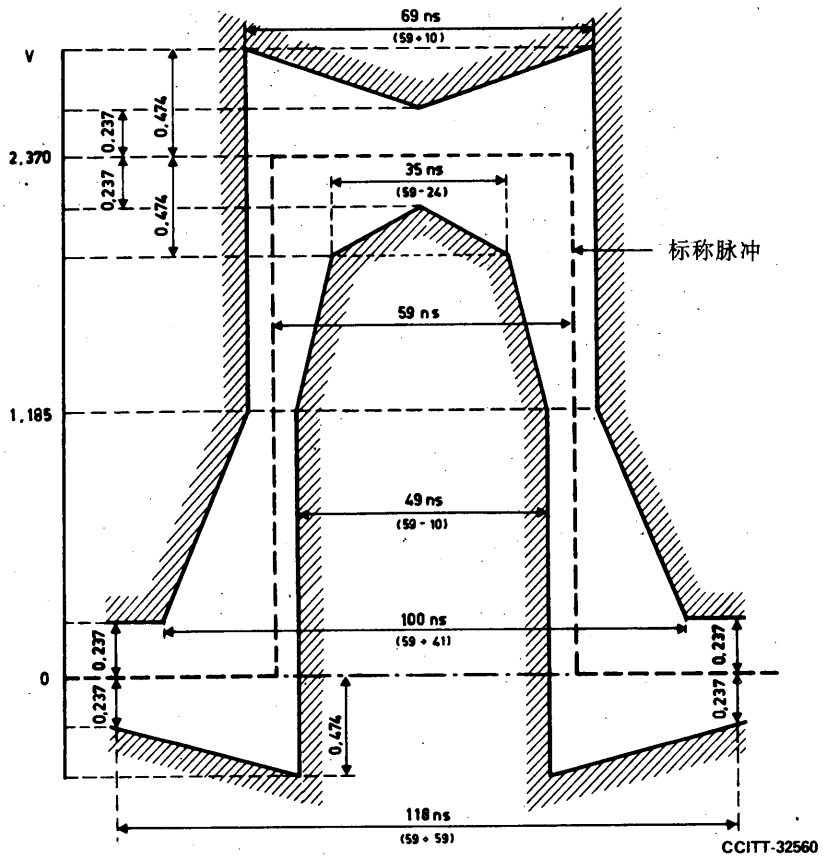


图 16/G.703

8448kbit/s 接口的脉冲样板

7.4　外导体或屏蔽的接地

同轴电缆线对的外导体应在输出口接地，而如果需要，外导体在输入口也应能接地。

8 34368kbit/s 接口

8.1 一般特性

比特率:34368kbit/s±20ppm。

代码:HDB3 码(这种代码的说明见附件 A)。

过电压保护要求:见附件 B。

8.2 输出口规范(见表 8/G.703)

8.3 输入口规范

8.3.1 出现在输入口的数字信号应如上面的规定,但要根据连接电缆的特性而改变。应假定这个电缆的衰减遵循 $\sqrt{f}$ 的规律,而且在 17184kHz 频率上的衰减应在 0 到 12dB 范围内。

8.3.2 输入口所容许的抖动参见建议 G.823 的 § 3。

8.3.3 输入口的反射损耗应具有下列暂行的最低值:

频率范围 (kHz)	反射损耗 (dB)
860 至 1720	12
1720 至 34368	18
34368 至 51550	14

8.3.4 由于在数字分配架上和数字输出口上的阻抗不均匀性会在接口处产生信号反射,为了保证对这种信号反射有适当的承受能力,要求输入口满足以下要求:

应当将一个与有用信号脉冲形状相同的干扰信号加到一个被编成 HDB3 码,且具有如脉冲样板中所规定的脉冲形状的标称的集合信号上。干扰信号的比特率应当在本建议中所规定的限制范围内,但不应与有用信号同步。干扰信号应该在一个对信号通道内的总损耗为零,而标称阻抗为 75Ω 的组合网络中与有用信号汇合,给出 20dB 的信号——干扰比。干扰信号的二进制内容应符合建议 O.151($2^{23}-1$ 比特周期)。当由达到最大规定的互连电缆损耗所衰减的组合信号加到输入口时,应当不产生误码。

8.4 外导体或屏蔽的接地

同轴电缆线对的外导体应在输出口接地,而如果需要,外导体在输入口也应能接地。

表 8/G.703

脉冲形状(标称为矩形)	不管符号如何,有效信号的所有“传号”应符合图 17/G.703 的样板
每个传输方向的线对	一个同轴线对(见 § 8.4)
测试负载阻抗	75Ω,电阻性
“传号”(有脉冲)的标称峰值电压	1.0V
“空号”(无脉冲)的峰值电压	0±0.1V
标称脉宽	14.55ns
脉宽中点处,正负脉冲幅度比	0.95 到 1.05
标称半幅度处,正负脉冲宽度比	0.95 到 1.05
在输出口的最大峰—峰抖动	参见建议 G.823 的 § 2

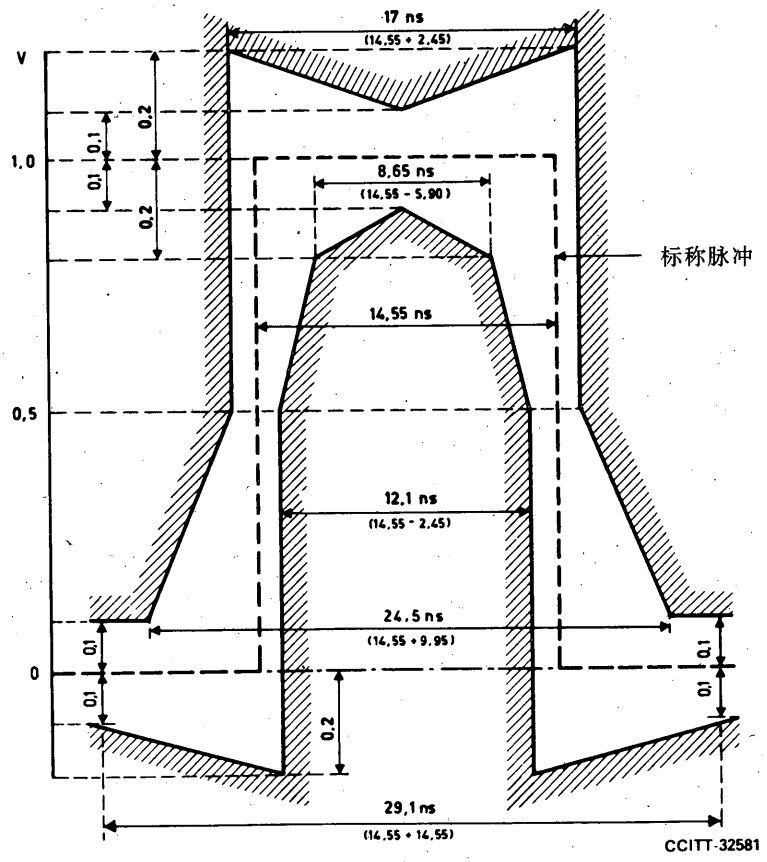


图 17/G.703

34368kbit/s 接口的脉冲样板

9 139264kbit/s 接口

9.1 一般特性

比特率:139264kbit/s±15ppm。

代 码:**编码传号反转码(CMI)**。

过电压保护要求:见附件 B。

CMI 码是一种二电平不归零码,其中的二进制"0"被编码成能相继得到 A1 和 A2 两种幅值,每种幅值占单位时间间隔的一半(T/2)。

二进制"1"用幅值 A_1 或 A_2 来编码,A_1 或 A_2 都占满一个单位时间间隔(T),对于相继的二进制"1",这两个幅值相互交替。

图 18/G.703 给出一个例子。

注 1 — 对于二进制 0,在二进制单位时间间隔的中点总有一个正的转换。

注 2 — 对于二进制 1。

a) 如果前面的电平是 A_1,则在二进制单位时间间隔起始点有一个正转换;

b) 如果前一个二进制 1 被编码成电平 A_2,则在二进制单位时间间隔起始点有一个负转换。

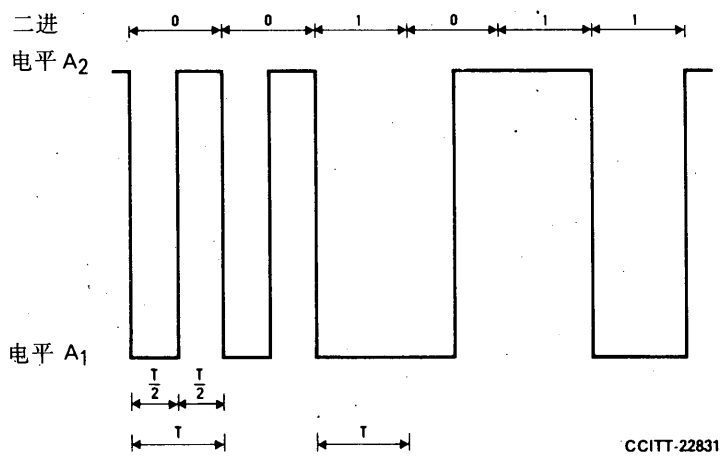


图 18/G.703

用 CMI 编码的二进制信号的例子

9.2 输出口规范(见表 9/G.703 和图 19/G.703 与图 20/G.703)

注 1 — 以测量一个对应于二进制全 0 和全 1 信号的基频和二次(可能还有三次)谐波电平为基础的方法,被认为是一种校核是否已满足表 9/G.703 要求的非常合适的方法。

有关的数值正在研究中。

9.3 输入口规范

出现在输入口的数字信号应符合表 9/G.703 和图 19/G.703 与图 20/G.703 的规定，但要根据互连同轴线对的特性而改变。

应假定同轴线对的衰减遵循近似的 $\sqrt{f}$ 的规律，而且在 70MHz 频率处具有 12dB 的最大介入损耗。

输入口所容许的抖动参见建议 G.823 的 § 3。

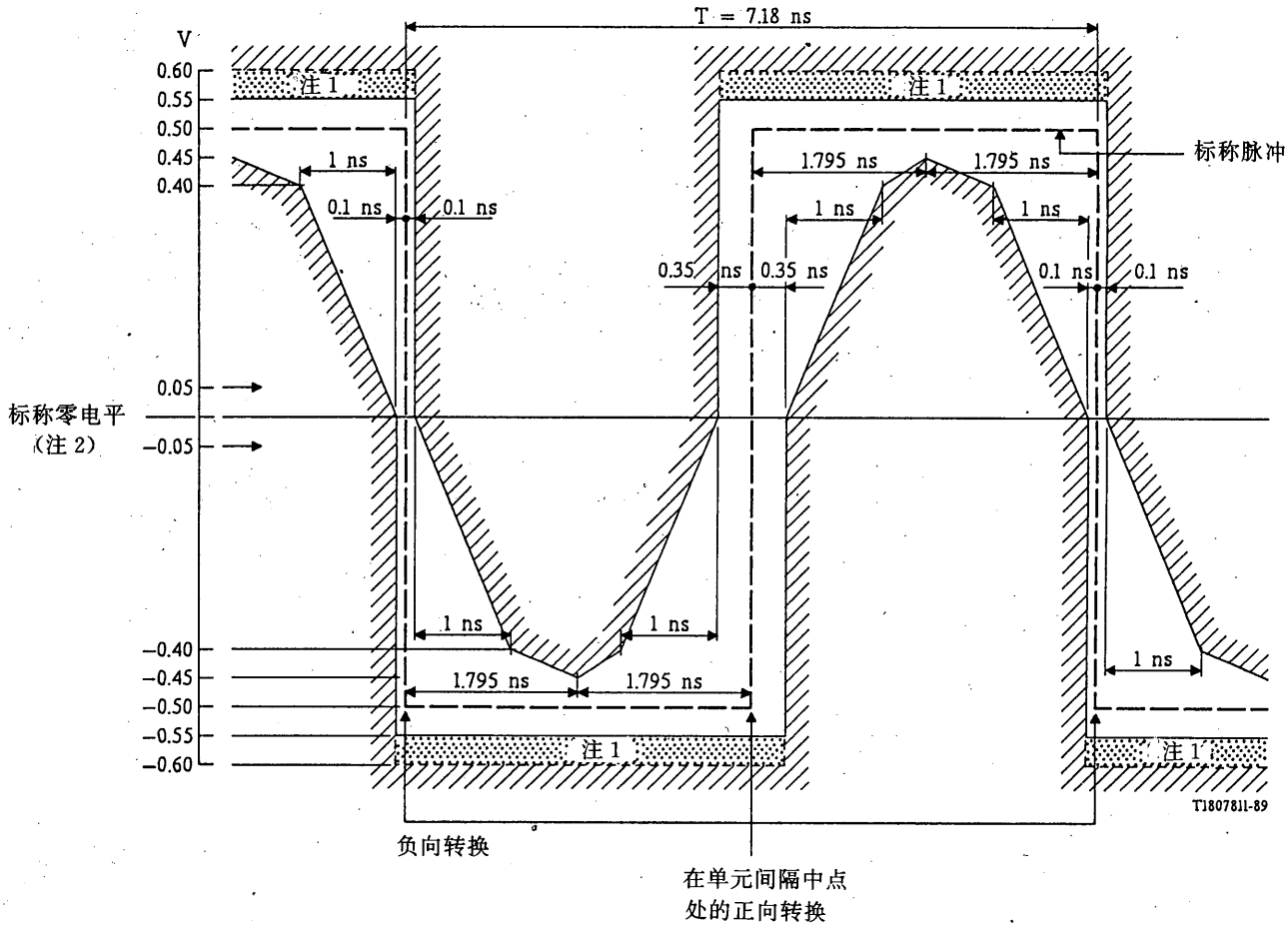
反射损耗特性应和对输出口规定的相同。

表 9/G.703

脉冲形状	标称为矩形，并符合图 19/G.703 和图 20/G.703 所示的样板
每个传输方向的线对	一个同轴线对
测试负载阻抗	75Ω，电阻性
峰一峰电压	1V±0.1V
实测稳态幅度的 10%与 90%间的上升时间	≤2ns
转换定时容差(指负向转换的半幅度点的平均值)	负向转换：±0.1ns 在单位间隔边界的正向转换：±0.5ns 在单位间隔中心的正向转换：±0.35ns
反射损耗	在 7MHz 到 210MHz 范围内≥15dB
在输出口的最大峰一峰抖动	参见建议 G.823 的 § 2

9.4 外导体或屏蔽的接地

同轴电缆线对的外导体应在输出口接地，而如果需要，外导体在输入口也应能接地。



注 1—最大"稳态"幅度不应超过 0.55V 限值。如果过冲和其他的瞬态电压不比稳态电平高 0.05V，允许它们落入以幅度电平 0.55V 和 0.6V 为界的带点的区域。对过冲可以超过稳态电平的量放松的可能性正在研究中。

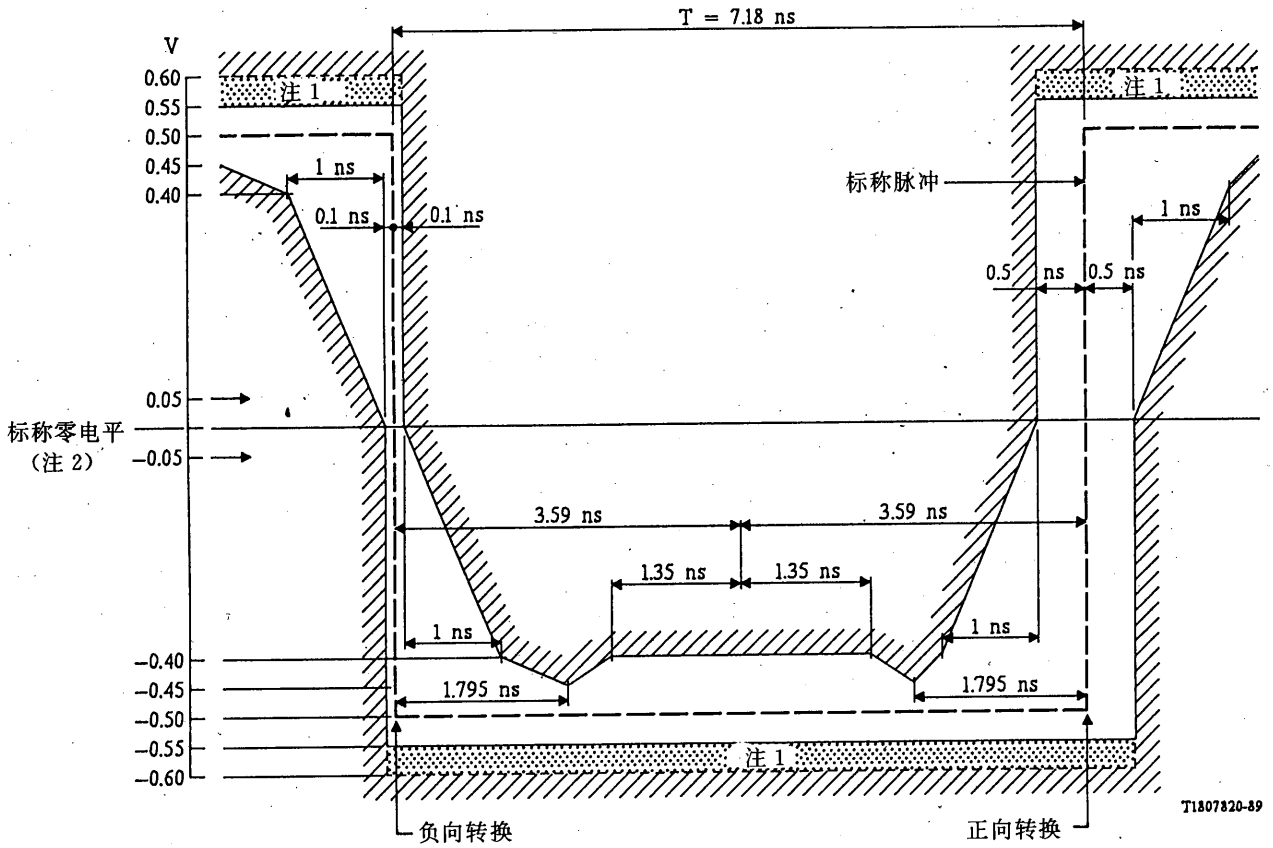
注 2—对采用这些样板的所有测量，应该用一只不少于 0.01μF 的电容器，使信号交流耦合到测量用的示波器的输入端。两种样板的标称零电平，应在无输入信号的情况下用示波器的踪线定位。然后施加信号，以符合样板的限值为目标来调整踪线的垂直位置。任何一次这样的调整对两种样板都应是相同的，并且不应超过±0.05V。这可以通过再次去掉输入信号并检验踪线是否位于样板的标称电平±0.05V 范围内来加以校核。

注 3—对在一个编码脉冲序列中的每个脉冲，不论其前、后脉冲状态如何，都应符合相应样板的限值。为了实际校验，如果与接口信号的信源相关的 139264KHz 定时信号是可用的，最好是用它作为示波器的定时基准。在其它情况下，可以分别地用全"0"和全"1"的信号来检验是否符合相应的样板。(实际上)信号可能包括如建议 G.751 的帧定位比特)。

注 4—对于这些样板来说，其上升时间和下降时间均应在−0.4V 与 0.4V 之间进行测量，并且不应超过 2ns。

图 19/G.703

对应于二进制"0"的脉冲样板



注 1—最大"稳态"幅度不应超过 0.55V 限值。如果过冲和其他的瞬态电压不比稳态电平高 0.05V,允许它们落入以幅度电平 0.55V 和 0.6V 为界的带点的区域。对过冲可以超过稳态电平的量放松的可能性正在研究中。

注 2—对采用这些样板的所有测量,应该用一只不少于 0.01μF 的电容器,使信号交流耦合到测量用的示波器的输入端。两种样板的标称零电平,应在无输入信号的情况下用示波器的踪线定位。然后施加信号,以符合样板的限值为目标来调整踪线的垂直位置。任何一次这样的调整对两种样板都应是相同的,并且不应超过±0.05V。这可以通过再次去掉输入信号并检验踪线是否位于样板的标称零电平±0.05V 范围内来加以校核。

注 3—对在一个编码脉冲序列中的每个脉冲,不论其前,后脉冲状态如何,都应符合相应样板的限值。为了实际校验,如果与接口信号的信源相关的 139264kHz 定时信号是可用的,最好是用它作为示波器的定时基准。在其他情况下,可以分别地用全"0"和全"1"的信号来检验是否符合相应的样板。(实际上,信号可能包括如建议 G.751 的帧定位比特)。

注 4—对于这些样板来说,其上升时间和下降时间均应在 -0.4V 与 0.4 之间进行测量,并且不应超过 2ns。

注 5—反转脉冲将具有同样的特性,注意到在负向转换和正向转换的零电平处的定时容差分别是±0.1ns 和±0.5ns

图 20/G.703

对应于二进制"1"的脉冲样板

10 2048kHz 同步接口

10.1 概述

在所有需要由一个外部 2048kHz 同步信号来同步的数字设备的应用中，建议采用这种接口。

过电压保护要求：见附件 B。

10.2 输出口规范（见表 10/G.703）

表 10/G.703

频率	2048kHz±50ppm	
脉冲形状	信号必须符合样板（图 21/G.703） V 值相应于最大峰值 V_1 值相应于最小峰值	
线对型式	同轴线对 （见 § 10.3 的注）	对称线对 （见 § 10.3 的注）
测试负载阻抗	75Ω，电阻性	120Ω，电阻性
最大峰值电压（V_{op}）	1.5	1.9
最小峰值电压（V_{op}）	0.75	1.0
输出口最大抖动	0.05UI 峰一峰，在 f_1=20Hz 至 f_4=100Hz 频率范围内测量（注）	

注 — 此值适用于网路定时分配设备，对于传送网路定时的数字链路定时输出口可以规定别的数值。

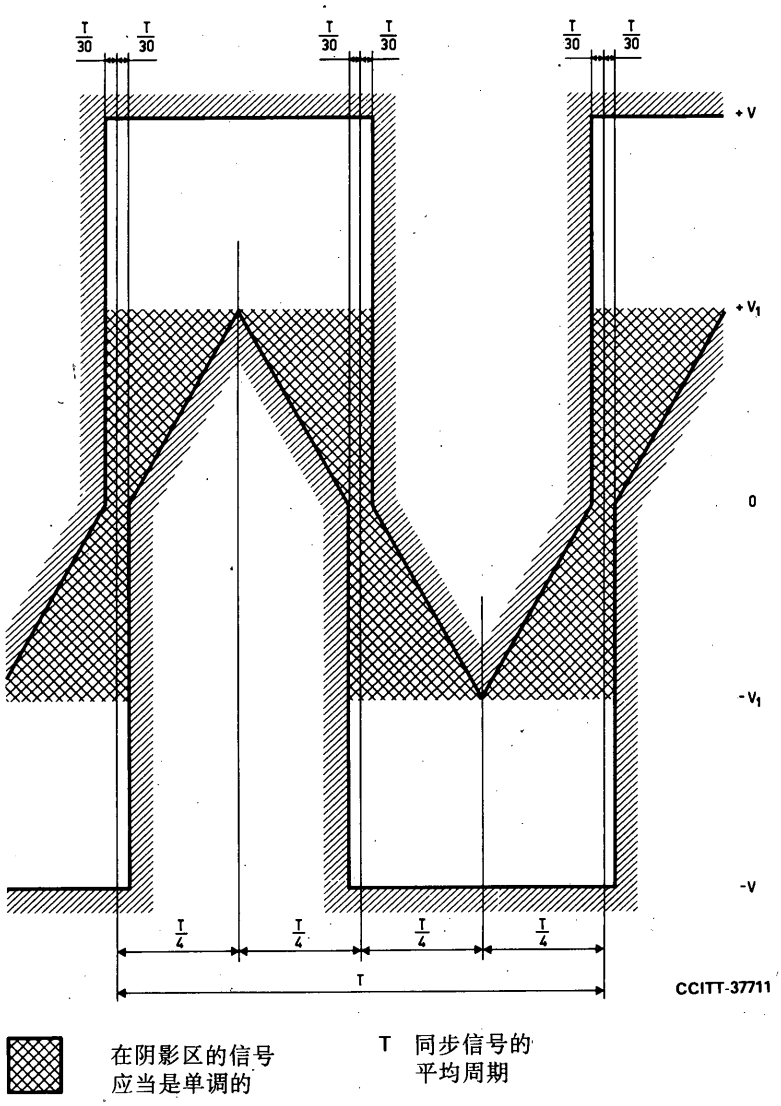


图 21/G.703

输出口的波形

10.3 输入口规范

出现在输入口的信号应如上面的规定，但要根据连接线对的特性而改变。

应假定这种线对的衰减遵循 $\sqrt{f}$ 规律，而且在 2048kHz 频率上的衰减应在 0 到 6dB 范围内(最小值)。这个衰减应计及在设备之间的数字分配架所引入的任何损耗。

输入口应能容许数字信号具有上述电特性且受到抖动调制。抖动值在研究中。

2048kHz 的反射损耗应≥15dB。

注 — 同轴线对的外导体或对称线对的屏蔽应在输出口接地，而如果需要，同轴线对的外导体或对称线对的屏蔽在输入口也应能接地。

11 97728kbit/s 接口

11.1 供传输用的 97728kbit/s 信号的互连是在数字分配架上实现的。

11.2 信号应具有 97728kbit/s±10ppm 的比特率。

11.3 每个传输方向应各采用一个同轴线对。

11.4 测试负载阻抗应为 75Ω±5%，电阻性。

11.5 应采用经扰码的 AMI 码①。

11.6 97728kbit/s 输出口的脉冲形状应落在图 22/G.703 的样板范围内。在分配架上信号引入点的脉冲形状将根据连接电缆的特性而改变。

11.7 分配架上的连接器和电缆线对的阻抗应为 75Ω±5%。

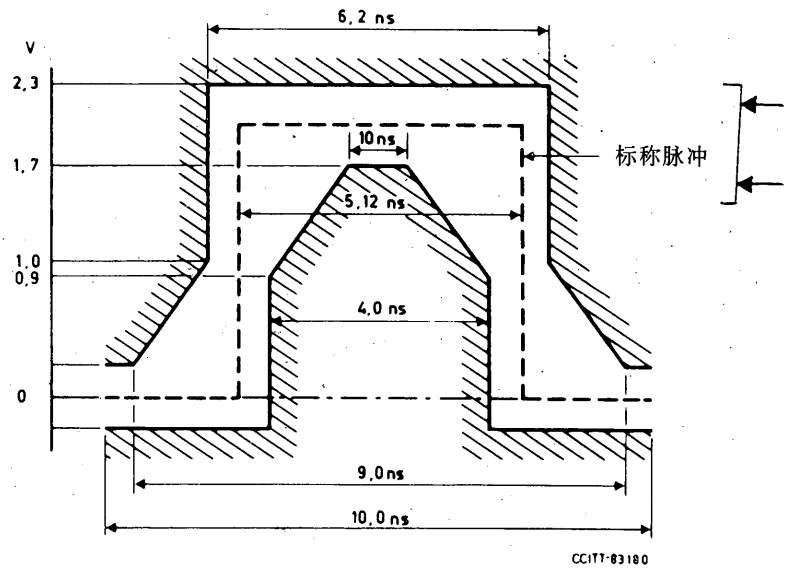


图 22/G.703

97728kbit/s 输出口的脉冲样板

附 件 A

（附于建议 G.703）

代码的定义

本附件给在建议 G.703 中规定使用的改进的交替传号反转码（参见建议 G.701，9005 条）下了定义。

在这些代码中，二进制“1”的比特通常是用交替的正和负脉冲来表示，而二进制“0”的比特则用空号来表示。在二进制信号中出现连 0 比特串时例外，将给出单独的编码规定。

在下面定义中，B 表示遵守 AMI 规律（建议 G.701，9004）的插入脉冲，而 V 表示一个 AMI 规律的破坏点（建议 G.701，9007）。

符合本附件所给规则的二进制信号的编码包括帧定位比特等。

---

① AMI 码是用本原多项式 x^5+x^3+1 的五级复位型扰码器扰码的。

A.1　*B3ZS*(亦称 *HDB2*)和 *HDB3* 的定义

每个 3(或 4)连零的码组分别地用 00V(或 000V)或 B0V(B00V)取代。00V(000V)或 BOV(B00V)的选择是要使相邻 V 脉冲间的 B 脉冲数为奇数。换言之,相邻的 V 脉冲具有交替的极性,因而不会引入直流成分。

注 — 这些缩写词含意如下:

HDB2(HDB3)2(3)阶高密度双极性码

B3ZS　　三零取代双极性码。

A.2　*B6ZS* 和 *B8ZS* 的定义

每个 6(或 8)连零码组分别地用 OVBOVB(或 OOOVBOVB)取代。

附　件　B

(附于建议 G.703)

过电压保护要求的规范

输入口和输出口应经受下列试验而不致损坏:

— 10 个最大幅度为 U(5 个负脉冲和 5 个正脉冲)的标准雷电脉冲(1.2/50μs)。对于这种脉冲的定义见参考文献[1]。

— 在同轴电缆线对接口:

i)　差模:用图 B—1/G.703 的脉冲发生器,U 的数值正在研究中;

ii)　共模——在研究中;

— 在对称电缆线对接口:

i)　差模:用图 B—1/G.703 的脉冲发生器,U 的数值正在研究中(业已提出的值为 20V);

ii)　共模:用图 B—2/G.703 的脉冲发生器,U=100V_{dc};

可用的脉冲发生器,如图 B—1/G.703 和图 B—2/G.703 所描述。

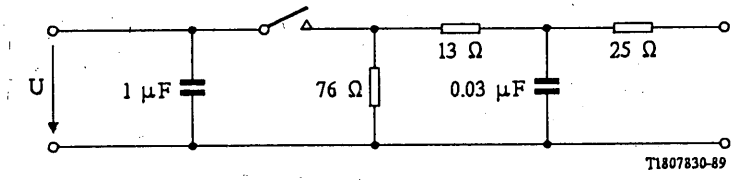


图 B—1/G.703

用于差模电压的 1.2/50μs 脉冲发生器

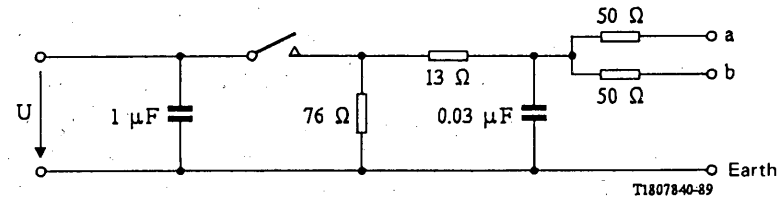


图 B—2/G.703

用于对称线对接口上共模电压的 1.2/50μs 脉冲发生器

参　考　文　献

[1]　IEC publication No. 60-2 *High-voltage test techniques, Part 2: Test procedures*, Geneva, 1973.

基群和二次群系列级别所用的同步帧结构

(1984 年订于马拉加—托雷莫里诺斯;1988 年修订于墨尔本)

1　概述

本建议给出了与下面设备相关的接口功能特性:

— 网络节点,特别是电话用的 IDN 和 ISDN 中的同步数字复用设备和数字交换设备,以及

— PCM 复用设备。

第 2 节涉及到基本帧结构,包括帧长,帧定位信号,循环冗余校核(CRC)程序和其它基础资料的详细说明。

第 3 节到第 6 节包括与在 § 2 中所述的基本帧结构内如何提供某些 64kbit/s 和其它比特率的信道有关的更专门的资料。

这些接口设备的电气特性在建议 G.703 中作了规定。

注 1 — 本建议并不一定适用于这样一些情况:即通过接口的信号是用于非交换连接,比如为了传送宽带编码信号(例如,广播电视信号或不需单独路由经过 ISDN 的多路复用声音节目信号)。亦是建议 G.702 的附件 A。

注 2 — 本建议中所推荐的帧结构不适用于某些维护信号,比如在故障期间发送的全"1"信号或者不在业务条件下发送的其它信号。

注 3 — 与采用码速调整的数字复用设备相关的各种帧结构,包含在各相应设备的建议中。

注 4 — 包括除 64kbit/s 以外的其它比特率信道的结构是一个在研究中的问题。涉及 PCM/ADPCM 编码转换设备特性的建议 G.761 和 G.763 包含有关于 32kbit/s 信道结构的资料。这些特殊结构更一般的使用是要进一步研究的课题。

2　基本帧结构

2.1　*1544kbit/s 基本帧结构*

2.1.1　帧长

193 比特,编号 1 到 193。帧重复率是 8000Hz。

2.1.2　*F* 比特

每帧的第 1 比特称为 F 比特,作帧定位、性能监测和提供数据链路这样一些用途。

2.1.3　*F* 比特的分配

对于 F 比特的分配,推荐了两种可供选择的方法,在表 1/G.704 和表 2/G.704 中给出。

表 1/G.704

24 帧为一复帧的复帧结构

复帧内的帧号	F－比特				每信道时隙内的比特数(s)		信令信道标记[a]
	复帧内比特号	分配			对于字符信号[a]	对于信令[a]	
		FAS	DL	CRC			
1	1	—	m	—	1－8	—	
2	194	—	—	e_1	1－8	—	
3	387	—	m	—	1－8	—	
4	580	0	—	—	1－8	—	
5	773	—	m	—	1－8	—	
6	966	—	—	e_2	1－7	8	A
7	1159	—	m	—	1－8	—	
8	1352	0	—	—	1－8	—	
9	1545	—	m	—	1－8	—	
10	1738	—	—	e_3	1－8	—	
11	1931	—	m	—	1－8	—	
12	2124	1	—	—	1－7	8	B
13	2317	—	m	—	1－8	—	
14	2510	—	—	e_4	1－8	—	
15	2703	—	m	—	1－8	—	
16	2896	0	—	—	1－8	—	
17	3089	—	m	—	1－8	—	
18	3282	—	—	e_5	1－7	8	C
19	3475	—	m	—	1－8	—	
20	3668	1	—	—	1－8	—	
21	3861	—	m	—	1－8	—	
22	4054	—	—	e_6	1－8	—	
23	4247	—	m	—	1－8	—	
24	4440	1	—	—	1－7	8	D

FAS:帧定位信号(…001011…)。

D L:4kbit/s 数据链路(消息比特 m)。

CRC:CRC－6 块校核字段(校核比特 e_1…e_6)。

[a] 仅适用于随路信令的情况,见(§3.1.3.2)。

表 2/G.704

12 帧为一复帧的 F 一比特的分配

帧　号	帧定位信号	复帧定位信号或信令
1	1	—
2	—	S
3	0	—
4	—	S

注 — 复帧结构见 §3.1.3.2.2。

2.1.3.1　*方法 1：24 帧的复帧*

在表 1/G.704 中给出了 F－比特的分配，用作复帧定位信号、CRC 校核比特和数据链路。

2.1.3.1.1　复帧定位信号

每第 4 帧的 F－比特构成 001011…001011 码组，这个复帧定位信号是用于识别复帧内的每一特定帧的位置，以便抽取循环冗余校核码(CRC－6)，和数据链路信息，以及当采用随路信令时识别含有信令的那些帧(第 6，12，18 和 24 帧)。

2.1.3.1.2　循环冗余校核

CRC－6 是一种性能监测方法，它包含在每一复帧的第 2，6，10，14，18 和 22 帧的 F－比特内(见表 1/G.704)。

CRC－6 消息块的校核比特 e_1，e_2，e_3，e_4，e_5 和 e_6 分别包含在复帧的 194，966，1738，2510，3282 和 4054 比特内，如表 1/G.704 所示。CRC－6 消息块(CMB)是一个与一个复帧一致 4632 串行比特序列。根据定义，*CMB N* 是从复帧 *N* 的第 1 比特位置开始，到复帧 *N* 的第 4632 比特位置结束。一个复帧发送的第一个 CRC 比特为 CMB 多项式的最重要的比特。

在计算 CRC－6 比特时，F－比特是由二进制“1”取代。在其它比特位置的所有信息将与相应复帧比特位置的信息相同。

在复帧 $N+1$ 中发送的 e_1 至 e_6 校核比特序列乃是先将与 CMB *N* 相对应的多项式乘以 x^6，然后再(模－2)除以生成多项式 x^6+x+1 后所得的余数。第一位校核比特(e_1)为此余数的最高有效位比特，最后一位校核比特(e_6)为此余数的最低有效位比特。每一个复帧都包含前面的 CMB 所产生的 CRC－6 校核比特。

在接收侧，收到的 CMB 中每一个 F－比特首先由二进制“1”取代，按上述的乘/除处理，所得到的余数与包含在其后一个接收复帧中的 CRC－6 校核比特逐比特比较。在无传输误码的情况下，该被比较的校核比特将是相同的。

2.1.3.1.3　*4kbit/s 数据链路*

从复帧中的第 1 帧开始(见 1/G.704)，每隔一帧的第 1 比特是 4kbit/s 数据链路的一部分。该数据链路提供一个基群系列级终端之间的通信通道，并将包括数据、一个空闲数据链路序列，或一个帧失位告警序列。

为在数据链路的 m 比特上传输数据所须使用的格式，仍在研究中。

空闲数据链路的码组也在研究中。

当检测到帧失位(LFA)状态时，则要使用一个帧失位告警序列。在本端 A 检测到帧失位状态以后，一个由 8 个“1”和 8 个“0”(1111111100000000)构成的 16 比特的 LFA 序列将在 4kbit/s 数据链路的各 m 比特上连续地传送到对端 B。

2.1.3.2　*方法 2：12 帧的复帧*

在表 2/G.704 中给出了 F－比特的分配，用作帧定位信号、复帧定位信号和信令。

2.2　*6312kbit/s 基本帧结构*

2.2.1　帧长

每帧的比特数是 789。帧的重复率是 8000Hz。

2.2.2　*F*—比特

一帧的最后 5 比特指定作为 F—比特，用于帧定位、性能监视和提供一个数据链路。

2.2.3　*F*—比特的分配

在表 3/G.704 中给出了 F—比特的分配

表 3/G.704

12 帧为一复帧的 F—比特的分配

帧　号	比　特　号				
	785	786	787	788	789
1	1	1	0	0	m
2	1	0	1	0	0
3	×	×	×	a	m
4	e_1	e_2	e_3	e_4	e_5

m　数据链路比特

a　对端告警比特(状态 1=告警，状态 0=不告警)。

e_i　CRC—5 校核比特(i=1 到 5)。

x　备用比特，不用时须置为“1”。

2.2.3.1　帧定位信号

帧和复帧定位信号为 110010100，并且在第 1 和第 2 帧的 F—比特上传送，但第 1 帧的第 789 比特除外。

2.2.3.2　循环冗余校核

循环冗余校核 5(CRC—5)消息块(CMB)是一个 3151 串行比特序列，它从第 1 帧的第 1 比特开始，到第 4 帧的第 784 比特结束，CRC—5 消息块的校核比特 e_1，e_2，e_3，e_4 和 e_5 占据复帧的最后 5 比特，如表 3/G.704 所示。

在复帧 N 中发送的校核比特序列 e_1 至 e_5 是先将 CMB N 相对应的多项式乘以 x^5，然后再(模 2)除以生成多项式 $x^5+x^4+x^2+1$ 后所得的余数。第 1 位校核比特(e_1)为此余数的最高有效位比特，最后一位校核比特(e_5)为此余数的最低有效位比特。每一复帧都包含相应 *CMB* 所产生的 *CRC*—5 校核比特。

在接收侧输入的 3156 串行比特序列(即 CMB 的 3151 比特和 5 个 CRC—5 比特)，当被生成多项式除时，在无传输误码的情况下，其余数将为 00000。

2.2.3.3　*4kbit/s* 数据链路

表 3/G.704 中所示的比特 m 用作数据链路比特。这些比特与 6312kbit/s 数字通道相结合，提供一个 4kbit/s 数据传输容量。

2.2.3.4　对端告警指示

在本端 A 检测到帧失位状态后，如表 3/G.704 所示的对端告警信号比特 a 将被传送到对端 B。

2.3 *2048kbit/s* 基本帧结构

2.3.1 帧长

256 比特，编号 1 到 256。帧重复率为 8000Hz

2.3.2 帧内编号 *1* 到 *8* 的比特分配

帧内编号为 1 到 8 的比特分配示于表 4a/G.704

表 4a/G.704

帧内 1 到 8 比特的分配

交替帧 \ 比特号	1	2	3	4	5	6	7	8
包含帧定位信号的帧	S_i	0	0	1	1	0	1	1
	注 1	帧定位信号						
不包含帧定位信号的帧	S_i	1	A	S_{a4}	S_{a5}	S_{a6}	S_{a7}	S_{a8}
	注 1	注 2	注 3	注 4				

注 1 — S_i= 为国际使用而保留的比特。在 2.3.3 节中叙述，一种专门的用途。其它可能的用途将在以后规定。如果不用，那么在跨越国境的数字通道上这些比特应该固定为“1”。然而，如果数字通道不垮越边境，这些比特可在国内使用。

注 2 — 此比特。固定为 1，以有助于避免假的帧定位信号。

注 3 — A = 对端告指示。在正常运转时置为 0。在告警状态下置为 1。

注 4 — S_{a4}到 S_{a8}= 附加的备用比特，可作如下用途：

i) 比特 S_{a4}到 S_{a8}可以按 CCITT 建议在特殊的点对点的用途中使用（即符合建议 G.761 的编码转换设备）；

ii) 比特 S_{a4}可以按 CCITT 建议作为运转、维护和性能监测的基本消息的数字链路。此信道于帧产生那点开始到帧被分开处结束。此项要求在研究中。

iii) 在不需要上述特殊的点对点用途（是 i）的情况下，比特 S_{a5}到 S_{a7}可供国内使用。比特 S_{a4}到 S_{a8}（它们在不同时）在垮越国境的链路上应置为 1。

2.3.3 帧内比特 *1* 的 *CRC*—*4* 程序的描述

2.3.3.1 帧内比特 *1* 的特殊用途

当需要提供防止虚假帧定位信号的附加保护措施，和/或需要增强误码监测能力的场合，比特 1 应该用于循环冗余校核—4（CRC—4）程序，详述如下。

注 — 在人工可选的方式（例如，采用搭接线）的情况下，应该把含 CRC—4 程序的设备设计成能够与不含 CRC—4 程序的设备互通，为了这种互通，该帧的比特 1 在两个方向上都应固定为 1（见表 4a/G.704，注 1）。

2.3.3.2　对于一个完整的CRC－4复帧，其帧内的比特1到8的分配示于表4b/G.704。

表4b/G.704

CRC－4复帧结构

	子复帧(SMF)	帧　号	帧内1到8比特							
			1	2	3	4	5	6	7	8
复　帧	Ⅰ	0	C_1	0	0	1	1	0	1	1
		1	0	1	A	S_{a4}	S_{a5}	S_{a6}	S_{a7}	S_{a8}
		2	C_2	0	0	1	1	0	1	1
		3	0	1	A	S_{a4}	S_{a5}	S_{a6}	S_{a7}	S_{a8}
		4	C_3	0	0	1	1	0	1	1
		5	0	1	A	S_{a4}	S_{a5}	S_{a6}	S_{a7}	S_{a8}
		6	C_4	0	0	1	1	0	1	1
		7	0	1	A	S_{a4}	S_{a5}	S_{a6}	S_{a7}	S_{a8}
	Ⅱ	8	C_1	0	0	1	1	0	1	1
		9	1	1	A	S_{a4}	S_{a5}	S_{a6}	S_{a7}	S_{a8}
		10	C_2	0	0	1	1	0	1	1
		11	1	1	A	S_{a4}	S_{a5}	S_{a6}	S_{a7}	S_{a8}
		12	C_3	0	0	1	1	0	1	1
		13	E	1	A	S_{a4}	S_{a5}	S_{a6}	S_{a7}	S_{a8}
		14	C_4	0	0	1	1	0	1	1
		15	E	1	A	S_{a4}	S_{a5}	S_{a6}	S_{a7}	S_{a8}

注1 － E＝CRC－4误码指示比特(见2.3.3.4节)。

注2 － S_{a4}至S_{a8}＝备用比特(见表4a/G.704注4)。

注3 － C_1至C_4＝循环冗余校核－4(CRC－4)比特(见§§2.3.3.4和2.3.3.5)。

注4 － A＝对端告警指示(见表4a/G.704)。

2.3.3.3　每个CRC－4复帧，由编号0到15的16帧组成，划分为两个8帧的子复帧(SMF)，称为SMF Ⅰ和SMF Ⅱ，以说明它们在CRC－4复帧结构中分别出现的顺序。SMF为循环冗余校核－4(CRC－4)块的大小(即2048比特)。

CRC－4复帧结构与在64kbit/s信道时隙16中可能采用的复帧结构无关(见§5.1.3.2)

2.3.3.4　*在2048kbit/s CRC－4复帧结构中比特1的使用*

在包含帧定位信号(按§2.3.2规定)的那些帧内，比特1是用来传送CRC－4比特。在每个SMF中有4个CRC－4比特，称作C_1，C_2，C_3和C_4。

在不包括帧定位信号的那些帧(见§2.3.2)，比特1是用来传送6－比特的CRC－4复帧定位信号和两个CRC－4误码指示比特(E)。

CRC－4 复帧定位信号的形式为 001011。

E 比特被用来指示收到有误码的子复帧，对每个有误码的子复帧，将一个 E－比特的二进制状态从 1 置到 0，有误码子复帧的检测和对表示误码状态 E－比特的置位之间的任何延迟必须小于 1 秒。

注 1 － 即使发现包含 E－比特的 SMF 中有误码，这些 E－比特也总是要考虑的，因为 E－比特本身出现误码的可能性很小。

注 2 － 在短期内，可能有一些设备它们不使用 E－比特，在这种情况下，E－比特须置为二进制 1。

2.3.3.5 *4kbit/s 循环冗余校核*

2.3.3.5.1 乘/除过程

在 SMF(N)中的一个特殊的 CRC－4 字，乃是先将 SMF($N-1$)多项表达式乘以 x^4 然后(模 2)除以生成多项式 x^4+x+1 后，所得的余数。

注 － 当把校核块的内容表示为一个多项式时，该块中的第 1 比特，即第 0 帧的比特 1 或第 8 帧的比特 1 应被取作最高有效位比特。同样，C_1 被定为余数的最高有效位比特，而 C_4 为余数的最低有效位比特。

2.3.3.5.2 编码程序

i) 用二进制 0 来取代在 SMF 中的 CRC－4 比特。

ii) 对 SMF 做前面 § 2.3.3.5.1 的乘除处理。

iii) 把乘/除处理得到的余数存储起来，以备插入到下一个 SMF 中相应的 CRC－4 位置。

注 － 如此生成的 CRC－4 比特，不影响下一个 SMF 中乘/除处理的结果，这是因为如上面 i)中所指出的，在一个 SMF 中的 CRC－4 比特位置在乘/除过程中开始是被置成 0 的。

2.3.3.5.3 解码程序

i) 对一个接收到的 SMF，在抽取出它的 CRC－4 比特并用 0 取代以后，按照 § 2.3.3.5.1 做乘/除处理。

ii) 从除法处理得到的余数被存储起来，接着就与下一个 SMF 中收到的 CRC－4 比特逐比特进行比较。

iii) 如果在解码中计算出的余数精确地对应于下一个 SMF 中收到的 CRC－4 比特，那么便认为被校核的 SMF 无误码。

2.4 *8448kbit/s 基本帧结构*

2.4.1 帧长

每帧比特数为 1056。编号从 1 到 1056。帧的重复率为 8000Hz。

2.4.2 帧定位信号

帧定位信号为 11100110 100000，且占据比特位置 1 到 8 和 529 到 534。

2.4.3 公务数字

比特 535 是用来传送告警指示(比特 535 1 状态＝告警；比特 535 为 0 状态＝不告警)。

比特 536 是空闲比特留给国内使用，且在跨越国境的通道上应固定为 1。在随路信令的情况下，同样适用于比特 9－40。

3 以 1544kbit/s 传送各种比特率的信道的帧结构特性

3.1 *传送 64kbit/s 信道的 1544kbit/s 接口*

3.1.1 帧结构

3.1.1.1 *每 64kbit/s 信道时隙的比特数 8*

编号 1 到 8。

3.1.1.2 *每帧 64kbit/s 信道时隙数*

在基本帧中的比特 2 到 193 传送 24 个 8 比特组间插的 64kbit/s 信道时隙，编号 1 到 24。

3.1.1.3 *F 比特的分配*

参照 § 2.1.3

3.1.2 *64kbit/s 信道时隙的使用*

每个 64kbit/s 信道时隙能容纳例如一个符合建议 G.711 的 PCM 编码的话带信号或一个比特率最高可到 64kbit/s 的数据信息。

3.1.3 信 令

在 § 3.1.3.1 和 3.1.3.2 中给出了推荐的两种可供选择的方法：

3.1.3.1 共路信令

使用一个 64kbit/s 信道时隙来提供一个 64kbit/s 速率的共路信令。在 § 2.1.3.2 的 12 帧为一复帧的情况下，可以安排 S 比特的码组来传送速率为 4kbit/s 或其约数的共路信令。

3.1.3.2 随路信令

3.1.3.2.1 *对 24 帧为一复帧的信令比特的分配*

在表 1/G.704 中可以看出，在复帧中有 4 个不同的信令比特(A，B，C 和 D)。此随路信令可提供 4 条称为 A，B，C，D 的独立的 333－bit/s 信令信道，两条称为 A 和 B 的独立的 667－bit/s 信令信道(见注)或一条 1333－bit/s 的信令信道。

注 － 当只需要 4 状态信令时，以前分别与第 6 帧和第 12 帧相关联的 A、B 信令比特，应分别安排到第 6，12，18 和 24 帧的 A，B，C，D 信令比特上，方法如下：A＝A，B＝B，C＝A，D＝B。在这种情况下 ABCD 信令与在下面 § 3.1.3.2.2 中规定的 AB 信令是相同的。

3.1.3.2.2 *对 12 帧为一复帧的信令比特的分配*

根据有关主管部门间的协商，对区内电路的随路信令作如下安排：

一个复帧由 12 帧组成，如表 5/G.704 所示。复帧定位信号是在如表中所示的 S 比特上传送的。

第 6 和 12 帧被称为信令帧。在每信令帧内每一信道时隙的第 8 比特是用来传送与该信道相关联的信令。

表 5/G.704
复帧结构

帧　号	帧定位信号（见注 1）	复帧定位信号（S 比特）	每信道时隙内的比特数(s)		信令信道标记（见注 2）
			对于字符信号	对于信令	
1	1	—	1—8	—	
2	—	0	1—8	—	
3	0	—	1—8	—	
4	—	0	1—8	—	
5	1	—	1—8	—	
6	—	1	1—7	8	A
7	0	—	1—8	—	
8	—	1	1—8	—	
9	1	—	1—8	—	
10	—	1	1—8	—	
11	0	—	1—8	—	
12	—	0	1—7	8	B

注 1 — 如果为了向对端发出告警指示信号而需改变 S 比特时，将第 12 帧的 S—比特由 0 变化到 1 状态。
注 2 — 随路信令提供两条独立的 667bit/s 信令信道 A 和 B 或一条 1333bit/s 信令信道。

3.2　*传送 32bit/s 信道时隙的 1544kbit/s 接口*（见注）

注 — 该接口用于传送 32kbit/s 信息。此接口将用在网络节点之间，并将应用到基群率复用设备、数字交连设备、编码转换设备和与网络节点相关的其他设备。在这种情况下交换被认为是在 64kbit/s 基础上进行的。

3.2.1　帧结构

3.2.1.1　*每 32kbit/s 信道时隙的比特数*

4，编号 1 到 4。

3.2.1.2　*每帧 32kbit/s 信道时隙数*

在基本帧中，比特 2 到 193 可以传送 48 个 4 比特间插的 32kbit/s 信道时隙，编号 1 到 48。

3.2.1.3　帧比特的分配

参照 § 2.1.3。

3.2.2　*32kbit/s 路时隙的使用*

每个 32kbit/s 信道时隙能够容纳一个符合建议 G.721 的 ADPCM 编码话带信号或比特率最高可到 32kbit/s 的数据。

3.2.3　*384kbit/s 的 12 信道时隙组*

3.2.3.1　*12 信道时隙组的结构*

为了提供 4 个独立的 384kbit/s 12 信道时隙组而构造了适用于 32kbit/s 信道时隙的 1544kbit/s 的帧，示于表 6/G.704。这些时隙组被编号为 1—4 按编号次序传送，开始的时隙组号为 1。

时隙组 1—4 的信令组信道(SGC)分别占据 12，24，36 和 48 时隙。每个时隙组都能独立地配置以适用于要求随路信令的情况或者没有信令要求的情况(例如，外部公共信令)，见 § 3.2.3.1.1。

表 6/G.704

1544kbit/s 接口用的 32kbit/s 信道时隙的帧结构

时隙组	时　隙												
No. 1	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	(SGC)
No. 2	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	(SGC)
No. 3	25	26	27	28	29	30	31	32	33	34	35	36	(SGC)
No. 4	37	38	39	40	41	42	43	44	45	46	47	48	(SGC)

注 1 — 每个时隙表示一个 32kbit/s 信道

注 2 — 信令组信道(SGC)占据每个时隙组的第 12 个 32kbit/s 时隙。

3.2.3.1.1　*384kbit/s 时隙组的使用*

384kbit/s 时隙组的使用分成两种可能的配置：

— 当不要求信令性能时，一个 384kbit/s 时隙组能传送 12 个 32kbit/s 信道时隙。

— 当要求具有随路信令性能时，一个 384kbit/s 时隙组将包括 11 个 32kbit/s 信道时隙和一个作为信令组信道的 32kbit/s 信道时隙。

3.2.3.1.2　*信令组信道的使用*

信令组信道是在网络节点之间用于传输随路 A—B—C—D 信令信息、信令组信道的告警信息，信令组信道的复帧定位信号和 CRC—6 误码检测信息。

3.2.4　*32kbit/s 信令组信道的复帧结构*

3.2.4.1　*每个 32kbit/s 信令组信道时隙的比特数 4，编号 1 到 4。*

3.2.4.2　*32kbit/s* 信令组信道时隙的比特分配分配到每时隙组最后 *4* 比特。

3.2.4.3　复帧结构

信令组信道的复帧结构包括 24 个连续的帧，编号从 1 到 24。表 7/G.704 表示出信令组信道的复帧结构。

表 7/G.704

32kbit/s 信令组信道的复帧结构

时隙组帧号	信令组信道比特号			
	1	2	3	4
1	A_j	A_{j+1}	0	S_1
2	A_{j+2}	A_{j+3}	1	S_2
3	A_{j+4}	A_{j+5}	0	CRC－1
4	A_{j+6}	A_{j+7}	1	S_4
5	A_{j+8}	A_{j+9}	0	S_5
6	A_{j+10}	M_1	1	S_6
7	B_j	B_{j+1}	0	CRC－2
8	B_{j+2}	B_{j+3}	1	S_8
9	B_{j+4}	B_{j+5}	0	S_9
10	B_{j+6}	B_{j+7}	1	S_{10}
11	B_{j+8}	B_{j+9}	0	CRC－3
12	B_{j+10}	M_2	1	S_{12}
13	C_j	C_{j+1}	1	S_{13}
14	C_{j+2}	C_{j+3}	0	S_{14}
15	C_{j+4}	C_{j+5}	1	CRC－4
16	C_{j+6}	C_{j+7}	0	S_{16}
17	C_{j+8}	C_{j+9}	1	S_{17}
18	C_{j+10}	M_3	0	S_{18}
19	D_j	D_{j+1}	1	CRC－5
20	D_{j+2}	D_{j+3}	0	S_{20}
21	D_{j+4}	D_{j+5}	1	S_{21}
22	D_{j+6}	D_{j+7}	0	S_{22}
23	D_{j+8}	D_{j+9}	1	CRC－6
24	D_{j+10}	M_4	0	S_{24}

注 1 － 对于第 12 个 32kbit/s 信道时隙 j＝1
对于第 24 个 32kbit/s 信道时隙 j＝13
对于第 36 个 32kbit/s 信道时隙 j＝25
对于第 48 个 32kbit/s 信道时隙 j＝37

注 2 － (A_j,B_j,C_j,D_j)：A，B，C，D 信令比特
M_j：信令组信道告警指示比特
S_k：备用比特

注 3 － 信令组信道对每个时隙组的 11 个信道提供 A，B，C，D 信令性能。

3.2.4.4　信令组信道的复帧定位信号

如图 7/G.704 所示，信令组信道的比特 3 含有信令组信道的复帧定位信号，用来把信令信道的信令比特与相应时隙组的合适信道联系起来。

注 — 信令组信道的复帧定位信号是独立的，且不同于 1544kbit/s 帧的定帧比特。

3.2.4.5 关于时隙组的误码检测信息

一个可任意选择的 2kbit/s CRC－6 误码检测码字，可以在由表 7/G.704 中 CRC－1 至 CRC－6 所表示的比特位置来传输。

CRC－6 消息块(CMB)是一个与时隙组复帧重合的 1152 串行比特序列。按定义，CMBN 是从时隙组复帧 N 的比特位置 0 开始，并在时隙组复帧 N 的比特位置 1151 结束。

在复帧 $N+1$ 中发送的 CRC－1 至 CRC－6 校核比特序列是先将与 CMB N 相对应的多项式乘以 x^6，然后再(模 2)除以生成多项式 x^6+x+1 后所得的余数。第一位校核比特 CRC－1 为此余数的最高有效位比特，最后一位校核比特 CRC－6 为此余数的最低有效位比特。时隙组信道被包括在这种计算中，在计算时时隙组信道的比特 4 置为 1。

当不利用选择发送 CRC－6 误码检测信号时，CRC－1 到 CRC－6 应置为 1。

3.2.4.6 信令

在§§3.2.4.6.1 和 3.2.4.6.2 中给出了推荐的两种可供选择的方法。

3.2.4.6.1 共路信令

参考§3.1.3.1。用两个相继的 32kbit/s 信道时隙来作 64kbit/s 共路信令的传输。

3.2.4.6.2 随路信令

如表 7/G.704 中所表明的，信令组信道的比特 1 和 2 传送相关时隙组信道的随路信令信息。

信令组信道能提供 4 条独立的标志为 A，B，C，D 的 333bit/s 信令信道，两条独立的标志为 A，B 的 667bit/s 信令信道，或一条标志为 A 的 1333bit/s 信令信道。在只使用 A－B 信令的情况下，C－D 位置分别是 A－B 信令的重复。在只使用 A 信令的情况下，B－C－D 位置分别是 A 信令的重复。

3.2.4.7 信令组信道告警指示信号

如表 7/G.704 中表明的，信令组信道含有 4 个告警指示比特，M_1，M_2，M_3 和 M_4。

M_1 提供通过接口传送表示反向传输故障的对端时隙故障告警指示的性能。

M_2 提供通过接口向网络节点传送一个支路输入信号故障指示的性能。

M_3 提供通过接口传送一个来自网络节点的支路输出信号故障指示的性能。

每当 M_1 和/或 M_2 和/或 M_3 被置为 1 时，M_4 总是置 1。

3.2.5 信令组信道未用的比特

在表 7/G.704 中标记 S 的比特通常是未用的，且置为 1。这些 S 比特的规定和分配在研究中。

3.2.6 信令信道复帧失位和复帧定位的恢复

当 4 个信令组信道定帧比特中有 2 个有错误时，则说明信令组信道复帧定位信号丢失。按 4 中选 2 算法，不能检出±11 帧的单个瞬时滑动的情况是很少发生的。当从复帧的第 1 帧开始检测到 24 个有效信令组信道定帧比特的正确序列时，就应认为信令组信道的复帧已定位。

3.3　*传送 n×64kbit/s 信道的 1544kbit/s 接口*

电气性能应遵循建议 G.703。对 1544kbit/s 的时隙安排在研究中。

4　以 6312kbit/s 接口传送各种比特率信道的帧结构特性

4.1　*传送 64kbit/s 信道的 6312kbit/s 接口*

4.1.1　帧结构

4.1.1.1　*每 64kbit/s 信道时隙的比特数*

8,编号 *1* 到 *8*。

4.1.1.2　*每帧 64kbit/s 信道时隙数*

在基本帧中比特 1 到 784 传送 98 个八比特组交替插入的 64kbit/s 信道时隙,编号 1 到 98。每帧在帧末加 5 比特(F－比特)作帧定位信号以及其他信号。

4.1.1.3　*F－比特的分配*

参照表 3/G.704。

4.1.2　*64kbit/s 信道时隙的使用*

每一个 64kbit/s 信道时隙能够容纳例如一个符合建议 G.711 的 PCM 编码话带信号或一个比特率最高到 64kbit/s 的数据信息。64kbit/s 时隙 97,98 可以用作信令。

4.1.3　信令

在 § 4.1.3.1 和 § 4.1.3.2 中给出了推荐的两种可供选择的方法:

4.1.3.1　共路信令

64kbit/s 信道时隙 97 和 98 供共路信令使用在研究之中。

4.1.3.2　随路信令

根据有关主管部门间的协商,按照下面的安排为区内电路提供随路信令:

4.1.3.2.1　信令比特的分配

16 个信令比特(比特位置 769 到 784)被称为 ST_1 到 ST_{16}。按下面 § 4.1.3.2.2 所述的方式,一个 STi 比特(i=1 到 16)可容纳对应于 i,16+i,32+i,48+i,64+i 和 80+i 的 6 个信道的信令信息。

4.1.3.2.2　信令复帧结构

每一个 ST 比特在如表 8/G.704 所示的整个 8 帧内构成一个独立的信令复帧。

表 8/G.704

信令复帧结构

帧　号	n	n+1	n+2	n+3	n+4	n+5	n+6	n+7
ST 比特的使用	F_s	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6	S_p
	(见注 1)	(见注 2)						(见注 4)

注 1 — F_s 比特是 0,1 二者交替或者是如下的 48 比特数字码组：

A101011011　0000011001　1010100111　0011110110　10000101.

对于 48 比特数字码组,A 比特通常是固定为 1 状态,并且保留作为可选择的使用。该码组根据如下的本原多项式产生(参考建议 X.50)：

$$x^7+x^4+1$$

注 2 — S_j 比特(j=1 到 6)传送随路信令或维护信息。当采用 48 比特码组作为帧定位信号时,各 S_j 比特(j=1 到 6)能构成如下的复帧：

$$S_{j1},S_{j2},\cdots,S_{j12}$$

S_{j1} 比特传送根据 48 比特码组同样的本原多项式产生的如下 16 比特帧定位码组。

A011101011011000

A 比特通常固定为 1,亦保留作为可选择的使用。每 S_{ji}(i=2 到 12)比特传送子速率电路的随路信令和/或维护信息。

注 3 — ST 比特(F_s,S_1,…,S_6 和 S_p)全 1 状态表示 6 条 64kbit/s 信道的告警指示信号(AIS)。

注 4 — S_p 比特通常被固定为 1 状态。当需要对 6 个 64kbit/s 信道发送反向的 AIS 时,将 S_p 比特置为 0 状态。

4.2　*传送除 64kbit/s 外的其它信道的 6312kbit/s 接口*

在进一步研究中。

5　以 2048kbit/s 接口传送各种比特率信道的帧结构特性

5.1　*传送 64kbit/s 信道的 2048kbit/s 接口*

5.1.1　帧结构

5.1.1.1　*每 64kbit/s 信道时隙的比特数*

8,编号 1 到 8。

5.1.1.2　*每帧 64kbit/s 信道时隙数*

在基本帧中比特 1 到 256 传送 32 个八比特组间插时隙,编号 0 到 31。

5.1.1.3 *64kbit/s 信道时隙 0 的比特分配*

见表 4a/G.704(2.3.2 节)

5.1.2 *其它 64kbit/s 信道时隙的使用*

64kbit/s 信道时隙 1 到 15 和 17 到 31 中每一个能够容纳例如:一个符合建议 G.711 的 PCM 编码的话带信号或一个 64kbit/s 数据信号。

64kbit/s 信道时隙 16 可以用于信令。如果不需要信令,在某些情况下,它可以如时隙 1 到 15 和 17 到 31 那样用作 64kbit/s 信道。

5.1.3 信令

建议使用 64kbit/s 信道时隙 16,或者作为公共信道信令或者作为随路信道信令,就需要而定。

关于特殊信令系统组织的详细要求将包括在那些信令系统的技术规范中。

5.1.3.1 共路信令

64kbit/s 信道时隙 16 可用于最高到速率为 64kbit/s 的共路信令。获得信号定位的方法将组成特定共路信令技术规范的一部分。

5.1.3.2 随路信令

这一节包括把 16 信道时隙的 64kbit/s 性能用于随路信令而推荐的方式。

5.1.3.2.1 复帧结构

一个复帧由 16 个连续的帧组成(帧结构已在上面的 5.1.1 节中给出),且编号从 0 到 15。

复帧是位信号为 0000,且占据 0 帧内 64kbit/s 信道时隙的 1 到 4 位时隙。

5.1.3.2.2 *64kbit/s 信道时隙 16 的分配*

当 64kbit/s 信道时隙 16 被用于随路信令时,64kbit/s 容量以复帧定位信号为参考被分解为较低速率的信令信道。

表 9/G.704 给出了比特分配的细节。

5.2 *传送 n×64kbit/s 的 2048kbit/s 接口*

电气性能应符合建议 G.703(见 G.703 前言的注 4)。在 2048kbit/s 帧中可设想有两种情况提供 n×64kbit/s 时隙。

5.2.1 *在复用设备侧一个 n×64kbit/s 信号*

2048kbit/s 作如下安排:

TS0:符合 §2.3;

TS16:如果需要,提供一个 64kbit/s 信令信道用作备用。

— 如果 2≤n≤15，则用 n×64kbit/s 数据填入 TS1 到 TSn[见图 1/G.704 a)]；

— 如果 15<n≤30，则用 n×64kbit/s 数据填入 TS1 到 TS15 和 TS17 到 TS(n+1)[见图 1/G.704 b)]；

— 用全 1 填入剩余时隙。

表 9/G.704

对于随路信令与 64kbit/s 时隙 16 有关的信道的比特分配

0 帧的 16 时隙	1 帧的 16 时隙		2 帧的 16 时隙		— — —	15 帧的 16 时隙	
0000 xyxx	abcd 信道 1	abcd 信道 16	abcd 信道 2	abcd 信道 17	— — —	abcd 信道 15	abcd 信道 16

注 1 — 信道号指的是电话信道号。64kbit/s 信道时隙 1 到 15 和 17 到 31 是分配给编号从 1 到 30 的电话信道。

注 2 — 这种比特分配提供 4 个被称为 a,b,c,d 的 500bit/s 信令信道，每个信道用于电话和其它业务。根据这种安排，由 PCM 传输系统引入的各信令信道的信令失真，将不超过±2ms。

注 3 — 当 b,c 或 d 比特不用时，它们的值应为：b=1,c=0,d=1。

建议 a,b,c 和 d 的 0000 组合不应作为 1—15 信道的信令之用。

注 4 — x=备用比特，如果不用置为 1 状态。

y=对端告警指示比特。在正常工作时置为 0；在告警情况下置为 1。

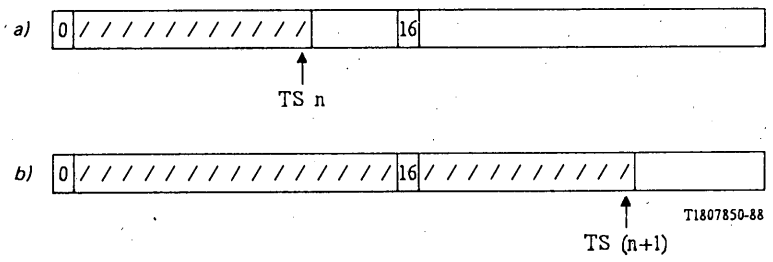


图 1/G.704

5.2.2 *在复用设备复用信号侧一个或多个 n×64kbit/s 信号*

对于任何一个 n×64kbit/s 信号，2048kbit/s 帧的时隙作如下安排：

TS0：符合 §2,3

TS16：如果需要，保留用于提供一个 64kbit/s 信令信道。

2048kbit/s 帧的 TS(x)时隙被指定作为容纳 n×64kbit/s 的第一个时隙。

— 如果 x≤15 且 x+(n+1)≤15，或者，如果 x≥17 且 x+(n+1)≤31，则时隙的填入是从 TS(x)到 TS(x+n−1)[见图 2/G.704 的 a)和 b)]

— 如果 x+(n−1)≥16，则时隙的填入是从 TS(x)到 TS15 和 TS17 到 TS(x+n)[见图 2/G.704 c)]

注 — 一旦 n×64kbit/s 信号已被容纳进复用信号中，则应注意采用上述说明的规则，以保证再有这类信号时仅使用剩余的备用时隙。

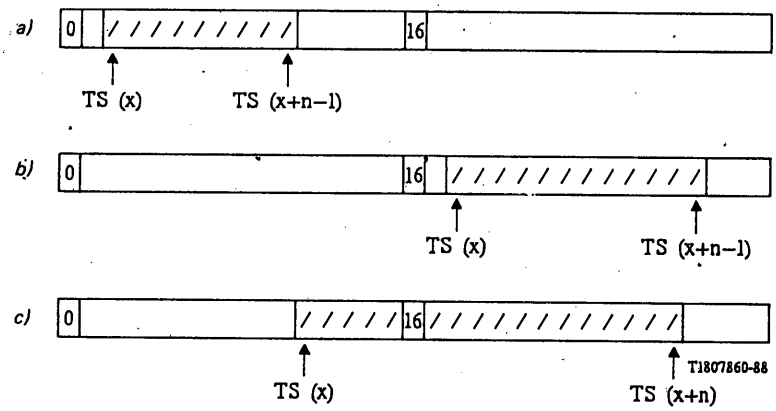


图 2/G.704

6 以 8448kbit/s 接口传送各种比特率信道的帧结构特性

6.1 *传送 64kbit/s 信道的 8448kbit/s 接口*

6.1.1 帧结构

6.1.1.1 *每 64kbit/s 信道时隙的比特数*

8,编号 1 到 8。

6.1.1.2 *每帧 64kbit/s 信道时隙数*

在基本帧中比特 1 到 1056 传送 132 个八比特组间插的 64kbit/s 信道时隙,编号从 0 到 131。

6.1.2 *64kbit/s 信道时隙的使用*

6.1.2.1 *在随路信令的情况下,64kbit/s 信道时隙的分配*

64kbit/s 信道时隙 5 到 32,34 到 65,71 到 98 和 100 到 131 被指配给 120 个电话信道,编号从 1 到 120。

64kbit/s 信道时隙 0 和 64kbit/s 信道时隙 66 中的前 6 比特被指配给定帧,64kbit/s 信道时隙 66 中的剩余 2 比特专用于公务。

64kbit/s 信道时隙 67 到 70 被指配给如下面 § 6.1.4.2 所规定的随路信令。

64kbit/s 信道时隙 1 到 4,33 空闲,留作国内使用。

6.1.2.2 *在共路信令的情况下,64kbit/s 信道时隙的分配*

64kbit/s 信道时隙 2 到 32,34 到 65,67 到 98 和 100 到 131 可用作 127 个电话,信令或其他公务信道。经有关的主管部门之间的双边协议,64kbit/s 信道时隙 1 可以或者用于提供其他电话或公务信道,或者空着留给数字交换局用作公务。

对应 64kbit/s 信道时隙 1 到 32,34 到 65(等等,如上)的 64kbit/s 信道被编号为 0 到 127。

64kbit/s 信道时隙 0 和 64kbit/s 信道时隙 66 中的前 6 比特被指配给定帧，64kbit/s 信道时隙 66 中剩余 2 比特被指配给公务用。

64kbit/s 信道时隙 67 到 70 按优先权的递减次序用于如下面 § 6.1.4.1 所规定的共路信令。

64kbit/s 信道时隙 33 空闲，留给国内使用。

6.1.3 *在 64kbit/s 信道时隙 99 的 CRC 程序的说明*

为了提供对 8Mbit/s 链路的端对端的质量监控，而使用 CRC－6 程序，并且将在源端所算得的 6 比特 C_1 到 C_6 插入到时隙 99 的比特位置 1 到 6(见图 3/G.704)。

此外，这个时隙的比特 7 用符号 E 来表示，它被用在传输方向发送有关收到的反向到达的信号状况的指示，比特 E 表示来自对端的刚刚收到的 CRC 块究竟有无误码。

对每帧计算 CRC－6 的比特 C_1 至 C_6，于是 CRC 块的大小是 132 个八比特组即 1056 比特，而且是每秒进行 8000 次计算。

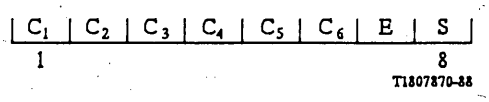


图 3/G.704

时隙 99

6.1.3.1 *乘/除处理*

位于第 N 帧的一个给定的 C_1～C_6 码字是由第(N－1)帧表示的多项式乘以 x^6，然后(模 2)除以生成多项式，x^6+x+1 所得的余数。

注 — 当将一帧的内容表示为一个多项式时，帧内的第一比特应作为最高有效位比特，同样 C_1 被规定为余数的最高有效位比特，C_6 是余数的最低有效位。

6.1.3.2 *编码程序*

CRC 比特位置初始被置为 0，即：

$$C_1=C_2=C_3=C_4=C_5=C_6=0$$

通过上述 § 6.1.3.1 所指的乘/除处理对帧进行运算。

把从乘/除处理所得到的余数存储起来准备插入到下一帧对应的 CRC 位置。

注 — 这些 CRC 比特并不影响在下一帧的 CRC 比特的计算，因为在计算之前对应的位置被置为 0。

6.1.3.3 *解码程序*

对收到的帧在抽取它的 CRC 比特并由 0 取代之后做上述 § 6.1.3.1 所指出的乘/除处理。

把从这种乘/除处理所得到的余数存储起来，接着与在下一帧收到的 CRC 逐比特比较。

如果解码器所算得的余数精确地对应于编码器发送的 CRC 比特，就认为被校核的帧无误码。

6.1.3.4 *比特 E 的作用*

如果已经发现在刚收到的来自对端的帧中检出的 C_1 至 C_6 比特有错误(至少是一比特错误)，在发送方向的第 N 帧的比特 E 须置为 1，如果没有错误，E 须置为 0。

6.1.4　信令

建议使用信道时隙 67 到 70 作为共路信令或者随路信令，就需要而定，关于组织特定信令系统的详细要求，将包括在那些信令系统的规范中。

6.1.4.1　共路信令

64kbit/s 信道时隙 67 到 70 按优先权的递减次序，可用于速率最高到 64kbit/s 的共路信令。获得信号定位的方法将构成特定的共路信令规范的一部分。

6.1.4.2　随路信令

为了使用在每一 64kbit/s 信道时隙 67 到 70 中的 64kbit/s 容量传送随路信令，建议安排如下：

6.1.4.2.1　复帧结构

对于每一个 64kbit/s 比特流的一个复帧，由 16 个连续的帧(其帧结构已在上面的 § 6.1.1 中给出)所组成，编号从 0 到 15。

复帧定位信号为 0000，并且占据 0 帧内信道时隙 67 到 70 的数字时隙 1 到 4。

6.1.4.2.2　*64kbit/s 信道时隙 67 到 70 的分配*

当 64kbit/s 信道时隙 67 到 70 是用于随路信令时，四个 64kbit/s 信道时隙的每个 64kbit/s 容量用复帧定位信号作为基准被分解成几个较低速率的信令信道。比特分配的细节在表 10/G.704 中给出。

6.2　*传送与 64kbit/s 不同的信道的 8448kbit/s 接口*

在研究中。

表 10/G.704

64kbit/s 信道时隙 67 到 70 的比特分配

帧 \ 64kbit/s 信道时隙	67		68		69		70	
0	0000xyxx		0000xyxx		0000xyxx		0000xyxx	
1	abcd 第 1 路	abcd 第 16 路	abcd 第 31 路	abcd 第 46 路	abcd 第 61 路	abcd 第 76 路	abcd 第 91 路	abcd 第 106 路
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
15	abcd 第 15 路	abcd 第 30 路	abcd 第 45 路	abcd 第 60 路	abcd 第 75 路	abcd 第 90 路	abcd 第 105 路	abcd 第 120 路

注 1 — 信道编号指的是电话信道编号。关于 64kbit/s 信道时隙分配给电话信道，参考 § 6.1.2.1。

注 2 — 该比特分配提供 4 条 500bit/s 信令信道，对于每个信道标志为 a，b，c 和 d，用于电话和其他业务。在这种安排下，每个信令信道由于 PCM 传输系统引起的信令失真，将不超过 ±2ms。

注 3 — 当 b，c 或 d 不用时，它们的值应为：b=1，c=0，d=1。

建议 a，b，c 和 d 比特的 0000 组合不应作为信道 1—15，31—45，61—75 和 91—125 的信令之用。

注 4 — x=备用比特，如果不用须置为 1。

y=用于对端告警指示比特，在正常运用时置 0；在告警状态下置 1。

附 件 A

（附于建议 G.704）

用移位寄存器实现 CRC 的例子

A.1 关于 *1544kbit/s* 接口 *CRC-6* 的程序（参考 § 2.1.3.1.2）

见图 A-1/G.704。

移位寄存器的输入 I:F 比特置为 1 的 CMB N。

移位寄存器的生成多项式：x^6+x+1。

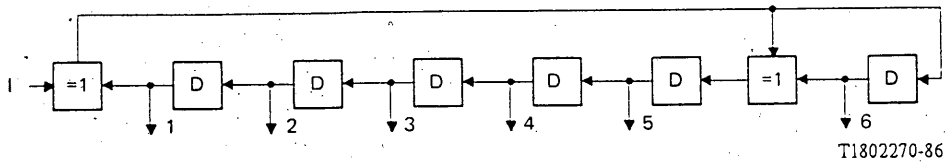


图 A-1/G. 704

CMB 以复帧中编号为 1 的开始(见表 1/G. 704),在 I 处串行(即一比特接一比特)送入到电路中。当 CMB 最后一比特(即复帧中编号为 4632 的比特)已经送入到移位寄存器时,可在输出端 1 到 6 得到 CRC 比特 e_1 到 e_6。(输出端 1 提供最高有效位比特 e_1,输出端 6 提供最低有效位比特 e_6)。比特 e_1 到 e_6 在下一个 CMB 中发送。(参见表 1/G. 704)。

注 — 在每个 CMB 以后移位寄存器各级的输出(1 到 6)复位到 0。

A. 2 关于 *6312kbit/s* 接口 *CRC—5* 的程序(参考 § 2. 2. 3. 2)

移位寄存器的输入 I:CMB *N*

移位寄存器的生成多项式:$x^5+x^4+x^2+1$

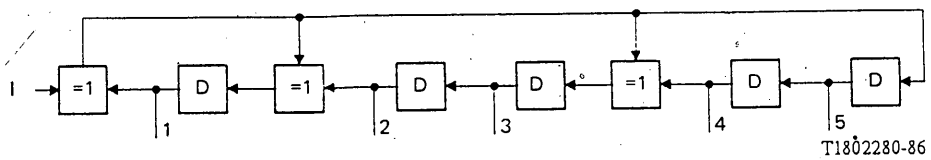


图 A-2/G. 704

CMB 以第 1 帧编号为 1 的比特(见表 3/G. 704)开始,在 I 处串行(即一比特接一比接)送入到电路。当 CMB 的最后一比特(即第 4 帧的编号为 784 的比特)已送入到移位寄存器时,可在输出端 1 到 5 得到 CRC 比特 e_1 到 e_5。(输出 1 提供最高有效位比特 e_1,输出端 5 提供最低有效位比特 e_5)。比特 e_1 到 e_5 在相应的复帧中发送。(见表 3/G. 704)。

注 — 移位寄存器各级的输出端(1 到 5)在每个 CMB 以后复位到 0。

A. 3 关于 *2048kbit/s* 接口 *CRC-4* 的程序(参考:§ 2. 3. 3. 5)

见图 A-3/G. 704

移位寄存器的输入 I:C_1,C_2,C_3,C_4 置为 0 的 SMF(*N*)。

移位寄存器的生成多项式:x^4+x+1

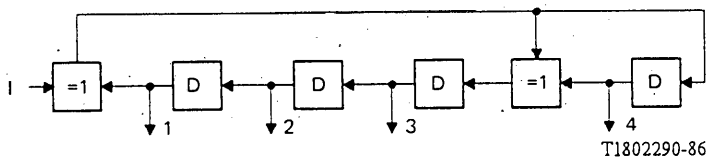


图 A-3/G. 704

在 I 处,SMF 以比特 $C_1=0$ 开始(见表 4b/G. 704)串行(即一比特接一比特)送入到电路。当 SMF 最后一比特(即第 7 帧和第 15 帧各自的编号为 256 的比特)已经送入到移位寄存器时,可在输出端 1 到 4 得到 CRC 比特 C_1 到 C_4。(输出端 1 提供最高有效位比特 C_1,输出端 4 提供最低有效位比特 C_4)。比特 C_1 到 C_4 在下一个 SMF 即 SMF(N+1)中发送。

注 — 移位寄存器各级的输出(1 到 4)在每一个 SMF 以后复位到 0。

把数字链路端接在数字交换局所要求的特性

（1984 年订于马拉加—托雷莫里诺斯）

本建议规定用来端接数字通道的数字交换终端设备的接口条件和基本功能。复用设备是与建议 G.704 中所述的结构相兼容的，并且可应用于以下两种数字通道：连接 PCM 复用设备到交换局的数字通道和数字交换局之间互连的数字通道。这些接口的位置如 对数字汇接局和数字本地交换局的建议 Q.502 和 Q.512 所述。

数字交换终端是一个具有帧定位电路的同步设备。为了满足建议 G.822 的网路性能指标，数字交换终端应满足下面介绍的同步性能。

1　1544kbit/s 数字通道

1.1　一般特性

1.1.1　比特率

标称比特率为 1544kbit/s。

注 — 此比特率的容限应进一步研究和规定。

1.1.2　定时信号

应有可能从一个如下面规定的外部源中导出发送定时信号。

注 — 对于远端的 PCM 复用设备，其定时信号将由在接收端的输入信号中导出。

1.1.2.1　非同步网中的定时

对于一个数字交换局，发送定时信号将从一只局内时钟导出。

1.1.2.2　同步网中的定时

在网同步运用情况下，网同步系统的信号或时钟将保持在协商同意的定时极限内。

1.1.3　接口

参见建议 G.703 的 § 2。对交换机内部的接口将不提出建议。

1.1.4　传输性能

数字通道的传输性能应与基群 PCM 复用设备之间的 1544 kbit/s 数字通道的传输性能相同。

1.2　帧结构

参见建议 G.704 的 § 3.1。

1.3　同步性能

1.3.1　输入飘动

参见建议 G.824 的 § 4。

1.3.2　输入抖动

参见建议 G.824 的 § 4。

1.3.3　输出抖动

输出抖动在研究中。

1.3.4　滑动

参见建议 G.822 的 § 3 和 § 4。

1.3.5　帧定位器的形式

参见建议 G.811 的 § 8。

2　6312 kbit/s 数字通道

2.1　一般特性

2.1.1　比特率

标称比特率为 6312 kbit/s。

注 — 此比特率的容限应进一步研究和规定。

2.1.2　定时信号

应有可能从一个如下规定的外部源中导出发送定时信号。

注 — 对于远端的 PCM 复用设备，其定时信号将由在接收端的输入信号中导出。

2.1.2.1　非同步网中的定时

对于一个数字交换局，发送定时信号将从一只局内时钟导出。

2.1.2.2　同步网中的定时

在网同步运行情况下，网同步系统的信号或时钟将保持在协商同意的定时极限内。

2.1.3　接口

参见建议 G.703 的 § 3。对交换机内部的接口将不提出建议。

2.1.4　传输性能

数字通道的传输性能应与基群 PCM 复用设备之间的 6312 kbit/s 数字通道的传输性能相同。

2.2　帧结构

参见建议 G.704 的 § 3.2。

2.3　同步性能

2.3.1　输入飘动

参见建议 G.824 的 § 4。

2.3.2　输入抖动

参见建议 G.824 的 § 4。

2.3.3　输出抖动

输出抖动在研究中。

2.3.4　滑动

参见建议 G.822 的 § 3 和 § 4。

2.3.5　帧定位器的形式

参见建议 G.811 的 § 8。

3　2048 kbit/s 数字通道

3.1　一般特性

3.1.1　比特率

标称比特率为 2048 kbit/s。在每一个传输方向的发送端，此速率至少将控制在±50ppm 范围内。

3.1.2　定时信号

定时信号是一个 2048kHz 的信号，由此信号导出比特率。

3.1.2.1　非同步网中的定时

对于一个 PCM 复用设备，定时信号将从接收侧的输入定时信号中导出。对于一个数字交换局，发送定时信号将从一只在数字交换局内的时钟导出。

3.1.2.2　同步网中的定时

在网同步运行情况下，网同步系统的定时信号或时钟将保持在协商同意的定时极限内。

3.1.3　接口

参见建议 G.703 的 § 6。对交换机内部的接口将不提出建议。

3.1.4　传输性能

数字通道的传输性能将与基群 PCM 复用设备之间的 2048 kbit/s 数字通道的传输性能相同。

3.2　帧结构

参见建议 G.704 的 § 3.3。

当在交换局之间需要更多信令容量的场合中，可利用附加时隙作公共信道信令。它们应选自 PCM 复用设备中供数据用的那些时隙。在包含一条以上 2048 kbit/s 数字通道的交换局之间的路由上，有可能提供合适的信令容量，而不使用这条路由上所有系统的 16 时隙。在此情况下，在那些系统中不传送信令的 16 时隙可以分配给话音或其它业务。0 时隙保留作帧定位、告警和网同步信息之用，而不应作为信令或话音之用。

3.3 同步性能

3.3.1 输入飘动

参见建议 G.823 的 § 3。

3.3.2 输入抖动

参见建议 G.823 的 § 3。

3.3.3 输出抖动

输出抖动在研究中。

3.3.4 滑动

参见建议 G.822 的 § 3 和 § 4。

3.3.5 帧定位器的形式

参见建议 G.811 的 § 8。

4 8448 kbit/s 数字通道

4.1 一般特性

4.1.1 比特率

标称比特率为 8448 kbit/s。在每一传输方向的发送端，此速率至少将控制在±30ppm 范围内。

4.1.2 定时信号

定时信号是一个 8448kHz 信号，由它导出比特率。

4.1.2.1 非同步网中的定时

对于一个 PCM 复用设备，定时信号将从接收侧的输入定时信号中导出，对于一个数字交换局，发送的定时信号将从一只在数字交换局内的时钟导出。

4.1.2.2 同步网中的定时

在网络同步运行情况下，网同步系统的定时信号或时钟将保持在协商同意的定时极限内。

4.1.3 接口

参见建议 G.703 的 § 7。对交换机内部的接口将不提出建议。

4.1.4 传输性能

数字通道的传输性能应与二次群 PCM 复用设备之间及(或)数字复用设备之间的 8448kbit/s 数字通道的传输性能相同。

4.2 帧结构

参见建议 G.704 的 § 3.4。

在交换局之间需要信令性能的场合，时隙 67、68、69 和 70 可用作公共信道信令，按递减优先权的次序优先使用序号较小的时隙。不用作公共信道信令的那些信道，可用于话音或其他目的。

4.3　同步性能

4.3.1　输入飘动

参见建议 G.823 的 § 3。

4.3.2　输入抖动

参见建议 G.823 的 § 3。

4.3.3　输出抖动

输出抖动在研究中。

4.3.4　滑动

参见建议 G.822 的 § 3 和 § 4。

4.3.5　帧定位器的形式

参见建议 G.811 的 § 8。

建　议　G.706

与建议 G.704 规定的基本帧结构有关的帧定位和循环冗余校核(CRC)程序

(1988 年订于墨尔本)

1　概述

本建议涉及到接收信号如建议 G.704 所规定的基本帧结构的设备。建议规定了由这种设备所使用的帧定位、循环冗余校核(CRC)、复帧定位和 CRC 比特监测的程序。附件 A 包含关于 CRC 程序的使用及其局限性的背景资料。

2　1544 kbit/s 接口的帧定位和 CRC 程序

2.1　帧失位和帧定位的恢复

1544 kbit/s 接口有两种可供选择的复帧结构：

a)　24 帧为一复帧，和

b)　12 帧为一复帧。

2.1.1　帧失位

应当监视帧定位信号以确定帧定位是否已经丢失。应当在 2ms 内检出帧失位。帧失位必须经过若干帧才被确认，以避免因传输中的比特误码而不必要的启动帧定位恢复程序。一旦确认了帧失位，则帧定位恢复程序应当立刻开始。

注 — 对建议 G.704 所述的由 12 帧组成的复帧，当发生帧失位时，就认为也发生复帧失位。

2.1.2　帧定位恢复

2.1.2.1　帧定位恢复时间

以无误码时的最大平均再定帧时间来确定帧定位恢复时间。最大平均再定帧时间是为了判明帧定位信号必须检验最大数量的比特位置时再定帧所需的平均时间。

a）*24* 帧的复帧

最大平均再定帧时间应不超过 15ms。

注 — 一些现有设计的设备设计限值为 50ms。

b）*12* 帧的复帧

最大平均再定帧时间应不超过 50ms。

注 — 这些时间不包括在 § 2.2.2 中规定的用 CRC 程序校核假帧同步所需的时间。

2.1.2.2　用于帧定位恢复的策略

a）*24* 帧的复帧

一旦检测到正确的帧定位信号，则帧定位就应恢复。当利用 CRC-6 码进行误码性能监视时（见 § 2.2.3），CRC-6 信息可与定帧算法相结合，以确保包括在 24 个 F 比特中的正确的帧定位信号是唯一的能够被再定帧电路永久锁定的码组。这种过程的程序被图解在图 1/G.706 中。

b）*12* 帧的复帧

总的帧定位应通过同时检出帧定位信号和复帧定位信号，或者帧定位之后跟着复帧定位的方法来恢复。

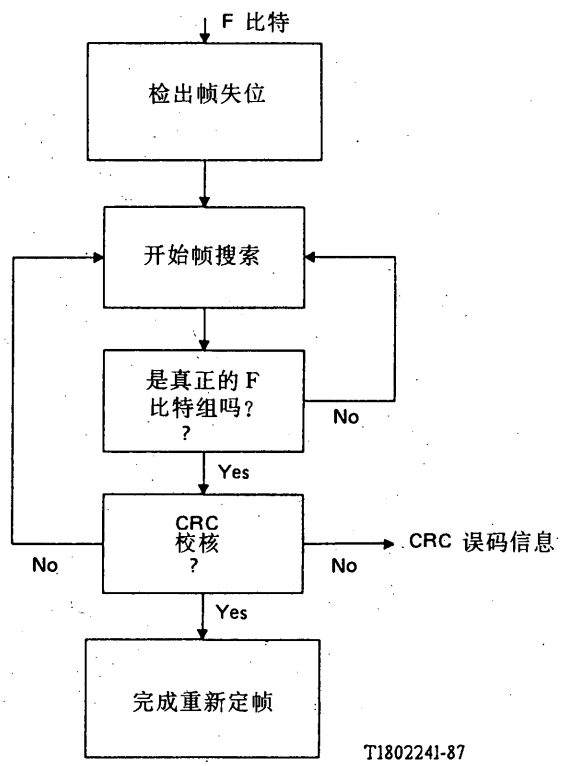


图 1/G.706

使用循环冗余校核（CRC）对伪定帧的防护（1544 和 6312kbit/s）

2.2 *CRC* 比特监测

通过 CRC-6 的误码监测，认为信号的质量足以建立帧定位，以致于可以正确地接入 CRC-6 比特。

2.2.1 监测程序

i) 对一个收到的 CRC 块(CMB)在用二进制“1”取代它的 F 比特之后，按建议 G.704 的规定做乘/除处理。

ii) 然后存储由除法处理得到的余数，并在逐比特的基础上与在下一个 CMB 所收到的 CRC 比特比较。

iii) 如果余数精确地对应于收到的信号中的下一个 CMB 内包含的 CRC 比特，则认为被校核的 CMB 无误码。

2.2.2 对于假帧定位的监测(见§A.1.1)

在 24 帧的复帧情况下，当利用 CRC-6 进行误码性能的监测时，它还可以用来提供抗御伪帧定位信号的作用。应当遵循 在§2.1.2.2 所述的程序。

2.2.3 用 *CRC-6* 进行误码性能监测(见§A.1.2)

为了达到误码性能监测的目的应有可能获得关于收到的有误的每个 CRC 消息块的指示。应按照各个设备建议书所规定的要求来使用随后产生的误码信息。

3 6312 kbit/s 接口的帧定位和 CRC 程序

3.1 帧失位和帧定位的恢复

对于 6312 kbit/s 系列级，“帧定位”与“复帧定位”是同义语，由 789 比特组成的帧的最后 5 比特被指定作为 F 比特(见建议 G.704)，且按时间分割作为帧定位信号和用于其他目的。

3.1.1 帧失位

应当监视帧定位信号以确定帧定位是否已经丢失。如接收到 7 个连续错误的帧定位信号，则表明帧失位。

一旦确认了帧失位，则帧定位恢复程序应立即开始。

3.1.2 帧定位恢复

3.1.2.1 帧定位恢复时间

用无误码时的最大平均再定帧时间来确定帧定位恢复时间。最大平均再定帧时间是为了判明帧定位信号，必须检验最大数量的比特位置时再定帧所需的平均时间。

最大平均再定帧时间应少于 5ms。

3.1.2.2 帧定位恢复的策略

在检测到 3 个连续正确的帧定位信号时，帧定位就应当恢复。除此以外，CRC-5 码(见§3.2)应与帧定位算法相结合，以确保包含在 F 比特中的正确的帧定位信号是唯一能够被再定帧电路永久锁定于其上的码组。

此程序图解在图 1/G.706 中。

3.2 *CRC* 比特监测

利用 CRC-5 的误码监测，假定信号的质量足以建立帧定位，因此，能够正确地接入 CRC-5 比特。

3.2.1 监测程序

i) 一个收到的 3156 串行比特序列(即 3151 个 CMB 比特和 5 个 CRC 比特)被按建议 G.704 规定的生成多项式相除。

ii) 如果相除过程所得到的余数是 00000，则认为被校核的 CMB 无误码。

3.2.2 对于假帧定位的监测(见 § A.1.1)

当为了提供对假帧定位信号的抗御而使用 CRC-5 码时，应遵循 § 3.1.2.2 中的程序。

利用 CRC-5 码能够在 1 秒以内以大于 0.99 的概率检测到假帧定位。一旦检测到这种事件，则应开始对正确帧定位的重新搜索。

在随机误码率为 10^{-4}的情况下，由于过量错误 CRC 消息块，两次对帧定位误启动搜索事件之间的平均时间应大于 1 年。

注 1 — 在随机误码率近似于 10^{-3}的情况下，几乎不可能区分 CRC 误码究竟是由假帧定位引起的还是由传输比特误码引起的。

注 2 — 为达到上述概率界限，一种方法是计算错误的 CRC-5 消息块，32 个连续错误的 CRC-5 块的计数则表示为假帧定位。

3.2.3 用 *CRC*-5 进行误码性能监测(见 § A.1.2)

为了进行误码性能的监测应当有可能获得对每个收到的有误码的 CRC 消息块的指示。应按照各个设备建议书所规定的要求使用随后所产生的误码信息。

4 2048kbit/s 接口的帧定位和 CRC 程序

4.1 帧失位和帧定位的恢复

4.1.1 帧失位

如收到 3 个连续错误的帧定位信号，则认为帧定位信号业已丢失。

注 1 — 除上述外，为了限制伪帧定位信号的影响，可以使用下述程序：

如在接收到的不包含帧定位信号的那些帧的 0 时隙的第 2 比特连续 3 次出现错误，则认为帧定位信号业已丢失。

注 2 — 帧失位也可能由于无法获得符合 § 4.2 的 CRC 复帧定位，或者超出如 § 4.3.2 所指出的错误的 CRC 消息块规定的计数而引起。

4.1.2 帧定位恢复的策略

当检测到以下列序列时，将认为帧定位已经恢复。

— 第一次出现正确的帧定位信号；

— 通过核实基帧的比特 2 是 1，而检测到在下一帧中无帧定位信号。

— 在再下一帧中第二次出现正确的帧定位信号。

注 — 为了避免由于出现伪帧定位信号而不能获得帧定位状态的可能性，可使用下述的程序：

当在帧 n 内检测到正确的帧定位信号时，应当进行校核，以确保在帧 n+1 内不存在帧定位信号，而在帧 n+2 内存在帧定位信号。若这些要求有一个或两个不能满足，就应在 n+2 内开始进行新的搜索。

4.2 利用在基帧内比特 1 的信息进行 CRC 复帧定位

在已经获得设想的帧定位的条件下，如果在 8ms 内能判明至少两个正确的 CRC 复帧定位信号，则应当认为业已出现 CRC 复帧定位。两个 CRC 复帧定位信号的时间间隔为 2ms 或 2ms 的倍数。对 CRC 复帧定位信号的搜索只应当在不包含帧定位信号的那些基帧中进行。

如果在 8ms 内不能获得复帧定位，则应当认为帧定位是由于伪帧定位信号引起的，并应当开始对帧定位的重新搜索。

注 1 — 对于帧定位的重新搜索应当在刚好判明设想的伪帧定位信号之后的那一点开始，通常这将避免再定位到伪帧定位信号上。

注 2 — 一旦帧定位已经恢复，就不应再用由于帧失位所采取的相应措施，然而，如果 CRC 复帧定位不能在 100ms 到 500ms 的时间范围内完成，例如由于发送侧没有实施 CRC 程序，则应采取相当于对帧失位所规定的那些相应措施。

4.3 *CRC* 比特监测

如果已经获得帧和 CRC 复帧定位，则应开始监测每个子复帧中的 CRC 比特。

4.3.1 监测程序

i) 对一个收到的 CRC 子复帧(SMF)在抽出它的 CRC 比特并用 0 取代之后，做建议 G.704 所规定的乘/除处理。

ii) 然后存储由除法处理所得到的余数，并在逐比特的基础上与下一个 SMF 所收到的 CRC 比特相比较。

iii) 如果该余数精确地对应于收到的信号中的下一个 SMF 所含的 CRC 比特，则认为被校核的 SMF 无误码。

4.3.2 伪帧定位的监测(见 § A.1.1)

在 1 秒内以大于 0.99 的概率检测伪帧定位的状态应该是可能的。一旦检测到这种事件，则应开始对帧定位的重新搜索。

在随机误码率为 10^{-3}情况下，由于过量错误的 CRC 块，对帧定位误启动搜索的概率在 1 秒的时间内应小于 10^{-4}。

图 2/G.706 表示从帧定位搜索到使用 CRC 进行误码监测所需遵循的程序的图解。

注 1 — 对帧定位的重新搜索应在刚好判明设想的假帧定位信号之后的那一点开始，通常这将避免再定位到假帧定位信号上。

注 2 — 为达到上述概率界限，最好的计数门限是 1000 个 CRC 块中错误 915 次，≥915 个错误的 CRC 块计数表明假的帧定位。

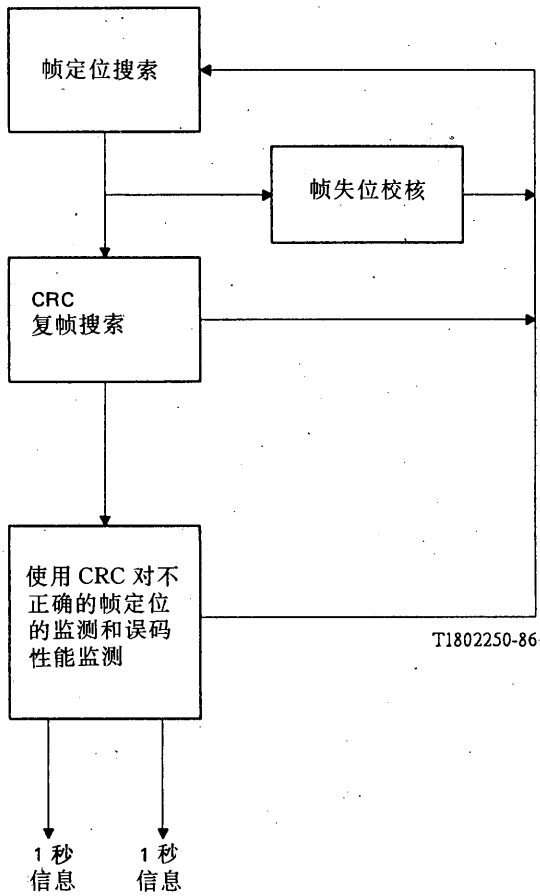


图 2/G.706

使用循环冗余校核(CRC)从帧定位搜索到
监测误码所需遵循的程序(2048kbit/s)

4.3.3　用 *CRC*-4 进行误码性能监测(见 § A.1.2)

按 CRC 处理的状态信息应有两种形式可利用。

a)　直接信息

每当检出 CRC 块有误码,将有必要表示这一状况。

b)　综合信息

应该利用在连续 1 秒时间内错误的 CRC 块数,该数值将在 0 到 1000 的范围内(十进制)。

5　8448kbit/s 接口的帧定位和 CRC 程序

在研究中。

附 件 A

（附于建议 G.706）

使用循环冗余校核(CRC)程序的背景资料

A.1 *应用 CRC 的原因*

CRC 程序能够用来防止假帧定位和比特误码监测。

A.1.1 *对假帧定位的防护*

CRC 程序被用来对复用信号的接收机的假帧定位的防护。例如，如果用户在他的非话终端模拟一个帧定位信号，假帧定位就可能出现在 ISDN 中。然而，因为用户并不控制复用帧的组成，增加 CRC 比特，并在接收机中评价这些比特，就可检测出假帧定位。

A.1.2 *比特误码监测*

若须考虑误码率的低值时(例如，10^{-6})，也可使用 CRC 程序来改善比特误码监测。CRC 监测(类似帧定位监测)考虑了复用信号的发送器和接收器之间的整个数字链路。它与违反编码规则的监测(例如：AMI，HDB3 或 B8ZS 破坏点的监测)不同，这些监测仅涉及最靠近接收机的数字线路段，或在许多情况下仅涉及接口线(例如：数字复用器和交换终端(ET)之间的连线。

A.2 *CRC 程序的局限性*

A.2.1 *漏检的比特误码的概率*

对于 CRC-n 和长的消息/校核块，能够估计出(见〔1〕)在高比特误码率的情况下所剩下的误码漏检概率近似于 2^{-n}；在低比特误码率的情况下，该概率更低。所导致的不准确度(在 CRC-4 情况下，漏检误码的块最多占 6%；类似地，在 CRC-6 情况下，占 1.6%)对于所要求的用途是可允许的。

A.2.2 *对比特误码率测量的应用限制*

CRC 监测程序不适于测量平均每个消息/校核块最少含有 1 比特误码那样高的比特误码率值(即 BER $=10^{-3}$或更高)。

参 考 文 献

[1] LEUNG, C. and WITZKE, K.A. – A comparison of some error detecting CRC code standards. *IEEE Trans.* Vol. COM-33, pp. 996-998, 1985.

建 议 G.707

同步数字系列比特率

（1988 年订于墨尔本）

CCITT

鉴于

(a) 建议 G.702 对基于 1544 kbit/s 和 2048 kbit/s 数字网规定了一些数字系列比特率；

(b) 在建议 G.702 中所规定的各种系列级别，采用码速调整的数字复用方法来互连；

(c) 同步数字复用以及有关的同步数字系列具有以下优点：
— 简化复接/分接技术；
— 可直接接入到低速的支路，无需对整个高速信号进行复接/分接；
— 增强的运行、管理和维护(OAM)能力；
— 易于随着传输技术的发展逐步增长到更高的比特率；

(d) 从允许传送下列数字信号出发选择需要的同步数字系列的速率；
— 建议 G.702 所规定的系列比特率；
— 宽带通路比特率；

(e) 建议 G.708 规定了同步数字系列的网络节点接口(NNI)；

(f) 建议 G.709 规定了同步复用结构；

(g) 对于同步数字系列和 NNI 建议 G.707、G.708 和 G.709 构成了协调一致的一整套规范。

建议

(1) 同步数字系列的第一级应当是 155 520 kbit/s；

(2) 更高的同步数字系列的比特率应当是第一级比特率的整数倍；

(3) 更高的同步数字系列等级应当用第一级速率对应的倍乘因子来命名；

(4) 下列比特率应当组成同步数字系列：

表 1/G.707

同步数字系列等级	系列比特率 kbit/s
1	155 520
4	622 080

注：更高一级的同步数字系列级别的规范还需要进一步研究。
可能的候选是：

等级	比特率
8	1 244 160 kbit/s
12	1 866 240 kbit/s
16	2 488 320 bkit/s

同步数字系列的网络节点接口

（1988 年订于墨尔本）

CCITT

鉴于

(a)　为使传送净荷的同步数字网络的各部分能够互连，需要网络节点接口(NNI)规范，其中包括在建议 G.702 中规定的异步系列的数字信号；

(b)　建议 G.707 阐明了同步数字系列以及复用方法所提供的优点，并规范了一组同步数字系列比特率；

(c)　建议 G.709 规定了复用结构；

(d)　建议 G.707、G.708 和 G.709 构成了关于同步数字系列和 NNI 的协调一致的一整套规范；

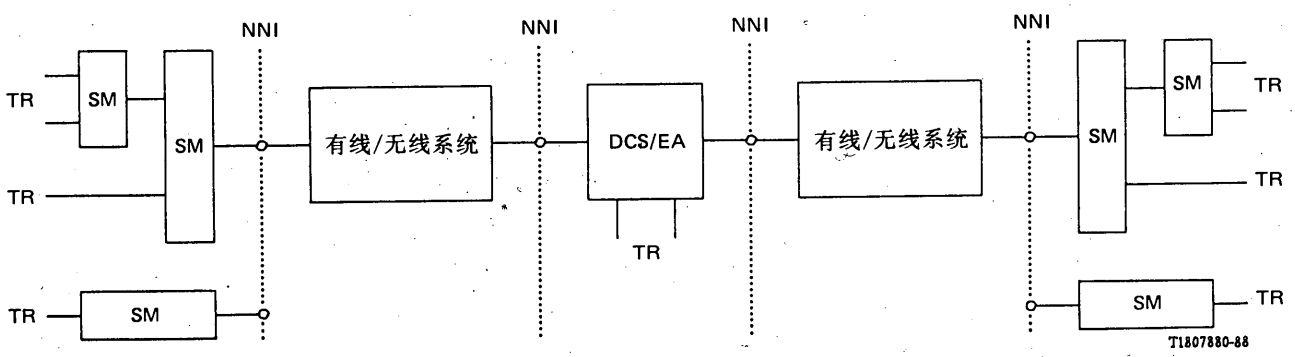
(e)　建议 G.802 规定了以不同的异步数字系列和语音编码律为基础的网络之间的互通。

建议

在包括 ISDN 的同步数字网的网络节点接口处的复用，其帧结构应符合本建议。

1　NNI 的位置

图 1-1/G.708 给出了一种可能的网络配置，以说明在这个建议中所规定的网络节点接口的位置。



DCS　数字交叉连接系统
EA　外接入设备

SM　同步复用器
TR　支路

图 1-1/G.708
NNI 的位置

2 基本复用原理和复用单元

2.1 概述

在本建议中，帧结构和开销主要适用于电路模式连接类型，而不是异步转移模式(ATM)。基本的 ATM 的复用原理正在研究中。

图 2-1/G.708 表示下面所定义的各个复用单元之间的关系，并图解了可能的复用结构。

图 2-2/G.708、2-3/G.708、2-4/G.708 是如何采用这些复用单元来复用各种信号的一些例子。
在这些图中所用的图例在 § 2.2 中做了规定。

在建议 G.709 中给出了复用方法和映射的详细说明。

注 — 当同步数字系列(建议 G.707，G.708，G.709)的各种复用单元的比特率的信号与建议 G.702 中已有系列等级不同时，则不要求经由建议 G.702 的数字网络来传送这些信号。

2.2 定义

2.2.1 容器：*c-n*(*n*=1～4)

容器是一种由净荷容量确定的单元，该容量的大小被标定为运送目前在建议 G.702 中规定的任一等级，而且还可提供传送那些目前尚未规定的宽带信号的能力。

2.2.2 虚容器：*VC-n*

已辨明两类虚容器：

— 基本虚容器：VC-n(n=1，2)
  这个单元是由单个 C-n(n=1，2)，加上与该等级相适应的基本虚容器通道开销(POH)组成的。

— 高阶虚容器：VC-n(n=3，4)
  这个单元是由单个 C-n(n=3，4)，一些支路单元组(TUG-2)的集合或一些 TU-3 的集合，与适合于该等级的一个虚容器通道开销(POH)一起组成的。

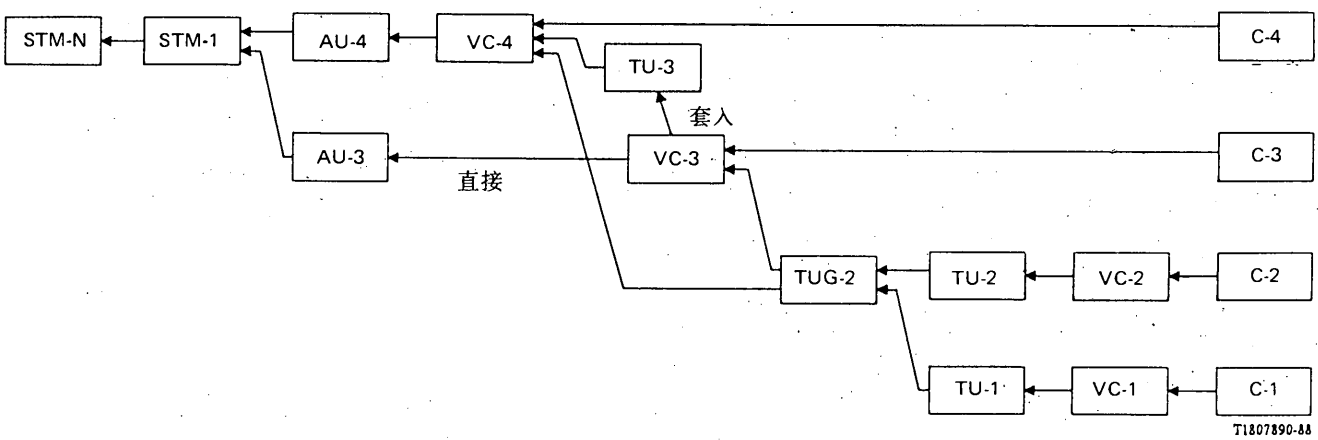
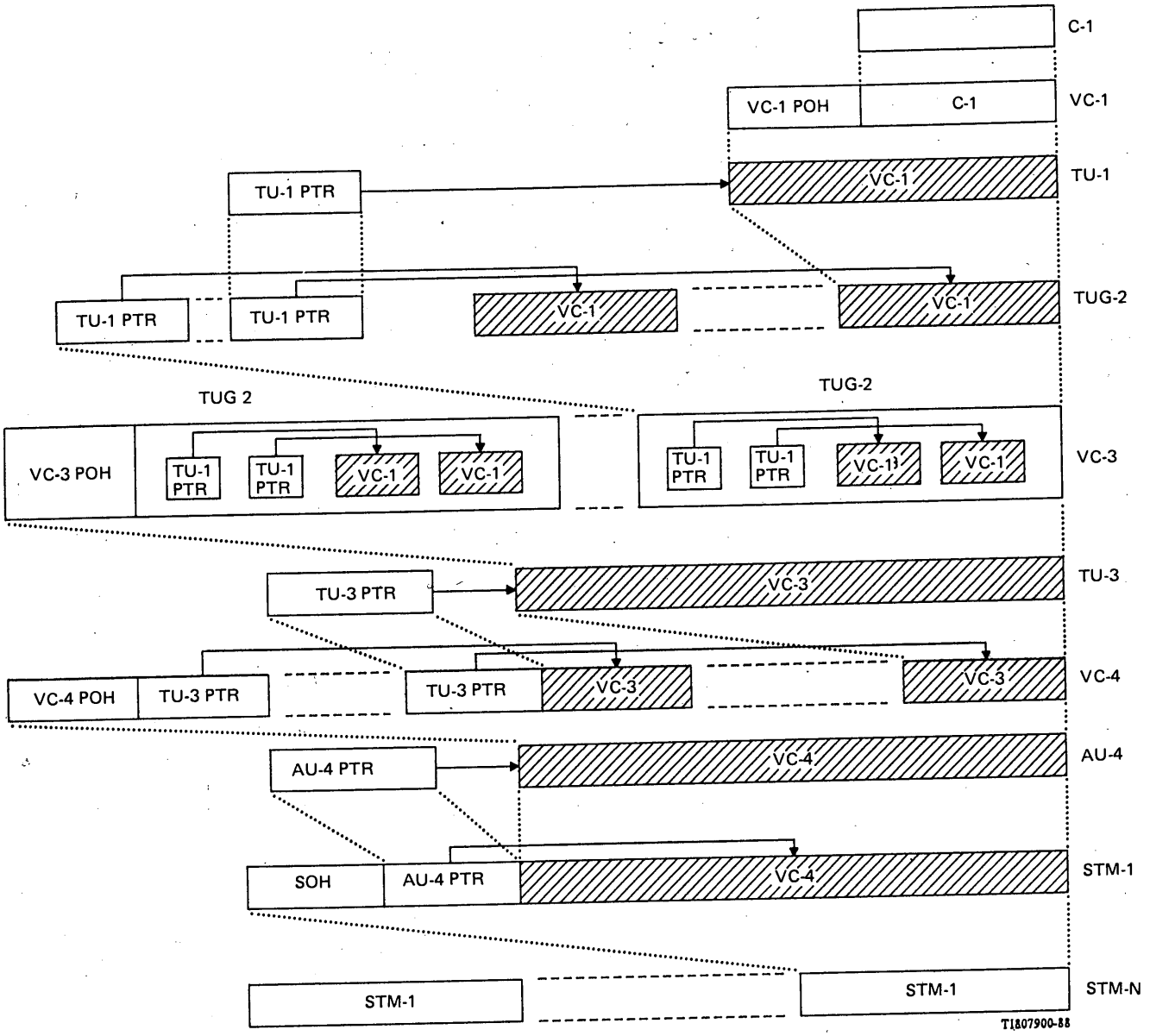


图 2-1/G.708
一般化的复用结构



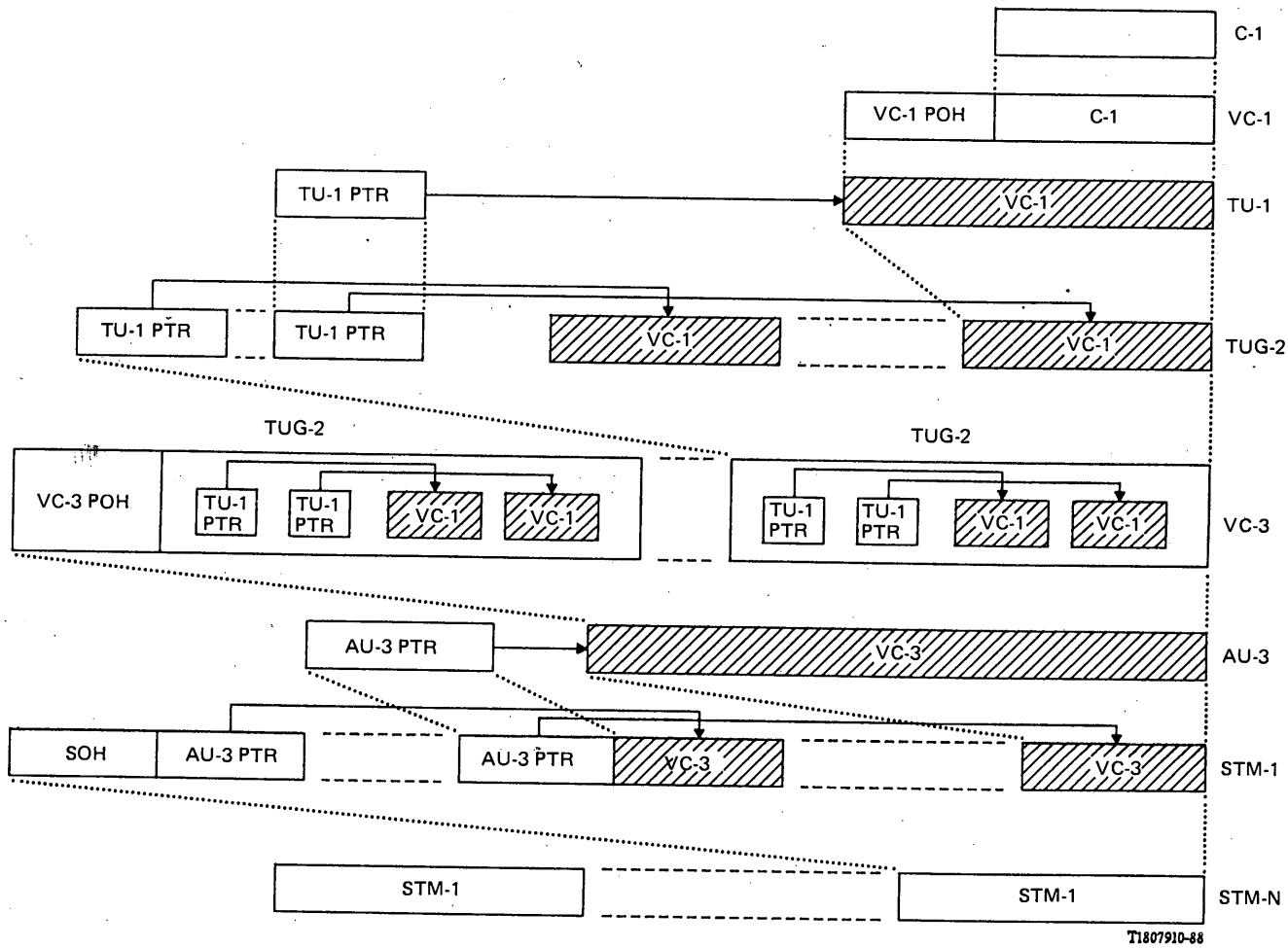
→ 逻辑的关联

····· 物理的关联

注—无阴影区均相位对准。无阴影区与有阴影区之间的相位对准由指针规定并用箭头指示。

图 2-2/G.708

复用方法:嵌套安排



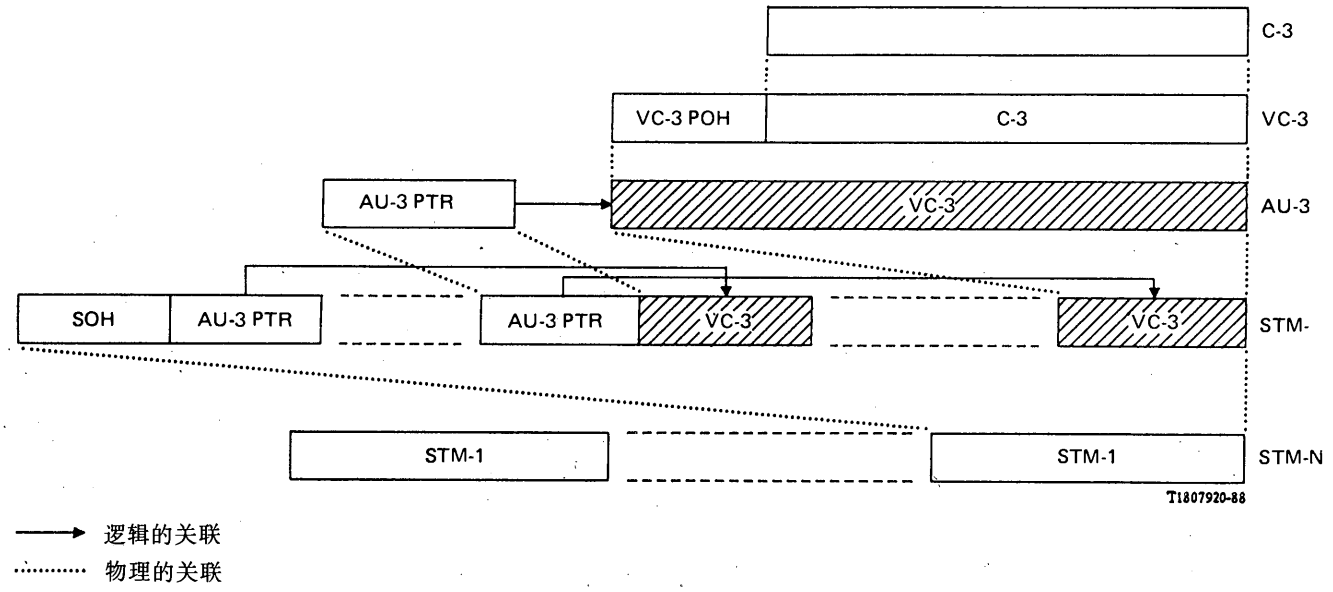
→ 逻辑的关联

····· 物理的关联

注—无阴影区均相位对准。无阴影区和有阴影区之间相位对准由指针规定并用箭头指示

图 2-3/G.708

复用方法:直接来自 C-1



注—无阴影区均相位对准。无阴影区与有阴影区之间的相位对准由指针规定并用箭头指示。

图 2-4/G.708

复用方法:直接来自 C-1

2.2.3 *支路单元:TU-n(n=1 至 3)*

这个单元是由一个虚容器加上一个支路单元指针组成。支路单元指针指示虚容器(VC-n)相对于其所属次一较高级别虚容器的 POH 的相位对准。支路单元指针的位置相对这个高级的 POH 而言是固定的。

在某些应用场合(例如:提供 64 kbit/s 通路直接可观测性的同步映射),基本虚容器相对于较高级别虚容器有一个固定的相位对准。在这种情况下,基本虚容器(VC-1)的通道开销和 TU-1 指针无效。

2.2.4 *支路单元组:TUG-2*

这个单元是由同类的一些 TU-1 的集合或单个 TU-2 组成。

2.2.5 *管理单元:AU-n(n=3,4)*

这个单元由一个 VC-n(n=3,4)加上一个管理单元指针(AUPTR)组成。管理单元指针指示 VC-n(n=3,4)相对于 STM-1 帧的相位对准。管理单元指针的位置相对于 STM-1 帧是固定的。

2.2.6 *第一级同步传送模块:STM-1*

这个单元是同步数字系列的基础实体,它包含一个 AU-4 或复用若干个 AU-3,连同段开销(SOH)组成。

2.2.7 *第 N 级同步传送模块:STM-N*

这个单元确定同步数字系列的第 N 级,它包含 N 个同步复用的 STM-1 信号。

可通过单级或多级复用获得 STM-N 信号。

N 值对应于建议 G.707 中给出的同步数字系列的等级。

3 帧结构

3.1 第一级：155 520 kbit/s(STM-1)

3.1.1 基本帧结构

STM-1 帧结构示于图 3-1/G.708，STM-1 帧的三个主要部分是：

— 段开销

— AU 指针

— STM-1 净荷

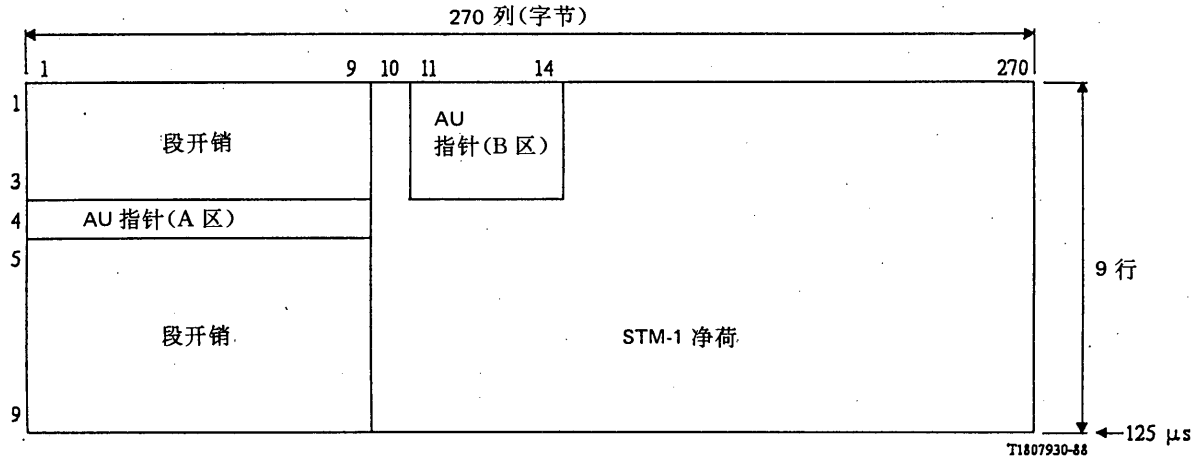


图 3-1/G.708

STM-1 帧结构

3.1.2 段开销

图 3-1/G.708 中，STM-1 的 1～9 列的 1～3 和 5～9 行专用作段开销。

段开销容量分配以及其功能在图 3-4a/G.708 中给出，在 § 5 中给出段开销功能的说明。

3.1.3 管理单元(AU)指针

图 3-1/G.708 中 1～9 列的第 4 行和 11～14 列的 1～3 行用作 AU 指针。依 STM-1 净荷的不同的组织方式，AU 指针的位置示于表 3-1/G.708。指针的应用及其详细规范被给在建议 G.709 中。

表 3-1/G.708

AU 指针的位置

AU	AU 指针的位置
31	A 区和 B 区
32	A 区
4	A 区

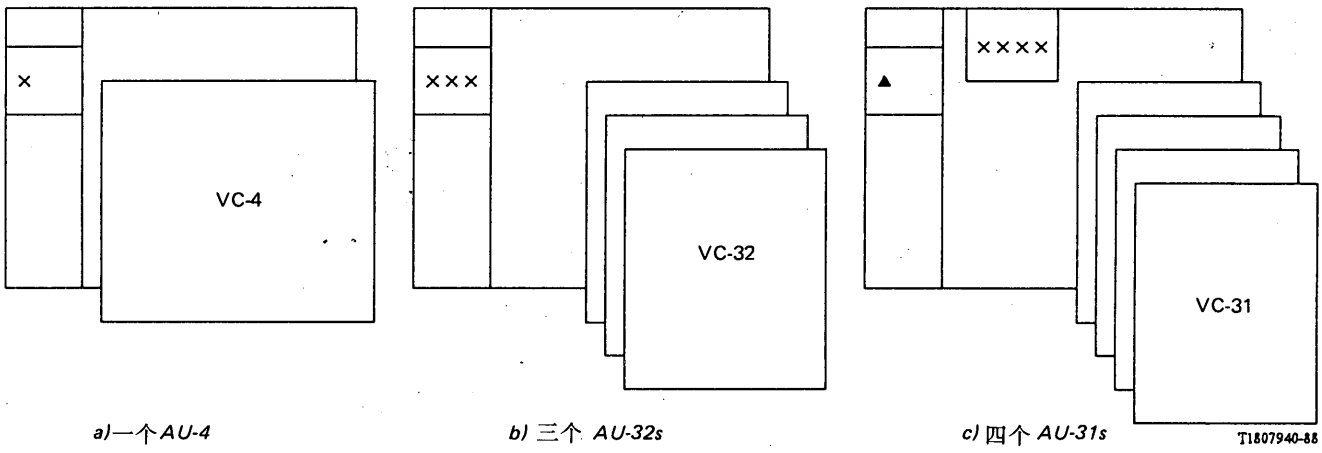
3.1.4 *STM-1* 中的管理单元

STM-1 的净荷能支持下述类型及数量的管理单元：

— 一个 AU-4；或三个 AU-32；或四个 AU-31。

与每一个 AU-n 有关联的 VC-n 相对于 STM-1 帧并没有固定的相位关系。VC-n 第一字节的位置由 AU-n 指针指示。AU-n 指针在 STM-1 帧中处于固定的位置，如图 2-2/G.708～2-4/G.708 和 3-1/G.708～3-3/G.708 所表示的那样。

经由一个 VC-4，一个 AU-4 可传三个 TU-32 或四个 TU-31，这种嵌套安排示于图 3-2/G.708 和 3.3/G.708。与每一个 TU-3 关联的 VC-3 相对 VC-4 的起始位置并不具有固定的相位关系。TU-3 指针在 VC-4 中处于一个固定位置，且 VC-3 第一字节的位置由 TU-3 指针指示(图解在图 3-2/G.708 和 3-3/G.708)。



a)—个 *AU-4*　　*b)* 三个 *AU-32s*　　*c)* 四个 *AU-31s*

AU = AU 指针 + VC-*n* (见 §2)

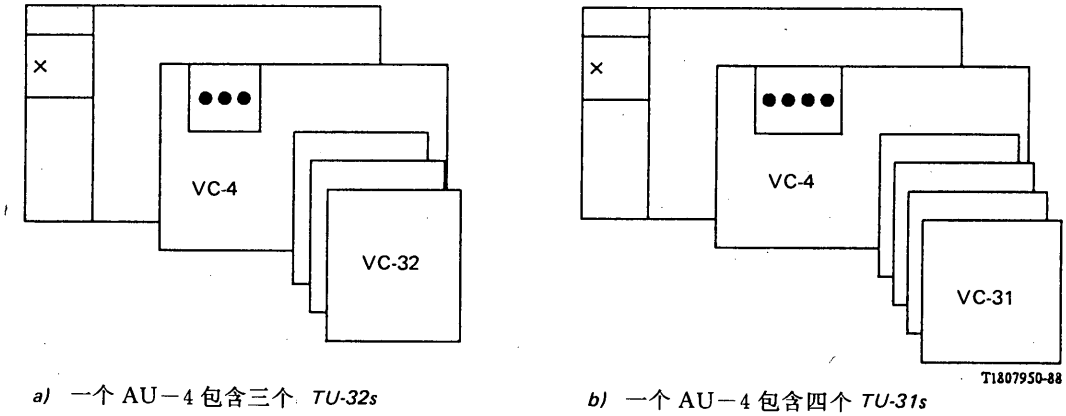
× AU 指针(正常范围)

▲ AU 指针[无效指针指示(NPI)]

注—指针值的定义(正常范围和 NPI)被给在图 3—4/G.709

图 3-2/G.708

STM-1 帧中的管理单元



a) 一个 AU—4 包含三个 *TU-32s*　　*b)* 一个 AU—4 包含四个 *TU-31s*

× AU 指针

● TU-3 指针

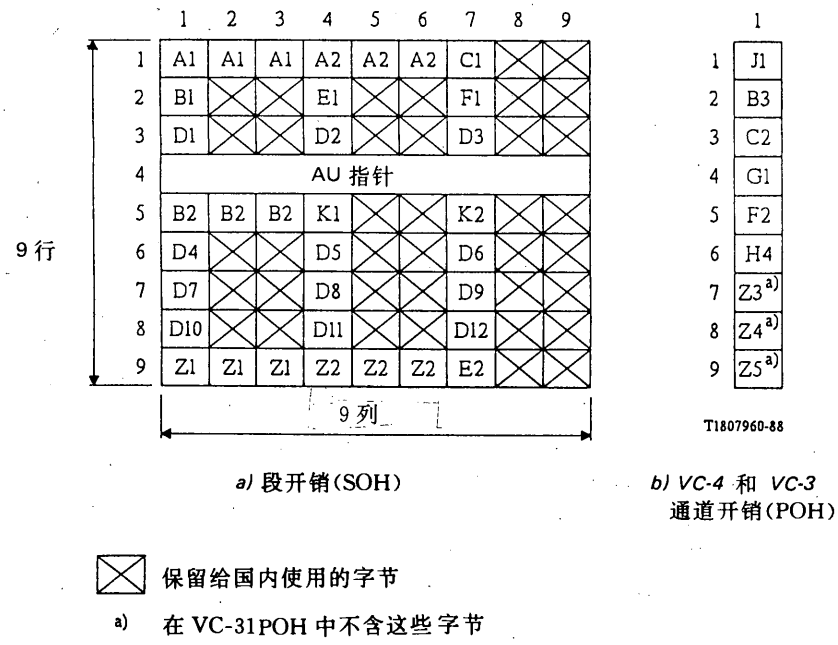
图 3-3/G.708

使用 AU-4 传送 TU-3

3.1.5 *VC-4 和 VC-3 通道开销*

在图 3-4/G.708 中给出 VC-4 和 VC-3 通道开销的容量和功能的分配，在第五节中给出开销功能的说明。

VC-4 和 VC-3 通道开销的位置在建议 G./709 中规定。



a) 段开销(SOH)　　*b) VC-4* 和 *VC-3* 通道开销(POH)

保留给国内使用的字节

a) 在 VC-31POH 中不含这些字节

注——一些 Z 字节供国内使用的问题有待进一步研究。

图 3-4/G.708

STM-1 帧中开销字节的分配

3.2 *第四级：622 080 kbit/s(STM-4)*

如图 3-5/G.708 所示，这一级由四个 STM-1 按一个字节间插获得。

在复用之前各 STM-1 的 SOH 应是 125μs 相位对准，从而所得到的 STM-4 的 SOH 包含在前 36 列中。调整各 STM-1 的 AU 指针值，以指示 VC 的起点相对于 AU 指针的新位置，而 AU 指针相对于 STM-4 的 SOH 有固定的位置关系。

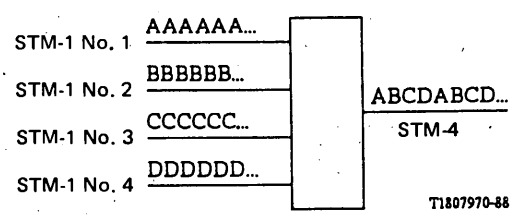


图 3-5/G.708

从 STM-1 到 STM-4 的同步复用

4 STM-1 的互连

在建议 G.707、G.708 和 G.709 中所规定的同步数字系列都被设计成通用型，允许传送各种各样的信号，包括在建议 G.702 规定的那些信号。

然而，构成一个 STM-1 有一些选择，本节对 STM-1 的互连提供一些导则。考虑两种一般情况：

第一种情况：各 STM-1 有同样结构(在 § 4.1 中详述)。

第二种情况：各 STM-1 有不同结构(在 § 4.2 中详述)。

4.1 *具有相同结构的 STM-1 的互连*

各 STM-1 之间所采用的互连单元是与 AU 有关联的 VC，这种安排被表示在表 4.1/G.708 的第 i 行。

4.2 *具有不同结构的 STM-1 的互连*

在各 STM-1 结构不同的情况下，应当采用下述各项导则，以便利于通过双边协议来互连，或者解决争议。

具有不同结构的 STM-1 之间的互连方法要视 AU 或 TUG 的类型是否不同而定。分三种情况考虑：

— 传送 C-3 净荷的不同类型的 AU-3；

— 传送同类型 TUG-2 的不同类型的 AU；

— 不同类型的 TUG-2。

4.2.1 *传送 C-3 净荷的不同类型的 AU-3*

为了把传送 C-3 净荷的几个不同类型的 AU-3 互连起来，C-3 净荷要从 AU-3 中转移到一个相应的 TU-3 中。然后使用图解在图 3-3/G.708 的嵌套方法把 TU-3 组装进一个 VC-4 中，这种安排表示在表 4-1/G.708 的第 ii)行，其用意是便于通过一个不能支持对应的 AU-3 的网络来发送 VC-3 中的 C-3。

4.2.2 *传送同类型 TUG 的不同类型的 AU*

对于传送同类型 TUG-2 的不同类型的 AU 互连，需在不同类型的 AU 之间转移 TUG-2，在不存在有关 AU-3 类型的双边协议情况下，应当采用 AU-4，这种安排示于表 4-1/G.708 的第 iii)行。

4.2.3 *不同类型的 TUG-2*

对不同类型的 TUG-2 互连，TU-1 被从 TUG-22 转移到 TUG-21。TUG-21 被用作互连单元。在不存在有关 AU-3 类型双边协议情况下，TUG-21 直接被组装入一个 VC-4。这种安排示于表 4-1/G.708 的第 iv)行。

包含 TUG-21 的 AU-31 同包含 TUG-22 的 AU-31 间互连的方法还要进一步研究。

5 开销的功能

5.1 *开销的类型*

对于同步数字系列的应用已经标明了几种类型的开销。下述开销的类型及其应用示于图 5-1/G.708。

5.1.1 *段开销：SOH*

为了产生一个 STM-1，在一个 AU-4 或者一个 AU-3 的集合体上加上段开销，段开销的内容总是含有 STM-1 的定帧功能，只要合适，对各种配置单元(例如：中间再生器的监控，保护倒换的控制)无需拆开 STM-1 的帧，就能够增加或修改表示段的性能的监测和其他的维护操作功能的内容。

表 4-1/G.708

STM-1 之间的互连

	A 类结构的 STM-1	转换步骤	互连		转换步骤	B 类结构的 STM-1	参数
			如需要时 STM-1 结构	互连单元			
i)	AU-x/C-x or TUG-2p	AU-x → VC-x	AU-x	VC-x	VC-x ← AU-x	AU-x/C-x or TUG-2p	x = 4, 32 or 31 p = 1 or 2
ii)	AU-3x/C-3x	AU-3x → VC-3x → TU-3x → → VC 4	AU-4	VC-4	VC-4 ← AU-4	AU-4/TU-3x/C-3x	x = 1 or 2
iii)	AU-x/TUG-2p	AU-x → VC-x → TUG-2p	AU-y [a)]	TUG-2p	TUG-2p ← VC-z ← AU-z	AU-z/TUG-2p	x = 4, 32 or 31 y = 4, 32 or 31 z = 4, 32 or 31; $z \neq x$ p = 1 or 2
iv)	AU-x/TUG-22/TU-1p	AU-x → VC-x → TUG-21	AU-y [a)]	TUG-21	TUG-21 ← TU-1p ← TUG-22 ← ← VC-z ← AU-z	AU-z/TUG-22/TU-1p	x = 4, 32 or 31 y = 4, 32 or 31 z = 4 or 31; $z \neq x$ p = 1 or 2 (see note)

/ 左项载运右项

→ 转换“从→到”(到达互连单元)

a) 在没有关于 AU—3 的双边协议情况下,应使用 AU-4

注—x=31 和 z=31 的情况有待进一步研究。

5.1.2　虚容器通道开销(*POH*)

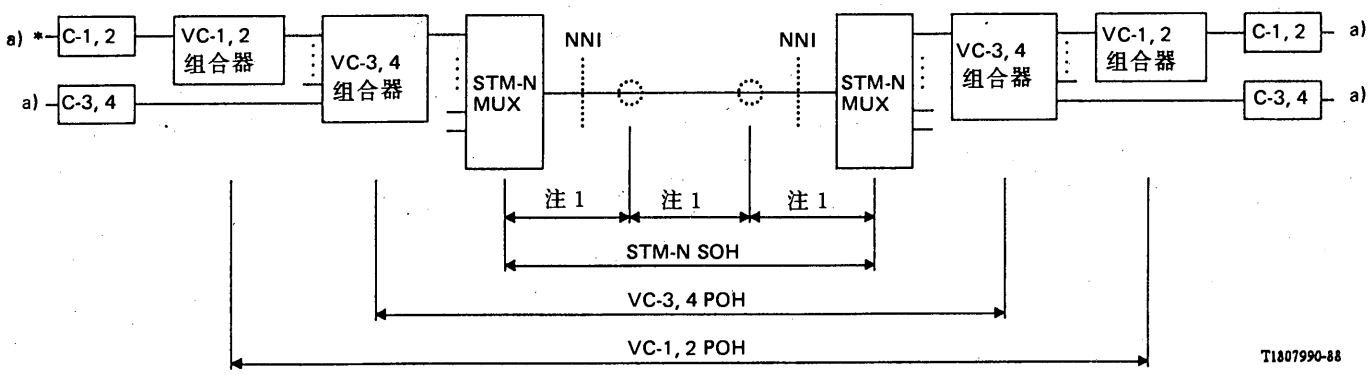
虚容器通道开销提供其汇集点和分拆点之间的通信，已经标明了两种虚容器通道开销：

— 基本虚容器通道开销(VC-1,2 POH)

在产生 VC-1 或 VC-2 时，将基本虚容器通道开销加到容器(C-1)或(C-2)上。虚容器通道性能监视、用于维护目的和告警状态指示的信号，都包含在这开销的功能之中。

— 高阶虚容器通道开销(VC-3,4 POH)

VC-3 POH 被加到 TUG-2 的集合上，或加到一个 C-3 上，以形成一个 VC-3。VC-4 POH 被加到 TU-3 的集合上，或加到一个 C-4 上，以形成一个 VC-4。虚容器通道性能监视、告警状态指示、对用于维护目的的信号及复用结构指示(VC-3 或 VC-4 的组成)，都包含在这通道开销的功能之中。



a) 净荷

◌ 再生器

注 1—一些段开销专用于监视中间网络(即再生器或无线或卫生链路)的必要性在研究之中。

注 2—这个图表示与适当的信号端口关联的功能群，注意到所概括的特定功能可以用一个或多个设备来实现。

注 3—通过交叉连接或其它 MUX 设备可以连接 POH。

图 5-1/G.708

开销实体之一例

5.2　开销说明

在 STM-1 帧中，各种段和 VC-3 或 VC-4 通道开销字节的位置在图 3-4/G.708 中做了图解说明。

5.2.1　*SOH* 字节说明

5.2.1.1　定帧：*A1*，*A2*

每个 STM-1 专用六个字节。码组应当是 A1 A1 A1 A2 A2 A2(A1=11110110，A2=00101000)，在一个 STM-N 的每一个 STM-1 信号中都应提供这些字节。

5.2.1.2　数据通信通路：*D1-D12*

12 个字节分配作段的数据通信。在一个 STM-N 信号中，仅对第一个 STM-1 规定这些字节。

5.2.1.3 *STM 标志符:C1*

这是STM-1 在复用为更高一级 STM-N 之前分给 STM-1 的一个独有的编号。在分用的时候,这个字节可被用来识别收到的 STM-N 信号中任一特定的 STM-1 的位置。

5.2.1.4 *传令呼叫字节:E1,E2*

这两个字节对话音通信提供传令通路,在一个 STM-N 信号中,仅对第一个 STM-1 规定这两个字节。

5.2.1.5 *用户通路:F1*

这个字节留给用户安排用途(例如:网络的各种操作)。在一个 STM-N 信号中,仅对第一个 STM-1 规定这一字节。

5.2.1.6 *BIP-8:B1*

这一个字节被分配给每个 STM-1,用于每单元中继段的比特误码的监视,其功能应是使用偶校验的 8 位比特间插奇偶校验码(BIP-8)。对 STM-N 前面一帧的全部比特在扰码后计算 BIP-8,而在扰码前将 BIP-8 置入字节 B1(扰码过程的详细说明见建议 G.709)。在每一个再生器应当监视并重新计算 B1 字节。

注 — N 位比特间插奇偶校验(BIP-N)码规定作为一种误码监测方法。对于偶校验,由发送设备按以下方式对信号的特定部分产生 N 比特的一组码:BIP-N 码的第一个比特提供对信号所复盖的部分的 N 比特序列中所有的第一个比特的偶校验,BIP-N 的第二个比特提供对特定部分内 N 比特序列中所有第二个比特的偶校验,余类推。偶校验是由设定 BIP-N 比特,使得包含在 BIP-N 之内的每一个 N 比特序列其"1"的数目都为偶数而产生的。

5.2.1.7 *BIP-24:B2×3*

在每个 STM-1 中分配三个字节用来实现段的比特误码的监视功能。这种功能应是采用偶校验的 24 位比特间插奇偶校验码(BIP-24),对前面的 STM-1 帧除段开销的前三行以外的全部比特计算 BIP-24,并在扰码之前都将置入 B2 字节,这个奇偶校验码在再生器中不重新计算。对一个 STM-N 信号内的所有 STM-1 信号都应提供这些字节。

5.2.1.8 *APS 通路:K1,K2*

这两个字节是为自动保护倒换(APS)信令而设置的,仅对一个 STM-N 信号中的第一个 STM-1 规定这两个字节。

5.2.1.9 *备用字节:Z1,Z2*

这六个字节留给目前尚未确定的功能,这些字节还没有规定值。一个 STM-N 中的所有 STM-1 都保留这些字节。

5.2.2 *AU 指针说明*

5.2.2.1 *指针值*

两个字节分给一个指针,以指示指针同有关联的虚容器的 POH 第一字节之间以字节为单位的偏差。有关这两个字节的完整的规范及其位置,见建议 G.709。

5.2.2.2 *指针操作*

在一个 AU-4 中分配三个指针操作字节,用于频率调整。一个指针操作字节分给 AU-3 和 TU-n。关于这些字节的完整的规范,参见建议 G.709。

在负调整的场合,它们携带有效信息。

5.2.3　*VC-n(n=3,4)POH* 字节说明

5.2.3.1　通道 *BIP-8:B3*

每个虚容器分配一个字节，用于通道比特误码监视。其功能应当是采用偶校验的 BIP-8 码，对前一个容器的全部比特计算 BIP-8，并将其置入 B3 字节。

5.2.3.2　通道状况:*G1*

分配一个字节，用于将 VC-n 通道的终端状态、性能信息返回到 VC-n 通道的源点。

5.2.3.3　信号标记:*C2*

分配一个字节，用于表明 VC-n 净荷的组成。

5.2.3.4　*VC-n* 通道用户通路:*F2*

为用户通信而配置这一字节。

5.2.3.5　*VC-n* 通道径迹:*J1*

在 VC-n 端点使用这个字节，以证实 VC-n 通道的连接。

5.2.3.6　备用字节:*Z3*～*Z5*

三个字节留给尚未确定的用途。

5.2.3.7　复帧指示器:*H4*

当需要时，分配一个字节提供复帧标志。

6　NNI 的物理规范

有关 NNI 的物理、电或光的性能规范，将纳入另外的还在研究的建议中。

建　议　G.709

同步复用结构

（1988 年订于墨尔本）

CCITT

鉴于

(a)　建议 G.707 叙述了同步数字系列和复用方法所提供的优点，并规定了一套同步数字系列比特率；

(b)　建议 G.708 规定了

— 同步数字系列的网络节点接口(NNI)的一般原理和帧结构；

— 整个帧的大小 9 行×270 列，段开销(SOH)的定义及其字节分配；

— STM-1 的国际同步互连安排。

(c)　建议 G.707，G.708 和 G.709 构成关于同步数字系列和 NNI 的协调一致的一整套规范。

在网络节点接口处把复用单元映射到 STM-1 的格式和复用到 STM-N 的方法，应当如在本建议中说明的那样。

1 基本复用结构

在建议 G.708 中给出了各种复用单元的说明。

各种复用单元之间的关系如图 1-1/G.709 所示，复用结构的细节在下列各节中说明。

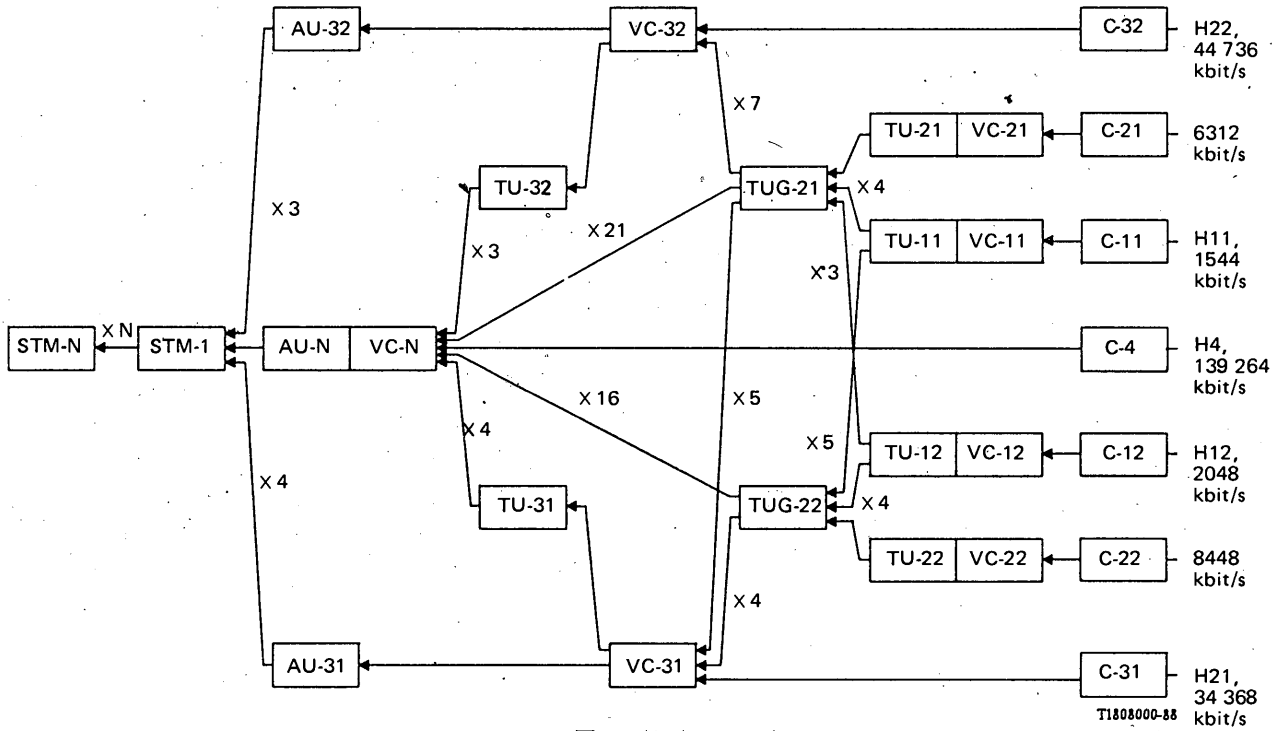


图 1-1/G.709

复用结构

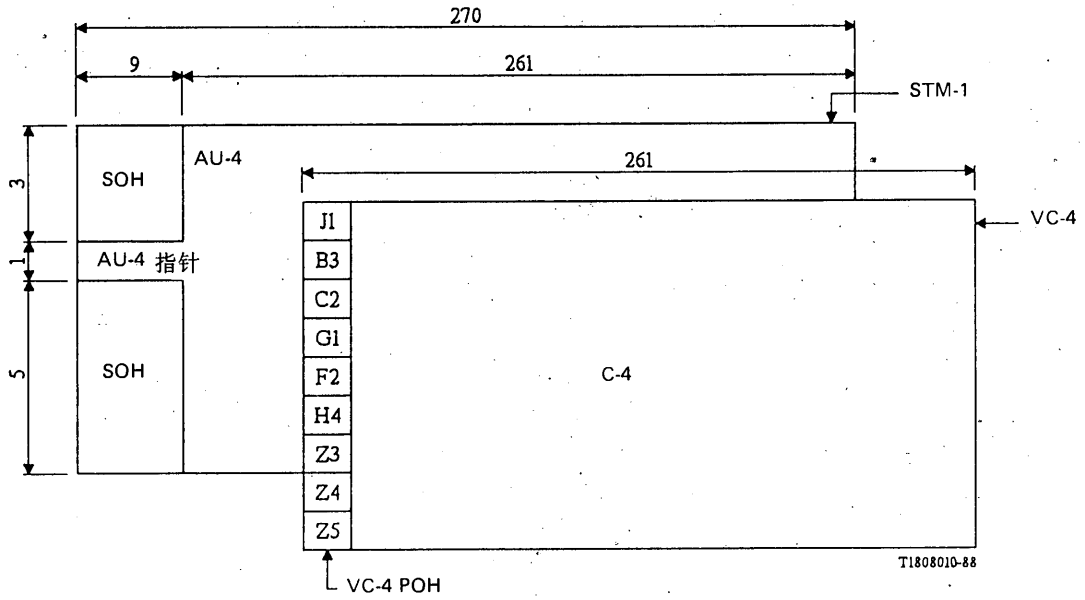
2 映射格式和复用方法

2.1 映射和向上复用到 *STM-1*

2.1.1 *VC-4* 映射到 *AU-4*

对于在一个 AU-4 中传送一个 VC-4 的 STM-1 映射格式表示在图 2-1/G.709 中。VC-4 由一个 9 行×261 列净荷结构组成；VC-4 的第一列专门用于通道开销(POH)。图 2-1/G.709 所示的 VC-4 的净荷是单个 C-4。其他可能的 VC-4 的净荷是在一个 C-4 中含一个单独的 139 264 kbit/s 信号，4 个 VC-31(示于图 2-2/G.709，装入了 4 个 TU-31)，3 个 VC-32(示于图 2-3/G.709，装入了 3 个 TU-32)，和一组 21 个 TUG-21，或者 16 个 TUG-22(示于图 2-4/G.709)。

图 2-1/G.709 所示 STM-1 格式由一个 AU-4 加上段开销(SOH)组成。VC-4 相对于 AU-4(以及 STM-1)没有固定相位关系；因此，VC-4 第一个字节相对于 AU-4 帧的位置由 AU-4 指针确定。注意：含 AU-4 指针的 AU-4 在 STM-1 帧中具有固定位置。



注—详细的映射结构见图 5-4/G. 709 和 5-5/G. 709

图 2-1/G. 709

VC-4 映射进一个 STM-1

2.1.2 4 个 *VC-31* 映射到 *AU-4*

用于在一个 AU-4 中传送 4 个 VC-31 的 STM-1 映射格式表示在图 2-2/G. 709 中。每个 TU-31 由一个 9 行×64 列净荷结构加上 POH 的 6 个字节，再加上 3 字节的 TU-31 指针组成。图 2-22/G. 709 所示 VC-31 的净荷是单个 C-31。其他可能的 VC-31 的净荷包括：在 C-31 中的一个单独的 34 368 kbit/s 信号(示于图 5-10/G. 709)，或是一组 5 个 TUG-21 或 4 个 TUG-22(示于图 2-5/G. 709)。

在 261 列的 VC-4 中独立地运送 4 个 VC-31。每个 VC-31 相对于 VC-4 的起始点没有固定相位。因此，每一个 VC-31 相对于 VC-4 POH 的第一个字节的位置是由一个 3 字节的 TU-31 指针(H1，H2，H3)来确定。在该 VC-4 中，这 4 个 TU-31 指针处在一个固定位置，如图 2-2/G. 709 所示。

如 § 2.1.1 所述，VC-4 相对于 AU-4 的相位由 AU-4 指针确定。

2.1.3 三个 *VC-32* 映射到 *AU-4*

对于在一个 AU-4 中传送三个 VC-32 的 STM-1 映射格式被表示在图 2-3/G. 709 中。每一个 TU-32 由一个 9 行×84 列的净荷结构加上 POH 的一列和一个 3 字节的 TU-32 指针组成。图 2-3/G. 709 所示的 VC-32 的净荷是单个 C-32。其他可能的 VC-32 净荷包括：在一个 C-32 中的一个单独的 44 736 kbit/s 信号，或一组 7 个 TUG-21(示于图 2-5/G. 709)。

在 261 列的 VC-4 中独立地运送 3 个 VC-32。每一个 VC-32 相对于 VC-4 的起始点没有固定相位。因此，每一个 VC-32 的第一字节相对于 VC-4 POH 的位置是由一个 3 字节的 TU-32 指针(H1，H2，H3)来确定。如图 2-3/G. 709 所示，这 3 个 TU-32 指针在 VC-4 中处在一个固定的位置。在 VC-4 中还需要 36 个固定插入字节。

如 § 2.1.1 所述，VC-4 相对于 AU-4 的相位由 AU-4 指针确定。

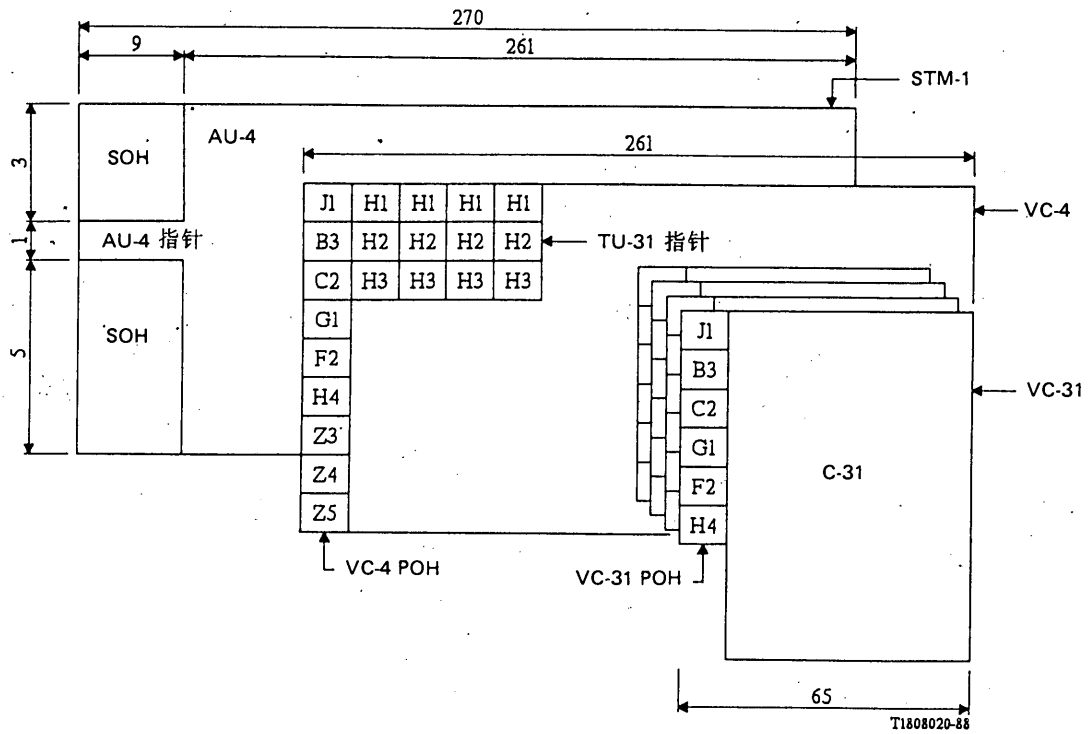


图 2-2/G.709

四个 VC-31 映射进一个 AU-4

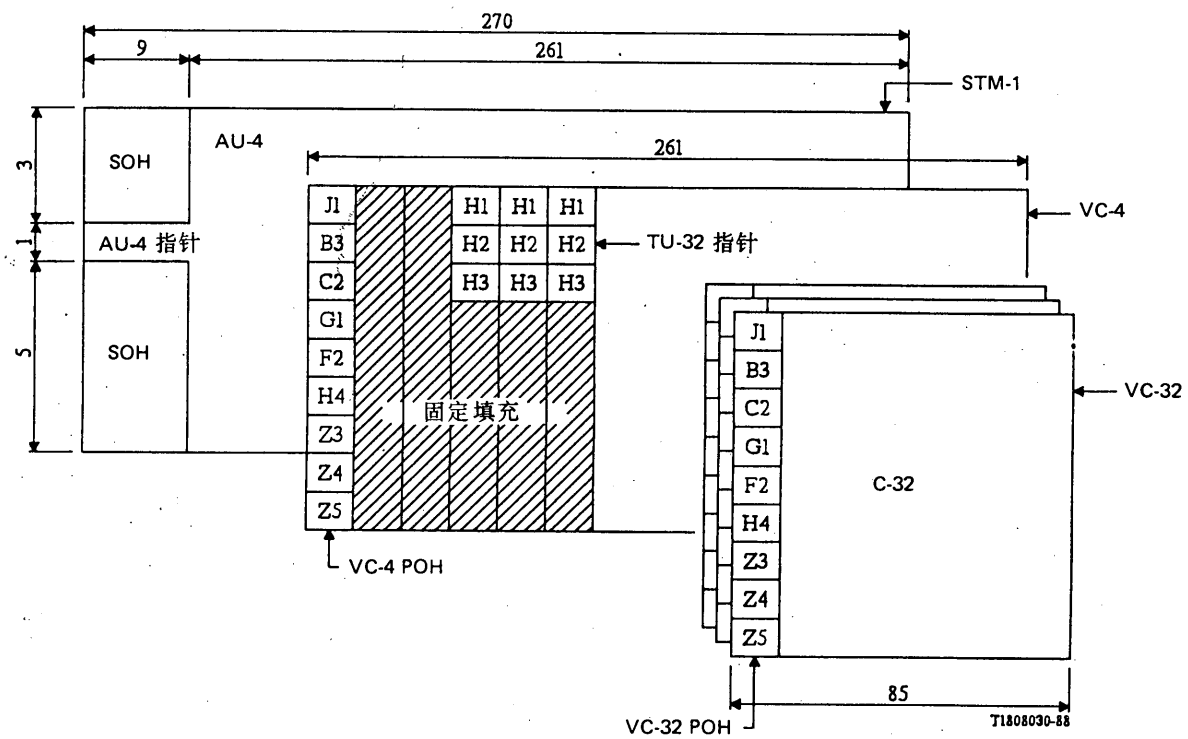


图 2-3/G.709

三个 VC-32 映射进一个 AU-4

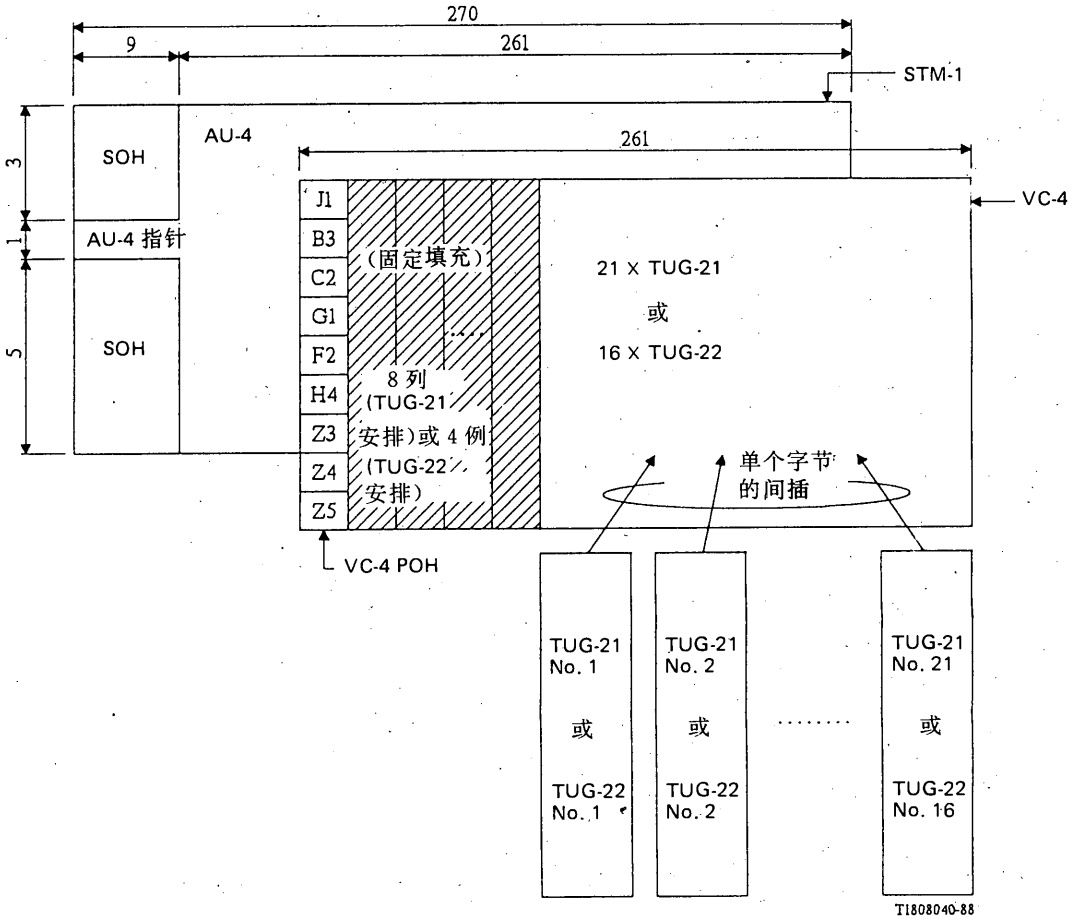
2.1.4 多个 *TUG-2* 映射进 *AU-4*

用于将多个 TUG-21 和多个 TUG-22 传送进一个 AU-4 的 STM-1 映射格式表示在图 2-4/G.709 中，AU-4 能运送一组 21 个 TUG-21 或 16 个 TUG-22。

TUG-21 净荷结构有 9 行和 12 列。当用于传送 TUG-21 时，VC-4 由一列 VC-4 POH、8 列固定插入和其余 252 列净荷结构组成。21 个 TUG-21 以相对于 VC-4 的一个固定相位映射进这个 9 行×252 列的结构中。这些 TUG-21 是单个字节间插，如图 2-4/G.709 所示。

TUG-22 净荷结构有 9 行和 16 列，当用于运送 16 个 TUG-22 时，这个 VC-4 由一列 VC-4 POH，固定填充的 4 列和 256 列净荷组成。这些 TUG-22 是按单个字节间插进 9 行×256 列的结构中。

如 § 2.1.1 所述，VC-4 相对于 AU-4 的相位由 AU-4 指针确定。



注—详细的映射结构见图 5-4/G.709 和 5-5/G.709。

图 2-4/G.709

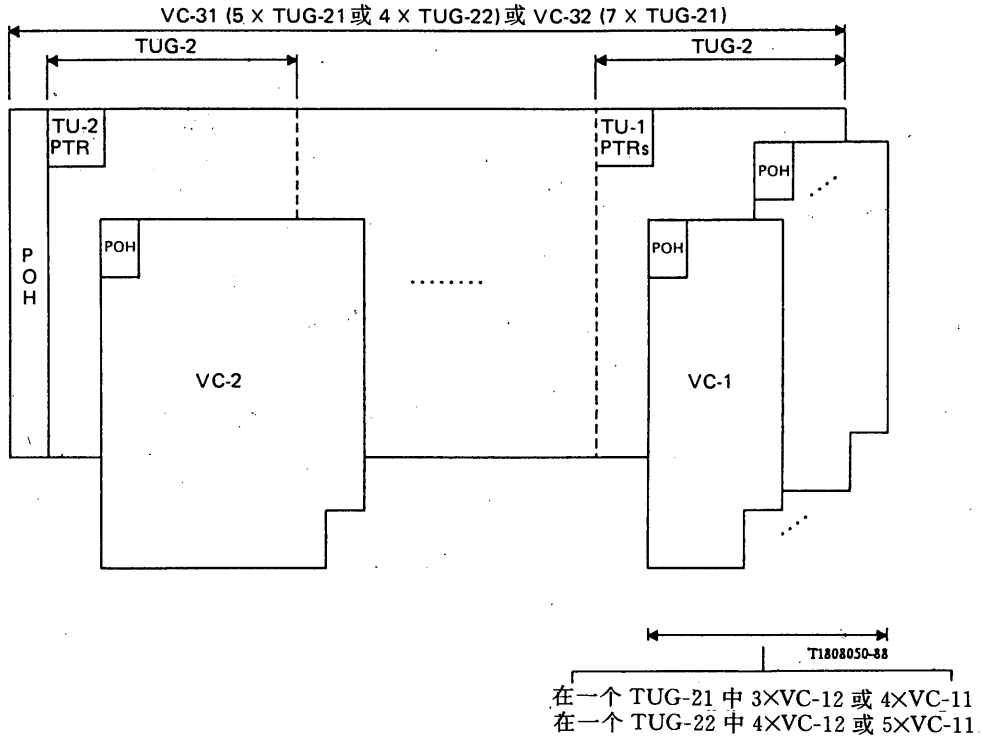
多个 TUG-2 进入一个 AU-4 的图解结构

2.1.5 四个 *AU-31* 映射进 *STM-1*

对于在四个 AU-31 内传送四个 VC-31 的 STM-1 映射格式表示在图 2-6/G.709。一个 VC-31 被规定为一个 9 行×64 列净荷结构加上按图位于第一列的 1 至 6 行的 POH 的 6 个字节。

每个 AU-31 指针相对于 STM-1 帧有一固定的相位。如图 2-6/G.709 所示，4 个 AU-31 指针被安排在 STM-1 的第 11 至 14 列的第 1 至 3 行，每列一个指针。并将 STM-1 的 11 列至 270 列分给每个 AU-31，因此，每 4 列被每个 AU-31 交替占用一次。

每个 VC-31 相对于其 AU-31 相位不固定。因此，每一个 VC-31 相对于 AU-31 帧的第一字节由 AU-31 指针(H1，H2，H3)确定。图 2-6/G.709 所示，VC-31 的净荷是单个 C-31。其他可能的 VC-31 净荷包括 C-31 中单独的 34 368 kbit/s 信号，如一组 5 个 TUG-21，或者 4 个 TUG-22(见图 2-5/G.709)。



注—详细的映射结构见图 5-9/G.709、5-11/G.709 和 5-12/G.709。

图 2-5/G.709

多个 VC-1 和 VC-2 经由多个 TUG-2 进入 VC-3 的图解结构

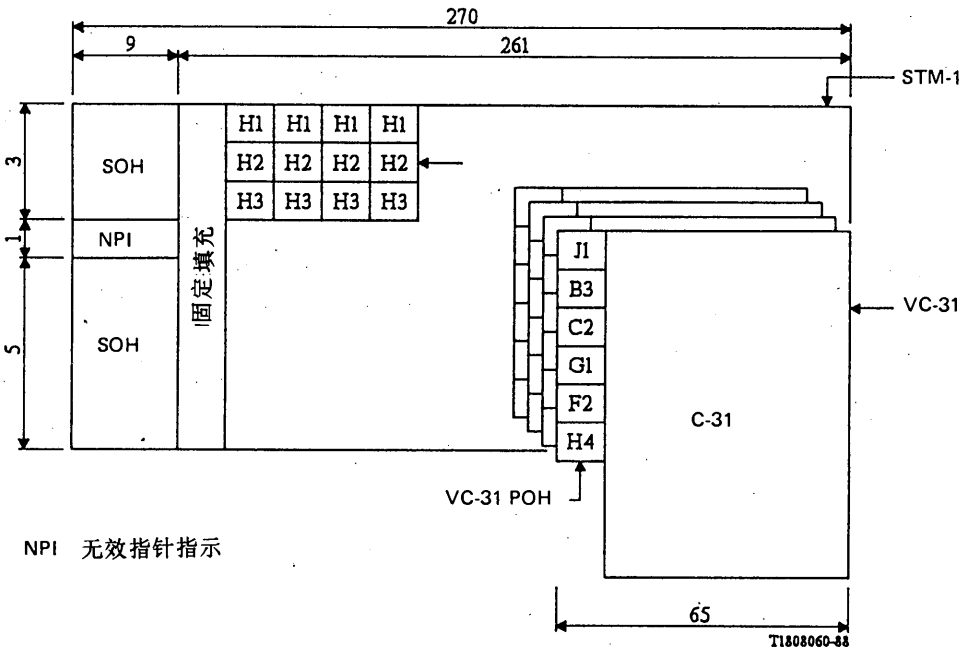


图 2-6/G.709

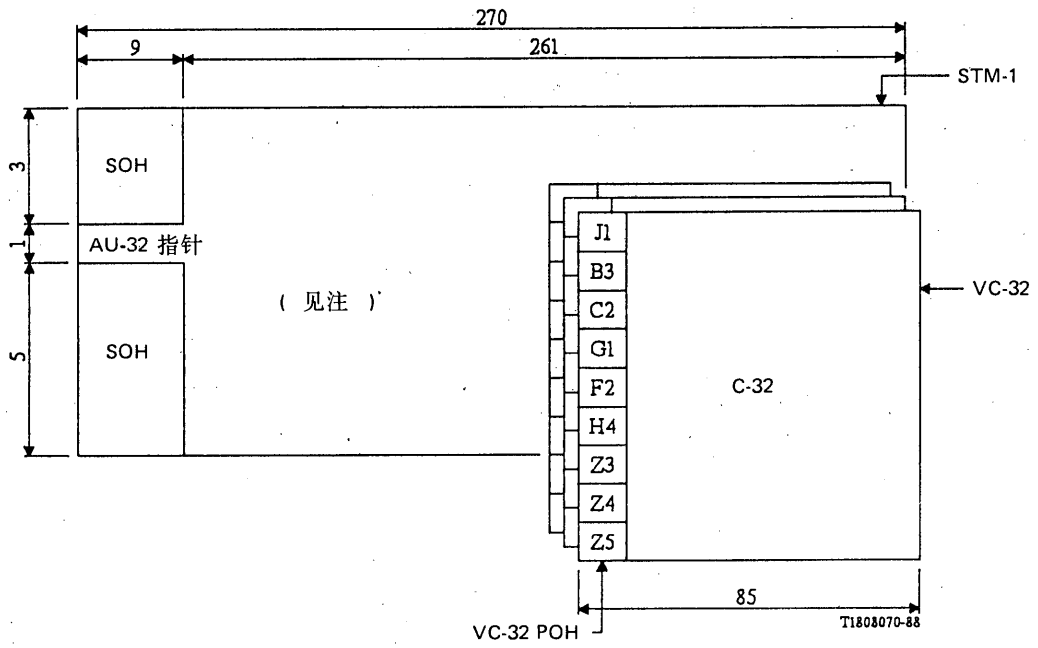
四个 AU-31 映射进 STM-1

2.1.6 三个 *AU-32* 映射进 *STM-1*

对于在三个 AU-32 中传送三个 VC-32 的 STM-1 映射格式表示在图 2-7/G.709。一个 VC-32 被规定为一个 9 行×85 列的净荷结构，其中第一列组成 VC-32 POH。当映射进其 AU-32 时，固定填充的两列被加到每一个 VC-32 净荷上，使其等于 AU-32 的净荷容量。这固定填充的两列相对于 VC-32 POH 位置是固定的，并被插入 VC-32 的第 29 列和第 30 列以及第 57 列和第 58 列之间。

每一个 AU-32 指针相对于 STM-1 帧有一个固定相位。如图 2-7/G.709 所示，三个 AU-32 指针被安排在 STM-1 帧的前 9 列的第 4 行中，处于 SOH 字节之间。STM-1 的其余 261 列分给每个 AU-32；于是，261 列中每 3 列被每个 AU-32 交替占用一次。第一号 AU-32 由 AU-32 指针的 3 个字节加上 STM-1 的第 10，13，16，…列组成。STM-1 的第 1 至 9 列含有 SOH 和 AU-32 指针。

每个 VC-32(加上固定填充的列)相对于其 AU-32 的相位是不固定的。因而，每一个 VC-32 的第 1 个字节相对于 AU-32 帧的位置由 AU-32 指针(H1，H2，H3)确定。图 2-7/G.709 所示 VC-32 的净荷是单个 C-32。其他可能的 VC-32 净荷包括一个进入 C-32 的单独的 44 736 kbit/s 信号(示于图 5-8/G.709)，和一组 7 个 TUG-21(示于图 2-5/G.709)。



注—当将 VC-32 映射进 AU-32 时，要将固定填充的两列加到每个 VC-32 上(见 § 2.1.6.)

图 2-7/G.709

三个 AU-32 映射进 STM-1

2.1.7 多个 *TUG* 映射进一个 *VC*

图 2-5/G.709 图解表示多个 TUG-2 映射进一个 VC-3。在 § 5 中，对这些映射作了详细说明；本节介绍所涉及到的是一般复用原则。

VC-31 由 6 个字节的 VC-31 POH 加上 9 行乘 64 列净荷结构组成。该净荷结构能用于运送 5 个 TUG-21 或 4 个 TUG-22。各个 TUG-2 在 VC-31 帧中都有固定的位置，这被用图解表示在图 2-5/G.709 中。

VC-32 由 9 个字节的 VC-32 POH 加上 9 行×84 列净荷结构组成。这个净荷结构能用来运送 7 个 TUG-21，各个 TUG-21 在 VC-32 帧中也具有固定的位置。

每个 TUG-21 能够运送一个单独的 VC-21 或者 4 个 VC-11，或者 3 个 VC-12。每个 TUG-22 能够运送一个单独的 VC-22 或 4 个 VC-12 或 5 个 VC-11，各 VC 相对于 VC-3 的 POH 没有固定相位；TU 指针用以指示在 TUG 帧中各 VC 的位置。

2.2 *STM-N* 复用

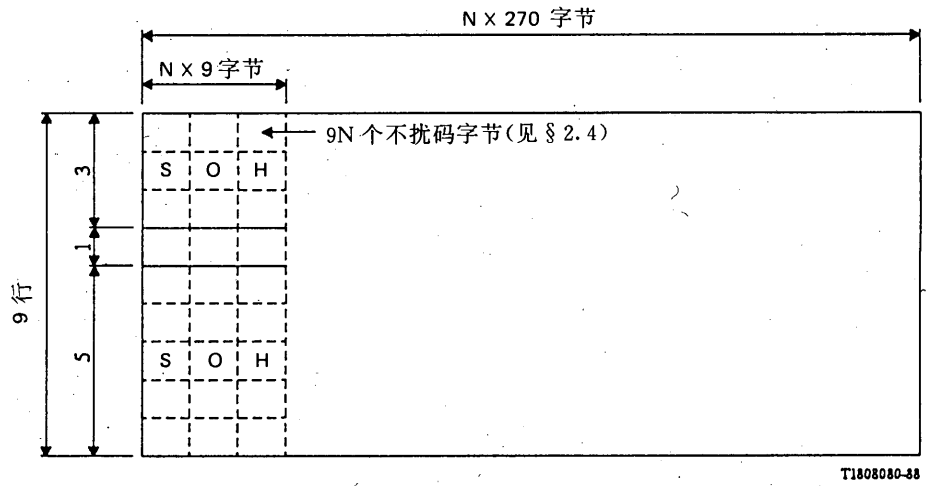
2.2.1 *STM-N* 帧格式

STM-N 信号由 N 个 STM-1 信号按单个字节间插形成。STM-N 帧结构绘于图 2-8/G.709。

STM-N 信号的第一个字节应当是来自第 1 个 STM-1 的第 1 个 A1 定帧字节，顺次是来自第 2 个 STM-1 的第 1 个 A1 字节，直到第 N 个 STM-1 的第 1 个 A1 字节。所须传输的第一个比特应当是来自第 1 个 STM-1 的第 1 个 A1 定帧字节的最高有效位。

在按字节间插 STM-1 信号形成一个 STM-N 信号以前，在所须间插的信号中的全部 SOH 和 AU-n(n＝3 或 4)指针，必须是定位于 125μs 的帧。帧定位是通过调整 AU-n 指针的值来完成。AU-n 指针的值反映各 VC-n 的新的相对位置。

注意，在同一 STM-N 内允许含 AU-3 的 STM-1 和含 AU-4 的 STM-1 混合。



注—关于 SOH 字节分配，参见图 3-4/G.708。

图 2-8/G.709

STM-N 帧

2.2.2 *STM-N* 间插

如果把 STM-N 级的信号送到 STM-M 级的字节间插器(M＞N)，则每个 STM-N 的 N 个字节被依次置到输出的 STM-M 信号上，这种间插方法示于图 2-9/G.709，在这里，STM-X，STM-Y 和 STM-Z(X＋Y＋Z＝M)输入信号被依次间插，形成一个 STM-M 输出。

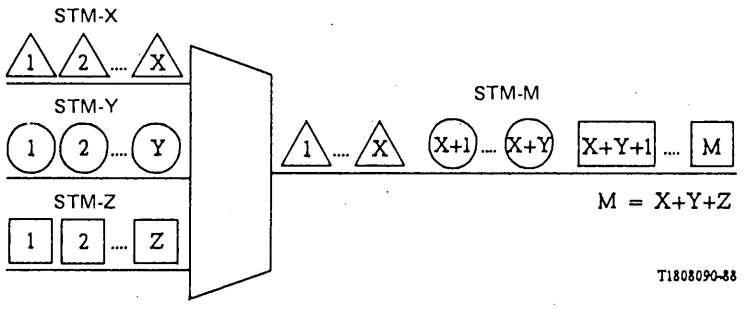


图 2-9/G.709

STM-N 字节间插(N=X,Y,Z)

2.2.3 级联的 *STM-1*

多个 STM-1 信号可被级联在一起,以形成一个 STM-Nc,从而能传送要求容量比一个 C-4 更大的净荷。在 AU-4 指针中包含级联标志,它用来表示在单个 VC-4-Nc 中运送的多个 C-4 净荷应当保持在一起。详细说明见 § 3.4。

2.3 维护信号

2.3.1 段维护信号

当解扰以后的 K2 字节第 6,7,8 比特是全"1"时,则检出段告警指示信号(AIS)。

远端接收故障(FERE)向发端 STM-N 复用器回送一个指示,表明收端 STM-N 复用器已经检出一个输入段故障或正在收到段 AIS。FERF 由解扰以后的 K2(APS)字节的第 6,7,8 比特位置的"110"码检出。

2.3.2 通道维护信号

VC-n(n=3,4)未装载指示是解扰后 VC-n 通道信号标记为全零。这组码向 VC-n 终端设备指明 VC-n 是有意地不占用,以便能禁止告警。利用一个全"0"的 VC-n 通道信号标记和一个有效的 VC-n 通道 BIP-8(字节 B3)来产生这组码,对 VC-n 净荷则不作规定。

告警指示信号(AIS)是向下游送出的一个信号,它表示已经检出上游故障,并已产生告警。TU-n(n=1,2,3)通道 AIS 被规定为包括 TU-n 指针在内的整个 TU-n 为全"1"。类似地,AU-n(n=3,4)通道 AIS 被规定为包括 AU-n 指针在内的整个 AU-n 为全"1"。所有的通道 AIS 都是由具有有效 SOH 的 STM-N 信号运送。

通路状况字节(G1)用来向 VC-n(n=3 或 4)的源端传送终端通路状况和性能。比特 1 至 4 传送用通道 BIP-8 码检测到的误码计数。这组码 9 个法定值,0 至 8。其余的 7 种可能出现的值被解释为无误码。

2.4 定时恢复

在 NNI 处，STM-N(N≥1)信号必须具有足够的比特定时容量。使用扰码器提供一个适当的比特码组，以防止出现长的连续“1”和长的连续“0”。这个扰码器的运行在功能上应当同以线路码率工作的序列长度为 127 的帧同步扰码器一样。

生成多项式应当是 $1+x^6+x^7$。图 2-10/G.709 给出了该帧同步扰码器的功能图。

扰码器应当在跟在 STM-N 的 SOH 第一行最后一个字节之后的那个字节的最高有效位上，开始被复位成“1111111”。(这是 STM-N 的第 9×N+1 个传输字节的最高有效位，见图 2-8/G.709)。这一比特以及后续的所须扰码的所有比特都应当与扰码器的 x^7 位置的输出模 2 加。扰码器将继续运行到 STM-N 帧结束。

STM-N SOH 第 1 行(9×N 字节，包含 A1 和 A2 定帧字节)应当不被扰码。

注：对于保留给国内使用，并被排除在 STM-N 信号扰码过程之外的那些字节，应当小心选择其二进内容，以保证不出现长的连续“1”或长的连续“0”。

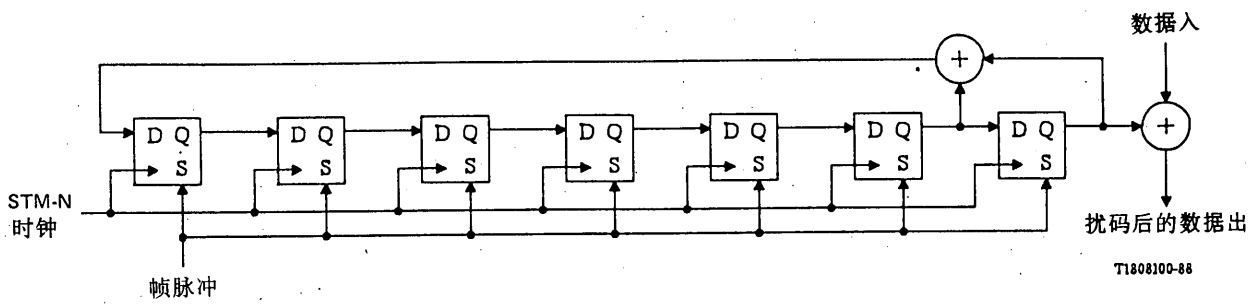


图 2-10/G.709

帧同步扰码器(功能图)

2.5 *STM-N* 集合的概念性步骤

为了更好地理解图 2-8/G.709 所示的 STM-N 帧的详细结构，为了按直接(非嵌套)安排方式集合 STM-N 帧，所要求的概念性步骤如下：

1) 每个 VC-n(n=3 或 4)有 6 个或 9 个字节专门用于通道开销(POH)功能，其中 BIP-8 误码校核字节(B3)是对 VC-n 的整个内容计算后得到的，并将结果放置在下一帧的 B3 字节内。如果需要，插入由 VC-n 全“0”码组组成的 VC-n 未装载信号(见 § 2.3)。
2) 在已经集合所需的全部 VC-n 之后，计算 AU-n 指针值，以便在单个的 STM-N 帧内定位所有的 AU-n。

   如果由于设备或其它故障而丢失了 VC-n 的内容，则将 AU-n 通道的 AIS 插入到 AU-n 中。AU-n 通道的 AIS 在 § 2.3 中作了规定。
3) 然后将 SOH 字节加到 STM-N 帧中，为了简便，首先考虑 SOH 的后 5 行，这样的 N×45 个 SOH 字节中，N×9 个字节分配为：N×3 个 B2，N×3 个 Z1，N×3 个 Z2。于是在 STM-N 帧中，每一个 STM-1 都有完全足量(3 个)的这些字节。在任何 STM-N 信号中，只限于第一个 STM-1 才能使用 STM-N SOH 后 5 行剩下的字节(K1 和 K2，D4～D12 和 E2)。第 2 至第 N 个 STM-1 的 SOH 的未用字节的内容留给国内使用。
4) 一个 STM-N 的 N×3 个 B2 字节包含使用偶校验的一个比特间插校验 N×24(BIP－N×24)码，它是对 STM-N 的整个前一帧，除 SOH 前 3 行以外的全部比特计算得到的。
5) 线路信号故障将导致在一个 STM-N 集合点插入段 AIS。(见 § 2.3)。

6) 下一步加上包含在 STM-N 前 3 行(27×N 字节)的 SOH 余下字节,其中 B1,E1,D1 至 D3 字节仅在一个 STM-N 信号的第 1 个 STM-1 中出现。第 2 个 STM-1 到第 N 个 STM-1 未使用的 SOH 字节内容留给国内使用。

7) 然后如 § 2.2.2 所述,几个 STM-1 按字节间插形成一个 STM-N,随后如 § 2.4 所述串行化和扰码。

8) 最后的操作是逐帧对整个 STM-N 比特流进行 BIP-8 码计算,所得的结果在下一帧装入 SOH 时装入第 1 个 STM-1 的 B1 字节。

3 指针

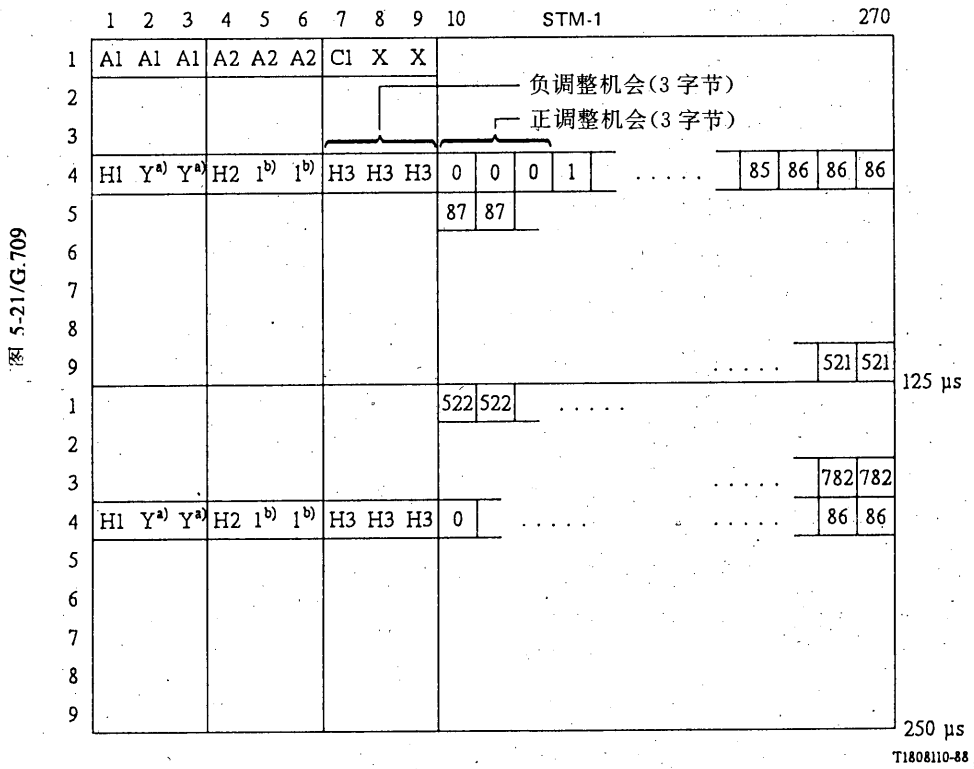
3.1 *AU* 指针

AU 指针提供在 AU 帧内使能灵活和动态定位 VC 的方法。

动态定位意味着允许 VC 在 AU 帧内"浮动"。因此,指针不仅能适应 VC 与 SOH 之间相位的差别,而且还能适应帧速率方面的差别。

3.1.1 *AU* 指针分配

AU-4 指针包含在字节 H1,H2 和 H3 中,如图 3-1/G.709 所示。3 个单独的 AU-32 指针包含在 3 个分立的 H1,H2 和 H3 字节中,如图 3-2/G.709 所示。同样,4 个单独的 AU-31 指针包含在 4 个分立的 H1,H2 和 H3 字节中,如图 3-3/G.709 所示。



a) Y字节= 1001SS11 (S 比特未规范)

b) 全 1 字节

图 5-21/G.709

图 3-1/G.709

AU-4 指针偏移计数

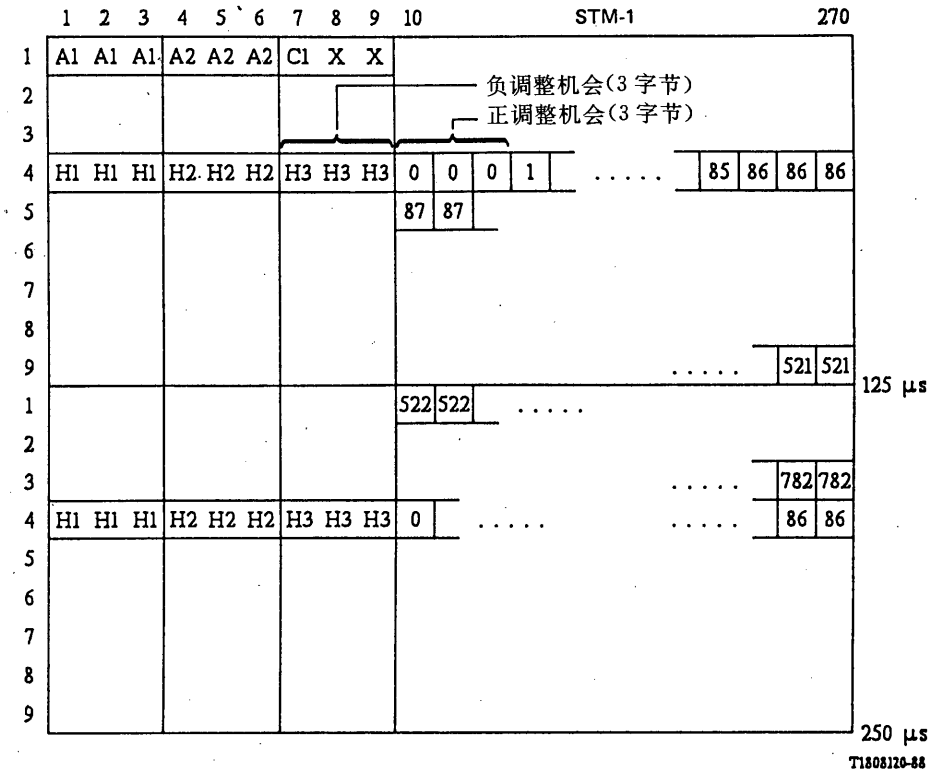
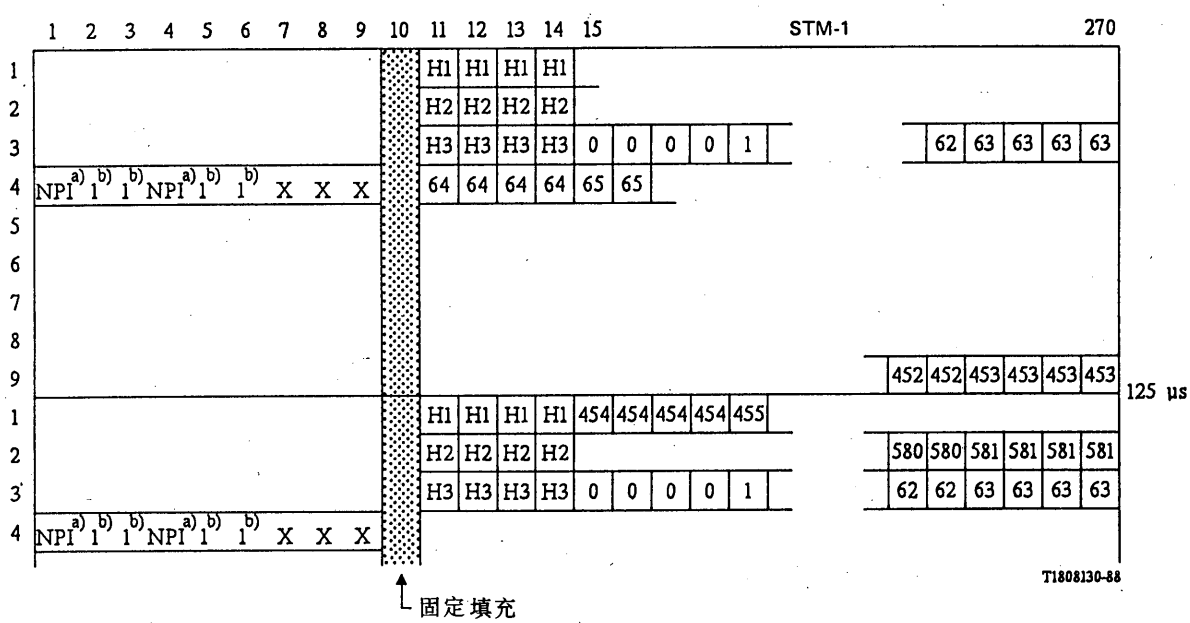


图 3-2/G.709

AU-32 指针偏移计数



a) 两个NPI 字节组成一个 16 比特序列 1001SS1111100000(未作规定的 S 比特)

b) 全 1 字节

图 3-3/G.709

AU-31 指针偏移计数

3.1.2 *AU* 指针值

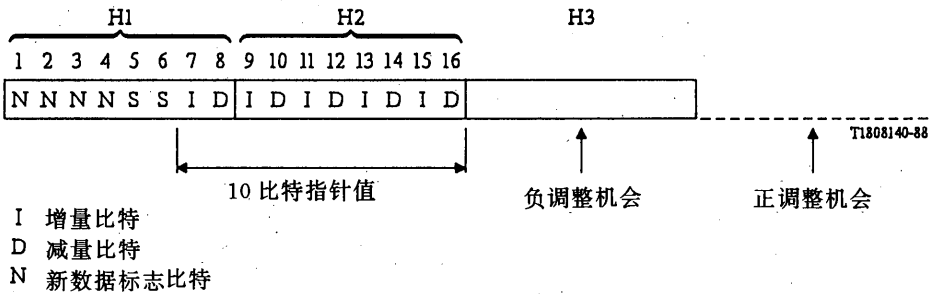
包含在 H1 和 H2 中的指针指定 VC 起始字节的位置，分配给指针功能的两字节可以视为一个字，如图 3-4/G.709 所示。指针码语的最后 10 比特（比特 7～16）运送指针值，两个 S 比特（第 5 和 6 比特）指示 AU 类型。

如图 3-4/G.709 所示，AU-4 指针值是 0－782 范围内的一个二进制数，该数值指示指针与 VC 第一字节之间的偏移。如图 3-1/G.709 所表示的那样，H1 和 H2 字节包含的指针值所指示的位置正好是相继而来的 3 个字节的最前面一个字节。图 3-4/G.709 还表示两个附加的有效指针即级联指示（CI）和无效指针指示（NPI）。CI 被表示为：比特 1－4 为“1001”，比特 5－6 未作规定，比特 7－11 为 5 个“1”，其后的比特 12－16 为 5 个“0”。

如图 3-4/G.709 所示，AU-32 指针值也是 0－782 范围内的一个二进制数，由于在一个 STM-1 中有 3 个 AU-32，每个 AU-32 有它自己关联的 H1，H2 和 H3 字节。在图 3-2/G.709 中，按次序表示这些 H 字节。第一套 H1，H2，H3 应用到第 1 个 AU-32，第二套用于第 2 个 AU-32，如此类推。对信息字节同样是这样安排。对这几个 AU-32，每个指针的运用是独立的。

同样，如图 3-4/G.709 所示，AU-31 指针值是 0－581 范围内的一个二进制数。由于在 STM-1 中有 4 个 AU-31，每个 AU-31 有它自己关联的 H1，H2 和 H3 字节。在图 3-3/G.709 中，按次序表示这些 H 字节，第一套 H1，H2，H3 属于第 1 个 AU-31，第 2 套属于第 2 个 AU-31，如此类推。对信息字节同样是如此安排。对这几个 AU-31，每个指针的运用是独立的。

在所有情况下，STM-1 SOH 和 AU 指针字节并不算在偏移量中。例如，在一个 AU-4 中，零指针值表示 VC 在紧随最后的 H3 字节之后的字节位置开始，而偏移量为 87 则表示 VC 在 K2 字节之后的第 3 个字节开始。



I 增量比特
D 减量比特
N 新数据标志比特

新数据标志
使能 : 1001
止能 : 0110

负调整
反转 5 个 D 比特
接受多数判决

SS 值	AU/TU 型式
10	AU-4, AU-32, TU-32
01	AU-31, TU-31

指针值（正常范围）（比特 7-16）
AU-4 : 0 - 782 十进
AU-31 : 0 - 581 十进
AU-32 : 0 - 782 十进
TU-32 : 0 - 764 十进
TU-31 : 0 - 581 十进

级联指示（CI）
1001SS1111111111（未作规定的 S 比特）

无效指针指示（NPI）
1001SS1111100000（未作规定的 S 比特）

正调整
反转 5个 I 比特
接受多数判决

图 3-4/G.709
AU/TU-3 指针（H1，H2，H3）编码

3.1.3 频率调整

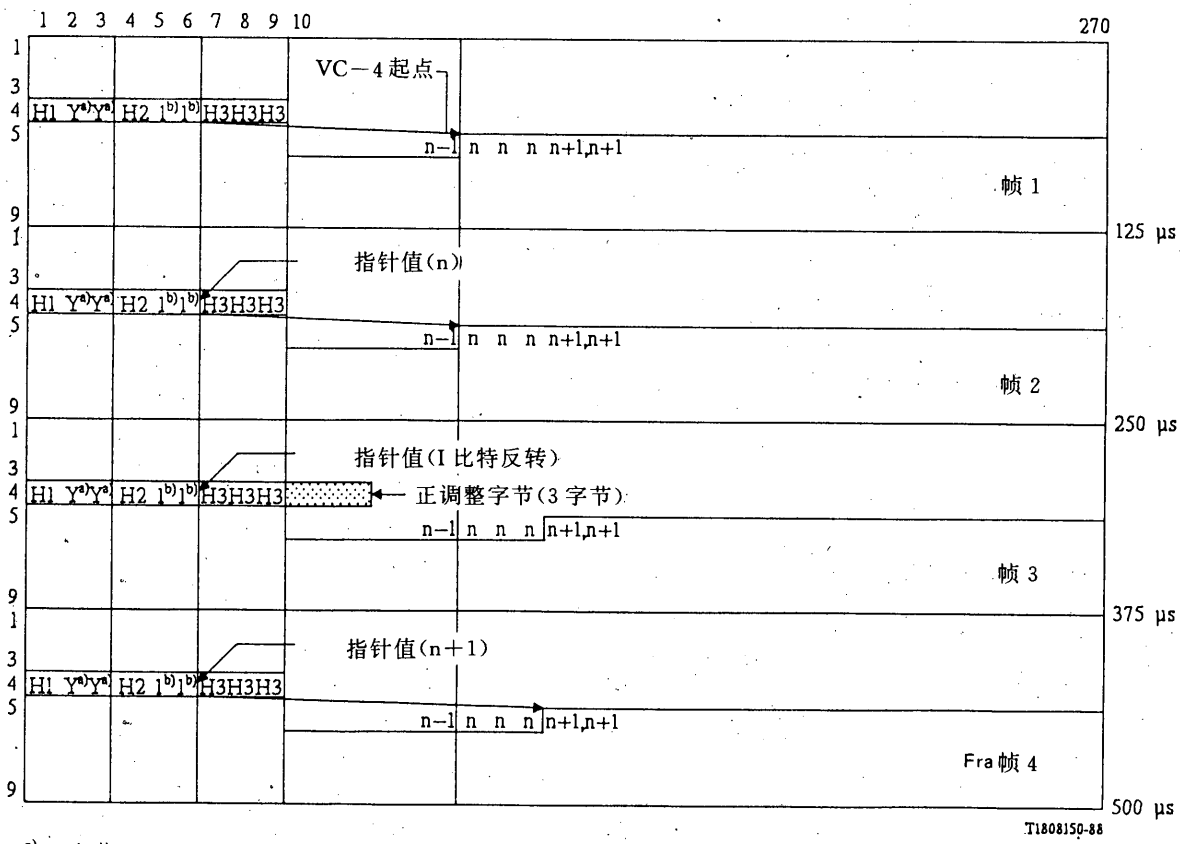
如果 SOH 帧速率与 VC 帧速率之间存在频率偏差，则指针数值将按需要增减，并伴随对应于正或负调整一个或几个字节。相继的指针操作必须至少要间隔 3 帧(即每第 4 帧)，在这三帧中，指针值保持不变。

如果 VC 的帧速率相对于 SOH 的帧速率来说太慢，则 VC 的定位必然及时周期性地回滑，且指针值必须增 1。这个操作由翻转指针码语的比特 7，9，11，13 和 15(I 比特)来指示。以使接收器能对这 5 个比特进行择多判决。3 个正调整字节紧接在包含翻转 I 比特的 AU-4 帧的最后一个 H3 字节之后出现。接下去的一些批针将含有新的偏移量，这被图解在图 3-5/G. 709。

对 AU-32 帧，一个正调整字节紧接在包含翻转 I 比特的各个 AU-32 帧所关联的 H3 字节之后出现。接下去的指针将含新的偏移量，这被图解在图 3-6/G. 709。对 AU-31 同样如此，如图 3-7/G. 709 所示。

如果 VC 的帧速率相对于 SOH 的帧速率太快，则 VC 的定位必须及时周期性地移前，且指针值必须减 1。这个操作由翻转指针码语的比特 8，10，12，14 和 16(D 比特)来指示，以使接收器能对这 5 个比特进行择多判决。三个负调整字节出现在包含翻转 D 比特的 AU-4 帧的 H3 字节中，接下去的一些指针将含有新的偏移量。这被图解在图 3-8/G. 709。

对于 AU-32 帧，一个负调整字节出现在包含翻转 D 比特的各个 AU-32 帧的 H3 字节中。接下去的那些指针将含有新的偏移量，这被图解在图 3-9/G. 709。对 AU-31 同样如此，如图 3-10/G. 709 所示。

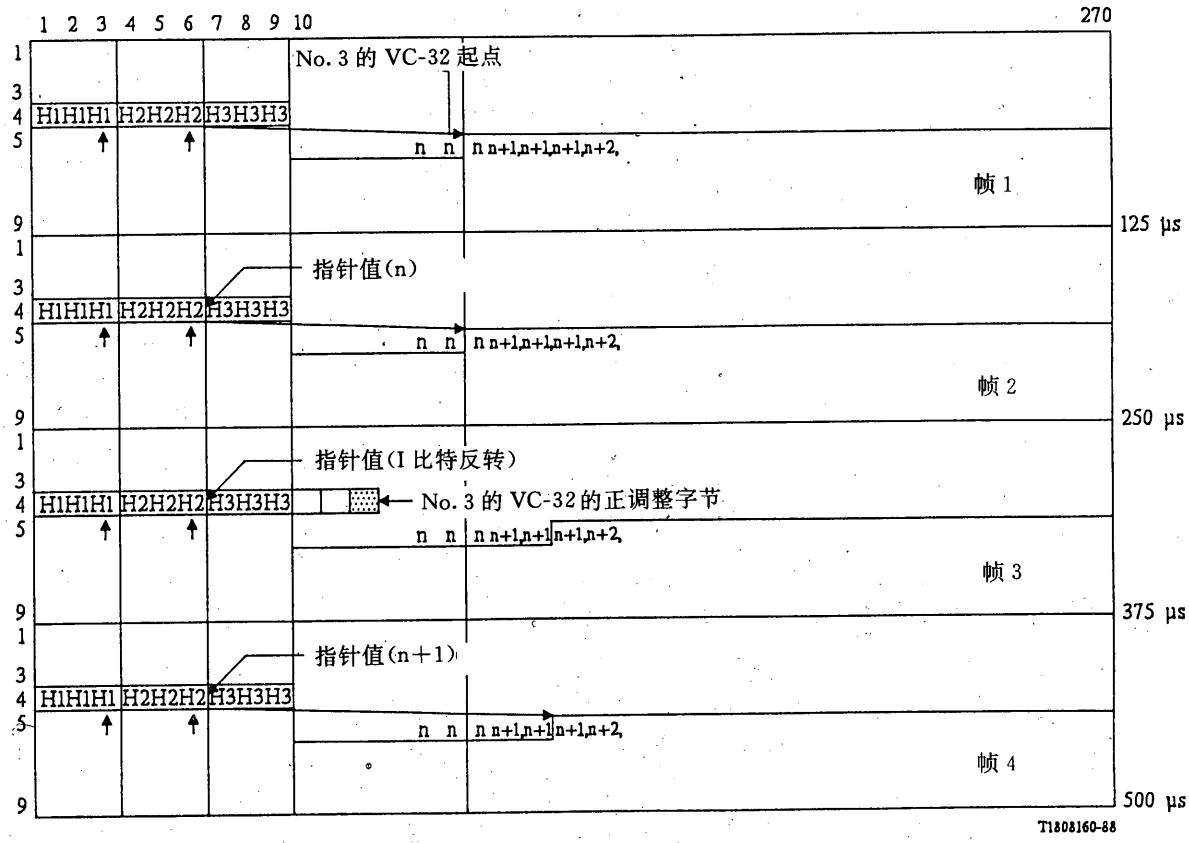


a) Y 字节＝ 1001SS11 (未作规定的 S 比特)

b) 全 1 字节

图 3-5/G. 709

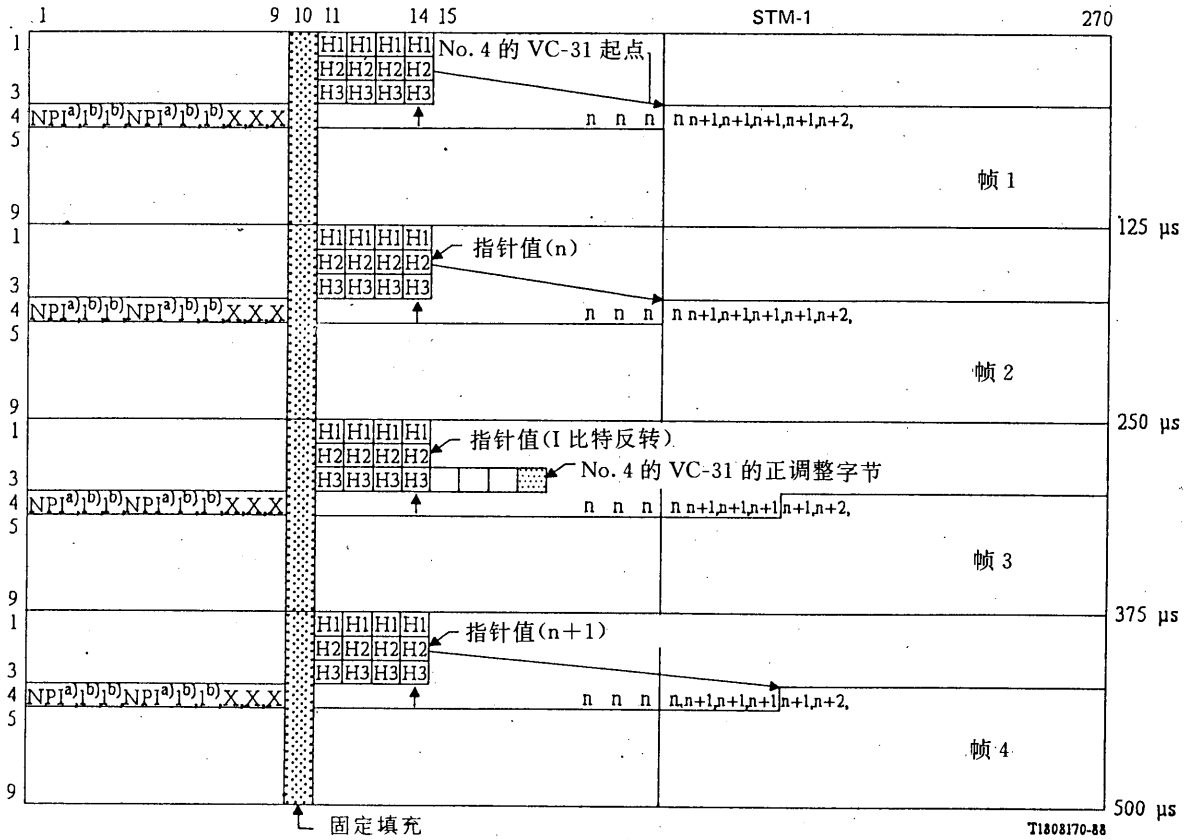
AU-4 指针调整操作—正调整



↑: 指示对 No. 3 的 VC-32 的指针操作

图 3-6/G. 709

AU-32 指针调整操作—正调整



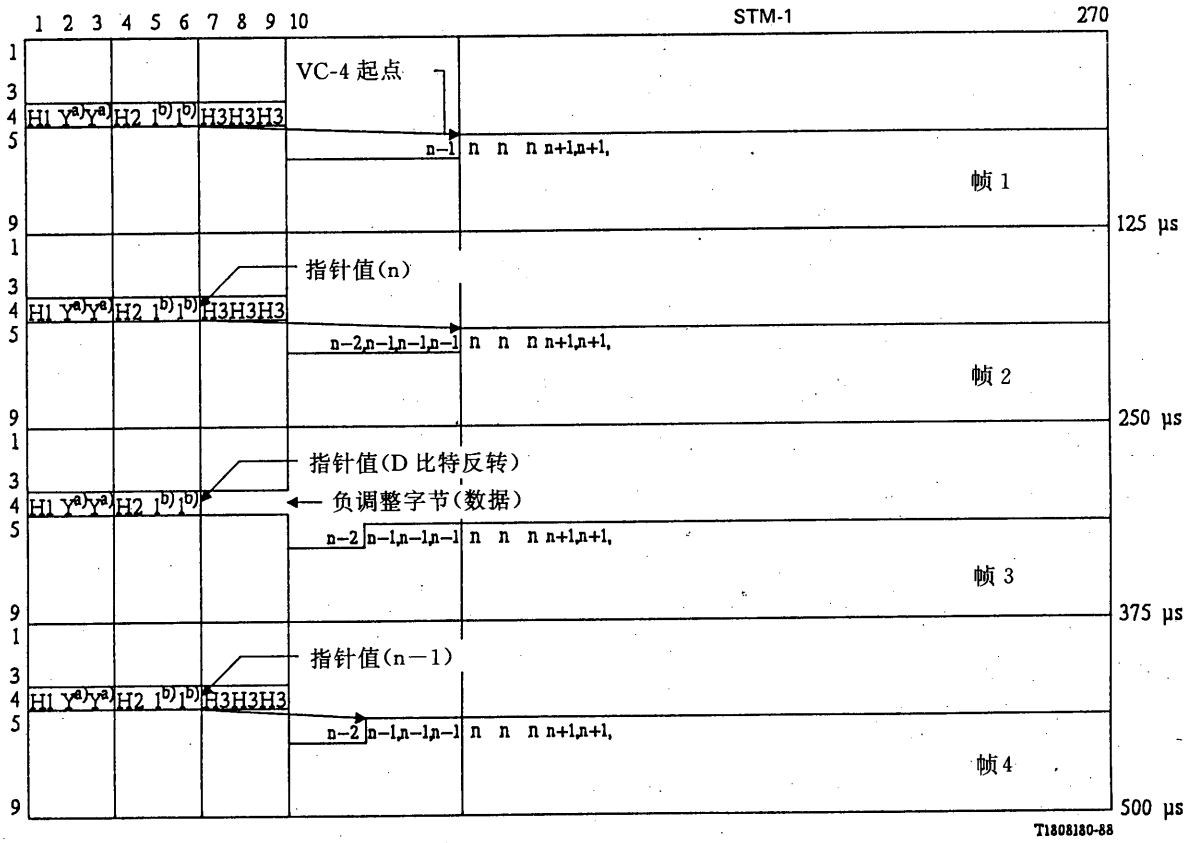
a) 两个 NPI 字节组成一个 16 比特序列 1001SS1111100000(S 比特未规范)

b) 全 1 字节

↑:指示对 No. 4 的 VC-31 的指针操作

图 3-7/G. 709

AU-32 指针调整操作—正调整



a) Y字节= 1001SS11 (S 比特未规范)

b) A全 1 字节

图 3-8/G.709

AU-4 指针调整操作—负调整

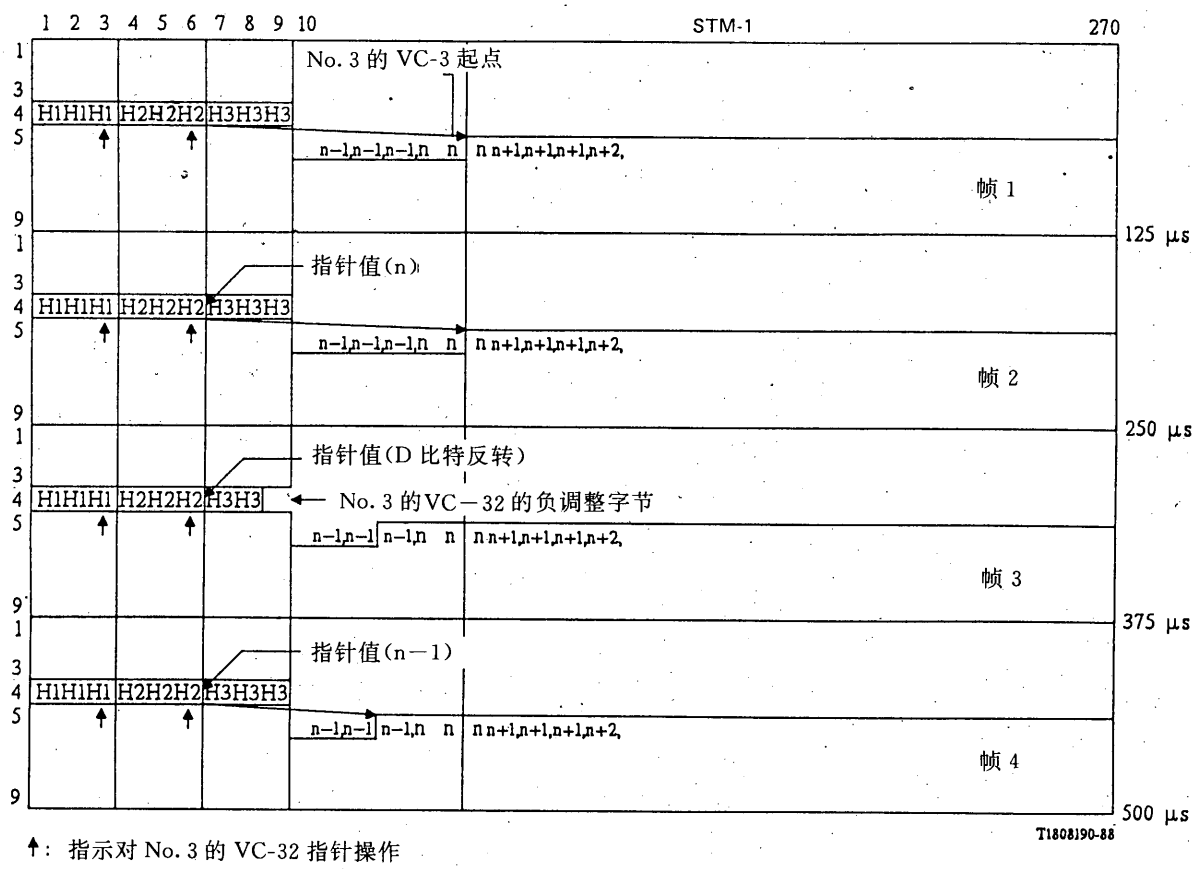
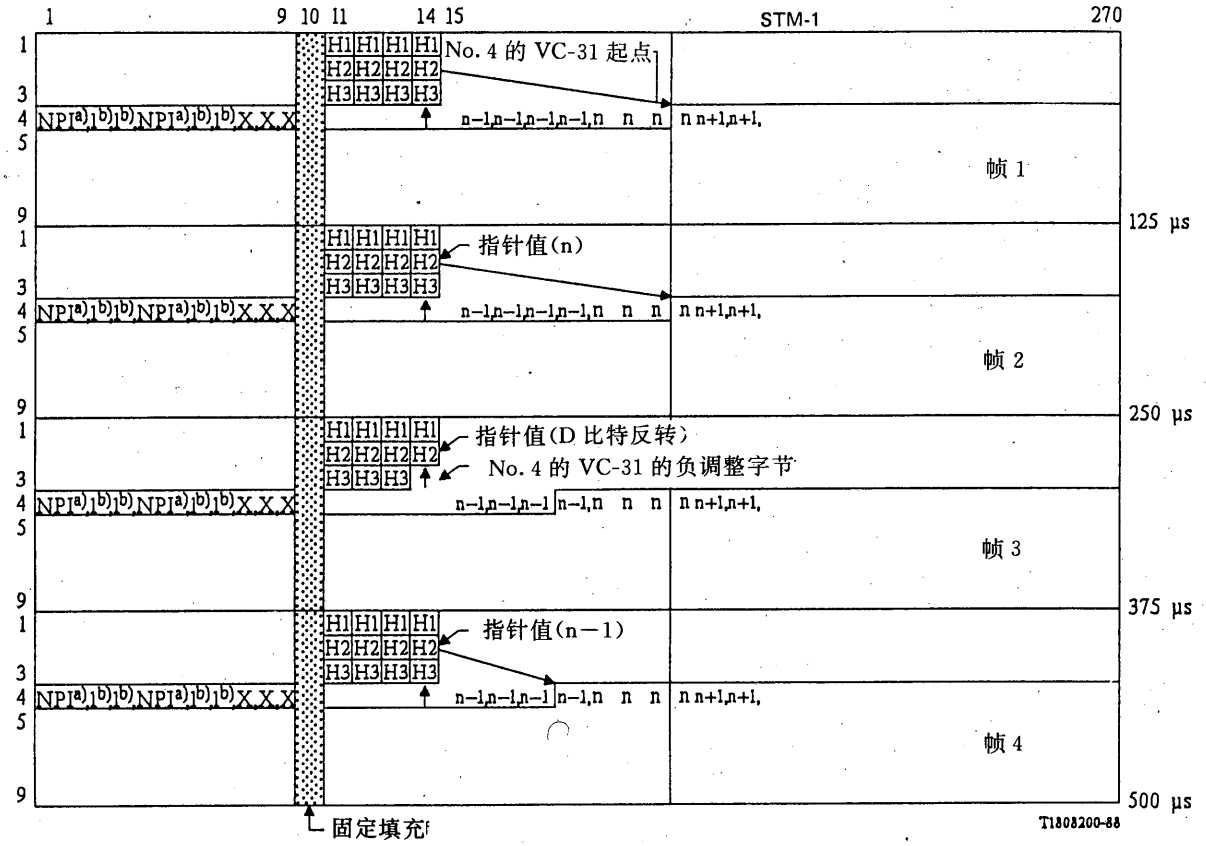


图 3-9/G. 709

AU-32 指针调整操作—负调整



a) 两个 NPI 字节组成一个 16 比特序列 1001SS1111100000(S 比特未规范)

b) 全 1 字节

↑: 指示对 No. 4 的 VC-31 指针操作

图 3-10/G. 709

AU-31 指针调整操作—负调整

3.1.4 新数据标志

指针码语的比特 1-4(N 比特),传送一个新的数据标志(NDF),如果指针值的变化是由于净荷改变引起,它就允许指针值任意变化。

为了允许校正误码而把 4 个比特分配给标志。利用接受实现的 NDF 只要至少有 3 比特一致便可进行解码。正常的操作由 N 比特中 0110 码指示。NDF 则是利用把 N 比特翻转成 1001 来指示。利用伴随 NDF 的指针值来指示新的定位,且起着指示偏移量的作用。当指针值在其正常值和级联指示 CI 或者无效指针指示 NPI 之间转换时,应当使 NDF 处于实现状态。

3.1.5 指针产生

下面归纳产生 AU 指针的规则:

1) 在正常运行期间,指针确定在 AU 帧内 VC 的起始位置。新数据标志(NDF)置成 0110。
2) 指针值只能由规则 3,4 或 5 来改变。
3) 如果需要一次正调整,随着翻转 I 比特发送现行指针值,并用虚信息填充其后的正调整机会字节。随后的一些指针等于以前的指针值增 1。在这次操作以后至少 3 帧内不允许接着进行加或减操作。
4) 如果需要一次负调整,随着翻转 D 比特发送现行指针值,并用实际数据改写其后的负调整机会字节,随后的指针等于以前的指针值减 1。在这次操作后至少 3 帧内不允许接着进行加或减操作。
5) 如果由于规则 3 或 4 以外的任何原因,VC 的定位发生变化,应当伴随 NDF 置为 1001 而发送新的指针值。NDF 仅在含新值的第 1 帧中出现。VC 的新位置开始于新指针指示的偏移第一次出现处。在这次操作后至少 3 帧内不允许接着进行加或减操作。

3.1.6 指针的解释

以下归纳用于解释 AU 指针的规则:

1) 在正常运行期间,指针确定 VC 在 AU 帧内的起始位置。
2) 除非相同的新值被连续三次收到或者在这之前出现规则 3,4,5 之一的情况,均不理睬现行指针值的任何变化。
3) 如果指针码语 I 比特的大多数被翻转,则指示一个正调整操作,随后的指针值应当增 1。
4) 如果指针码语 D 比特的大多数被翻转,则指示一个负调整操作,随后的指针值应当减 1。
5) 不论接收器处于何状态,如果 NDF 被置成 1001,则此时出现的指针值应当取代原有的指针值,偏移量由新指针值指示。

3.2 *TU-3* 指针

TU-3 指针有两种类型:TU-31 和 TU-32,TU-3 指针提供在 TU-3 帧内使能灵活和动态地定位 VC-3 的方法,而与 VC 的实际内容无关。动态定位意味着允许 VC-3 在 TU-3 帧内"浮动"。

3.2.1 *TU-3* 指针定位

三个独立的 TU-32 指针分别包含在图 3-11/G.709 所示的三个分离的 H1,H2 和 H3 字节。四个独立的 TU-31 指针分别包含在图 3-12/G.709 所示的四个分离的 H1,H2 和 H3 字节。

3.2.2 *TU-3* 指针值

包含在 H1 和 H2 中的 TU-3 指针值指定 VC-3 起始字节的位置。分配给指针功能的这两个字节可视为一个码语，如图 3-4/G.709 所示。指针码语的最后 10 比特(第 7—16 比特)运送指针值。两个 S 比特(比特 5 和 6)指示 TU 类型。

TU-32 指针值是 0—764 范围内的一个二进制数，它指示指针和 VC-32 第一字节之间的偏移量，如图 3-11/G.709 所示。

TU-31 指针值是 0—581 范围内的一个二进制数，它指示指针和 VC-31 第一字节之间的偏移量，如图 3-12/G.709 所示。

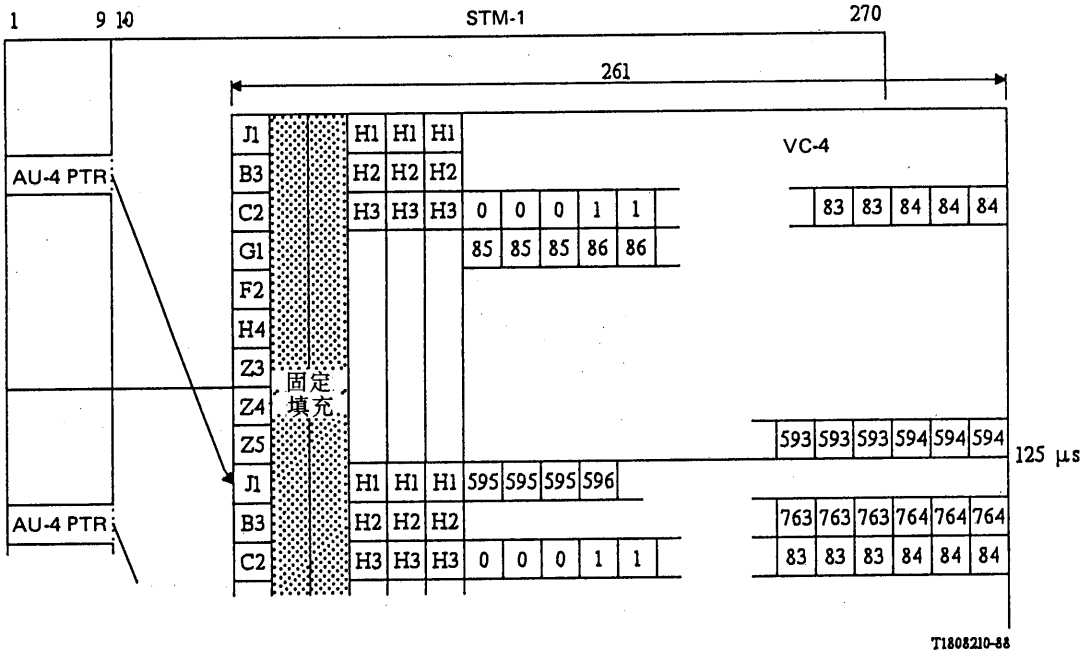


图 3-11/G.709

TU-32 指针偏移计数

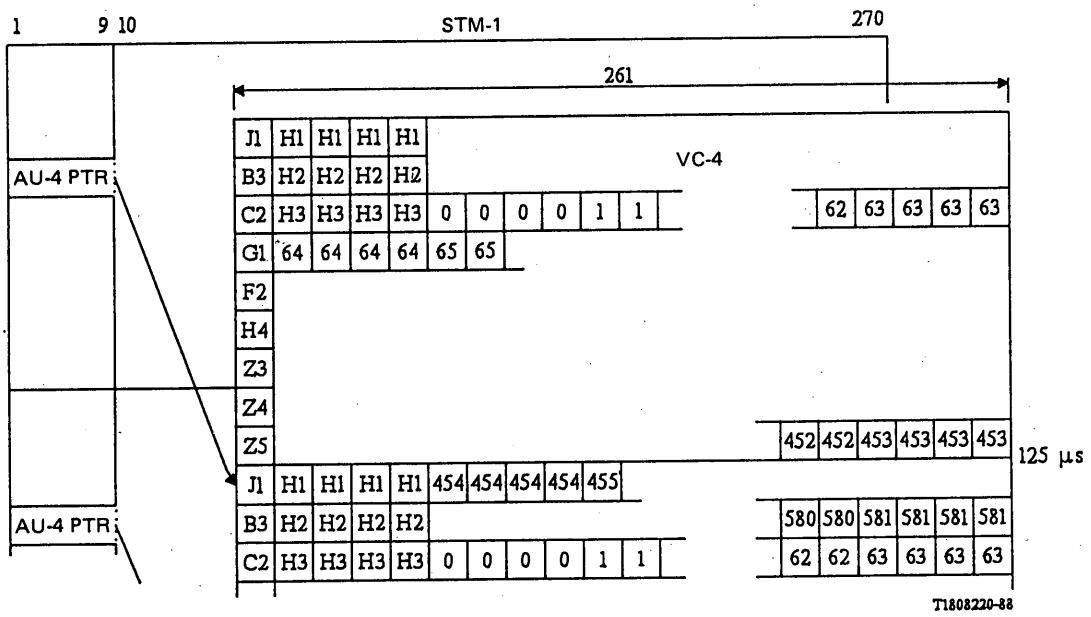


图 3-12/G.709

TU-31 指针偏移计数

3.2.3 频率调整

如果 TU-3 帧速率和 VC-3 帧速率之间存在频率偏差，则指针值将按需增或减，同时伴随一个相应的正或负调整字节。下一次指针操作必须在相隔至少 3 帧后进行，在此期间，指针值保持不变。

如果 VC-3 的帧速率相对于 TU-3 帧速率来说太慢，则 VC 的定位必须及时周期性地回滑，且指针必须增 1，这个操作由翻转指针码语的比特 7，9，11，13 和 15(I 比特)来指示，以使接收器能对 5 个比特进行择多判决。一个正调整字节紧接在包含翻转 I 比特的 TU-3 帧的相应的 H3 字节后面出现。后续的 TU-3 指针将包含新的偏移量。

如果 VC-3 帧速率相对于 TU-3 帧速率太快，则 VC 的定位必须及时周期性地移前，且指针必须减 1，这个操作由翻转指针码语的比特 8，10，12，14 和 16(D 比特)来指示，以使接收器能对 5 个比特进行择多判决。一个负调整字节出现在包含翻转 D 比特的 TU-3 帧的专用的 H3 字节中。后续的 TU-3 指针将包含新的偏移量。

3.2.4 新数据标志

指针码语的比特 1～4(N 比特)运送新数据标志(NDF)，如果指针值的改变是由于 VC-3 的改变所引起的，它就允许指针值任意改变，为使能校正误码而把 4 个比特分配给识别标志。利用接受实现的 NDF 只要至少有 3 个比特一致，便可进行解码。正常的操作由 N 比特中 0110 码指示。NDF 则是利用把 N 比特翻转成 1001 来表示，利用伴随 NDF 的指针值指示新的定位，且起着指示偏移量的作用。

3.2.5 指针产生

下面归纳产生 TU-3 指针的规则：

1) 在正常运行期间，指针确定 VC-3 在 TU-3 帧内的起始位置，新数据标志 NDF 置成“0110”。
2) 指针值只能按规则 3，4 或 5 而改变。
3) 如果需要一次正调整，随着翻转 I 比特，发送现行指针值，并用虚设信息填充其后的正调整机会字节。随后的一些指针等于先前的指针值加 1。在这次操作以后至少 3 帧内不允许接着进行加或减操作。
4) 如果需要一次负调整，随着翻转 D 比特，发送现行指针值，并用实际数据改写其后的负调整机会字节，随后的指针等于现行指针值减 1。在这次操作以后至少 3 帧内不允许接着进行加或减操作。
5) 如果由于规则 3 或 4 以外的任何原因，VC 的定位发生变化，应当伴随着由 NDF 置为 1001 而发送新的指针值。NDF 仅在含新值的第 1 帧中出现。新的 VC 位置开始于由新指针指示的偏移第一次出现处。在这次操作之后至少 3 帧内不允许接着进行加或减操作。

3.2.6 指针的解释

下面归纳用于解释 TU-3 指针的规则：

1) 在正常运行期间，指针确定 VC-3 在 TU-3 帧内的起始位置。
2) 除非相同的新值被连续三次收到，或者在这之前出现规则 3，4，5 条之一的情况，均不理睬现行指针值的任何变化。
3) 如果指针码语 I 比特的大多数被翻转，则指示一个正调整操作，随后的指针值应当增 1。

4） 如果指针码语 D 比特的大多数被翻转，则指示负调整，随后的指针值将减 1。

5） 不论接收器处于何状态，如果 NDF 被置成 1001，则此时出现的指针值应当取代原有的指针值，偏移量由新指针值指示。

3.3 *TU-1/TU-2* 指针

TU-1 指针仅用于浮动方式的映射。浮动和锁定操作模式在 § 5.2 中说明。

TU-1 和 TU-2 指针提供在 TU-1 和 TU-2 复帧内允许灵活和动态地定位 VC-1/VC-2 的方法，而与 VC 的实际内容无关。

3.3.1 *TU-1/TU-2* 指针位置

TU-1/TU-2 指针包含在 V1 和 V2 字节，图示于图 3-13/G.709。

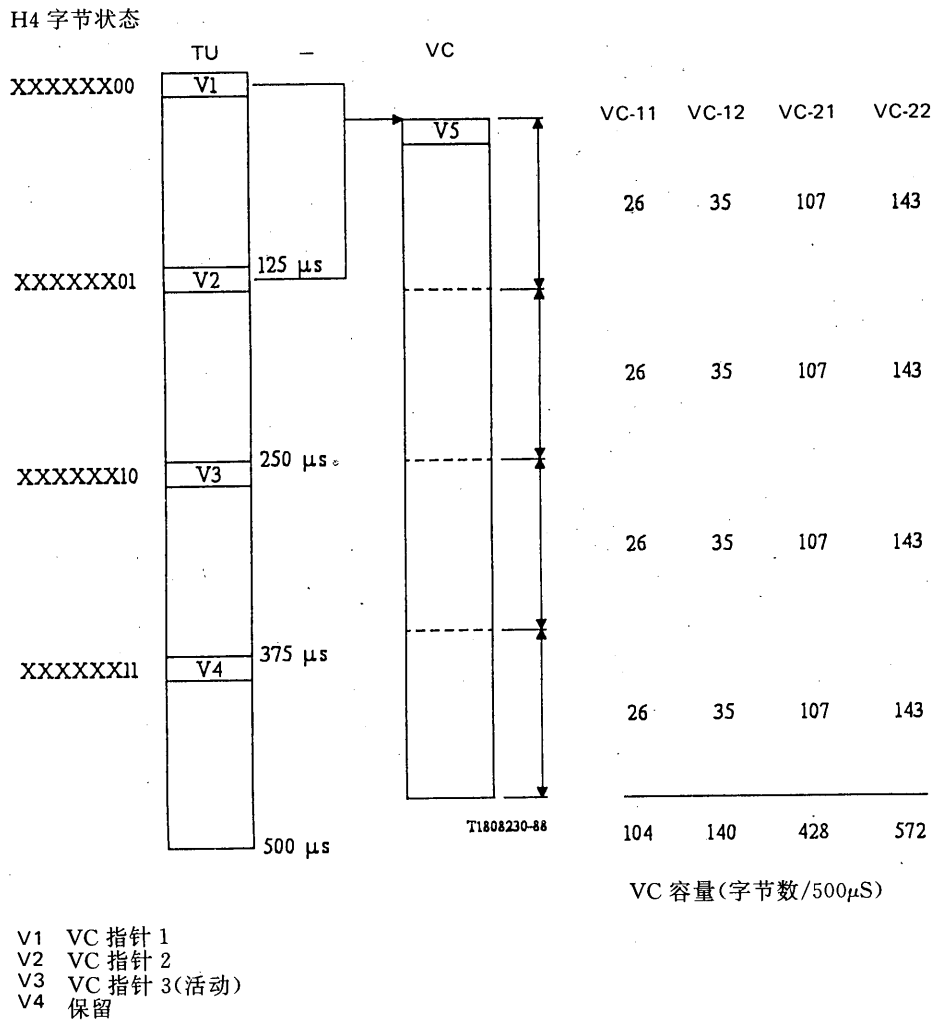


图 3-13/G.709

在复帧化的 TU 中 VC 的映射

3.3.2 *TU-1/TU-2* 指针值

TU 指针码语示于图 3-14/G.709。

指针值(比特 7—16)是一个二进制数,该二进制数指示从 V2 到 VC-1/VC-2 的第一字节之间的偏移量,对各种规模的 TU,偏移量的范围不同,如图 3-15/G.709 所示。注意,在计算偏移量时,对指针字节不计数。

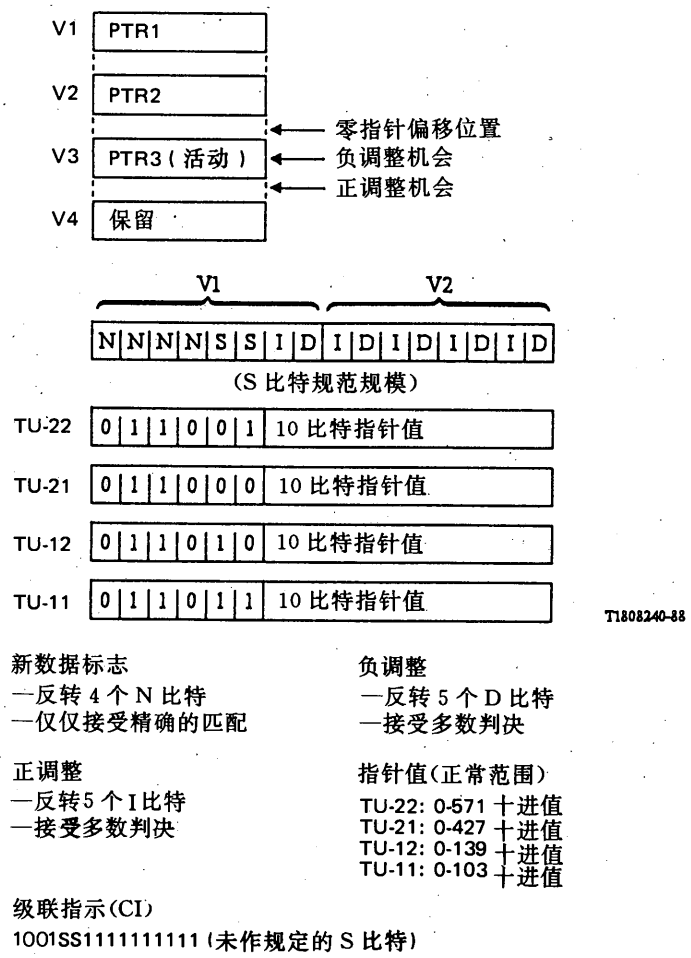


图 3-14/G.709

TU-1/TU-2 指针编码

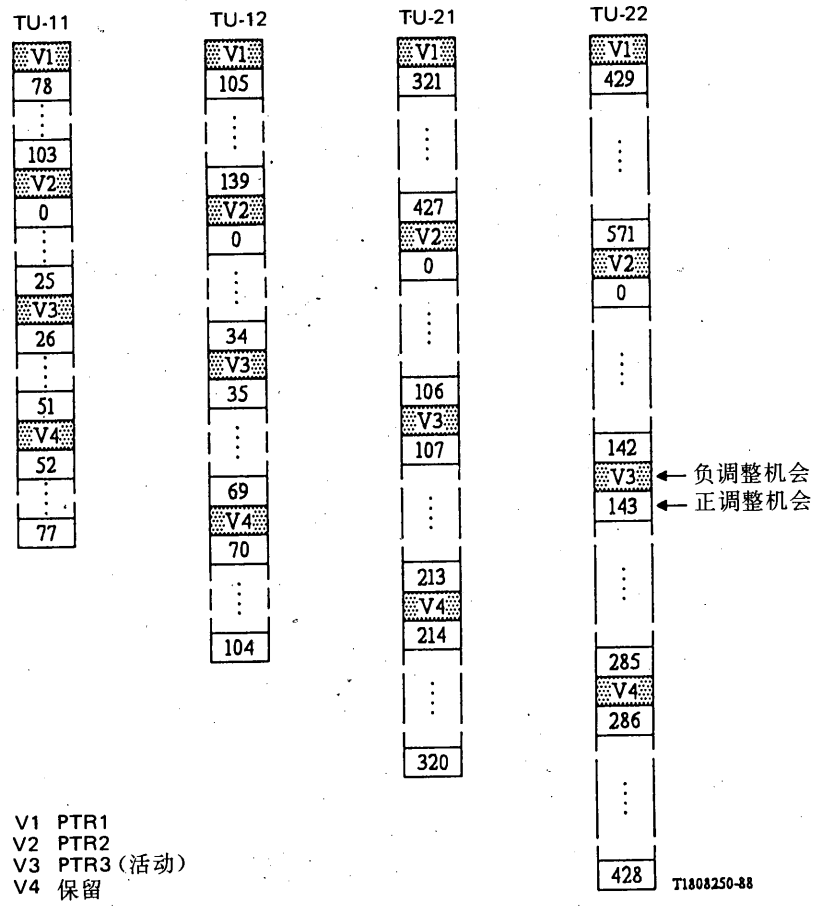


图 3-15/G.709

TU 指针偏移

3.3.3 *TU-1/TU-2 复帧指示器字节*

TU-1/TU-2 复帧指示器字节(H4)与最低一级复用结构有关,并表明适于某些净荷使用的各种各样的不同复帧。特别是它提供:

— 500μs(4 帧)的复帧,用于鉴别在浮动 TU-1/TU-2 模式时,包含 TU-1/TU-2 指针的那些帧以及在锁定 TU-1 模式时的备用字节位置。

— 2ms(16 帧)复帧,用于锁定 TU-1 模式,对 2048 kbit/s 净荷的字节同步的时隙外信令。

— 在 3ms(24 帧)的复帧,用于锁定 TU-1 模式对 1544 kbit/s 净荷的字节同步时隙外信令。

H4 字节的编码图示于图 3-16/G.709 到 3-18/G.709。

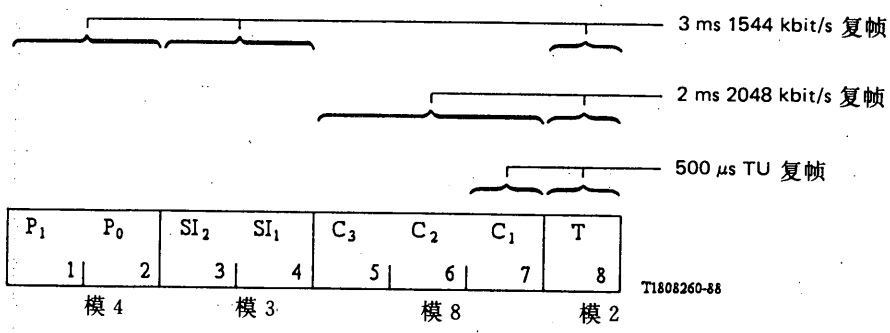


图 3-16/G.709

TU 复帧指示器字节(H4)

比特				帧	时间
1 2	3 4	5 6 7	8		
					0
0 0	0 0	0 0 0	0	0	
0 0	0 0	0 0 0	1	1	
0 0	0 1	0 0 1	0	2	
0 0	0 1	0 0 1	1	3	500 μs TU 复帧
0 0	1 0	0 1 0	0	4	
0 0	1 0	0 1 0	1	5	
0 1	0 0	0 1 1	0	6	
0 1	0 0	0 1 1	1	7	
0 1	0 1	1 0 0	0	8	
0 1	0 1	1 0 0	1	9	
0 1	1 0	1 0 1	0	10	
0 1	1 0	1 0 1	1	11	
1 0	0 0	1 1 0	0	12	
1 0	0 0	1 1 0	1	13	
1 0	0 1	1 1 1	0	14	
1 0	0 1	1 1 1	1	15	2 ms 2048 kbit/s 信令循环
1 0	1 0	0 0 0	0	16	
1 0	1 0	0 0 0	1	17	
1 1	0 0	0 0 1	0	18	
1 1	0 0	0 0 1	1	19	
1 1	0 1	0 1 0	0	20	
1 1	0 1	0 1 0	1	21	
1 1	1 0	0 1 1	0	22	
1 1	1 0	0 1 1	1	23	3 ms 1544 kbit/s 信令循环
0 0	0 0	1 0 0	0	24	
0 0	0 0	1 0 0	1	25	
0 0	0 1	1 0 1	0	26	
0 0	0 1	1 0 1	1	27	
0 0	1 0	1 1 0	0	28	
0 0	1 0	1 1 0	1	29	
0 1	0 0	1 1 1	0	30	
0 1	0 0	1 1 1	1	31	
0 1	0 1	0 0 0	0	32	
0 1	0 1	0 0 0	1	33	
0 1	1 0	0 0 1	0	34	
0 1	1 0	0 0 1	1	35	
1 0	0 0	0 1 0	0	36	
1 0	0 0	0 1 0	1	37	
1 0	0 1	0 1 1	0	38	
1 0	0 1	0 1 1	1	39	
1 0	1 0	1 0 0	0	40	
1 0	1 0	1 0 0	1	41	
1 1	0 0	1 0 1	0	42	
1 1	0 0	1 0 1	1	43	
1 1	0 1	1 1 0	0	44	
1 1	0 1	1 1 0	1	45	
1 1	1 0	1 1 1	0	46	
1 1	1 0	1 1 1	1	47	6 ms = 循环重复时间

注—整个 H4 编码序列在锁定 TU 模式是强制的，而在浮动 TU 模式则是可选的。

图 3-17/G.709

TU 复帧指示器字节(H4)全编码序列

比特 1 2 3 4 5 6 7 8	帧	时间
1 1 1 1 1 1 0 0	0	0
1 1 1 1 1 1 0 1	1	
1 1 1 1 1 1 1 0	2	
1 1 1 1 1 1 1 1	3	500 μs TU 复帧

注 1—根据比特 3 和 4 等于二进 1 而能检出缩短模式的使用

注 2—缩短的 H4编码序列在浮动 TU 模式是可选的

图 3-18/G. 709

TU 复帧指示器字节(H4)缩短编码序列

对于仅工作于浮动 TU-1/TU-2 模式的一些网络单元,可以采用简化的复帧定位字节。简化了的方案只提供 500μs 复帧,由 TU-1 内运送的各个 TU 复帧指示器指示在各个浮动的 TU-1 内的 2 或 3ms 长的任一信令复帧。图 3-13/G. 709 表示映射在一个复帧化的 TU-1/TU-2 中的 VC-1/VC-2。

从锁定到浮动的 TU 的转换器允许 H4 透明地通过,而从浮动到锁定的 TU 的转换器则必须从所有浮动的 TU 中恢复和定位复帧,并从而能够在锁定的 TU 侧发送任一合适的完整的复帧。

3.3.4 *TU-1/TU-2 频率调整*

TU-1/TU-2 指针用于 VC-1/VC-2 频率调整,其方法同 TU-3 指针用于 VC-3 频率调整完全相同。一个正码速调整机会立即跟随 V3 字节。此外,V3 字节用作负码速调整机会,若利用这个机会,则 V3 字节被数据改写。这也示于图 3-15/G. 709。在目前的 TU 复帧中,通过指针的 I 比特和 D 比特提供指示,表明是否已利用了一次码速调整机会。若没有用于负码速调整,则对 V3 字节中的值不作规定,要求接收器无论何时都不管没有用来作为负码速调整的 V3 字节中的值。

3.3.5 *TU-1/TU-2 规模*

TU-1/TU-2 指针的比特 5 和 6 表示 TU 的规模,目前提供 4 种规模,如表 3-1/G. 709 所示。

表 3-1/G. 709

规模 (二进制数)	命名	TU 指针范围 (在 500μS 内)
01	TU-22	0 à 571
00	TU-21	0 à 427
10	TU-12	0 à 139
11	TU-11	0 à 103

注意,本方法只用于 TU-1/TU-2 等级。

3.3.6 新数据标志(*NDF*)

指针码语比特1—4(N比特)运送一个NDF,NDF有这样的机制:它能允许指针值以及还可能包括TU的规模任意变化,只要这种变化是由净荷的变化而引起的。如果这种变化还包含规模方面的变化,那么不言而喻,则在TUG-21的全部TU中还必然同时存在新数据的转变。

正如TU-3指针的NDF情况一样,发送的正常值是0110,而准确地收到的值1001表示VC的新的定位,以及可能的新的规模。若表明一种新规模,那么在TUG-21中的全部TU指针(1—4)必须同时指示有同一新规模的NDF。由用伴随着NDF的指针值和规模值来指示新的定位和可能的新规模,并起到指示偏移量的作用。当指针值在正常值与级联指示(CI)之间转换时,应当使NDF处于实现的状态。

3.3.7 *TU* 级联

当需要传送的净荷容量比一个C-21(用TUG-21情况)或一个C-22(用TU-22情况)大时,可将几个TU-2级联,以形成一个TU-2-mc(被级联的m×TU-2)。为了表明这种在单个VC-2-mc(级联的m×VC-2)中所运送的多个C-2净荷必须保持在一起而使用了CI(TU-2指针的比特1—4为1001,比特5—6未作规定,比特7-16为全1)。

注意,TU-2是载于一个TUG-2中,如图5-4/G.709和5-5/G.709所示。

如果一个TU-2指针包含级联指示,则指针处理器决定将该TU-2级联到前一个TU-2上,在该TU-2上须执行前一个TU-2指针所指示的全部操作。

3.3.8 *TU* 指针的产生和解释

产生和解释用于VC-1/VC-2的TU-1/TU-2指针的规则是对§3.2.5和§3.2.6就TU-3指针所提供的规则的扩展,有如下的修改:

1) 术语TU-3用TU-1/TU-2替换,术语VC-3用VC-1/VC-2替换。
2) 补充指针产生规则6:如果在一个TUG-21中,TU的规模需变化,那么如第5条规则所述,在这个TUG-21中所有新规模的TU都须同时发送NDF。
3) 补充指针解码规则6:如果在TUG-21的所有TU中都同时收到1001的NDF和一个任意新规模的TU,则应立即用此时出现的指针和规模来替换原有的指针和规模。

3.4 用于 *STM-1* 级联的指针操作

在AU-4指针中所含的级联指示用来表示STM-1是STM-Nc的一部分。

在STM-Nc的第一个STM-1中的AU-4应有一个正常范围的指针值。对在组合的STM-Nc中所有后续的AU-4,其指针值应当是:比特1-4置为1001,比特5,6未作规定,比特7—16为全1。由于这个值并不指示有效偏移,所以各个指针处理器应将这个值解释为它们都应当执行同组合的STM-Nc的第一个AU-4中所执行的同样的操作。当变化指针到级联值或从级联值变到指针时,必须设置NDF。

3.4.1 指针产生

下列附加的指针产生规则应当对AU-4指针适用:

若正在传输一个STM-Nc信号,仅对在第一个STM-1内的AU-4产生一个指针,在其余指针位置产生级联指示。由第一个STM-1内的AU-4指针所指示的全部操作适用于该STM-Nc中的每一个STM-1。

3.4.2　指针的解释

下面附加的指针解释规则应当对 AU-4 指针适用：

如果一个指针包含级联指示，则在 STM-1 上所需执行的各种操作与在该 STM-Nc 内的第一个 STM-1 上所需执行的那些操作是相同的。§3.1.6 的规则 3 和 4 不适用于这种指针。

4　通道开销

4.1　*VC-1/VC-2* 通道开销

由 TU-1/TU-2 的指针所指出的 VC-1/VC-2 的第一字节是 VC-1/VC-2 的通道开销，这个字节被命名为 V5。

这个字节提供 VC-1/VC-2 通道的误码校核、信号标记和通道状况的功能。VC-1/VC-2 通道开销 POH 的比特指配在下列各段中予以规定，并图解于图 4-1/G.709。

V5 仅用于浮动模式 VC-1/VC-2，它在锁定模式 VC-1/VC-2 中被称为 R 字节。在 §5.8 中说明浮动模式和锁定模式的操作。

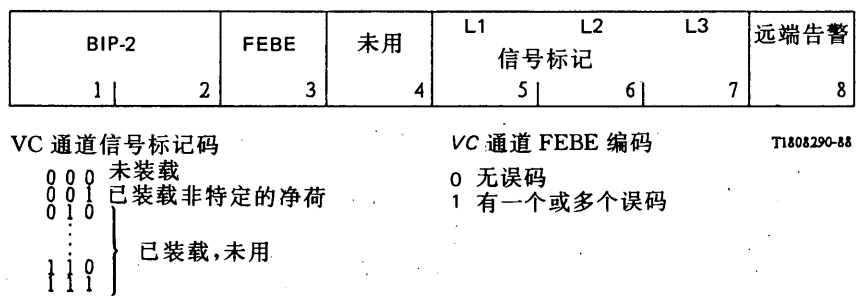
比特 1 和 2 用于误码性能监视，规定了比特间插奇偶校验(BIP)方案。比特 1 是这样设置的，它使得前一个 VC-1/VC-2 的所有字节中的所有奇数比特(1,3,5 和 7)的奇偶性("1"的数目)为偶数。比特 2 以类似的方法来设置，用于监视偶数比特(2,4,6 和 8)。注意，BIP-2 的计算包含 VC-1/VC-2 POH 的字节，但不包含 TU-1/TU-2 指针。

比特 3 是 VC-1/VC-2 通道远端块误码(FEBE)指示，如果用 BIP-2 检测到一个或多个误码，则比特 3 置成 1，并向 VC-1/VC-2 通道的源端方向回送，其余情况下均置为 0。

比特 4 不用(X)，要求接收器不理睬这个比特的值。

比特 5—7 提供 VC-1/VC-2 信号标记，这三个比特组合可能有 8 个二进制值。数值 0 表示"VC-1/VC-2 通道未装载"，数值 1 表示"VC-1/VC-2 已装载 — 非特定的净荷"，其余 6 个值保留作为特定的 VC-1/VC-2 映射的需要予以规定。除 0 以外，所收到的任一数值都表示一个已装载的 VC-1/VC-2 通道。

比特 8 是 VC-1/VC-2 通道远端告警指示。如果正在收到 TU-1/TU-2 通道告警指示信号(AIS)，或者正在收到一种信号故障状态，这个比特须置为 1，否则则置为 0。利用 VC-1/VC-2 汇合器回送 VC-1/VC-2 通道远端告警指示。



注—仅对 VC-21-mC 中第 1 个 VC-21 才规定 VC 通道开销

图 4-1/G.709

VC-1/VC-2 通道开销(V5)

4.2 *VC-3/VC-4 开销*

VC-3/VC-4 POH 将被指配给净荷，并保持到净荷被分用之前，还将用于传送所有 VC-3/VC-4 必需的功能。注意，这并不排除在特殊映射情况下其他开销的分配(例如用于映射异步的 44736 kbit/s 信号的码速调整控制)。这类开销是净荷所特有的开销，而本节所规定的开销是与净荷独立的。

VC-4/VC-32 POH 由以 J1,B2,C2,G1,F2,H4,Z1—Z3 表示的 9 个字节组成。VC-31 POH 由以 J1,B3,C2,G1,G2,H4 表示的 6 个字节组成。

4.2.1 *VC-3/VC-4 通道径迹(J1)*

它是 VC 的第 1 个字节，它的位置由并联的 AU/TU 指针指示。这个字节被用来重复传输一个 64 字节固定长度的脉冲串，以便通道的接收端能够证实它还继续与预定的发送设备连着。本标准不限制消息的内容，因为其采取的是在发送和接收端用户都是可编程的。

4.2.2 *通道 BIP-8(B3)*

一个字节分配给每个 VC-3 或 VC-4 用于通道误码监测功能，这个功能应当是一个使用偶校验的 BIP-8 码，通道的 BIP-8 是对前一个未经扰码的 VC-3 或 VC-4 的全部比特进行计算得到的。计算得到的 BIP-8 在扰码前被放在 VC-3 或 VC-4 的 B3 字节中。

4.2.3 *信号标记(C2)*

分配一个字节用来指示 VC-3/VC-4 的组成，在 256 种可能的二进制数值中，这里规定了两个，其余的 254 个值保留作为特定的 VC-3/VC-4 映射的需要予以规定。

— 数值 0 指示“VC-3/VC-4 通道未装载”。如果段是完整的，但是没有 VC-3/VC-4 通道源端设备，则应发出这个值。

— 数值 1 指示“VC-3/VC-4 通道已装载—非特定净荷”，这个数值能用于无需进一步区分或通过另外的办法，诸如来自操作系统的消息以实现区分的所有净荷。

注意，除 0 以外，所收到的任何一个值，均构成“已装载”条件。

4.2.4 *通道状况(G1)*

分配一个字节，用来把通道终端状况和性能回送到 VC-3/VC-4 通道源端。这一特性使得有可能在一个完整的双工通道的任一端或沿通道的任一点监视整个通道的状况和性能。如图 4-2/G.709 所示，比特 1—4 传送利用通道 BIP-8 码(B3)已检出误码的间插比特块的计数。这个计数有 9 种法定值，即 0—8 个误码。这 4 个比特所表示的其余 7 种可能的数值只能是由某些无关条件引起，应被当成无误码来解释。每当 VC-3/VC-4 汇合器没有收到有效信号，它就回送一个 VC-3/VC-4 通道远端告警指示，VC-3/VC-4 通道远端告警指示是比特 5，为了指示 VC-3/VC-4 通道远端告警，该比特被置为 1，其余情况下被置为 0。在启动 VC-3/VC-4 通道远端告警期间特定的接收条件是通道 AIS、信号故障状况或通道径迹失配。比特 6,7,8 未使用。

4.2.5 *通道用户通路(F2)*

分配一个字节作为在通道的单元之间用户通信使用。

4.2.6 *复帧指示器(H4)*

这个字节为净荷提供一个一般化的复帧指示器，目前，这个指示器仅用于 TUG 结构的净荷，如 § 3.3.3 所述。

4.2.7 *备用字节(Z3—Z5)*

为目前尚未规定的未来用途而分配三个字节，这些字节还没有规定值。要求接收器不理睬这 3 个字节所含的数值。

FEBE				远端告警	未用		
1	2	3	4	5	6	7	8

VC 通道 FEBE 编码

T1808300-88

0 0 0 0 无误码
0 0 0 1 一个误码
⋮
0 1 1 1 七个误码
1 0 0 0
1 0 0 1
⋮ } 无误码
1 1 1 1

图 4-2/G.709

VC-3/VC-4 通道状况(G1)

5 映射支路进 VC

目前适应在建议 G.702 中规定的异步和同步支路应当是可以做到的。在 TU-1/TU-2 级,对异步的适应只采用浮动模式,而对同步的适应,则锁定和浮动两种模式都能用。

图 5-1/G.709 示出 TU-1 和 TU-2 规模以及格式。

5.1 映射支路进 *VC-4*

5.1.1 *异步的 139 264 kbit/s*

一个 139 264 kbit/s 信号映射入 STM-1 帧的一个 VC-4 容器,如图 5-2 和 5-3/G.709 所示。

一个 VC-4 容器由 9 个字节(1 列)的通道开销(POH)加上 9 行×260 列的净荷结构组成,如图 5-2/G.709 所示。

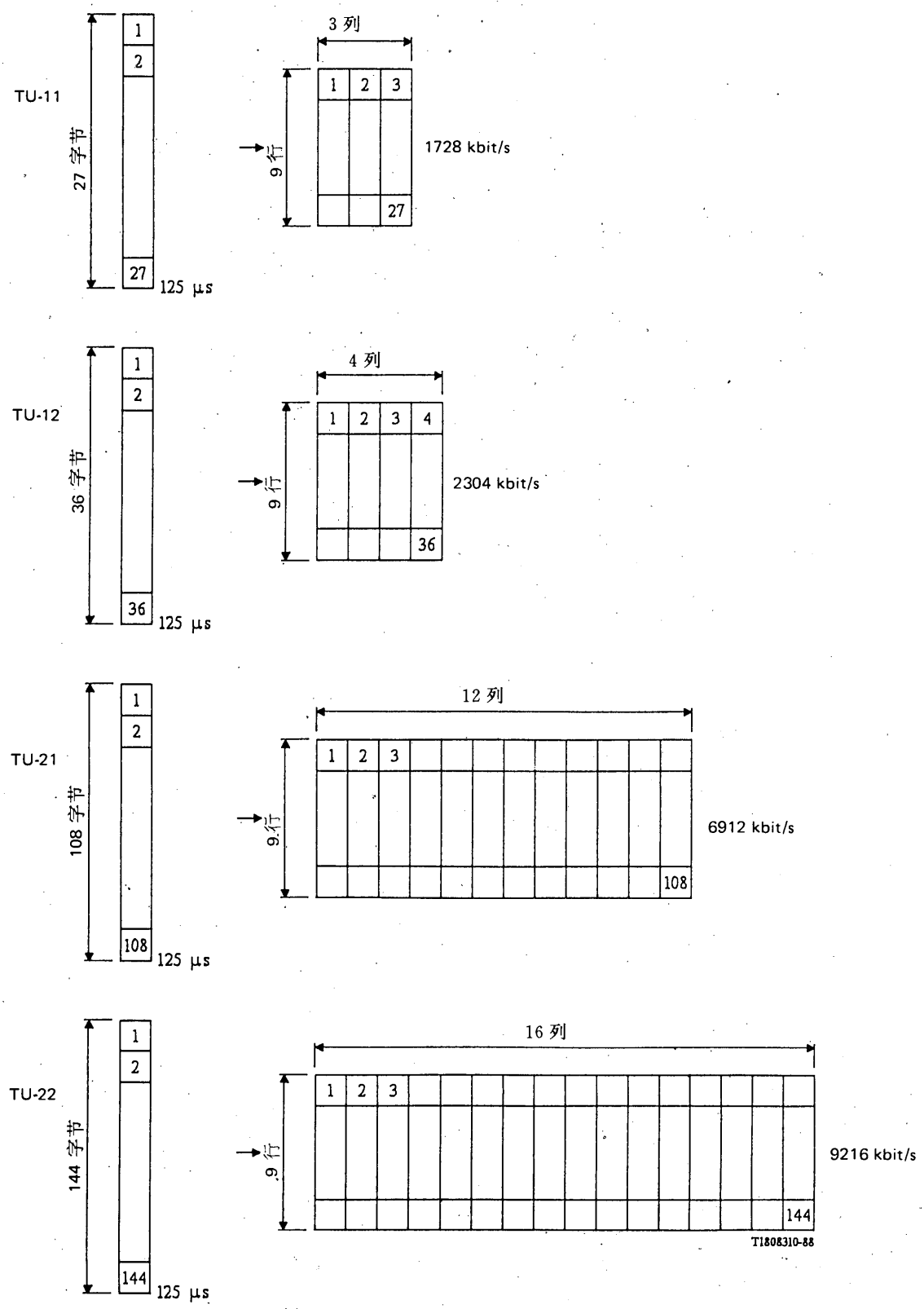
这个净荷能用来传送一个 139 264 kbit/s 信号:

— 9 行中的每一行被划分成 20 个块,每一个块含 13 个字节(图 5-2/G.709)。
— 每行提供一个码速调整机会比特(S)和 5 个码速调整控制比特(C)(图 5-3/G.709)。
— 一个块的第一字节由以下的比特组成:
  i) 8 个信息比特(I) (W 字节)
  ii) 或者 8 个固定的填充比特(R) (Y 字节)
  iii) 或者 1 个码速调整控制比特(C)加上 5 个固定的填充比特(R)再加上两个开销比特(0) (X 字节)
  iv) 或者 6 个信息比特(I)加上 1 个码速调整机会比特(S)再加上 1 个固定的填充比特(R)。 (Z 字节)
— 一个块的后 12 个字节由信息比特(I)组成。所有这些字节的序列示于图 5-3/G.709。

开销比特(O)是为今后开销通信之用而预留的。

每行中指定 5 个码速调整控制比特(C),用以控制对应的码速调整机会比特(S)。CCCCC=00000 表示 S 比特是一个信息比特,而 CCCCC=11111 表示 S 比特是一个码速调整比特。为抗御 C 比特中出现的单和双比特误码的影响,在解同步设备中应当采用多数判决来做出码速调整的决定。

当 S 比特用作码速调整比特时,对其值不作规定,每当 S 比特被作为码速调整比特时,要求接收器不理睬该比特所含的值。



注-TU 指针字节(V1-V4)设置在字节 1(使用四帧构成-复帧)

图 5-1/G.709

TU-1 和 TU-2 规模和格式

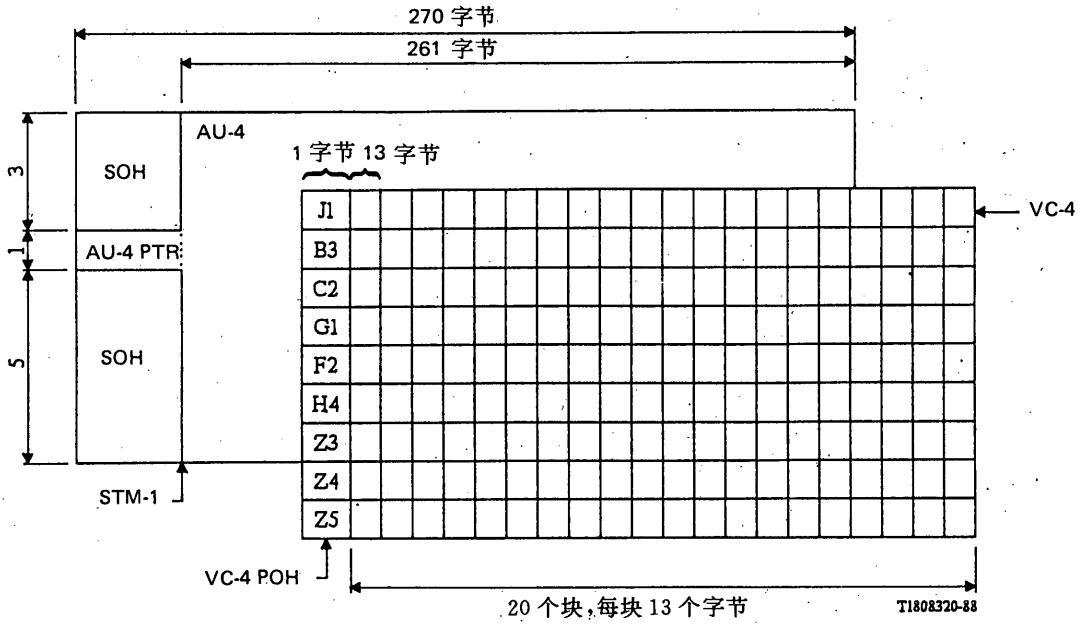
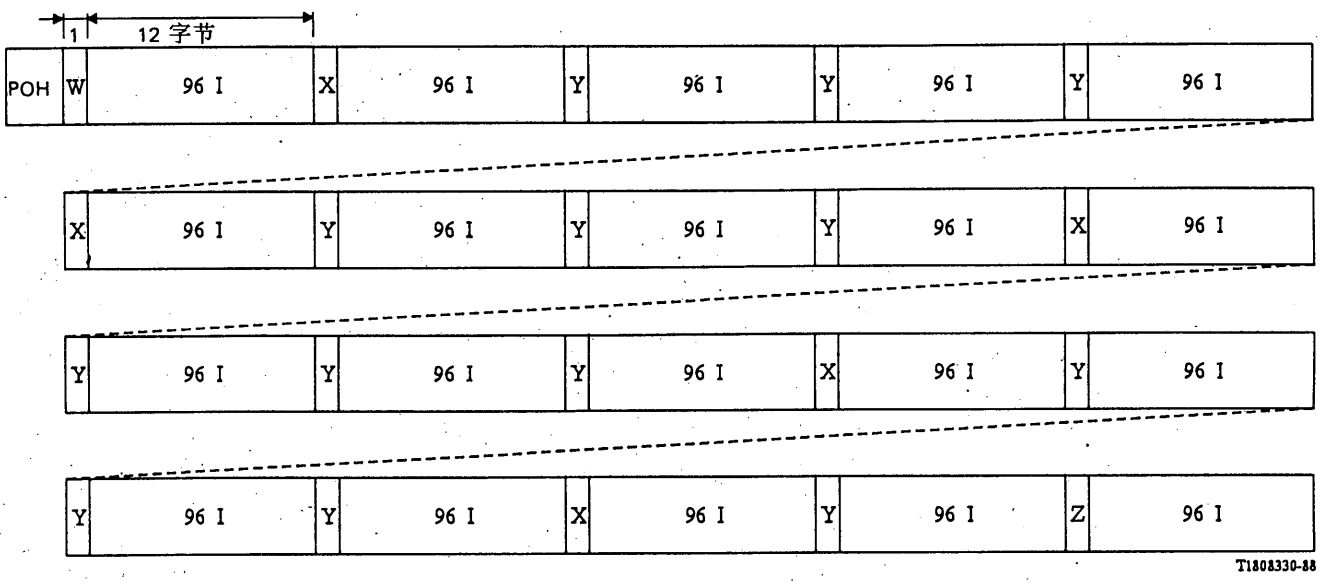


图 5-2/G.709

异步 139 264 kbit/s 映射用的 VC-4 块
结构与将 VC-4 映射进 STM-1



W = IIIIIIII　　Y = RRRRRRRR

X = CRRRRROO　　Z = IIIIIISR

I 信息比特
R 固定填充比特
O 开销比特
S 调整机会比特
C 调整控制比特

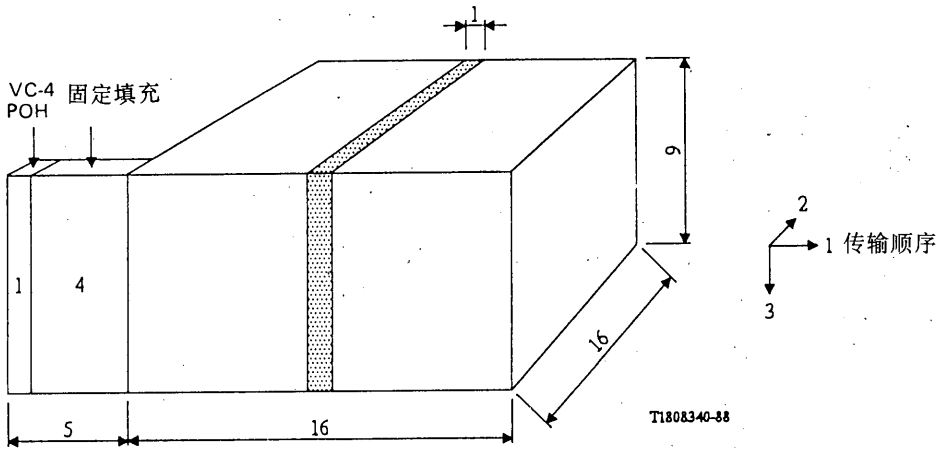
注—此图表示了九行 VC-4 容器结构中的一行

图 5-3/G.709

异步 139 264 kbit/s 支路映射进 VC-4

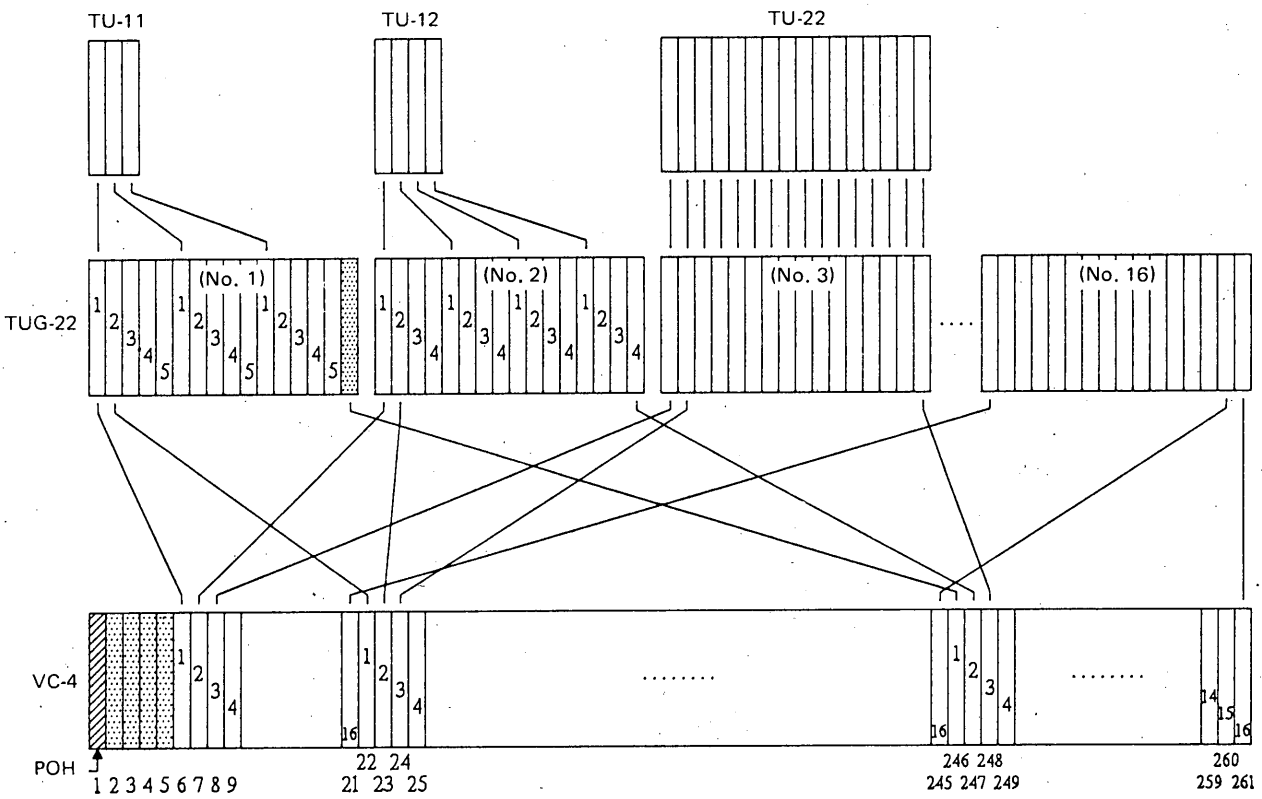
5.1.2 *TUG-22*

16 个 TUG-22 可以映射进一个 VC-4，这种情形在图 5-4/G.709 a)中以三维形式和图 5-4/G.709 b)中以长条形式作了图解说明。



注—为清楚计，此图仅仅表示了一个 TUG-22(由阴影区指示)。其它的 TUG-22 以同样方法映射进 VC-4。

a)



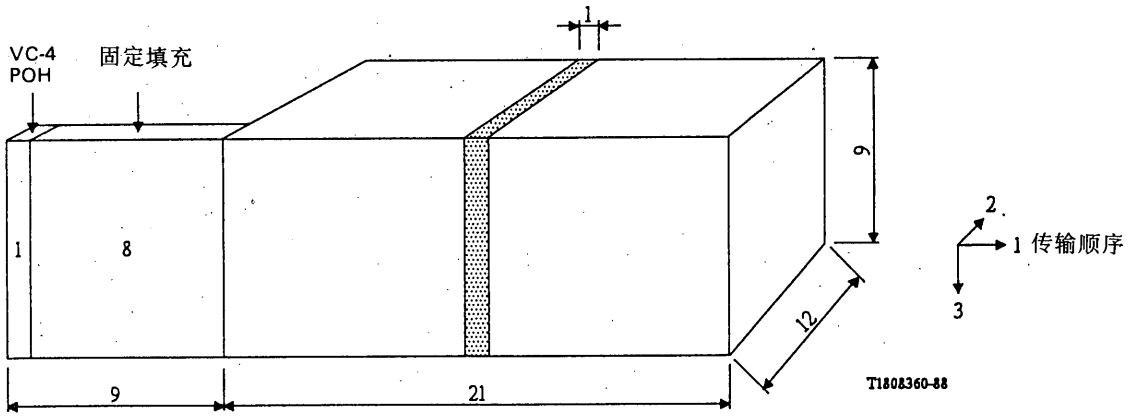
b)

图 5-4/G.709

TUG-22 映射进 VC-4

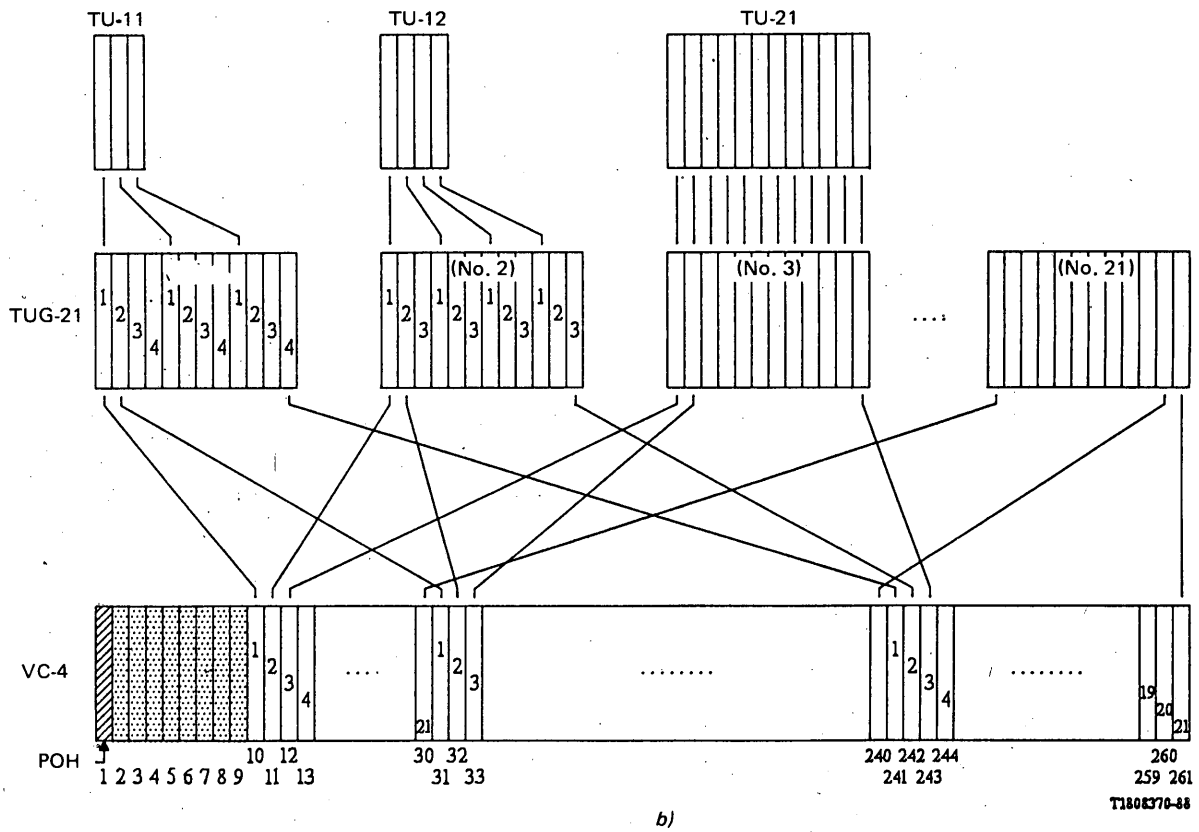
5.1.3 *TUG-21*

21 个 TUG-21 可以映射进一个 VC-4，这种情况在图 5-5/G.709 a)中以三维形式和图 5-5/G.709 b)中以长条形式作了图解说明。



注—为清楚计，此图仅表示了一个 TUG-21(由阴影区指示)。其它的 TUG-21 以同样的方法映射进 VC-4。

a)



b)

图 5-5/G.709

TUG-21 映射进 VC-4

5.1.4 *TU-32*

3 个 TU-32 可以映射进一个 VC-4，这种情形在图 5-6/G.709 中作了图解说明。

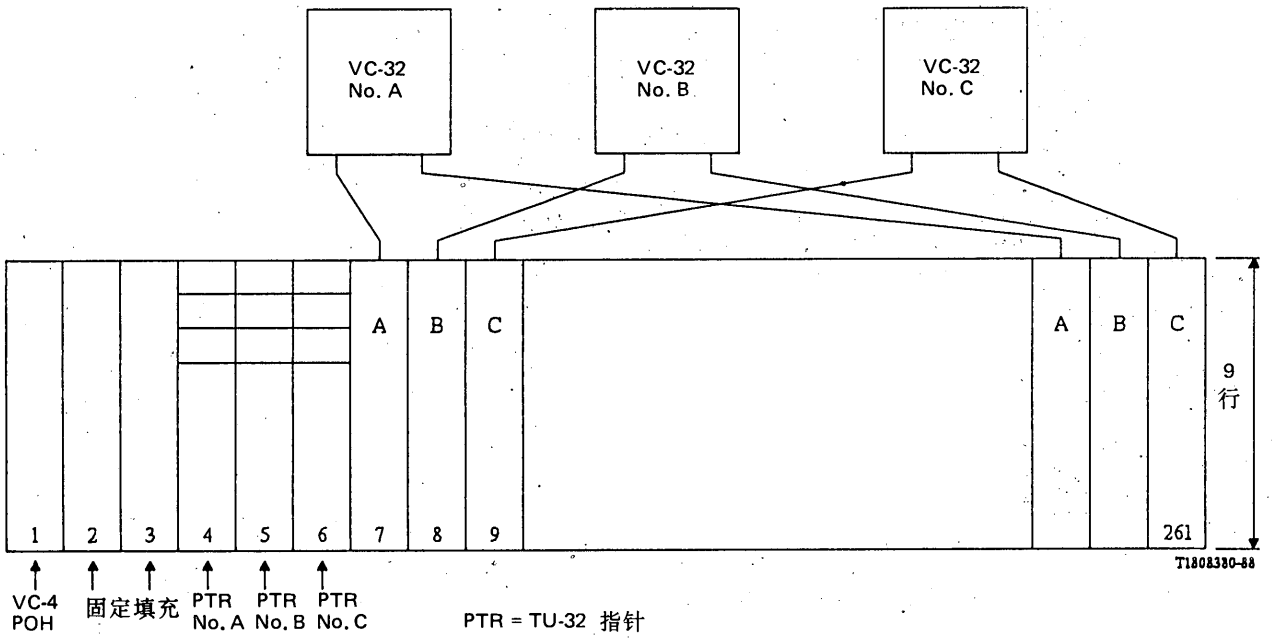


图 5-6/G.709

TU-32 映射进 VC-4

5.1.5 *TU-31*

4 个 TU-31 可以映射进一个 VC-4，这种情形在图 5-7/G.709 中作了图解说明。

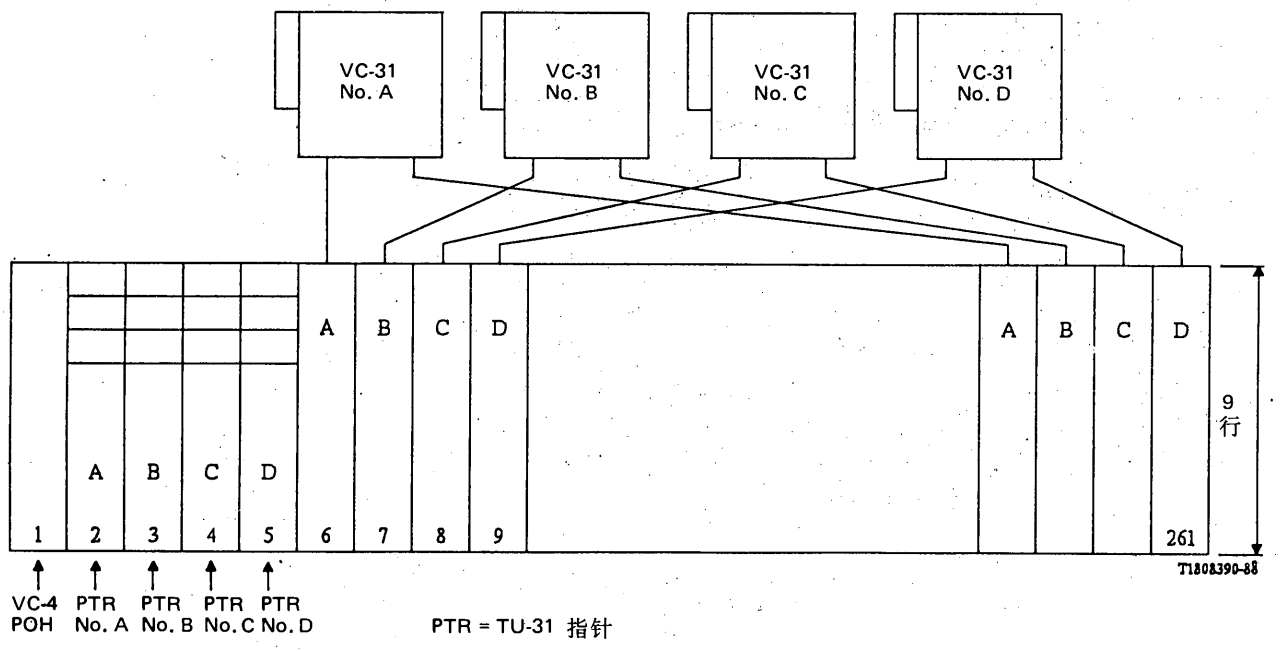


图 5-7/G.709

TU-31 映射进 VC-4

5.2 映射支路进 *VC-32*

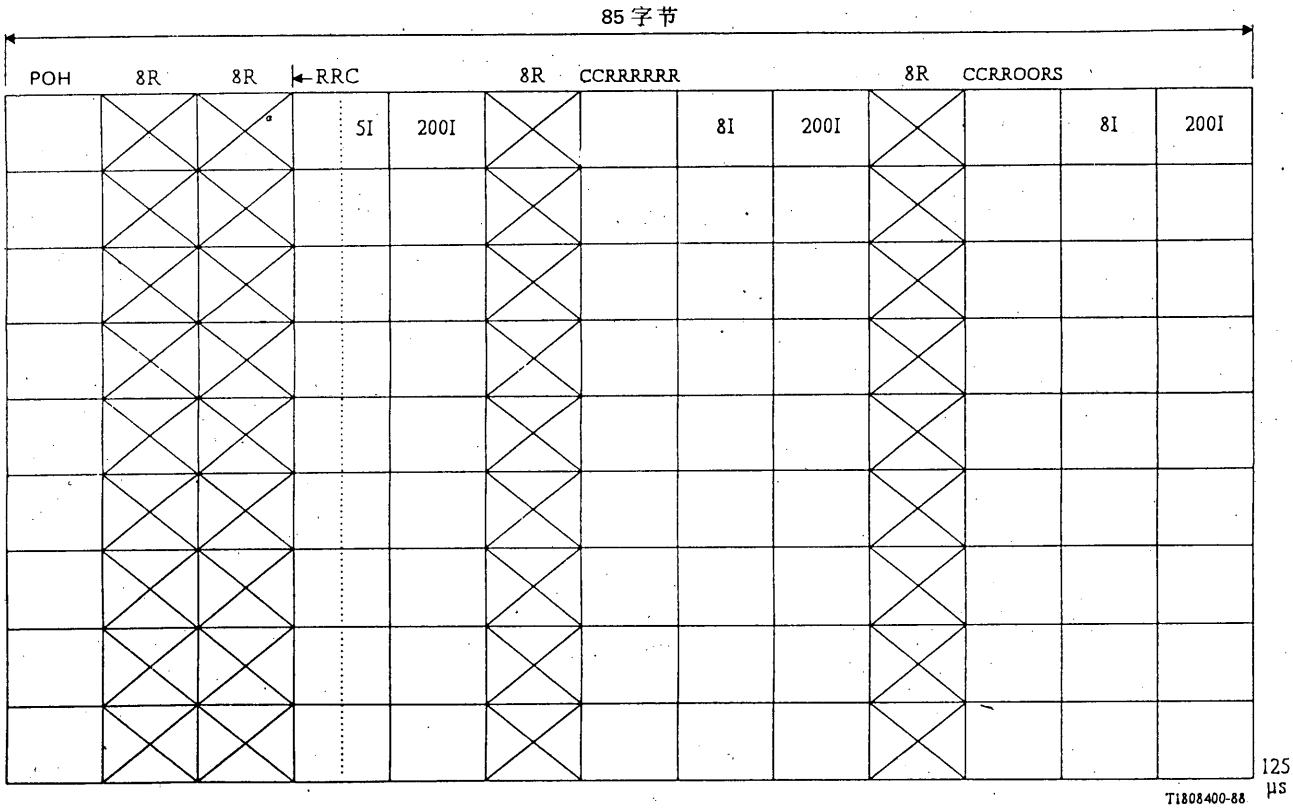
5.2.1 异步的 *44 736 kbit/s*

一个 44 736 kbit/s 信号可以映射进一个 VC-32，如图 5-8/G.709 所示。

一个 VC-32 每 125μs 由 9 个子帧组成。每个子帧由一个字节的 VC-3 POH、621 个数据比特、5 个一组的码速调整控制比特、1 个码速调整机会比特和 2 个开销通信通路比特组成。余下的比特均为固定的填充比特(R)。两个 O 比特保留给今后开销通信使用。

5 个一组的码速调整控制比特被用来控制码速调整机会比特(S)。CCCCC＝00000 表示 S 比特是一个数据比特，而 CCCCC＝11111 表示 S 比特是一个码速调整比特。为了抗御 C 比特中单和双比特误码的影响，在解同步设备中，应当采用多数判决来做出码速调整的决定。

当把 S 作为码速调整比特时，对其所含的值不作规定，每当 S 被用作码速调整比特，要求接收机不理睬在该比特中所含的值。



R 固定填充比特
C 调整控制比特
S 调整机会比特
I 信息比特
O 开销比特

图 5-8/G.709

异步 44736kbit/s 支路映射进 VC-32

5.2.2 *TUG-21*

7 个 TUG-21 可以映射进一个 VC-32，这被图解于图 5-9/G.709。该图还对由 TU-11、TU-12 和 TU-21 构成 TUG-21 的格式作了图解说明。

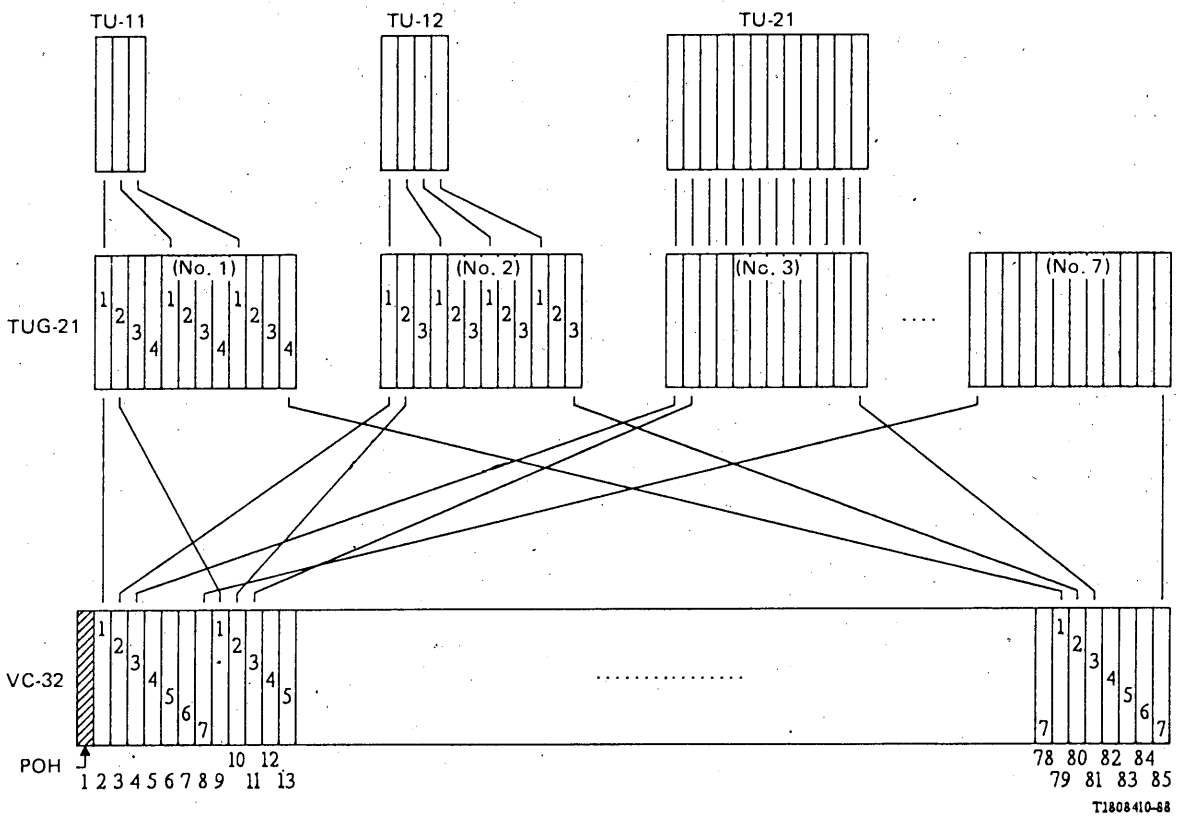


图 5-9/G.709

TUG-21 映射进 VC-32

5.3 *映射支路进 VC-31*

5.3.1 *异步的 34368kbit/s*

一个 34368kbit/s 信号可以映射进一个 VC-31，如图 5-10/G.709 所示。

VC-31 每 125μs 除含 VC-31 POH 以外，还有 9×64 字节的净荷。这个净荷被划分成 3 个子帧，每个子帧分成 12 个区段，其组成是：

— 1431 个信息比特(I)。

— 2 组各 5 个码速调整控制比特(C_1,C_2)。

— 2 个码速调整机会比特(S_1,S_2)。

— 93 个固定的填充比特(R)。

2 组各 5 个码速调整控制比特用于分别控制 2 个码速调整机会比特 S_1 和 S_2。

$C_1C_1C_1C_1C_1=00000$ 表示 S_1 是一个数据比特，而 $C_1C_1C_1C_1C_1=11111$ 则表示 S_1 是一个码速调整比特。各 C_2 比特以同样的方法控制 S_2。为了抗御 C 比特中出现单和双比特误码的影响。应使用多数判决来做出码速调整的决定。

当 S_1 和 S_2 充当码速调整比特时，对其所含的值不作规定，每当这些比特被用来作为码速调整比特时，要求接收器不理睬它们所含的值。

注：给比特或字节同步的 34368kbit/s 信号可以用同样的映射方法，在这类情形中，S_1 比特应当是一个固定的填充比特，而 S_2 应当是一个信息比特，利用将 C_1 比特置为“1”，C_2 比特置为“0”，不论对异步还是同步的 34368kbit/s 信号，可使用一个公共的解同步器。

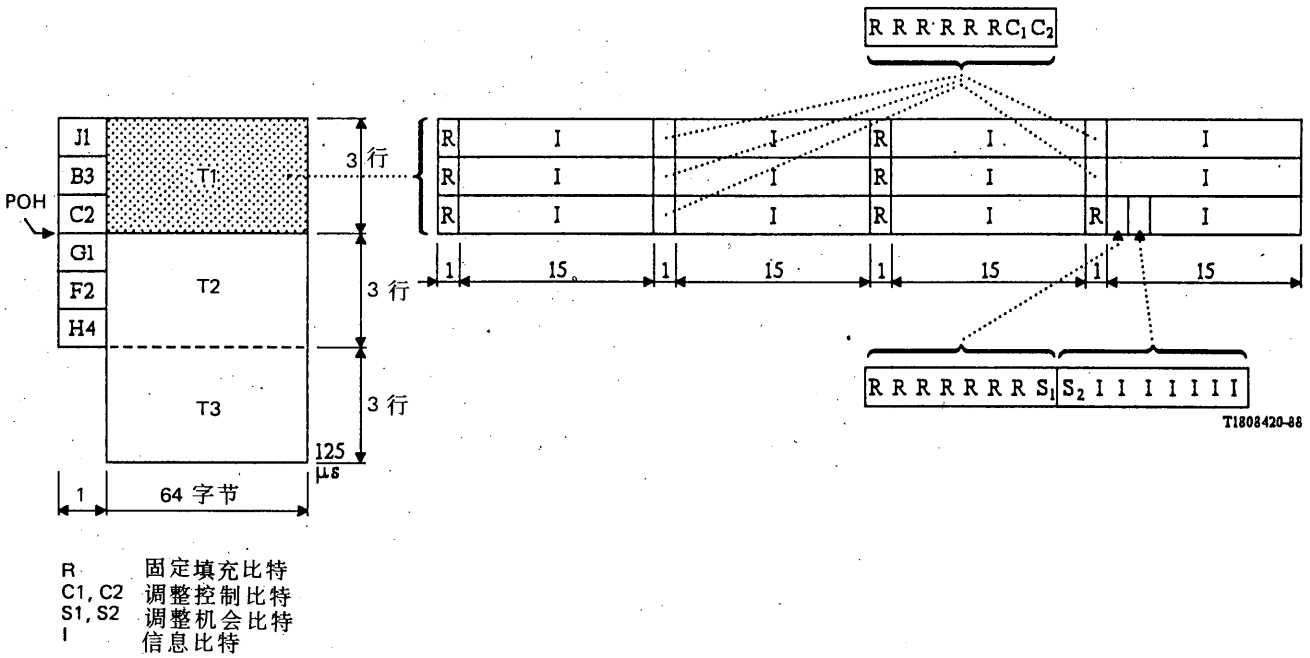


图 5-10/G. 709

异步 34368kbit/s 支路映射进 VC-31

5.3.2 *TUG-22*

4 个 TUG-22 可以映射进一个 VC-31，这被图解于图 5-11/G. 709，该图还对由 TU-11，TU-12 和 TU-22 构成的 TUG-22 的格式做了图解说明。

5.3.3 *TUG-21*

5 个 TUG-21 可以映射进一个 VC-31，这被图解于图 5-12/G. 709，该图还对由 TU-11，TU-12 和 TU-21 构成的 TUG-21 的格式做了图解说明。

5.4 *映射支路进 VC-22*

5.4.1 *异步的 8448kbit/s*

一个 8448kbit/s 信号可以映射进一个 VC-22，图 5-13/G. 709 示出了在 500μs 时段上的这种映射。

除 VC-22 POH 外，组成 VC-22 的还有：

— 4220 个信息比特(I)。

— 24 个码速调整控制比特(C_1，C_2)。

— 8 个码速调整机会比特(S_1，S_2)。

— 316 个固定的填充比特(R)。

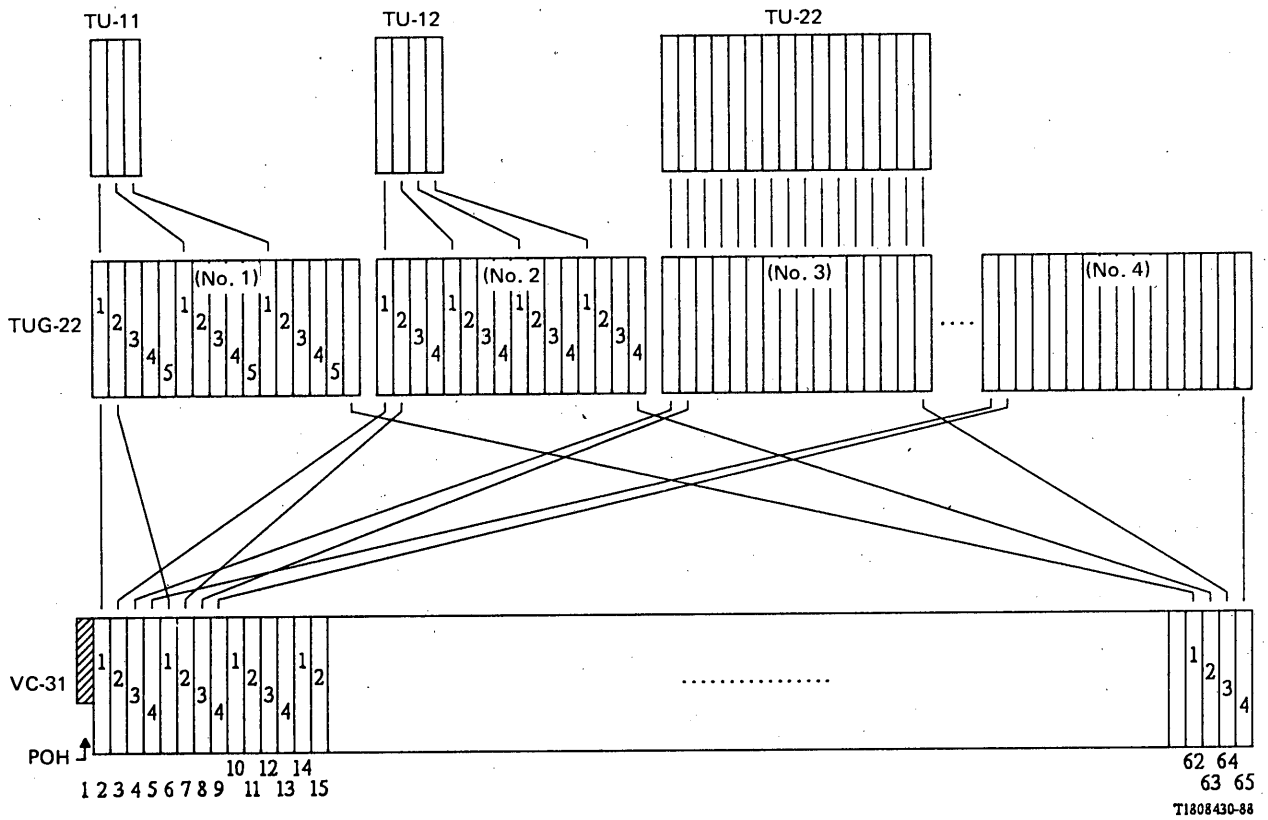
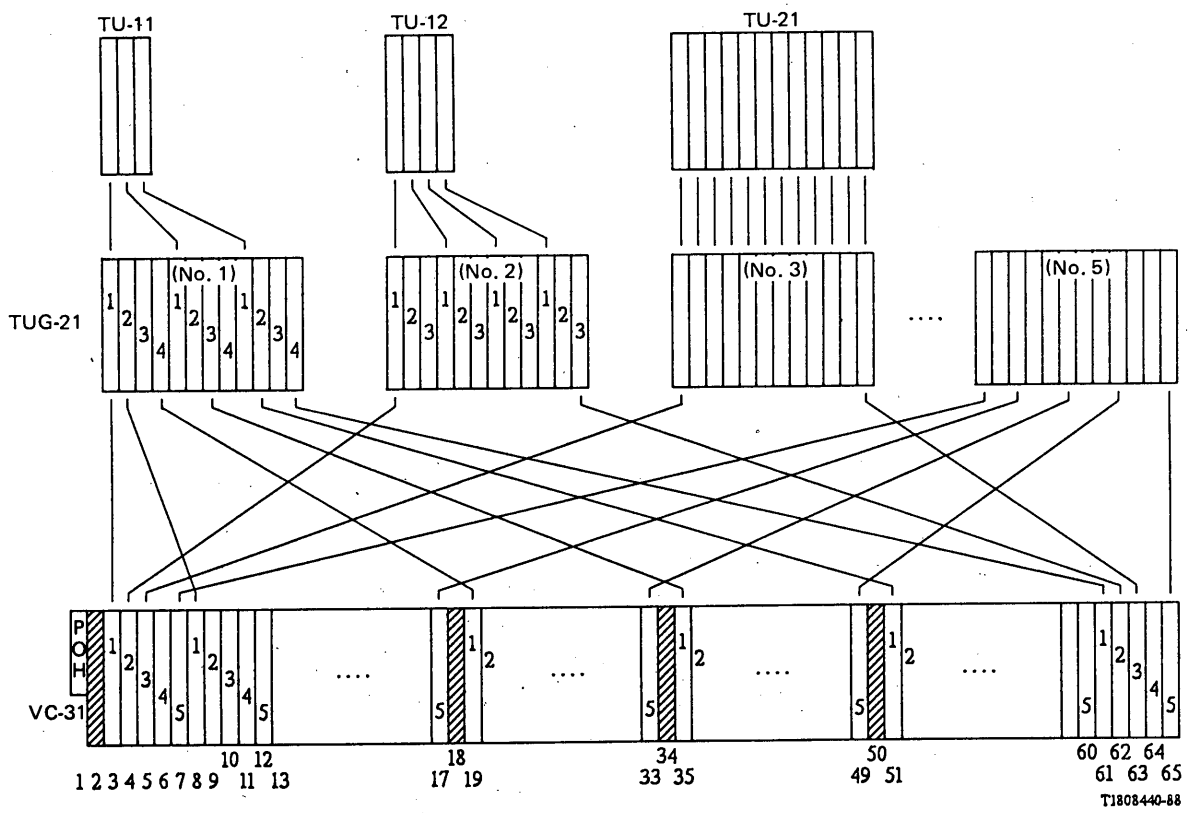


图 5-11/G. 709

TUG-22 映射进 VC-31



注—第 2、18、34 和 50 列是固定填充

图 5-12/G. 709

TUG-21 映射进 VC-31

2 组(C_1,C_2)各 3 个码速调整控制比特用来分别控制 2 个码速调整机会比特 S_1 和 S_2。

$C_1C_1C_1=000$ 表示 S_1 是一个数据比特，而 $C_1C_1C_1=111$ 表示 S_1 是一个码速调整比特。C_2 比特以同样的方式控制 S_2。

为了抗御在 C 比特中出现单比特误码的影响，在解同步设备中应当采用多数判决来做出码速调整决定。

当 S_1 和 S_2 充当码速调整比特时，对其值不作规定。每当这些比特被用作码速调整比特，则要求接收器不理睬它们所含的值。

V5	(11 × 8) I	R	(11 × 8) I	I I I I I I I I	(11 × 8) I		
R	(11 × 8) I	R	(11 × 8) I	C_1C_2RRRRRR	(11 × 8) I		
R	(11 × 8) I	R	(11 × 8) I	C_1C_2RRRRRR	(11 × 8) I		
R	(11 × 8) I	R	(11 × 8) I	C_1C_2RRRRRS_1	S_2I I I I I I I	(9 × 8) I	125 μs
R	(11 × 8) I	R	(11 × 8) I	I I I I I I I I	(11 × 8) I		
R	(11 × 8) I	R	(11 × 8) I	C_1C_2RRRRRR	(11 × 8) I		
R	(11 × 8) I	R	(11 × 8) I	C_1C_2RRRRRR	(11 × 8) I		
R	(11 × 8) I	R	(11 × 8) I	C_1C_2RRRRRS_1	S_2I I I I I I I	(9 × 8) I	250 μs
R	(11 × 8) I	R	(11 × 8) I	I I I I I I I I	(11 × 8) I		
R	(11 × 8) I	R	(11 × 8) I	C_1C_2RRRRRR	(11 × 8) I		
R	(11 × 8) I	R	(11 × 8) I	C_1C_2RRRRRR	(11 × 8) I		
R	(11 × 8) I	R	(11 × 8) I	C_1C_2RRRRRS_1	S_2I I I I I I I	(9 × 8) I	375 μs
R	(11 × 8) I	R	(11 × 8) I	I I I I I I I I	(11 × 8) I		
R	(11 × 8) I	R	(11 × 8) I	C_1C_2RRRRRR	(11 × 8) I		
R	(11 × 8) I	R	(11 × 8) I	C_1C_2RRRRRR	(11 × 8) I		
R	(11 × 8) I	R	(11 × 8) I	C_1C_2RRRRRS_1	S_2I I I I I I I	(9 × 8) I	500 μs

T1808450-88

R 固定填充比特
C 调整控制比特
S 调整机会比特
I 信息比特

图 5-13/G.709

异步 8448kbit/s 支路映射进 VC-22

5.4.2 *同步的 8448kbit/s*

一个比特或字节同步的 8448kbit/s 信号可以映射进一个 VC-22。图 5-14/G.709 示出在 500μs 时段上的这种映射。

注 — 不论异步还是同步映射都可以使用一个公共的解同步器。

VS	(11 × 8) I	R	(11 × 8) I	I I I I I I I I	(11 × 8) I	
R	(11 × 8) I	R	(11 × 8) I	1 0 R R R R R R	(11 × 8) I	
R	(11 × 8) I	R	(11 × 8) I	1 0 R R R R R R	(11 × 8) I	
R	(11 × 8) I	R	(11 × 8) I	1 0 R R R R R R	(10 × 8) I	125 μs
R	(11 × 8) I	R	(11 × 8) I	I I I I I I I I	(11 × 8) I	
R	(11 × 8) I	R	(11 × 8) I	1 0 R R R R R R	(11 × 8) I	
R	(11 × 8) I	R	(11 × 8) I	1 0 R R R R R R	(11 × 8) I	
R	(11 × 8) I	R	(11 × 8) I	1 0 R R R R R R	(10 × 8) I	250 μs
R	(11 × 8) I	R	(11 × 8) I	I I I I I I I I	(11 × 8) I	
R	(11 × 8) I	R	(11 × 8) I	1 0 R R R R R R	(11 × 8) I	
R	(11 × 8) I	R	(11 × 8) I	1 0 R R R R R R	(11 × 8) I	
R	(11 × 8) I	R	(11 × 8) I	1 0 R R R R R R	(10 × 8) I	375 μs
R	(11 × 8) I	R	(11 × 8) I	I I I I I I I I	(11 × 8) I	
R	(11 × 8) I	R	(11 × 8) I	1 0 R R R R R R	(11 × 8) I	
R	(11 × 8) I	R	(11 × 8) I	1 0 R R R R R R	(11 × 8) I	
R	(11 × 8) I	R	(11 × 8) I	1 0 R R R R R R	(10 × 8) I	500 μs

T1808460-88

R 固定填充比特
C 调整控制比特
S 调整机会比特
I 信息比特

图 5-14/G.709

同步 8448kbit/s 支路映射进 VC-22

5.5 映射支路进 *VC-21*

5.5.1 异步的 *6312kbit/s*

一个 6312kbit/s 信号可以映射进一个 VC-21，图 5-15/G.709 示出了在 500μs 的时间上的这种映射。

除 VC-2 POH 外，VC-21 还由 3152 个数据比特，24 个码速调整控制比特、8 个码速调整机会比特和 32 个开销通信通路比特组成。其余比特为固定的填充比特(R)。两个 O 比特是为今后开销通信而预留的。

2 组(C_1,C_2)各 3 个码速调整控制比特用来分别控制 2 个码速调整机会 S_1 和 S_2，$C_1C_1C_1=000$ 表示 S_1 是数据比特，而 $C_1C_1C_1=111$ 表示 S_1 是一个码速调整比特，C_2 以同样的方式控制 S_2。为抗御 C 比特中出现单比特误码的影响，在解同步设备中应当采用多数判决来做出码速调整的决定。

当 S_1 和 S_2 充当码速调整比特时，对其值不作规定。每当这些比特被用来作为码速调整比特时，则要求接收器不理睬它们所含的值。

5.5.2 比特同步的 *6312kbit/s*

6312kbit/s 支路信号的比特同步映射示于图 5-16/G.709。

注意，不论异步还是比特同步映射，都可使用一个公共的解同步器。

VS	I I I I I I I R	(24 × 8) I	RRRRRRRR	
RRRRRRRR	C_1C_2OOOOIR	(24 × 8) I	RRRRRRRR	
I I I I I I I I	C_1C_2OOOOIR	(24 × 8) I	RRRRRRRR	
RRRRRRRR	C_1C_2I I IS_1S_2R	(24 × 8) I		
RRRRRRRR	I I I I I I I R	(24 × 8) I	RRRRRRRR	125 μs
RRRRRRRR	C_1C_2OOOOIR	(24 × 8) I	RRRRRRRR	
I I I I I I I I	C_1C_2OOOOIR	(24 × 8) I	RRRRRRRR	
RRRRRRRR	C_1C_2I I IS_1S_2R	(24 × 8) I		
RRRRRRRR	I I I I I I I R	(24 × 8) I	RRRRRRRR	250 μs
RRRRRRRR	C_1C_2OOOOIR	(24 × 8) I	RRRRRRRR	
I I I I I I I I	C_1C_2OOOOIR	(24 × 8) I	RRRRRRRR	
RRRRRRRR	C_1C_2I I IS_1S_2R	(24 × 8) I		
RRRRRRRR	I I I I I I I R	(24 × 8) I	RRRRRRRR	375 μs
RRRRRRRR	C_1C_2OOOOIR	(24 × 8) I	RRRRRRRR	
I I I I I I I I	C_1C_2OOOOIR	(24 × 8) I	RRRRRRRR	
RRRRRRRR	C_1C_2I I IS_1S_2R	(24 × 8) I		
				500 μs

T1808471-89

R 固定填充比特
C 调整控制比特
S 调整机会比特
I 信息比特
O 开销比特

图 5-15/G. 709

异步 6312kbit/s 支路的映射

VS	I I I I I I I R	(24 × 8) I	RRRRRRRR	
RRRRRRRR	1 0 OOOO I R	(24 × 8) I	RRRRRRRR	
I I I I I I I I	1 0 OOOO I R	(24 × 8) I	RRRRRRRR	
RRRRRRRR	1 0 I I I R I R	(24 × 8) I		
RRRRRRRR	I I I I I I I R	(24 × 8) I	RRRRRRRR	125 μs
RRRRRRRR	1 0 OOOO I R	(24 × 8) I	RRRRRRRR	
I I I I I I I I	1 0 OOOO I R	(24 × 8) I	RRRRRRRR	
RRRRRRRR	1 0 I I I R I R	(24 × 8) I		
RRRRRRRR	I I I I I I I R	(24 × 8) I	RRRRRRRR	250 μs
RRRRRRRR	1 0 OOOO I R	(24 × 8) I	RRRRRRRR	
I I I I I I I I	1 0 OOOO I R	(24 × 8) I	RRRRRRRR	
RRRRRRRR	1 0 I I I R I R	(24 × 8) I		
RRRRRRRR	I I I I I I I R	(24 × 8) I	RRRRRRRR	375 μs
RRRRRRRR	1 0 OOOO I R	(24 × 8) I	RRRRRRRR	
I I I I I I I I	1 0 OOOO I R	(24 × 8) I	RRRRRRRR	
RRRRRRRR	1 0 I I I R I R	(24 × 8) I		
				500 μs

T1808481-89

R 固定填充比特
I 信息比特
O 开销比特

图 5-16/G. 709

比特同步 6312kbit/s 支路的映射

5.5.3 字节同步的 *6312kbit/s*

在研究中。

5.6 映射支路进 *VC-12*

5.6.1 异步的 *2048kbit/s*

一个 2048kbit/s 信号能被映射进一个 VC-12。图 5-17/G.709 示出了在 500μs 时段上的这种映射。

除 VC-1 POH 外，VC-12 还由 1023 个数据比特、6 个码速调整控制比特、2 个码速调整机会比特和 8 个开销通信通路比特组成。其余比特为固定的填充比特(R)。O 比特是为将来开销通信而预留的。

两组(C_1,C_2)各 3 个码速调整控制比特用于分别控制 2 个码速调整机会比特 S_1 和 S_2。$C_1C_1C_1=000$ 表示 S_1 是一个数据比特，而 $C_1C_1C_1=111$ 表示 S_1 是一个码速调整比特。C_2 以同样的方式控制 S_2。为抗御 C 比特中出现单个误码的影响，在解同步设备中应当采用多数判决来做出码速调整的决定。

当 S_1 和 S_2 充当码速调整比特时，对其值不作规定，每当这些比特被当作码速调整比特时，则要求接收器不理睬它们所含的值。

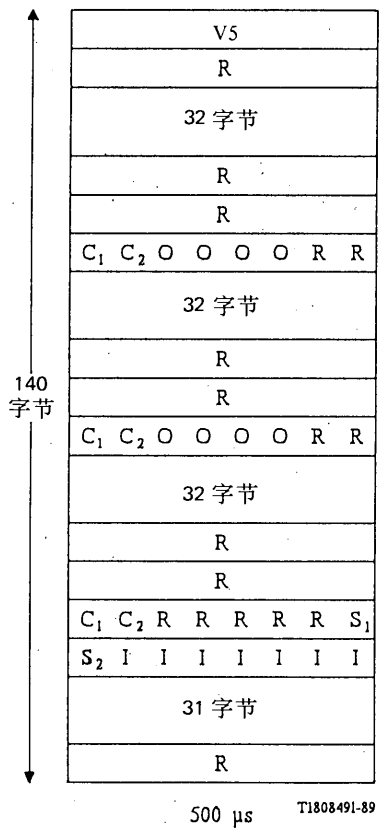


图 5-17/G.709

异步 2048kbit/s 支路映射

5.6.2 比特同步的 *2048kbit/s*

2048kbit/s 支路信号的比特同步映射示于图 5-18/G. 709。

注意，不论是异步还是比特同步映射，都可使用一个公共的解同步器。

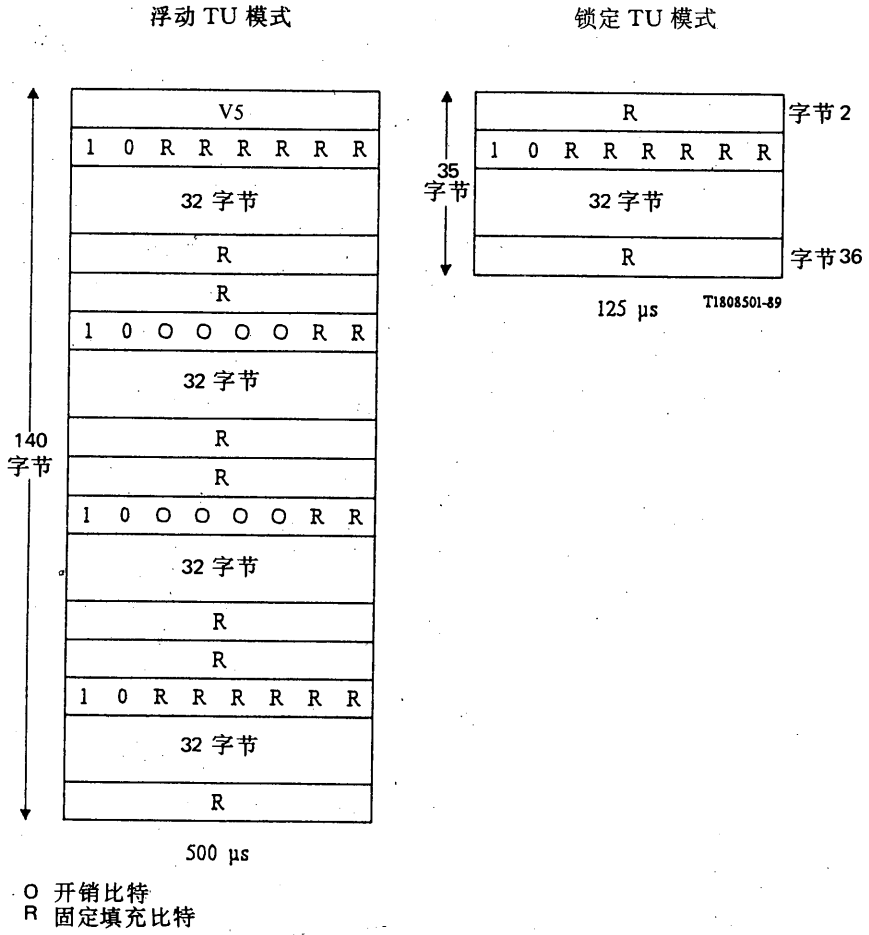


图 5-18/G. 709

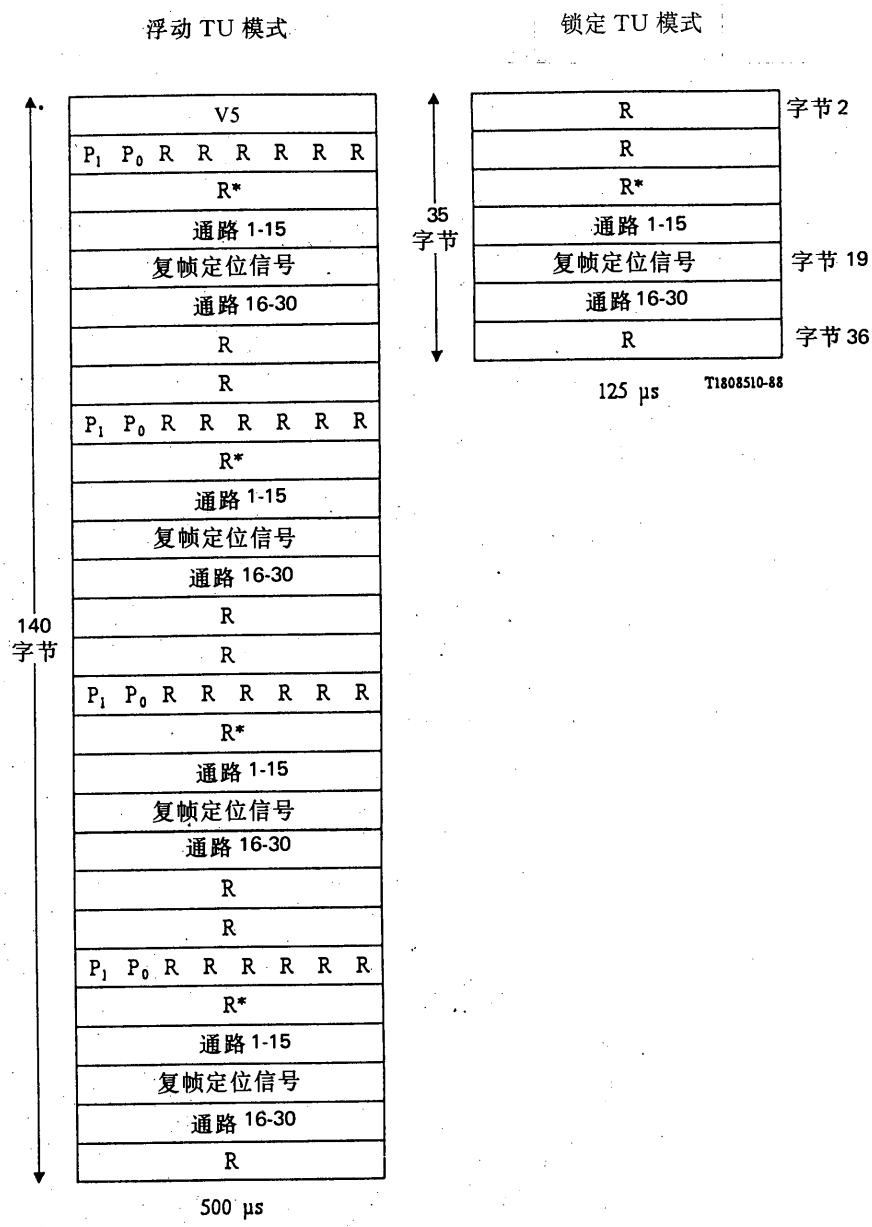
2048kbit/s 支路的比特同步映射

5.6.3 字节同步的 *2048kbit/s* 信号的映射

图 5-19/G. 709 表示了使用随路信令(CAS)的 30 路 2048kbit/s 支路的字节同步映射。信令在第 19 字节中运送，信令分配示于图 5-20/G. 709。

S_1，S_2，S_3，S_4 比特包含 30×64kbit/s 通路的信令，信令比特的相位在浮动 TU 模式时以 P_1 和 P_0 比特表示，而在锁定 TU 模式时以复帧指示器字节(H4)表示，这被图解在图 5-20/G. 709。

31 个通路支路的字节同步映射示于图 5-21/G. 709，第 19 字节运送支路通路 16。



R　固定填充比特
R*　如需要的话可用于时隙 0
P_1P_0　在信令帧第一字节信令帧开始处为 00

图 5-19/G.709

2048kbit/s 支路的字节同步映射(带随路信令的 30 路)

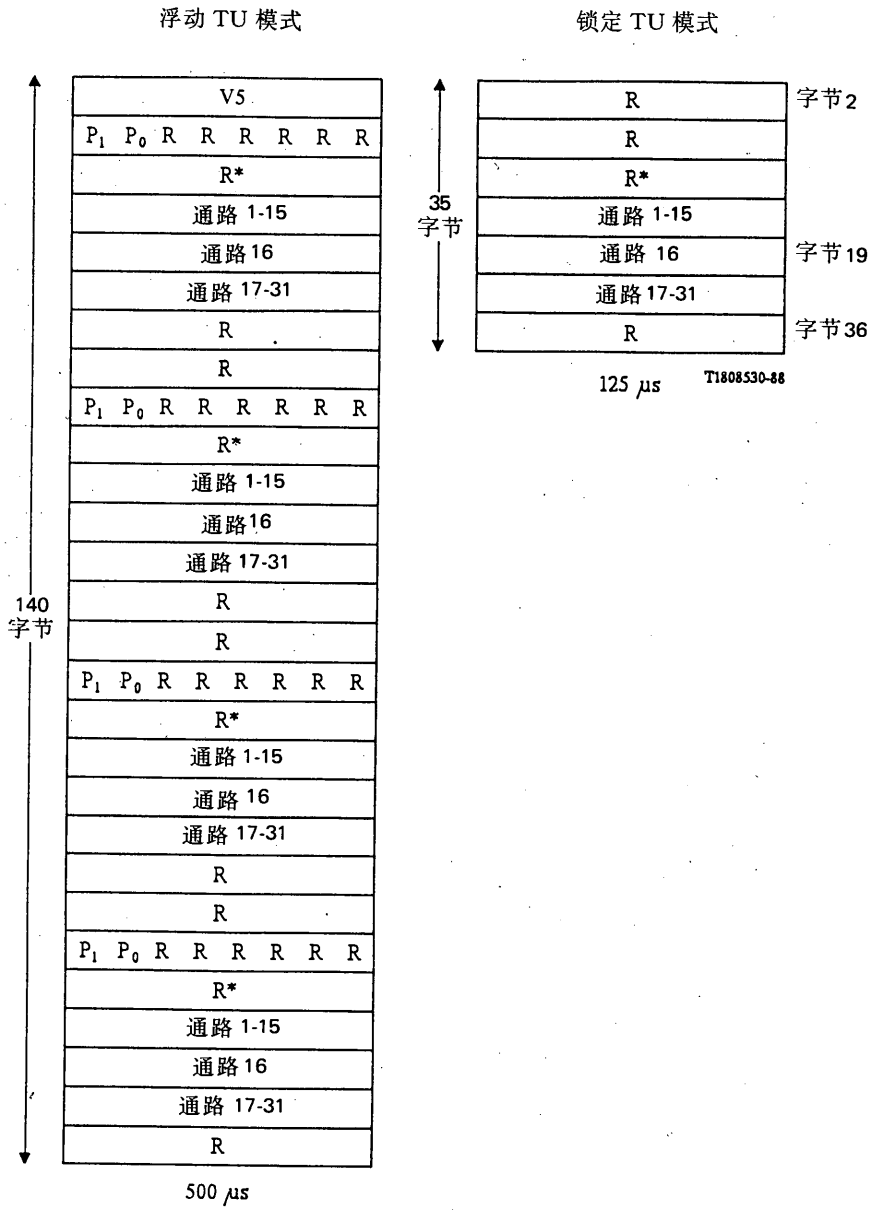
锁定				浮动									
H4 值				CAS 格式								通路	
C_3	C_2	C_1	T	S_1	S_2	S_3	S_4	S_1	S_2	S_3	S_4		P_1 P_0
0	0	0	0	0	0	0	0	x	y	x	x	没有	0 0
0	0	0	1	a	b	c	d	a	b	c	d	1/16	0 0
0	0	1	0	a	b	c	d	a	b	c	d	2/17	0 0
1	1	1	1	a	b	c	d	a	b	c	d	15/30	1 1

T1808520-88

图 5-20/G.709

时隙外信令分配

(30 路信令运用)



R　固定填充比特
R*　如要求，可用于时隙 0
P_1P_0 在信令帧第一字节的信令帧开始处为 00

图 5-21/G. 709

2048kbit/s 支路的字节同步映射

（带随路信令的 31 路）

5.7 映射支路进 *VC-11*

5.7.1 异步的 *1544kbit/s*

一个 1544kbit/s 信号可以映射进一个 VC-11。图 5-22/G.709 示出了在 500μs 时段上的这种映射。

除 VC-1 POH 外，VC-11 还由 771 个数据比特、6 个码速调整控制比特、2 个码速调整机会比特和 8 个开销通信通路比特组成。其余比特是固定的填充比特(R)。8 个 O 比特是为今后通信预留的。

两组(C_1,C_2)各 3 个码速调整控制比特用于分别控制 2 个码速调整机会 S_1 和 S_2。$C_1C_1C_1=000$ 表示 S_1 是一个数据比特，而 $C_1C_1C_1=111$ 指示 S_1 是一个码速调整比特。C_2 以同样方式控制 S_2。为了抗御 C 比特中出现单个比特误码的影响，在解同步设备中，应当采用多数判决来做出码速调整的决定。

当 S_1 和 S_2 充当码速调整比特时，对其取值不作规定。每当这些比特被当作码速调整比特时则要求接收器不理睬它们所含的值。

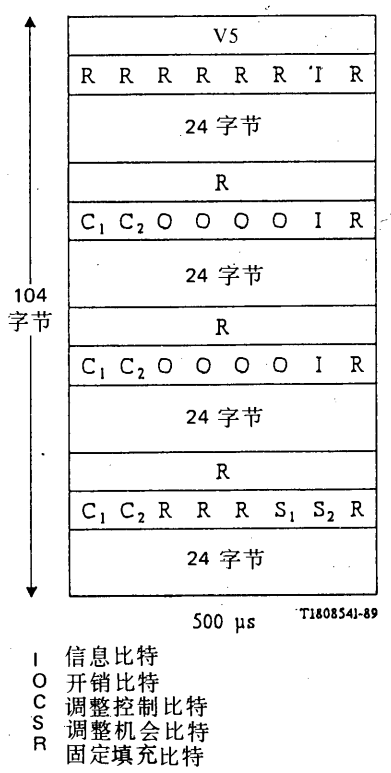


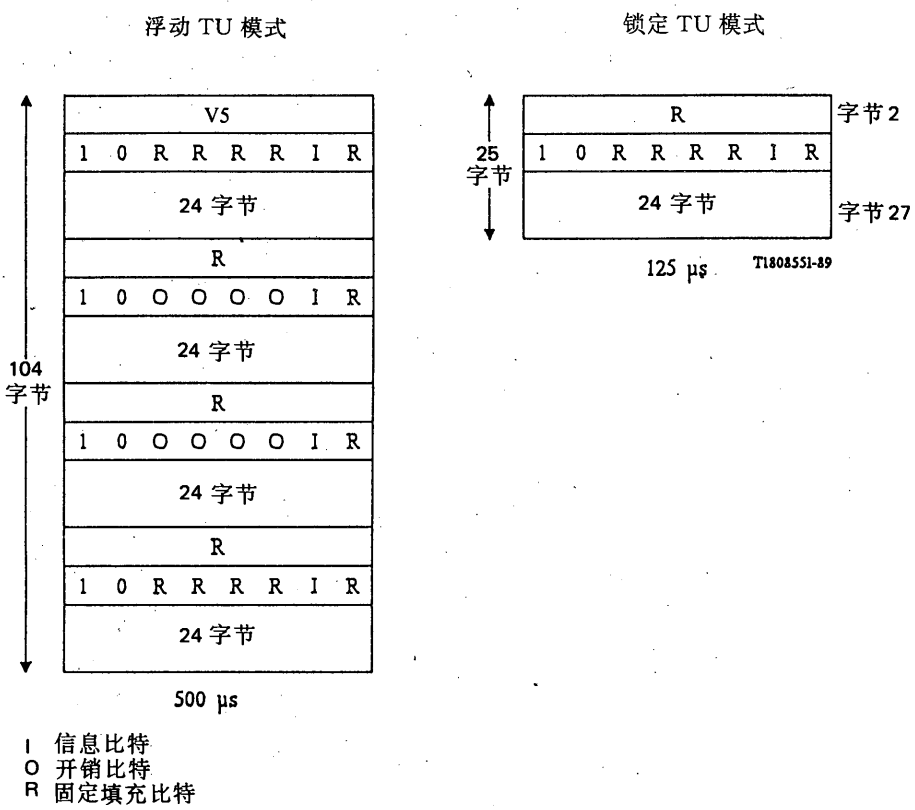
图 5-22/G.709

异步 1544kbit/s 支路的映射

5.7.2 比特同步的 *1544kbit/s*

1544kbit/s 支路信号的比特同步映射示于图 5-23/G.709。

注意，不论是异步还是比特同步的映射，都可使用一个公共的解同步器。



注—在锁定 TU 模式中目前不规定 0 比特

图 5-23/G.709

1544kbit/s 支路的字节同步映射

5.7.3 *1544kbit/s 支路信号字节同步的映射*

1544kbit/s 信号的字节同步映射画在图 5-24/G.709 中。

S_1,S_2,S_3 和 S_4 比特包含 24×64kbit/s 通路的信令。

信令比特的相位在浮动 TU 模式时用 P_1 和 P_0 比特表示而在锁定模式时以复帧指示器字节(H4)表示。这被图解在图 5-24/G.709 中。PP 比特的用法是可选择的,因为共路信令方法和另一种随路信令方法(例如建议 G.704 § 3.1.3 和 § 3.2.3)不需要 PP 比特,可供选择的随路信令方法的运用示于图 5-26/G.709。

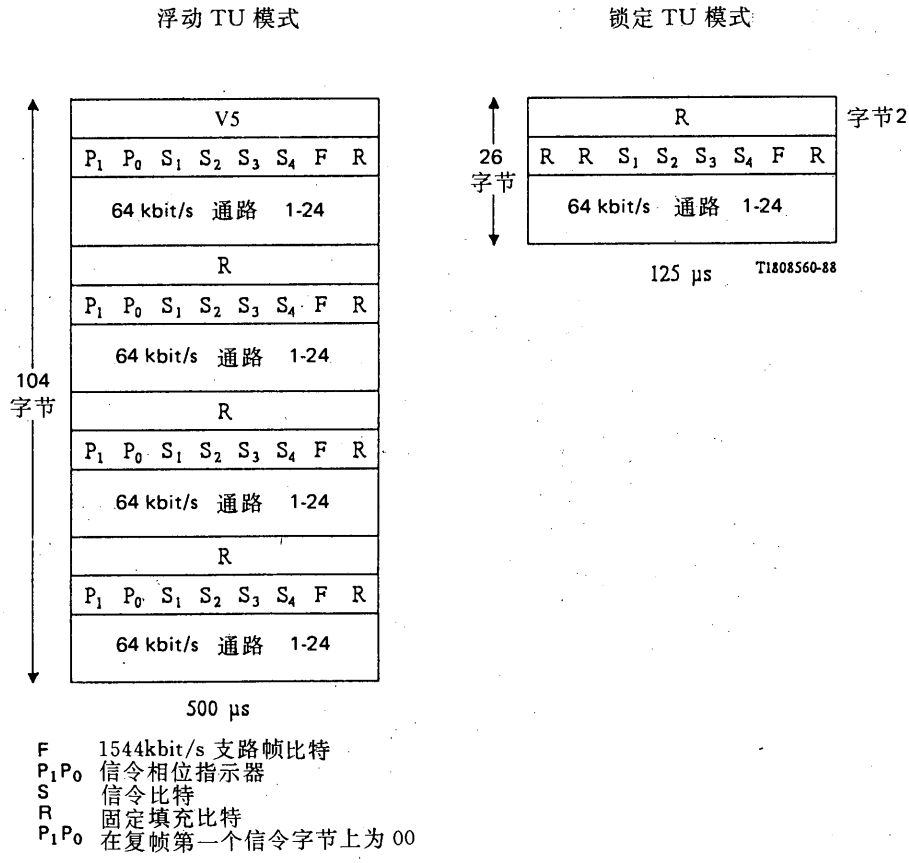


图 5-24/G.709

1544kbit/s 支路的字节同步映射

锁定																		
					浮动													
					信令													
H4 值					2 状态				4 状态				16 状态					
P_1	P_0	S_2	S_1	T	S_1	S_2	S_3	S_4	S_1	S_2	S_3	S_4	S_1	S_2	S_3	S_4	P_1	P_0
0	0	0	0	0	A_1	A_2	A_3	A_4	A_1	A_2	A_3	A_4	A_1	A_2	A_3	A_4	0	0
0	0	0	0	1	A_5	A_6	A_7	A_8	A_5	A_6	A_7	A_8	A_5	A_6	A_7	A_8	0	0
0	0	0	1	0	A_9	A_{10}	A_{11}	A_{12}	A_9	A_{10}	A_{11}	A_{12}	A_9	A_{10}	A_{11}	A_{12}	0	0
0	0	0	1	1	A_{13}	A_{14}	A_{15}	A_{16}	A_{13}	A_{14}	A_{15}	A_{16}	A_{13}	A_{14}	A_{15}	A_{16}	0	0
0	0	1	0	0	A_{17}	A_{18}	A_{19}	A_{20}	A_{17}	A_{18}	A_{19}	A_{20}	A_{17}	A_{18}	A_{19}	A_{20}	0	0
0	0	1	0	1	A_{21}	A_{22}	A_{23}	A_{24}	A_{21}	A_{22}	A_{23}	A_{24}	A_{21}	A_{22}	A_{23}	A_{24}	0	0
0	1	0	0	0	A_1	A_2	A_3	A_4	B_1	B_2	B_3	B_4	B_1	B_2	B_3	B_4	0	1
0	1	0	0	1	A_5	A_6	A_7	A_8	B_5	B_6	B_7	B_8	B_5	B_6	B_7	B_8	0	1
0	1	0	1	0	A_9	A_{10}	A_{11}	A_{12}	B_9	B_{10}	B_{11}	B_{12}	B_9	B_{10}	B_{11}	B_{12}	0	1
0	1	0	1	1	A_{13}	A_{14}	A_{15}	A_{16}	B_{13}	B_{14}	B_{15}	B_{16}	B_{13}	B_{14}	B_{15}	B_{16}	0	1
0	1	1	0	0	A_{17}	A_{18}	A_{19}	A_{20}	B_{17}	B_{18}	B_{19}	B_{20}	B_{17}	B_{18}	B_{19}	B_{20}	0	1
0	1	1	0	1	A_{21}	A_{22}	A_{23}	A_{24}	B_{21}	B_{22}	B_{23}	B_{24}	B_{21}	B_{22}	B_{23}	B_{24}	0	1
1	0	0	0	0	A_1	A_2	A_3	A_4	A_1	A_2	A_3	A_4	C_1	C_2	C_3	C_4	1	0
1	0	0	0	1	A_5	A_6	A_7	A_8	A_5	A_6	A_7	A_8	C_5	C_6	C_7	C_8	1	0
1	0	0	1	0	A_9	A_{10}	A_{11}	A_{12}	A_9	A_{10}	A_{11}	A_{12}	C_9	C_{10}	C_{11}	C_{12}	1	0
1	0	0	1	1	A_{13}	A_{14}	A_{15}	A_{16}	A_{13}	A_{14}	A_{15}	A_{16}	C_{13}	C_{14}	C_{15}	C_{16}	1	0
1	0	1	0	0	A_{17}	A_{18}	A_{19}	A_{20}	A_{17}	A_{18}	A_{19}	A_{20}	C_{17}	C_{18}	C_{19}	C_{20}	1	0
1	0	1	0	1	A_{21}	A_{22}	A_{23}	A_{24}	A_{21}	A_{22}	A_{23}	A_{24}	C_{21}	C_{22}	C_{23}	C_{24}	1	0
1	1	0	0	0	A_1	A_2	A_3	A_4	B_1	B_2	B_3	B_4	D_1	D_2	D_3	D_4	1	1
1	1	0	0	1	A_5	A_6	A_7	A_8	B_5	B_6	B_7	B_8	D_5	D_6	D_7	D_8	1	1
1	1	0	1	0	A_9	A_{10}	A_{11}	A_{12}	B_9	B_{10}	B_{11}	B_{12}	D_9	D_{10}	D_{11}	D_{12}	1	1
1	1	0	1	1	A_{13}	A_{14}	A_{15}	A_{16}	B_{13}	B_{14}	B_{15}	B_{16}	D_{13}	D_{14}	D_{15}	D_{16}	1	1
1	1	1	0	0	A_{17}	A_{18}	A_{19}	A_{20}	B_{17}	B_{18}	B_{19}	B_{20}	D_{17}	D_{18}	D_{19}	D_{20}	1	1
1	1	1	0	1	A_{21}	A_{22}	A_{23}	A_{24}	B_{21}	B_{22}	B_{23}	B_{24}	D_{21}	D_{22}	D_{23}	D_{24}	1	1

T1808570-88

图 5-25/G.709

时隙外信令分配(24 路信令运用)

帧序号	n	n+1	n+2	n+3	n+4	n+5	n+6	n+7
Si 比特的使用 (i = 1, 2, 3, 4) (见注 1)	Fs	Y_1	Y_2	Y_3	Y_4	Y_5	Y_6	X
	(见注 2)	(见注 3)						(见注 5)

注 1 — 每个 S_i(i=1,2,3,4)组成遍及 8 帧的一个独立的信令复帧,S_i 本身包含相位指示器,从而 PP 比特可不用作相位指示器。

注 2 — Fs 比特是交替 0,1 或者下面的 48 比特数字码组:

A101011011 0000011001 1010100111 0011110110 10000101

对于 48 比特数字码组,A 比特通常被固定为状态 1,并保留供选择使用。码组按照下述生成多项式(见建议 X.50)来产生:

$$x^7+x^4+1$$

注 3 — Y_j 比特(j=1 到 6)传送随路信令或维护信息,当采用 48 比特码组作为 Fs 帧定位信号时,每一个 Y_j 比特能被复帧化如下:

$$Y_{j1}, Y_{j2}, \cdots Y_{j12}$$

Y_{j1}比特传送按照和 48 比特码组所用的同一个生成多项式产生的下述 16 比特帧定位码组:

A011101011011000

A 比特通常被固定为 1,并保留供选择使用,每一个 Y_{ji}(i=2 到 12)比特传送高速率电路的随路信令和(或)维护信息。

注 4 — S_i 比特(Fs,$Y_1 \cdots Y_6$ 和 X)的全 1 状态表示六个 64kb/s 通路的告警指示信号(AIS)。

注 5 — X 比特通常被固定为状态 1,当要求为六个 64kb/s 通路发送后向 AIS 时,X 比特须被置为状态 0。

图 5-26/G.709

时隙外信令配置(24 路信令运用)

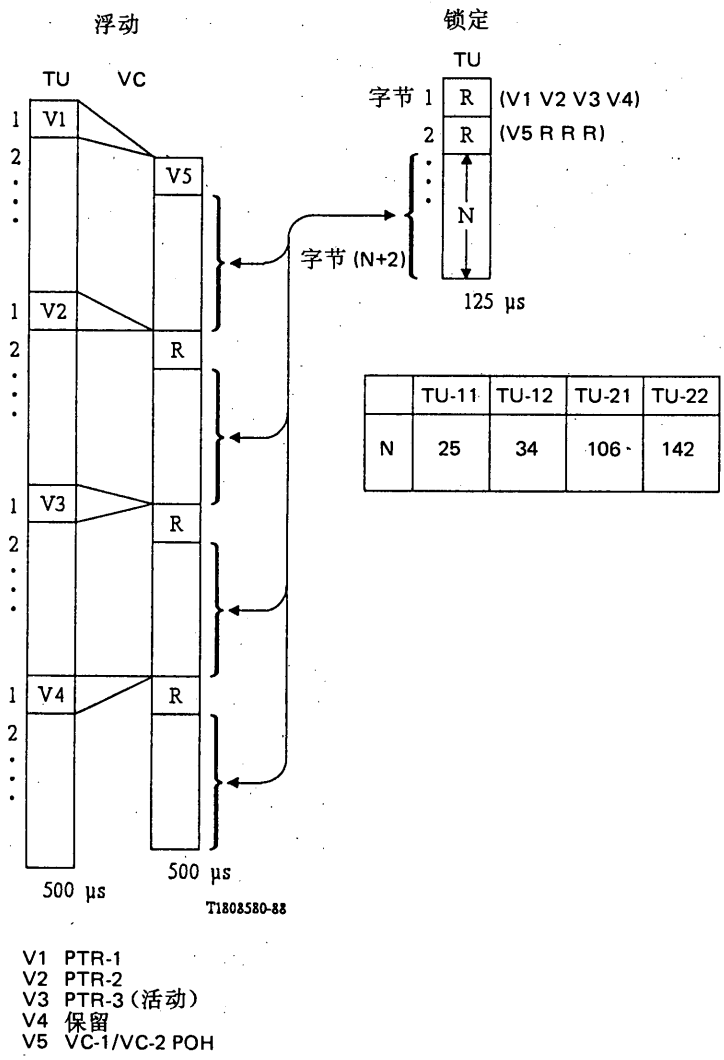
5.8 浮动和锁定模式的转换

存在两种可能的 TU 结构复用方式:浮动和锁定。

在浮动 TU 模式中,4 个连续 125μs 的 VC-n 帧被组织为一个 500μs 复帧,它的相位由处于 VC-n POH 中的复帧指示器字节(H4)指示。这个 500μs 的 TU 复帧示于图 3-13/G.709。

锁定的 TU 模式的传送是将同步结构的净荷固定映射进一个 VC-n 中,它使对应的支路信息和 VC-n 中信息位置之间有直接的对应关系。由于支路信息相对于与 VC-n 有关联的 TU-n 或 AU-n 指针而言是固定的并立即可识别,因此,无需 TU 指针供净荷使用。

图 5-27/G.709 图解了 4 种 TU 规模中每一种 TU 的模式在浮动模式和锁定模式之间的转换。注意,在当前映射集中的某些字节(R)没有被用在浮动模式中。以便这些映射既能用于浮动模式,又能用于锁定模式。由于保留了 V1-V4 和 V5 字节,所以 500μs 的 TU 复帧是不必要的。因此,在锁定模式中复帧指示器字节(H4)的作用是为字节同步映射规定 2ms 和 3ms 信令帧。



	TU-11	TU-12	TU-21	TU-22
N	25	34	106	142

图 5-27/G.709

浮动与锁定 TU 模式间的转换

7.1 用脉冲编码调制时模拟信号的编码

建　议　G.711

话音频率的脉冲编码调制(PCM)

(1972年订于日内瓦;作了进一步修改)

1 概述

推荐以下特性供话音频率信号的编码之用。

2 抽样率

建议抽样率的标称值为每秒8000个样,其容差为±50ppm。

3 编码律

3.1　对于国际电路,每个样值应采用八个二进制数字。

3.2　推荐两种编码律,即通常所说的A律和μ律。它们的定义分别由表1a/G.711、1b/G.711和表2a/G.711、2b/G.711给出。

在要求抑制全零字符信号的网中采用μ律时,与判决值编号127和128之间的负输入值相对应的字符信号应为00000010,而解码器的输出值为−7519。相应的解码器输出值编号则为125。

3.3　量化值的数目由编码律决定。

3.4　采用不同编码律的国家之间的数字通道应传送按A律编码的信号。若两国采用相同的编码律,两国之间的数字通道就应采用该编码律。任何必要的变换由采用μ律的国家来承担。

3.5　变换规则由表3/G.711和4/G.711给出。

3.6　*对均匀PCM的变换*

A律(或μ律)的每一个"判决值"和"量化值"应当与一个"均匀的PCM值"相关联。("判决值"与"量化值"的定义见建议G.701,特别是图2/G.701)。这就要求采用13(或14)比特的均匀PCM码。表1/G.711和表2/G.711分别给出从A律PCM和μ律PCM对均匀码的映射,从对应判决值的均匀PCM值到A律或μ律值的变换则留给各自的设备规范。在建议G.721的§4.2.8的子框"压缩(COMPRESS)"中描述了一种可选的方案。

4 字符信号的传输

当串行发送字符信号时,即在一个物理媒介上连续传送时,首先传送No.1比特(极性比特),最后传送

No. 8(最低有效位)比特。

5 编码律和音频电平的关系

表 1/G. 711 和表 2/G. 711 的编码律和音频电平的关系规定如下：

当把表 5/G. 711(A 律)和表 6/G. 711(μ 律)的字符信号周期序列加到解码器输入端时，在 PCM 复用设备的任一音频输出端应当出现一个标称电平为 0dBm0 的 1kHz 正弦波信号。

所得到的理论负载容量(T_{max})，A 律为+3. 14dBm0，μ 律为+3. 17dBm0。

注 — 表示标称电平为−10dBm0(较佳值，见建议 O. 6)或 0dBm0 标称基准频率为 1020Hz 的另一个数字周期序列，只要其序列的理论精度偏离−10dBm0 或 0dBm0 分别不多于±0. 03dB，那么这一序列的使用是可以接受的。按照建议 O. 6，所规范的频率容限应当是 1020Hz+2Hz，−7Hz。

如果使用一个代表−10dBm0 的序列，音频输出端的电平标称值应当是−10dBm0。

表 1a/G.711

A 律，正输入值

1	2	3	4	5	6	7	8
线段编号	间隔数×间隔大小	线段终点值	判决值编号 n	判决值 X_n（见注1）	偶数比特反转前的字符信号 比特编号 1 2 3 4 5 6 7 8	量化值（解码器输入值）Y_n	解码器输出值编号
		4096	(128)	(4096)			
					1 1 1 1 1 1 1 1	4032	128
7	16 × 128		127	3968	（见注 2）		
			113	2176			
					1 1 1 1 0 0 0 0	2112	113
		2048	112	2048			
6	16 × 64				（见注2）		
			97	1088			
					1 1 1 0 0 0 0 0	1056	97
		1024	96	1024			
5	16 × 32				（见注 2）		
			81	544			
					1 1 0 1 0 0 0 0	528	81
		512	80	512			
4	16 × 16				（见注 2）		
			65	272			
					1 1 0 0 0 0 0 0	264	65
		256	64	256			
3	16 × 8				（见注 2）		
			49	136			
					1 0 1 1 0 0 0 0	132	49
		128	48	128			
2	16 × 4				（见注 2）		
			33	68			
					1 0 1 0 0 0 0 0	66	33
		64	32	64			
1 ↓	32 × 2				（见注2）		
			1	2			
					1 0 0 0 0 0 0 0	1	1
			0	0			

注 1—4096 个标称值单位相当于 $T_{max}=3.14$dBm0。

注 2—各字符信号是通过反转第 6 栏信号的偶数比特而得到的。在反转前，编号为 n 和 n+1（见第 4 栏）这两个连续判决值之间的正输入值相对应的字符信号是(128+n)，以二进制数表示。

注 3—解码器输出值为 $Y_n=\frac{X_{n-1}+X_n}{2}$，当 n=1、……、127、128。

注 4—X_{128}是一虚判决值。

注 5—在表 1/G.711 和表 2/G.711 和第 3、5、7 栏中给出了均匀码的值。

表 1b/G.711

A 律，负输入值

1	2	3	4	5	6	7	8
线段编号	间隔数×间隔大小	线段终点值	判决值编号 n	判决值 X_n（见注 1）	偶数比特反转前的字符信号 比特编号 1 2 3 4 5 6 7 8	量化值（解码器输出值）Y_n	解码器输出值编号
			0	0			
					0 0 0 0 0 0 0 0	-1	1
			1	-2			
↑ 1	32 × 2				（见注 2）		
		-64	32	-64			
					0 0 1 0 0 0 0 0	-66	33
2	16 × 4		33	-68			
					（见注 2）		
		-128	48	-128			
					0 0 1 1 0 0 0 0	-132	49
3	16 × 8		49	-136			
					（见注 2）		
		-256	64	-256			
					0 1 0 0 0 0 0 0	-264	65
4	16 × 16		65	-272			
					（见注 2）		
		-512	80	-512			
					0 1 0 1 0 0 0 0	-528	81
5	16 × 32		81	-544			
					（见注 2）		
		-1024	96	-1024			
					0 1 1 0 0 0 0 0	-1056	97
6	16 × 64		97	-1088			
					（见注 2）		
		-2048	112	-2048			
					0 1 1 1 0 0 0 0	-2112	113
			113	-2176			
7	16 × 128				（见注 2）		
			127	-3968			
		-4096	(128)	(-4096)	0 1 1 1 1 1 1 1	-4032	128

注 1—4096 个标称值单位相当于 $T_{max}=3.14$dBm0。

注 2—各字符信号是通过反转第 6 栏信号的偶数比特而得到的。在反转前，与编号为 n 和 n+1（见第 4 栏）这两个连续判决值之间的负输入值相应的字符信号是 n，以二进制数表示。

注 3—解码器输出值为 $Y_n=\frac{X_{n-1}+Xn}{2}$，当 n=1、……127、128。

注 4—X_{128}是一虚判决值。

注 5—在表 1/G.711 和表 2/G.711 的第 3、5 和 7 栏中给出了均匀码的值。

表 2a/G.711

μ律，正输入值

1	2	3	4	5	6	7	8
线段编号	间隔数×间隔大小	线段终点值	判决值编号 n	判决值 Xn（见注 1）	字符信号 比特编号 1 2 3 4 5 6 7 8	量化值（解码器输出值）Y_n	解码器输出值编号
		8159	(128)	(8159)			
			127	7903	1 0 0 0 0 0 0 0	8031	127
8	16 × 256				（见注 2）		
			113	4319			
		4063	112	4063	1 0 0 0 1 1 1 1	4191	112
7	16 × 128				（见注 2）		
			97	2143			
		2015	96	2015	1 0 0 1 1 1 1 1	2079	96
6	16 × 64				（见注 2）		
			81	1055			
		991	80	991	1 0 1 0 1 1 1 1	1023	80
5	16 × 32				（见注 2）		
			65	511			
		479	64	479	1 0 1 1 1 1 1 1	495	64
4	16 × 16				（见注 2）		
			49	239			
		223	48	223	1 1 0 0 1 1 1 1	231	48
3	16 × 8				（见注 2）		
			33	103			
		95	32	95	1 1 0 1 1 1 1 1	99	32
2	16 × 4				（见注 2）		
			17	35			
		31	16	31	1 1 1 0 1 1 1 1	33	16
	15 × 2				（见注 2）		
			2	3			
1					1 1 1 1 1 1 1 0	2	1
			1	1			
↓	1 × 1				1 1 1 1 1 1 1 1	0	0
			0	0			

注 1—8159 个标称值单位相当于 $T_{max}=3.17$dBm0。

注 2—与编号为 n 和 n+1（见第 4 栏）这两个连续判决值之间的正输入值相对应的字符信号是（255－n），以二进制数表示。

注 3—解码器输出值为 $Y_0=X_0=0$，当 n=0；$Y_n=\frac{X_n+X_{n+1}}{2}$，当 n=1、2、……127。

注 4—X_{128}是一虚判决值。

注 5—在表 1/G.711 和表 2/G.711 的第 3、5 和 7 栏给出了均匀码的值。

表 2b/G.711

μ律,负输入值

1	2	3	4	5	6	7	8
线段编号	间隔数×间隔大小	线段终点值	判决值编号 n	判决值 X_n（见注 1）	字符信号 比特编号 1 2 3 4 5 6 7 8	量化值（解码器输出值）Y_n	解码器输出值编号
			0	0		0	0
↑	1×1		1	-1	0 1 1 1 1 1 1 1		
1			2	-3	0 1 1 1 1 1 1 0	-2	1
	15×2		⋮	⋮	（见注 2）	⋮	⋮
		-31	16	-31	0 1 1 0 1 1 1 1	-33	16
2	16×4		17	-35	（见注 2）	⋮	⋮
		-95	32	-95	0 1 0 1 1 1 1 1	-99	32
3	16×8		33	-103	（见注 2）	⋮	⋮
		-223	48	-223	0 1 0 0 1 1 1 1	-231	48
4	16×16		49	-239	（见注 2）	⋮	⋮
		-479	64	-479	0 0 1 1 1 1 1 1	-495	64
5	16×32		65	-511	（见注 2）	⋮	⋮
		-991	80	-991	0 0 1 0 1 1 1 1	-1023	80
6	16×64		81	-1055	（见注 2）	⋮	⋮
		-2015	96	-2015	0 0 0 1 1 1 1 1	-2079	96
7	16×128		97	-2143	（见注 2）	⋮	⋮
		-4063	112	-4063	0 0 0 0 1 1 1 1	-4191	112
			113	-4319	（见注 2）	⋮	⋮
8	16×256		126	-7647	0 0 0 0 0 0 0 1	-7775	126
			127	-7903	0 0 0 0 0 0 0 0	-8031	127
		-8159	(128)	(-8159)			

注 1—8159 个标称值单位相当于 $T_{max}=3.17$dBm0。

注 2—与编号为 n 和 n+1(见第 4 栏)这两个连续判决值之间的负输入值相对应的字符信号是(127－n),以二进制数表示,其中 n=0、1……127。

注 3—解码器输出值为 $Y_0=X_0=0$,当 n=0;$Y_n=\frac{X_n+X_{n+1}}{2}$,当 n=1、2、……127。

注 4—X_{128}是一虚判决值。

注 5—在表 1/G.711 和表 2/G.711 的第 3、5 和 7 栏给出了均匀码的值。

表 3/G.711

μ-A 变换

μ-律 解码器输出值编号	A-律 解码器输出值编号	μ-律 解码器输出值编号	A-律 解码器输出值编号
0	1	44	41
1	1	45	42
2	2	46	43
3	2	47	44
4	3	48	46
5	3	49	48
6	4	50	49
7	4	51	50
8	5	52	51
9	5	53	52
10	6	54	53
11	6	55	54
12	7	56	55
13	7	57	56
14	8	58	57
15	8	59	58
16	9	60	59
17	10	61	60
18	11	62	61
19	12	63	62
20	13	64	64
21	14	65	65
22	15	66	66
23	16	67	67
24	17	68	68
25	18	69	69
26	19	70	70
27	20	71	71
28	21	72	72
29	22	73	73
30	23	74	74
31	24	75	75
32	25	76	76
33	27	77	77
34	29	78	78
35	31	79	79
36	33	80	81
37	34	81	82
38	35	82	83
39	36	83	84
40	37	84	85
41	38	85	86
42	39	86	87
43	40	87	88
		.	.
		.	.
		.	.
		127	128

与表 3/G.711 有关的注

注 1 — A 律解码器的输入信号通常含有按照表 1a/G.711 注 2 施行的偶数比特翻转，因此，μ-A 变换器的输出信号也应在变换器输出中体现偶数比特翻转。

注 2 — 如果在 μ-A 变换之后接着 A-μ 变换，大多数的八比特组都恢复为它们的原值，仅仅是与 μ 律解码器输出值编号 0、2、4、6、8、10、12、14 相对应的那些八比特组有变化(编号被增加 1)。而且在这些八比特组中仅仅是第 8 比特(PCM 中最低有效位)被改变。因此，μ-A-μ 双变换对编号 1 至 7 的比特是透明的。

类似地，如果 A-μ 变换后接着 μ-A 变换，仅仅是与 A 律解码器输出值编号为 26、28、30、32、45、47、63 和 80 相对应的八比特组有变化，再次，仅仅第 8 比特被改变，即 A-μ-A 双变换对编号为 1～7 的比特也是透明的。

这种特性的结果是，在大多数模拟音频信号范围内，就变换所引起的附加量化失真而言，μ-A-μ 或 A-μ-A 变换比 μ-A 或 A-μ 变换低得多(见建议 G.113)。

通过修改变换表稍微偏离最佳变换，μ-80 被变换为 A-81 而不是 A-80，且 A-80 被变换为 μ-79 而不是 μ-80，就可以实现 A-μ-A 对比特 1 至 7 的透明性。这种修改对量化失真的影响无关紧要。

表 4/G.711

A-μ 变换

A-律 解码器输出值编号	μ-律 解码器输出值编号	A-律 解码器输出值编号	μ-律 解码器输出值编号
1	1	51	52
2	3	52	53
3	5	53	54
4	7	54	55
5	9	55	56
6	11	56	57
7	13	57	58
8	15	58	59
9	16	59	60
10	17	60	61
11	18	61	62
12	19	62	63
13	20	63	64
14	21	64	64
15	22	65	65
16	23	66	66
17	24	67	67
18	25	68	68
19	26	69	69
20	27	70	70
21	28	71	71
22	29	72	72
23	30	73	73
24	31	74	74
25	32	75	75
26	32	76	76
27	33	77	77
28	33	78	78
29	34	79	79
30	34	80	79
31	35	81	80
32	35	82	81
33	36	83	82
34	37	84	83
35	38	85	84
36	39	86	85
37	40	87	86
38	41	88	87
39	42	89	88
40	43	90	89
41	44	91	90
42	45	92	91
43	46	93	92
44	47	94	93
45	48	95	94
46	48	96	95
47	49	97	96
48	49	98	97
49	50	.	.
50	51	.	.
		.	.
		128	127

与表 4/G.711 有关的注

注 1 — A 律编码器的输出信号将因在编码器内应用表 1a/G.711 的注 2 而具有偶数比特翻转。因此，加到 A-μ 变换器的输入信号已经是这样的状态，因而在变换器内应当能去除偶数比特翻转。

注 2 — 如果在 μ-A 变换之后接着 A-μ 变换，大多数的八比特组都恢复为它们的原值，仅仅是与 μ 律解码器输出值编号 0、2、4、6、8、10、12、14 相对应的那些八比特组有变化(编号被增加 1)。而且在这些八比特组中仅仅是第 8 比特(PCM 中最低有效位)被改变。因此，μ-A-μ 双变换对编号为 1～7 的比特是透明的。

类似地，如果 A-μ 变换后接着 μ-A 变换，仅仅是与 A 律解码器输出值编号为 26、28、30、32、45、47、63 和 80 相对应的八比特组有变化，再次，仅仅第 8 比特被改变，即 A-μ-A 双变换对编号为 1 至 7 的比特也是透明的。这种特性的结果是，在大多数模拟音频信号范围内，就变换所引起的附加量化失真而言，μ-A-μ 或 A-μ-A 变换比 μ-A 或 A-μ 变换低得多(见建议 G.113)。

通过修改变换表稍微偏离最佳变换，即 μ-80 被变换为 A-81 而不是 A-80，且 A-80 被变换为 μ-79 而不是 μ-80，就可以实现 A-μ-A 对比特 1 至 7 的透明性。这种修改对量化失真的影响无关紧要。

表 5/G.711

A-律							
1	*2*	*3*	*4*	*5*	*6*	*7*	*8*
0	0	1	1	0	1	0	0
0	0	1	0	0	0	0	1
0	0	1	0	0	0	0	1
0	0	1	1	0	1	0	0
1	0	1	1	0	1	0	0
1	0	1	0	0	0	0	1
1	0	1	0	0	0	0	1
1	0	1	1	0	1	0	0

表 6/G.711

μ-律							
1	*2*	*3*	*4*	*5*	*6*	*7*	*8*
0	0	0	1	1	1	1	0
0	0	0	0	1	0	1	1
0	0	0	0	1	0	1	1
0	0	0	1	1	1	1	0
1	0	0	1	1	1	1	0
1	0	0	0	1	0	1	1
1	0	0	0	1	0	1	1
1	0	0	1	1	1	1	0

建　议　G.712

PCM 信道音频四线接口间的性能特征

(1972 年订于日内瓦;作了进一步修改)

CCITT

建议

按照建议 G.711 编码的 PCM 信道音频口间应满足下述性能特征。

所引述的各种性能限值作为建议书应被认为在所有情况下都须满足的。

除了另有说明外,所规定的数值和限值都应在四线测量中获得的,四线测量使用两个背对背连接的 PCM 复用终端设备,而且信道的输入和输出口均端接了它们的标称阻抗(除在下面 § 3.3 所规定的以外)。

为了避免因所用的测试频率等于 PCM 抽样率的分倍数而产生的电平误差,应避免使用 8kHz 的整分倍数。

在指明标称基准频率为 1020Hz 的场合,按照建议 O.6 实用的频率应是 1020Hz+2Hz,−7Hz。

在过渡期内,主管部门出于实际的原因可能需要使用标称 800Hz 的一个基准频率,但为了避开抽样频率的分倍数,应稍为偏离这个值。

1　衰减/频率失真

任一信道的衰减随频率的变化应处于图 1/G.712 样板所示限值以内。

标称基准频率是 1020Hz。

输入功率电平最好是−10dBm0,作为一种替代,可用 0dBm0 电平。

由设备编码侧和解码侧分别产生的失真应名义上相等。

2　群时延

2.1　绝对群时延

在最小群时延的频率上的绝对群时延不应超过 600μs。

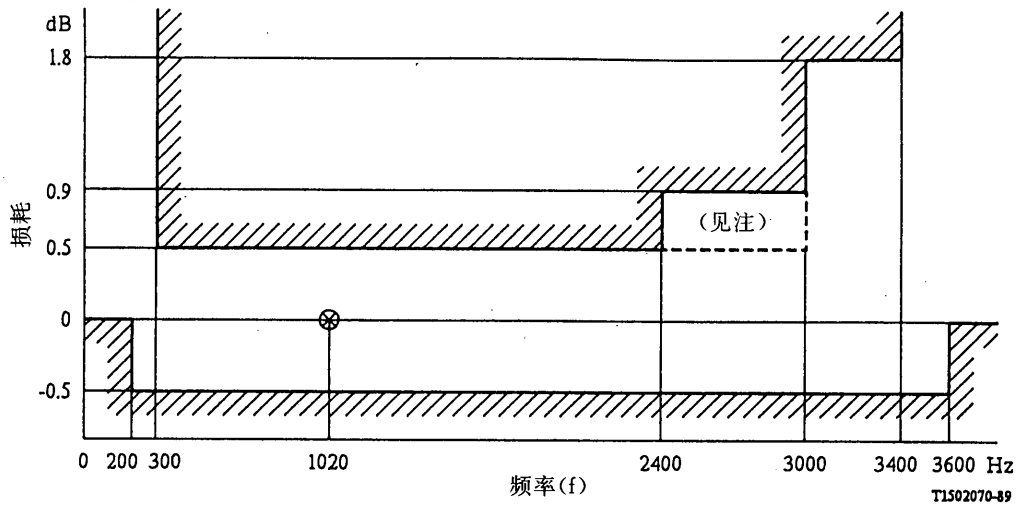
群时延的最低值被取作群时延失真的基准。

2.2　群时延随频率的失真

群时延失真应处于图 2/G.712 样板所示的限值以内。

2.3　输入电平

在输入功率电平为−10dBm0(较佳值)时应满足上述 § 2.1 和 § 2.2 的要求。作为一种替代,可用 0dBm0 的电平。



注—在几个 PCM 信道可能串接的某些应用中，可能需要将+5dB 限值从 2400Hz 延伸到 3000Hz 。

图 1/G.712

衰减/频率失真

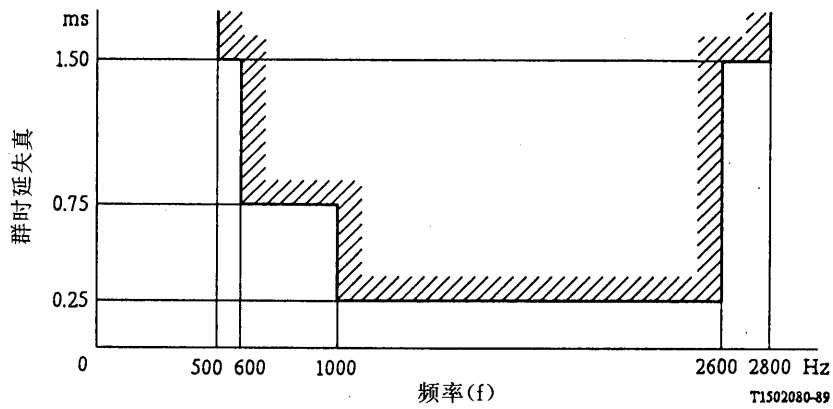


图 2/G.712

群时延随频率的失真

3 音频口阻抗

3.1 标称阻抗

四线音频输入和输出口的阻抗应是 600Ω 平衡。

3.2 反射损耗

相对于标称阻抗测得的反射损耗在 300～3400Hz 频率范围内不应小于 20dB。

注 — 当调整衰减器衰减为 0dB[1]时，应满足反射损耗的限值。

3.3 纵向平衡

下述纵向平衡参数的测量安排规定在建议 O.9 中，它还给出一些有关测试电路要求的资料(注 1)。在驱动测试电路内的 Z 值应是 600Ω±20%，而在其他口上的终端应是标称特性阻抗。

a) 在输入口测得的纵向变换损耗(见建议 O.9，§2.1)不应低于图 3/G.712 所示的限值。

b) 在输出口测得的纵向变换损耗(见建议 O.9，§2.1)不应低于图 3/G.712 所示的限值。

c) 在各个规定频率上的纵向变换转移损耗(见建议 O.9，§2.3)和在同一频率上的介入损耗之差不应低于图 3/G.712 所示的限值。这一要求仅适用于驱动测试电路加在输入口，而在输出口进行测量的情况。测量应在图 3/O.9 所示的开关 S 闭合的情况下进行。

注 *1* — 要注意到建议 O.9，§3，它表明一些不同的测试驱动电路之间的等效性，并且还包括有关测试电桥本身平衡要求的资料。

注 *2* — 要注意到这样的事实，即这些值表示最低要求。潜在的纵向信号电压的幅值，取决于例如系统的用法、系统的环境、混合变量器和衰减器的位置，因此可能随主管部门的不同而不同。一些主管部门已经发现需要对纵向变换损耗和纵向变换转移损耗规定更高的值，以保证由可能的纵向信号电压引起的横向电压足够小。

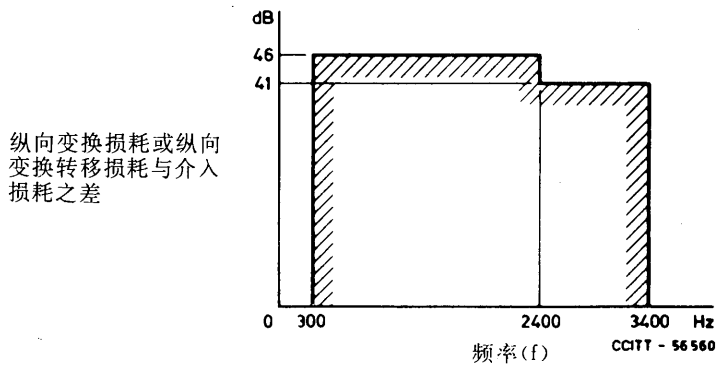


图 3/G.712

纵向平衡

4 空闲信道噪声

4.1 加权噪声

以标称阻抗端接信道的输入口和输出口，空闲信道噪声不应超过－65dBm0p。

4.2 单频噪声

选频测得的任一单频(特别是抽样频率及其倍频)的电平不应超过－50dBm0。

4.3 接收设备噪声

当接收设备的输入由对应于 μ 律解码器输出值编号为 0 或 A 律解码器输出值编号为 1 的 PCM 信号驱动时，单独由接收设备产生的噪声应小于－75dBm0p。

5 对带外输入信号的鉴别

5.1 将在 4.6kHz 至 XkHz 范围内的任一正弦波信号以适当的电平加到信道输入口，作为最低要求，在信道输出口产生的任一镜象频率的电平，应至少比测试信号电平低 25dB。

注 — 已经发现合适的测试电平是－25dBm0。X 值在研究中，但它应当至少是 150kHz。

5.2 在国内网所遇到的最不利情况下，由于在信道输入口存在带外信号，而在 PCM 信道输出的 10Hz～4kHz 带内不应产生多于 100pW0p 的附加噪声。

注 1 — 所要求的鉴别取决于国内网中的 FDM 信道设备和电话机的性能，各主管部门在考虑上述意见和 § 5.2 的要求后，应仔细研究应该规定的各项要求。在所有情况下，至少应满足上述 § 5.1 的最低要求。

注 2 — 要注意 3400 至 4600Hz 频带内衰减特性的重要性。虽然其他衰减特性能够满足上述 § 5.1 和 § 5.2 的要求，但图 4/G.712 的滤波器样板对带外信号给出了适当的防护值。

6 信道输出端的寄生带外信号

6.1 将 300－3400Hz 范围内任一正弦波信号以 0dBm0 的电平加到一个信道的输入口，在输出口选频测量得到的寄生带外镜象信号电平应低于－25dBm0。

6.2 寄生带外信号不应在与 PCM 信道相连的设备内造成不可接受的干扰。特别是由于 PCM 信道输出端的寄生带外信号而在一个与之相连的 FDM 信道内引起的可懂或不可懂串音，其电平不应超过－65dBm0。

注 1 — 所要求的鉴别取决于国内网中的 FDM 信道设备和电话机的性能，各主管部门在考虑上述意见和 § 6.2 的要求后，应仔细研究应该规定的各项要求。在所有情况下，至少应当满足上述 § 6.1 的最低要求。

注 2 — 要注意 3400 至 4600Hz 频带内衰减特性的重要性。虽然其他的衰减特性能够满足上述 § 6.1 和 § 6.2 的要求，但图 4/G.712 的滤波器样板对带外信号给出适当的防护值。

7 互调

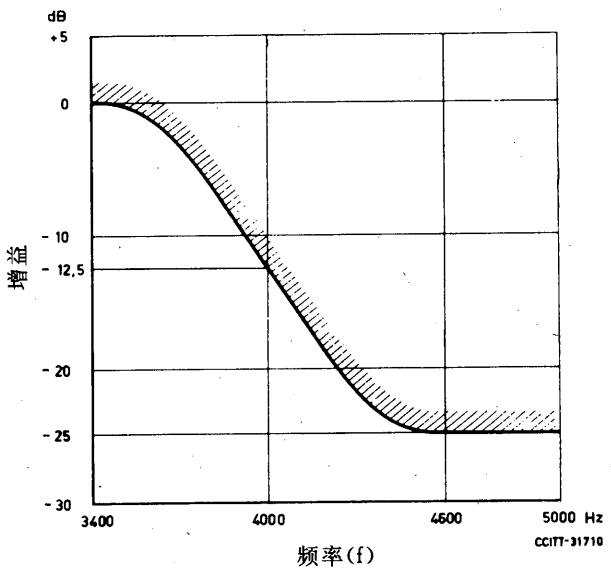
7.1 在 300～3400Hz 范围内具有不同频率 f_1 和 f_2 且不成谐波关系的两个正弦波信号，以在－4 至－21dBm0 范围内的相同电平同时加到一个信道的输入口，所产生的任何 $2f_1-f_2$ 互调产物的电平相对于两个输入信号中的一个的电平，不应大于－35dB。

7.2 一个具有在 300～3400Hz 范围内任意频率的电平为－9dBm0 的信号与另一个频率为 50Hz 电平为－23dBm0 的信号同时加到输入口，所产生的任何互调产物的电平不应超过－49dBm0。

注 — 如果能满足 § 8 和 § 10 规定的要求，这些要求在实际上总是能满足的。

8 总失真，包括量化失真

推荐两种供选择的方法。应当注意到两种测试方法并不精确等效。噪声测试法(方法 1)给出不甚依赖于输入信号电平的相当平滑的曲线；正弦波法(方法 2)对于识别可能有的编解码器的局部不完善性更为灵敏。因此两种测试方法以稍微不同的方式对实际的编解码器的损伤作出反应。



注—图中弯曲部分在 3400≤f≤4600 范围内符合公式 $G=12.5[\sin\frac{\pi(4000-f)}{1200}-1]$dB。

图 4/G.712

相对于 1000Hz 增益的增益

注 — 一些主管部门已采取了应当同时满足两种测试方法要求的立场；其它主管部门的意见是满足任一种测试方法的要求就足以满足网路的性能要求。实际上，在生产测试和运行情况下，主管部门可以只选择使用一种方法。

方法 1

将符合建议 O.131[2]的一个噪声信号加到一个信道的输入口，信号对总失真功率比应处于图 5/G.712 所示限值之上。

注 — 在附件 A 中给出以瞬时值具有高斯分布的信号为基础的各种限值的推导。

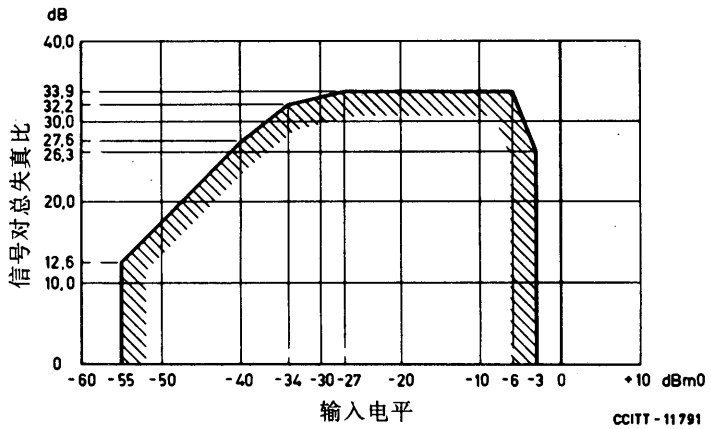


图 5/G.712

信号对总失真之比与输入电平的函数关系(方法 1)

方法 2

将一个标称频率为 1020Hz(较优值)或 820Hz(见建议 O.132[6])的正弦波信号加到一个信道输入口，以适当的噪声加权(见在[3]中所引述的建议)测得的信号对总失真功率比应处于图 6/G.712 所示限值之上。

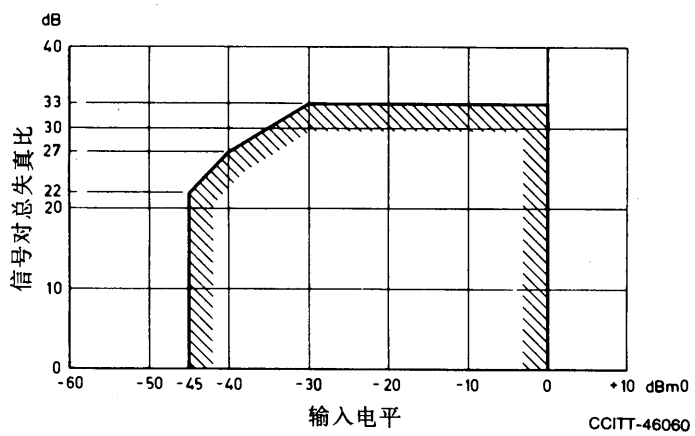


图 6/G.712

信号对总失真之比与输入电平的函数关系(方法 2)

9 信道输出口的寄生带内信号

将 700～1100Hz 频率范围内的一个正弦波信号以 0dBm0 的电平加到一个信道的输入口，在频带 300～3400Hz 内选频测得的与所加信号频率不同的任一频率的输出电平应低于－40dBm0。

10 增益随输入电平的变化

推荐两种供选择的方法(见§8的说明)。

方法 1

将一个如建议O.131中所规定的带宽受限制的噪声信号以－55dBm0至－10dBm0之间的电平加到任一信道的输入端,这个信道的增益变化相对于在输入电平为－10dBm0时的增益,应处于图7a/G.712样板的极限之内。应按照建议O.131,§3.2.1规定的滤波器特性,将测量限制到350～550Hz频带。

此外,一个频率在700～1100Hz范围内的正弦波信号以－10dBm0至＋3dBm0之间的电平加到任一信道的输入端,这个信道的增益变化,相对于在输入电平为－10dBm0时的增益,应处于图7b/G.712样板的极限之内。测量应当选频。

方法 2

将一个频率在700～1100Hz范围内的正弦波信号以－55dBm0至＋3dBm0之间的电平加到任一信道的输入端,这个信道的增益变化,相对于输入电平为－10dBm0时的增益,应处于图7c/G.712样板的极限之内。测量应当选频。

11 路际串音

11.1 复用设备各信道间的串音应当是这样,即将频率在700～1100Hz范围内的一个正弦波信号以0dBm0的电平加到一个输入口,在任一其他信道中所收到的串音电平不应超过－65dBm0。

注 — 为了克服与PCM编码器有关的会掩盖真实串音的基本增益提升效应,在使用正弦波信号进行串音测量时,可以在被串信道注入一个激活信号。合适的激活信号是电平在－50至－60dBm0范围内的带宽受限制的噪声(见建议O.131),或者电平在－33至－40dBm0范围内的一个正弦波。为了使激活信号不致明显地影响串音测量的精度,应仔细选择测量仪器的频率和滤波特性。

11.2 当一个按照建议G.227[4]成形的白噪声信号以0dBm0电平加到多至四个信道的输入口时,在任一其他信道中所收到的串音电平不应超过－60dBm0p。当不止一个输入信道受到激励时,应使用不相关噪声。

12 往返串音

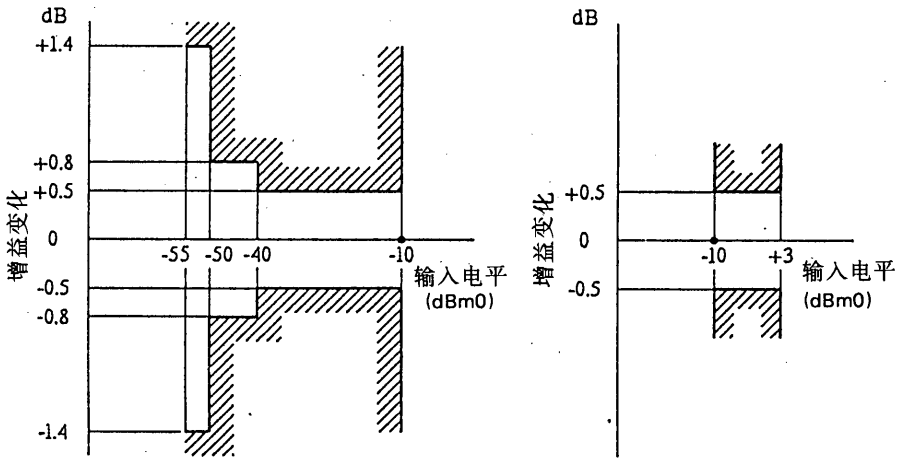
一个信道和与其相关的往回信道间的串音应当是这样,即把一个在300～3400Hz范围内任意频率的正弦波信号以0dBm0电平加到一个输入口,在相应返回信道的输出端测得的串音电平不应超过－60dBm0。

13 来自信令的干扰

当所有信道的信令(具有50%占空比的10Hz信号)同时作用时,进入一个信道的任何干扰的最高电平不应超过－60dBm0p。

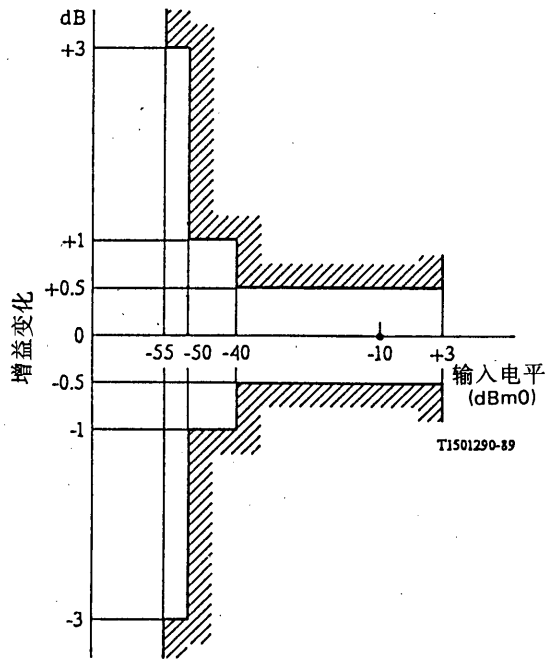
14 音频口的相对电平

各项规定应当符合在[5]中所引述的建议。



a)方法 1:白噪声测试信号

b)方法 1:正弦测试信号



c)方法 2:正弦测试信号

图 7/G.712

增益随输入电平的变化

15 相对电平的调整

PCM 信道的相对电平的调整以及因而编码侧和解码侧分别的增益的调整(特别是初始调整)应在环境条件的典型值下进行,调整应使得实际值相对于标称值的偏差不超过±0.3dB,并且应如下进行:

15.1 解码侧应调整到符合建议 G.711 § 4 的规定,实际上可在±0.3dB 的容差以内。

注 — 使用另一个代表在 0dBm0 标称电平的 1000Hz 标称基准频率的数字周期序列是可以接受的,前提是其理论电平精度要优于±0.03dB。

15.2 编码侧应该用这样的方法来调整,即把它的输出连接到一个已经调整得具有精确标称增益的标准数字分析仪,并且将一个标称频率为 1020Hz 的正弦波信号以 0dBm0 的电平加到编码侧的音频输入端。然后应当调整编码侧使在解码侧音频输出端得到的正弦波信号电平为 0dBm0。实际上应当按±0.3dB 的容差来调整。

另外一种方法是,可以用一个具有已知误差、且误差在 § 15.1 所规定的限值以内的解码侧,只要在调整编码侧时,将该已知误差考虑在内即可。

15.3 编码侧的负载容量可用在其音频输入端加上一个 1020Hz 标称频率的正弦波信号的方法来检查,在开始时这个信号的电平应比 Tmax 低得多,然后慢慢增加。应当在观察到与正值和负值的极端量化间隔相对应的字符信号第一次出现时,测量输入电平。Tmax 被取为比测得的输入电平大 0.3dB。

这一方法允许检查正幅值和负幅值的 Tmax,这样获得的值应在理论负载容量(即 A 律+3.14dBm0 或 μ 律+3.17dBm0)的±0.3dB 之内。作为一种替代方法,可把在解码器输出端出现的最大脉冲幅值作为识别 Tmax 的方法。

16 短期和长期稳定度

当以一个标称频率为 1020Hz、电平为−10dBm0(较佳值;也可用 0dBm0)的正弦波信号加到任一音频输入端,在相应的音频输出端测得的电平变动,在典型运行的任何 10 分钟内不应超过±0.2dB,在允许的电源电压和温度的变化范围内,任何一年也不应超过±0.5dB。

附 件 A

(附于建议 G.712)

A 律用的信号对总失真比的推导方法

PCM 系统产生的信号对量化失真比可以用许多不同的方式以解析法得出。这里采用的方法是一种较普遍的分析法的一个特例,它能使计算结果直接与系统的实测结果相比较。

系统的压缩特性被假定是"理想"的,即精确地符合理论折线律,并且系统的交流零点与中心判决幅值相重合。假定了输入信号对交流零点是对称的,并且具有高斯分布的瞬时幅度。对于方差为 σ_v^2 的一个给定的输入,总的输出方差可以确定为 σ_u^2,而在输出中的信号内容的方差可由线性回归而确定为 $m^2\sigma_v^2$,其中 m 为输出对输入回归线的斜率。

于是，失真分量的方差为 $\sigma_\epsilon^2=\sigma_u^2-m^2\sigma_v^2$，而以 dB 表示的信号对量化失真比是

$$10\log_{10}\frac{m^2\sigma_v^2}{\sigma_\epsilon^2}$$

已经从 A 律编码的信号对量化失真比的理论值中减去 4.5dB 而推导出图 5/G.712 的限值。这些限值是指总失真的。用这种方式，就考虑到了实际的编解码器的不完善性以及一定数量的噪声（实际上，减 4.5dB 被用到了图 5/G.712 中容限折线的转折点上）。

参 考 文 献

[1] CCITT Recommendation *12-channel terminal equipments*, Vol. III, Rec. G.232, Figure 5/G.232.

[2] CCITT Recommendation *Specification for a quantizing distortion measuring apparatus using a pseudo-random noise stimulus*, Vol. IV, Rec. O.131.

[3] CCITT Recommendation *Assumptions for the calculation of noise on hypothetical reference circuits for telephony*, Vol. III, Rec. G.223, Table 4/G.223.

[4] CCITT Recommendation *Conventional telephone signal*, Vol. III, Rec. G.227.

[5] CCITT Recommendation *12-channel terminal equipments*, Vol. III, Rec. G.232, § 11.

[6] CCITT Recommendation *Specification for a quantizing distortion measuring equipment using sinusoidal test signal*, Vol. IV, Rec. O.132.

建　议　G.713

PCM 信道音频二线接口间的性能特征

（1984 年订于马拉加—托雷莫里诺斯；1988 年修订于墨尔本）

CCITT

鉴于

建议 G.712 规定了背对背的 PCM 终端在模拟四线接口间性能；

在一些运用场合，将以二线为基础结合二线/四线终端单元来利用 PCM 信道；

取决于设备的实现情况，有时包含信令功能的二线/四线终端单元将构成 PCM 复用终端的一个整体的部分，而在其他实现情况下，它们将被分开设置；

不同的主管部门在国内使用的信令方式是多种多样的，这些信令系统对传输性能特征有不同程度的影响；

在一些情况下 PCM 复用终端还用来把模拟电路端接到数字交换局。

建议

按照建议 G.711 编码的 PCM 信道音频口间应满足下述性能特征。

本建议所规定的参数和值适用于连至模拟中继线或模拟交换局的 PCM 设备。

当 PCM 设备被直接连至模拟用户线时，对一些参数可能要求不同的值，建议 Q.552 包含了那些值。如果 PCM 设备被直接连至一个模拟本地交换局，该局就连到它的端口阻抗而言实质上是透明的而且用户线是短的(例如少于 500 米)，那么也可以采用建议 Q.552 的那些值。

除了另有说明的以外，当在背对背连接的两个 PCM 终端设备二线音频输入和输出口间测量，而且输入和输出口均端接了它们的标称阻抗(除了在 § 3.3 和 § 11 中规定的以外)，应满足下面给出的设计指标。

限值应被认为适用于二线/四线终端单元和 PCM 复用设备的组合，不论这两种功能是被综合到单个设备内或者是分开实现的。在后一情况下尚未为互连电缆的影响留有容差。

除非另有说明，应该在打开四线环而且使二线/四线终端单元的四线口上所呈现的阻抗代表了在正常运用时所出现的阻抗值的情况下测量。这一条件可以用下述方法实现：阻断与测量方向相反的数字信号，并在适当的信道中注入空闲字符信号(μ 律解码器输出值编号 0 或 A 律解码器输出值编号 1，而且符号比特置于一个固定状态)。应当指出，为了决定设备本身的性能，有必要打开四线环。在正常运用中，环路并不是打开的，需要考虑与二线接口相连的终端阻抗对总性能的影响。

在求取极限值时，已经为可能的信令功能和(或)线路馈电电流对传输性能的影响留有容差。在正常讲话条件下的任何信令功能，均应满足这些极限值。但不包括任何动态信令情况，例如计次。

一般说来，极限值并不包括线路电流噪声造成的影响所需的容差。线路电流噪声的允许量以及是否需要留容差都在研究中。

为了避免因所用的测试频率等于 PCM 抽样率的分倍数而产生的电平误差，应避免使用 8kHz 的整分倍数。

在指明标称基准频率为 1020Hz 的场合，按照建议 O.6 实用的频率应当是 1020Hz+2Hz−7Hz。

在过渡期内，主管部门出于实际的原因可能需要使用一个标称 800Hz 的基准频率，但为了避开抽样频率的分倍数而稍为偏离这个值。

1 衰减/频率失真

任一信道的衰减随频率的变化应处于图 1/G.713 样板所示的限值之内。
标称基准频率是 1020Hz。
输入功率电平最好是−10dBm0，作为一种替代，可用 0dBm0 的电平。
由编码侧和解码侧分别产生的失真应名义上相等。

2 群时延

2.1 绝对群时延

在最小群时延的频率上的绝对群时延不应超过 750μs。
群时延的最低值被作为群时延失真的基准。

2.2 群时延随频率的失真

群时延失真应位于图 2/G.713 样板所示的限值以内。

2.3 输入电平

在输入电平为−10dBm0(较佳值)时应满足 § 2.1 和 § 2.2 的要求，作为一种替代，可使用 0dBm0 电平。

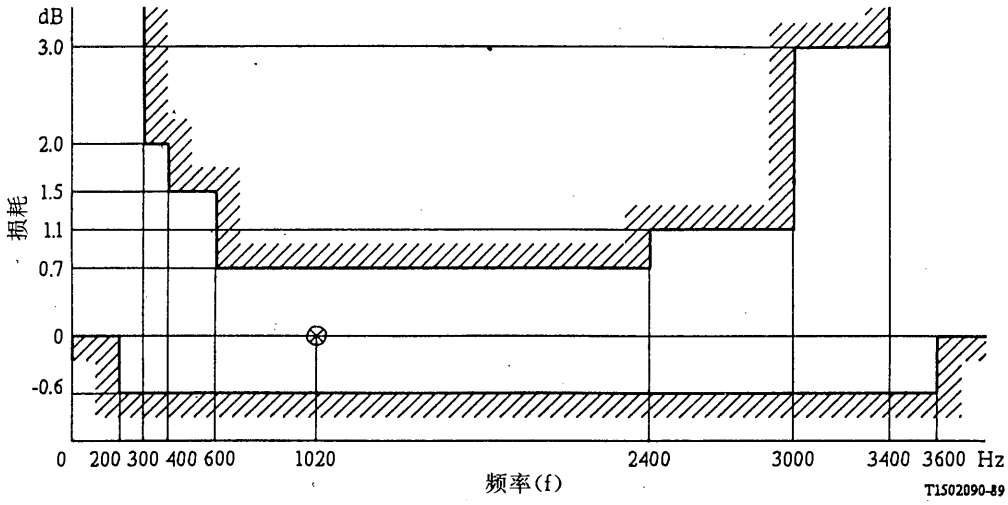


图 1/G.713

衰减/频率失真

注——一些主管部门在 300—3400Hz 范围内采用 1dB 的最大损耗极限。

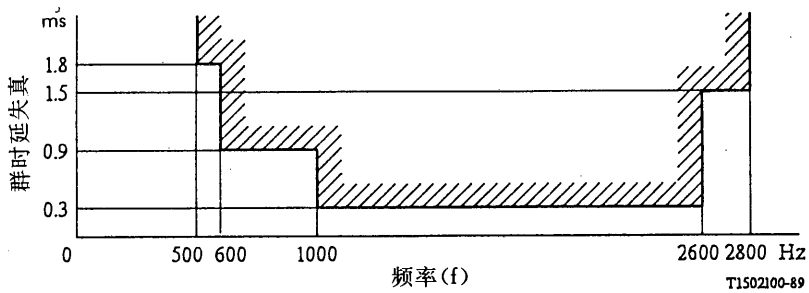


图 2/G.713

群时延随频率的失真

3 音频口阻抗

3.1 标称阻抗

未推荐单一的阻抗值。

在二线音频输入和输出口最广泛使用的标称阻抗值是 600Ω(平衡)。一些主管部门采用 600Ω+2.16μF 或 900Ω+2.16μF 值,还有一个主管部门使用 900Ω 纯电阻,后者代表适用于加感和非加感电缆的一个折衷值。

注 — 在建议 Q.552,§2.2.1 中能够找到在与用户线相连时所用的复数阻抗的一些例子。

3.2　反射损耗

相对于标称阻抗测得的反射损耗应满足下面给出的限值：

频率范围 (Hz)	反射损耗 (dB)
300 至 600	> 12
600 至 3400	> 15

3.3　纵向平衡

下述纵向平衡参数的测量方案在建议 O.9 中规定，它还给出一些有关测试电路要求的资料(注 1)。在驱动测试电路内的 Z 值应是 600Ω±20%，而在其它口上的终端应是标称特性阻抗。

a)　在二线音频接口上测得的纵向变换损耗(见建议 O.9，§ 2.1)不应低于图 3/G.713 所示的限值。

b)　在各个规定频率上的纵向变换转换损耗(见建议 O.9，§ 2.3)和在同一频率上的介入损耗之差不应低于图 3/G.713 所示的限值。这一要求仅适用于驱动测试电路加在二线音频接口之一，而在另一个二线音频接口上进行测量的情况。测量应在图 3/O.9 所示的开关 S 闭合的情况下进行。

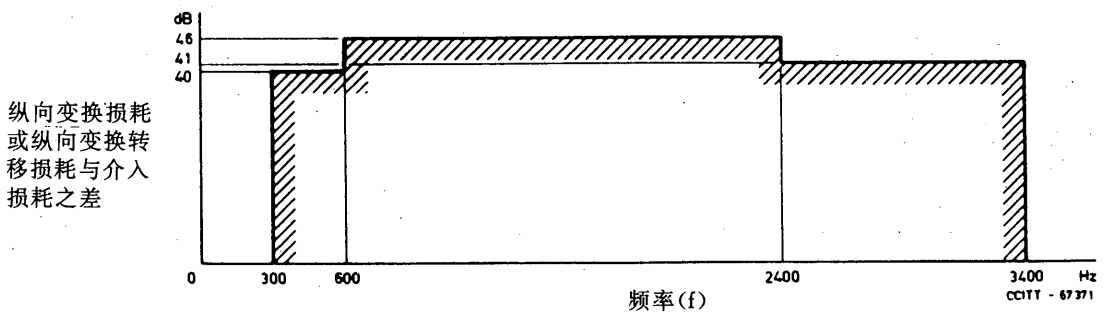


图 3/G.713

纵向平衡

注 1 — 要注意到建议 O.9，§ 3，它表明许多不同的测试驱动电路之间的等效性，并且还包括有关测试电桥本身平衡要求的资料。

注 *2* — 要注意到这样的事实，即这些值表示最低要求。潜在的纵向信号电压的幅值取决于例如系统的用法、系统的环境、混合变量器和衰减器的位置，因此可能随主管部门的不同而不同。一些主管部门已经发现需要对纵向变换损耗和纵向变换转移损耗规定更高的值，以保证由可能的纵向信号电压引起的横向电压足够小。

注 *3* — 对低于 300Hz 的频率特别是 50Hz 或 60Hz 引入极限值的可能需要正在研究之中。用良好的纵向平衡和高通滤波(见 § 5.2)的组合能够实现对纵向干扰全部抑制。

注 *4* — 测量应当选频。

4 空闲信道噪声

4.1 加权噪声

以标称阻抗端接信道的输入口和输出口，空闲信道噪声不应超过－65dBm0p。

注 — 这一限值并没有包括在二线上有信令时可能出现的附加噪声的任何容差。考虑在建议 Q.507 中采用的机理，用于这种情况的限值的推导正在研究中。由于量化的影响，噪声功率并不一定能叠加。

4.2 单频噪声

选频测得的任一单频(特别是抽样频率及其倍频)的电平不应超过－50dBm0。

4.3 接收设备噪声

当接收设备的输入由对应于 μ 律解码器输出值编号为 0 或 A 律解码器输出值编号为 1 的 PCM 信号驱动时，单独由接收设备产生的噪声应小于－75dBm0p。

5 对带外输入信号的鉴别

5.1 高于 *4.6kHz* 的输入信号

将 4.6kHz 至 XkHz 范围内的任一正弦波信号以适当的电平加到信道输入口，作为最低要求，在信道输出口产生的任一镜象频率的电平应至少比测试信号电平低 25dB。

注 — 已经发现合适的测试电平是－25dBm0。X 值待研究，但它至少应是 150kHz。

5.2 低于 *300Hz* 的信号

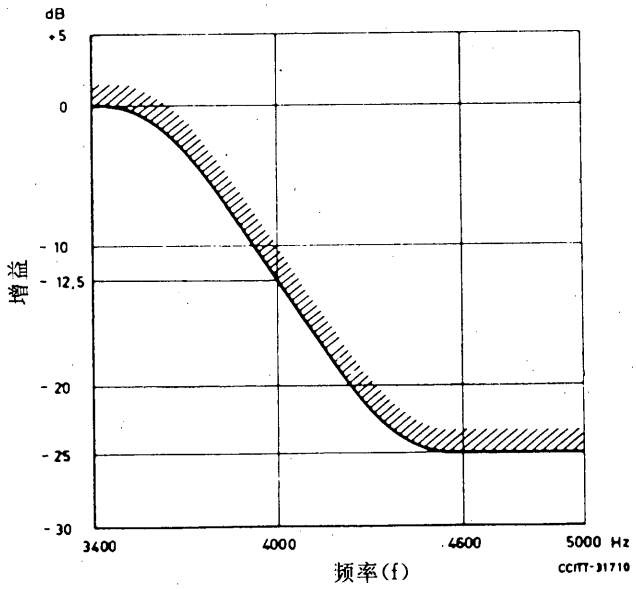
未推荐特定的值。

注 *1* — 一些主管部门在这一方面没有特定的要求，而另一些主管部门已经发现发送侧 15～60Hz 频带内，需要至少提供 20 至 26dB 的衰减。

注 *2* — 用良好的纵向平衡和高通滤波的组合能够实现对纵向干扰的全面抑制(见 § 3.3)。

5.3 总要求

要注意 3400 至 4600Hz 频带内衰减特性的重要性。虽然其它衰减特性能够满足上述要求，但图 4/G.713 的滤波器样板对于高于 3.4kHz 的带外信号给出了适当的防护值。



注—图中弯曲部分在 3400≤f≤4600 范围内符合公式 $G=12.5[\sin\frac{\pi(4000-f)}{1200}-1]$dB。

图 4/G.713

相对于 1000Hz 增益的增益

6 信道输出端的寄生带外信号

将 300～3400Hz 频率范围内任一个数字化的模拟正弦波信号以 0dBm0 的电平加到解码器输入的一个信道时隙，在输出口选频测量得到的寄生带外镜象信号电平作为最低要求应低于－25dBm0。

要注意 3400 至 4600Hz 频段内衰减特性的重要性。虽然其它的衰减特性能够满足上述要求，但图 4/G.713 滤波器样板对带外信号给出了适当的防护值。

7 总失真，包括量化失真

推荐两种供选择的方法。应当注意到两种测试方法并不完全等效。噪声测试法(方法 1)给出不甚依赖于输入信号电平的相当平滑的曲线；正弦波法(方法 2)对于识别可能有的编解码器的局部不完善性更为灵敏。因此两种测试方法以稍微不同的方式对编解码器的实际损伤作出反应。

注 1— 一些主管部门已采取应当同时满足两种测试方法要求的立场，其它主管部门的意见是满足任一种测试方法的要求就足以满足网路的性能要求。实际上，在产品测试和运用情况下，主管部门可以有选择地只使用一种方法。

注 2— 方法 1 和方法 2 的极限值并没有包括在二线上有信令时可能出现的附加噪声的任何容差。考虑在建议 Q.507 中采用的机理，用于这种情况的限值的推导在研究中。

方法 1

将对应于建议 O.131 的一个噪声信号加到一个信道的输入口，在输出口测得的信号对总失真功率比应处于图 5/G.713 所示限值之上。

注 1 — 这些极限是根据幅度为高斯分布的噪声而定出的，建议 G.712 的附件 A 给出极限值的推导。

注 2 — 这些极限值考虑了在噪声激励的频率范围内的衰减—频率失真。

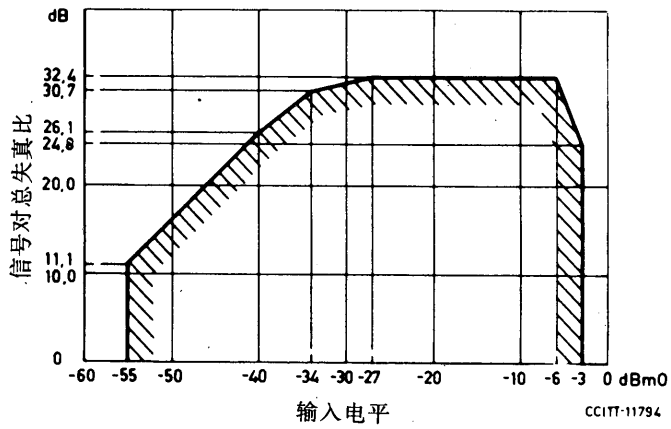


图 5/G.713

信号对总失真之比与输入电平的函数关系

（方法 1）

方法 2

将一个标称频率为 1020Hz（较优值）和 820Hz（见建议 O.132）的正弦波信号加到一个信道的输入口，以适当的噪声加权（见表 4/G.223）所测得的信号对总失真功率比应处于图 6/G.713 所示限值之上。

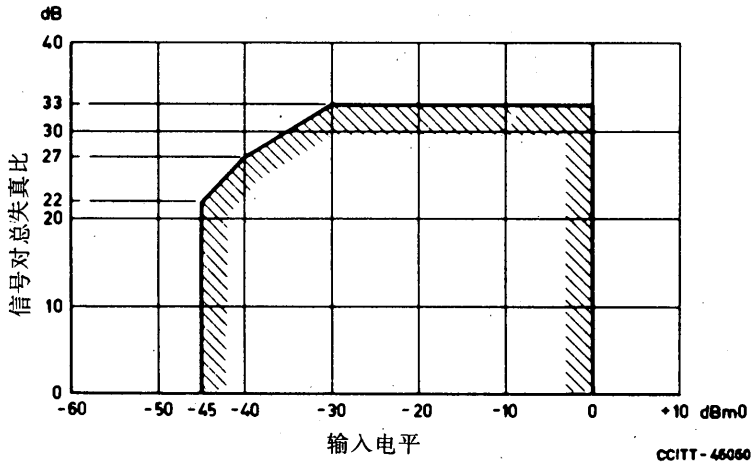


图 6/G.713

信号对总失真之比与输入电平的函数关系

（方法 2）

8 信道输出口寄生带内信号

将 700～1100Hz 频率范围内的一个正弦波信号以 0dBm0 的电平加到一个信道的输入口，在频率 300～3400Hz 内选频测得与所加信号频率不同的任一频率的输出电平应低于－40dBm0。

9 增益随输入电平的变化

推荐两种供选择的方法(见 § 7 的说明)

方法 1

将一个如建议 O. 131 中所规定的带宽受限制的噪声信号以－55dBm0 至－10dBm0 之间的电平加到任一信道的输入端，这个信道的增益变化，相对于在输入电平为－10dBm0 时的增益，应处于图 7a/G. 713 样板的极限之内。应按照建议 O. 131，§ 3. 2. 1 规定的滤波器特性，将测量限制到 350～550Hz 频带。

此外，将一个频率在 700～1100Hz 范围内的正弦波信号，以－10dBm0 至＋3dBm0 之间的电平加到任一信道的输入端，这个信道的增益变化，相对于输入电平为－10dBm0 时的增益，应处于图 7b/G. 713 样板的极限之内。测量应当选频。

方法 2

将一个频率在 700～1100Hz 范围内的正弦波信号以－55dBm0 至＋3dBm0 之间的电平加到任一信道的输入端，这个信道的增益变化，相对于输入电平为－10dBm0 时的增益，应处于图 7c/G. 713 样板的极限之内。测量应当选频。

10 路际串音

10. 1 复用设备各信道间的串音应当是这样，即将频率在 700～1100Hz 范围内的一个正弦波信号，以 0dBm0 的电平加到一个输入口，在任一其它信道中所收到的串音电平不应超过－65dBm0。

注 — 为了克服与 PCM 编码器有关的会掩盖真实串音的基本增益提升效应，在使用正弦波信号进行串音测量时，可以在被串信道注入一个激活信号。合适的激活信号是电平在－50 至－60dBm0 范围内的带宽受限制的噪声(见建议 O. 131)，或者电平在－33 至－40dBm0 范围内的一个正弦波。为了使激活信号不致明显地影响串音测量的精度，应仔细选择测量仪器的频率和滤波特性。

10. 2 当一个按照建议 G. 227 成形的白噪声信号，以 0dBm0 电平加到多至四个信道的输入口时，在任一其他信道中所收到的串音电平不应超过－60dBm0p。当不止一个输入信道受到激励时，应使用不相关噪声。

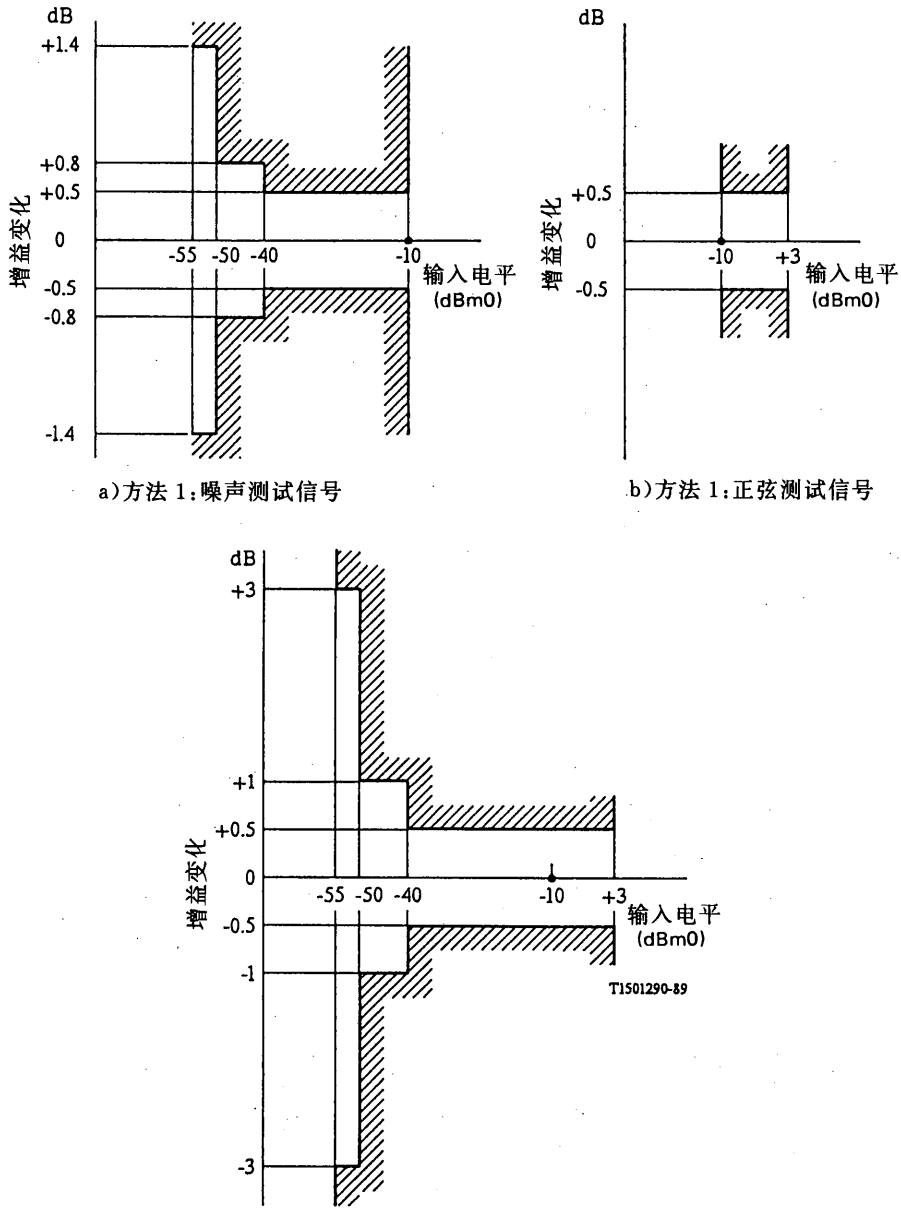
11 回波和稳定度

11. 1 *终端平衡反射损耗(TBRL)*

这个量表征为满足建议 G. 122 在回波方面的网路性能指标而要求的设备性能。TBRL 被定义为相对于平衡测试网络而测得的平衡反射损耗(见建议 Q. 552，§ 3. 1. 8. 1)。它与“半环损耗”HLL，即从数字测试输入点 T_i 至数字测试输出点 T_o 之间的损耗(见图 8/G. 713)有如下关系：

$$HLL = T_i \text{ 至 } T_o \text{ 损耗} = P_i + P_o + TBRL \qquad (dB)$$

其中，P_i 和 P_o 是图 8/G. 713 的等效电路的损耗测量值，它们代表在测试频率上从数字测试点至二线点之间或者从二线点到数字测试点之间的全部损耗。



a)方法 1:噪声测试信号

b)方法 1:正弦测试信号

c)方法 2:正弦测试信号

图 7/G.713

增益随输入电平的变化

TBRL 应按图 8/G.713 的安排使用正弦测试信号来测量，其频率覆盖 300～3400Hz 带宽的电话频带。

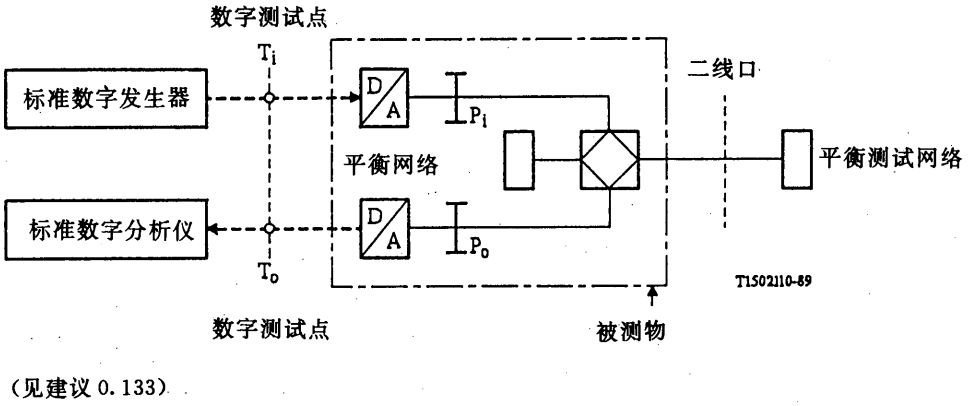


图 8/G.713

测量半环损耗的安排

标称平衡阻抗的值以及这个阻抗相对于标称值的最大偏差随主管部门的不同而不同。正常运用时呈现在二线口的阻抗的范围也有相当大的差异，各主管部门将需考虑国内或国际传输规划而确定他们自己对 TBRL 的要求。作为最低要求，当二线口以平衡测试网络终端时，应满足图 9/G.713 所示的 TBRL 极限。上述的平衡测试网络是在许多与 PCM 复分器相连的二线中继线上在讲话条件下所期望的阻抗情况的代表，这些极限是暂定的。

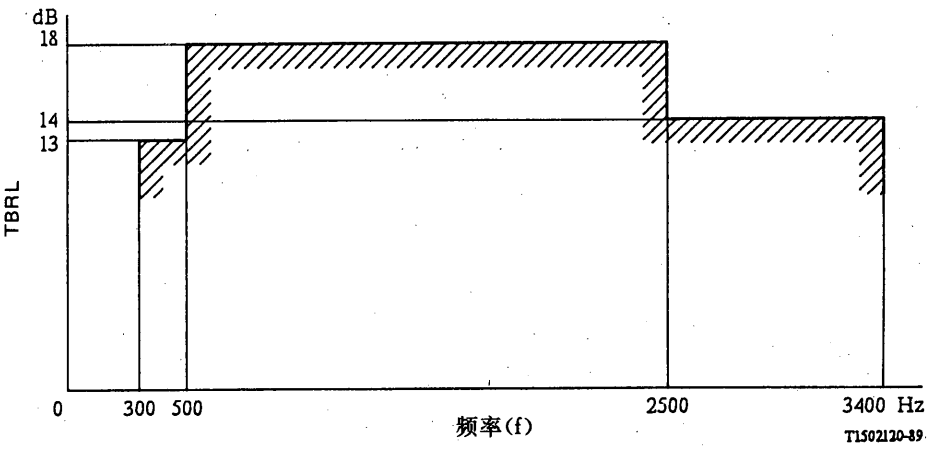


图 9/G.713

终端平衡回损最低值（暂定）

11.2　*稳定度损耗(SL)*

稳定度损耗被定义为在图 8/G.713 的安排中测得的半环损耗的最低值。应当用稳定度测试网络端接二线口的方法在 T_i 和 T_o 之间测量稳定度损耗，这种稳定度测试网络代表正常运用时所遇到的最坏终端条件。一些主管部门可能发现开路和短路终端足够代表最坏条件，其他主管部门可能需要规定例如一个感性终端来代表最坏条件。

在任意频率的稳定度损耗可以表示如下：

$$SL \geqslant P_i + P_o - X \quad dB$$

其中，P_i 和 P_o 是在二线口正常端接条件下在测量频率上的损耗实测值，X 是与二线输入阻抗、二线平衡阻抗和实际上加到二线口的阻抗之间的相互作用有关的一个因子。利用在建议 Q.552 说明的方法能够计算或测量 X 值。

考虑到回波和侧音，主管部门通常必须使二/四线接口的二线输入阻抗和平衡阻抗最佳化，最坏情况终端取决于实际的网络情况。因此 X 值完全由网络情况和阻抗策略所决定，在实践中已经观察到此值在 0 至 3dB 之间。

各主管部门应考虑适合于他们特定运行条件的 X 值，以及考虑国内和国际传输规划中关于总的网络稳定度(见建议 G.122)而选择 P_i 和 P_o 的标称值。

12　来自信令的干扰

当信令(具有 50/50 占空比的 10Hz 信号)作用到除被测信道外的所有信道时，进入一个信道的任何干扰的最高电平不应超过－50dBm0p。

13　音频口的相对电平

由于网络传输规划和设备使用方面的不同，各主管部门对需提供的相对电平范围有不同的要求，看来下列范围能够包括大多数主管部门的要求：

— 输入电平(编码侧)：0 至－5dBr，以 0.5dB 分级。

— 输出电平(解码侧)：－2 至－7.5dBr，以 0.5dB 分级。

已认识到要求一种设备的特定的设计能够在整个范围内运行并不一定合适。

14　实际相对电平的调整

PCM 信道的相对电平的调整以及编码和解码侧分别的增益的调整(特别是初始调整)应在环境条件的典型值下进行，调整应使得实际值相对于标称值的偏差不超过±0.4dB，并且应按如下进行：

14.1　解码侧应调整到符合建议 G.711，§4 的规定，实际上可在±0.4dB 的容差以内。

14.2　编码侧应该用这样的方法来调整，即把它的输出端连接到一个已经调整得具有精确标称增益的标准数字分析仪，并且将一个标称频率为 1020Hz 的正弦波信号以 0dBm0 的电平加到编码侧的音频输入端。然后应当调整编码侧使在解码侧音频输出端得到的正弦波信号电平为 0dBm0。实际上可按±0.4dB 的容差来调整。

另外一种方法是，可以用一个具有已知误差、且误差在 §14.1 所规定的极限以内的解码侧，只要在调整编码侧时，将该已知误差考虑在内即可。

14.3　编码侧的负载容量可用在其音频输入端加上一个 1020Hz 标称频率的正弦波信号的方法来检查，在开始时这个信号的电平应比 T_{max} 低得多，然后慢慢增加。应当在观察到与正值和负值的极端的量化间隔相对应的字符信号第一次出现时，测量输入电平。T_{max} 取为比测得的输入电平大 0.3dB。

这一方法允许检查正幅值和负幅值的 Tmax，这样获得的值应在理论负载容量(即 A 律＋3.14dBm0 或 μ 律＋3.17dBm0)的±0.4dB 之内。作为一种替代方法，可把在解码器输出端出现的最大脉冲幅值作为识别 T_{max} 的方法。

15　损耗随时间的短期和长期变动

当以一个标称频率为 1020Hz、电平为－10dBm0(较佳值；也可用 0dBm0)的正弦波信号加到任一音频输入端，在相应的音频输出端测得的电平变动，在典型运行的任何 10 分钟内不应超过±0.2dB，在允许的电源电压和温度的变化范围内，任何一年中也不应超过±0.6dB。

建　议　G.714

适用于四线音频接口的 PCM 信道的编码侧和解码侧分开的性能特征

(1984 年订于马拉加—托雷莫里诺斯；1988 年修订于墨尔本)

1　概述

CCITT

鉴于

(a)　建议 G.712 规定了点对点 PCM 系统四线音频口间的性能；

(b)　随着数字交换引入到电信网中，许多 PCM 系统将不是运用在点对点的基础上。在这些情况下一个特定的 PCM 发送侧将不总是与远端的一个特定的 PCM 接收侧相连，而且发、收侧的组合很可能随呼叫而改变；

(c)　对于跨越国境的数字信号，PCM 系统的发送侧和接收侧很可能是不同的来源；

(d)　需要获得在如上面所概述的情况下可能发生的发送与接收侧互连的兼容性，

建议

对于那些需要发、收侧有分开的规范的 PCM 系统，当在音频口进行测量时，分开的发送和接收侧应满足下面所给出的要求。如果不是另有说明的话，这些规范应当保证与规范相对应的 PCM 复用设备的任意组合也能满足建议 G.712。

注 — 在下面的几段中，应该设想“标准数字发生器”和“标准数字分析仪”的概念，它们的定义如下：

一个标准数字发生器是一个假想设备，它是绝对理想的，即一个完善的模数变换器，前接一个理想的低通滤波器(假定没有衰减—频率失真，也没有包络时延失真)，它可以用一个数字处理器来模拟。

一个标准数字分析仪是一个假想设备，它是绝对理想的，即一个完善的模数变换器，后接一个理想的低通滤波器(假定没有衰减/频率失真，也没有包络时延失真)，它可以用一个数字处理器来模拟。

建议 O.133 包括了基于这些概念的测试设备的有关资料。应当考虑按照该建议设计的测试设备所提供的测量精度。

下面的规范是根据理想测量设备而定的，因此并不包括为测量误差而留的任何余量。

为了避免因所用的测试频率等于 PCM 抽样率的分倍频而导致的电平误差，应避免使用 8kHz 的整数分倍频。

在指明标称基准频率为 1020Hz 的场合(衰减/频率失真的测量和相对电平的调整)，根据建议 O.6 实用频率应是 1020Hz，+2Hz，−7Hz。

在过渡期内，主管部门出于实际的原因可能需要使用一个标称 800Hz 的基准频率。

2 音频口的相对电平

规范应符合建议 G.232，§11。

3 实际相对电平的调整

3.1 编码侧的增益应通过把它的输出连接到一个标准数字分析仪并且将一个标称频率为 1020Hz 电平为 0dBm0 的正弦波加到音频输入端来调整。调整应使接收侧音频输出端的输出电平为 0dBm0±0.3dB，并应在电源电压、湿度和温度的典型条件下进行。

编码侧的负载容量可用在其音频输入端加上一个 1020Hz 标称频率的正弦波信号来检查，在开始时这个信号的电平应比 T_{max}低得多，然后慢慢增加。应当在观察到与正值和负值的极端的量化间隔相对应的字符信号第一次出现时，测量输入电平。T_{max}取为比测得的输入电平大 0.3dB。

这一方法允许检查正幅值和负幅值的 T_{max}，这样获得的值应在理论负载容量(即 A 律+3.14dBm0 或 μ 律+3.17dBm0)的±0.3dB 之内。

3.2 解码侧应调整到符合建议 G.711，§4 的规定，可在±0.3dB 的容差以内。

4 短期和长期稳定度

4.1 当以一个标称频率为 1020Hz、电平为−10dBm0(较佳值；也可用 0dBm0)的正弦波信号加到任一音频输入端，在具有标称增益的解码侧的相应的音频输出端测得的电平变动，在允许的电源电压和温度的变化范围内，任何一年中不应超过±0.3dB。

4.2 当把一个数字化的正弦波信号以−10dBm0 的电平(较佳值；然而也可以使用建议 G.711 表 5/G.711 和表 6/G.711 的 0dBm0 序列)加到解码器输入端的任一信道时隙，在相应的音频输出端测得的电平变动，在典型运行的任何 10 分钟内不应超过±0.1dB，在允许的电源电压和温度的变化范围内，任何一年中也不应超过±0.3dB。

5 音频口的标称阻抗和反射损耗

四线音频输入和输出口的标称阻抗应是平衡的 600Ω。

相对于标称阻抗测得的反射损耗在 300 至 3400Hz 频率范围内，不应小于 20dB。

注 — 当调整衰减器的衰减为 0dB 时，应满足反射损耗的极限(见建议 G. 232，图 5/G. 232)。

6 纵向平衡

下述纵向平衡参数在建议 O. 9 中规定，它还给出一些有关测试电路要求的资料(注 1)。在驱动测试电路内的 Z 值应是 600Ω±20%。

a) 在编码侧输入口测得的纵向变换损耗(见建议 O. 9，§ 2. 1)应不低于图 1/G. 714 所示的极限。

b) 在解码侧输出口测得的纵向变换损耗(见建议 O. 9，§ 2. 1)应不低于图 1/G. 714 所示的极限。

注 1 — 要注意到建议 O. 9，§ 3，它表明许多不同测试驱动电路之间的等效性，并且还包括有关测试电桥本身平衡要求的资料。

注 2 — 要注意到这样的事实，即这些值表示最低要求。潜在的纵向信号电压的幅值取决于例如系统的用法、系统的环境、混合变量器和衰减器的位置，因此可能随主管部门的不同而不同。一些主管部门已经发现需要对纵向变换损耗规定更高的值，以保证使可能的纵向信号电压引起的横向电压足够小。

注 3 — 是否需要包括其它平衡参数在研究中。

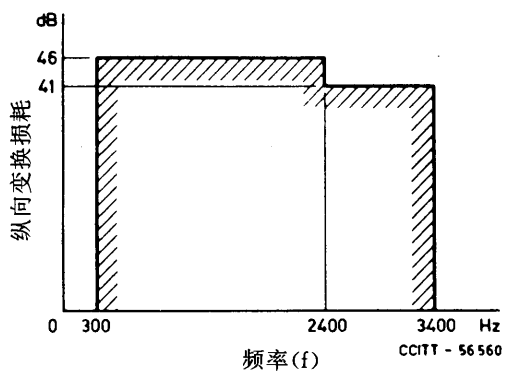


图 1/G. 714

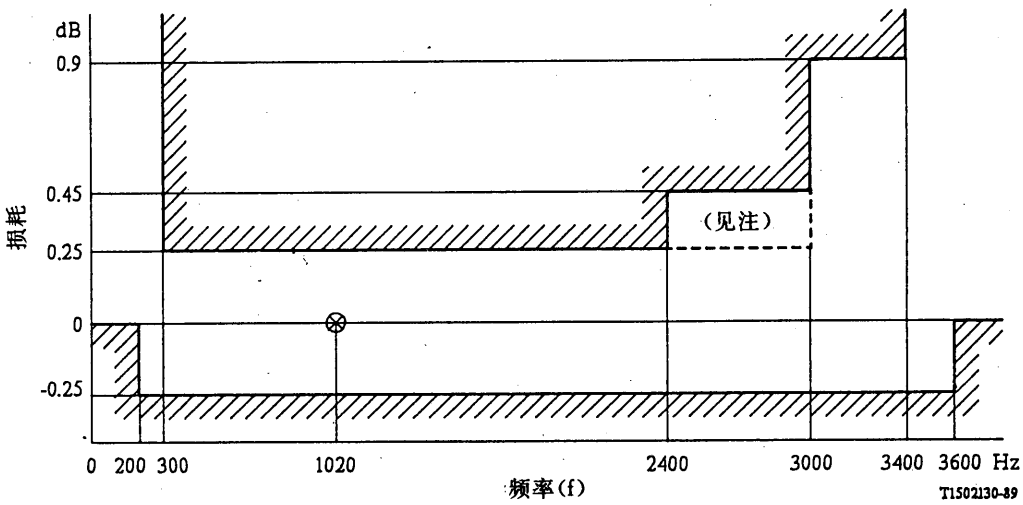
纵向平衡

7 编码侧或解码侧的衰减/频率失真

任一信道的衰减随频率的变化应处于图 2/G. 714 样板所示的极限之内。

标称基准频率是 1020Hz。

输入功率电平最好是－10dBm0，作为一种替代，也可用 0dBm0 电平。



注—在几个 PCM 信道可能串接的某些应用中，可能需要将＋0.25dB 的限值从 2400Hz 延伸到 3000Hz。

图 2/G.714

衰减/频率失真

8 群时延

注 — 下面的仅仅是设计指标，似乎没有必要规定特殊的测试设备在音频输入至数字输出间和数字输入至音频输出间进行这些测量。

8.1 绝对群时延

8.1.1 在最小群时延的频率上，编码侧的绝对群时延不应超过 360μs。

8.1.2 在最小群时延的频率上，解码侧的绝对群时延不应超过 240μs。

8.2 编码侧或解码侧群时延随频率的失真

群时延失真应处于图 3/G.714 样板所示的极限以内。

每一侧群时延的最低值被作为群时延失真的基准。

8.3 输入电平

在输入功率电平为－10dBm0(较佳值)时应满足上述§8.1 和§8.2 的要求，作为一种替代，可使用 0dBm0 电平。

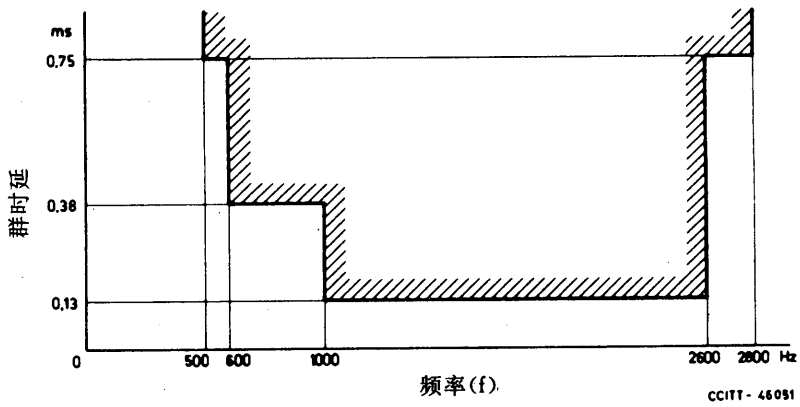


图 3/G.714

群时延随频率的失真

9 在编码侧测量的加权噪声

以标称阻抗端接信道的输入口，空闲信道噪声不应超过－66dBm0p。

10 接收设备噪声

当接收设备的输入由对应于 μ 律解码器输出值编号为 0 或 A 律解码器输出值编号为 1 的 PCM 信号驱动时，单独由接收设备产生的噪声应小于－75dBm0p。

11 对带外输入信号的鉴别（仅适用于编码侧）

11.1 *高于 4.6kHz 的输入信号*

将 4.6kHz 至 XkHz 范围内的任一正弦波信号以适当的电平加到信道输入口，作为最低要求，在对应于信道的时隙内产生的任一镜象频率的电平应至少比测试信号电平低 25dB。

注 — 已经发现合适的测试电平是－25dBm0。X 值待研究，但它至少应是 150kHz。

11.2 *总要求*

在国内网所遇到的最不利情况下，由于在信道输入口存在带外信号，PCM 信道在信道输出端 10Hz－4kHz 带内不应产生多于 100pW0p 的附加噪声。

注 1 — 所要求的鉴别取决于国内网中的 FDM 信道设备和电话机的性能，各主管部门在考虑上述意见和 § 11.2 的要求后，应仔细研究应该规定的各项要求。在所有情况下，至少应满足上述 § 11.1 的最低要求。

注 2 — 要注意 3400 至 4600Hz 频带内衰减特性的重要性。虽然其它衰减特性能够满足上述 § 11.1 和 § 11.2 的要求，但图 4/G.712 的滤波器样板对带外信号给出了适当的防护值。

12 信道输出端的寄生带外信号(仅适用于解码侧)

12.1 各个分量的电平

将 300－3400Hz 频率范围内的一个数字化的模拟正弦波信号以 0dBm0 的电平加到解码器输入端的一个信道时隙,在输出口选频测得的寄生带外镜象信号电平应低于－25dBm0。

12.2 总要求

寄生带外信号不应在与 PCM 信道相连的设备内造成不可接受的干扰。特别是由于 PCM 信道输出端的寄生带外信号而在一个与之相连的 FDM 信道内引起的可懂或不可懂串音,其电平不应当超过－65dBm0。

注 1 — 所要求的鉴别取决于国内网中的 FDM 信道设备和电话机的性能,各主管部门在考虑上述意见和 § 12.2 的要求后,应仔细研究应该规定的各项要求。在所有情况下,至少应满足上述 § 12.1 的最低要求。

注 2 — 要注意 3400 至 4600Hz 频带内衰减特性的重要性。虽然其他的衰减特性能够满足上述 § 12.1 和 § 12.2 的要求,但图 4/G.712 的滤波器样板对带外信号给出了适当的防护值。

13 来自编码侧或解码侧的单频噪声

选频测得的任一单频(对于解码侧特别是抽样频率及其倍频)的电平不应超过－50dBm0。

14 总失真,包括量化失真

推荐两种供选择的方法。应当注意到两种测试方法并不完全等效。噪声测试法(方法 1)给出不甚依赖于输入信号电平的相当平滑的曲线;正弦波法(方法 2)对于识别可能有的编解码器的局部不完善性更为灵敏。因此两种测试方法以稍为不同的方式对编解码器的实际损伤作出反应。

注 1 — 一些主管部门采取了应当同时满足两种测试方法要求的立场;其它主管部门的意见是满足任一种测试方法的要求就足够满足网的性能要求。实际上,在生产测试和运行情况下,主管部门可以只选择使用一种方法。

注 2 — 有微小的可能性出现这样的情况,即编码侧和解码侧的不利组合可能不满足 G.712 的总要求。为了减少这种可能性,一些主管部门建议同一种设计的编码侧和解码侧的组合应当总是满足建议 G.712 的总要求。

14.1 方法 *1*(编码侧)

将对应于建议 O.131 的一个噪声信号加到一个信道的输入口,信号对总失真功率比应处于图 4a/G.714 所示限值之上。

14.2 方法 *1*(解码侧)

将对应于建议 O.131 的一个数字化的模拟噪声信号加到任一电话信道时隙,信号对总失真功率比应处于图 4b/G.714 所示限值之上。

在样板中的值包括了一个理想编码器的失真功率。

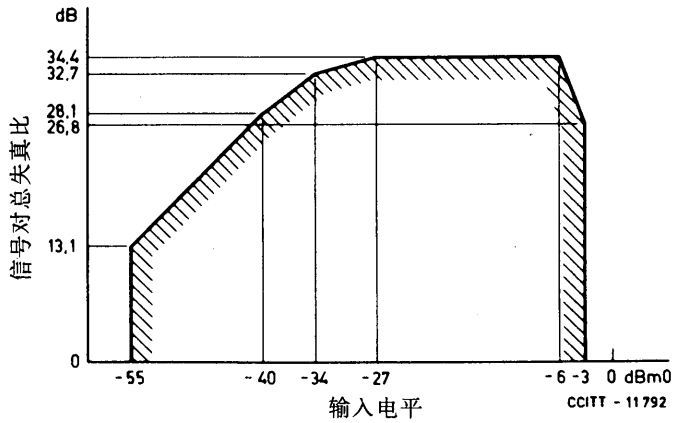


图 4a/G.714

信号对总失真之比与输入电平的函数关系(方法 1),编码侧

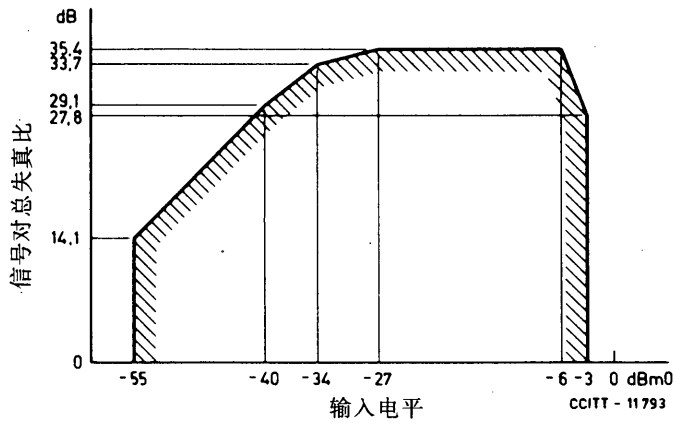


图 4b/G.714

信号对总失真之比与输入电平的函数关系(方法 1),解码侧

14.3　方法 2(编码侧)

将一个标称频率为 1020Hz(较佳值)或 820Hz(见建议 O.132)的正弦电信号加到一个信道的输入口,以适当噪声加权(见表 4/G.223)测得的信号对总失真功率比应处于图 5/G.714 所示的限值之上。

14.4　方法 2(解码侧)

将一个标称频率为 1020Hz(较佳值)或 820Hz(见建议 O.132)的数字化的模拟正弦波信号加到任一信道时隙,以适当噪声加权(见表 4/G.223)所测得的信号对总失真功率比应处于图 5/G.714 所示的限值之上。

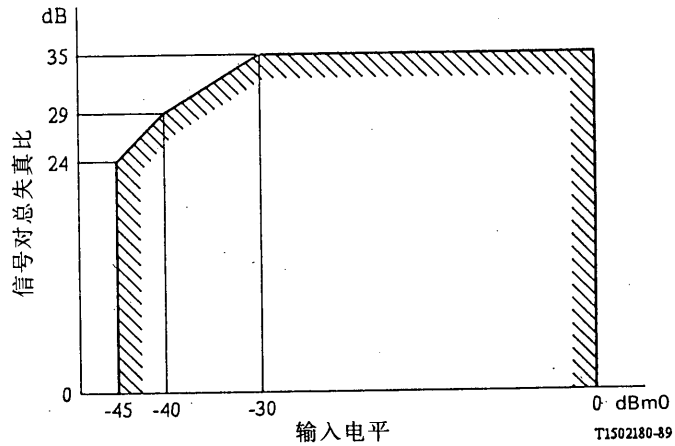


图 5/G.714

信号对总失真之比与输入电平的函数关系(方法 2)编码和解码

15 增益随输入电平的变化

推荐两种供选择的方法(见§14 的说明)

15.1 *方法 1*(编码侧)

将一个如建议 O.131 中所规定的带宽受限制的噪声信号以－55dBm0 至－10dBm0 之间的电平加到任一信道的输入端,这个信道的增益变化,相对于在输入电平为－10dBm0 时的增益,应处于图 6a/G.714 限值之内。应按照建议 O.131,§3.2.1 规定的滤波器特性,将测量限制到 350－550Hz 频带。

此外,将一个频率在 700－1100Hz 范围内的正弦波信号以－10dBm0 至＋3dBm0 之间的电平加到任一信道的输入端,这个信道的增益变化,相对于输入电平为－10dBm0 时的增益,应处于图 6b/G.714 的限值之内。测量应当选频。

15.2 *方法 1*(解码侧)

将对应于建议 O.131 的数字化的模拟带宽受限制的噪声信号以－55dBm0 至－10dBm0 之间的电平加到任一电话信道时隙,这个信道的增益变化,相对于输入电平为－10dBm0 时的增益,应处于图 6a/G.714 的限值之内。应按照建议 O.131,§3.2.1 规定的滤波器特性,将测量限制到 350－550Hz 频带。

此外,将一个频率在 700－1100Hz 范围内的数字化的模拟正弦波信号以－10dBm0 至＋3dBm0 之间的电平加到任一电话信道时隙,这个信道的增益变化,相对于输入电平为－10dBm0 时的增益,应在图 6b/G.714 的限值之内。测量应当选频。

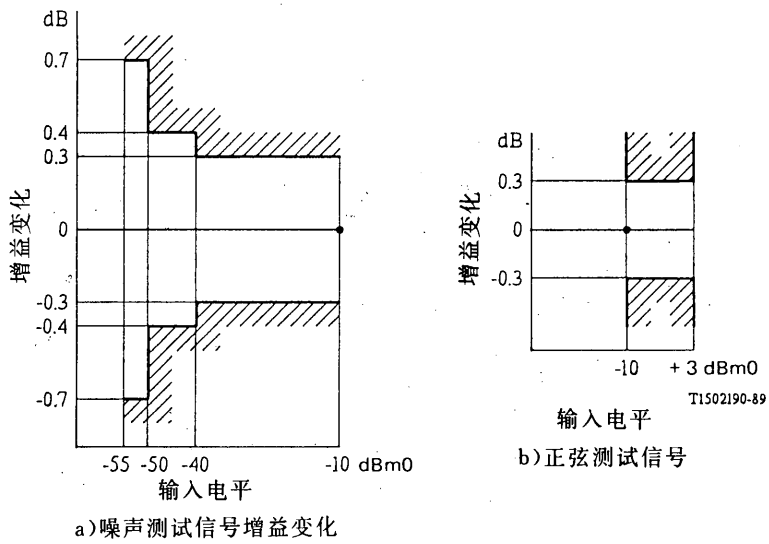


图 6/G.714

增益随输入电平的变化(方法 1)

15.3　方法 2(编码侧)

将一个频率在 700－1100Hz 范围内的正弦波信号以－55dBm0 至＋3dBm0 之间的电平加到任一信道的输入端,这个信道的增益变化,相对于输入电平为－10dBm0 时的增益,应处于图 7/G.714 给出的限值之内。测量应当选频。

15.4　方法 2(解码侧)

将一个频率在 700～1100Hz 范围内的数字化的模拟正弦波信号以－55dBm0 至＋3dBm0 之间的电平加到任一电话信道时隙,这个信道的增益变化,相对于输入电平为－10dBm0 时的增益,应处于图 7/G.714 给出的限值之内。测量应当选频。

16　用正弦波信号的串音测量

16.1　概述

为了串音测量,如图 8/G.714 至 11/G.714 所指出的那样注入辅助信号,这些信号是:

— 静止码,即对应于解码器输出值编号 0(μ 律)或输出值编号 1(A 律)的 PCM 信号(使符号比特处于固定状态);

— 低电平激活信号。合适的激活信号是例如电平在－50 至－60dBm0 范围内的带宽受限制的噪声(见建议 O.131),或者电平在－33 至－40dBm0 范围内的一个正弦波信号。为了使激活信号不致明显地影响串音测量的精度,应仔细选择测量仪器的频率和滤波特性。

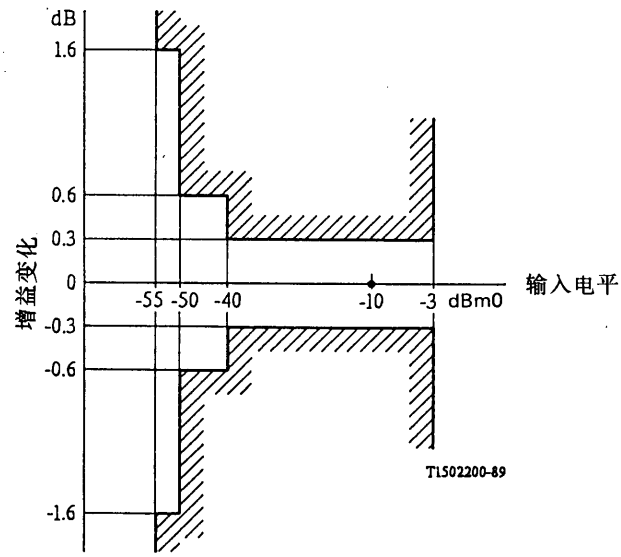


图 7/G.714

增益随输入电平的变化(方法 2)

16.2　使用模拟测试信号测量远端和近端路际串音

复用设备各个信道之间的串音应当是这样,即将频率在 700～1100Hz 范围内的一个正弦波信号以 0dBm0 的电平加到一个音频输入口,在任一其他信道中所产生的串音电平,近端不应超过－73dBm0,远端不应超过－70dBm0(见图 8/G.714)。

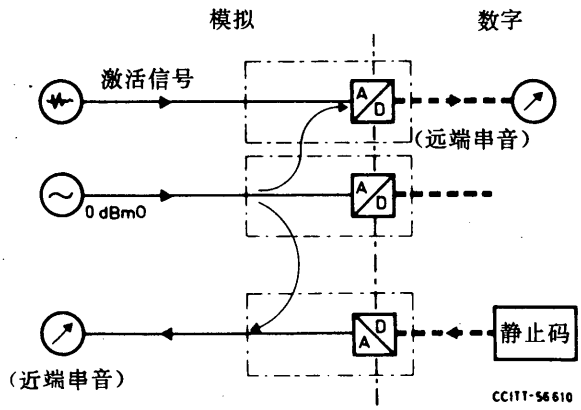


图 8/G.714

用模拟测试信号在不同信道间的测量

16.3　用模拟测试信号测量的往返串音

一个信道和与其相关的返回信道间的串音应当是这样，即把一个在 300～3400Hz 范围内任意频率的正弦波信号以 0dBm0 的电平加到一个输入口，在相应的返回信道输出端测得的串音电平不应超过－66dBm0。见图 9/G.714。

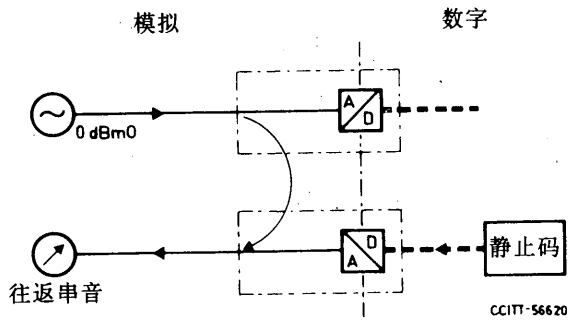


图 9/G.714

用模拟测试信号在同一信道的往返方向间测量

16.4　用数字测试信号测量的近端和远端串音

复用设备的各个信道之间的串音应当是这样，即将一个频率在 700～1100Hz 范围内的数字化的模拟正弦波信号以 0dBm0 的电平加到数字输入口，在任一其他信道所收到的串音电平，近端不应超过－70dBm0，远端不应超过－73dBm0(见图 10/G.714)。

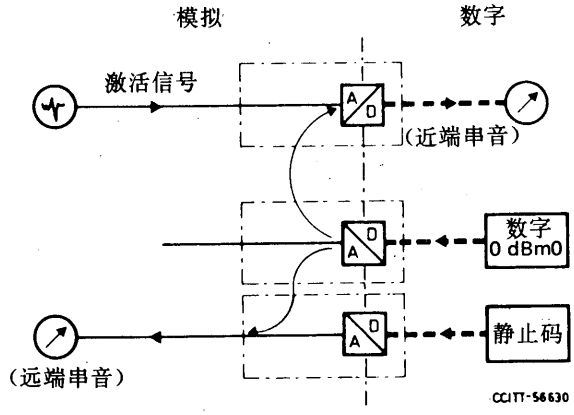


图 10/G.714

用数字测试信号在不同信道间测量

16.5　用数字测试信号测量的往返串音

一个信道和与其相关的返回信道间的串音应当是这样，即将一个在 300～3400Hz 范围内任意频率的数字化的模拟正弦波信号，以 0dBm0 的电平加到数字输入口，在相应的返回信道数字输出口测得的串音电平不应超过－66dBm0。见图 11/G.714。

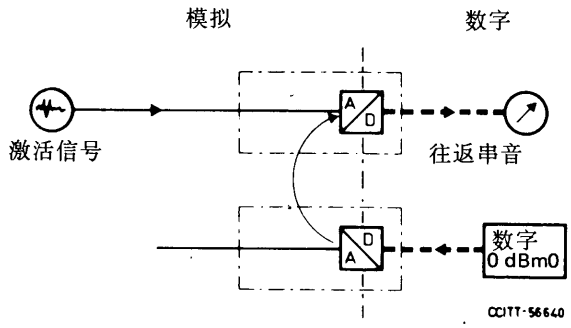


图 11/G.714
用数字测试信号在同一信道的往返方向间测量

17　由常规电话信号引起的串音(按照建议 G.227)

在研究中。

18　来自信令的干扰

用分开的测量来表征这种干扰需要象测串音那样进行四种不同类型的测量(见图 12/G.714)。当信令(具有 50/50 占空比的 10Hz 信号)同时作用到所有信道时，对于每一种类型，落在一个信道的干扰的最高电平不应超过－63dBm0p。

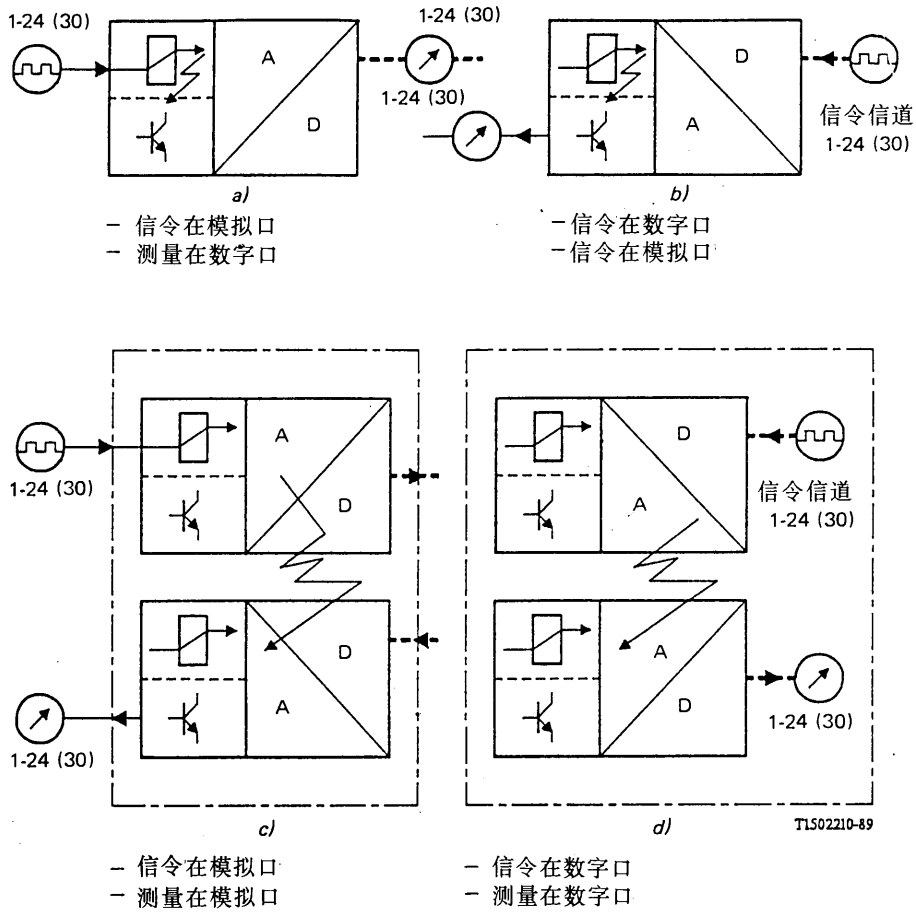


图 12/G.714

各种信令干扰的测量

建　　议　G.715

适用于二线接口的 PCM 信道的编码侧和解码侧分开的性能特征

（1988 年订于墨尔本）

1　概述

CCITT

鉴于

(a) 建议 G.712 规定了点对点 PCM 系统在四线音频口之间的性能；

(b) 随着数字交换引入到电信网中，许多 PCM 系统将不是在点对点的基础上运用。在这些情况下一个特定的 PCM 编码侧将不再是与远端的一个特定的 PCM 解码侧相联，而且组合很可能随呼叫而变；

(c) 对于跨越国境的数字信号，PCM 系统的编码侧和解码侧很可能是不同的来源；

(d) 在如上面所概述的情况下可能出现需要实现编码侧与解码侧互连的兼容性。

建议

对于那些需要有单行规范的 PCM 系统，当在二线音频口进行测量时，分开的编码侧和解码侧应满足下面所给出的要求。如果不是另有说明的话，这些规范应当保证对应于规范的 PCM 复用器的任意组合还要满足建议 G.713。

本建议所规定的参数和数值适用于连至模拟中继线或模拟交换局的 PCM 设备的使用。当 PCM 设备被直接连至模拟用户线时，对一些参数可能要求不同的值，建议 Q.552 包含了这些值。只要 PCM 设备被直接连至一个模拟本地交换局，就连到它的端口的阻抗而言，该局实际上是透明的而且用户线是短的(例如少于 500 米)，那么也可以采用这些参数值。

在求取限值时，已经为可能的信令功能和(或)线路电流的馈送对传输性能的影响留有容差。在正常的讲话条件下的任何信令功能均应满足这些限值，但不包括任何动态信令情况，例如计次。

一般说来，极限值并不包含为线路电流噪声影响所留的任何容差。线路电流噪声的允许量以及是否需要为此而留容差都待研究。

注 — 在下面几段中，应该设想“标准数字发生器”和“标准数字分析器”的概念，它们被定义如下：

一个**标准数字发生器**是一个假想设备，它是绝对理想的，即一个完善的模数变换器，前置一个理想的低通滤波器(假定没有衰减/频率失真也没有包络时延失真)，它可以用一个数字处理器来模拟。

一个**标准数字分析仪**是一个假想设备，它是绝对理想的，即一个完善的数模变换器，后接一个理想的低通滤波器(假定没有衰减/频率失真也没有包络时延失真)，它可以用一个数字处理器来模拟。

建议 O.133 包含了基于这些概念的测试设备的有关资料。应当考虑按照该建议设计的测试设备所提供的测量精度。

下面的规范是根据理想测量设备而定的，因此并不包括为测量误差而留的任何余度。

为了避免因所用的测试频率等于 PCM 抽样率的分倍数而导致的电平误差，应避免使用 8kHz 的整分倍数。

在指明标称基准频率是 1020Hz 的场合(衰减/频率失真的测量和相对电平的调整)，按照建议 O.6，实用的频率应是 1020Hz，+2Hz，−7Hz。

在过渡期内，主管部门出于实际的原因需要使用标称 800Hz 的一个基准频率。

2 实际相对电平的调整

2.1 编码侧的增益应通过把它的输出连到一个标准数字分析仪并且将一个标称频率为 1020Hz 电平为 0dBm0 的正弦波加到音频输入端来调整。调整应使输出电平为 0dBm0±0.4dB，并且应在电源电压、湿度和温度的典型条件下进行。

编码侧的负载容量可用在其音频输入端加上一个频率为 1020Hz 的正弦波信号来检查，在开始时这个信号的电平应比 Tmax 低得多，然后慢慢增加。应当在观察到与正值和负值的极端的量化间隔相对应的字符信号第一次出现时，测量输入电平，Tmax 被取为比测得的输入电平大 0.3dB。

这一方法允许检查正幅值和负幅值的 Tmax，这样获得的值应在理论负载容量(即 A 律＋3.14dBm0 或 μ 律＋3.17dBm0)的 0.4dB 之内。

2.2　解码侧应调整到符合建议 G.711 § 5 的规定，可在±0.4dB 容限以内。

3　损耗随时间的短期和长期的变动

3.1　当以一个标称频率为 1020Hz 电平为－10dBm0(较佳值，但也可用 0dBm0)的正弦波信号加到任一音频输入口，在一个标准数字分析仪对应的时隙输出处测得的电平变动，在典型运用的任何 10 分钟内不应超过±0.1dB，在电源电压和温度允许的变化范围内，任何一年内也不应超过±0.3dB。

3.2　当把一个数字化的模拟正弦波信号以 1020Hz 频率和－10dBm0 电平(较佳值，然而也可用建议 G.711 表 5 和表 6 的 0dBm0 序列)加到解码器输入口的任一信道时隙，在对应音频输出口测得的电平变动，在典型运用的任何 10 分钟内不应超过±0.1dB，在电源电压和温度允许的变化范围内，任何一年也不应超过±0.3dB。

4　音频口的阻抗

4.1　标称阻抗

未推荐单一的阻抗值。

在二线音频输入和输出口最广泛使用的标准阻抗值是 600Ω 电阻(平衡)。一些主管部门采用 600Ω＋2.16μF 或 900Ω＋2.16μF，还有一个主管部门使用 900Ω 电阻，后者代表适用于加感和非加感电缆的一个折衷值。

注 — 在建议 Q.552，§ 2.2.1 中可以找到在与用户线相连时使用的复数阻抗的一些例子。

4.2　反射损耗

相对于标称阻抗测得的反射损耗应满足表 1/G.715 给出的限值：

表 1/G.715

频率范围 (Hz)	反射损耗 (dB)
300 ⟵ 600	＞ 12
600 ⟵ 3400	＞ 15

注 — 在二/四线接口处阻抗和平衡阻抗不匹配所产生的反射可能在网路中引起严重的侧音和回波问题，主管部门需要采取包括容限在内的适当的阻抗对策，以保证适当的传输质量(进一步的资料，见建议 G.121 § 5 和第 Ⅵ 卷的增补 10)。

5 纵向平衡

下述的纵向平衡参数被定义在建议 O.9 中，该建议还给出一些有关测试电路要求的资料(注 1)。在驱动测试电路中的 Z 值应当是 750Ω±20%。

a) 在编码侧输入口测得的纵向变换损耗(见建议 O.9，§ 2.1)不应低于图 1/G.715 所示极限值。

b) 在解码侧输出口测得的纵向变换损耗(见建议 O.9，§ 2.1)不应低于图 1/G.715 所示极限值。

注 1 — 要注意建议 O.9，§ 3，它表明一些不同的测试驱动电路之间的等效性，并且还包括有关测试电桥本身平衡要求的资料。

注 2 — 要注意到这样的事实，即这些值表示最低要求。潜在的纵向信号电压的幅值取决于例如系统的用法、系统的环境、混合变量器的衰减器的位置，因此可能随主管部门的不同而不同。一些主管部门已经发现需要对纵向变换损耗规定更高的值，以保证由可能的纵向信号电压引起的横向电压足够小。

注 3 — 正在研究对低于 300Hz 的频率特别是 50Hz 或 60Hz 需要引入极限值的可能性。用良好的纵向平衡和高通滤波的组合能够实现对纵向干扰的全面抑制(见 § 11.2)。

注 4 — 测量应当选频。

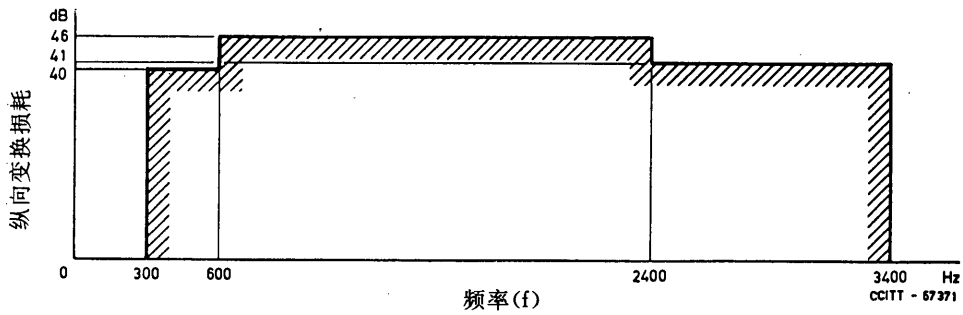


图 1/G.715

纵向平衡

6 音频口的相对电平

由于网的传输规划和设备使用方面的不同，各主管部门对所需提供的相对电平的范围有不同的要求，看来下列范围能够包括大多数主管部门的要求：

— 输入电平(编码侧)0 至 −5dBr，以 0.5dB 分级；

— 输出电平(解码侧)−2 至 −7.5dBr，以 0.5dB 分级。

已认识到要求一种设备的特定设计能够在整个范围内运用并不一定合适。

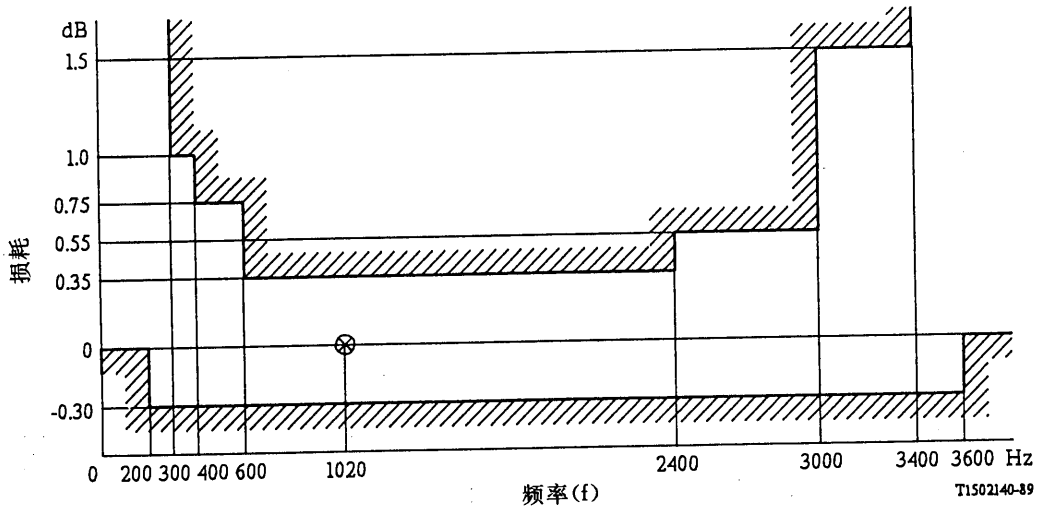
注 — 本段的要求与建议 Q.552，§ 2.1.4 的要求有所不同。

7 编码侧或解码侧的衰减/频率失真

任一信道的衰减随频率的变化应在图 2/G. 715 样板所示的极限值之内。

标称基准频率是 1020Hz。

按照建议 O. 6，输入功率电平最好是－10dBm0，作为一种替代办法，如果采用复数标称阻抗的话，也可以用 0dBm0 电平。在建议 Q. 551，§ 1. 2. 5 和建议 G. 121 的附件 A 中说明了所需采用的测量方法。



注——一些主管部门在 300 至 3000Hz 范围内采用 0. 5dB 的最大损耗极限。

图 2/G. 715

衰减/频率失真

8 群时延

注 — 下面的仅仅是设计指标。似乎没有必要规定特殊的测试设备在音频输入至数字输出间和数字输入至音频输出间进行这些测量。

8. 1 绝对群时延

8. 1. 1 编码侧在最小群时延的频率上的绝对群时延不应超过 450μs。

8. 1. 2 解码侧在最小群时延的频率上的绝对群时延不应超过 300μs。

8. 2 编码侧或解码侧的群时延随频率的失真

群时延失真应位于图 3/G. 715 样板所示限值之内。

每一侧群时延的最低值被取作群时延失真的基准。

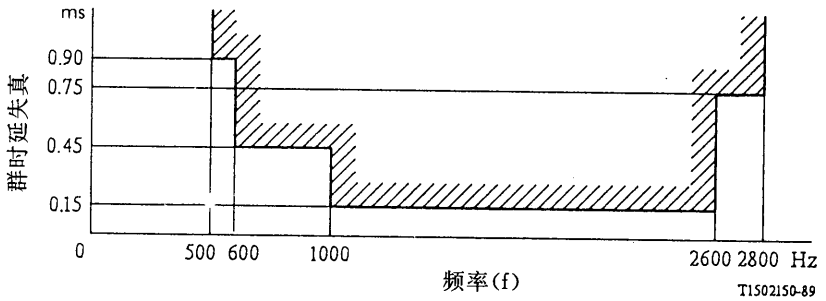


图 3/G.715

群时延随频率失真

8.3　输入电平

按照建议 O.6，在输入功率电平－10dBm0(较佳值，然而也可用 0dBm0)时应满足上述§8.1 和§8.2 的要求。

9　在编码侧测量的加权噪声

以标称阻抗终端信道的输入口，空闲信道噪声不应超过－66dBm0p。

10　在解码侧测量的加权噪声

当解码设备的输入由对应于 μ 律解码器输出值编号 0 或 A 律解码器输出值编号 1 的 PCM 信号(静止码)所驱动时，单独由解码设备所产生的噪声应小于－75dBm0p。

11　对带外输入信号的鉴别(仅适用于编码侧)

11.1　*高于 4.6kHz 的输入信号*

将 4.6kHz 至 XkHz 范围内的任一正弦波信号以适当的电平加到信道的输入口，在对应于信道的时隙内产生的任一镜象频率的电平，作为最低要求至少应比测试信号电平低 25dB。

注 — 已经发现合适的测试电平是－25dBm0。X 值正在研究之中，但它应至少是 150kHz。

11.2　*低于 300Hz 的信号*

未推荐特定的值。

注 *1* — 一些主管部门在这一方面没有特定的要求，而另一些主管部门已经发现在编码侧对 15～60Hz 频带内的频率至少需要提供 20 至 26dB 的衰减。

注 *2* — 用良好的纵向平衡(见§5)和高通滤波的组合能够实现对纵向干扰全面抑制。

12　信道输出端的寄生带外信号(仅适用于解码侧)

将 300～3400Hz 频率范围内的一个数字化的模拟正弦波信号以 0dBm0 的电平加到解码器输入端一个信道时隙内，在输出口选频测得的寄生带外镜象信号的电平，作为最低要求应低于－25dBm0。

注 — 要注意 3400 至 4600Hz 频段内衰减特性的重要性。虽然其它衰减特性能够满足上述§12.1 的要求，图 4/G.713 的滤波器样板对带外信号给出适当的防护。

13 来自编码侧或解码侧的单频噪声

选频测量任一单频(是对解码侧特别是抽样频率及其倍频)的电平不应超过－50dBm0。

14 总失真,包括量化失真

推荐两种供选择的方法。应当注意到两种测试方法并不完全等效。噪声测试法(方法 1)给出相当平滑的曲线;正弦波法(方法 2)在识别可能有的编解码器的局部不完善性方面更灵敏。因此两种方法以差别甚微的方式对实际的编解码器的损伤作出反应。

注 1 — 一些主管部门已经采取了这样的立场,即应当同时满足两种测试方法的要求,其他主管部门的意见是满足任一种测试方法的要求,就是满足网路性能要求。实际上在生产测试和运行情况下,主管部门可以只选择使用一种方法。

注 2 — 极少可能出现的编码侧和解码侧的不利组合可能满足不了建议 G.713 的总要求。为了减少这种可能性,一些主管部门建议出自同一设计的编码侧和解码侧始终应当满足建议 G.713 的总要求。

注 3 — 方法 1 和方法 2 的极限值并没有包括对于在二线上产生信令时可能出现的附加噪声的任何容差。对这种情况,正在研究考虑建议 Q.551 中所采用的基本原理来导出极限值。

14.1 方法 *1*(编码侧)

将一个对应于建议 O.131 的噪声信号加到一个信道的输入口,信号对总失真功率比应当在图 4a/G.715 所示限值之上。

14.2 方法 *1*(解码侧)

将一个对应建议 O.131 的数字化的模拟噪声信号加到任一电话信道的时隙,信号对总失真功率比应当在图 4b/G.715 所示限值之上。

样板中的值包含了一个理想编码器的失真功率。

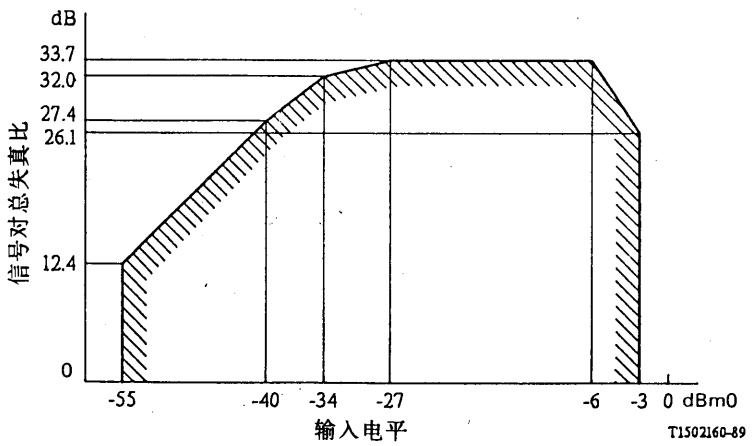


图 4a/G.715

信号对总失真比与输入电平的函数关系(方法 1)编码侧

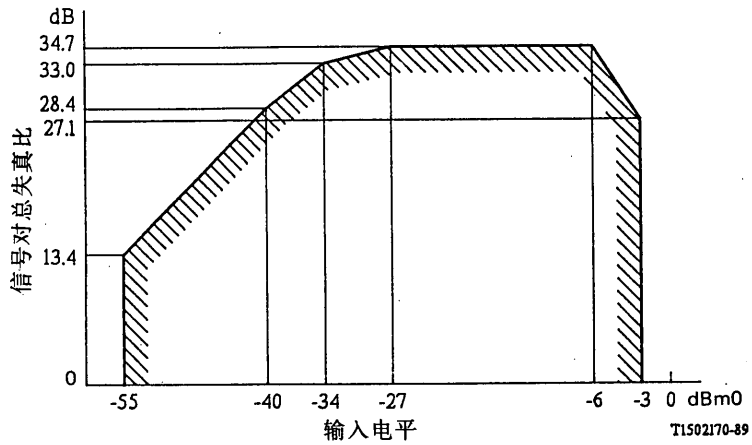


图 4b/G.715

信号对总失真比与输入电平的函数关系(方法 1)解码侧

14.3　*方法 2*(编码侧)

将一个标称频率为 1020Hz(较佳值)或 820Hz(见建议 O.132)的正弦波信号加到一个信道的输入口,以适当的噪声加权(见表 4/G.223)所测得的信号对总失真功率比应当在图 5/G.715 所示限值之上。

14.4　*方法 2*(解码侧)

将一个标称频率为 1020Hz(较佳值)或 820Hz(见建议 O.132)的数字化的模拟正弦波信号加到任一信道的时隙,以适当的噪声加权(见表 4/G.223)所测得的信号对总失真功率比应当在图 5/G.715 所示极限值之上。

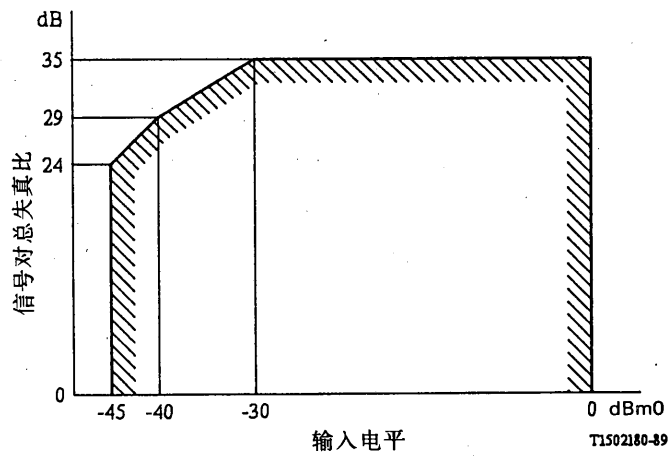


图 5/G.715

信号对总失真比与输入电平的函数关系(方法 2)

15 增益随输入电平的变化

推荐两种供选择的方法(见§14的说明)。

注 — 极少可能出现的编码侧和解码侧的不利组合可能满足不了建议G.713的总要求。为了减少这种可能性,出自同一设计的编码侧和解码侧始终应满足建议G.713的总要求。

15.1 方法 1(编码侧)

将一个如建议O.131中所规定的带宽受限的噪声信号以−55dBm0至−10dBm0间的一个电平加到任一信道的输入口,这个信道的增益变化相对于输入电平为−10dBm0时的增益应当在图6a/G.715的极限值之内。应按照在建议O.131,§3.2.1所规定的滤波特性,将测量限制到350～550Hz频带。

此外,将一个在700～1100Hz频率范围内的正弦波信号以−10dBm0至+3dBm0之间的一个电平加到任一信道的输入口,该信道的增益变化相对于输入电平为−10dBm0时的增益应在图6b/G.715的限值之内。测量应当选频。

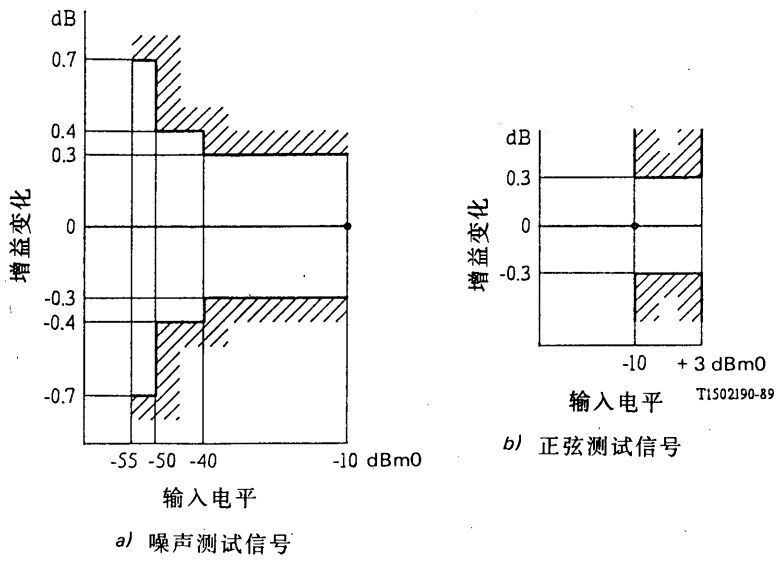


图6/G.715

增益随输入电平的变化(方法1)

15.2 方法 1(解码侧)

将一个对应于建议O.131的数字化的模拟带宽受限制的噪声信号以−55dBm0至−10dBm0间的一个电平加到任一电话信道的时隙,这一信道的增益变化相对于输入电平为−10dBm0时的增益应当在图6a/G.715的极限值之内。应按照建议O.131,§3.2.1规定的滤波器特性,将测量限制到350～550Hz频带。

此外,将一个频率在700～1100Hz范围内的数字化的模拟正弦波信号以−10dBm0至+3dBm0之间的一个电平加到任一电话信道的时隙,该信道的增益变化相对于输入电平为−10dBm0时的增益应在图6b/G.715的极限值之内。测量应当选频。

15.3　方法 2(编码侧)

将一个频率在 700～1100Hz 范围内的正弦波信号以－55dBm0 至＋3dBm0 之间的一个电平加到任一信道的输入口，该信道的增益变化相对于输入电平为－10dBm0 时的增益应在图 7/G.715 所给出的极限值之内。测量应当选频。

15.4　方法 2(解码侧)

将一个频率在 700～1100Hz 范围内的数字化的模拟正弦波信号以－55dBm0 至＋3dBm0 之间的一个电平加到任一电话信道的时隙，该信道的增益变化相对于输入电平为－10dBm0 时的增益应在图 7/G.715 所给出的极限值之内。测量应当选频。

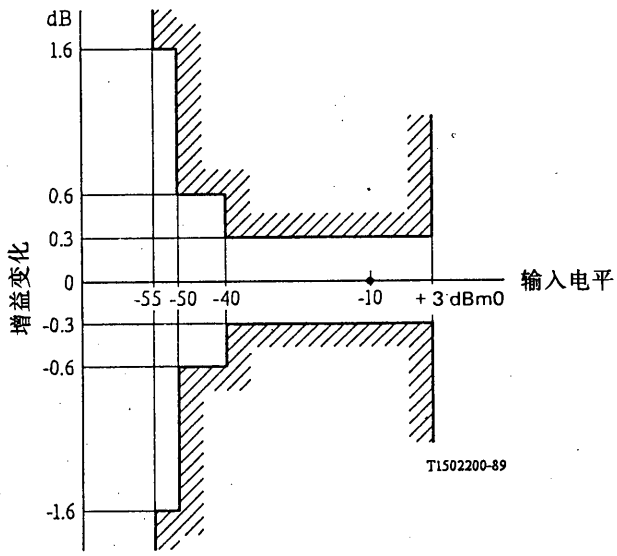


图 7/G.715
增益随输入电平变化(方法 2)

图 7/G.715
增益随输入电平变化(方法 2)

16　用正弦波信号的串音测量

16.1　概述

为了串音测量，如图 8/G.715 和 9/G.715 所指出的那样注入辅助信号，这些信号是：

— 静止码，即对应于解码器输出值编号 0(μ 律)或输出值编号 1(A 律)的 PCM 信号(符号比特在一个固定状态)。

— 低电平激活信号。合适的激活信号是例如电平在－50 至－60dBm0 范围内的带宽受限的噪声信号(见建议 O.131)，或者电平在－33 至－40dBm0 范围内的正弦波信号。一定要仔细选择测量仪器的频率和滤波特性，以便激活信号不致明显地影响串音测量的精度。

16.2　用模拟测试信号测量远端和近端串音

复用器各信道之间的串音应当是这样的，即将一个频率在 700～1100Hz 范围内的正弦波信号以 0dBm0 的电平加到音频输入口，在任一其他信道产生的串音电平，NEXT（近端串音）不应超过－73dBm0，FEXT（远端串音）不应超过－70dBm0（见图 8/G.715）。

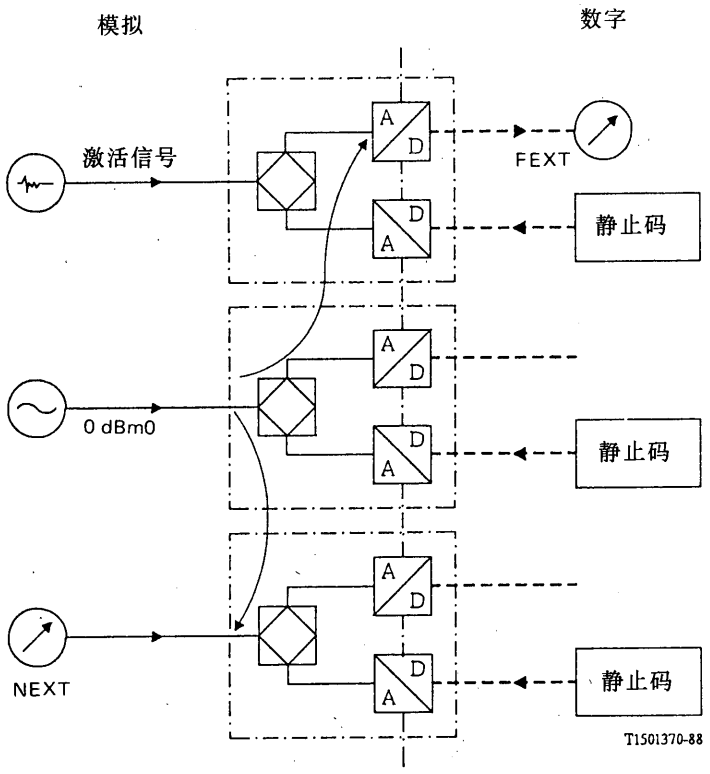


图 8/G.715

在不同信道间使用模拟测试信号的测量

16.3　用数字测试信号测量远端和近端串音

复用器各信道间的串音应当是这样的，即将一个频率在 700 至 1100Hz 范围内的数字化的模拟正弦波信号以 0dBm0 的电平加到数字输入口，在任一其他信道所收到的串音电平，NEXT 不应超过－70dBm0，FEXT 不应超过－73dBm0（见图 9/G.715）。

17　回波和稳定度

17.1　终端平衡回损（*TBRL*）

这个量表征为满足建议 G.122 在回波方面的网络性能指标而要求的设备性能。TBRL 被定义为相对于平衡测试网络而测得的平衡反射损耗（见建议 Q.552，§3.1.8.1 中的定义）。它与“半环损耗”HLL，即从数字测试输入点 T_i 至数字测试输出点 T_o 之间的损耗（见图 10/G.715）有如下关系：

$$HLL = T_i \text{ 至 } T_o \text{ 的损耗} = P_i + P_o + TBRL(dB)$$

其中 P_i 和 P_o 是在图 10/G.715 等效电路中损耗的测量值，它们代表在测量频率上从数字测试点至二线口之间或者从二线口至数字测试点之间的全部损耗。

TBRL 应按图 10/G.715 的安排使用正弦测试信号以复盖 300～3400Hz 带宽的电话频带内的频率来测量。

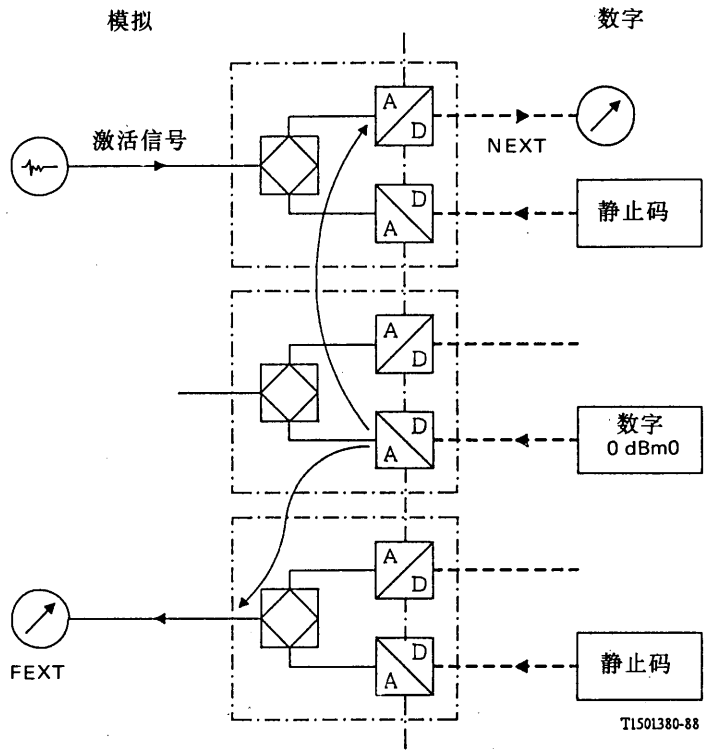
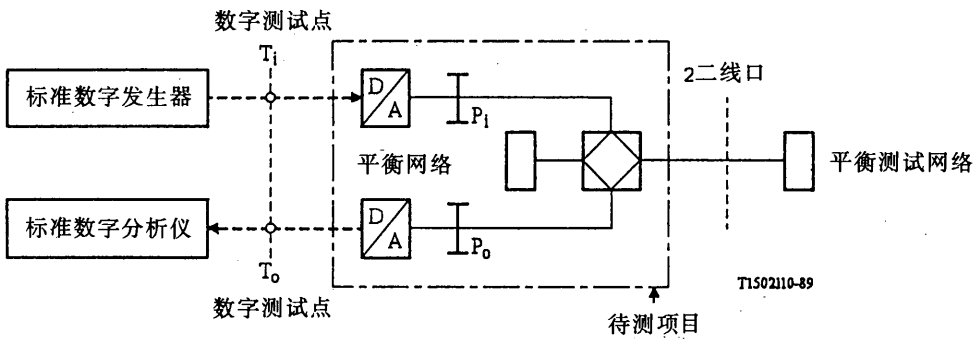


图 9/G.715

在不同信道间使用数字测试信号的测量



（见建议 0.133）

图 10/G.715

用于测量半环损耗的安排

标称平衡阻抗的值以及该平衡阻抗相对于标称值的最大偏差随主管部门的不同而不同。在正常运用期间呈现在二线口的阻抗的范围也有相当大的变化。各主管部门将需要考虑国内或国际传输规划而确定他们自己对 TBRL 的要求。作为最低要求，当二线口以平衡测试网络终端时，应满足图 11/G.715 所示的 TBRL 限值。上述平衡测试网络代表在从与 PCM 复分器相连的二线中继线群上来的讲话条件下所期望的阻抗状态。这个限值是暂行的。

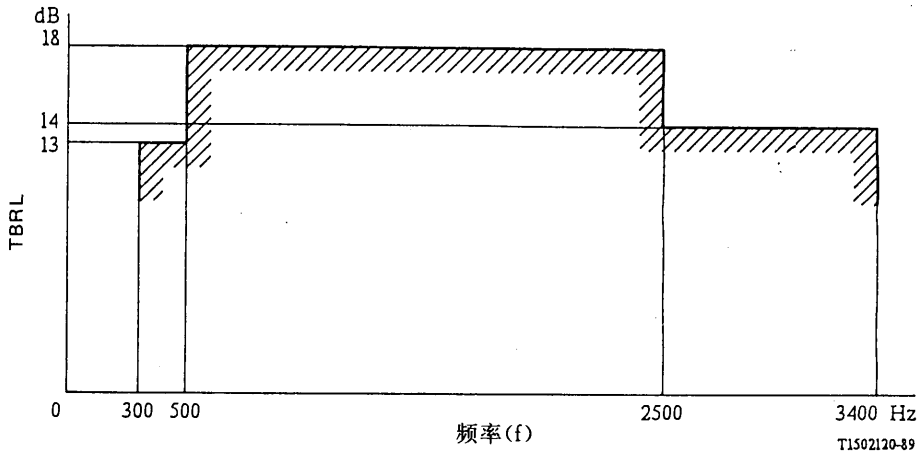


图 11/G.715

终端平衡回损最低值(暂定)

17.2　*稳定度损耗(SL)*

稳定度损耗被定义为在图 10/G.715 的安排中测得的半环损耗的最低值。应当用稳定度测试网络端接二线口的方法在 T_i 至 T_o 间测量稳定度损耗，这种稳定度测试网络代表正常运用时所遇到的最坏终端条件。一些主管部门可能发现开路和短路终端是以代表最坏条件，其它主管部门可能需要规定例如一个电感性终端来代表最坏条件。

在任意频率的稳定度损耗可以表示如下：

$$SL \geqslant P_i + P_o - X\text{dB}$$

其中 P_i 和 P_o 是在二线口正常端接条件下在测量频率上的损耗实测值，X 是与二线输入阻抗、二线平衡阻抗和实际加到二线口的阻抗之间的相互作用有关的一个因子。利用在建议 Q.552 中所描述的方法能够计算或测量 X 值。

关于回波和侧音，主管部门通常必须使二/四线接口的二线输入阻抗和平衡阻抗最佳化，最坏情况的终端取决于实际的网络情况。因此，X 值完全由网络情况和阻抗对策所决定，在实际上已经观测到此值在 0 至 3dB 之间。

各主管部门应考虑适合于他们特定的运用条件的 X 值以及考虑关于总的网络稳定度的国内和国际传输规划(见建议 G.122)而选择 P_i 和 P_o 的标称值。

18 来自信令的干扰

用分开的测量来表征这种干扰需要象测串音那样进行四种不同类型的测量(见图 12/G.715)。当信令(具有 50/50 占空比的 10Hz 信号)同时作用到所有信道时，对于每一种类型，落在一个信道的干扰的最高电平不应超过 XdBm0p。

注 — X 值正在研究之中。

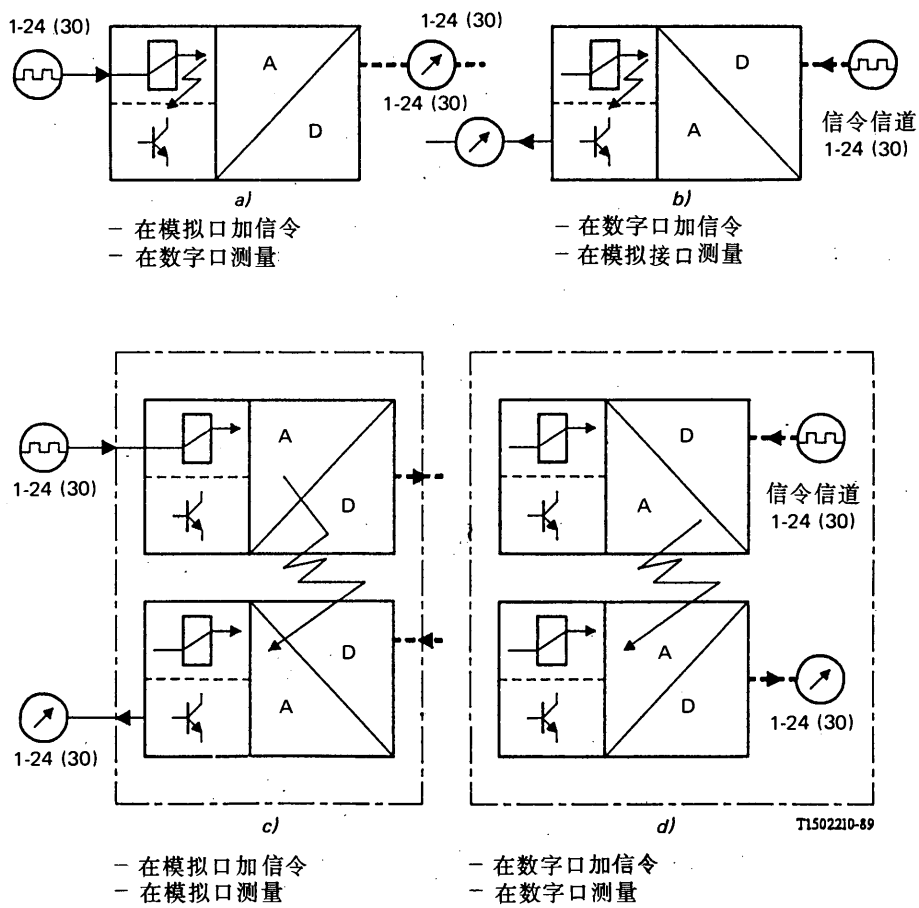


图 12/G.715

各种信令干扰的测量

7.2 用与PCM不同的方法对模拟信号的编码

建　议　G.721

32kbit/s 自适应差分脉冲编码调制(ADPCM)[①]

(1988年订于墨尔本)

1 概述

下面的特性是为64kbit/sA律或μ律PCM信道与32kbit/s的信道之间的相互转换而推荐的。采用一种ADPCM转换编码技术对PCM比特流实施转换。音频信号与PCM编码/解码律之间的关系在建议G.711中作了充分的规定。

本建议的§§1.1和1.2概述了ADPCM转换编码的算法,§§2和3分别叙述了ADPCM编码和解码算法的原理和功能,而§4是各种计算法的详细规定。本建议的附录Ⅰ和Ⅱ分别对进网概貌和数字测试序列作出说明。

ADPCM编码器和解码器的简化方框图示于图1/G.721。

在§4中,编码和解码器的每个子方框都用一个独特的逻辑序列精确地予以规定。如果采用别的计算方法,要保证这些方法能精确得到同样的输出处理变量值,此点要特别注意。任何更多的偏离§4所详述的处理方法将会引起性能恶化,而这种恶化可能是严重的。

注1— 目前,本建议规定的32kbit/s ADPCM算法的目的是传输;因为这种比特率在交换中的应用是CCITT进一步研究的课题。

注2— 在本建议作出规定之前,有类似性能的其他32kbit/s ADPCM算法已经用到设备设计中,并且已在国内电信网中使用。

注3— 在短期内,由于能供实用的32kbit/s ADPCM设备有限,当某一主管部门请求在国际网中使用32kbit/s ADPCM时,将需要双边和/或多边协议。

注4— 信令和复用的考虑则越出了本建议的范围(例子见建议G.761)。

1.1 *ADPCM编码器*

在把A律或μ律PCM输入信号变换为均匀的PCM之后,从输入信号本身减去输入信号的估值,得到一个差值信号。使用一只自适应15电平量化器把差值信号的值转化成四位二进制数,以便传输到解码器。一只逆量化器就从这个四位二进制数中产生出一个量化差值信号。把信号估值加到这个量化差值信号上,以产生输入信号的重建型式。重建信号和量化差值信号都由自适应预测器加以处理,预测器产生输入信号的估值,从而完成反馈环路。

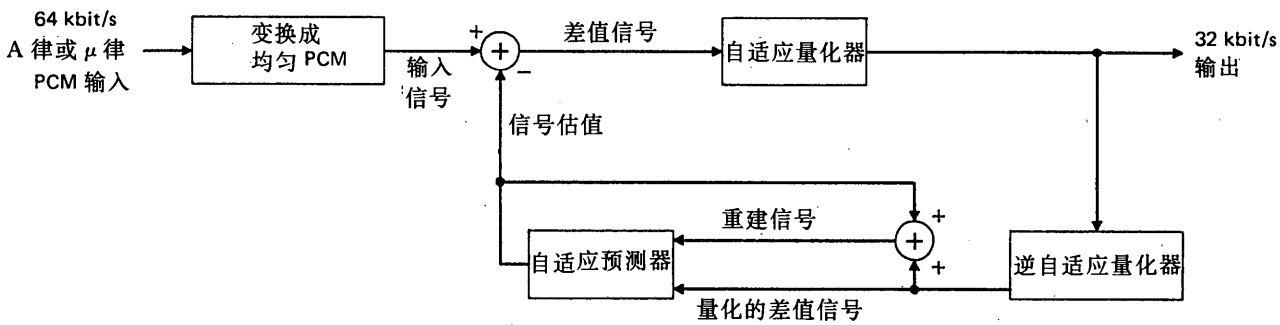
---

① 这个建议G.721完全取代红皮书Ⅲ.3卷中建议G.721的文本。应当注意,按现行建议设计的系统与按红皮书文本设计的系统是不兼容的。

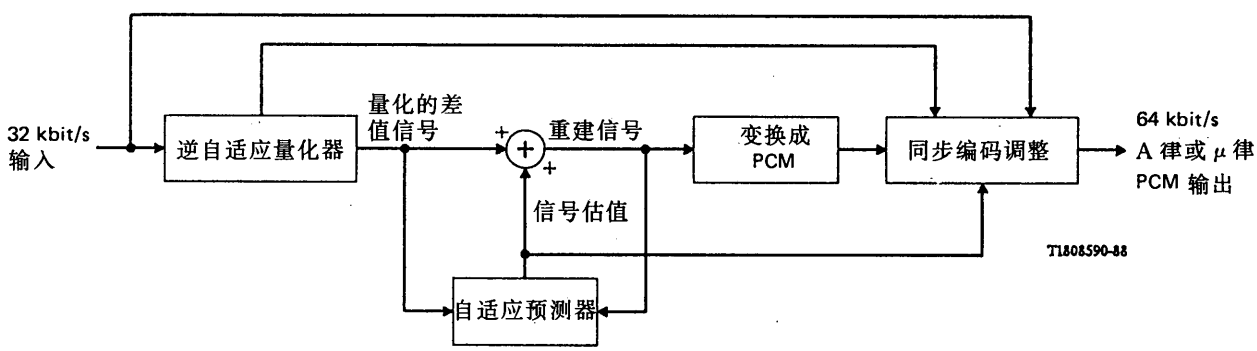
1.2 *ADPCM 解码器*

解码器包括一种与编码器反馈部分相同的结构，以及均匀的 PCM 到 A 律或 μ 律的变换和同步编码调整部分。

同步编码调整是用以防止在某些情况下(见 § 3.7)，同步级联编码(如 ADPCM－PCM－ADPCM 等数字连接)所发生的累积失真。同步编码调整是这样实现的，即调整 PCM 输出码，力求消除在下一个 ADPCM 编码级的量化失真。



a) ADPCM 编码器



b) ADPCM 解码器

图 1/G.721

简化方框图

2 ADPCM 编码器原理

图 2/G.721 是编码器的方框图。对于要描述的每一个变量，k 是抽样序数，每隔 125μs 取一个样。下面从 § 2.1 到 § 2.8 给出每个方框的基本说明。

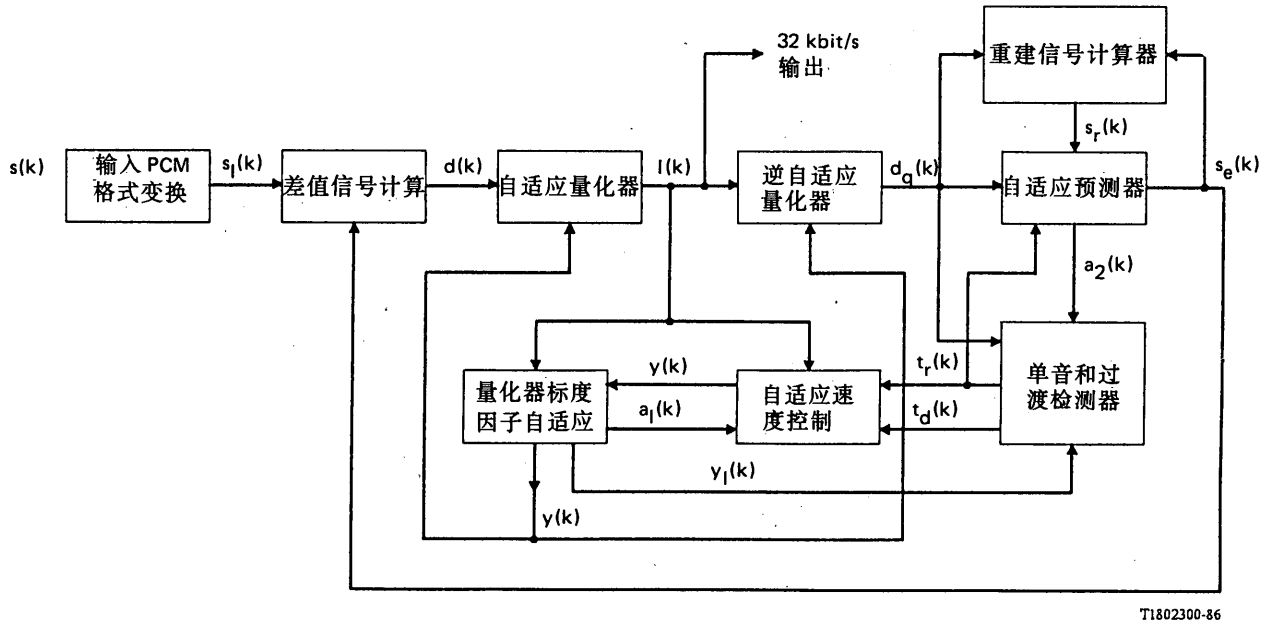


图 2/G.721

编码器方框图

2.1 输入 *PCM* 格式的变换

这个方框把输入信号 $s(k)$从 A 律或 μ 律 PCM 变换成均匀 PCM 信号 $s_l(k)$。

2.2 差值信号计算

这个方框从均匀 PCM 信号 $s_l(k)$和信号估值 $s_e(k)$算出差值信号 $d(k)$：

$$d(k) = s_l(k) - s_e(k)$$

2.3 自适应量化器

用一只 15 电平非均匀自适应量化器来量化差值信号 $d(k)$。在量化之前，将 $d(k)$化成以 2 为底的对数的表示式，并以 $y(k)$来标度，$y(k)$是用标度因子自适应方框计算出来的。表 1/G.721 给出量化器的归一化的输入/输出特性(无限精度值)。用四位二进制数来规定代表 $d(k)$的量化电平(幅度用三位，符号用一位)。4 比特量化器输出 $I(k)$形成 32kbit/s 输出信号；这个信号也馈送到逆自适应量化器、自适应速度控制和量化器标度因子自适应方框。

2.4 逆自适应量化器

从表 1/G.721 给出的归一化量化特性中查出具体数值，用 $y(k)$对它定标，再将此结果从对数域还原，就得出差值信号的量化形式 $d_q(k)$。

表 1/G.721

量化器归一化输入/输出特性

归一化量化器输入范围 $\log_2\|d(k)\|-y(k)$	$\|I(k)\|$	归一化量化器输出 $\log_2\|d_q(k)\|-y(k)$
[3.12, +∞)	7	3.32
[2.72, 3.12)	6	2.91
[2.34, 2.72)	5	2.52
[1.91, 2.34)	4	2.13
[1.38, 1.91)	3	1.66
[0.62, 1.38)	2	1.05
[−0.98, 0.62)	1	0.031
(−∞, −0.98)	0	−∞

注 – 此处所用的符号是以"〔"表示端点值包括在范围之内,"("表示端点值在范围之外。

2.5 量化器标度因子的自适应

这个方框计算量化器和逆量化器的标度因子 $y(k)$。其输入是 4 比特量化器的输出 $I(k)$和自适应速率控制参数 $a_l(k)$。

标定量化器所用的基本原则是双模式自适应:

— 对会产生大波动的差值信号的信号(如语音)的快速标度;

— 对会产生小波动的差值信号的信号(如话带数据、单音)的慢速标度。

自适应的速度受快速和慢速标度因子的组合所控制。

快速(不锁定)的标度因子 $y_u(k)$是由总的对数标度因子 $y(k)$在以 2 为底的对数域中递推算出:

$$y_u(k) = (1 - 2^{-5})y(k) + 2^{-5}W[I(k)],$$

式中,$y_u(k)$的取值限于 $1.06 \leqslant y_u(k) \leqslant 10.00$

离散函数 W(I)规定如下(无限精度值):

$\|I(k)\|$	7	6	5	4	3	2	1	0
W(I)	70.13	22.19	12.38	7.00	4.00	2.56	1.13	−0.75

因子$(1-2^{-5})$把有限的记忆引入自适应过程,使得在出现传输误码之后编码器和解码器的状态收敛。

慢速(锁定)的标度因子 $y_l(k)$，由 $y_u(k)$通过低通滤波运算后导出：

$$y_l(k) = (1 - 2^{-6})y_l(k - 1) + 2^{-6}y_u(k)$$

然后把快速和慢速标度因子合并而成为总的标度因子：

$$y(k) = a_l(k)y_u(k - 1) + [1 - a_l(k)]y_l(k - 1),$$

式中，$0 \leqslant a_l(k) \leqslant 1$(见§2.6)

2.6 自适应速度控制

控制参数 $a_l(k)$能具有在范围[0,1]内的各种数值，对于语音信号它趋向1，而对于话带数据信号和单音则趋于零。它是由差值信号值的变化率的度量导出来的。

$I(k)$平均幅度的两种度量值由下式算出：

$$d_{ms}(k) = (1 - 2^{-5})d_{ms}(k - 1) + 2^{-5}F[I(k)],$$

$$d_{ml}(k) = (1 - 2^{-7})d_{ml}(k - 1) + 2^{-7}F[I(k)],$$

式中，$F[I(k)]$按下表确定：

|I(k)|	7	6	5	4	3	2	1	0
F[I(k)]	7	3	1	1	1	0	0	0

于是，$d_{ms}(k)$是 $F[I(k)]$的相对短期平均而 $d_{ml}(k)$是 $F[I(k)]$的相对长期平均。

利用这两个平均，变量 $a_p(k)$被规定如下：

$$a_p(k) = \begin{cases} (1 - 2^{-4})a_p(k - 1) + 2^{-3}, & \left|d_{ms}(k) - d_{ml}(k)\right| \geqslant 2^{-3}d_{ml}(k) \\ (1 - 2^{-4})a_p(k - 1) + 2^{-3}, & y(k) < 3 \\ (1 - 2^{-4})a_p(k - 1) + 2^{-3}, & t_d(k) = 1 \\ 1, \quad t_r(k) = 1 & \\ (1 - 2^{-4})a_p(k - 1), & \end{cases}$$

因而，如果 $d_{ms}(k)$和 $d_{ml}(k)$之间的差大($I(k)$的平均幅度有变化)时，$a_p(k)$的值趋于2；当二者之差小($I(k)$的平均幅度相对稳定)时，$a_p(k)$的值趋于0。对于空闲信道(由 $y(k)<3$ 表示这种情况)，或局部频带信号(如§2.8所述，由 $t_d(k)=1$ 表示这种情况)，$a_p(k)$也趋于2。注意，一旦检测出局部频带信号过渡(由 $t_r(k)=1$ 表示，参见§2.8)，$a_p(k)$则置为1。

这时，$a_p(k-1)$被限制而得出在上述(2—4)式中用的 $a_l(k)$：

$$a_l(k) = \begin{cases} 1, & a_p(k - 1) > 1 \\ a_p(k - 1), & a_p(k - 1) \leqslant 1 \end{cases}$$

取这种不对称的界限会产生一种延迟效应，使 $I(k)$的绝对值在一定时间内维持不变，推迟了从快速到慢速状态的过渡。这样就趋向于消除在诸如开关载波话带数据等脉冲输入信号情况下发生的过早的过渡。

2.7 自适应预测器和重建信号计算器

自适应预测器的主要功能是从量化差值信号 $d_p(k)$ 算出信号估值 $Se(k)$。采用了两种自适应预测器结构，一个六阶节，作为输入信号中零点的模型；一个二阶节，作为输入信号中极点的模型。这种双重结构对可能遇到的各种输入信号都能有效地对付。

信号估值按下式计算：

$$s_e(k) = \sum_{i=1}^{2} a_i(k-1)s_r(k-i) + s_{ez}(k),$$

式中，

$$s_{ez}(k) = \sum_{i=1}^{6} b_i(k-1)d_q(k-i),$$

而重建信号被定义为：

$$s_r(k-i) = s_e(k-i) + d_q(k-i).$$

采用简化梯度算法更新网组预测器系数：

对于二阶预测器：

$$a_1(k) = (1-2^{-8})a_1(k-1) + (3\cdot 2^{-8})\,\mathrm{sgn}\,[p(k)]\,\mathrm{sgn}\,[p(k-1)], \tag{2-10}$$

$$a_2(k) = (1-2^{-7})a_2(k-1) + 2^{-7}\{\mathrm{sgn}\,[p(k)]\,\mathrm{sgn}\,[p(k-2)] - f[a_1(k-1)]\,\mathrm{sgn}\,[p(k)]\,\mathrm{sgn}\,[p(k-1)]\}, \tag{2-11}$$

$$p(k) = d_q(k) + s_{ez}(k),$$

$$f(a_1) = \begin{cases} 4a_1, & |a_1| \leqslant 2^{-1} \\ 2\,\mathrm{sgn}\,(a_1), & |a_1| > 2^{-1}, \end{cases}$$

式中 sgn[0]=1，除了在 $p(k-\mathrm{i})=0$ 和 i=0 时规定 sgn[$p(k-\mathrm{i})$]为 0；

其稳定性约束条件为：

$|a_2(k)|\leqslant 0.75$ 和 $|a_1(k)|\leqslant 1-2^{-4}-a_2(k)$

如 $t_r(k)=1$（参见 § 2.8），则 $a_1(k)=a_2(k)=0$

对于六阶预测器：

$$b_i(k) = (1-2^{-8})b_i(k-1) + 2^{-7}\,\mathrm{sgn}\,[d_q(k)]\,\mathrm{sgn}\,[d_q(k-i)],$$

其中 $i=1,2,\cdots\cdots 6$，

如 $t_r(k)=1$（参见 § 2.8），则 $b_1(k)=b_2(k)=\cdots=b_6(k)=0$。

如上述，sgn[0]=1，除了在 $d_q(k-i)=0$ 和 $i=0$ 时规定[$d_q(k-i)$]为 0。注意：$b_i(k)$隐含地被限制于±2。

2.8 单音和过渡检测器

为了改进对于来自工作在字符模式的 FSK 调制解调器信号的性能，规定了两级检测过程，首先，藉助局部频带信号（例如，单音）检测，使量化器进入快速自适应模式：

$$t_d(k) = \begin{cases} 1, & \text{当 } a_2(k) < -0.71875 \\ 0, & \text{其余情况} \end{cases} \tag{2-13}$$

另外，确定局部频带信号的过渡，使预测器系数能置为零，并迫使量化器进入快速自适应模式：

$$t_r(k)=\begin{cases}1, & \text{当 } a_2(k)<-0.71875 \text{ 和 } |d_q(k)|>24.2^{y_l(k)} \\ 0, & \text{其余情况}\end{cases} \tag{2-14}$$

3 ADPCM 解码器原理

图 3/G.721 是解码器的方框图。在下面的 § 3.1 到 § 3.7 中叙述每个方框的功能。

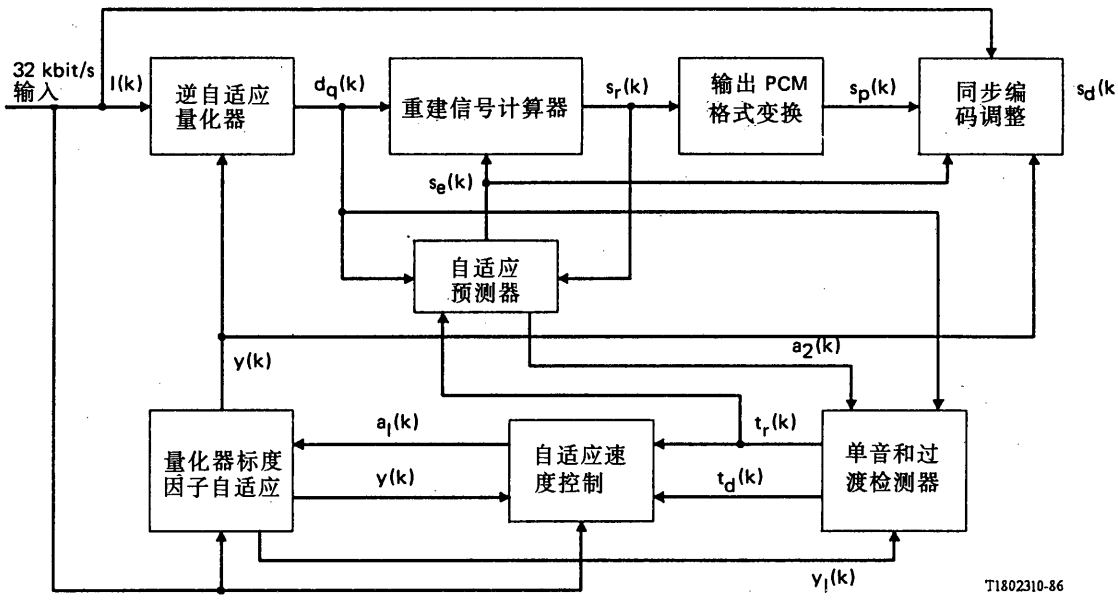


图 3/G.721

解码器方框图

3.1 逆自适应量化器

这个方框的功能已在 § 2.4 说明。

3.2 量化器标度因子自适应

这个方框的功能已在 § 2.5 说明。

3.3 自适应速度控制

这个方框的功能已在 § 2.6 说明。

3.4 自适应预测器和重建信号计算器

这个方框的功能已在 § 2.7 说明。

3.5 单音和过渡检测器

这个方框的功能已在 § 2.8 中说明。

3.6 输出 *PCM* 格式变换

这个方框把重建的均匀 PCM 信号 $s_r(k)$按需要变换成 A 律或 μ 律 PCM 信号 $s_p(k)$。

3.7 同步编码调整

在同步级联编码(ADPCM－PCM－ADPCM 等数字联接)中，当：

i) 32kbit/sADPCM 和中间的 64kbit/sPCM 信号的传输无误码时；以及

ii) 32kbit/sADPCM 和中间的 64kbit/sPCM 比特流不受数字信号处理设备的干扰的情况下，这种同步编码调整防止出现累积失真。

如果编码器和解码器的初始状态不同，例如经交换后也许会出现这种情况，则建立同步级联的特性可能需要时间。再者，如果一开始这个特性被扰乱了或没有获得，则对于那些有足够电平，其频谱占 200－3400Hz 频带的大部分的信号(例如语音，4800kbit/s 话带数据)，这种特性能够恢复。

当解码器同步地连接到编码器时，同步编码调整方框可以估计编码器的量化。如果解码器和编码器的所有状态变量都具有同等的值，传输又没有误码，则对于所有 k 值强制使两个 4 比特量化器输出序列等效，保证了失真不累积这个特性。

实现这一点的办法是，先把 A 律或 μ 律信号 $s_p(k)$变换成均匀 PCM 信号 $s_{lx}(k)$，然后算出差值信号 $d_x(k)$：

$$d_x(k)=s_{lx}(k)-s_p(k) \tag{3-1}$$

再将差值信号 $d_x(k)$和由 $I(k)$与 $y(k)$确定的 ADPCM 量化器判决间隔相比较。这时信号 $s_d(k)$被定义如下：

$$s_d(k)=\begin{cases} s_p^+(k), d_x(k)<\text{间隔的下边界} \\ s_p^-(k), d_x(k)\geqslant\text{间隔的上边界} \\ s_p(k), \text{其余情况} \end{cases} \tag{3-2}$$

式中，$s_d(k)$：解码器的输出 PCM 码语，

$s_p^+(k)$：代表下一个更加正的 PCM 输出电平的 PCM 码语(当 $s_d(k)$代表最正的输出电平时，则 $s_p^+(k)$就取 $s_d(k)$之值)，

$s_p^-(k)$：代表下一个更加负的 PCM 输出电平的 PCM 码语(当 $s_p(k)$代表最负的输出电平时，则 $s_p^-(k)$就取 $s_p(k)$之值)。

4 计算细则

§4.1 和 §4.2 给出编码器和解码器每个单元的计算细则。

由同时执行所有延迟方框和计算用这些信息能够导出的信号，得到对编码器和解码器适当的定时。例如，利用延迟值计算图 9/G.721 的 SE，再如图 4/G.721 所示那样使用 SE。

算法的执行情况可采用在本建议附录 Ⅱ 中叙述的数字测试序列，以合理的置信度来证实。该序列用编码器 PCM 输入码语、ADPCM 码语和解码器 PCM 输出码语等给出。

4.1 输入和输出信号

表 2/G.721 规定了编码器和解码器的输入和输出信号。

任选的信号 $R(k)$ 代表一种复位功能，它把所有内部记忆单元置为特定的状态，迫使编码器和解码器进入已知状态，应用于需要立即复位功能的情况（例如，数字电路倍增设备，复位是强制的而不是任选的情况）。

表 2/G.721

输入和输出信号

编码器			
	名称	比特数	说明
输入	S	8	PCM 输入码语
输入	LAW	1	PCM 编码律选择，0=μ律，1=A 律
输入	R（任选的）	1	复位
输出	I	4	ADPCM 码语
解码器			
	名称	比特数	说明
输入	I	4	ADPCM 码语
输入	LAW	1	PCM 编码律选择，0=μ律，1=A 律
输入	R 任选的）	1	复位
输出	SD	8	解码器 PCM 输出码语

4.2 变量的说明和子方框的详细规范

本节包含在 2 节和 3 节中叙述的图 2/G.721 和图 3/G.721 中所有方框的详细扩充。这些扩充在图 4/G.721 到图 11/G.721 中利用由表 3/G.721 规定的内部处理变量进行了说明。给出了每个子方框的简要功能说明和完整的规范。

子方框说明中采用的符号如下：

《n 表示 n 比特左移操作（填入零），

》n 表示 n 比特右移操作（在最低有效位方向，填入零），

& 表示逻辑“与”操作，

＋ 表示加运算，

－ 表示减运算，

* 表示乘运算，

** 表示逻辑“异或”操作，

| 把对公式的注释划开的分隔线。

表 3/G.721

内部处理变量

名称	比特（见注）	二进制表示法	任选的复位值	说明
A1*, A2*	16 TC	S, 0,.., −14	0	延迟的预测器二阶系数
A1P, A2P	16 TC	S, 0,.., −14		二阶预测器系数
A1R, A2R	16 TC	S, 0,.., −14		触发的二阶预测器系数
A1T	16 TC	S, 0,.., −14		无限 a_1 系数
A2T	16 TC	S, 0,.., −14		无限 a_2 系数
AL	7 SM	0,.., −6		有限速度控制参数
AP*	10 SM	1,.., −8	0	迟延的无限速度控制参数
APP	10 SM	1,.., −8		无限速度控制参数
APR	10 SM	1,.., −8		触发的无限速度控制参数
AX	1 SM	1		速度控制参数更新
B1*,..., B6*	16 TC	S, 0,.., −14	0	延迟的六阶预测器系数
B1P,..., B6P	16 TC	S, 0,.., −14		六阶预测器系数
B1R,..., B6R	16 TC	S, 0,.., −14		触发的六阶预测器系数
D	16 TC	S, 14,.., 0		差值信号。只用在编码器
DL	11 SM	3,.., −7		Log_2 差值信号），只用在编码器
DLN	12 TC	S, 3,.., −7		Log_2（归一化差值），只用在编码器
DLNX	12 TC	S, 3,.., −7		Log_2（归一化差值），只用在解码器
DLX	11 SM	3,.., −7		Log_2（差值信号），只用在解码器
DML*	14 SM	2,.., −11	0	延迟的 F(I)序列的长期平均
DMLP	14 SM	2,.., −11		F(I)序列的长期平均
DMS*	12 SM	2,.., −9	0	延迟的 F(I)序列的短期平均
DMSP	12 SM	2,.., −9		F(I)序列的短期平均
DQ	15 SM	S, 13,.., 0		量化差值信号
DQ0	11 FL	S, 4e, 6m		延迟为 0 的量化差值信号
DQ1*,..., DQ6*	11 FL	S, 4e, 6m	32	延迟从 1 到 6 的量化差值信号
DQL	12 TC	S, 3,.., −7		Log_2（量化差信号）
DQLN	12 TC	S, 3,.., −7		Log_2（归一化量化差值信号）
DQS	1 TC	S		量化差值信号的符号位
DS	1 TC	S		差值信号符号位，只用在编码器
DSX	1 TC	S		差值信号符号位，只用在解码器
DX	16 TC	S, 14,.., 0		差值信号，只用在解码器
FI	3 SM	2,.., 0		F(I)的输出
PK0	1 TC	S		延迟为 0 的 DQ+SEZ 的符号
PK1*, PK2*	1 TC	S	0	延迟为 1 和 2 的 DQ+SEZ 的符号
SE	15 TC	S, 13,.., 0		信号估值
SEZ	15 TC	S, 13,.., 0		六阶预测器部分信箱估值
SIGPK	1 TC	0		Sgn [p(k)] 标志
SL	14 TC	S, 12,.., 0		线性输入信号，只用在编码器
SLX	14 TC	S, 12,.., 0		量化重建信号，只用在解码器
SP	8			PCM 重建信号，只用在解码器
SR	16 TC	S, 14,.., 0		重建信号
SR0	11 FL	S, 4e, 6m		延迟为 0 的重建信号
SR1*, SR2*	11 FL	S, 4e, 6m	32	延迟为 1 和 2 的重建信号
TD	1 TC	0	0	延迟的单音检测
TDP	1 TC	0		单音检测
TDR	1 TC	0		触发的单音检测
TR	1 TC	0		过渡检测
U1,..., U6	1 TC	S		六阶预测器系数更新符号位
WA1, WA2	16 TC	S, 13,.., −1		信号估值的部分乘积
WB1,..., WB6	16 TC	S, 13,.., −1		信号估值的部分乘积
WI	12 TC	S, 6,.., −4		量化器倍率
Y	13 SM	3,.., −9		量化器标度因子
YL*	19 SM	3,.., −15	34 816	延迟的慢速量化器标度因子
YLP	19 SM	3,.., −15		慢速量化器标度因子
YU*	13 SM	3,.., −9	544	延迟的快速量化器标度因子
YUP	13 SM	3,.., −9		快速量化器标度因子
YUT	13 SM	3,.., −9		无限快速量化器标度因子

注 − TC 表示 2 的补码　　e 表示位数
SM 表示带符号的幅度　　m 表示尾数位
FL 表示浮点　　S 表示符号位

* 指示由任选的复位来设定为特定值的变量。当要求复位时，第 4 行给出“延迟”子方框的输出（见 § 4.2.4）

4.2.1　输入 *PCM* 格式变换和差值信号计算

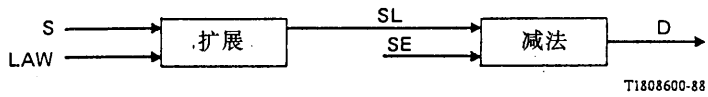


图 4/G.721

输入 PCM 格式变换和差值信号计算

扩　　展

输入:S(在解码器是 SP),LAW

输出:SL(在解码器是 SLX),

功能:将 A 律或 μ 律的 PCM 变换为均匀的 PCM。

按照建议 G.711 采用字符信号(第 6 栏,对于 A 律,是在偶数位反转前的)和解码器的输出值(第 7 栏),把 PCM 码语 S 解码。解码器的输出值 SS,对于 A 律 PCM,必须用 43 比特带符号的幅值形式来表示;对于 μ 律 PCM,则必须用 14 比特带符号的幅值形式来表示(负值的符号位为"1")。

注 — 对于 A 律,S(和 SP)包括偶数位反转(见表 1/G.711 下面的注 2)。

当 LAW=0,　SSS=SS》13　　μ 律

　　SSQ=SS&8191

当 LAW=1,　SSS=SS》12

　　SSM=SS&4095　　A 律

　　SSQ=SSM《1

则

$$SL=\begin{cases} SSQ, & SSS=0 \\ (16384-SSQ)\&16383, & SSS=1 \end{cases}$$

把带符号的幅值码变换成 2 的补码

减　法　A

输入:SL (在解码器是 SLX),SE

输出:D (在解码器是 DX)

功能:从输入信号(解码器中是量化重建信号)中减去信号估值,算出差值信号。

SLS=SL》13

$$SLI=\begin{cases} SL, & SLS=0 \\ 49152+SL, & SLS=1 \end{cases}$$

符号延伸

SES=SE》14

$$SEI=\begin{cases} SE, & SES=0 \\ 32768+SE, & SES=1 \end{cases}$$

符号延伸

D=(SLI+65536−SEI)&65535

4.2.2　自适应量化器

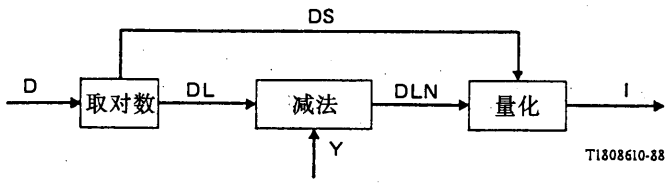


图 5/G.721
自适应量化器

取　对　数

输入:D(在解码器是 DX)
输出:DL(在解码器是 DLX),DS(在解码器是 DSX)
功能:将差值信号从线性域变到对数域。

DS=D》15	
$DQM=\begin{cases} D, & DS=0 \\ (65536-D)\&32767, & DS=1 \end{cases}$	将 D 从 2 的补码变成带符号的幅值码
$EXP=\begin{cases} 14, 16384\leqslant DQM \\ 13, 8192\leqslant DQM\leqslant 16383 \\ \vdots \quad \vdots \\ 1, 2\leqslant DQM\leqslant 3 \\ 0, 0\leqslant DQM\leqslant 1 \end{cases}$	计算指数
MANT=((DQM《7)》EXP)&127	按 $\log_2(1+x)=x$ 计算近似值
DL=(EXP《7)+MANT	把 7 个尾数位和 4 个指数位合并成 11 位码语

量化(只用在编码器)

输入:DLN,DS

输出:I

功能:量化对数域的差值信号。

量化器的判决电平和 4 比特输出:

DS	DLN	I 1234	
0	400-2047	0111	
0	349- 399	0110	
0	300- 348	0101	
0	246- 299	0100	
0	178- 245	0011	
0	80- 177	0010	
0	0- 79	0001	——| 间隔的正的部分
0	3972-4095	0001	——| 间隔的负的部分
0	2048-3971	1111	
1	2048-3971	1111	
1	3972-4095	1110	——| 间隔的负的部分
1	0- 79	1110	——| 间隔的正的部分
1	80- 177	1101	
1	178- 245	1100	
1	246- 299	1011	
1	300- 348	1010	
1	349- 399	1001	
1	400-2047	1000	

注 — I 值从比特 1 开始传送。

减 法 B

输入:DL(在解码器是 DLX),Y

输出:DLN(在解码器是 DLNX)

功能:从对数形式的差值信号中减去标度因子,将它标度。

DLN=(DL+4096−(Y≫2))&4095

4.2.3　逆自适应量化器

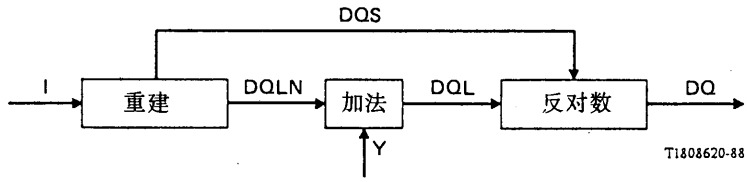


图 6/G.721
逆自适应量化器

加　法　A

输入:DQLN,Y
输出:DQL
功能:把标度因子加到对数形式的量化差值信号上。
DQL=(DQLN+(Y《2))&4095

反　对　数

输入:DQL,DQS
输出:DQ
功能:将量化差值信号从对数域变到线性域。

DS=DQL》11	抽出 4 位指数
DEX=(DQL》7)&15	
DMN=DQL&127	抽出 7 位尾数
DQT=(1《7)+DMN	采用近似式 $2^x=1+x$ 将尾数变到线性域
$DQMAG=\begin{cases}(DQT《7)》(14-DEX), & DS=0\\(0, & DS=1\end{cases}$	
DQ=(DQS《14)+DQMAG	将符号位附加到带符号幅值码语上

重　建

输入:I

输出:DQLN,DQS

功能:重建在对数域的量化差值信号

DQS=1》3

量化器输出电平:

I 1234	DQS	DQLN
0111	0	425
0110	0	373
0101	0	323
0100	0	273
0011	0	213
0010	0	135
0001	0	4
0000	0	2048
1111	1	2048
1110	1	4
1101	1	135
1100	1	213
1011	1	273
1010	1	323
1001	1	373
1000	1	425

注 1 – I的值从比特 1 开始接收。

注 2 – 由于传输受到干扰(例如,线路比特误码)解码器可能接收到码语 0000。

4.2.4　量化器标度因子自适应

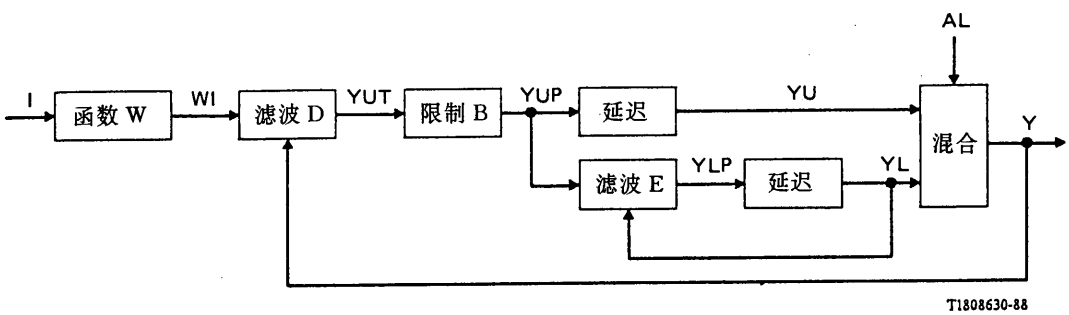


图 7/G.721

量化器标度因子自适应

迟　延

输入：x，R（任选的）

输出：y

功能：记忆方框。对于输入 x，其输出如下：

$$y(k)=\begin{cases} x(k-1), & R=0 \\ \text{在表 3/G.721 第 4 行给定的任选复位值}, & R=1 \end{cases}$$ | 任选复位

滤　波　D

输入：WI，Y

输出：YUT

功能：更新快速量化器标度因子。

DIF＝((WI《5)＋131072－Y)&131071

DIFS＝DIF》16

| 计算差值

$$DIFSX=\begin{cases} DIF\text{》}5 & DIFS=0 \\ (DIF\text{》}5)+4096, & DIFS=1 \end{cases}$$ | 时间常数是 1/32，符号延伸

YUT＝(Y＋DIFSX)&8191

滤　波　E

输入：YUP，YL

输出：YLP

功能：更新慢速量化器标度因子。

DIF＝(YUP＋((1048576－YL)》6))&16383 | 计算差值

DIFS＝DIF》13 | 时间常数是 1/64

$$DIFSX=\begin{cases} DIF, & DIFS=0 \\ DIF+507904, & DIFS=1 \end{cases}$$ | 符号延伸

YLP＝(YL＋DIFSX)&524287

函 数 W

输入:I

输出:WI

功能:将量化器输出映射为对数形式的标度因子倍乘率。

IS=I》3

$$IM=\begin{cases} I\&7, & IS=0 \\ (15-1)\&7, & IS=1 \end{cases}$$

$$WI=\begin{cases} 1122, IM=7 \\ 355, IM=6 \\ 198, IM=5 \\ 112, IM=4 \\ 64, IM=3 \\ 41, IM=2 \\ 18, IM=1 \\ 4084, IM=0 \end{cases}$$

标度因子倍乘率

限 制 B

输入:YUT

输出:YUP

功能:对量化器标度因子加以限制。

GEUL=((YUT+11264)&16383)》13

GELL=((YUT+15840)&16383)》13

$$YUP=\begin{cases} 544, GELL=1 \\ 5120, GEUL=0 \\ YUT, 其余情况 \end{cases}$$

设定下限为 1.06

设定上限为 10.00

混 合

输入:AL,YU,YL

输出:Y

功能:构成快速和慢速标度量化器标度因子的线性组合。

DIF=(YU+16384-(YL》6))&16383

计算差值

DIFS=DIF》13

$$DIFM=\begin{cases} DIF, & DIFS=0 \\ (16384-DIF)\&8191, & DIFS=1 \end{cases}$$

计算差值的幅值

计算乘积的幅值

PRODM=(DIFM * AL)》6

$$PROD=\begin{cases} PRODM, & DIFS=0 \\ (16384-PRODM)\&16383, & DIFS=1 \end{cases}$$

将幅值变成 2 的补码

Y=((YL》6)+PROD)&8191

4.2.5　自适应速度控制

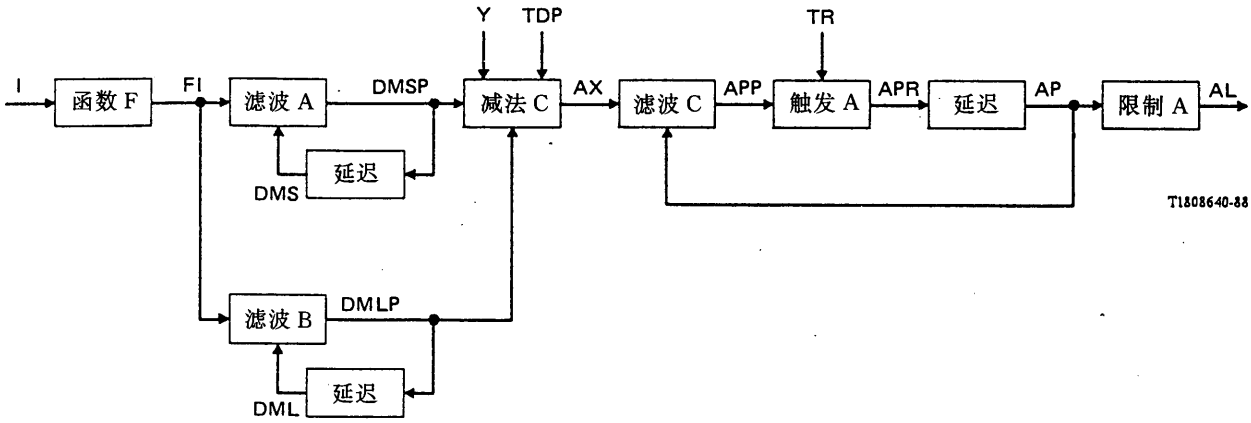


图 8/G.721
自适应速度控制

迟　　延

规范见§4.2.4。

滤 波 A

输入:FI,DMS
输出:DMSP
功能:更新 F(I)的短期平均值。

```
DIF=((FI《9)+8192-DMS)&8191                    |  计算差值
DIFS=DIF》12                                   |
                                               |  时间常数是 1/32,
DIFSX= {DIF》5,              DIFS=0            |  符号延伸
       {(DIF》5)+3840,       DIFS=1            |
                                               |
DMSP=(DIFSX+DMS)&4095
```

滤 波 B

输入:FI,DML
输出:DMLP
功能:更新 F(I)的长期平均值

```
DIF=((FI《11)+32768-DML)&32767                 |
DIFS=DIF》14                                   |  计算差值
                                               |
DIFSX= {DIF》7,              DIFS=0            |
       {(DIF》7)+16128,      DIFS=1            |  时间常数是 1/128,
                                               |  符号延伸
DMLP=(DIFSX+DML)&16383
```

滤 波 C

输入:AX,AP
输出:APP
功能:速度控制参数的低通滤波器。

```
DIF=((AX《9)+2048-AP)&2047                     |
DIFS=DIF》10                                   |  计算差值
                                               |
DIFSX= {DIF》4,              DIFS=0            |  时间常数是 1/16,
       {(DIF》4)+896,        DIFS=1            |  符号延伸
                                               |
APP=(DIFSX+AP)&1023
```

函 数 F

输入:I

输出:FI

功能:将量化器输出映射为F(I)函数。

IS=1》3

$$IM=\begin{cases}1\&7, & IS=0\\(15-1)\&7, & IS=1\end{cases}$$

$$FI=\begin{cases}0, 0\leqslant 1M\leqslant 2\\1, 3\leqslant 1M\leqslant 5\\3, \quad 1M=6\\7, \quad 1M=7\end{cases}$$

限 制 A

输入:AP

输出:AL

功能:对速度控制参数加以限制。

$$AL=\begin{cases}64, & AP\geqslant 256\\AP》2, & AP\leqslant 255\end{cases}$$

减 法 C

输入:DMSP,DMLP,TDP,Y

输出:AX

功能:计算量化器输出序列的短期和长期函数之差的大小,然后进行门限比较,以得出量化速度控制参数。

DIF=((DMSP《2)+32768−DMLP)&32767 | 计算差值

DIFS=DIF》14 |

$$DIFM=\begin{cases}DIF, & DIFS=0\\(32768-DIF)\&16383, & DIFS=1\end{cases}$$ | 计算差值的幅度

DTHR=DMLP》3

$$AX=\begin{cases}0, Y\geqslant 1536 \text{ 和 } DIFM<DTHR \text{ 和 } TDP=0\\1, \text{其它情况}\end{cases}$$

触 发 A

输入:TR,APP

输出:APR

功能:速度控制触发器方框

$$APR=\begin{cases}APP, & TR=0\\ 256, & TR=1\end{cases}$$

4.2.6 自适应预测器和重建信号计算器

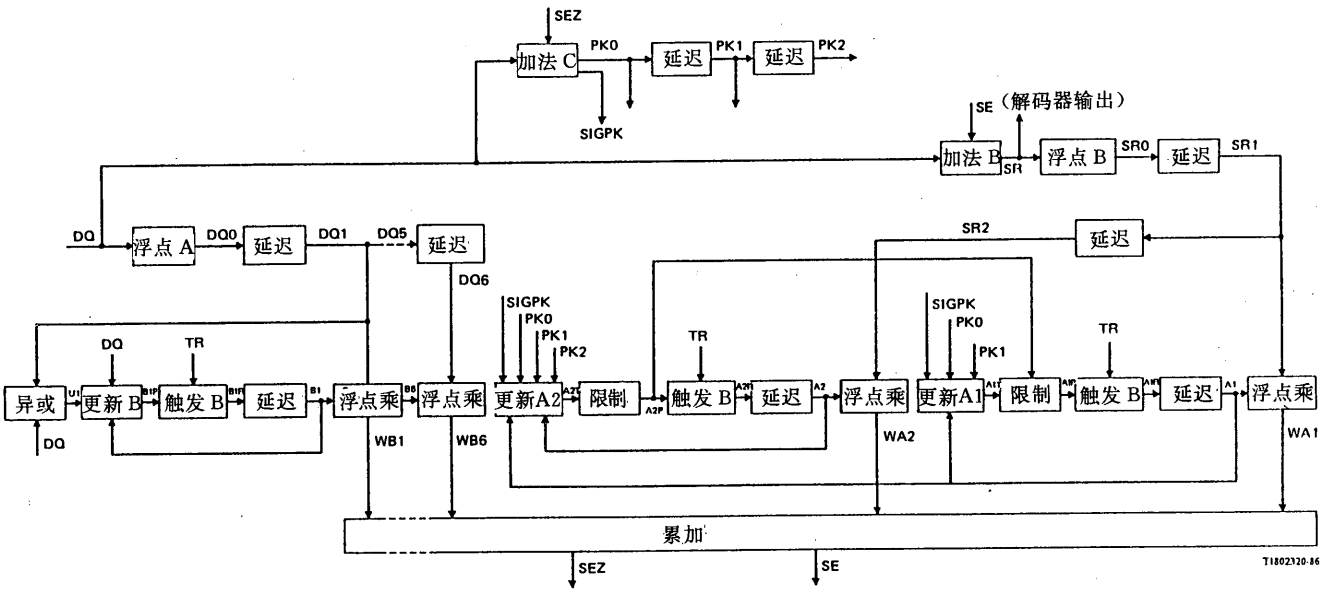


图 9/G.721

自适应预测器和重建信号计算器

累 加

输入:WA_1,WA_2,WB_1,WB_2,WB_3,WB_4,WB_5,WB_6

输出:SE,SEZ

功能:将预测器输出相加,以形成部分信号估值(来自六阶预测器)和信号估值。

$$SEZI=(((((((((WB_1+WB_2)\&65535)+WB_3)\&65535)+WB_4)\&65535)+WB_5)\&65535)+WB_6)\&65535$$ | 相加以得出部分信号估值

$$SEI=(((SEZI+WA_2)\&65535)+WA_1)\&65535$$ | 总加以得出信号估值

$$SEZ=SEZI\gg1$$

$$SE=SEI\gg1$$

加 法 B

输入:DQ,SE
输出:SR
功能:将量化差值信号和信号估值相加,以形成重建信号。

DQS=DQ》14

$$DQI=\begin{cases}DQ, & DQS=0\\(65536-(DQ\&16383))\&65535, & DQS=1\end{cases}$$

将带符号的幅值码变成2的补码

SES=SE》14

$$SEI=\begin{cases}SE, & SES=0\\(1《15)+SE, & SES=1\end{cases}$$

符号延伸

SR=(DQI+SEI)&65535

加 法 C

输入:DQ,SEZ
输出:PK0,SIGPK
功能:获得量化差值信号和部分信号估值相加的符号。

DQS=DQ》14

$$DQI=\begin{cases}DQ, & DQS=0\\(65536-(DQ\&16383))\&65535, & DQS=1\end{cases}$$

将带符号的幅值码变成2的补码

SEZS=SEZ》14

$$SEZI=\begin{cases}SEZ, & SEZS=0\\(1《15)+SEZ, & SEZS=1\end{cases}$$

符号延伸

DQSEZ=(DQI+SEZI)&65535
PK0=DQSEZ》15

$$SIGPK=\begin{cases}1, DQSEZ=0\\0, 其余情况\end{cases}$$

迟 延

规范见§4.2.4。

浮 点 A

输入:DQ
输出:DQO
功能:将 15 比特带符号的幅值码变成浮点形式。

DQS=DQ》14	计算幅值
MAG=DQ&16383	
$EXP=\begin{cases}14, & 8192\leqslant MAG\\ 13, & 4096\leqslant MAG\leqslant 8191\\ \vdots & \vdots\\ 2, & 2\leqslant MAG\leqslant 3\\ 1, & MAG=1\\ 0, & MAG=0\end{cases}$	计算指数
$MANT=\begin{cases}1《5; & MAG=0\\ (MAG《6)》EXP, & 其余情况\end{cases}$	计算最高有效位比特为 1 的尾数
DQO=(DQS《10)+(EXP《6)+MANT	将符号比特、4 个指数比特和 6 个尾数合并成一个 11 比特的码语

浮 点 B

输入:SR
输出:SRO
功能:将 16 比特 2 的补码变成浮点形式。

SRS=SR》15	
$MAG=\begin{cases}SR, & SRS=0\\ (65536-SR)\&32767, & SRS=1\end{cases}$	计算幅值
$EXP=\begin{cases}15, & 16384\leqslant MAG\\ 14, & 8192\leqslant MAG\leqslant 16383\\ \vdots & \vdots\\ 2, & 2\leqslant MAG\leqslant 3\\ 1, & MAG=1\\ 0, & MAG=0\end{cases}$	计算指数
$MANT=\begin{cases}1《5; & MAG=0\\ (MAG《6)》EXP, & 其余情况\end{cases}$	计算最高有效位比特为 1 的尾数
SRO=(SRS《10)+(EXP《6)+MANT	将符号比特、4 个指数比特和 6 个尾数位合并成一个 11 比特的码语

浮 点 乘

输入：An 或 Bn，SRn 或 DQn

输出：WAn 或 WBn

注 — 给出 An、SRn 和 WAn 的公式。如用 Bn 取代 An，DQn 取代 SRn 和 WBn 取代 WAn，各公式也是正确的。

功能：将各个预测器系数乘以相应的量化差值信号或重建信号。乘法是用浮点方式进行的。

$$AnS = An \gg 15$$

$$AnMAG = \begin{cases} An \gg 2, & AnS = 0 \\ (16384 - (An \gg 2)) \& 8191, & AnS = 1 \end{cases}$$

将 2 的补码变成带符号的幅值

$$AnEXP = \begin{cases} 13, 4096 \leqslant AnMAG \\ 12, 2048 \leqslant AnMAG \leqslant 4095 \\ \vdots \qquad \vdots \\ 2, \quad 2 \leqslant AnMAG \leqslant 3 \\ 1, \quad AnMAG = 1 \\ 0, \quad AnMAG = 0 \end{cases}$$

计算指数

$$AnMANT = \begin{cases} 1 \ll 5; & AnMAG = 0 \\ (AnMAG \ll 6) \gg AnEXP, & \text{其余情况} \end{cases}$$

计算最高有效位比特为 1 的尾数

$$SRnS = SRn \gg 10$$
$$SRnEXP = (SRn \gg 6) \& 15$$
$$SRnMANT = SRn \& 63$$

将浮点码语分解为符号比特、指数和尾数

$$WAnS = SRnS ** AnS$$
$$WAnEXP = SRnEXP + AnEXP$$
$$WAnMANT = ((SRnMANT * AnMANT) + 48) \gg 4$$

进行浮点乘法

$$WAnMAG = \begin{cases} (WAnMANT \ll 7) \gg (26 - WAnEXP), & WAnEXP \leqslant 26 \\ ((WAnMANT \ll 7) \ll (WAnEXP - 26)) \& 32767, & WAnEXP \leqslant 26 \end{cases}$$

将浮点变成幅值

$$WAn = \begin{cases} WAnMAG, & WAnS = 0 \\ (65536 - WAnMAG) \& 65535, & WAnS = 1 \end{cases}$$

将幅值变成 2 的补码

限 制 C

输入：A2T

输出：A2P

功能：对二阶预测器的 a_2 系数加以限制。

A2UL＝12288 | 上限为＋0.75

A2LL＝53248 | 下限为－0.75

$$A2P=\begin{cases}A2LL, & 32768\leqslant A2T\leqslant A2LL\\ A2UL, & A2UT\leqslant A2T\leqslant 32767\\ A2T, & \text{其余情况}\end{cases}$$

限 制 D

输入：A1T，A2P

输出：A1P

功能：对二阶预测器 a_1 系数加以限制。

OME＝15360 | $(1-\varepsilon),\varepsilon=1/16$

A1UL＝(OME＋65536－A2P)&65535 | 计算上限

A1LL＝(A2P＋65536－OME)&65535 | 计算下限

$$A1P=\begin{cases}A1LL, & 32768\leqslant A1T \text{ 和 } A1T\leqslant A1LL\\ A1UL, & A1UL\leqslant A1T \text{ 和 } A1T\leqslant 32767\\ A1T, & \text{其余情况}\end{cases}$$

触 发 B

输入：TR，AnP 或 BnP 或 TDP

输出：AnR 或 BnR 或 TDR

注 一 给出 AnP 和 AnR 的公式。当分别用 BnP 和 BnR 或 TDP 和 TDR 取代 AnP 和 AnR 时，公式也是正确的。

功能：预测器触发方框

$$AnR=\begin{cases}AnP, & TR=0\\ 0, & TR=1\end{cases}$$

更 新 A1

输入：PK0，PK1，A1，SIGPK

输出：A1T

功能：更新二阶预测器的 a_1 系数。

PKS＝PK0**PK1 | 1 比特“异或”

$$UGA1=\begin{cases}192, & PKS=0 \text{ 和 } SIGPK=0\\ 65344, & PKS=1 \text{ 和 } SIGPK=0\\ 0, & SIGPK=1\end{cases}$$ | 增益＝±3/256

A1S＝A1》15

$$ULA1=\begin{cases}(65536-(A1\gg 8))\&65535, & A1S=0\\ (65536-((A1\gg 8)+65280))\&65535, & A1S=1\end{cases}$$ | 漏泄因子＝1/256

UA1＝(UGA1＋ULA1)&65535 | 计算更新值

A1T＝(A1＋UA1)&65535

更 新 A2

输入:PK0,PK1,PK2,A1,A2,SIGPK

输出:A2T

功能:更新二阶预测器的 a_2 系数。

PKS1=PK0**PK1	1 比特“异或”
PKS2=PK0**PK2	1 比特“异或”
$UGA2A=\begin{cases}16384, & PKS2=0\\ 114688, & PKS2=1\end{cases}$	
A1S=A1》15 如 A1S=0 则	
$FA1=\begin{cases}A1《2, & A1\leqslant 8191\\ 8191《2, & A1\geqslant 8192\end{cases}$	使 $f(a_1)$限于+1/2
如 A1S=I 则	
$FA1=\begin{cases}(A1《2)\&131071, & A1\geqslant 57345\\ 24577《2, & A1\leqslant 57344\end{cases}$	使 $f(a_1)$限于−1/2
$FA=\begin{cases}FA1, & PKS1=1\\ (131072-FA1)\&131071, & PKS1=0\end{cases}$	加符号到 $f(a_1)$的结果上
UGA2B=(UGA2A+FA)&131071 UGA2S=UGA2B》16 $UGA2=\begin{cases}UGA2B》7, & UGA2S=0 \text{ 和 } SIGPK=0\\ (UGA2B》7)+64512, & UGA2S=1 \text{ 和 } SIGPK=0\\ 0, & SIGPK=1\end{cases}$	计算增益,增益=±1/128
A2S=A2》15 $ULA2=\begin{cases}(65536-(A2》7))\&65535, & A2S=0\\ (65536-((A2》7)+65024))\&65535, & A2S=1\end{cases}$	漏泄因子为 1/128
UA2=(UGA2+ULA2)&65535 A2T=(A2+UA2)&65535	计算更新值

更 新 B

输入:Un,Bn,DQ

输出:BnP

功能:更新六阶预测器的系数。

DQMAG=DQ&16383

$$UGBn=\begin{cases}128, & Un=0 \text{ 和 } DQMAG\neq 0\\ 65408, & Un=1 \text{ 和 } DQMAG\neq 0\\ 0, & DQMAG=0\end{cases}$$

增益=±1/128 或 0

BnS=Bn》15

$$ULBn=\begin{cases}(65536-(Bn\gg 8))\&65535, & BnS=0\\ (65536-((Bn\gg 8)+65280))\&65535, & BnS=1\end{cases}$$

漏泄因子为 1/256

UBn=(UGBn+ULBn)&65535

BnP=(Bn+UBn)&65535

计算更新值

异 或

输入:DQn,DQ

输出:Un

功能:对差值信号的符号和迟延差值信号的符号进行 1 比特"异或"。

DQS=DQ》14

DQnS=DQn》10

Un=DQS**DQnS　　1 比特"异或"

4.2.7 单音和过渡检测器

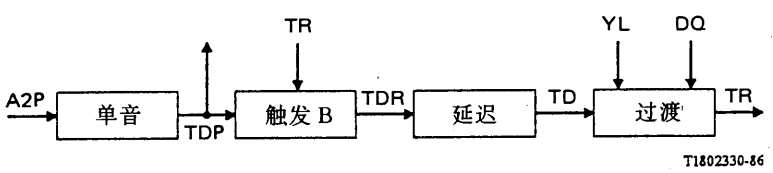


图 10/G.721

单音和过渡检测器

迟　延

规范见§4.2.4

单　音

输入:A2P
输出:TDP
功能:局部带宽信号检测

$$TDP=\begin{cases}1, 32768\leqslant A2P \text{ 和 } A2P<53760\\0, \text{其余情况}\end{cases}$$

过　渡

输入:TD,YL,DQ
输出:TR
功能:过渡检测器

DQMAG=DQ&16383
YLINT=YL》15
YLFRAC=(YL》10)&31
THR1=(32+YLFRAC)《YLINT

$$THR2=\begin{cases}31《9, YLINT>8\\THR1, \text{其余情况}\end{cases}$$

DQTHR=(THR2+(THR2》1))》1

$$TR=\begin{cases}1, DQMAG>DQTHR \text{ 和 } TD=1\\0, \text{其余情况}\end{cases}$$

触　发　B

规范见§4.2.6。

4.2.8　输出 *PCM* 格式变换和同步编码调整

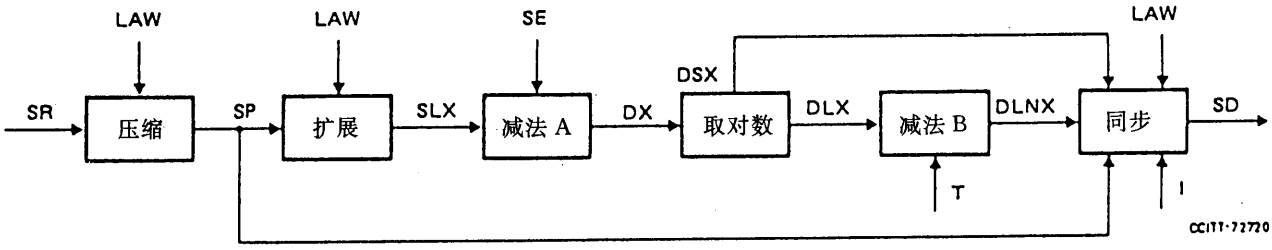


图 11/G.721

输出 PCM 格式变换和同步编码调整

压　　缩(只用在解码器)

输入:SR,LAW

输出:SP

功能:将均匀 PCM 变换成 A 律或 μ 律 PCM。

IS=SR》15

$$IM=\begin{cases} SR, & IS=0 \\ (65536-SR)\&32767, & IS=1 \end{cases}$$

将 2 的补码变成带符号的幅值

$$IMAG=\begin{cases} IM, & LAW=0 \\ IM》1, & LAW=1 \text{ 和 } IS=0 \\ (IM+1)》1, & LAW=1 \text{ 和 } IS=1 \end{cases}$$

μ 律

A 律

然后,按照建议 G.711 使用的判决值(表 1a,1b,2a 和 2b/G.711 中的第 5 栏),以下列方法将 IMAG 量化(见下面的注):

$$SP=\begin{cases} \text{从表 1a/G.711(第六栏)中推演偶数比特反转后的字符信号}, & IS=0 \text{ 和 } LAW=1 \\ \text{从表 1b/G.711(第六栏)中推演偶数比特反转后的字符信号}, & IS=1 \text{ 和 } LAW=1 \\ \text{表 2a/G.711(第六栏)的字符信号}, & IS=0 \text{ 和 } LAW=0 \\ \text{表 2b/G.711(第六栏)的字符信号}, & IS=1 \text{ 和 } LAW=0 \end{cases}$$

注 — 当 IMAG 在虚判决电平所确定的范围之外时，必须使 SP 等于最大 PCM 码语。为了清楚起见，下表给出在原点附近的 A 律(偶数比特反转后)和 μ 律变换的例子：

IS	IMAG	PCM 码语 SP	
		A-律	μ-律
0	3	11010100	11111101
0	2	11010100	11111110
0	1	11010101	11111110
0	0	11010101	11111111
1	1	01010101	01111110
1	2	01010101	01111110
1	3	01010100	01111101

扩　展

规范见 § 4.2.1。输入用 SP 取代 S，输出用 SLX 取代 SL。

取 对 数

规范见 § 4.2.2。输入用 DX 取代 D，输出用 DLX 取代 DL，DSX 取代 DS。

减 法 A

规范见 § 4.2.1。输入用 SLX 取代 SL，输出用 DX 取代 D。

减 法 B

规范见 § 4.2.2。输入用 DLX 取代 DL，输出用 DLNX 取代 DLN。

同　步(只用在解码器)

输入：I，SP，DLNX，DSX，LAW
输出：SD
功能：为了同步级联编码，将解码器中的输出 PCM 样值重新编码。

$$IS = I \gg 13$$

$$IM = \begin{cases} I+8, IS=0 \\ I\&7, IS=1 \end{cases}$$

ID 按下表确定：

DSX	DLNX	ID	
0	400-2047	15	
0	349- 399	14	
0	300- 348	13	
0	246- 299	12	
0	178- 245	11	
0	80- 177	10	
0	0- 79	9	——| 判决间隔的正的部分
0	3972-4095	9	——| 判决间隔的负的部分
0	2048-3971	7	
1	2048-3971	7	
1	3972-4095	6	——| 判决间隔的负的部分
1	0- 79	6	——| 判决间隔的正的部分
1	80- 177	5	
1	178- 245	4	
1	246- 299	3	
1	300- 348	2	
1	349- 399	1	
1	400-2047	0	

$$SD=\begin{cases} SP^{+}, ID<IM \\ SP, ID=IM \\ SP^{-}, ID>IM \end{cases}$$

式中，SP^{+}代表下一个更正的 PCM 输出电平的 PCM 码语(当 SP 代表最正的 PCM 输出电平时，则 SP^{+}就被迫为 SP)。

SP^{-}代表下一个更负的 PCM 输出电平的 PCM 码语(当 SP 是最负的 PCM 输出电平时，则 SP^{-}就被迫为 SP)。

为了清楚起见，下表给出在原点附近的 A 律(偶数比特反转后)和 μ 律重新编码的例子：

	A-律		μ-律	
ID 与 IM 的比较	SP	SD	SP	SD
ID > IM ID = IM ID < IM	11010101 » »	01010101 11010101 11010100	11111110 » »	11111111 11111110 11111101
ID > IM ID = IM ID < IM	01010101 » »	01010100 01010101 11010101	11111111 » »	01111110 11111111 11111110
ID > IM ID = IM ID < IM	01010100 » »	01010111 01010100 01010101	01111110 » »	01111101 01111110 01111111

注 — SP(和 SD)代表按表 1/G.711 确定的字符信号，SP(和 SD)的准确表达式见上面“压缩”子方框。

附 录 1

（附于建议 G.721）

进 网 概 貌

本附录是为了概括地叙述 32kbit/sADPCM 和电话网中出现的其他装置之间的相互影响，以及对网络中出现的各种具体信号的影响。还提出了一些一般性的指导。

I.1 一般传输的考虑

本建议适用于 32kbit/s 信道的传输。例如，为了提供有限速度信令能力，而采用的比特挪用技术时，就必须考虑采取适当的校正措施。如果没有考虑相互的影响，将会产生严重的性能恶化。

反之，一个 64kbit/s 信道用一个（或几个）32kbit/sADPCM 通路传送时，将不能展示出比特的完整性。

I.2 与其他各种处理之间的相互影响

同步编码调整在本建议的§§1.2 和 3.7 中叙述。这种调整的顺利实现是以 32kbit/s 信道和介于其中的 64kbit/s 信道的信号不受其他数字处理所损伤为条件的。例如在这些中介点使用数字衰减器、A 律—μ 律变换器、回声抑制器或数字语音插空（DSI）等，都会妨碍这种调整的正确功能。但是，仍能优于采用非同步连接所能得到的性能。

已经发现采用 32kbit/s 的链路来互连 64kbit/s A 律 PCM 信号和 64kbit/s μ 律 PCM 信号，对于话音是令人满意的，尽管这将会妨碍这样使用的 32kbit/s 链路与后面的 32kbit/s 链路之间同步编码调整的正确运行。

32kbit/sADPCM 和诸如 DSI 或回声抵消（例如回声通道中的量化噪声）等处理手段之间的相互影响还在研究之中。

大的直流偏移（由 PCM 编码器引起的）对 32kbit/sADPCM 低电平信号性能的影响当前正在研究中。

I.3 与 *PCM* 以外的编码律之间的相互影响

与 PCM 以外的编码律之间的相互连接不是本建议研究的内容，可能需要采取模拟互连。

因此，当用 CCITT 建议以外的编码律互连时，必须很小心地处理。

I.4 话音性能

在没有传输误码的情况下，32kbit/sADPCM 链路感觉到的话音质量只比 64kbit/sPCM 链路的稍差。这种差别只是在有很多这种链路级联时才显著，而在使用单个链路时并不明显。因此，在一个国际连接上必须控制这种 32kbit/sADPCM 链路的数目。在传输误码率高于 1×10^{-4}时，32kbit/sADPCM 链路感觉到的话音质量优于 64kbit/sPCM 链路。连接的国际部分和国内延伸部分链路数的精确限值可以在建议 G.113 中找到。

I.5 非话音业务的性能

I.5.1 低速数据

高至 2400bit/s 的话带数据，使用例如按建议 V.21，V.22bis，V.23 和 V.26ter 的调制解调器，在 32kbit/sADPCM 链路上其性能将不会遭受明显劣化，只要这些链路的数目不超过建议 G.113 的限值。

Ⅰ.5.2　高速数据

4800bit/s 的话带数据使用例如建议 V.27*bis* 的调制解调器也能够适应，但将受到比标准 64kbit/sPCM 链路更大的附加损伤。在使用这种业务时，需要更小心对待。

9600bit/s 的话带数据传输使用建议 V.29 的调制解调器将不会令人满意。然而，采用别的调制技术可能会缓和此种困难。

Ⅰ.5.3　音频电报

32kbit/sADPCM 链路不能令人满意地传输按建议 R.35 的 24 路音频电报，因而希望制定选择路由的规则，以避免这种组合。

Ⅰ.5.4　双音多频(*DTMF*)信令

DTMF 信令经 32kbit/sADPCM 链路传输大概不会有大的障碍。采用 DTMF 作为端对端的信令受到级联链路数目的限制。

Ⅰ.5.5　传真

在采用建议 T.3 的二类传真机与 32kbit/sADPCM 编码转换相连时，这种业务预计不会发生严重的恶化。

附　录　Ⅱ

(附于建议 G.721)

数字测试序列

本附录给出有关数字测试序列的资料，这种序列是为了帮助证实算法的执行情况而选定的。复制在软盘上的这种序列是可以买到的(见§Ⅱ.2)。

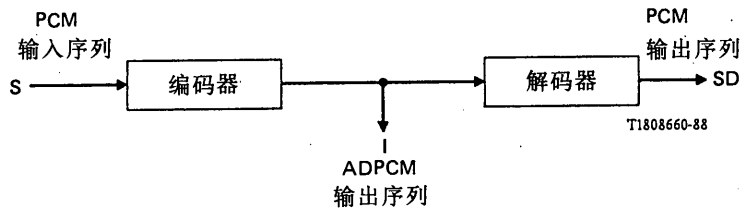
Ⅱ.1　目的和设计策略

Ⅱ.1.1　数字测试序列的目的

证实数字编码转换算法执行情况符合要求的最恰当方法是使用数字测试序列。用有限数目的测试序列，不可能以百分之百的置信度来证实相符性。然而，所选的序列从功能上能够履行大部分计算环节，从而能以合理的置信度表明是否完全符合本建议。包含在试验这种算法中的更普遍的结果是今后研究的课题。

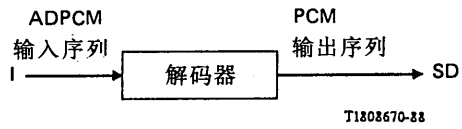
Ⅱ.1.2　测试配置和码语格式

图Ⅱ－1/G.721 和图Ⅱ－2/G.721 两种配置方案分别导出了测试序列，各种序列的码语格式详细地列于表Ⅱ－1/G.721 中。图Ⅱ－1/G.721 的配置是编码器(无误码的)发送到解码器的标准方案。图Ⅱ－2/G.721 的配置使编码器能送出它通常没有的 ADPCM 码语序列。



图Ⅱ-1/G.721

编码器和解码器的配置



图Ⅱ-2/G.721

只有解码器的配置

表Ⅱ-1/G.721

测试序列的码语格式

名称	说明	码语格式
S	PCM 输入码语	和在“压缩”子方框(§4.2.8)中所说明的 SP 相同
I	ADPCM 码语	如“重建”子方框(§4.2.3)中所规定的
SD	PCM 输出码语	和在“压缩”子方框(§4.2.8)中所说明的 SP 相同

Ⅱ.1.3　输入测试序列

三种型式的输入序列用Ⅰ、Ⅱ和Ⅲ来注明，如下所述。

Ⅰ型 — 这是长度为16384个值的PCM输入序列，被选来代表特定的窄带和宽带信号段，如在表Ⅱ-2/G.721中所详列的，并用于图Ⅱ-1/G.721的测试配置。

表Ⅱ-2/G.721

窄带和宽带信号段的序列

信号	长度
3504 Hz 单音	1024
2054 Hz 单音	1024
1504 Hz 单音	1024
504 Hz 单音	1024
254 Hz 单音	1024
1254 Hz 单音	1024
2254 Hz 单音	1024
3254 Hz 单音	1024
4000 Hz 单音	512
直流、正的、低电平	512
直流、零值	512
直流、负的、低电平	512
4800 bit/s 差分相移键控话带数据开关载波	3072
4800 bit/s 差分相移键控话带数据连续载波(具有异步二次信道开关载波)	3072
序列总长度	16 384

Ⅱ型 — 这是长度为2048个值的PCM输入序列，被选来代表过载信号，并用于图Ⅱ-1/G.721测试配置。它是三个高电平(>+12dBm0)的404、1004和3204Hz的单频信号的组合，每个单音以不同的次序和各种持续时间出现几次。这个序列是以数字方式产生的，不用模拟滤波，但受到+3dBm0过载点的限制。

Ⅲ型 — 这是ADPCM输入序列，其总长度为16384个值，并用于图Ⅱ-2/G.721的测试配置。它是一个极性序列和一个3比特幅值序列的组合。极性序列由八个各长2048的子序列所构成，如下示：

(1) + + + + + + + + ...
(2) + + + + − − − − + + + + − − − − ...
(3) − − + − − + − − + ...
(4) + + − − + + − − ...
(5) + + − − − + + − − − ...
(6) − − − − − + − + − − − − − + − + ...
(7) − − + − + − − + − + ...
(8) + − + − + − ...

幅值序列由27个不同长度的子序列串接而成，如表Ⅱ-3/G.721中所详列的(以十进整数形式表示各值)。应当指出：ADPCM的值是以1的补码形式表示的。

表Ⅱ-3/G.721

Ⅰ值幅值序列

重复的码型	长度
00000	1024
交替的 16 个 0 和 16 个 1	512
11111	512
交替的 16 个 1 和 16 个 2	512
22222	512
交替的 16 个 2 和 16 个 3	256
33333	1024
交替的 16 个 3 和 16 个 4	512
44444	512
交替的 16 个 4 和 16 个 5	512
55555	512
交替的 16 个 5 和 16 个 6	256
66666	1024
交替的 16 个 6和 16 个 7	256
77777	1024
66666	1024
55555	1024
交替的 16 个 5 和 16 个 4	512
交替的 16 个 4 和 16 个 3	512
33333	512
22222	1024
交替的 16 个 2 和 16 个 1	512
交替的 16 个 1 和 16个 0	512
00000	1024
交替的 16 个 5 和 16 个 7	256
交替的 16 个 2 和 16 个 7	256
交替的 16 个 1 和 16 个 6	256
序列总长度	16 384

Ⅱ.1.4 测试序列初始化

对于两种测试配置，在上述的输入测试序列之一开始之前，必须将全部存储单元的内容都置为唯一的值。为了用方便的方式实现这一点，设计了输入初始化序列，它们将使所有状态变量为唯一的值。应当注意，这些值和由任选的复位得出的值(列于表 3/G.721)是不同的。有两个这样的初始化序列，一个 PCM 和一个 ADPCM 序列，每个都有 μ 律和 A 律 PCM 输入格式。所有初始化序列的长度为 3496。在表Ⅱ－4/G.721 中给出了组成 PCM 初始化序列的各个信号的一般说明。ADPCM 初始化序列是藉助编码器的标准实现将 PCM 序列编码而导出。为了正确地产生输出测试序列，必须将要用的输入测试序列附到适当的初始化序列上。

表Ⅱ-4/G.721

PCM 初始化序列的组成

PCM 律	信号	样值数
μ-律	零值,PCM=FF(hex)	1000
	2800 Hz 单音	448
	负值,PCM=20(hex)	1
	正的过载,PCM=80(hex)	1
	零值,PCM=FF(hex)	598
	2800 Hz 单音	448
	负值,PCM=20(hex)	1
	正的过载,PCM=80(hex)	1
	零值,PCM=FF(hex)	998
	序列总长度	3496
A-律	零值,PCM=55(hex)	600
	2800 Hz 单音	648
	负的过载,PCM=2A(hex)	2
	零值,PCM=55(hex)	6
	正的随机组合过载(AA)和负的过载(2A)	155
	零值,PCM=55(hex)	637
	2800 Hz 单音	648
	负的过载,PCM=2A(hex)	2
	零值,PCM=55(hex)	6
	负的过载,零值,正的随机组合过载(AA)和负的过载(2A)	155
	零值,PCM=55(hex)	637
	序列总长度	3496

Ⅱ.2 测试序列分类格式

Ⅱ.2.1 磁盘接口和格式

数字测试序列复制在两个 $5\frac{1}{4}$ 英寸磁盘上,从 ITU 可以买到。一个磁盘仅包含 μ 律序列,而另一个仅含有 A 律序列。磁盘是在 MS-DOS 操作系统(版本 2 或更新的)上产生,格式是双面、双密度、9 扇区和每面 40 磁道。

Ⅱ.2.2 目录和文件格式说明

每个磁盘包含一个 README 文件、两个初始化序列文件和八个测试序列文件。README 文件提供使用那个特定磁盘所需要的全部信息。所有测试和初始化序列文件用 ASCⅡ码。测试序列文件的每个值(或样值)使用十六进制表示,每个 8 比特值用两个十六进制字符。每个文件中每一行包含 32 个值(或 64 个十六进制字符)并以换行字符为结束。唯一与上述不同的是初始化序列的最后一行,它只有 8 个值(或 16 个字符)。对于包含 4 比特 ADPCM 值的文件,最高有效的十六进值置为零。每个文件的结尾附加两个额外的十六进字符,它表示整个文件计算的校核和。将文件中的每个样值(两个十六进字符构成一个样值)相加,用 255 去除,求其余数就计算出校核和。每个文件的名称、长度和内容的所有细节均列于表Ⅱ-5 和表Ⅱ-6/G.721。

表Ⅱ-5/G.721

磁盘1的目录

文件类型	文件名称	值的数目	说明
初始化序列	INIT1.MU INIT2.MU	3 496 3 496	PCM 初始化 ADPCM 初始化
μ律输入和输出序列 (表Ⅱ-2/G.721))	VECTOR1.MU VECTOR2.MU VECTOR3.MU	16 384 16 384 16 384	μ律 PCM 编码器输入序列 相应的 ADPCM 编码器输出序列 相应的μ律PCM 输出序列
只是μ律解码器测试序列 (表Ⅱ—3/G.721)	VECTOR4.MU VECTOR4.MU	16 384 16 384	ADPCM 解码器输入序列 相应的μ律 PCM 输出序列
μ律输入和输出过载序列	VECTOR6.MU VECTOR7.MU VECTOR8.MU	2 048 2 048 2 048	μ律 PCM 编码器输入序列 相应的 ADPCM 输出序列 相应的μ律 PCM 输出序列

表Ⅱ-6/G.721

磁盘2的目录

文件类型	文件名称	值的数目	说明
初始化序列	INIT1.A INIT2.A	3 496 3 496	PCM 初始化 ADPCM 初始化
A 律输入和输出序列 (表Ⅱ— 2/G.721)	VECTOR1.A VECTOR2.A VECTOR3.A	16 384 16 384 16 384	A 律 PCM 编码器输入序列 相应的 ADPCM 编码器输出序列 相应的 A 律 PCM 输出序列
只是 A 律解码器测试序列 (表Ⅱ—3/G.721)	VECTOR4.A VECTOR5.A	16 384 16 384	ADPCM 解码器输入序列 相应的 A 律 PCM 输出序列
A 律输入和输出过载序列	VECTOR6.A VECTOR7.A VECTOR8.A	2 048 2 048 2 048	A 律 PCM 编码器输入序列 相应的 ADPCM 输出序列 相应的 A 律 PCM 输出序列

64kbit/s 之内的 7kHz 音频编码

（1988 年订于墨尔本）

1　概述

1.1　范围和概况说明

本建议叙述一种音频(50 到 7000Hz)编码系统的特性，该系统可用于各种质量比较高的语声应用。编码系统使用比特率在 64kbit/s 以内的子带自适应差分脉冲编码调制(SB－ADPCM)。从此以后，这个系统就叫做 64kbit/s(7kHz)音频编码。在所用的 SB－ADPCM 技术中，频带分裂成两个子带(高和低)，在每个子带中信号用 ADPCM 编码。按照 7kHz 音频编码所用的比特率，系统有三种基本的工作模式：64、56 和 48kbit/s。后两种模式借助于利用低子带的比特，在 64kbit/s 内分别可以提供 8 和 16kbit/s 的辅助数据信道。

图 1/G.722 标明了 64kbit/s(7kHz)音频编解码器的主要功能部分如下：

i)　64kbit/s(7kHz)音频编码器包含：

— 发送音频部分，它将音频信号变换成以 16kHz 抽样采用 14 比特编码的均匀数字信号。

— 子带 ADPCM 编码器，它将比特率减少到 64kbit/s。

ii)　64kbit/s(7kHz)音频解码器包含：

— 子带 ADPCM 解码器，它完成与编码器相反的运算，要注意在解码器输入随工作模式而定的有效音频编码比特率可以是 64、56 或 48kbit/s。

— 收信音频部分把以 16kHz 抽样用 14 比特编码的均匀数字信号重建为音频信号。

对于要求 64kbit/s 内有辅助数据信道的应用，需要有下列两个部分，为清楚起见已在图 1/G.722 中标明：

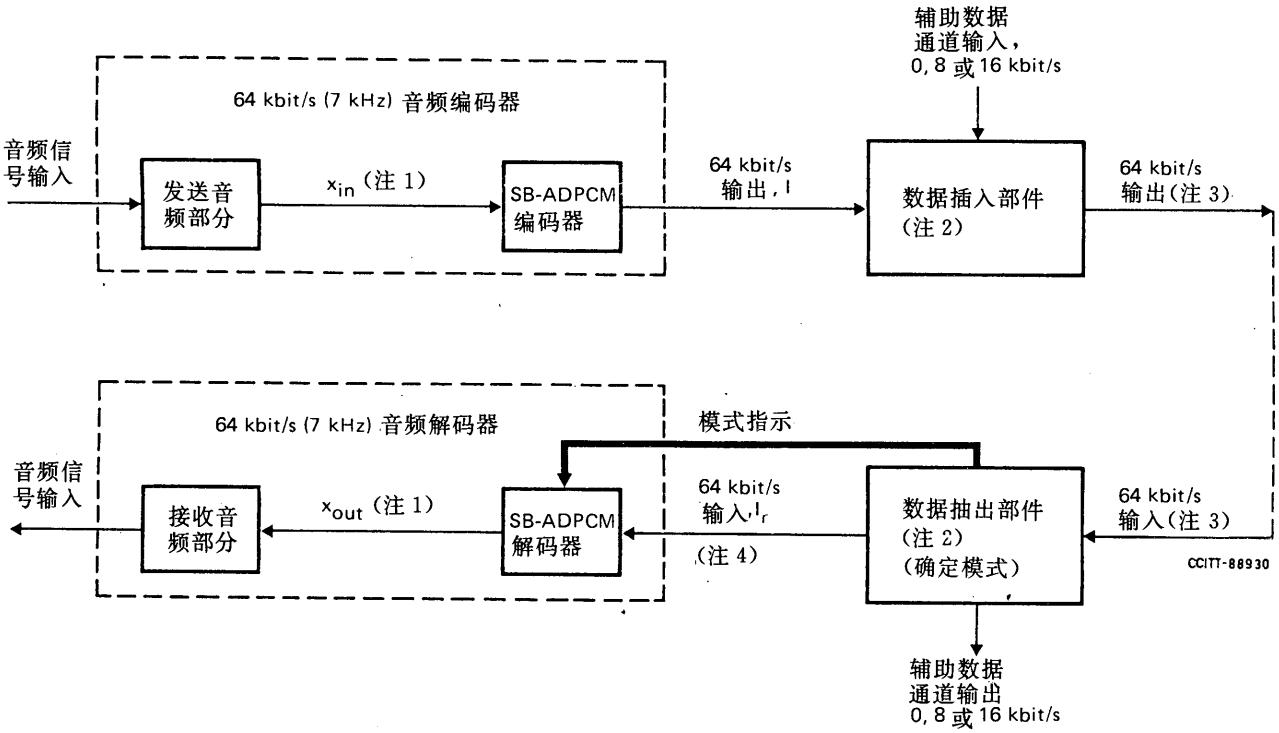
— 发端的数据插入部分，在需要时，它按照工作模式在每个八比特组字节中将 1 个或 2 个音频比特用数据比特去取代，分别提供 8 或 16kbit/s 的辅助数据信道。

— 收端的数据抽取部分，它按照模式控制策略决定工作模式，并以适当的方式抽出数据比特。

§1.2 包含发送和接收音频部分的功能说明，§1.3 说明工作模式和插入数据比特在算法上的含义，而 §1.4 和 §1.5 分别提供 SB－ADPCM 编码和解码算法的功能说明。§1.6 涉及定时要求。§2 说明 64kbit/s(7kHz)音频编解码器和发送及接收音频部分的传输特性，§3 和 §4 分别给出子带 ADPCM 编码器和解码器的原理，而 §5 和 §6 分别规定正交镜象滤波器(QMF)和 ADPCM 编码器和解码器的计算细节。

在本建议的附件 Ⅰ 和 Ⅱ 中，分别论述网络概貌和测试序列。

建议 G.725 包含有用于终端识别和模式控制策略的信道内信号交换程序，包括与现有 64kbit/s PCM 终端互通的规定。



注 1 － X_{in} 和 X_{out} 是 16kHz 抽样 14 比特均匀编码的数字信号。
注 2 － 这些部件只是在要求 64kbit/s 内有辅助数据信道的应用时才需要。
注 3 － 包含着 64,56 或 48kbit/s 音频编码和 0,8 或 16kbit/s 数据。
注 4 － 包含着随工作模式而变的 64,56 或 48kbit/s 音频编码的 64kbit/s 信号。

图 1/G.722
简化的功能方框图

1.2 音频部分的功能说明

图 2/G.722 表明在 64kbit/s(7kHz)音频编码终端中音频部分可能的安排。为了标明音频部分，图中简单的表示出了话筒、前置放大器、功率放大器和扬声器，在本建议中将不再进一步考虑它们。

为了方便 § 2 中规定的传输特性的测量，需要提供如图示的测试点 A 和 B。这些测试点可以仅仅是为了测试目的，或者是作为音频部分与话筒、扬声器等安装在不同单元时的实际接口。

发送和接收音频部分包含有以下功能单元，或者具有满足 § 2 规范的任何等效的功能单元：

i） 发送：
- 输入电平调节部件，
- 输入抗混叠滤波器，
- 工作在 16kHz 的抽样部件，
- 以 16kHz 抽样的 14 比特模拟—均匀数字变换器。

ii） 接收：
- 以 16kHz 抽样的 14 比特均匀数字—模拟变换器，
- 带有 x/sinx 校正的重建滤波器，
- 输出电平调节部件，

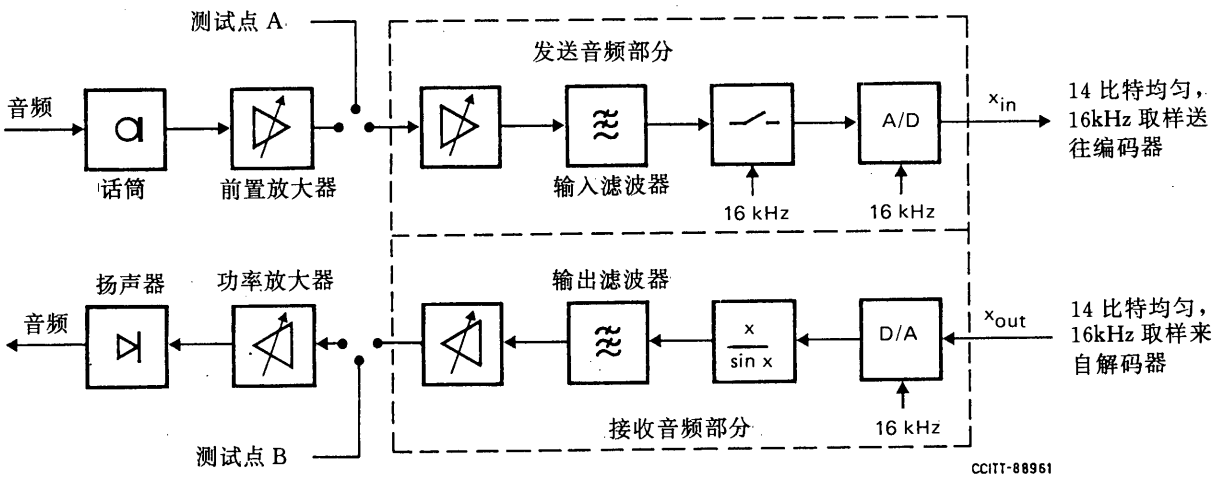


图 2/G.722

音频部分可能的实现方案

1.3 可能的工作模式和插入数据的含义

在表 1/G.722 中规定了对应于在解码器输入音频编码可用比特率的三种基本的可能工作模式。

表 1/G.722

基本的可能工作模式

模式	7kHz 音频编码比特率	辅助数据信道比特率
1	64kbit/s	0kbit/s
2	56kbit/s	8kbit/s
3	48kbit/s	16kbit/s

使用这些模式的一种或几种应用例子和它们相应的主观质量参见附件 I 。

64kbit/s(7kHz)音频编码器在整个工作时间不论工作模式如何均使用 64kbit/s 对音频编码。音频编码的算法是这样选择的:无需发送任何指示给编码器,低子带的一个或两个最低有效位比特可从 64kbit/s(7kHz)音频编码器分出来以便辅助数据信道比特顶替。然而,为了尽量提高给定工作模式的音频性能,必须使 64kbit/s(7kHz)音频解码器对音频编码所用的比特率是最佳的。因此,本建议叙述了 SB—ADPCM 解码器的三种变型,在需要辅助数据信道应用的场合,必须发送一个指示使解码器选择适于工作模式的变型。图 1/G.722 表明了此种安排。应当指出:在 64kbit/s(7kHz)音频解码器的输入,比特率总是64kbit/s,但它可容纳的却是随工作模式变化的 64,56 或 48kbit/s 音频编码。从算法的观点看,在 SB—ADPCM 解码器中所采用的变型可以在传输期间的任何一个八比特组字节中改变。如没有关于工作模式的指示传送到解码器,就应当使用对应于模式 1 的变型。

64kbit/s(7kHz)音频解码器对于给定的八比特组字节所采用的变型和工作模式不相适应的模式失配情况,将不会引起解码器的错误动作。然而,为了尽量提高音频性能,建议在数据抽取部件中所用的模式控制策略应当使模式失配持续时间最小。附录 I 给出模式失配影响的更进一步的资料。为了保证各种型式的 64kbit/s(7kHz)音频编码终端之间的兼容性,作为最低要求,建议解码器始终应实现对应于模式 1 工作的变型。

从辅助数据信道规约中能够导出模式控制策略(参见建议 G.725)。

1.4 *SB—ADPCM 编码器的功能说明*

图 3/G.722 是 SB—ADPCM 编码器的方框图。每个方块的功能说明在下面的 § 1.4.1 到 § 1.4.4 中给出。

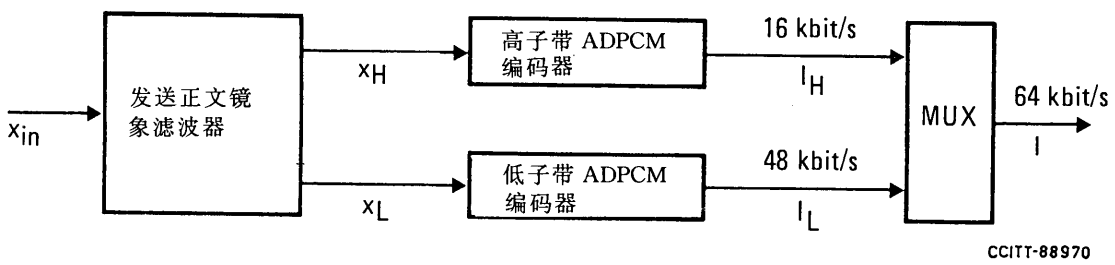


图 3/G.722

SB—ADPCM 编码器方框图

1.4.1 *发送正交镜象滤波器(QMF)*

发送 QMF 包含两个线性相移非递归数字滤波器,它将 0 到 8000Hz 的频带分裂成两个子带:低子带(0 到 4000Hz)和高子带(4000 到 8000Hz)。发送 QMF 的输入 Xin 是发送音频部分的输出,并以 16kHz 抽样。输出 X_L 和 X_H,分别对应低和高子带,是以 8kHz 抽样。

1.4.2 *低子带 ADPCM 编码器*

图 4/G.722 是低子带 ADPCM 编码器的方框图。低子带输入信号 X_L 减去输入信号估值 S_L 后产生差值信号 e_L。使用自适应 60 电平非线性量化器把 6 个二进数字赋予差值信号的值,从而产生 48kbit/s 信号 I_L。

在反馈环内，删去 I_L 的两个最低有效位比特，产生一个 4 比特信号 I_{Lt}，它用于量化器的自适应，并用于 15 电平逆自适应量化器，以产生量化的差值信号 d_{Lt}。把信号估值 S_L 加到这个量化的差值信号上产生低子带输入信号的重建形式 r_{Lt}。重建信号和量化的差值信号都由自适应预测器进行运算，产生输入信号的预测值 S_L，从而完成了反馈环。

在低子带 ADPCM 编码器和低子带 ADPCM 解码器的反馈环内都用 4 比特运算取代 6 比特运算，使得可以如 § 1.3 所述在两个最低有效位比特中可能插入数据而不致引起解码器的误动作。使用 60 电平量化器（代替 64 电平），保证了在所有情况和所有的工作模式时均符合建议 G.802 所述的脉冲密度要求。

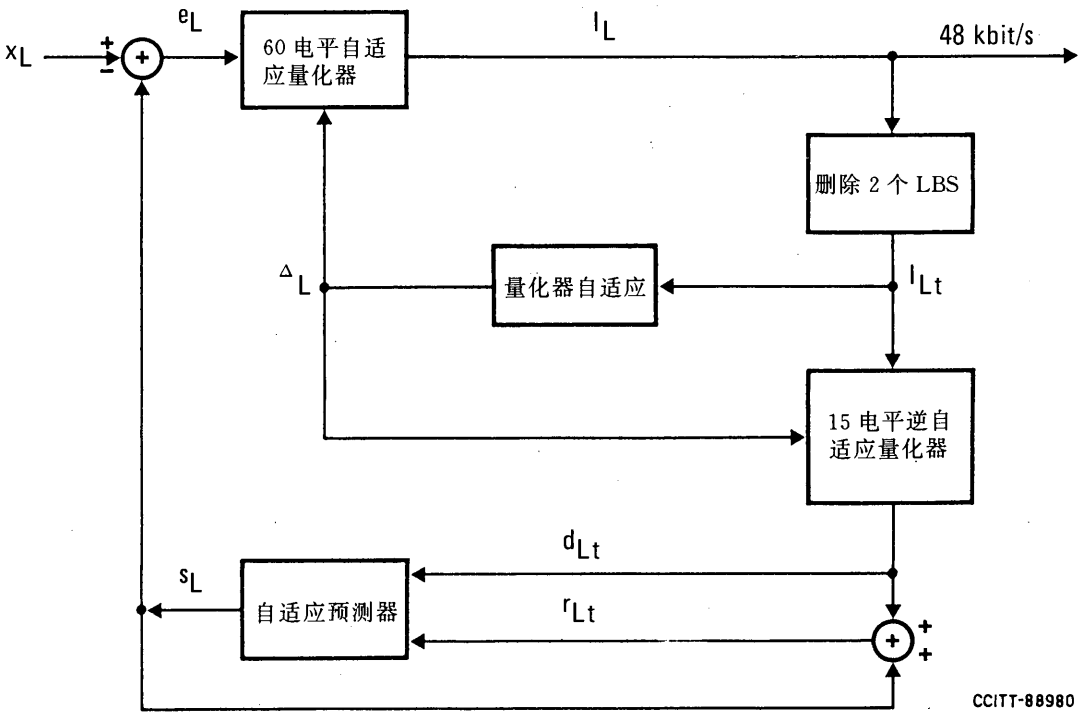


图 4/G.722

低子带 ADPCM 编码器的方框图

1.4.3 高子带 *SB—ADPCM* 编码器

图 5/G.722 是高子带 ADPCM 编码器的方框图。高子带输入信号 X_H 减去输入信号的估值 S_H 之后产生差值信号 e_H。使用自适应 4 比特非线性量化器把两位二进数字赋予差值信号的值以产生一个 16kbit/s 信号 I_H。

逆自适应量化器利用同样的这两位二进数字产生量化的差值信号 d_H。把信号估值 S_H 加到这个量化的差值信号上以产生高子带输入信号的重建形式 r_H。重建信号和量化的差值信号由自适应预测器进行运算，产生输入信号的估值 S_H，从而完成了反馈环。

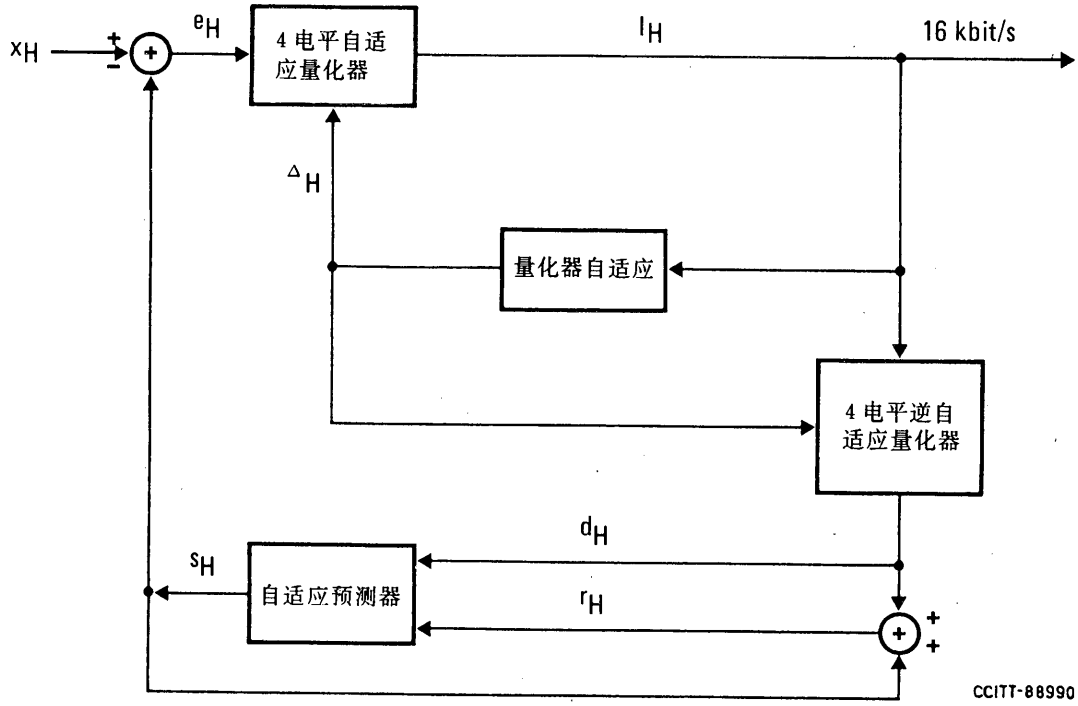


图 5/G.722

高子带 ADPCM 编码器方框图

1.4.4　复接器

使用图 3/G.722 所示的复接器(MUX)将分别来自低和高子带 ADPCM 编码器的信号 I_L 和 I_H 组成一个合成的 64kbit/s 信号 I,它具有适于传输的八比特组字节格式。

在复接之后输出的八比特组字节格式如下:

$$I_{H1}\ I_{H2}\ I_{L1}\ I_{L2}\ I_{L3}\ I_{L4}\ I_{L5}\ I_{L6}$$

其中 I_{H1}是传输的第一比特,I_{H1}和 I_{L1}分别是 I_H 和 I_L 的最高有效位比特,而 I_{H2}和 I_{L6}分别是 I_H 和 I_L 的最低有效位比特。

1.5　*SB—ADPCM 解码器的功能说明*

图 6/G.722 是 SB—ADPCM 解码器的方框图。每个方框的功能说明在下面的 § 1.5.1 和 § 1.5.4 中给出。

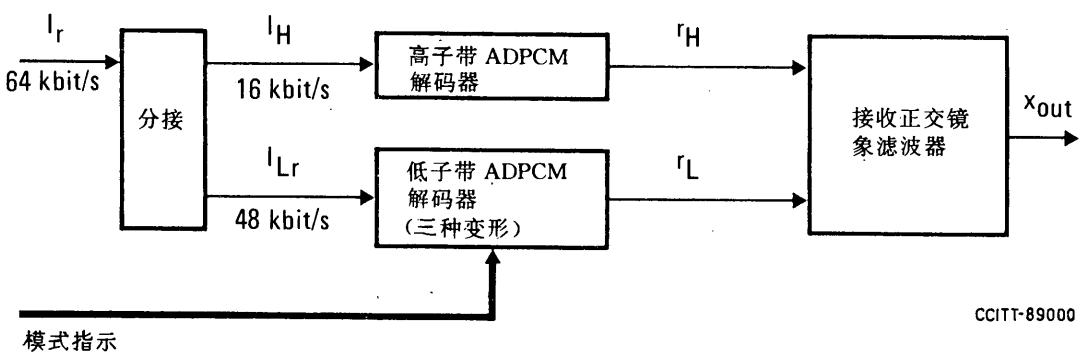


图 6/G.722

SB—ADPCM 解码器的方框图

1.5.1　分接器

分接器(DMUX)把接收到的 64kbit/s 八比特组字节格式的信号 I_r 分成两个信号 I_{Lr}和 I_H，它们分别形成输入到低和高子带 ADPCM 解码器的码语。

1.5.2　*低子带 ADPCM 解码器*

图 7/G.722 是低子带 ADPCM 解码器的方框图。这个解码器可以在由接收的工作模式指示确定的三种可能的变型中的任何一种下工作。

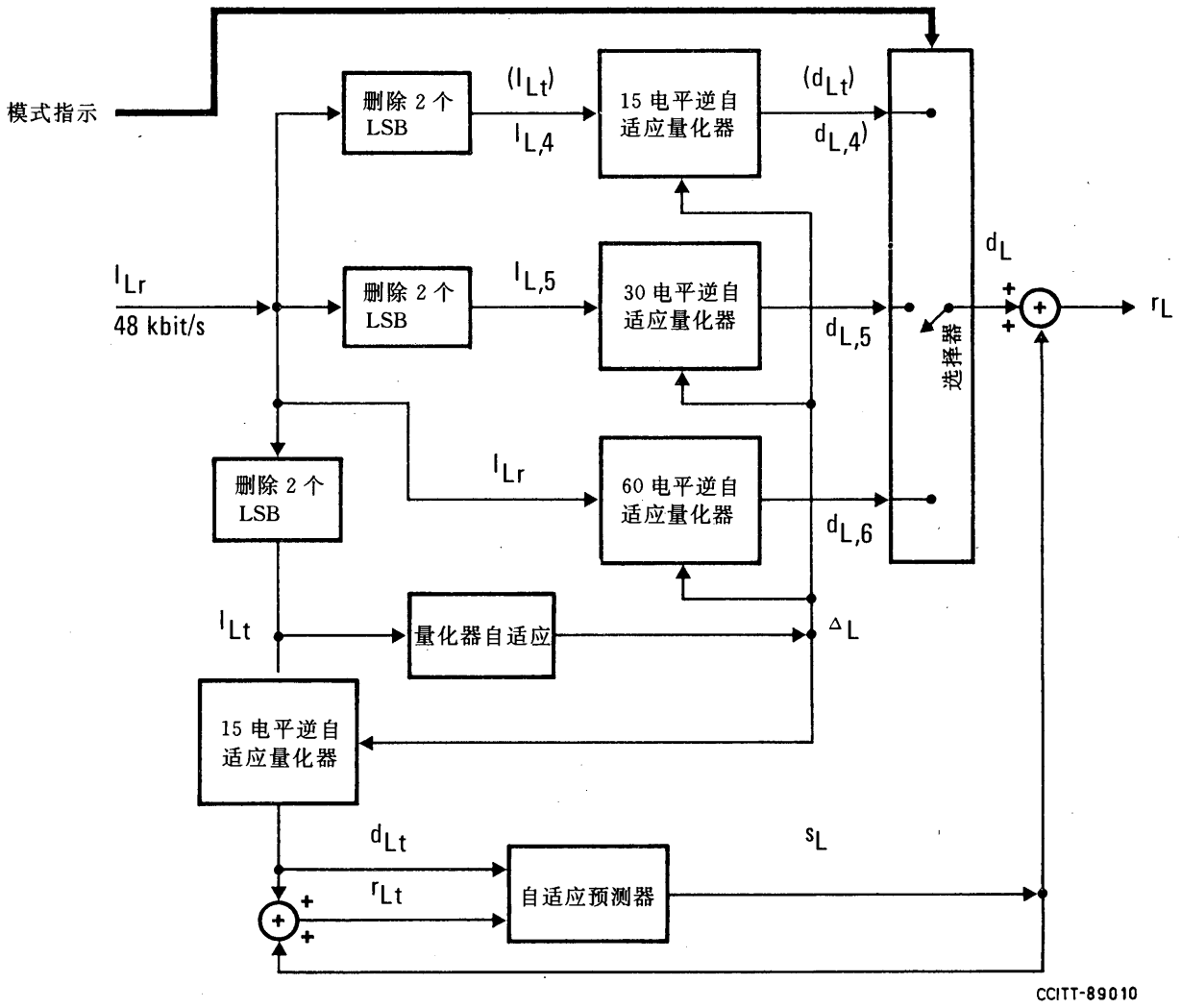


图 7/G.722

低子带 ADPCM 解码器方框图

产生输入信号估值 S_L 的通道，包括量化器自适应在内，和在§1.4.2 中叙述的低子带 ADPCM 编码器的反馈部分是一样的。把信号估值加上按接收到的工作模式指示所选定的三种可能的量化的差值信号 $d_{L,6}$，$d_{L,5}$或 $d_{L,4}$(=d_{Lt}—参见注)之一，产生重建信号 r_L。表 2/G.722 表明，对于每种指示，所选用的量化差值信号和所用的逆自适应量化器以及从输入码语中删去的最低有效位比特的数目。

表 2/G.722

低子带 ADPCM 解码器的变型

接收到的工作模式指示	选用的量化的差值信号	所用的逆自适应量化器	从输入码语 I_{Lr} 中删去的最低有效位比特的数目
模式 1	$d_{L,6}$	60 电平	0
模式 2	$d_{L,5}$	30 电平	1
模式 3	$d_{L,4}$	15 电平	2

注 — 为了清楚起见，在图 7/G.722 的上面部分表示出了所有三种逆量化器，在最优化实现的条件下，在预测器环路内产生的信号 d_{Lt} 可以用 d_{L4} 取代。

1.5.3 高子带 *ADPCM* 解码器

图 8/G.722 是高子带 ADPCM 解码器的方框图。这个解码器和在 § 1.4.3 中叙述的高子带 ADPCM 编码器的反馈部分是相同的，其输出是重建信号 r_H。

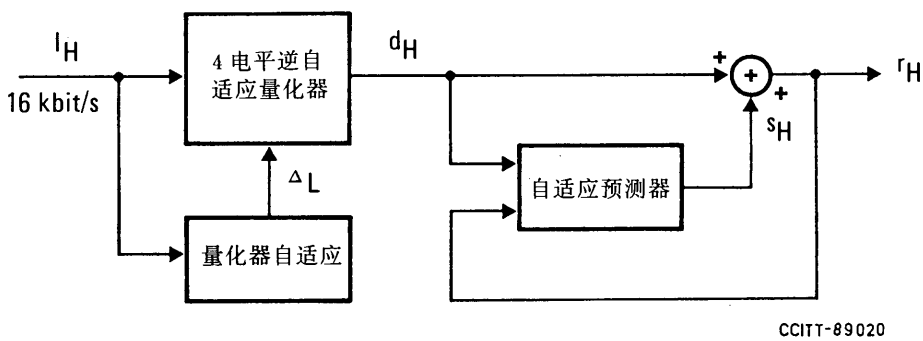


图 8/G.722

高子带 ADPCM 解码器方框图

1.5.4 收信 *QMF*

在图 6/G.722 中所表示的收信 QMF 是两个线性相移非递归数字滤波器，它把低子带和高子带 ADPCM 解码器的输出 r_L 和 r_H 从 8kHz 内插到 16kHz，然后产生以 16kHz 抽样的输出 X_{out}，构成收信音频部分的输入。

除 ADPCM 编码过程以外，发和收 QMF 的组合具有非常接近的简单延迟的脉冲响应，而同时抵消了与 8kHz 子抽样相关的混叠效应。

1.6 定时要求

网络应当给音频解码器提供 64kHz 比特定时和 8kHz 八比特组字节定时。

为了音频编码系统正确的运用，A/D 和 D/A 变换器的 16kHz 抽样频率的精度必须优于$\pm 50\times 10^{-6}$。

2 传输特性

2.1 音频口和测试点的特性

图 2/G.722 表示出音频输入和输出口以及测试点(A 和 B)。它是为了设计者确定音频口和测试点的特性(即，相对电平、阻抗、平衡或者不平衡)。应参照音频部分的规范：特别是它们的标称带宽、空闲噪声和失真来选择话筒、前置放大器、功率放大器和扬声器。

建议对于不平衡终端，输入和输出阻抗应当分别是高阻抗和低阻抗；而对于平衡终端，这些阻抗应当是 600Ω。但是，对于它们的有关的输入和输出阻抗情况，音频部分都应符合音频部分的所有规范。

2.2 过负荷点

模拟到数字和数字到模拟变换器的过负荷点应为+9dBm0±0.3dB。这是假定标称语音电平(参见建议 G.232)与 64kbit/s PCM 所用的相同，但是对于最高信号电平的边际更宽一些，这对于会议方式很可能是必要的。过负荷点的测量方法正在研究之中。

2.3 标称参考频率

在以下指出标称参考频率为 1000Hz 的场合，实际的频率将选用 1020Hz，频率容差为+2 到−7Hz。

2.4 *64kbit/s(7kHz)音频编解码器的传输特性*

64kbit/s(7kHz)音频编码器和解码器背靠背连接时，其特性应符合下面规定的值和范围。出于实际的原因，测量可以由图 9a/G.722 所示的环回配置方案来完成。然而，这样的环回配置只是试图模拟编码器和解码器设置在连接的两端的实际情况。

2.4.1 标称带宽

标称 3dB 带宽是 50 到 7000Hz。

2.4.2 衰减/频率失真

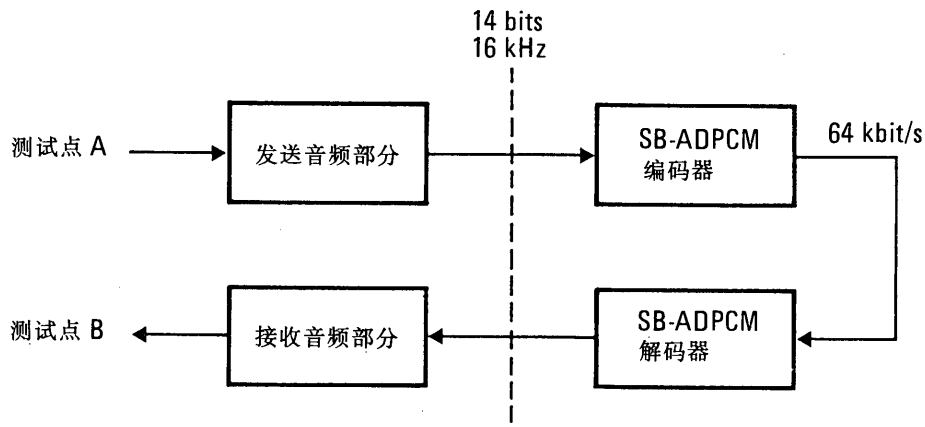
衰减随频率的变化应满足图 10/G.722 样板所示的限值。标称参考频率是 1000Hz，测试电平是−10dBm0。

2.4.3 绝对群时延

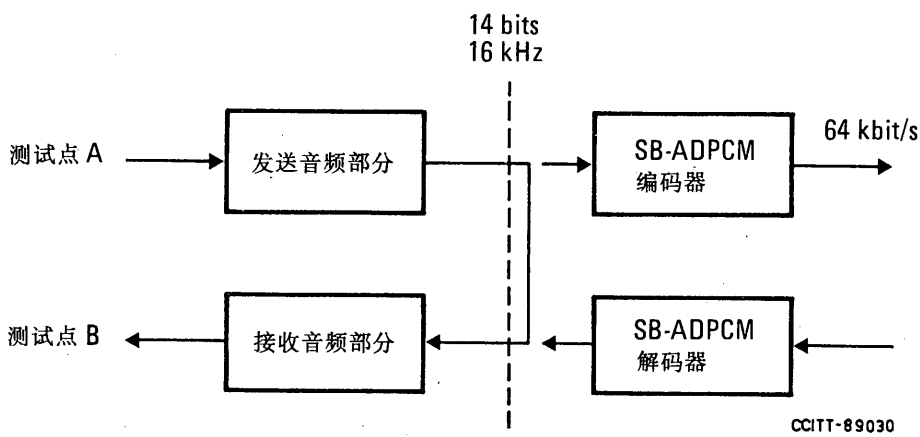
绝对群时延被定义为对 50 到 7000Hz 之间正弦波信号的最小群时延，应不超过 4ms。测试电平是−10dBm0。

2.4.4 空闲噪声

在输入口(测试点 A)无信号时，在 50 到 7000Hz 频率范围内测得的非加权噪声功率应不超过−66dBm0。当在 50Hz 到 20kHz 范围内测量时，非加权噪声功率应不超过−60dBm0。



a)



b)

图 9/G.722

环回测量配置

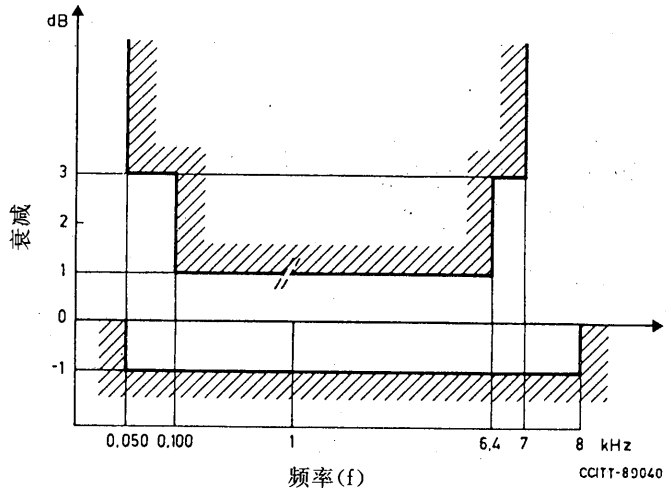


图 10/G.722

衰减随频率的失真

2.4.5　单频噪声

在输入口(测试点 A)无信号时,当选频测得的任何单频(特别是 8000Hz 抽样频率及其倍频)的电平都不应超过－70dBm0。

2.4.6　信号对总失真比

在研究之中。

2.5　音频部分的传输特性

在下面指出的对音频部分的测量是从音频到音频时,应当采用图 9b/G.722 所示的环回配置。在使用图 9b/G.722 的测量配置情况下,音频部分还应当符合 § 2.4 的规范。

2.5.1　输入抗混叠滤波器的衰减/频率响应

输入抗混叠滤波器的带内和带外衰减/频率响应应满足图 11/G.722 所示样板的限值。标称参考频率是 1000Hz,而对带内特性的测试电平是－10dBm0。为了检查由于 16kHz 抽样引起的混叠对带外特性的影响,应作适当的测量。

2.5.2　输出重建滤波器的衰减/频率响应

输出重建滤波器的带内和带外衰减/频率响应应满足图 12/G.722 所示样板的限值。标称参考频率是 1000Hz,对带内特性的测试电平是－10dBm0。为了检查由于 16kHz 抽样引起的混叠对带外特性的影响,应作适当的测量。对于整个接收音频部分,包括任何脉冲幅度调制失真和 x/sinx 校正在内,图 12/G.722 的样板是有效的。

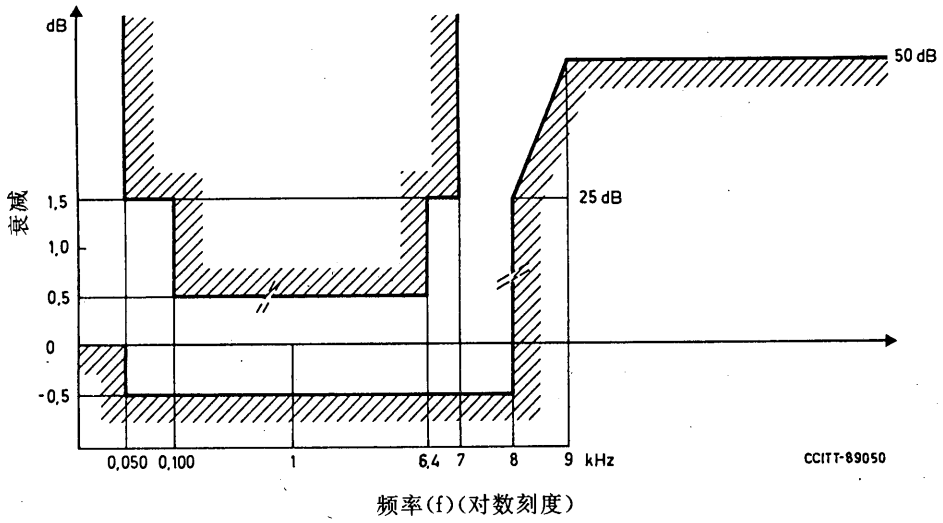


图 11/G.722

输入抗混叠滤波器的衰减/频率响应

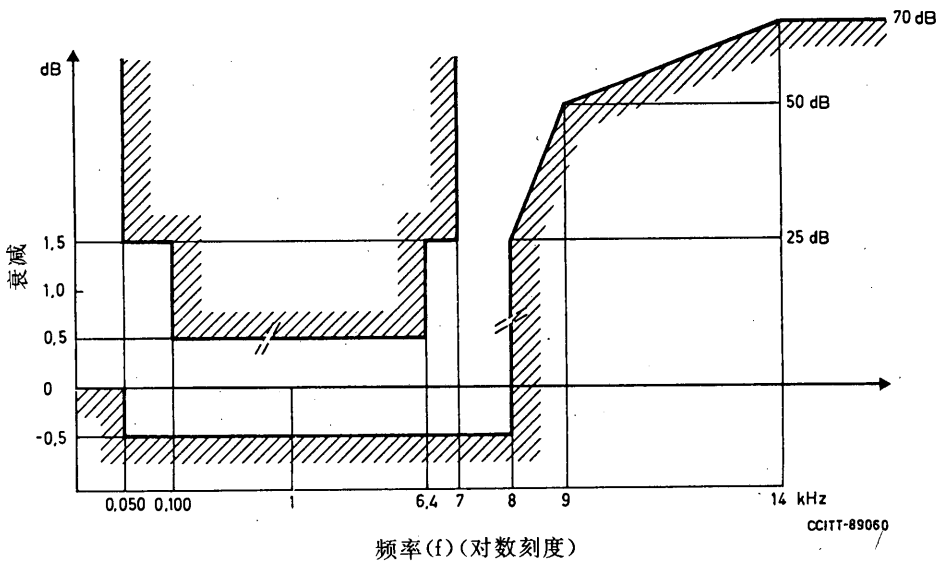


图 12/G.722

输出重建滤波器的衰减/频率响应

(包括 x/sinx 校正)

2.5.3 群时延随频率的失真

群时延失真,取群时延的最小值作为参考,应满足图 13/G.722 所示的样板限值。

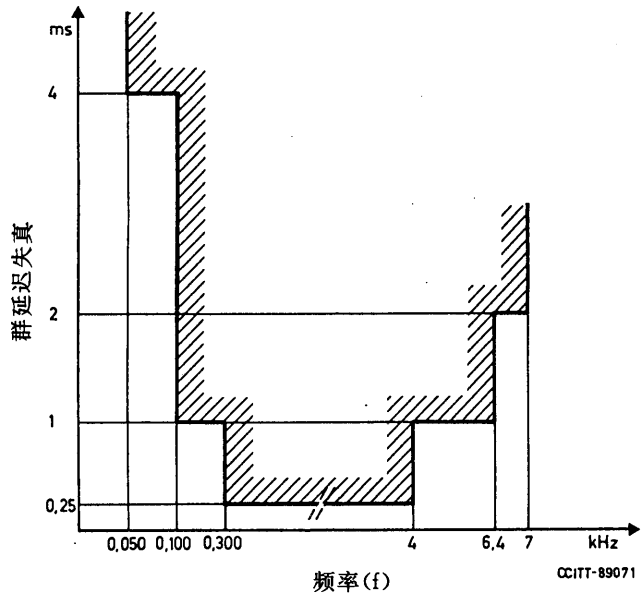


图 13/G.722

群时延随频率的失真

2.5.4　收信音频部分的空闲噪声

用 14 比特全零信号加在收信音频部分的输入，在 50 到 7000Hz 频率范围测得的非加权噪声功率应不超过－75dBm0。

2.5.5　信号对总失真比与输入电平的函数关系

用除了与 16kHz 抽样频率有简单谐波关系以外的频率的一个正弦波信号，加到测试点 A，在测试点 B 不加权测得的 50 到 7000Hz 频率范围内的信号对总失真功率比随输入电平的变化，应当满足图 14/G.722 所示样板的限值。应作两次测量，一次用大约 1kHz 的频率，而另一次用约为 6kHz 的频率。

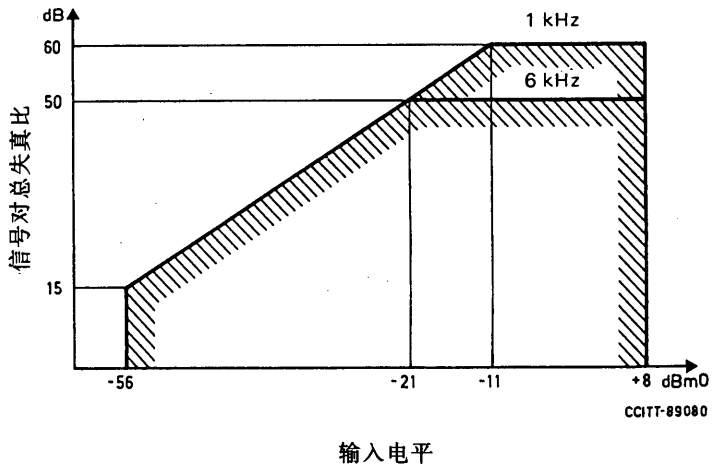


图 14/G.722

信号对总失真比与输入电平的函数关系

2.5.6　信号对总失真比与频率的函数关系

以电平为－10dBm0 的正弦波信号加到测试点 A，在测试点 B 不加权测得的 50 到 7000Hz 频率范围内信号对总失真功率比随频率的变化，应满足图 15/G.722 所示样板的限值。

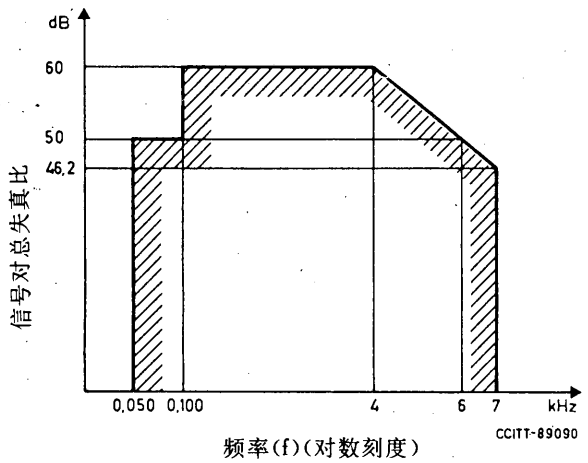


图 15/G.722

信号对总失真比与频率的函数关系

2.5.7　增益随输入电平的变化

用一个标称参考频率 1000Hz 但除 16kHz 抽样频率的公倍数频率以外的一个正弦波信号加到测试点 A，在测试点 B 选频测量相对于输入电平为－10dBm0 时的增益随输入电平的变化，应当满足图 16/G.722 所示样板的限值。

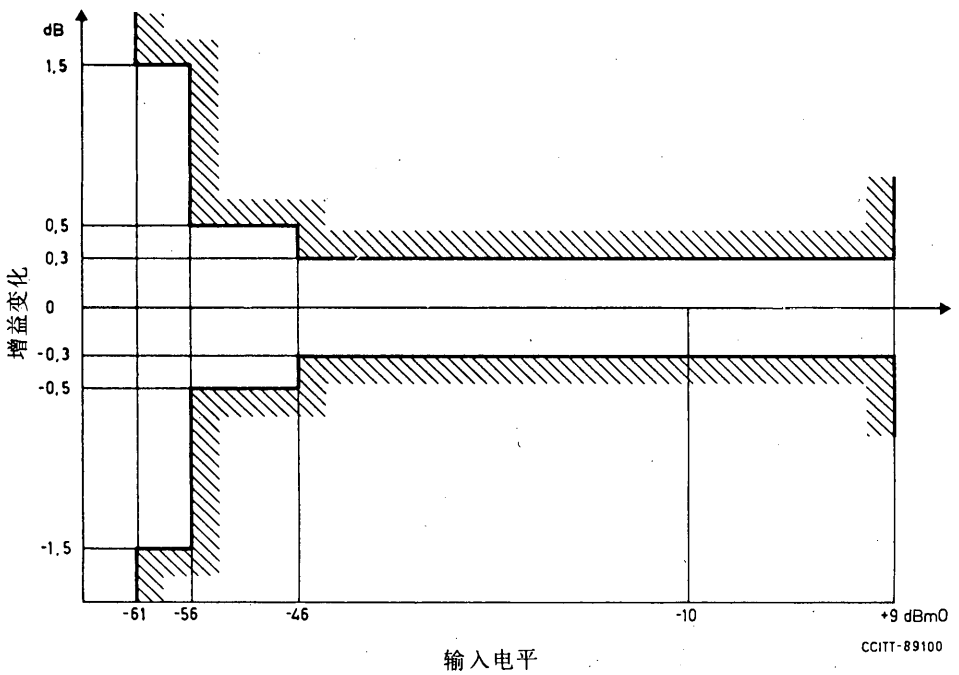


图 16/G.722

增益随输入电平的变化

2.5.8　互调

在研究中。

2.5.9　往返串音

从发送方向到接收方向的串音应当是以在 50 到 7000Hz 范围内的任一频率，且电平为＋6dBm0 的一个正弦波信号，加到测试点 A，在测试点 B 选频测得的串音电平应不超过－64dBm0。测量应当是在用 14 比特全零数字信号加于收信音频部分输入的情况下完成的。

从接收方向到发送方向的串音应当是用在 50 到 7000Hz 范围内的任一频率，且电平为＋6dBm0 的一个数字化的模拟正弦波信号，加在收信音频部分的输入；在发信音频部分的输出，用数字化的测量方法选频测得的串音电平应不超过－64dBm0，测量时在测试点 A 不加信号，但是测试点应正确地终端。

2.6　*来自和到 64kbit/s PCM 的编码转换*

为了和 64kbit/s PCM 兼容的理由，在 64kbit/s(7kHz)音频编码和 64kbit/s PCM 之间的编码转换，应考虑建议 G.712，G.713 和 G.714 的相关规范。当音频信号要通过扬声器收听时，可能需要更严格的规范。进一步的资料可以在附录 I 找到。

3　SB－ADPCM 编码器原理

图 3/G.722 给出了 SB－ADPCM 编码器的方框图。图 4/G.722 和图 5/G.722 分别给出了低和高子带 ADPCM 编码器的方框图。

在 §3 和 §4 叙述时所使用的主要变量被归纳在表 3/G.722。在这些说明中，序数(j)表示对应于现行 16kHz 抽样间隔的值，序数($j-1$)表示对应于前一个 16kHz 抽样间隔的值，序数(n)表示对应于现行 8kHz 抽样间隔的值，序数($n-1$)表示对应于前一个 8kHz 抽样间隔的值。对于内部变量，即那些只在各别的计算方框中采用的变量，不使用序数。

3.1　*发信 QMF*

采用 24 系数 QMF 计算低和高子带信号分量。QMF 系数值 h_i 给定在表 4/G.722 中。

输出变量 $x_L(n)$和 $x_H(n)$按如下方法计算：

$$x_L(n) = x_A + x_B \tag{3-1}$$

$$x_H(n) = x_A - x_B \tag{3-2}$$

$$x_A = \sum_{i=0}^{11} h_{2i} \cdot x_{in}(j - 2i) \tag{3-3}$$

$$x_B = \sum_{i=0}^{11} h_{2i+1} \cdot x_{in}(j - 2i - 1) \tag{3-4}$$

3.2　*差值信号计算*

从低和高子带输入值 $x_L(n)$和 $x_H(n)$中减去预测值 $s_L(n)$和 $s_H(n)$计算出差值信号 $e_L(n)$和 $e_H(n)$：

$$e_L(n) = x_L(n) - s_L(n) \tag{3-5}$$

$$e_H(n) = x_H(n) - s_H(n) \tag{3-6}$$

表 3/G.722

在 SB－ADPCM 编码器和解码器说明中使用的变量

变量	说　明
x_{in}	输入值(均匀表示)
x_L, x_H	QMF 输出信号
S_{LP}, S_{HP}	极点预测器输出信号
$a_{L,i}, a_{H,i}$	极点预测器系数
r_L, r_{Lt}, r_H	重建信号(不截尾和截尾)
$b_{L,i}, b_{H,i}$	零点预测器系数
d_L, d_{Lt}, d_H	量化的差值信号(不截尾和截尾)
S_{LZ}, S_{HZ}	零点预测器输出信号
S_L, S_H	预测器输出信号
e_L, e_H	须量化的差值信号
∇_L, ∇_H	对数量化器标度因子
Δ_L, Δ_H	量化器标度因子(线性)
I_L, I_{Lt}, I_H	码语(不截尾和截尾)
P_{Lt}, P_H	局部的重建信号
I_{Lr}	收到的低子带码语
X_{out}	输出值(均匀)

注 — 在某节中独自使用的变量没有列出。下标 L 和 H 指的是低和高子带值。下标 L_t 表示从与不截尾的 6 比特(编码器)或 6－/5－/或 4 比特(解码器)码语相对的截尾 4 比特码语所生成的值。

表 4/G.722

发信和收信 QMF 系数值

h_0 , h_{23}	0.366211E−03
h_1 , h_{22}	−0.134277E−02
h_2 , h_{21}	−0.134277E−02
h_3 , h_{20}	0.646973E−02
h_4 , h_{19}	0.146484E−02
h_5 , h_{18}	−0.190430E−01
h_6 , h_{17}	0.390625E−02
h_7 , h_{16}	0.441895E−01
h_8 , h_{15}	−0.256348E−01
h_9 , h_{14}	−0.982666E−01
h_{10}, h_{13}	0.116089E+00
h_{11}, h_{12}	0.473145E+00

3.3 自适应量化器

差值信号 $e_L(n)$和 $e_H(n)$，对于低和高子带分别量化成 6 和 2 比特。表 5/G.722 和表 6/G.722 分别给出了 6 和 2 比特量化器的判定电平和输出码。在这些表中，只表示了正的判定电平，负的电平可以按对称关系确定。m_L 和 m_H 是量化器间隔的指数。间隔的边界，$LL6$，$LU6$，HL 和 HU，由计算标度因子 $\Delta L(n)$和 $\Delta H(n)$(参见 § 3.5)来标定。然后确定指数 m_L 和 m_H，使满足下列条件：

$$LL6(m_L) \cdot \Delta_L(n) \leqslant e_L(n) < LU6(m_L) \cdot \Delta_L(n) \tag{3-7}$$

$$HL(m_H) \cdot \Delta_H(n) \leqslant e_H(n) < HU(m_H) \cdot \Delta_H(n) \tag{3-8}$$

这两个式子分别对应于低和高子带。

输出码 ILN 和 IHN 代表负的间隔，而输出码 ILP 和 IHP 代表正的间隔。输出码 $I_L(n)$和 $I_H(n)$分别由下列式子给出：

$$I_L(n) = \begin{cases} ILP(m_L), & e_L(n) \geqslant 0 \\ ILN(m_L), & e_L(n) < 0 \end{cases} \tag{3-9}$$

$$I_H(n) = \begin{cases} IHP(m_H), & e_H(n) \geqslant 0 \\ IHN(m_H), & e_H(n) < 0 \end{cases} \tag{3-10}$$

这两个式子分别对应于低和高子带。

表 5/G.722

6 比特低子带量化器的判定电平和输出码

m_L	LL6	LU6	ILN	ILP
1	0.00000	0.06817	111111	111101
2	0.06817	0.14103	111110	111100
3	0.14103	0.21389	011111	111011
4	0.21389	0.29212	011110	111010
5	0.29212	0.37035	011101	111001
6	0.37035	0.45482	011100	111000
7	0.45482	0.53929	011011	110111
8	0.53929	0.63107	011010	110110
9	0.63107	0.72286	011001	110101
10	0.72286	0.82335	011000	110100
11	0.82335	0.92383	010111	110011
12	0.92383	1.03485	010110	110010
13	1.03485	1.14587	010101	110001
14	1.14587	1.26989	010100	110000
15	1.26989	1.39391	010011	101111
16	1.39391	1.53439	010010	101110
17	1.53439	1.67486	010001	101101
18	1.67486	1.83683	010000	101100
19	1.83683	1.99880	001111	101011
20	1.99880	2.19006	001110	101010
21	2.19006	2.38131	001101	101001
22	2.38131	2.61482	001100	101000
23	2.61482	2.84833	001011	100111
24	2.84833	3.14822	001010	100110
25	3.14822	3.44811	001001	100101
26	3.44811	3.86796	001000	100100
27	3.86796	4.28782	000111	100011
28	4.28782	4.99498	000110	100010
29	4.99498	5.70214	000101	100001
30	5.70214	∞	000100	100000

注 — 如果由于传输误码，低子带信号的发送码语就会变成四个抑制码语之一的“0000XX”，则接收码语置为“111111”。

表 6/G.722

2 比特高子带量化器的判定电平和输出码

m_H	HL	HH	IHN	IHP
1	0	1.10156	01	11
2	1.10156	∞	00	10

3.4 逆自适应量化器

3.4.1 低子带 ADPCM 编码器内的逆自适应量化器

低子带输出码 $I_L(n)$被截尾两比特以产生 $I_{Lt}(n)$。4 比特码语 $I_{Lt}(n)$变换成截尾的量化差值信号 $d_{Lt}(n)$，其算法是利用表 7/G.722 的 $QL4^{-1}$输出值并用标度因子 $\Delta_L(n)$来定标：

$$d_{Lt}(n) = QL4^{-1}[I_{Lt}(n)] \cdot \Delta_L(n) \cdot \mathrm{sgn}[I_{Lt}(n)] \tag{3-11}$$

式中，sgn〔$I_{Lt}(n)$〕是从公式(3－9)确定的 $e_L(n)$的符号导出。

在四个相邻的 6 比特量化间隔和 $QL4^{-1}$输出值之间存在唯一的表 7/G.722 所示的映射。$QL4^{-1}$〔$I_{Lt}(n)$〕按两步确定：首先从表 5/G.722 中确定对应于 $I_L(n)$的量化间隔指数 m_L，然后，参照表 7/G.722 确定 $QL4^{-1}$(m_L)。

表 7/G.722

6、5 和 4 比特低子带逆量化器的输出值和倍率

m_L	$QL6^{-1}$	$QL5^{-1}$	$QL4^{-1}$	W_L
1	0.03409	0.06817	0.0000	－0.02930
2	0.10460			
3	0.17746	0.21389	0.29212	－0.01465
4	0.25300			
5	0.33124	0.37035		
6	0.41259			
7	0.49706	0.53929	0.63107	0.02832
8	0.58518			
9	0.67697	0.72286		
10	0.77310			
11	0.87359	0.92383	1.03485	0.08398
12	0.97934			
13	1.09036	1.14587		
14	1.20788			
15	1.33191	1.39391	1.53439	0.16309
16	1.46415			
17	1.60462	1.67486		
18	1.75585			
19	1.91782	1.99880	2.19006	0.26270
20	2.09443			
21	2.28568	2.38131		
22	2.49806			
23	2.73157	2.84833	3.14822	0.58496
24	2.99827			
25	3.29816	3.44811		
26	3.65804			
27	4.07789	4.28782	4.99498	1.48535
28	4.64140			
29	5.34856	5.70214		
30	6.05572			

3.4.2 高子带 ADPCM 编码器中的逆自适应量化器

高子带输出码 $I_H(n)$被变换成量化差值信号 $d_H(n)$，其算法是利用表 8/G.722 的 $Q2^{-1}$输出值，并由标度因子 $\Delta H(n)$来定标：

$$d_H(n) = Q2^{-1}[I_H(n)] \cdot \Delta_H(n) \cdot \mathrm{sgn}[I_H(n)] \tag{3-12}$$

式中，sgn〔$I_H(n)$〕是从公式(3－10)规定的 $e_H(n)$的符号导出，且 $Q2^{-1}$〔$I_H(n)$〕按两步确定：首先从表 6/G.722 中确定对应于 $I_H(n)$的量化间隔指数 m_H，然后参照表 8/G.722 确定 $Q2^{-1}(m_H)$。

表 8/G.722

2 比特高子带量化器的输出值和倍率

m_H	$Q2^{-1}$	W_H
1	0.39453	－0.10449
2	1.80859	0.38965

3.5 量化器自适应

这个方框确定低和高子带量化器的标度因子 $\Delta_L(n)$和 $\Delta_H(n)$，标度因子在对数域更新并随即变换成线性表示。对于低子带，输入是 $I_{Lt}(n)$码语被截尾只保留四个最高有效位比特。对于高子带，直接使用 2 比特量化器输出 $I_H(n)$。

首先，对数标度因子 $\Delta_L(n)$和 $\Delta_H(n)$，按下列公式更新：

$$\nabla_L(n) = \beta \cdot \nabla_L(n-1) + W_L[I_{Lt}(n-1)] \tag{3-13}$$

$$\nabla_H(n) = \beta \cdot \nabla_H(n-1) + W_H[I_H(n-1)] \tag{3-14}$$

式中，W_L 和 W_H 是表 7/G.722 和表 8/G.722 给定的对数标度因子倍率，而 β 是漏泄常数，等于 127/128。

然后，对数标度因子按下式加以限制：

$$0 \leqslant \nabla_L(n) \leqslant 9 \tag{3-15}$$

$$0 \leqslant \nabla_H(n) \leqslant 11 \tag{3-16}$$

最后，利用 $\log_2$ 反函数的近似式，从对数标度因子算出线性标度因子：

$$\Delta_L(n) = 2[\nabla_L(n) + 2] \cdot \Delta_{min} \tag{3-17}$$

$$\Delta_H(n) = 2\nabla_H(n) \cdot \Delta_{min} \tag{3-18}$$

式中，Δ_{min}等于 14 比特模拟到数字变换器的量化步步距的一半。

3.6 自适应预测

3.6.1 预测值计算

自适应预测器计算低和高子带各自的预测信号值 $s_L(n)$ 和 $s_H(n)$。

每个预测器包含两节：模仿输入信号极点的二阶节和模仿输入信号零点的六阶节。

二阶极点节（系数 $a_{L,i}$ 和 $a_{H,i}$）把量化的重建信号 $r_{Lt}(n)$ 和 $r_H(n)$ 用于预测。六阶零点节（系数 $b_{L,i}$ 和 $b_{H,i}$）则利用量化的差值信号 $d_{Lt}(n)$ 和 $d_H(n)$。零基预测信号 $s_{Lz}(n)$ 和 $s_{Hz}(n)$ 也被用于计算部分重建信号，如§3.6.2所述。

首先，极点节的输出计算如下：

$$s_{Lp} = \sum_{i=1}^{2} a_{L,i}(n-1) \cdot r_{Lt}(n-i) \tag{3-19}$$

$$s_{Hp} = \sum_{i=1}^{2} a_{H,i}(n-1) \cdot r_H(n-i) \tag{3-20}$$

类似的，零点节的输出计算如下：

$$s_{Lz}(n) = \sum_{i=1}^{6} b_{L,i}(n-1) \cdot d_{Lt}(n-i) \tag{3-21}$$

$$s_{Hz}(n) = \sum_{i=1}^{6} b_{H,i}(n-1) \cdot d_H(n-i) \tag{3-22}$$

然后，把中间预测值加起来产生预测信号值：

$$s_L(n) = s_{Lp} + s_{Lz}(n) \tag{3-23}$$

$$s_H(n) = s_{Hp} + s_{Hz}(n) \tag{3-24}$$

3.6.2 重建信号计算

量化的重建信号 $r_{Lt}(n)$ 和 $r_H(n)$ 计算如下：

$$r_{Lt}(n) = s_L(n) + d_{Lt}(n) \tag{3-25}$$

$$r_H(n) = s_H(n) + d_H(n) \tag{3-26}$$

然后，计算用于极点节自适应的部分重建信号 $p_{Lt}(n)$ 和 $p_H(n)$。

$$p_{Lt}(n) = d_{Lt}(n) + s_{Lz}(n) \tag{3-27}$$

$$p_H(n) = d_H(n) + s_{Hz}(n) \tag{3-28}$$

3.6.3 极点节自适应

采用简化的梯度算法，利用更新系数 $a_{L,1}$，$a_{L,2}$，$a_{H,1}$，$a_{H,2}$自适应的二阶极点节：

$$a_{L,1}(n) = (1 - 2^{-8})a_{L,1}(n - 1) + 3 \cdot 2^{-8} \cdot p_A \tag{3-29}$$

$$a_{L,2}(n) = (1 - 2^{-7})a_{L,2}(n - 1) + 2^{-7} \cdot p_B - 2^{-7} \cdot f \cdot p_A \tag{3-30}$$

式中，

$$p_A = \mathrm{sgn2}[p_{Lt}(n)] \cdot \mathrm{sgn2}[p_{Lt}(n - 1)] \tag{3-31}$$

$$p_B = \mathrm{sgn2}[p_{Lt}(n)] \cdot \mathrm{sgn2}[p_{Lt}(n - 2)] \tag{3-32}$$

而，

$$\mathrm{sgn2}(q) = \begin{cases} +1, & q \geqslant 0 \\ -1, & q < 0 \end{cases} \tag{3-33}$$

和

$$f = \begin{cases} 4a_{L,1}(n - 1), & |a_{L,1}| \leqslant 1/2 \\ 2\ \mathrm{sgn}[a_{L,1}(n - 1)], & |a_{L,1}| > 1/2 \end{cases} \tag{3-34}$$

然后施加下列稳定性限制：

$$|a_{L,2}| \leqslant 0{,}75 \tag{3-35}$$

$$|a_{L,1}| \leqslant 1 - 2^{-4} - a_{L,2} \tag{3-36}$$

$a_{H,1}(n)$和 $a_{H,2}(n)$是把 $a_{L,1}(n)$，$a_{L,2}(n)$和 $P_{Lt}(n)$分别用 $a_{H,1}(n)$，$a_{H,2}(n)$和 $P_H(n)$取代后，作类似计算得出。

3.6.4 零点节自适应

采用简化的梯度算法，利用更新系数 $b_{L,i}$和 $b_{H,i}$自适应的六阶零点预测器：

$$b_{L,i}(n) = (1 - 2^{-8})\ b_{L,i}(n - 1) + 2^{-7}\ \mathrm{sgn3}[d_{Lt}(n)] \cdot \mathrm{sgn2}[d_{Lt}(n - i)] \tag{3-37}$$

i=1，2……6

且

$$\mathrm{sgn3}(q) = \begin{cases} +1, & q > 0 \\ 0, & q = 0 \\ -1, & q < 0 \end{cases} \tag{3-38}$$

式中，$b_{L,i}(n)$隐含着极限为±2。

$b_{H,i}(n)$是用 $b_{H,i}(n)$和 $d_H(n)$分别代替 $b_{L,i}(n)$和 $d_{Lt}(n)$，作类似更新得出。

4 SB－ADPCM 解码器原理

图 6/G.722 给出了 SB－ADPCM 解码器的方框图。图 7/G.722 和图 8/G.722 分别给出了低和高子带 ADPCM 解码器的方框图。

低子带 ADPCM 解码器的输入 I_{Lr}可能与 I_L 不同即便是不存在传输误码，其中的一个或两个最低有效位比特都可能会被数据取代。

4.1　逆自适应量化器

4.1.1　对于低子带 *ADPCM* 解码器，逆自适应量化器的选择

按照接收到的工作模式的指示，确定将从输入码语 I_{Lr} 中应当截尾的最低有效位比特数和逆自适应量化器的选择，如表 2/G.722 示。

对于工作在模式 1 情况，根据表 7/G.722 中 $QL6^{-1}$ 输出值，并用标度因子 $\Delta_L(n)$ 来标定，6 比特码语 $I_{Lr}(n)$ 被变换为量化差值信号 $d_L(n)$：

$$d_L(n) = QL6^{-1}[I_{Lr}(n)] \cdot \Delta_L(n) \cdot \mathrm{sgn}[I_{Lr}(n)] \tag{4-1}$$

式中，$\mathrm{sgn}[I_{Lr}(n)]$ 是从公式(3－9)确定的 $I_L(n)$ 的符号导出。

类似的，对于工作在模式 2 和模式 3，分别根据表 7/G.722 中 $QL5^{-1}$ 或 $QL4^{-1}$ 输出值，将截尾(一或二比特)的码语变换为量化的差值信号 $d_L(n)$。

在两个或四个相邻的 6 比特量化器间隔和 $QL5^{-1}$ 或 $QL4^{-1}$ 输出值之间，分别有表 7/G.722 所示唯一的映射。

在上述计算中，输出值按两步确定：首先，从表 5/G.722 确定对应于 $I_{Lr}(n)$ 的量化器间隔指数 m_L，然后，参照表 7/G.722 确定对应于 m_L 的输出值。

用来计算预测值和量化器与预测器的自适应的逆自适应量化器已在 § 3.4.1 中说明，但是要用 $I_{Lr}(n)$ 代替 $I_L(n)$。

4.1.2　高子带 *ADPCM* 解码器的逆自适应量化器

参见 § 3.4.2。

4.2　量化器自适应

参见 § 3.5。

4.3　自适应预测

4.3.1　预测值计算

参见 § 3.6.1。

4.3.2　重建信号计算

参见 § 3.6.2。

低子带 ADPCM 解码器的输出重建信号 $r_L(n)$ 是用量化的差值信号 $d_L(n)$ 计算，公式如下：

$$r_L(n) = s_L(n) + d_L(n) \tag{4-2}$$

4.3.3　极点节自适应

参见 § 3.6.3。

4.3.4　零点节自适应

参见 § 3.6.4。

4.4　收信 *QMF*

使用 24 系数的 QMF，从重建的低和高子带信号 $r_L(n)$ 和 $r_H(n)$ 中重建输出信号 $x_{out}(j)$。QMF 的系数值 h_i 是和发信 QMF 所用的一样，并在表 4/G.722 中给出。

输出信号 $x_{out(j)}$ 和 $x_{out}(j+1)$ 按如下方法计算：

$$x_{\text{out}}(j) = 2 \sum_{i=0}^{11} h_{2i} \cdot x_d(i) \tag{4-3}$$

$$x_{\text{out}}(j+1) = 2 \sum_{i=0}^{11} h_{2i+1} \cdot x_s(i) \tag{4-4}$$

式中，

$$x_d(i) = r_L(n-i) - r_H(n-i) \tag{4-5}$$

$$x_s(i) = r_L(n-i) + r_H(n-i) \tag{4-6}$$

5 QMF 的计算细节

5.1 输入和输出信号

表 9/G.722 规定了发送和接收 QMF 用的输入和输出信号。所有输入和输出信号的字长均为 16 比特，以 2 的补码标志，其范围限于－16384 到 16384。注意 A/D 输出和 D/A 输入的最高有效幅度比特是分别出现在 XIN 和 XOUT 中的第三比特位置。

表 9/G.722

输入和输出信号的表示法

发信 QMF			
	名称	二进制表示法	说　明
输入	XIN	S,S,－2,－3,…,－14,－15	输入值(均匀量化)
输出	XL	S,S,－2,－3,…,－14,－15	低子带编码器输出信号
输出	XH	S,S,－2,－3,…,－14,－15	高子带编码器输出信号
收信 QMF			
	名称	二进制表示法	说　明
输入	RL	S,S,－2,－3,…,－14,－15	低子带重建信号
输出	RH	S,S,－2,－3,…,－14,－15	高子带重建信号
输出	XOUT	S,S,－2,－3,…,－14,－15	输出值(均匀量化)

注：XIN 和 XOUT 是用符号扩展的 15 比特格式来表示的，在 14 比特变换器中将最低有效位比特置为“0”。

5.2 变量的说明和子方框的详细规范

本节的内容是发送和接收 QMF 的详细说明。图 17/G.722 和图 18/G.722 以表 10/G.722 给出的内部变量和表 11/G.722 给出的 QMF 系数，作出了图解说明。内部变量 XA，XB 和 WD 的字长必须等于或大于 24 比特(参见注 1)。其它的内部变量字长最小是 16 比特。对每个子方框给出了简要的功能说明和全部规范。

在方框说明中所使用的符号如下：

≫n 表示 n 比特算法右移运算(符号扩展)

\+ 表示有饱和控制的算术加法，饱和控制是在发生下溢和上溢时，分别将结果强制为最小的或最大的可代表的值。

\- 表示有饱和控制的算术减法。饱和控制是在发生下溢和上溢时，分别将结果强制为最小或最大的可代表的值。

* 表示算术乘法，它可以是用截尾或取整的方式实现。

< 表示“小于”，如 x<y；x 小于 y，

> 表示“大于”，如 x>y；x 大于 y，

= 表示右边的变量以左边的变量代替。

注 1 — 对实现 QMF 中的累加过程提供一些自由度：内部变量的字长可以等于或大于 24 比特，并可以用截尾或取整方式实现算术乘法。允许在各种型式的处理器上简单的实现。相对的是排除了使用数字测试序列来测试 QMF。

表 10/G.722

内部处理的变量和 QMF 系数的表示法

发信 QMF		
名称	二进制表示	说明
XA	S,−1,−2,−3,…,−y+1,−y	子方框 ACCUMA 的输出信号
XB	S,−1,−2,−3,…,−y+1,−y	子方框 ACCUMB 的输出信号
XIN1,XIN2,…XIN23	S,S,−2,−3,…,−14,−15	具有 1 到 23 延迟的输入信号
收信 QMF		
名称	二进制表示	说明
XD,XD1,…,XD11	S,−1,−2,−3,…,−14,−15	用于子方框 ACCUMC，具有 0 到 11 延迟的输入信号
XOUT1	S,S,−2,−3,…,−14,−15	8kHz 抽样的输出值
XOUT2	S,S,−2,−3,…,−14,−15	8kHz 抽样的输出值
XS,XS1,…,XS11	S,−1,−2,−3,…,−14,−15	子方框 ACCUMC，具有 0 到 11 延迟的输入值信号
WD	S,−1,−2,−3,…,−y+1,−y	部分和
QMF 系数		
名称	二进制表示	说明
H0,H1,…,H23	S,−2,−3,−4,…,−12,−13	滤波器系数值

注：y 等于或大于 23。

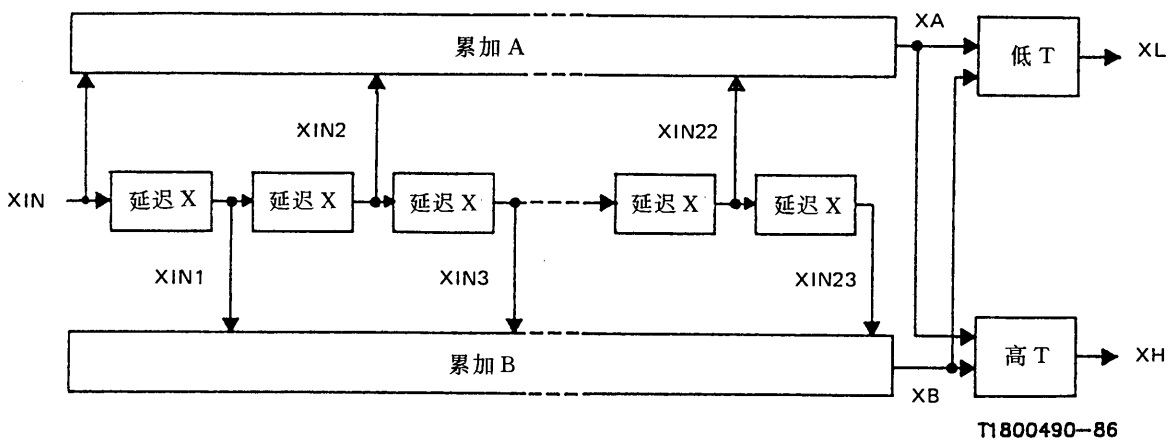
表 11/G.722

QMF 系数

系数	标定的值 (参见注)
H0 ,H23	3
H1 ,H22	−11
H2 ,H21	−11
H3 ,H20	53
H4 ,H19	12
H5 ,H18	−156
H6 ,H17	32
H7 ,H16	362
H8 ,H15	−210
H9 ,H14	−805
H10,H13	951
H11,H12	3876

注 — QMF 系数是相对于表 10/G.722 所规定的表示法用 2^{13}定标。

5.2.1 *发信 QMF 的说明*



注—XA 和 XB 是以相对于同样的 16kHz 输入取样瞬间计算和以 8kHz 取样率输出。

图 17/G.722

发送 QMF

延 迟 X

输入:x

输出:y

注 — 序数(j)指示现行的 16kHz 抽样周期,而序数(j−1)指示前一个周期。

功能:存储块。对于任何输入 x,其输出由下式给出:

$$y(j)=x(j-1)$$

累 加 A

输入:XIN,XIN2,XIN4,……,XIN22

输出:XA

注 1 — H0,H2,,…,H22 从表 11/G.722 得到。

注 2 — 如果希望的话,值 XIN,XIN2,…,XIN22 和 H0,H2,…,H22 在做乘法之前可以移位。因而,结果 XA 必须重新定标。在实施这些定标运算时,必须遵守下列规则:

1) 必须保持表 9/G.722 和表 10/G.722 给出的 XIN,XIN2,…,XIN22 和 H0,H2,…,H22 的精度。

2) 部分积与输出信号 XA 必须保持至少是 2^{-23}的有效数。

3) 在函数 XA 的计算中不应出现饱和。

注 3 — 在累加部分积时,不规定相加的次序。

功能:偶次 QMF 系数乘以适当的延迟的输入信号,并累加这些积。

$$XA=(XIN*H0)+(XIN2*H2)+(XIN4*H4)+\cdots+(XIN22*H22)$$

累 加 B

输入:XIN1,XIN3,XIN5,…,XIN23

输出:XB

注 1 — 从表 11/G.722 得出 H1,H3,…,H23。

注 2 — 如果希望的话,XIN1,XIN3,…,XIN23 和 H1,H3,…,H23 在做乘法之前可以移位。因而,结果 XB 必须重新定标。在实施这些定标运算时,必须遵守下列规则:

1) 必须保持表 9/G.722 和表 10/G.722 给出的 XIN1,XIN3,…,XIN23 和 H1,H3,…,H23 的精度。

2) 部分积与输出信号必须保持至少是 2^{-23}的有效数。

3) 在函数 XB 的计算中,不应出现饱和。

注 3 — 在累加部分积时,不规定相加的次序。

功能:奇次 QMF 系数乘以适当延迟的输入信号,并累加这些积。

$$XB=(XIN1*H1)+(XIN3*H3)+(XIN5*H5)+\cdots+(XIN23*H23)$$

低　T

输入:XA,XB
输出:XL
功能:计算低子带信号分量
XL=(XA+XB)≫(Y−15)

$$XL=\begin{cases}16383,\text{如 } XL>16383\\-16384,\text{如 } XL<-16384\end{cases}$$

高　T

输入:XA,XB
输出:XH
功能:计算高子带信号分量
XH=(XA−XB)≫(Y−15)

$$XH=\begin{cases}16383,\text{如 } XH>16383\\-16384,\text{如 } XH<-16384\end{cases}$$

5.2.2　收信 *QMF* 的说明

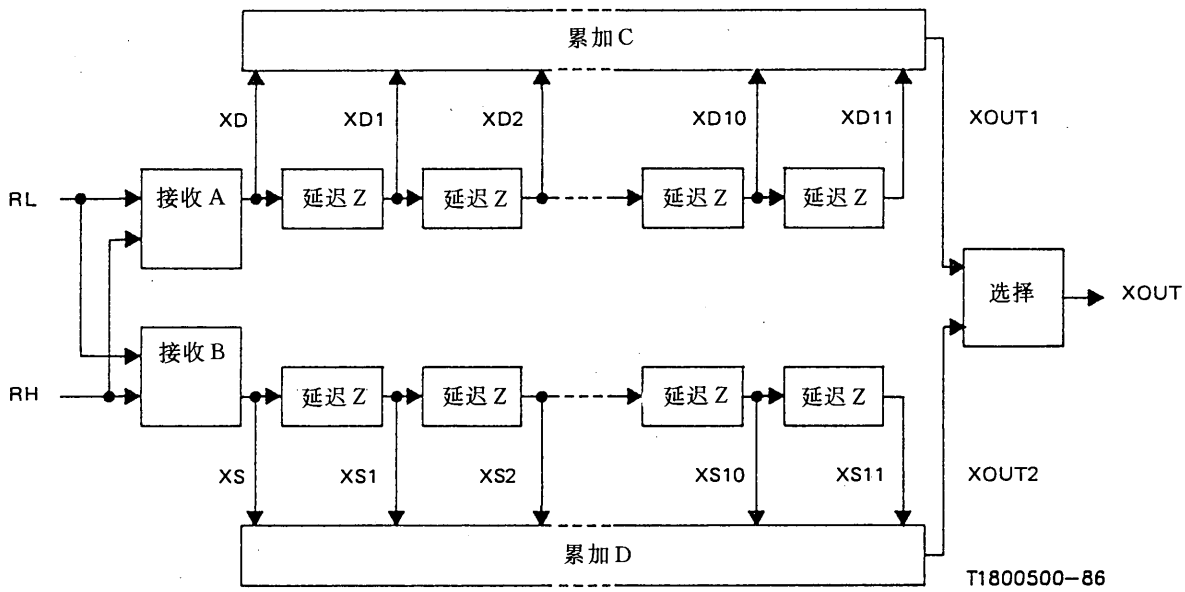


图 18/G.722
收信 QMF

接 收 A

输入:RL,RH

输出:XD

功能:计算收信 QMF 的输入信号。

$$XD=RL-RH$$

接 收 B

输入:RL,RH

输出:XS

功能:计算收信 QMF 的输入信号

$$XS=RL+RH$$

延 迟 Z

输入:x

输出:y

注 — 序数(n)指示现行 8kHz 抽样周期,而序数(n−1)指示前一个抽样周期。

功能:存储块。对于任何输入 x,输出由下式给出:

$$y(n)=x(n-1)$$

累 加 C

输入:XD,XDi(i=1 到 11)

输出:XOUT1

注 1 — 从表 11/G.722 得出 H0,H2,…,H22。

注 2 — 如果希望的话,值 XD,XD1,…,XD11 和 H0,H2,…,H22,可以在做乘法之前移位。因而,结果 WD 必须重新定标。在实施这些定标运算时,必须遵守下列规则:

1) 必须保持在表 9/G.722 和表 10/G.722 中给定的 XD,XD1,…,XD11 和 H0,H2,…,H22 的精度。

2) 部分积与输出信号 WD 必须保持至少是 2^{-23}的有效数。

3) 在函数 WD 的计算中,不应出现饱和。

注 3 — 在累加部分积时,不规定相加的次序。

功能:偶次 QMF 系数乘以适当延迟的输入信号,并累加这些部分积。

$$WD=(XD*H0)+(XD1*H2)+(XD2*H4)+\cdots+(XD11*H22)$$

$$XOUT1=WD\gg(Y-16)$$

$$XOUT1=\begin{cases}16383, \text{如 } XOUT1> 16383\\ -16384, \text{如 } XOUT1<-16384\end{cases}$$

累 加 D

输入:XS,XSi(i=1 到 11)

输出:XOUT2

注 1—从表 11/G.722 得出 H1,H3,…,H23,

注 2—如果希望的话,值 XS,XS1,…,XS11 和 H1,H3,…,H23 可以在做乘法之前移位。因而,结果 WD 必须重新定标。在实施这些定标运算时,必须遵守下列规则:

1) 必须保持在表 9/G.722 和表 10/G.722 中给定的 XS,XS1,…,XS11 和 H1,H3,…H23 的精度,

2) 部分积与输出信号 WD 必须保持至少是 2^{-23}的有效数,

3) 在函数 WD 的计算中,不应出现饱和。

注 3— 在累加部分积时,不规定相加的次序。

功能:奇次 QMF 系数乘以适当延迟的输入信号并累加这些部分积。

WD=(XS * H1)+(XS1 * H3)+(XS2 * H5)+…+(XS11 * H23)

XOUT2=WD≫(Y−16)

$$XOUT2=\begin{cases} 16383, \text{如 } XOUT2> \ 16383 \\ -16384, \text{如 } XOUT2<-16384 \end{cases}$$

选 择

输入:XOUT1,XOUT2

输出:XOUT

注 —序数(j)指示现行的 16kHz 抽样周期,而序数(j+1)指示下一个周期。首先选择相对于输入抽样瞬间的 XOUT1,接着是 XOUT2。

功能:交替的选择 8kHz 抽样的输入信号之一,产生 16kHz 抽样的输出信号。

XOUT(j)=XOUT1

XOUT(j+1)=XOUT2

---

6 低和高子带 ADPCM 的计算细节

6.1 输入和输出信号

表 12/G.722 规定了低和高子带编码器和解码器用的输入和输出信号。信号 RS 表示重置功能，它将所有内部存储单元置为特定的状态，以使编码器或解码器可以强制进入已知状态。信号 MODE 表示模式指示。三种基本的工作模式已在表 1/G.722 中作了描述。以每个 8kHz 抽样间隔完成模式识别。

表 12/G.722

输入和输出信号

低子带编码器		
	名称	说明
输入	XL	15 比特均匀量化的输入信号
输入	RS	复位
输出	IL	6 比特 ADPCM 码语
高子带编码器		
	名称	说明
输入	XH	15 比特均匀量化的输入信号
输入	RS	复位
输出	IH	2 比特 ADPCM 码语
低子带解码器		
	名称	说明
输入	ILR	接收的 6 比特 ADPCM 码语
输入	MODE	模式指示
输入	RS	复位
输出	RL	15 比特均匀量化的输出信号
高子带解码器		
	名称	说明
输入	IH	2 比特 ADPCM 码语
输入	RS	复位
输出	RH	15 比特均匀量化的输出信号

6.2 子方框的变量和详细规范的说明

本节的内容是对第 3 和第 4 节的图 4/G.722,图 5/G.722,图 7/G.722 和图 8/G.722 中所有方框详细的说明。这个说明用表 13/G.722 中的内部处理变量,表 14/G.722 和表 15/G.722 中的常数值和表 16/G.722 到表 21/G.722 的变换表以图解的形式表示在图 19/G.722 到图 31/G.722 中。所有内部变量字长 16 比特,并以 2 的补码表示。按照表 14/G.722 和表 15/G.722 给定的具有 13 比特精度的常数值在子方框中以 16 比特表示,将符号比特扩展到前三位最高有效位比特。对每个子方框做了简要的功能说明和全部规范。

在方框说明中所用的符号如下:

≪n　表示 n 比特算术左移运算(零填充),

≫n　表示 n 比特算术右移运算(符号扩展);如 n 是负的,≫n 意味着≪(−n),

>>>n 表示 n 比特逻辑右移运算(零填充),

<<<n 表示 n 比特逻辑左移运算(零填充),

&　表示逻辑"与"操作,

+　表示算术加(在上溢出现时,结果置于+32767,或下溢出现时置于−32768),

−　表示算术减(在上溢出现时,结果置于+32767,或下溢出现时置于−32768),

*　表示按如下算术运算定义的乘

A * B=(A 乘 B)≫15,

==　表示"等于",

! =　表示"不等于",

<　表示"小于",如 x<y;x 小于 y,

>　表示"大于",如 x>y;x 大于 y,

=　表示右边的变量以左边的代替,

|
|　隔开对公式的注释的分隔线。
|

表 13/G.722

内部处理的变量

低子带 ADPCM		
名称	二进制表示	说明
AL1*, AL2*	S, 0, −1, −2, ..., −13, −14	延迟的二阶极点节系数
APL1, APL2	S, 0, −1, −2, ..., −13, −14	二阶极点节系数
BL1*, ..., BL6*	S, 0, −1, −2, ..., −13, −14	延迟的六阶零点节系数
BPL1, ..., BPL6	S, 0, −1, −2, ..., −13, −14	六阶零点节系数
DEPL	S, −4, −5, −6, ..., −17, −18	量化器标度因子
DETL*	S, −4, −5, −6, ..., −17, −18	延迟的量化器标度因子
DLT	S, −1, −2, −3, ..., −14, −15	量化的差值信号,用于延迟 0 的自适应预测器
DLT1*, ..., DLT6*	S, −1, −2, −3, ..., −14, −15	量化的差值信号,用于延迟 1 到 6 的自适应预测器
DL	S, −1, −2, −3, ..., −14, −15	量化的差值信号,用于解码器输出
EL	S, −1, −2, −3, ..., −14, −15	差值信号
NBL*	S, 3, 2, 1, 0, ..., −10, −11	延迟的对数量化器标度因子
NBPL	S, 3, 2, 1, 0, ..., −10, −11	对数量化器标度因子
PLT	S, −1, −2, −3, ..., −14, −15	具有延迟 0 的部分重建信号
PLT1*, PLT2*	S, −1, −2, −3, ..., −14, −15	具有延迟 1 和 2 的部分重建信号
YL	S, −1, −2, −3, ..., −14, −15	输出重建信号
RLT	S, −1, −2, −3, ..., −14, −15	重建信号,用于延迟 0 的自适应预测器
RLT1*, RLT2*	S, −1, −2, −3, ..., −14, −15	重建信号,用于延迟 1 和 2 的自适应预测器
SL	S, −1, −2, −3, ..., −14, −15	预测器输出值
SPL	S, −1, −2, −3, ..., −14, −15	极点节输出信号
SZL	S, −1, −2, −3, ..., −14, −15	零点节输出信号
AH1*, AH2*	S, 0, −1, −2, ..., −13, −14	延迟的二阶极点节系数
APH1, APH2*	S, 0, −1, −2, ..., −13, −14	二阶极点节系数
BH1*, ..., BH6*	S, 0, −1, −2, ..., −13, −14	延迟的六阶零点节系数
BPH1, ..., BPH6	S, 0, −1, −2, ..., −13, −14	六阶零点节系数
DEPH	S, −4, −5, −6, ..., −17, −18	量化器标度因子
DETH*	S, −4, −5, −6, ..., −17, −18	延迟的量化器标度因子
DH	S, −1, −2, −3, ..., −14, −15	延迟 0 的量化器的差值信号
DH1*, ..., DH6*	S, −1, −2, −3, ..., −14, −15	延迟 1 到 6 的量化器的差值信号
EH	S, −1, −2, −3, ..., −14, −15	差值信号
NBH	S, 3, 2, 1, 0, ..., −10, −11	延迟的对数量化器标度因子
NBPH	S, 3, 2, 1, 0, ..., −10, −11	对数量化器标度因子
PH	S, −1, −2, −3, ..., −14, −15	延迟 0 的部分重建信号
PH1*, PH2*	S, −1, −2, −3, ..., −14, −15	延迟 1 和 2 的部分重建信号
YH	S, −1, −2, −3, ..., −14, −15	延迟 0 的量化的重建信号
RH1*, RH2*	S, −1, −2, −3, ..., −14, −15	延迟 1 和 2 的量化的重建信号
SH	S, −1, −2, −3, ..., −14, −15	预测器输出值
SPH	S, −1, −2, −3, ..., −14, −15	极点节输出信号
SZH	S, −1, −2, −3, ..., −14, −15	零点节输出信号

注 − * 表示在复位时,变量应被初始化为特定值。

表 14/G.722

量化器判定电平和输出值

量化器常数表示法		
名称	二进制表示法	说明
Qi	S,2,1,0,−1,…,−8,−9	量化器判定电平
QQi	S,2,1,0,−1,…,−8,−9	逆量化器输出
WL,WH	S,0,−1,−2,…,−10,−11	对数标度因子倍率

低子带量化器					
地址	Q6	QQ6	QQ5	QQ4	WL
0				0	−60
1	35	17	35	150	−30
2	72	54	110	323	58
3	110	91	190	530	172
4	150	130	276	786	334
5	190	170	370	1121	538
6	233	211	473	1612	1198
7	276	254	587	2557	3042
8	323	300	714		
9	370	347	858		
10	422	396	1023		
11	473	447	1219		
12	530	501	1458		
13	587	558	1765		
14	650	618	2195		
15	714	682	2919		
16	786	750			
17	858	822			
18	940	899			
19	1023	982			
20	1121	1072			
21	1219	1170			
22	1339	1279			
23	1458	1399			
24	1612	1535			
25	1765	1689			
26	1980	1873			
27	2195	2088			
28	2557	2376			
29	2919	2738			
30		3101			

高子带量化器				
地址	Q2	QQ2	WH	
1	564	202	−214	
2		926	798	

表 15/G.722

对数—线性变换表

变换表常数		
名称	二进制表示	说明
ILA	S, −5, −6, −7, ..., −15, −16	353-输入表常数
ILB	S, 0, −1, −2, ..., −15, −16	32-输入表常数

ILA

i \ j	0	1	2	3	4	5	6	7
0	1	1	1	1	1	1	1	1
8	1	1	1	1	1	1	1	1
16	1	1	1	2	2	2	2	2
24	2	2	2	2	2	2	2	2
32	3	3	3	3	3	3	3	3
40	3	3	3	4	4	4	4	4
48	4	4	4	5	5	5	5	5
56	5	5	6	6	6	6	6	6
64	7	7	7	7	7	7	8	8
72	8	8	8	9	9	9	9	10
80	10	10	10	11	11	11	11	12
88	12	12	13	13	13	13	14	14
96	15	15	15	16	16	16	17	17
104	18	18	18	19	19	20	20	21
112	21	22	22	23	23	24	24	25
120	25	26	27	27	28	28	29	30
128	31	31	32	33	33	34	35	36
136	37	37	38	39	40	41	42	43
144	44	45	46	47	48	49	50	51
152	52	54	55	56	57	58	60	61
160	63	64	65	67	68	70	71	73
168	75	76	78	80	82	83	85	87
176	89	91	93	95	97	99	102	104
184	106	109	111	113	116	118	121	124
192	127	129	132	135	138	141	144	147
200	151	154	157	161	165	168	172	176
208	180	184	188	192	196	200	205	209
216	214	219	223	228	233	238	244	249
224	255	260	266	272	278	284	290	296
232	303	310	316	323	331	338	345	353
240	361	369	377	385	393	402	411	420
248	429	439	448	458	468	478	489	500
256	511	522	533	545	557	569	582	594
264	607	621	634	648	663	677	692	707
272	723	739	755	771	788	806	823	841

表 15/G.722(续)

ILA								
i \ j	0	1	2	3	4	5	6	7
280	860	879	898	918	938	958	979	1001
288	1023	1045	1068	1092	1115	1140	1165	1190
296	1216	1243	1270	1298	1327	1356	1386	1416
304	1447	1479	1511	1544	1578	1613	1648	1684
312	1721	1759	1797	1837	1877	1918	1960	2003
320	2047	2092	2138	2185	2232	2281	2331	2382
328	2434	2488	2542	2598	2655	2713	2773	2833
336	2895	2959	3024	3090	3157	3227	3297	3370
344	3443	3519	3596	3675	3755	3837	3921	4007
352	4095							

ILB								
i \ j	0	1	2	3	4	5	6	7
0	2048	2093	2139	2186	2233	2282	2332	2383
8	2435	2489	2543	2599	2656	2714	2774	2834
16	2896	2960	3025	3091	3158	3228	3298	3371
24	3444	3520	3597	3676	3756	3838	3922	4008

注 1 — 通过 i 和 j 获得表的地址。

注 2 — 根据所选择的对数到线性变换方法，方法 1 或方法 2(见 § § 6.2.1.3 和 6.2.2.3)，可以使用 353 输入或 32 输入。

表 16/G.722

从量化器间隔到 6 比特输出码语的变换

SIL	MIL	IL
−1	30	000100
−1	29	000101
−1	28	000110
−1	27	000111
−1	26	001000
−1	25	001001
−1	24	001010
−1	23	001011
−1	22	001100
−1	21	001101
−1	20	001110
−1	19	001111
−1	18	010000
−1	17	010001
−1	16	010010
−1	15	010011
−1	14	010100
−1	13	010101
−1	12	010110
−1	11	010111
−1	10	011000
−1	9	011001
−1	8	011010
−1	7	011011
−1	6	011100
−1	5	011101
−1	4	011110
−1	3	011111
−1	2	111110
−1	1	111111

SIL	MIL	IL
0	1	111101
0	2	111100
0	3	111011
0	4	111010
0	5	111001
0	6	111000
0	7	110111
0	8	110110
0	9	110101
0	10	110100
0	11	110011
0	12	110010
0	13	110001
0	14	110000
0	15	101111
0	16	101110
0	17	101101
0	18	101100
0	19	101011
0	20	101010
0	21	101001
0	22	101000
0	23	100111
0	24	100110
0	25	100101
0	26	100100
0	27	100011
0	28	100010
0	29	100001
0	30	100000

表 17/G.722

从 4 比特码语到量化器间隔的变换

RIL	SIL	IL4
0000	0	0
0001	−1	7
0010	−1	6
0011	−1	5
0100	−1	4
0101	−1	3
0110	−1	2
0111	−1	1
1111	0	0
1110	0	1
1101	0	2
1100	0	3
1011	0	4
1010	0	5
1001	0	6
1000	0	7

注 — 由于传输误码，解码器可能收到 0000 码语。

表 18/G.722

从 6 比特码语到量化器间隔的变换

RIL	SIL	IL6
000000	−1	1
000001	−1	1
000010	−1	1
000011	−1	1
000100	−1	30
000101	−1	29
000110	−1	28
000111	−1	27
001000	−1	26
001001	−1	25
001010	−1	24
001011	−1	23
001100	−1	22
001101	−1	21
001110	−1	20
001111	−1	19
010000	−1	18
010001	−1	17
010010	−1	16
010011	−1	15
010100	−1	14
010101	−1	13
010110	−1	12
010111	−1	11
011000	−1	10
011001	−1	9
011010	−1	8
011011	−1	7
011100	−1	6
011101	−1	5
011110	−1	4
011111	−1	3

RIL	SIL	IL6
111110	−1	2
111111	−1	1
111101	0	1
111100	0	2
111011	0	3
111010	0	4
111001	0	5
111000	0	6
110111	0	7
110110	0	8
110101	0	9
110100	0	10
110011	0	11
110010	0	12
110001	0	13
110000	0	14
101111	0	15
101110	0	16
101101	0	17
101100	0	18
101011	0	19
101010	0	20
101001	0	21
101000	0	22
100111	0	23
100110	0	24
100101	0	25
100100	0	26
100011	0	27
100010	0	28
100001	0	29
100000	0	30

注 一 由于传输误码，解码器可能收到下列码语：000000，000001，000010，000011。

表 19/G.722

从 5 比特码语到量化器间隔的变换

RIL	SIL	IL5		RIL	SIL	IL5
000000	−1	1		11111	−1	1
000001	−1	1		11110	0	1
000010	−1	15		11101	0	2
000011	−1	14		11100	0	3
000100	−1	13		11011	0	4
000101	−1	12		11010	0	5
000110	−1	11		11001	0	6
000111	−1	10		11000	0	7
001000	−1	9		10111	0	8
001001	−1	8		10110	0	9
001010	−1	7		10101	0	10
001011	−1	6		10100	0	11
001100	−1	5		10011	0	12
001101	−1	4		10010	0	13
001110	−1	3		10001	0	14
001111	−1	2		10000	0	15

注 — 由于传输误码，解码器可能收到 00000 和 00001 码语。

表 20/G.722

从量化器间隔到 2 比特输出码语的变换

SIH	MIH	IH
−1	2	00
−1	2	01
0	1	11
0	2	10

表 21/G.722

从 2 比特码语到量化器间隔的变换

IH	SIH	IH2
00	−1	2
01	−1	1
11	0	1
10	0	2

6.2.1　低子带 *ADPCM* 的说明

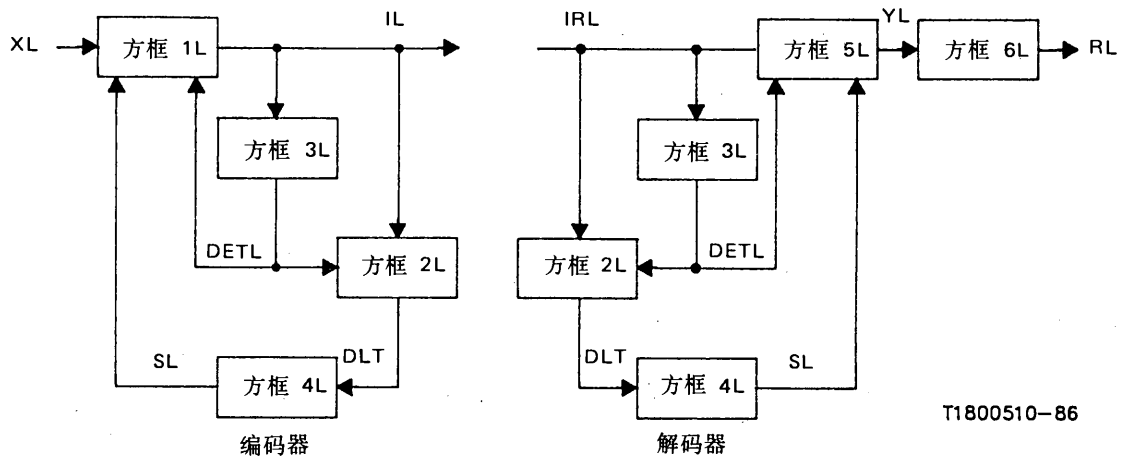


图 19/G.722

低子带 ADPCM 编码器和解码器

6.2.1.1　在低子带中差值信号的计算和量化(方框 *1L*)

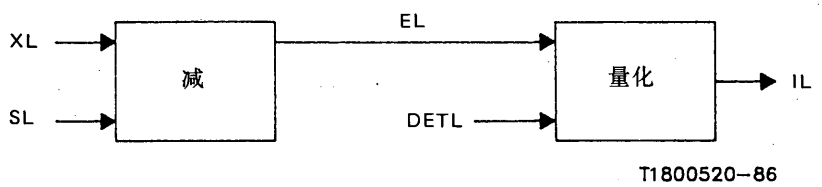


图 20/G.722

在低子带内差值信号的计算和量化

减　法　A

输入:XL,SL

输出:EL

功能:从输入信号中减去其预测值来计算差值信号

EL=XL−SL

量 化 L

输入:EL,DELT

输出:IL

注 1 — 如果 WD 刚好落在高的判定电平 LDU,就使用相邻较大的 MIL。

注 2 — 当低和高判定电平,LDL 和 LDU 为相同值时,从要挑选的 MIL 值中除去该值。

功能:量化低子带差值信号

$$SIL = EL \gg 15 \qquad \text{EL 的符号}$$

$$WD = \begin{cases} EL, & \text{如 } SIL == 0 \\ 32767 - EL \& 32767, & \text{如 } SIL == -1 \end{cases} \qquad \begin{cases} \text{EL 的幅度} \\ \text{(EL 的幅度)} - 1 \end{cases}$$

量化器判定电平和相应的 MIL 值:

WD		MIL
低判定电平(LDL)	高判定电平(LDU)	
0	(Q6(1)≪3) * DETL	1
(Q6(1)≪3) * DETL	(Q6(2)≪3) * DETL	2
(Q6(2)≪3) * DETL	(Q6(3)≪3) * DETL	3
(Q6(3)≪3) * DETL	(Q6(4)≪3) * DETL	4
(Q6(4)≪3) * DETL	(Q6(5)≪3) * DETL	5
:	:	:
:	:	:
(Q6(26)≪3) * DETL	(Q6(27)≪3) * DETL	27
(Q6(27)≪3) * DETL	(Q6(28)≪3) * DETL	28
(Q6(28)≪3) * DETL	(Q6(29)≪3) * DETL	29
其他的		30

Q6 是从表 14/G. 722 得到。

IL 是从表 16/G. 722,利用 SIL 和 MIL 得到。

6.2.1.2　在低子带中差值信号的逆量化(方框 *2L*)

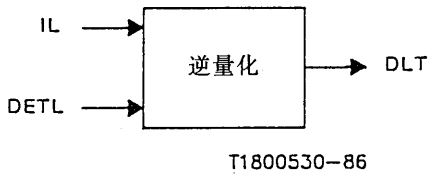


图 21/G.722
在低子带中差值信号的逆量化

逆 量 化 L

输入:IL(解码器中为 ILR),DETL
输出:DLT
功能:计算在低子带中自适应预测器用的量化的差值信号

RIL=IL>>>2	删去两位 LSB
利用 RIL 从表 17/G.722 得到 SIL 和 IL4 IL4 用作表 14/G.722 中 QQ4 的地址, WD1=QQ4(IL4)≪3	导出 DLT 的符号
$WD2=\begin{cases} WD1, 如\ SIL=0 \\ -WD1, 如\ SIL=-1 \end{cases}$	标度表常数 附加上符号
DLT=DETL * WD2	

6.2.1.3　在低子带中量化器标度因子自适应(方框 *3L*)

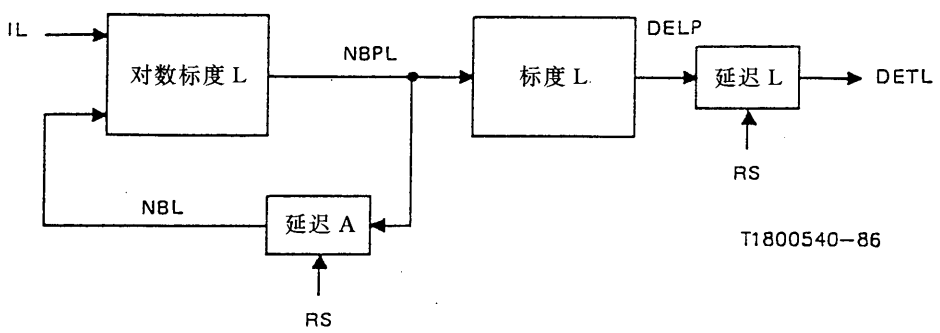


图 22/G.722
在低子带中量化器标度因子自适应

对数标度 L

输入:IL(解码器为 ILR),NBL

输出:NBPL

功能:更新低子带中对数量化器标度因子。

RIL=IL>>>2	删去两位 LSB
利用 RIL 从表 17/G.722 得到 IL4	
把 IL4 用作表 14/G.722 中 WL 的地址,	
WD=NBL * 32512	127/128 的漏泄因子
NBPL=WD+WL(IL4)	加上标度因子倍率
$NBPL=\begin{cases} 0, & \text{如 } NBPL<0 \\ 18432, & \text{如 } NBPL>18432 \end{cases}$	下限为 0 上限为 9

延 迟 A

输入:x,RS

输出:y

功能:存储块。对于任何输入 x,输出给定如下:

$y(n)=\begin{cases} x(n-1), & \text{如 } RS==0 \\ 0, & \text{如 } RS==1 \end{cases}$	复位为“0”

标 度 L

输入:NBPL

输出:DEPL

注 — 采用方法 1 或方法 2

功能:计算低子带量化器标度因子

方法 1(使用 353—输入表):

WD1=(NBPL≫6)&511 WD2=WD1+64	计算 ILA 的表地址
WD2 用作表 15/G.722 中 ILA 的地址	
DEPL=(ILA(WD2)+1)≪2	用 2 比特移位标定

方法 2(使用 32—输入表):

WD1=(NBPL≫6)&31 WD2=NBPL≫11	NBPL 的分数部分 NBPL 的整数部分
WD1 用作表 15/G.722 中 ILB 的地址	
WD3=ILB(WD1)≫(8−WD2)	用整数部分标定
DEPL=WD3≪2	用 2 比特移位标定

延 迟 L

输入:x,RS

输出:y

功能:存储块,对于输入 x,输出给定如下:

$$y(n)=\begin{cases} x(n-1), & \text{如 } RS==0 \\ 32, & \text{如 } RS==1 \end{cases}$$

复位到最小值

6.2.1.4 在低子带中自适应预测器和重建信号计算器(方框 4L)

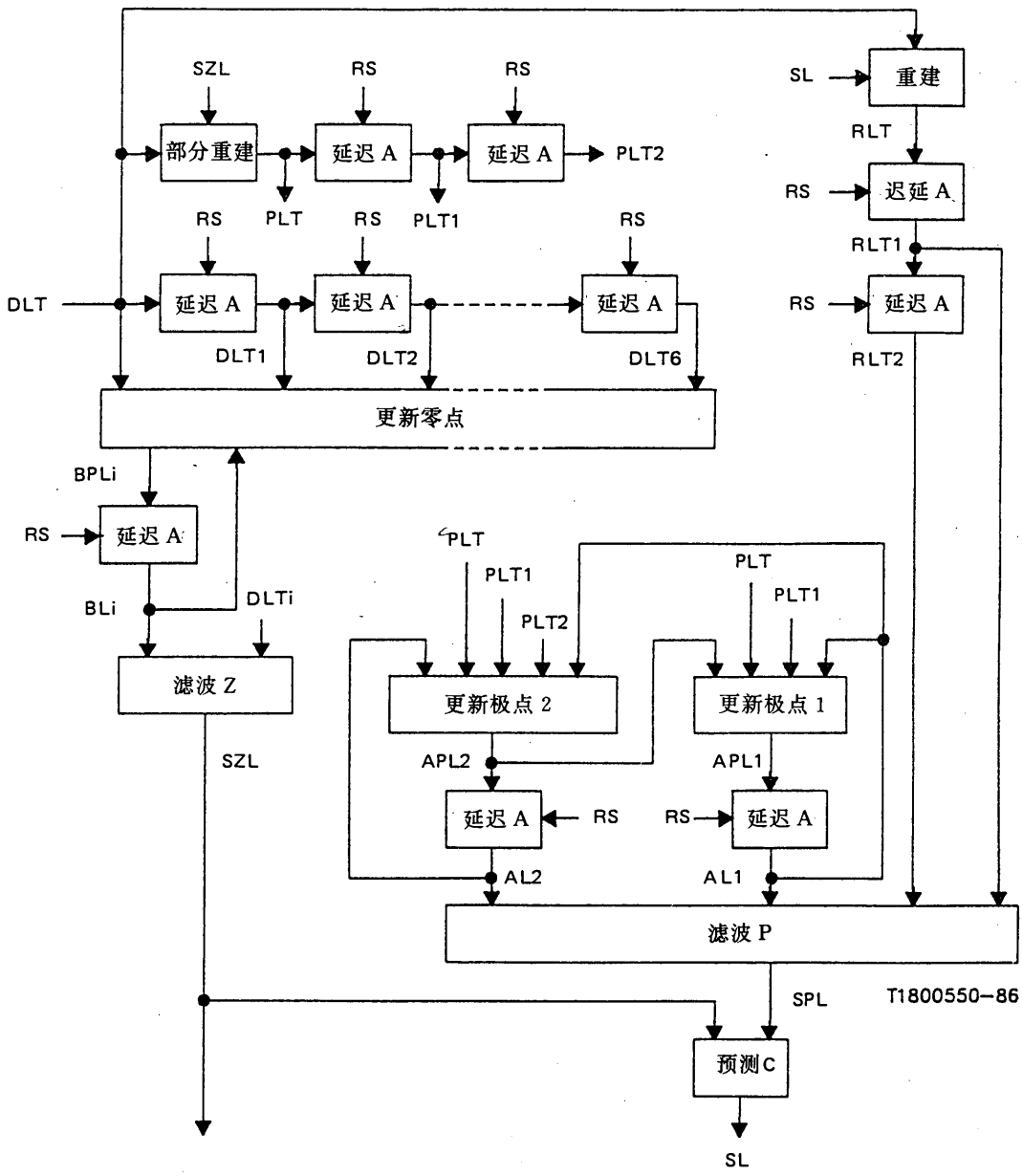


图 23/G.722

在低子带中自适应预测器和重建信号计算器

延 迟 A

见§6.2.1.3的详细说明

部分重建

输入:DLT,SZL
输出:PLT
功能:计算部分重建信号。
PLT=DLT+SZL

重 建

输入:SL,DLT
输出:RLT
功能:计算自适应预测器的重建信号
RLT=SL+DLT

更新零点

输入:DLT,DLTi(i=1到6),BLi(i=1到6)
输出:BPLi(i=1到6)
功能:更新六阶预测器(零点节)系数

$$WD1=\begin{cases}0, & \text{如 } DLT==0 \\ 128, & \text{如 } DLT!=0\end{cases}$$

零的增益

1/128的增益

SG0=DLT≫15

DLT的符号

对于i=1到6,重复下列计算:

SGi=DLTi≫15

DLTi的符号

$$WD2=\begin{cases}WD1, & \text{如 } SG0==SGi \\ -WD1, & \text{如 } SG0!=SGi\end{cases}$$

将符号附加于WD1

WD3=BLi * 32640

255/256的漏泄因子

BPLi=WD2+WD3

更新零点节系数

更新极点 2

输入:ALi(i=1 和 2),PLT,PLTi(i=1 和 2)
输出:APL2
功能:更新第二预测器系数(极点节)

SG0=PLT≫15	PLT 的符号
SG1=PLT1≫15	PLT1 的符号
SG2=PLT2≫15	PLT2 的符号
WD1=AL1+AL1	计算 f(AL1)
WD1=WD1+WD1	[§3.6.3 的公式(3-34)]
$WD2=\begin{cases}0-WD1, & 如\ SG0==SG1\\ WD1, & 如\ SG0!=SG1\end{cases}$	把正确的符号附加于 f(AL1)
WD2=WD2≫7	1/128 的增益
$WD3=\begin{cases}128, & 如\ SG0==SG2\\ -128, & 如\ SG0!=SG2\end{cases}$	把符号附加于常数 1/128
WD4=WD2+WD3	计算增益因子
WD5=AL2 * 32512	127/128 的漏泄因子
APL2=WD4+WD5	更新第二极点节系数
$APL2=\begin{cases}12288, 如\ APL2>12288\\ -12288, 如\ APL2<-12288\end{cases}$	上限+0.75 下限-0.75

更新极点 1

输入:AL1,APL2,PLT,PLT1
输出:APL1
功能:更新第一预测器系数(极点节)

SG0=PLT≫15	PLT 的符号
SG1=PLT1≫15	PLT1 的符号
$WD1=\begin{cases}192, & 如\ SG0==SG1\\ -192, & 如\ SG0!=SG1\end{cases}$	3/256 的增益
WD2=AL1 * 32640	255/256 的漏泄因子
APL1=WD1+WD2	更新第一极点节系数
WD3=15360-APL2	计算($1-2^{-4}-APL2$)
$APL1=\begin{cases}WD3, & 如\ APL1>WD3\\ -WD3, & 如\ APL1<-WD3\end{cases}$	APL1 的上限 APL1 的下限

滤 波 Z

输入:DLTi(i=1 到 6),BLi(i=1 到 6)
输出:SZL
功能:计算预测器输出信号(零点节)

WD1=DLT1+DLT1	计算部分的零点节输出
WD1=BL1 * WD1	
WD2=DLT2+DLT2	
WD2=BL2 * WD2	
: :	
: :	
WD6=DLT6+DLT6	
WD6=BL6 * WD6	
SZL=((((WD6+WD5)+WD4)+WD3)+WD2)+WD1	部分零点节输出之和

滤 波 P

输入:RLTi(i=1 和 2),ALi(i=1 和 2)
输出:SPL
功能:计算预测器输出信号(极点节)

WD1=RLT1+RLT1	计算部分极点节输出
WD1=AL1 * WD1	
WD2=RLT2+RLT2	部分极点节输出之和
WD2=AL2 * WD2	
SPL=WD1+WD2	

预 测

输入:SPL,SZ1
输出:SL
功能:计算预测器输出值
SL=SPL+SZL

6.2.1.5 *在低子带内解码器输出用的重建信号计算器(方框 5L)*

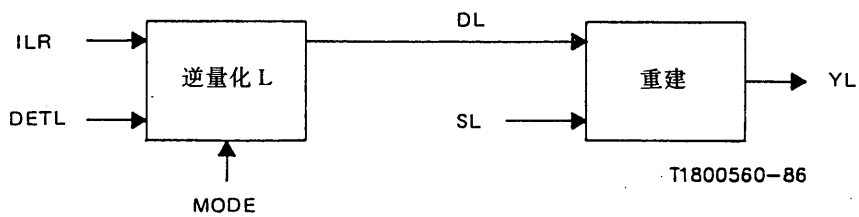


图 24/G.722
低子带内解码器输出用的重建信号计算器

逆 量 化 L

输入:ILR,DETL,MODE

输出:DL

注 — 在模式 3 的情况下,DL 可用子框“逆量化 L”的输出信号(DLT)代替。

功能:计算低子带中解码器输出的量化差值信号

RIL=ILR 利用 RIL 从表 18/G.722 得出 SIL 和 IL6。用 IL6 作表 14/G.722 中 QQ6 的地址。 WDI=QQ6(IL6)≪3	—如 MODE==1	6 比特码语 标度表常数
RIL=ILR>>>1 利用 RIL 从表 19/G.722 得出 SIL 和 IL5,将 IL5 用作表 14/G.722 中 QQ5 的地址。 WD1=QQ5(IL5)≪3	—如 MODE==2	5 比特码语 标度表常数
RIL=ILR>>>2 利用 RIL,从表 17/G.722 得出 SIL 和 IL4,利用 IL4 作为表 14/G.722 中 QQ4 的地址。 WD1=QQ4(IL4)≪3	—如 MODE==3	4 比特码语 标度表常数

$$WD2=\begin{cases} WD1, & \text{如 } SIL==0 \\ -WD1, & \text{如 } SIL==-1 \end{cases}$$ 附加符号

DL=DELT * WD2

重　　建

参见 § 6.2.1.4 的规范,用 DL 代替 DLT 作为输入,YL 代替 RLT 作为输出。

6.2.1.6　在低子带内重建信号饱和(方框 *6L*)

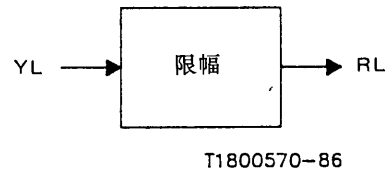


图 25/G.722
在低子带重建信号饱和

限　　幅

输入:YL
输出:RL
功能:对输出重建信号限幅
RL=YL

$$RL=\begin{cases}16383, & \text{如 } YL>16383 \quad \text{上限}\\ -16383, & \text{如 } YL<-16383 \quad \text{下限}\end{cases}$$

6.2.2　高子带 *ADPCM* 的描述

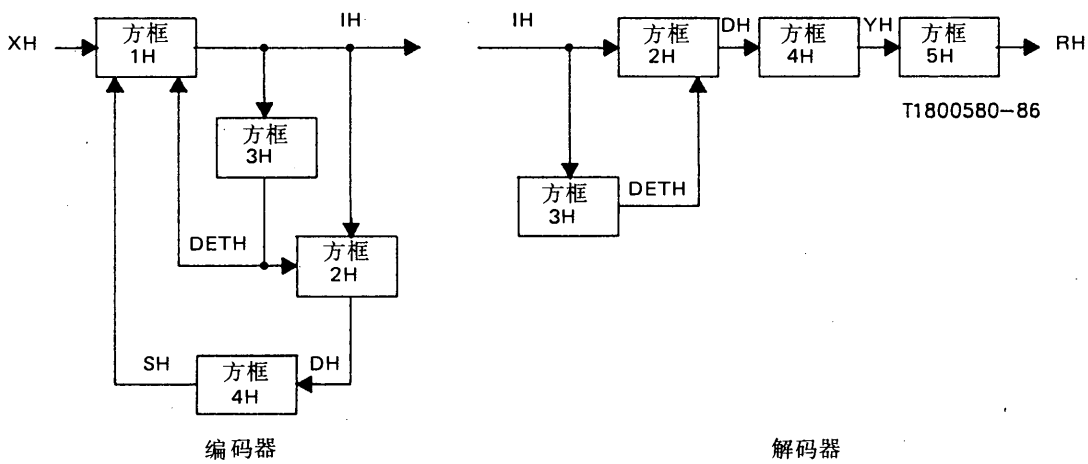


图 26/G.722
高子带 ADPM 编码器和解码器

6.2.2.1　高子带中差值信号的计算和量化(方框 *1H*)

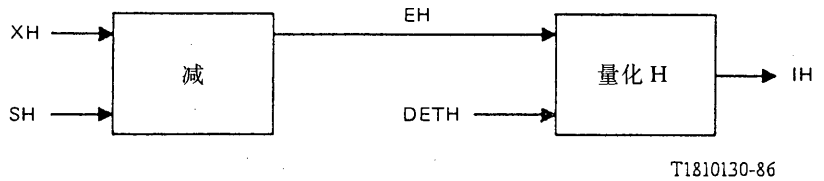


图 27/G.722
高子带中差值信号计算和量化

减　法　A

参见§6.2.1.1的规范。用 XH 代替 XL 和用 SH 代替 SL 作为输入,用 EH 代替 EL 作为输出。

量　化　H

输入:EH,DETH
输出:IH
注 — 如 WD 恰巧落在高判定电平 HDU,就用相邻较大的 MIH。
功能:量化高子带的差值信号

SIH=EH≫15　　| EH 的符号

$$WD=\begin{cases} EH, & \text{如 } SIH==0 \\ 32767,-EH\&32767, & \text{如 } SIH==-1 \end{cases}$$

| EH 的幅度
|
| (EH 的幅度)−1

量化器判定电平和相应的 MIH 值:

WD		MIH
低判定电平(HDL)	高判定电平(HDU)	
0	(Q2(1)≪3) * DETH	1
其他的		2

Q2 从表 14/G.722 得出,
IH 是利用 SIH 和 MIH 从表 20/G.722 得出。

6.2.2.2　高子带内差值信号的逆量化(方框 *2H*)

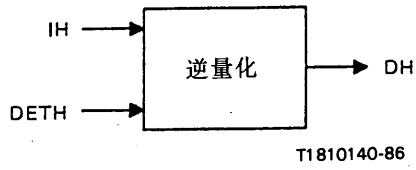


图 28/G.722
高子带内差值信号的逆量化

逆　量　化　H

输入:IH,DETH
输出:DH
功能:计算高子带的量化差值信号

利用 IH,从表 21/G.722 得出 SIH 和 IH2,用	导出 DH 的符号
IH2 作表 14/G.722 中 QQ2 的地址	
WD1=QQ2(IH2)≪3	标度表常数
$WD2=\begin{cases} WD1, & 如\ SIH==0 \\ -WD1, & 如\ SIH==-1 \end{cases}$	附加符号
DH=DETH * WD2	

6.2.2.3　高子带内量化器标度因子自适应(方框 *3H*)

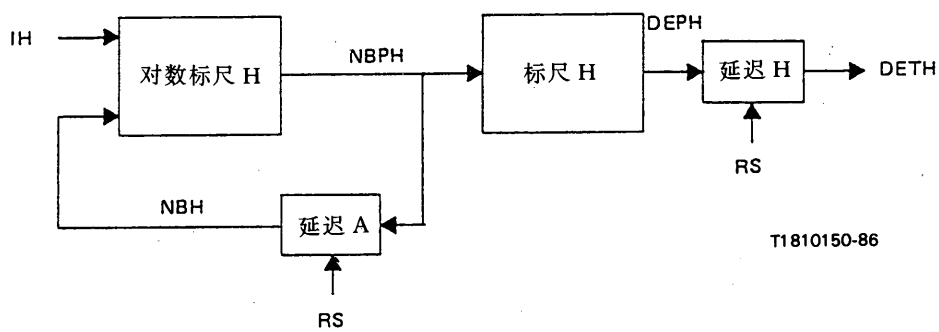


图 29/G.722
高子带内量化器标度因子自适应

对数标度 H

输入:IH,NBH
输出:NBPH
功能:更新高子带内对数量化器标度因子。

利用 IH,从表 21/G.722 得出 IH2,	
用 IH2 作为表 14/G.722 中 WH 的地址	
WD=NBH * 32512	127/128 的漏泄因子
NBPH=WD+WH(IH2)	加标度因子倍率
$NBPH=\begin{cases} 0, & 如\ NBPH<0 \\ 22528, & 如\ NBPH>22528 \end{cases}$	下限为 0 上限为 11

延 迟 A

参见 § 6.2.1.3 的规范。

标 度 H

输入:NBPH
输出:DEPH
注 — 使用方法 1 或方法 2。
功能:计算高子带内量化器标度因子。
方法 1(使用 353—输入表):

WD=(NBPH≫6)&511	计算 ILA 的表地址
用 WD 作表 15/G.722 中 ILA 的地址	
DEPH=(ILA(WD)+1)≪2	用 2 比特移位标定

方法 2(使用 32—输入表):

WD1=(NBPH≫6)&31	NBPH 的分数部分
WD2=NBPH≫11	NBPH 的整数部分
用 WD1 作表 15/G.722 中 ILB 的地址	
WD3=ILB(WD1)≫(10−WD2)	用整数部分标定
DEPH=WD3≪2	用 2 比特移位标定

延 迟 H

输入:x,RS
输出:y
功能:存储块,对于输入 x,输出给定如下:

$y(n)=\begin{cases} x(n-1), & 如\ RS==0 \\ 8, & 如\ RS==1 \end{cases}$	
	复位为最小值

6.2.2.4　高子带内自适应预测器和重建信号计算器(方框 4H)

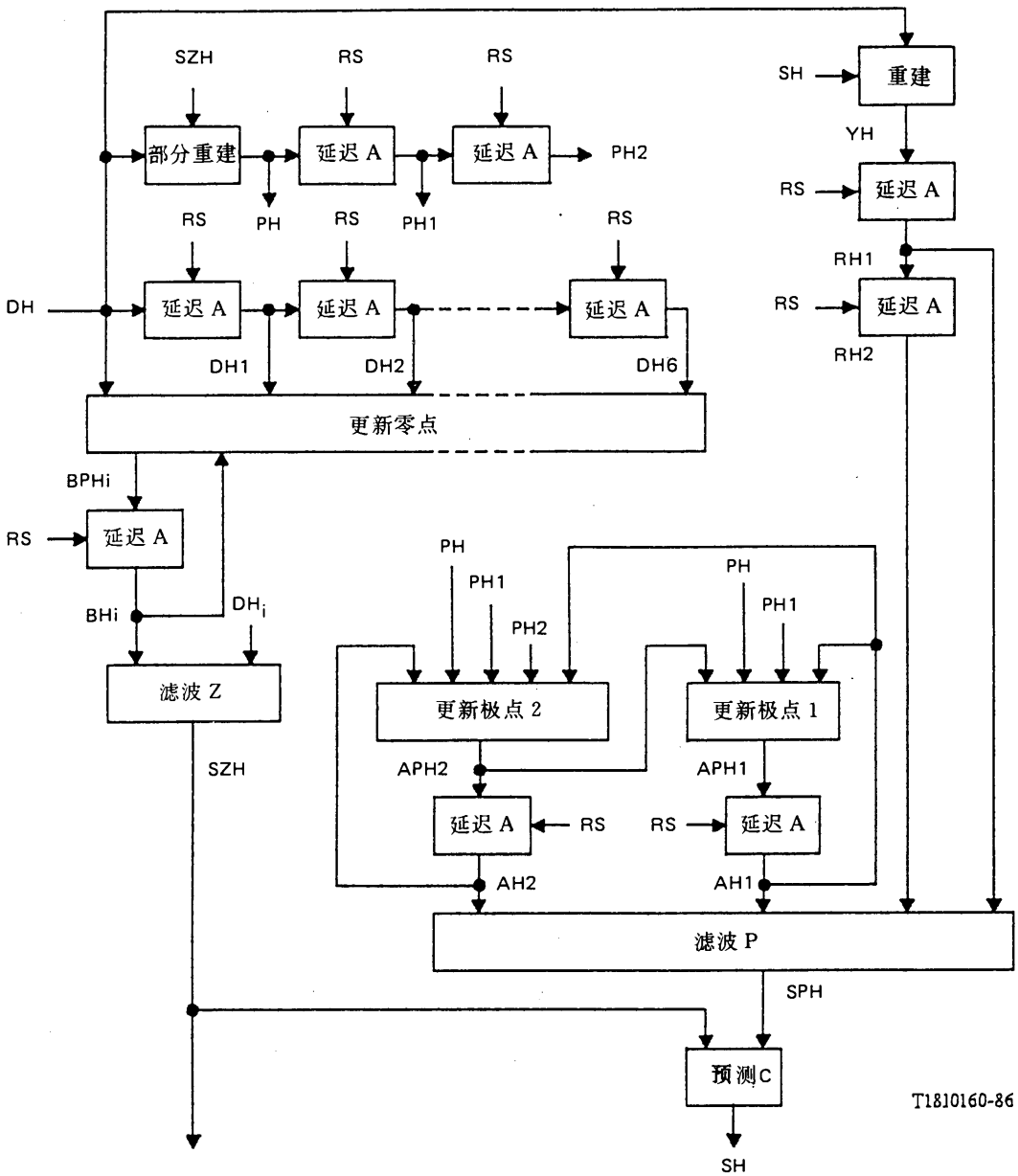


图 30/G.722

高子带内自适应预测器和重建信号

延　迟　A

参见§6.2.1.3的规范。

部 分 重 建

参见§6.2.1.4的规范。用 DH 代替 DLT 和 SZH 代替 SZL 作为输入,而用 PH 代替 PLT 作为输出。

重　建

参见§6.2.1.4的规范。用SH代替SL和用DH代替DLT作为输入，而用YH代替RLT作为输出。

更新零点

参见§6.2.1.4的规范。用DH代替DLT，DHi代替DLTi和BHi代替BLi作为输入。用BPHi代替BPLi作为输出。

更新极点2

参见§6.2.1.4的规范。用AHi代替ALi，PH代替PLT和PHi代替PLTi作为输入，用APH2代替APL2作为输出。

更新极点1

参见§6.2.1.4的规范。用AH1代替AL1，APH2代替APL2，PH代替PLT和PH1代替PLT1作为输入，用APH1代替APL1作为输出。

滤　波　Z

参见§6.2.1.4的规范。用DHi代替DLTi和BHi代替BLi作为输入，用SZH代替SZL作为输出。

滤　波　P

参见§6.2.1.4的规范。用RHi代替RLTi和AHi代替ALi作为输入，用SPH代替SPL作为输出。

预　测

参见§6.2.1.4的规范。用SPH代替SPL和用SZH代替SZL作为输入，用SH代替SL作为输出。

6.2.2.5　*高子带内重建信号饱和(方框5H)*

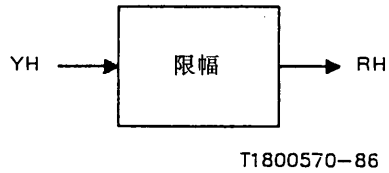


图31/G.722

高子带内重建信号饱和

限　幅

参见§6.2.1.6的规范。用YH代替YL作为输入，而用RH代替RL作为输出。

附 录 I

（附于建议 G.722）

进网概貌

本附录的目的是对 64kbit/s(7kHz)音频编码和数字网的其他部分的相互影响作一个概括的描述。还提供一些一般的导则。

连接的建立不属于本建议的范围。

I.1 网络特性

本建议可适用于在网络中运行的显示以下各种特性的系统：

i) 终端具备网络八比特组字节定时；

注 — 八比特组字节定时也可能从按建议 G.725 规定的帧结构内的控制信号导出。

ii) 基准时钟符合建议 G.811 的定时要求的准同步网或同步网；

iii) 64kbit/s 连接类型具有下列任一特性

— 全部 64kbit/s 透明，

— 脉冲密度限制如建议 G.802 所述。

注 — 64kbit/s(7kHz)音频编码也可以运用在如建议 G.704 § 3.1 所述的用信令比特代替八比特组字节的第 8 比特的网络或只是 56kbit/s 透明的网络。然而，可能出现降低音频比特率和辅助数据信道容量以及仅有两种工作模式，指的是 1bis(不成帧)和 3bis，说明如下：

— 模式 1bis：56kbit/s 音频编码，且没有数据信道。

— 模式 3bis：48kbit/s 音频编码，6.4kbit/s 数据信道和 1.6kbit/s 的业务信道定帧和模式控制。

I.2 综合电信网

预知 64kbit/s(7kHz)音频编码系统将用于点到点，多点和广播应用。特殊使用的例子有：广播解说用的优质通路和音频及视频会议用的高质量语音通路。

编码系统可工作于任何 64kbit/s 运载通路(参见 § I.1)，例如公用电话交换网，租用电路或 ISDN。

为了传输 64kbit/s(7kHz)音频编码，必须使诸如数字语音内插，回声控制和数字衰减器等处理停止工作。禁止数字处理的规约不属本建议的论题。

然而，应当指出在多点会议单元可以出现信号处理(参见 § 1.7)。

I.3 *64kbit/s(7kHz)音频编码系统的音频性能*

I.3.1 语音

64kbit/s(7kHz)音频编码系统的语音性能以 Q_W 值来定量的说明，Q_W 是衡量宽带系统的信号对相关的噪声比的单位，用 dB 来量度。关于 Q 值测量的详细资料，可以在建议 P.81 中查找到。这个建议虽然主要是预定给电话带宽应用的，但通过使用适当的滤波器(50－7000Hz)，已经用于评价宽带系统，故用下标 W 来表示。

仅仅是作为导则的场合，38dB 的 Q_W 值相当于近似 128kbit/s(7kHz)PCM 系统(抽样频率 16kHz，按建议 G.711 中的编码律)，而 45dB 的 Q_W 值近似地相当于编码器音频部分互联而没有中间的 SB－ADPCM 编码过程。

表 I -1/G.722 指出对于标称输入值用 Q_W 值表示的相对性能。

表 I - 1/G.722

语音性能的相对水平(Q_W 值)

工作模式	编码转换		
	1 次	4 次 模拟,按图 I —1/G.722	4 次 数字,按图 I —2/G.722
1(64kbit/s)	45	38	41
2(56kbit/s)	43	36	38
3(48kbit/s)	38	29	34

已经发现 64kbit/s(7kHz)音频编码系统的性能大体上不受 BER 高达 1×10^{-4}水平的随机分布的误码影响。误码率高到接近 1×10^{-3}时,产生可以感觉的劣化,在某些应用中可以认为这是可以忍受的。

在许多交谈者的条件下还没有感到特别的问题,因此在常规会议条件下正确工作可以认为是可靠的。

在模式失配条件下(即,对于给定的八比特组字节,在解码器中所用的类型与工作模式不对应)的性能在 § I.5 中考虑。

I.3.2 音乐

虽然设计主要是针对语音,但在模式 1 对宽带的音乐素材编码对可以预料无明显失真。对音乐信号影响的进一步研究是 CMTT 研究组的研究的问题。

I.4 当和其它编码系统在模拟基础上互连时的音频性能

I.4.1 *64kbit/s PCM*

在由符合建议 G.711 的 64kbit/s PCM 链路和 64kbit/s(7kHz)音频编码链路模拟互连组合构成的通道上。所进行的非正式主观测试表明不存在互通问题。但是,该组合的性能不会比 64kbit/s PCM 的性能更好。

两种编码系统在数字基础上的互连是 § I.8 的论题。

I.4.2 *32kbit/s ADPCM*

预期符合建议 G.721 的 32kbit/s ADPCM 链路与 64kbit/s(7kHz)音频编码链路的模拟互连组合不会引起任何互通问题。但是,组合的性能将不会比 32kbit/s ADPCM 更好。

两种编码系统在数字级的互连是进一步研究的课题。

Ⅰ.5　在模式变换时的音频性能

建议模式变换应在发送和接收之间同步地实现，以最大限度地提高音频性能。然而，可以考虑异步模式变换，因为模式失配状况很可能局限于有限的期间，因而相应的性能可能是可以接受的。虽然不希望，但是在例外的情况中可以设想在永久的模式失配状态下运行。表Ⅰ－2/G.722 表明对于常规输入电平，所有模式失配组合下的相对性能。

表Ⅰ-2/G.722

模式失配下的相对语音性能（Q_W 值）

音频接收用的比特率	音频发送用的比特率	
	56kbit/s	48kbit/s
64kbit/s	41	35
56kbit/s	—	36

注 — 音频编码不用的比特已被伪随机序列的比特取代。

Ⅰ.6　辅助数据信道性能

音频和数据信道比特率的可用组合取决于§Ⅰ.1 iii)所述的连接类型。

因为音频和数据信道有效的去耦，音频信号的特性不影响数据信道。数据信道的透明性只受到信令序列选择的限制，这些序列是用来导出终端识别的。如果这些序列选择的是一种适合的格式，音频或数据比特模仿它们的可能性会极低。因此，对于所有实际的用途而言，可以认为数据信道是透明的。

数据信道容量的控制在建议 G.725 中考虑。

虽然数据信道的格式不是本建议的内容，可以注意到：在总的数据信道容量为 16kbit/s 时，算法并不禁止使用两个完全独立的 8kbit/s 数据信道。

在传输误码的条件下，数据信道不会由于音频编码算法而蒙受误码增多。

注 — 用数据去取代通常分配给高子带的两比特，可能得到额外的数据信道容量，其必然的代价是降低音频带宽。然而，这种方式很可能需要更严格的接收滤波器特性规范，以便使混叠效应最小。

Ⅰ.7　多点会议方式

多点会议方式的特殊性能有：数据信道的控制，回声控制和终端之间控制消息的处理，这些不属于本建议的范围。然而，所选择的音频编码算法对于已露端倪的多点会议方式保持了最大的灵活性。应当注意的一些一般导则如下：

— 为了最大限度地提高音频性能，对于多点会议单元的信号合成装置的传输入和输出应当采用与发送数据信道比特率要求一致的可能的最高音频比特率；
注 — 必须在信号的线性表达式的基础上实现信号合成。

— 终端或多点会议单元口的发送和接收模式不必相同；
— 最好是在子带均匀 PCM 级完成信号合成，理由如下：
i)　因为不需要正交镜象滤波器，在多点会议单元(MCU)中硬件最少，
ii)　因为避免附加滤波，信号质量最好，没有附加信号延迟；
iii)　回声控制可能比较简单，以便在子带级实现。图 Ⅰ-3/G.722 表示在子带级信号合成的多点会议桥的一种可能方式；
— 因为音频性能的原故，与 64kbit/s(7kHz)音频编码互连的多点会议单元汇接的数目限于 3，参见图 Ⅰ-4/G.722；
— 在多点会议单元包括有 64kbit/s PCM 口的情况下，应使用原理上相当于 § Ⅰ.8 中所述的数字编码转换原理导出高和低子带信号。

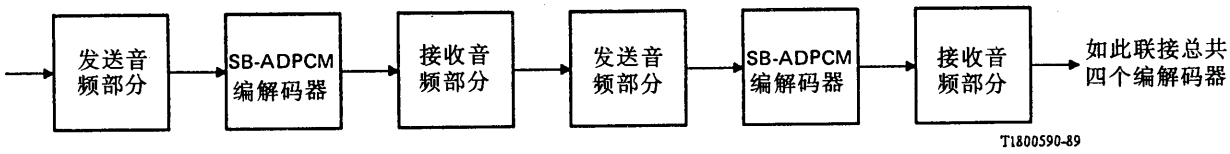


图 Ⅰ-1/G.722
四次编码转换(模拟联接)

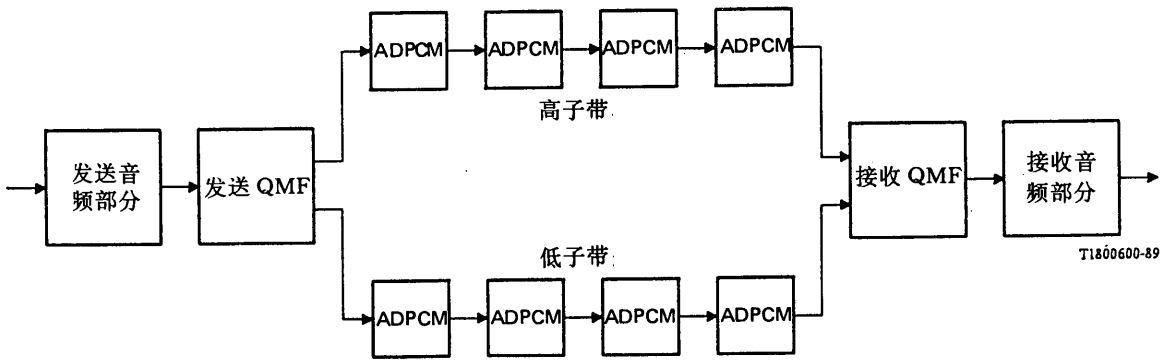


图 Ⅰ-2/G.722
四次编码转换(数字联接)

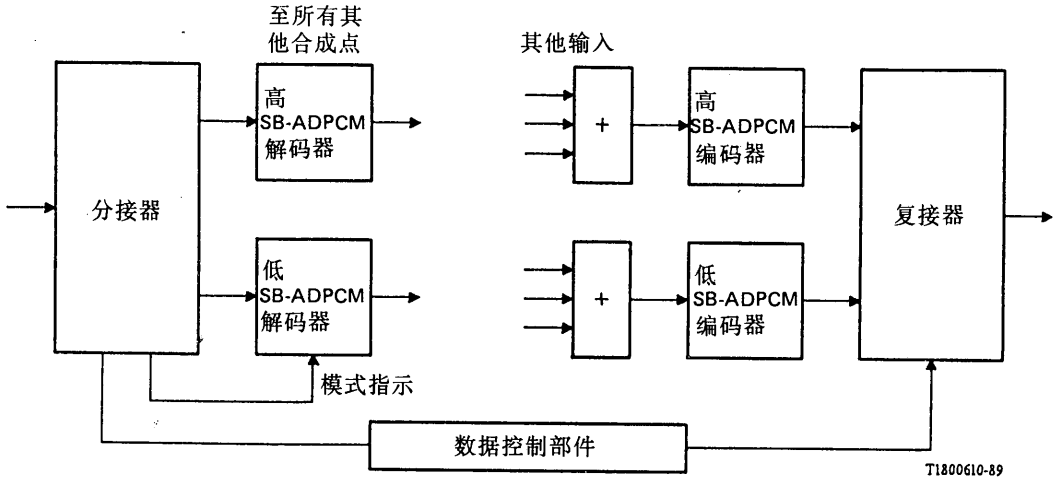


图 I - 3/G. 722

多点会议单元可能的方式

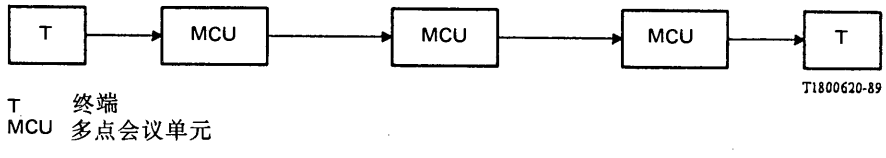


图 I - 4/G. 722

级联多点会议单元

I.8 *64kbit/s(7kHz)音频编码系统和 64kbit/s PCM 之间的数字编码转换*

图 I - 5/G. 722 表示 64kbit/s(7kHz)音频编码系统和符合建议 G. 711 的 64kbit/s PCM 的数字互连所推荐的方法。

从 64kbit/s PCM 到 64kbit/s(7kHz)音频编码的编码转换原理包括从 A 律或 μ 律 PCM 变换到均匀 PCM 的变换和在 8kHz 抽样的均匀 PCM 信号中交替间插零幅度的样值以形成 16kHz 抽样的信号。然后，这个信号通过以 16kHz 抽样的数字低通滤波器，低通滤波器并不明显地改变 3.4kHz 以下的基带频响，但衰减 4.6kHz 以上的频率分量。然后，产生的信号加到如图 I - 3/G. 722 所示的子带 ADPCM 编码器。

应当注意避免仅使用低子带来运送从符合建议 G. 711 的 64kbit/s PCM 链路发来信号的信息。

使用已在 64kbit/s(7kHz)音频编码方案中采用的低通(LP)和高通(HP)QM 滤波器设计从 64kbit/s PCM 信号中产生两个子带信号的另一个方法如图 I - 6/G. 722 所示。目标是产生一个高子带信号它将最终抵消引入到低子带信号的混叠失真。64kbit/s PCM 信号被变换为均匀 PCM,并且通过交替地插入零值的样值而使抽样率提高到 16kHz。插入因子为 2 的倍率以便保持单位增益。由 HPQM 两个完全相同的滤波级和随后的 2∶1 子抽样产生低子带信号。由 HP 后随 LP 的两个滤波级、因子为 1/2 的增益降低,符号反转和随后的 2∶1 子抽样产生高子带信号。把这两个信号输入到建议 G. 722 的 QM 综合滤波器,得到适合的源 PCM 的 7kHz 形式。

注意,高抽样和子抽样的过程应当同步,以使样值删除的瞬间对应于零样值插入的瞬间。

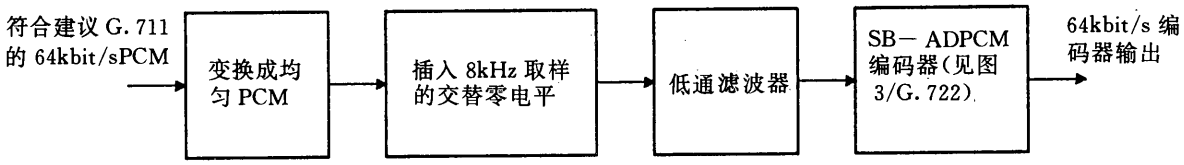
从 64kbit/s(7kHz)音频编码转换到 64kbit/s PCM 可以这样来实现:即从子带 ADPCM 解码器取出输出信号再依次完成下列三个处理:

— 数字低通滤波(16kHz 抽样)不明显改变 3.4kHz 以下的基带频响,但衰减 4.6kHz 以上频率分量;

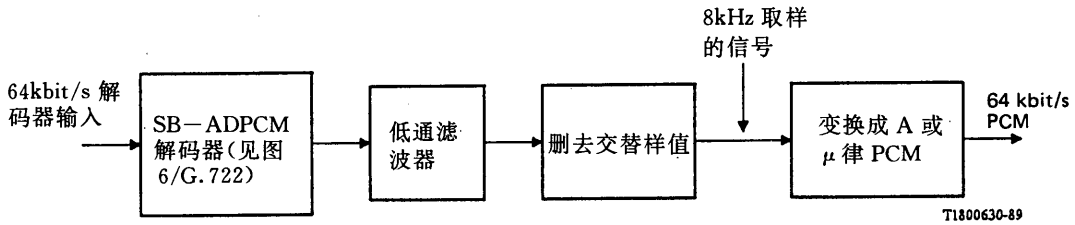
— 从所得到的 16kHz 抽样信号中交替删去样值;

— 把从所得到的 8kHz 抽样的均匀 PCM 信号变换成 A 律或 μ 律 PCM。

注 — 独自从 64kbit/s(7kHz)信号的低子带产生 64kbit/sPCM 信号是进一步研究的课题。



a)64kbit/sPCM 变成 64kbit/s(7kHz)音频编码



b)64kbit/s(7 kHz)音频编码变成 64kbit/sPCM

图 I - 5/G. 722

64kbit/s(7kHz)音频编码系统与符合建议 G. 711 的 64kbit/s PCM 之间的数字编码转换

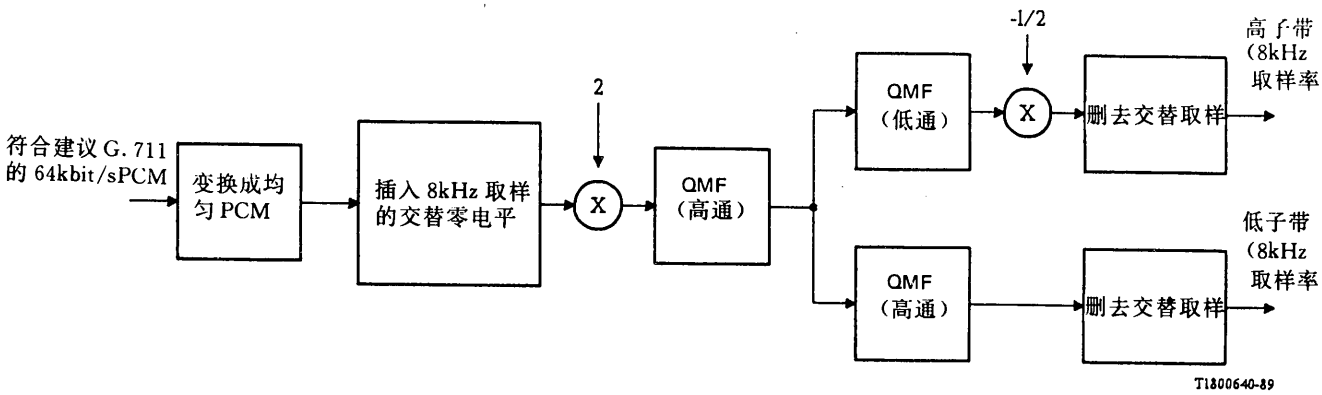


图 I - 6/G. 722

符合建议 G. 711 的 64kbit/sPCM 与 64kbit/s(7kHz)音频编码之间数字编码转换的另一个方法

附 录 Ⅱ

(附于建议 G. 722)

数字测试序列

本附录给出有关数字测试序列的资料,应当用该序列来帮助验证宽带编码算法中 ADPCM 编解码部分的实现情况。序列的副本复制在软盘上可供使用(见 Ⅱ.4)。

Ⅱ.1 输入和输出信号

表 Ⅱ - 1/G. 722 规定了测试序列的输入和输出信号。它包含一些这个测试序列所特有的信号(用 # 号标明),这是为了方便在测试序列的发生器/接收器和编码器/解码器之间的接口。这些输入和输出信号的 16 比特字格式示于图 Ⅱ - 1/G. 722,图 Ⅱ - 2/G. 722 和图 Ⅱ - 3/G. 722。

Ⅱ.2 测试序列的应用配置

两种配置(配置 1 和配置 2)适宜于测试序列使用。在两种配置中,"TEST"信号用来使编码器和解码器准备好用数字序列进行测试。在提供"TEST"信号时,QMF 旁路将测试序列直接加到 ADPCM 编码器或解码器。从输入测试序列 $X^{\#}$(在解码器内是 $I^{\#}$)抽出"RSS"信号并产生编码器和解码器用的复位信号"RS"。"RS"信号将用来把状态变量(在表 13/G. 722 中用 * 指示的那些变量)初始化为零或特定的值。

Ⅱ.2.1 配置 *1*

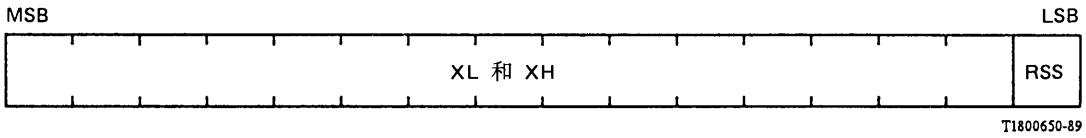
图 Ⅱ - 4/G. 722 所示的配置 1 是图 4/G. 722 和图 5/G. 722 的简化型。在表 12/G. 722 说明了编码器输入信号 XL 和 XH。这些输入信号直接地分别馈送到低和高子带 ADPCM 编码器,旁路 QMF。编码器输出信号 IL 和 IH 分别在子方框"量化 L"和"量化 H"中确定。

这个序列用来测试编码器中的量化器/预测器反馈环。

表Ⅱ－1/G.722

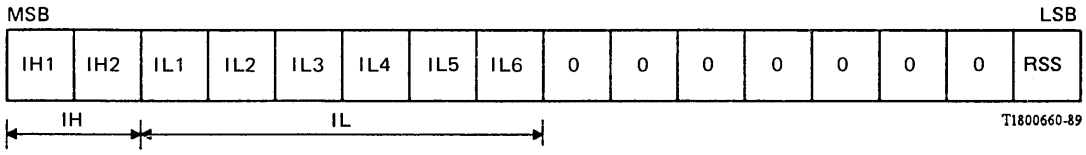
测试序列的输入和输出信号说明

名称	说　明
XL	输入到低子带编码器的 15 比特均匀量化输入信号
XH	输入到高子带编码器的 15 比特均匀量化输入信号
X#	输入测试序列，具有如图Ⅱ-1/G.722 所示的 16 比特字格式
IL	6 比特低子带 ADPCM 码语
ILR	接收的 6 比特低子带 ADPCM 码语
IH	2 比特高子带 ADPCM 码语
I#	具有如图Ⅱ-2/G.722 所示的 16 比特字格式的输出(在配置 1 中)和输入(在配置 2 中)测试序列
RL	来自低子带解码器的 15 比特均匀量化输出信号
RH	来自高子带解码器的 15 比特均匀量化输出信号
RL#	具有如图Ⅱ-3/G.722 所示的 16 比特字格式的输出测试序列
RH#	具有如图Ⅱ-3/G.722 所示的 16 比特字格式的输出测试序列
RSS	复位/同步信号
VI	有效数据指示信号



图Ⅱ-1/G.722

X#的字格式



注 1—IH1 和 IL1 分别是 IH 和 IL 的 MSB。
注 2—配置2中 IL 读作ILR。

图Ⅱ-2/G.722

I#的字格式

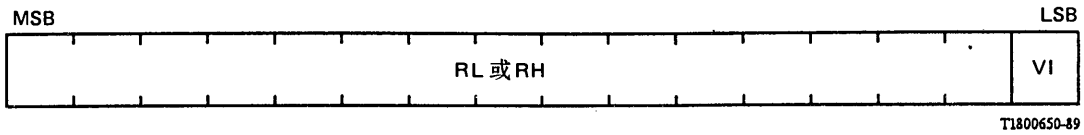


图 Ⅱ - 3/G. 722

RL # 和 RH # 的字格式

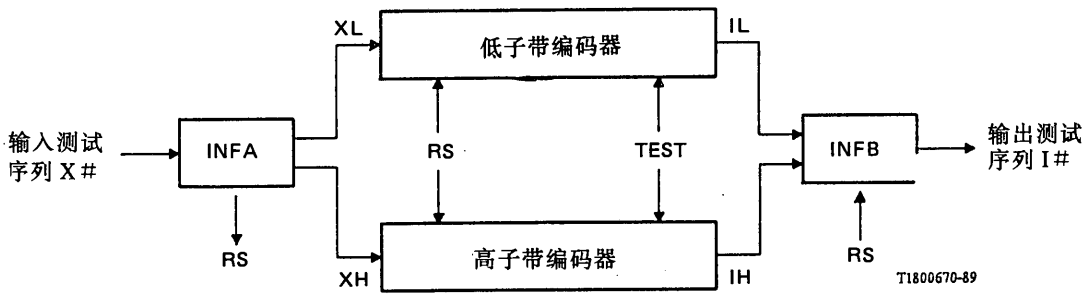


图 Ⅱ - 4/G. 722

配置 1 — 只有编码器

Ⅱ. 2. 2　　配置 2

图 Ⅱ -5/G. 722 所示的配置 2 是图 7/G. 722 和图 8/G. 722 的简化型。表 12/G. 722 描述了测试信号 ILR 和 IH 以及"MODE"信号。对应的解码器输出信号 RL 和 RH 在 G. 722 的 § 6. 2. 1. 6 和 6. 2. 25 节的子方框"限幅"中确定。对于低子带，按三种基本工作模式(模式 1、2 和 3)产生 ADPCM 解码器输出信号。旁路 QMF，从低和高子带 ADPCM 解码器分别获得输出信号 RL 和 RH。

配置 2 被用来测试解码器中没有量化器/预测器反馈环的逆量化器工作和预测器自适应。

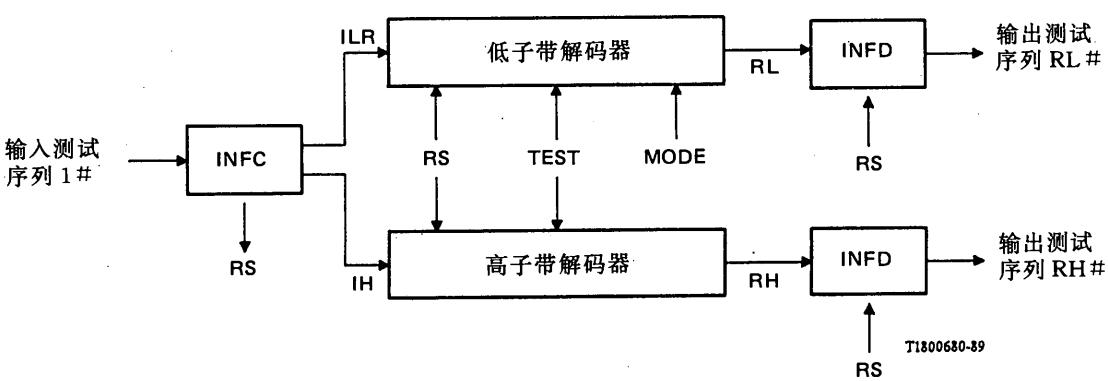


图 Ⅱ - 5/G. 722

配置 2 — 只有解码器

(按模式 1,2 和 3 导出 RL 和 RL #)

Ⅱ.2.3 复位/同步信号(*RSS*)和有效数据指示(*VI*)

为了得到准确的测试输出值,在输入测试序列开始之前,在两种测试配置中所有的存储状态必须按本建议规定的正确状态初始化。

在配置1中,输入测试序列X#由编码器输入测试信号和复位/同步信号(RSS)组成,如图Ⅱ-1/G.722所示。把RSS信号设置在输入序列的第一个LSBI。如RSS为"1",低和高子带编码器被初始化,并且编码器的输出置为零,即,IH=0和IL=0。这个通常禁止的输出码用来指示输出为"无效数据"。在RSS信号变为"0"后,输入测试序列将有效,ADPCM算法开始运行。

在配置2中,输入测试序列I#的前8比特由低和高子带解码器输入码语组成,后8比特由7比特零和以"RSS"为LSB构成,如图Ⅱ-2/G.722所示。RSS信号的作用与配置1中相同。这就是说,如RSS信号等于"1",低和高子带解码器被初始化。在RSS信号变成"0"后,ADPCM算法就进入运行状态。输出测试序列RL#和RH#由15比特的解码器输出信号和有效数据指示信号(VI)组成,如图Ⅱ-3/G.722所示。当送到解码器的RSS信号为"1"时,信号VI置为"1"和解码器输出置为零,表示输出为"无效数据"。如VI是"0",输出测试序列有效。

为了建立测试序列发生器/接收器和编码器/解码器之间的连接,提供了图Ⅱ-4/G.722和图Ⅱ-5/G.722中的四个子方框:接口A,接口B,接口C和接口D。这些子方框的详细说明如下,采用G.722的§6.2中相同的标记。

接 口 A

输入:X#

输出:XL,XH,RS

功能:抽出复位/同步信号和将输入信号送到低和高子带ADPCM编码器。

RS=X#&1	抽出RSS信号
XL=S#≫1	低子带输入信号
XH=XL	高子带输入信号

接 口 B

输入:IL,IH,RS

输出:I#

功能:将低和高子带ADPCM编码器输出信号和复位/同步信号组合,产生输出测试序列。

$I=\begin{cases}(IH\lll 6)+IL, & \text{如 } RS==0\\ 0, & \text{如 } RS==1\end{cases}$		组合IH和IL 置输出为零
I#=(I⋘8)+RS		加上RSS信号

接 口 C

输入:I#

输出:ILR,IH,RS

功能:抽出复位/同步信号和把输入信号送到低和高子带解码器。

RS=I#&1	抽出 RSS 信号
ILR=(I#>>>8)&63	低子带 ADPCM 输入
IH=I#>>>14	高子带 ADPCM 输入

接 口 D

输入:RL(在高子带是 RH),RS

输出:RL#(在高子带是 RH#)

功能:将低(高)子带 ADPCM 解码器输出信号和有效数据指示信号组合起来,产生输出测试序列。

$RLX=\begin{cases} RL\ll 1, & \text{如 } RS==0 \\ 0, & \text{如 } RS==1 \end{cases}$		用 1 比特移位标定 置输出为零
RL#=RLX+RS		加上 VI 信号

Ⅱ.3 测试序列

Ⅱ.3.1 配置 1 的输入序列

对于配置 1,提供两种类型的输入测试序列:

1) 包含有测试音、直流和白噪声的序列。

2) 测试 ADPCM 编码器溢出控制的序列。

第一个输入序列包含有各种频率的测试音、直流和两个电平的白噪声。在表Ⅱ-2/G.722 给出信号段和长度。

测试音用来在预测器的工作范围内移动预测器的极点和测试稳定性控制。虽然,对于测试音输入二阶极点系数只是在它的下限附近设定,在直流正的输入开始时也检验了上限。直流和白噪声用来在它们的整个范围内改变量化器标度因子。

第二个输入序列用来测试常有的溢出。信号段和长度给定在表Ⅱ-3/G.722。

这个序列产生大的预测误差,所以它用来校核极点和零点节输出计算中的溢出控制。

在配置 1 中,零点预测器系数值不会移到−2 和+2 的极限范围。

Ⅱ.3.2 配置 2 的输入序列

对于配置 2,提供三种类型的输入测试序列:

1) 在应用表Ⅱ-2/G.722 所述的输入测试序列时,使用由编码器产生的序列;

2) 在应用表Ⅱ-3/G.722 所述的输入测试序列时,使用由编码器产生的序列;

3) 使用通常不是源出于编码器,包含有连续的子序列的人工序列。

下面说明由 16384 个值组成的第三种测试序列。

表Ⅱ-2/G.722

测试音、直流和白噪声的序列

信号段	长度 (16 比特字数)
3504 测试音	1024
2054 测试音	1024
1504 测试音	1024
504 测试音	1024
254 测试音	1024
1254 测试音	1024
2254 测试音	1024
3254 测试音	1024
4000 测试音	512
直流,正、低电平	512
直流,值为零	512
直流、负低电平	512
白噪声、低电平	3072
白噪声、高电平	3072
序列的总长度	16384

表Ⅱ-3/G.722

溢出测试序列

信号段	长度 (16 比特字数)
−16384,+16384;重复	639
0,−10000,−8192	3
−16384,+16384,−16384;重复	126
序列的总长度	768

Ⅱ.3.2.1　低子带 *ADPCM* 码语

6 比特低子带解码器输入序列由 MSB 序列和余下 5 比特的一个特别序列构成。MSB 序列由每个长度为 2048 比特的八个人工子序列组成，如下所示：

(1) 0 0 1 0 0 1 0 0 1 0 0 1 0 0 1 0 0 .....
(2) 1 1 1 1 0 0 0 0 1 1 1 1 0 0 0 0 1 .....
(3) 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 .....
(4) 1 1 0 0 1 1 0 0 1 1 0 0 1 1 0 0 1 .....
(5) 1 0 1 0 1 0 1 0 1 0 1 0 1 0 1 0 1 .....
(6) 0 0 0 0 0 1 0 0 0 0 0 0 0 1 0 0 0 .....
(7) 0 0 1 0 1 0 0 1 0 1 0 0 1 0 1 0 0 .....
(8) 1 1 0 0 0 1 1 0 0 0 1 1 0 0 0 1 1 .....

这些 MSB 序列用来强使零点预测器系数在整个±2 的范围内变化。

相关的 5 比特字序列由 64 个级联的每个长 256 个值的人工子序列组成，如表 Ⅱ - 4/G. 722 所述。选择这个 5 比特字序列以便在其整个范围内运用对数量化器标度因子和对数到线性变换。

合成的 ILR 序列还测试极点预测器及其系数在它们的允许范围内的变化。由子序列(56)号到(64)号构成的测试序列，测试由于传输误码可能出现的抑制码语到特定的量化间隔的变换。

Ⅱ.3.2.2　高子带 *ADPCM* 码语

2 比特高子带解码器输入序列由 MSB 序列和一个特别的 LSB 序列组成。

MSB 序列由八个人工子序列组成，这些子序列与低子带 ADPCM 用的 MSB 序列是一样的。

LSB 序列由每个长 2048 比特的八个级联的人工子序列组成，如下所示：

(1)　111111……
(2)　16 个“1”，16 个“0”交替排列
(3)　000000……
(4)　8 个“1”，8 个“0”交替排列
(5)　000000……
(6)　4 个“1”，4 个“0”交替排列
(7)　111111……
(8)　2 个“1”，2 个“0”交替排列。

将 1 比特 LSB 附加到 1 比特 MSB 上以形成合成序列的作用相当于 § Ⅱ.3.2.1 中所述低子带 ADPCM 码语的合成序列的作用。

Ⅱ.4　测试序列分配的格式

Ⅱ.4.1　磁盘接口和格式

数字测试序列的副本复制在三个 5¼″软盘上，从 ITU 可以买到。

操作系统是 PC-DOS 或 MS-DOS(2.0 版本或更新的)。采用 MS-DOS 5¼″软盘格式。

所用的格式如下：

— 双面 5¼″软盘
— 每面 40 道
— 每道 9 扇区
— 每扇区 512 字节。

为便于转储、编目或编辑、用 ASCII 文本编写文件。

表Ⅱ-4/G.722

ILR 的后 5 比特的序列

重复的码组、每个长 256 个值	
(1)31 31 31 31 31 31……	(33)15 15 15 15 15 15……
(2)16 个 31,16 个 30 交替	(34)16 个 15,16 个 14 交替
(3)30 30 30 30 30 30……	(35)14 14 14 14 14 14……
(4)16 个 30,16 个 29 交替	(36)16 个 14,16 个 13 交替
(5)29 29 29 29 29 29……	(37)13 13 13 13 13 13……
(6)16 个 29,16 个 28 交替	(38)16 个 13,16 个 12 交替
(7)28 28 28 28 28 28……	(39)12 12 12 12 12 12……
(8)16 个 28,16 个 27 交替	(40)16 个 12,16 个 11 交替
(9)27 27 27 27 27 27……	(41)11 11 11 11 11 11……
(10)16 个 27,16 个 26 交替	(42)16 个 11,16 个 10 交替
(11)26 26 26 26 26 26……	(43)10 10 10 10 10 10……
(12)16 个 26,16 个 25 交替	(44)16 个 10,16 个 9 交替
(13)25 25 25 25 25 25……	(45)9 9 9 9 9 9……
(14)16 个 25,16 个 24 交替	(46)16 个 9,16 个 8 交替
(15)24 24 24 24 24 24……	(47)8 8 8 8 8 8……
(16)16 个 24,16 个 23 交替	(48)16 个 8,16 个 7 交替
(17)23 23 23 23 23 23……	(49)7 7 7 7 7 7……
(18)16 个 23,16 个 22 交替	(50)16 个 7,16 个 6 交替
(19)22 22 22 22 22 22……	(51)6 6 6 6 6 6……
(20)16 个 22,16 个 21 交替	(52)16 个 6,16 个 5 交替
(21)21 21 21 21 21 21……	(53)5 5 5 5 5 5……
(22)16 个 21,16 个 20 交替	(54)16 个 5,16 个 4 交替
(23)20 20 20 20 20 20……	(55)4 4 4 4 4 4……
(24)16 个 20,16 个 19 交替	(56)16 个 4,16 个 3 交替
(25)19 19 19 19 19 19……	(57)3 3 3 3 3 3……
(26)16 个 19,16 个 18 交替	(58)16 个 3,16 个 2 交替
(27)18 18 18 18 18 18……	(59)2 2 2 2 2 2……
(28)16 个 18,16 个 17 交替	(60)16 个 2,16 个 1 交替
(29)17 17 17 17 17 17……	(61)1 1 1 1 1 1……
(30)16 个 17,16 个 16 交替	(62)16 个 1,16 个 0 交替
(31)16 16 16 16 16 16……	(63)0 0 0 0 0 0……
(32)16 个 16,16 个 15 交替	(64)16 个 0,16 个 3 交替

Ⅱ.4.2 提供的文件类型

测试序列被整理成 17 个文件。按下列说明将这 17 个文件分类为三组：

T1 类： 源文件须输入 ADPCM 编解码器。T1 类包括 2 个用在配置 1(仅有编码器)的文件和 1 个用在配置 2(仅有解码器)的文件。

T2 类： 组合的源—比较文件。在 T2 类中有两个文件。两个文件均在配置 1 的编码器输出作比较用。在配置 2 中，它们也用作测试解码器的源文件。

T3 类： 用来校核不同模式中解码器输出的比较文件。在 T3 类中有 9 个用于测试低子带解码器的文件以及在同类别中有 3 个文件用来测试高子带解码器。在 T3 类中，在文件名称中用后缀 H 或 L 区别是高子带还是低子带。在文件名称中，还有从 1 到 3 的编号，表示用于测试的对应的模式。

Ⅱ.4.3 测试序列文件的索引

本节给出为数字测试序列提供的每个文件的名称和内容。图 Ⅱ－6/G.722 表明在不同的测试配置中须使用的文件。

T1 类文件名称：

T1C1.XMT： 16416 个测试值(16 比特字)，包含编码器测试用的各种频率，直流、白噪声。

T1C2.XMT： 800 个测试值(16 比特字)，包含测试编码器溢出的人工序列。

T1D3.COD： 16416 个测试值(16 比特字)，包含对解码器测试的人工序列。最高有效的 8 比特包含的 ADPCM 码(IH,IL)而最低有效的 8 比特包含的 RSS 信息(复位/同步信号)。

T2 类文件名称：

T2R1.COD： 16416 个测试值(16 比特字)，包含 T1C1.XMT 文件用的输出码。这个文件也用作测试解码器的输入，因而具有和 T1D3.COD 文件相同的结构。

T2R2.COD： 800 个测试值(16 比特字)包含 T1C2.XMT 文件用的输出码。这个文件也用作测试解码器的源，因而具有和 T1D3.COD 文件相同的结构。

T3 类文件名称：

T3L1.RC1： 16416 个测试值(16 比特字)，包含用文件 T2R1.COD 作为输入时，低子带解码器在模式 1 的输出。

T3L1.RC2： 但是在使用模式 2 时有如 T3L1.RC1 文件同样的含义。

T3L1.RC3： 但是在使用模式 3 时有如 T3L1.RC1 文件同样的含义。

T3H1.RC0： 16416 个测试值(16 比特字)，包含用文件 T2R1.COD 作为输入时高子带解码器的输出。

T3L2.RC1： 800 个测试值(16 比特字)，包含用文件 T2R2.COD 作为输入时，低子带解码器在模式 1 的输出。

T3L2.RC2： 但是在使用模式 2 时有如 T3L2.RC1 文件同样的含义。

T3L2.RC3： 但是在使用模式 3 时有如 T3L2.RC1 文件同样的含义。

T3H2.RC0： 800 个测试值(16 比特字)，包含在使用文件 T2R2.COD 作为输入时，高子带解码器输出。

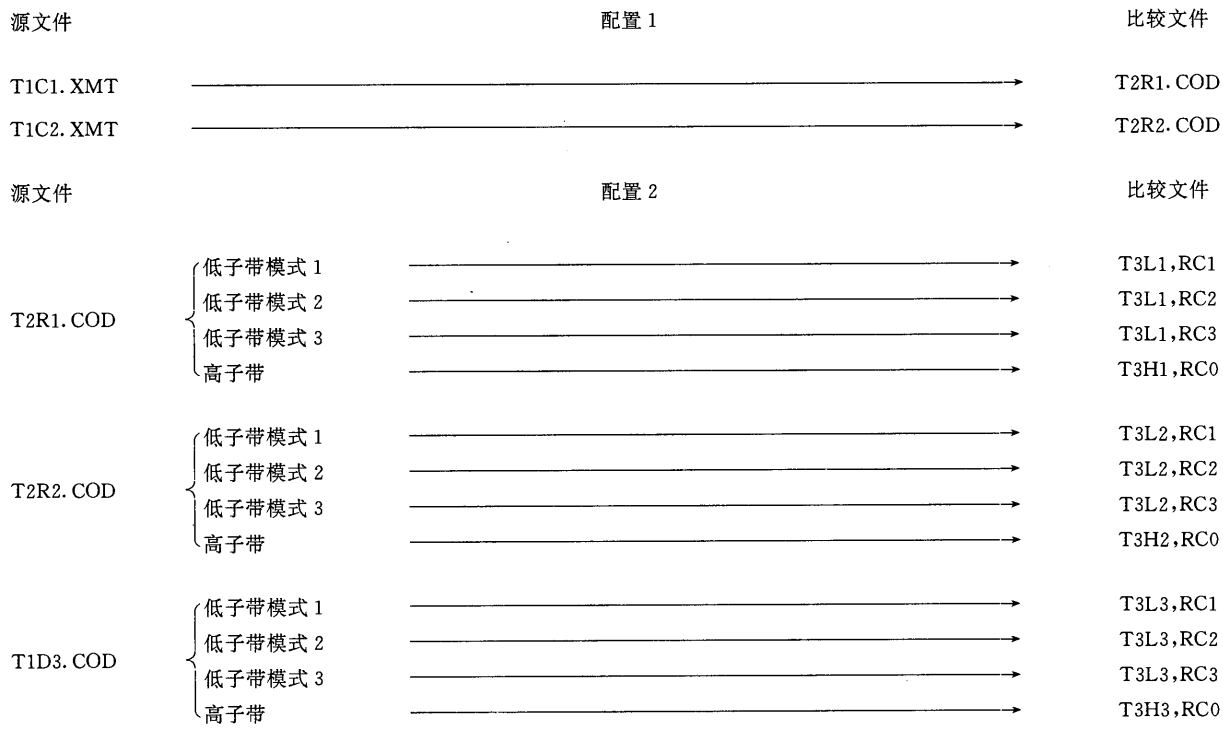
T3L3.RC1： 16416 个测试值(16 比特字)，包含在使用文件 T1D3.COD 作为输入时，低子带解码器在模式 1 的输出。

T3L3.RC2： 但是在使用模式 2 时有如 T3L3.RC1 文件同样的含义。

T3L3.RC3： 但是在使用模式 3 时有如 T3L3.RC1 文件同样的含义。

T3H3.RC0： 16416 个测试值(16 比特字)，包含在使用文件 T1D3.COD 作为输入时高子带解码器的输出。

注一 模式指示必须由数字测试序列的使用者设定。



图Ⅱ-6/G.722

测试的配置

Ⅱ.4.4 文件格式说明

所有文件用带行结构的 ASCⅡ写成。

每个文件的头两行给出关于文件内容的一些信息。前两行使用的格式如下：

/*CCITT 64 KBIT/S SB－ADPCM DIGITAL TEST SEQUENCE G.722*/

/*FILE NAME:xxxx.eee DATE:mm－dd－yy VERSION: V1.0*/

接下去的文件各行是 16 个测试值(16 比特码语，64 个十六进制字符)，后面接着 1 个字节(2 个十六进制字符)的校核和，一个回车字符(以十六进制表示的 ASCⅡ码 0D)和一个换行字符(以十六进制表示的 ASCⅡ码 0A)。最后两个字符不打印出来。

校核和是该行中前面所有字符(ASCⅡ码)之和的最低有效 8 比特的 2 的补码。如果和的最低有效 8 比特为全零，则相应的 2 的补码置为全零。

在每个文件的末尾，用注释行结束该文件。这一行是：

/*END OF FILE:xxxx.eee

Ⅱ.4.5 内部文件说明

Ⅱ.4.5.1 带扩展.*XMT* 的文件

— 16 个 16 比特的字;它的 LSB 置为 1,其他的全为 0,(RSS=1:复位模式)
— RSS=0 的数字测试序列,16384 或 768 个 16 比特的字(RSS 是字的低字节的 LSB)
— 16 个 16 比特的字;它的 LSB 置为 1,其他的全为 0(测试序列结束的标志)

Ⅱ.4.5.2 带扩展.*COD* 的文件

— 16 个 16 比特的字;它的 LSB 置为 1,其他的全为 0,(RSS=1:复位模式和 ADPCM 码置为 0)
— RSS=0 的数字测试序列,16384 或 768 个 16 比特的字(RSS 是字的低字节的 LSB 而高字节为 ADPCM 码)
— 16 个 16 比特的字;它的 LSB 置为 1,其他的全置为 0(测试序列结束标志).

Ⅱ.4.5.3 带扩展.*RCx* 的文件

— 16 个 16 比特的字;它的 LSB 置为 1,其他的全置为 0(其意义是这些字是无效数据)
— 数字测试序列,16384 或 768 个 16 比特的字,其低字节的 LSB 置为 0,表示有效数据。
— 16 个 16 比特的字,它的 LSB 置为 1,其他的全置为 0(测试序列结束标志)

Ⅱ.4.6 *CCITT* 数字测试序列的分配

数字测试序列由三个 5¼″MS—DOS 软盘(双面、360K 格式)组成。软盘的索引如表Ⅱ—5/G.722。

表Ⅱ-5/G.722

数字测试序列软盘索引

	索引		
	文件名称	扩展	字节数
软盘 1	T1C1	XMT	69973
	T1C2	XMT	3605
	T1D3	COD	69973
	T2R1	COD	69973
	T2R2	COD	3605
软盘 2	T3L1	RC1	69973
	T3L1	RC2	69973
	T3L1	RC3	69973
	T3H1	RC0	69973
	T3L2	RC1	3605
	T3L2	RC2	3605
软盘 3	T3L2	RC3	3605
	T3H2	RC0	3605
	T3L3	RC1	69973
	T3L3	RC2	69973
	T3L3	RC3	69973
	T3H3	RC0	69973

建　　议　G.723

为数字电路倍增设备的应用，扩展建议 G.721 的自适应差分脉冲编码调制到 24kbit/s 和 40kbit/s

(1988 年订于墨尔本)

1　概述

本建议扩展建议 G.721 所规定的自适应差分脉冲编码调制(ADPCM)的算法，使之包括 64kbit/sA 律或 μ 律 PCM 信道和 24kbit/s 或 40kbit/s 信道之间的相互转换。

24kbit/s 信道主要应用于数字电路倍增设备(DCME)中传送音频的过载通路。

40kbit/s 信道主要应用于 DCME 中传送数据调制解调器信号，特别是工作高于 4800bit/s 的调制解调器信号。

本建议的第 2 节叙述为了在 24kbit/s 和 40kbit/s 进行编码和解码，在规则方面需要作的修改。第 3 节提供对于 24kbit/s 编码，修改的计算细节，在第 4 节提供对于 40kbit/s 编码，修改的计算细节。附录 Ⅰ 和 Ⅱ 是进网概貌和数字测试序列。

注 1 — 在制订本建议之前，性能类似的其他 ADPCM 算法已在 DCME 设计和电信网中混用。在某些情况下，对于有限制的应用 DCME，经双边协议，可以考虑这些算法。提供这两类计算方法资料的技术说明，可在 COMXVIII No. 101 和 COMXVIII No. 102 中得到。

注 2 — 24、32 和 40kbit/sDCME 信道的分配和有关编码率的选择不属于本建议的范围。

2 ADPCM 规则的修改

图 2/G. 721 和图 3/G. 721 分别是编码器和解码器的方框图。

2.1 *为 24kbit/s 的应用对规则的修改*

为实现 24kbit/s 运用，修改自适应量化器，使之产生 3 比特量化输出 I(k)，I(k)取七个非零值之一。I(k)馈送到逆自适应量化器、自适应速度控制和量化器标度因子自适应方框；将它们的每一个都修改为工作在 3 比特 I(k)，它具有八个可能值的任一个。当用于解码器，由于传输误码，输入到这些方框的 I(k)＝000 是合理的。

明确地说，除了表 1/G. 721 变成表 1/G. 723 以外，与建议 G. 721 的 § 2. 3 是相同的。

表 1/G. 723

24kbit/s 运用的量化器归一化输入/输出特性

归一化量化器输入范围 $\log_2\|d(k)\|-y(k)$	$\|I(k)\|$	归一化量化器输出 $\log_2\|d_q(k)\|-y(k)$
[2.58，+∞)	3	2.91
[1.70，2.58)	2	2.13
[0.06，1.70)	1	1.05
(−∞，0.06)	0	−∞

除了离散函数 W(I)由下表确定以外，与建议 G. 721 的 § 2. 5 是相同的。

$\|I(k)\|$	3	2	1	0
$W(I)$	36.38	8.56	1.88	−0.25

除了 F〔I(k)〕由下表确定以外，与建议 G.721 § 2.6 是相同的。

$\|I(k)\|$	3	2	1	0
$F[I(k)]$	7	2	1	0

2.2 *为 40kbit/s 的应用而对规则的修改*

修改自适应量化器，使之产生 5 比特量化输出 I(k)，从而实现 40kbit/s 运用，I(k)取 31 个非零值之一。I(k)馈送到逆自适应量化器、自适应速度控制和量化器标度因子自适应方框；将它们的每一个都修改到工作在 5 比特 I(k)，它具有 32 个可能值之一。当用于解码器，由于传输误码，输入到这些方框的 I(k)＝00000 是合理的。

明确地说，除了表 1/G.721 变成表 2/G.723 以外，与建议 G.721 § 2.3 是相同的。

表 2/G.723

40kbit/s 运用的量化器归一化输入/输出特性

归一化量化器输入范围 $\log_2\|d(k)\|-y(k)$	I(k)	归一化量化器输出 $\log_2\|dq(k)\|-y(k)$
[4.31,+∞)	15	4.42
[4.12,4.31)	14	4.21
[3.91,4.12)	13	4.02
[3.70,3.91)	12	3.81
[3.47,3,70)	11	3.59
[3.22,3.47)	10	3.35
[2.95,3.22)	9	3.09
[2.64,2.95)	8	2.80
[2.32,2.64)	7	2.48
[1.95,2.32)	6	2.14
[1.54,1.95)	5	1.75
[1.08,1.54)	4	1.32
[0.52,1.08)	3	0.81
[−0.13,0.52)	2	0.22
[−0.96,−0.13)	1	−0.52
(−∞,−0.96)	0	−∞

除了离散函数 W(I)按下表确定以外，与建议 G.721 § 2.5 是相同的。

$\lvert I(k)\rvert$	15	14	13	12	11	10	9	8
$W(I)$	43.50	33.06	27.50	22.38	17.50	13.69	11.19	8.81
$\lvert I(k)\rvert$	7	6	5	4	3	2	1	0
$W(I)$	2.48	2.14	1.75	1.32	0.81	0.22	−0.52	$-\infty$

除了 F〔I(k)〕由下表确定外，与建议 G.721 § 2.6 是相同的。

$\lvert I(k)\rvert$	15	14	13	12	11	10	9	8
$F[I(k)]$	6	6	5	4	3	2	1	1
$\lvert I(k)\rvert$	7	6	5	4	3	2	1	0
$F[I(k)]$	1	1	1	0	0	0	0	0

另外，对于 40kbit/s 编码，修改自适应预测器，使之减少用于零系数工作的漏泄因子。建议 G.721 的公式(2—12)变成：

$$b_i(k) = (1 - 2^{-9})b_i(k - 1) + 2^{-7}\mathrm{sgn}[d_q(k)\mathrm{sgn}[d_q(k - i)]$$

3 24kbit/s ADPCM 的计算细节

24kbit/s ADPCM 的计算细节和 32kbit/sADPCM 的计算细节(建议 G.721 的 § 4)是相同的，只是下列项目除外：

— 在表 2/G.721 中规定为变量 I 的 ADPCM 码语，对编码器和解码器都是 3 比特。

— “量化”、“重建”、“函数 W”、“函数 F”和“同步”方框按以上 § 2.1 所述规则修改。在下面 § 3.1 到 § 3.5 详述这些修改。

3.1 自适应量化器的修改

用如下方框代替建议 G.721 中 § 4.2.2 的“量化”方框。

量化(仅用于编码器)

输入:DLN,DS

输出:I

功能:在对数域量化差值信号。

最化器判定电平和 3 比特输出:

DS	DLN	I	
		123	
0	331-2047	011	
0	218- 330	010	
0	8- 217	001	
0	0- 7	111	— —间隔的正的部分
0	2048-4095	111	— —间隔的负的部分
1	2048-4095	111	— —间隔的负的部分
1	0- 7	111	— —间隔的正的部分
1	8- 217	110	
1	218- 330	101	
1	331-2047	100	

注 — 从比特 1 开始发送 I 值。

3.2 逆自适应量化器的修改

用下列方框代替建议 G.721 的 § 4.2.3 中“重建”方框。

重　建

输入:I
输出:DQLN,DQS
功能:在对数域重建量化的差值信号
DQS=I≫2
量化器输出电平:

I 123	DQS	DQLN
011	0	373
010	0	273
001	0	135
000	0	2048
111	1	2048
110	1	135
101	1	273
100	1	373

注 1 — 从比特 1 开始接收 I 值。
注 2 — 由于传输受到干扰(例如,线路比特误码)解码器可能收到 000 码语。

3.3　量化器标度因子自适应的修改

用下列方框代替建议 G.721 的 § 4.2.4 中"函数 W"方框。

函 数 W

输入:I

输出:WI

功能:把量化器输出映射成对数型的标度因子倍率。

IS=I≫2

$$IM = \begin{cases} I\&3, & IS=0 \\ (7-I)\&3, & IS=1 \end{cases}$$

$$WI = \begin{cases} 582, & IM=3 \\ 137, & IM=2 \\ 30, & IM=1 \\ 4092, & IM=0 \end{cases}$$ 标度因子倍率

3.4 自适应速度控制的修改

用如下方框代替建议 G.721 的 § 4.2.5 中“函数 F”方框。

函 数 F

输入:I

输出:FI

功能:把量化器输出映射成 F(I)函数。

IS=I≫2

$$IM = \begin{cases} I\&3, & IS=0 \\ (7-I)\&3, & IS=1 \end{cases}$$

$$FI = \begin{cases} 0, & IM=0 \\ 1, & IM=1 \\ 2, & IM=2 \\ 7, & IM=3 \end{cases}$$

3.5 输出 *PCM* 格式变换和同步编码调整的修改

用下列方框代替建议 G.721 的 § 4.2.8 中“同步”方框。

同　　步(仅用于解码器)

输入:I,SP,DLNX,DSX,LAW

输出:SD

功能:为同步级联编码,在解码器中对输出 PCM 样值重新编码。

$IS = I \gg 2$

$$IM = \begin{cases} I+4, & IS=0 \\ I\&3, & IS=1 \end{cases}$$

ID 按下表确定:

DSX	DLNX	ID	
0	331-2047	7	
0	218- 330	6	
0	8- 217	5	—|判定间隔正的部分
0	0- 7	3	—|判定间隔负的部分
0	2048-4095	3	—|判定间隔负的部分
1	2048-4095	3	—|判定间隔正的部分
1	0- 7	3	
1	8- 217	2	
1	218- 330	1	
1	331-2047	0	

$$SD = \begin{cases} SP^{+}, & ID<IM \\ SP, & ID=IM \\ SP^{-}, & ID>IM \end{cases}$$

式中,

SP^{+} = 代表下一个更正的 PCM 输出电平的 PCM 码语(当 SP 代表最正的 PCM 输出电平时,则 SP^{+} 限定为 SP),

SP^{-} = 代表下一个更负的 PCM 输出电平的 PCM 码语(当 SP 代表最负的 PCM 输出电平时,则 SP^{-} 限定为 SP)。

为更清楚起见，下表给出在原点附近的 A 律(偶数比特反转后)和 μ 律重新编码的例子：

	A 律		μ 律	
ID 和 IM 的比较	SP	SD	SP	SD
ID>IM	11010101	01010101	11111110	11111111
ID=IM	”	11010101	”	11111110
ID<IM	”	11010100	”	11111101
ID>IM	01010101	01010100	11111111	01111110
ID=IM	”	01010101	”	11111111
ID<IM	”	11010101	”	11111110
ID>IM	01010100	01010111	01111110	01111101
ID=IM	”	01010100	”	01111110
ID<IM	”	01010101	”	01111111

注—SP(和 SD)代表表 1/G. 711 和表 2/G. 711 规定的字符信号。

SP(和 SD)的准确表示参见建议 G. 721 的 § 4. 2. 8 的“压缩”子框。

4 用于 40kbit/sADPCM 的计算细节

40kbit/s ADPCM 的计算细节和 32kbit/s ADPCM 的计算细节(建议 G. 721 的 § 4)是相同的，只是下列项目除外：

— 在表 2/G. 721 中规定为变量 I 的 ADPCM 码语，对于编码器和解码器都是 5 比特。

— 逆量化器中较大的输出电平需要将量化的差值信号 DQ 的二进制表示的字长增加 1 比特。在表 3/G. 721 和“反对数”，“加法 B”，“加法 C”“浮点 A”，“更新 B”，“异或”和“变换”等方框的相应的修改在 § 4. 1 详述。

— 按 § 2. 2 所述规则，修改了“量化”，“重建”，“函数 W”，“函数 F”，“更新 B”和“同步”等方框这些修改在 § 4. 2 到 4. 7 中详述。

4.1 与增加 *DQ* 的二进制字长有关的修改

注 — §4.1 中所有的修改，在 24 和 32kbit/s 运用期间仍然是有效的，并不影响在 32kbit/s 运用时对建议 G.721 或在 24kbit/s 运用时对本建议的遵守。

i) 用下面所列替换表 3/G.721 中说明变量 DQ 的那一行：

名称	比特(见注)	二进制表示	任选复位值	说明
DQ	16SM	S.14,…0		量化差值信号

ii) 建议 G.721 的 §4.2.3 中“反对数”方框中 DQ 的公式用下式来取代：

$$DQ=(DQS\ll 15)+DQMAG$$

| 在带符号的幅值码语上附加符号比特

iii) 建议 G.721 的 §4.2.6 内“加法 B”的方框中 DQS 和 DQI 的公式用下列公式代替：

$$DQS=DQ\gg 15$$

$$DQI=\begin{cases} DQ, & DQS=0 \\ (65536-(DQ\&32767))\&65535, & DQS=1 \end{cases}$$

| 将带符号的幅值码变换为 2 的补码

iv) 建议 G.721 的 §4.2.6 内“加法 C”的方框中 DQS 和 DQI 的公式用下列公式代替：

$$DQS=DQ\gg 15$$

$$DQI=\begin{cases} DQ, & DQS=0 \\ (65536-(DQ\&32767))\&65535, & DQS=1 \end{cases}$$

| 将带符号的幅值码变换为 2 的补码

v) 建议 G.721 的 §4.2.6 内“浮点 A”的方框中 DQS,MAG 和 EXP 的公式用下列公式代替：

$$DQS=DQ\gg 15$$

$$MAG=DQ\&32767$$

| 计算幅值

$$EXP=\begin{cases} 15, & 16384\leqslant MAG \\ 14, & 8192\leqslant MAG\leqslant 16383 \\ 13, & 4096\leqslant MAG\leqslant 8191 \\ \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot \\ 2, & 2\leqslant MAG\leqslant 3 \\ 1, & MAG=1 \\ 0, & MAG=0 \end{cases}$$

| 计算指数

vi) 建议 G.721 的 §4.2.6 内“更新 B”方框中 DQMAG 的公式用下式代替：

$$DQMAG=DQ\&32767$$

vii) 建议 G.721 的 §4.2.6 内“异或”方框中 DQS 的公式用下式代替：

$$DQS=DQ\gg 15$$

viii) 建议 G.721 的 §4.2.7 内“变换”方框中 DQMAG 和 THR2 的公式用下列公式代替：

$$DQMAG=DQ\&32767$$

$$THR2=\begin{cases} 31\ll 10, & YLINT>9 \\ THR1, & 其他 \end{cases}$$

4.2　自适应量化器的修改

建议 G.721 的 § 4.2.2 中“量化”方框用下列方框代替：

量　化　（仅用于编码器）

输入：DLN，DS
输出：I
功能：量化对数域的差值信号。
量化器判定电平和 5 比特输出：

DS	DLN	I 12345	
0	553-2047	01111	
0	528- 552	01110	
0	502- 527	01101	
0	475- 501	01100	
0	445- 474	01011	
0	413- 444	01010	
0	378- 412	01001	
0	339- 377	01000	
0	298- 338	00111	
0	250- 297	00110	
0	198- 249	00101	
0	139-197	00100	
0	68- 138	00011	
0	0- 67	00010	— —间隔的正的部分
0	4080-4095	00010	— —间隔的负的部分
0	3974-4079	00001	
0	2048-3973	11111	
1	2048-3973	11111	
1	3974-4079	11110	
1	4080-4095	11101	— —间隔的负的部分
1	0- 67	11101	— —间隔的正的部分
1	68- 138	11100	
1	139- 197	11011	
1	198- 249	11010	
1	250- 297	11001	
1	298- 338	11000	
1	339- 377	10111	
1	378- 412	10110	
1	413- 444	10101	
1	445- 474	10100	
1	475- 501	10011	
1	502- 527	10010	
1	528- 552	10001	
1	553-2047	10000	

注 — 从比特 1 开始发送 I 值

4.3　逆自适应量化器的修改

建议 G.721 的 § 4.2.3 中“重建”方框用下列方框代替：

重　建

输入：I
输出：DQLN，DQS
功能：在对数域的重建量化的差值信号
DQS＝I≫4

量化器输出电平：

I 12345	DQS	DQLN
01111	0	566
01110	0	539
01101	0	514
01100	0	488
01011	0	459
01010	0	429
01001	0	395
01000	0	358
00111	0	318
00110	0	274
00101	0	224
00100	0	169
00011	0	104
00010	0	28
00001	0	4030
00000	0	2048
11111	1	2048
11110	1	4030
11101	1	28
11100	1	104
11011	1	169
11010	1	224
11001	1	274
11000	1	318
10111	1	358
10110	1	395
10101	1	429
10100	1	459
10011	1	488
10010	1	514
10001	1	539
10000	1	566

注 1 — 从比特 1 开始接收 I 值。

注 2 — 由于传输干扰(例如,线路误码),解码器可能接收到 00000 码语。

4.4　量化器标度因子自适应的修改

建议 G.721 的 § 4.2.4 中“函数 W”方框用下列方框代替。

函　数　W

输入:I
输出:WI
功能:将量化器输出映射成对数形式的标度因子倍率。
IS=I≫4

$$IM=\begin{cases} I\&15, & IS = 0 \\ (31-I)\&15, & IS = 1 \end{cases}$$

$$WI=\begin{cases} 696, & IM = 15 \\ 529, & IM = 14 \\ 440, & IM = 13 \\ 358, & IM = 12 \\ 280, & IM = 11 \\ 219, & IM = 10 \\ 179, & IM = 9 \\ 141, & IM = 8 \\ 100, & IM = 7 \\ 58, & IM = 6 \\ 41, & IM = 5 \\ 40, & IM = 4 \\ 39, & IM = 3 \\ 24, & IM = 2 \\ 14, & IM = 1 \\ 14, & IM = 0 \end{cases}$$

标度因子倍率

4.5　自适应速度控制的修改

建议 G.721 的 § 4.2.5 中“函数 F”方框用下列方框代替。

函 数 F

输入:I
输出:FI
功能:将量化器输出映射成F(I)函数。

$$IS = I \gg 4$$

$$IM = \begin{cases} I\&15, & IS=0 \\ (31-I)\&15, & IS=1 \end{cases}$$

$$FI = \begin{cases} 0, & 0 \leqslant IM \leqslant 4 \\ 1, & 5 \leqslant IM \leqslant 9 \\ 2, & IM=10 \\ 3, & IM=11 \\ 4, & IM=12 \\ 5, & IM=13 \\ 6, & IM=14 \\ 6, & IM=15 \end{cases}$$

4.6 *自适应预测器和重建信号计算器的修改*

建议G.721的§4.2.6中"更新B"方框用下列方框代替。

更 新 B

输入:Un,Bn,DQ
输出:BnP
功能:更新六阶预测器的系数

$$DQMAG = DQ\&32767$$

$$UGBn = \begin{cases} 128, & Un=0\text{ 和} & DQMAG \neq 0 \\ 65408, & Un=1\text{ 和} & DQMAG \neq 0 \\ 0, & & DQMAG=0 \end{cases} \quad \Big| \text{增益} = \pm\frac{1}{128}\text{或 } 0$$

$$BnS = Bn \gg 15$$

$$ULBn = \begin{cases} (65536-(Bn\gg 9))\&65535, & BnS=0 \\ (65536-((Bn\gg 9)+65408))\&65535, & BnS=1 \end{cases} \quad \Big| \text{漏泄因子} = \frac{1}{512}$$

$$UBn = (UGBn + ULBn)\&65535$$

$$BnP = (Bn + UBn)\&65535$$

计算更新值

4.7 *输出PCM格式变换和同步编码调整的修改*

建议G.721的§4.2.8中"同步"方框用下列方框代替。

同　　步(仅用于解码器)

输入:I,SP,DLNX,DSX,LAW

输出:SD

功能:为了同步级联编码,在解码器中对输出 PCM 样值重新编码。

IS=I≫4

$$IM=\begin{cases} I+16, & IS=0 \\ I\&15, & IS=1 \end{cases}$$

ID 按下表确定:

DSX	DLNX	ID	
0	553-2047	31	
0	528- 552	30	
0	502- 527	29	
0	475- 501	28	
0	445- 474	27	
0	413- 444	26	
0	378- 412	25	
0	339- 377	24	
0	298- 338	23	
0	250- 297	22	
0	198- 249	21	
0	139- 197	20	
0	68- 138	19	
0	0- 67	18	——判定间隔的正的部分
0	4080-4095	18	——判定间隔的负的部分
0	3974-4079	17	
0	2048-3973	15	
1	2048-3973	15	
1	3974-4079	14	
1	4080-4095	13	——判定间隔的负的部分
1	0- 67	13	——判定间隔的正的部分
1	68- 138	12	
1	139- 197	11	
1	198- 249	10	
1	250- 297	9	
1	298- 338	8	
1	339- 377	7	
1	378- 412	6	
1	413- 444	5	
1	445- 474	4	
1	475- 501	3	
1	502- 527	2	
1	528- 552	1	
1	553-2047	0	

$$SD=\begin{cases} SP^{+}, & ID<IM \\ SP, & ID=IM \\ SP^{-}, & ID>IM \end{cases}$$

式中，

SP^{+}＝代表下一个更正的 PCM 输出电平的 PCM 码语(当 SP^{+}代表最正的 PCM 输出电平时，SP^{+}被限制为 SP)，

SP^{-}＝代表下一个更负的 PCM 输出电平的 PCM 码语(当 SP^{-}代表最负的 PCM 输出电平时，SP^{-}被限制为 SP)。

为清楚起见，下表给出在原点附近 A 律(偶数比特反转后)和 μ 律重新编码的例子：

	A 律		μ 律	
ID 与 IM 的比较	SP	SD	SP	SD
ID>IM	11010101	01010101	11111110	11111111
ID=IM	”	11010101	”	11111110
ID<IM	”	11010100	”	11111101
ID>IM	01010101	01010100	11111111	01111110
ID=IM	”	01010101	”	11111111
ID<IM	”	11010101	”	11111110
ID>IM	01010100	01010111	01111110	01111101
ID=IM	”	01010100	”	01111110
ID<IM	”	01010101	”	01111111

注 — SP(和 SD)代表按表 1/G.711 和表 2/G.711 确定的字符信号，SP(和 SD)的准确表示参见“压缩”子框(建议 G.721 的 § 4.2.8)。

附 录 Ⅰ

（附于建议 G.723）

进网概貌

本附录的目的是粗略地概述 24 和 40kbit/sADPCM 和电话网中存在的其他装置之间的相互影响，以及对网络中出现的各种特定信号的影响，还提供一些一般性的导则。

Ⅰ.1 一般的传输考虑

24kbit/s 编码打算用于 DCME 过载信道。建议 24kbit/s 和 32kbit/s 编码迅速地交替，以使至少可以达到平均每样值 3.5 到 3.7 比特（有待进一步研究）。交替的方法尚待研究。这种交替对语言质量的影响预计不大。不推荐将 24kbit/s 编码用于数据传输。

40kbit/s 编码打算用于 DCME 数据调制解调器信道，特别是适于速率高于 4800kbit/s 的调制解调器应用。初步测试表明：40kbit/sADPCM 编码对于音频的性能近似于符合建议 G.711 的 64kbit/sPCM。

Ⅰ.2 编码器/解码器同步

编码器和与它相应的解码器必须始终工作在同一比特率（即，24，32 或 40kbit/s），否则将出现严重的失配。

Ⅰ.3 同步编码调整

当一对 ADPCM 编码器/解码器对通过比特透明的 PCM 通道和另一个工作在同一速率的一对编码器/解码器对连接时，同步编码调整将正确的工作。在两个编码器/解码器对工作在不同速率时，就不能保证建立起同步级联的特性。

Ⅰ.4 数据性能

40kbit/sADPCM 可以容纳速率高达 12000bit/s 的话带数据。在 40kbit/sADPCM 上运行以 14400bit/sV.33 调制解调器的性能有待研究。

Ⅰ.5 双音多频（*DTMF*）信令

在通常的 DCME 运用条件下，预计使用 DTMF 信令没有太大的问题。

Ⅰ.6 传真

当使用符合建议 T.3 或 T.4 的二类或三类传真设备的传真业务时，在与 40kbit/sADPCM 编码的连接中传送这种业务，预计不会明显劣化。

附 录 Ⅱ

（附于建议 G.723）

数字测试序列

选用相当于建议 G.721 附录Ⅱ的数字测试序列以帮助验证 24kbit/s 和 40kbit/s 算法的执行情况。

测试序列用两套附加的软盘提供：一套用于 24kbit/s 编码，另一套用于 40kbit/s 编码。每个磁盘包含有 README 文件，提供使用此特定磁盘所必须的全部资料。

复制在 5 ¼″磁盘上的数字测试序列可从 ITU 购得。

工作在1544kbit/s的48路低比特率编码基群复用设备的特性

(1988年订于墨尔本)

1　一般特性

1.1　基本特性

48路基群复用器提供48个音频信道与一个1544kbit/sADPCM流之间的变换。在1544kbit/s流中按建议G.711规定的PCM编码律和建议G.721规定的ADPCM编码律将音频信号编码。另外,它可以安排有限数量的非受限64kbit/s信道,提供基带数字信道的转移能力。

图1/G.724表明所用的术语。

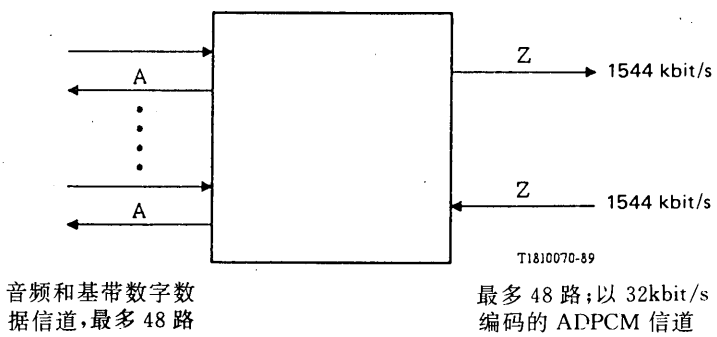


图1/G.724
48路低比特率编码基群复用设备

与Z口相关的1544kbit/s流可以分成四个独立的被定义为时隙群的384kbit/s实体,每个384kbit/s时隙群由十二个32kbit/s时隙组成,这些时隙可以用来传送最多十二个音频通路或十一个音频通路再加上它们的随路a—b—c—d信令信息。所以,与Z口相关的1544kbit/s流的最大信道容量将有44到48个音频信道。

注1— 各主管部门应当考虑在建议G.721中关于32kbit/sADPCM的使用和传输性能的导则。

注2— 应当注意,本建议叙述的基群复用设备透明传送64kbit/s数据通路的能力有限,这是在网络规划可能要发展成为ISDN(见§4.2)时应当考虑的。

1.2　定时信号

应当能够从输入数字信号或从外部时钟源产生要发送的定时信号。

2 □A 接口的特性

模拟:参见建议 G.712 的 § 3 和建议 G.713 的 § 3。

数字:参见建议 G.703 的 § 1。

3 端对端模拟传输性能

有待研究。

4 32kbit/s 和/或 64kbit/s 时隙构成的 1544kbit/s 信号的特性(Z □)

4.1 接口 Z

1544kbit/s 接口的电特性要与建议 G.703 的 § 2 一致。

4.2 帧结构

4.2.1 *1544kbit/s* 帧结构

参见建议 G.704 的 § 3.2.1 关于帧结构和产生的通路时隙的用途。

4.2.2 *384kbit/s* 帧结构

参见建议 G.704 的 § 3.2.3 关于 384kbit/s 帧结构。

4.3 帧和复帧的失位和恢复

4.3.1 *1544kbit/s* 帧和复帧的失位和恢复

Z 口的帧和复帧定位信号的丢失和恢复的判据要与关于 24 帧的复帧和 12 帧的复帧建议 G.706 的 § 2.1 一致。

4.3.2 信令群信道复帧的失位和恢复

信令群信道复帧定位信号的丢失和恢复的判据要与建议 G.704 的 § 3.2.6 一致。

4.4 信令

参见建议 G.704 的 § 3.2.4 关于 384kbit/s 流中的信令。

5 低比特率编码基群复用设备的其他特性

5.1 48 个信道的帧结构

在几个流 A 传送 48 路音频信号且没有随路信令信息的场合,流 Z 将发送全部的 48 个信道。在有随路信令时,由每个时隙群的最后 4 比特时隙传送这个信息。表 1/G.724 表明了 VF 信道和流 Z 中 32kbit/sADPCM 信道之间的对应关系。

5.2 时隙直接转移

应当可以选取并通过 Z 流以 64kbit/s 传送音频和基带数字 A 流的信号。此外,在 Z 流的每个时隙群中,应有可能传通至少一个这样的 64kbit/s 信道。

表 1/G.724

在流 Z 中含最多 48 个 32kbit/s 信道的 1544kbit/s 帧的结构

流 Z 的 4 比特时隙	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	
流 A 的音频信道	1A	2A	3A	4A	5A	6A	7A	8A	9A	10A	11A	12A 或 SGC	时隙群 1

流 Z 的 4 比特时隙	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	
流 A 的音频信道	13A	14A	15A	16A	17A	18A	19A	20A	21A	22A	23A	24A 或 SGC	时隙群 2

流 Z 的 4 比特时隙	25	26	27	28	29	30	31	32	33	34	35	36	
流 A 的音频信道	25A	26A	27A	28A	29A	30A	31A	32A	33A	34A	35A	36A 或 SGC	时隙群 3

流 Z 的 4 比特时隙	37	38	39	40	41	42	43	44	45	46	47	48	
流 A 的音频信道	37A	38A	39A	40A	41A	42A	43A	44A	45A	46A	47A	48A 或 SGC	时隙群 4

SGC — 信令群信道

注 — 在每时隙群的基础上选择时隙群的格式，包括信令群信道，而与其他的时隙群无关。

5.3 信令群信道告警指示

当信令群通路复帧定位信号丢失 2 到 3 秒后，则宣告时隙群告警。

当信令群通路复帧失位(按照建议 G.704 的 § 3.2.6)，将停止对接收侧 A 流的随路信令比特的更新。

当信令群信道重新获得复帧定位 10 到 20 秒后，解除时隙群告警。

在宣告信令群信道复帧定位时(按照建议 G.704 的 § 3.2.6)，将能够对接收侧 A 流的随路信令比特更新。

当本端时隙群告警时在发送侧将 M_1 置于 1，发送时隙群告警给对端。在接收侧，当 M_1，M_2 或 M_3 已置位 335 到 1000 毫秒后，宣告对端时隙群告警。当 M_1，M_2 或 M_3 已复位 20 到 1000 毫秒后，解除对端时隙群告警。

5.4 故障状态和相应措施

5.4.1 与流 Z 相关的 *1544kbit/s* 故障状态

与接收侧的流 Z 相关的 1544kbit/s 的故障状态和相应措施，归纳列于表 2/G.724。

基群复用器应当检测出下列与流 Z 相关的 1544kbit/s 的故障状态：

i) 1544kbit/s 输入信号丢失；

ii) 1544kbit/s 帧失位；

iii) 收到 1544kbit/s 告警指示信号(AIS)；

iv) 收到来自对端的 1544kbit/s 告警指示。

5.4.2 与流 Z 相关的相应措施

当检测出流 Z 中 1544kbit/s 故障状态后，将按建议 G.733 的 § 4.2 采取适当的措施。另外，还应采取如表 2/G.724 指出的下列相应措施。

i) 在接收侧的 Z 口宣告 1544kbit/s 告警。

ii) 按建议 G.733 的 § 4.2.4 在发送侧的 Z 口发送 1544kbit/s 告警指示到对端。

iii) 在接收侧的 Z 口宣告对端 1544kbit/s 告警。

5.4.3 与信令群信道相关的故障状态

与接收侧 Z 流相关的信令群信道故障状态和相应措施，归纳列于表 3/G.724。

编码转换设备应检测出下列与 Z 流相关的信令群信道故障状态。

i) 在单个时隙群上信令群信道复帧定位失位。

ii) 收到来自对端单个时隙群的对端时隙群告警指示(M_1)；

iii) 收到来自对端单个时隙群的信令群信道 AIS(M_2)；

iv) 收到来自对端单个时隙群的对端信令群信道 AIS(M_3)。

表 2/G.724

与流 Z 相关的 1544kbit/s 故障状态和相应措施

故障状态 \ 相应措施	宣告 Z 口 1544kbit/s 告警 (i)	发送 1544kbit/s 告警指示到对端 Z 口 (ii)	宣告对端 Z 口 1544kbit/s 告警 (iii)
1544kbit/s 输入信号丢失 (i)	要	要	
1544kbit/s 帧失位 (ii)	要	要	
收到 1544kbit/sAIS (iii)	要	要	
收到来自对端的 1544kbit/s 告警指示 (iv)			要

5.4.4 *与信令群信道相关的相应措施*

在检测出 Z 流中信令群信道故障状态后，应采取如表 3/G.724 所示的下列相应措施。

i) 在相关的时隙群宣告时隙群告警，

ii) 在受影响的信令群信道中将 M_1 强置为 1，从而发送时隙群告警指示给对端。

iii) 调整接收侧 A 流中受影响的信道的数据，以提供一个与下游设备兼容的信号，

iv) 调整接收侧 A 流中受影响信道的随路信令，提供一个与下游设备兼容的信令，

v) 在相关时隙群宣告对端时隙群告警状态，以表示收到在受影响的信令群信道的 M_1 比特中的对端时隙群告警指示，

vi) 在相关时隙群宣告信令群信道 AIS 状态，以表示收到在受影响信令群信道的 M_2 比特中的信令群信道 AIS 指示，

vii) 在相关时隙群宣告对端信令群信道 AIS 状态，以表示收到在受影响信令群信道的 M_3 比特中的对端信令群信道 AIS 指示。

5.5 *抖动*

有待进一步研究。

表 3/G.724

与 Z 流相关的信令群信道故障状态和相应措施

故障状态 \ 相应措施	宣告时隙群告警 (i)	发时隙群告警指示给对端 (ii)	调整流 A 中受影响信道 (iii)	调整流 A 中受影响信道的信令 (iv)	宣告对端时隙群告警 (v)	宣告信令群信道 AIS (vi)	宣告对端信令群信道 AIS (vii)
信令群信道复帧失位（单个时隙群）(i)	要	要	要	要			
收到对端时隙群告警指示（单个时隙群）(ii)			要	要	要		
收到信令群信道 AIS（单个时隙群）(iii)			要	要		要	
收到对端信令群信道 AIS（单个时隙群）(iv)			要	要			要

关于使用 64kbit/s 内 7kHz 音频编解码器的系统概貌

(1988 年订于墨尔本)

1　概述

本建议与建议 G.722“64kbit/s 内 7kHz 音频编码”和建议 H.221“音像终端业务的 64kbit/s 信道的帧结构”相关联。

已经认同了利用宽带(7kHz)语音的若干应用,包括高质量电话,电话会议(有或无各类可视辅助设备)、可视电话的语音通路、声—图会议等等。在将来自然会涌现出更多的应用。

为了提供这些业务,建议的方案是:64kbit/s 信道以若干不同的模式容纳语音和任选的几种速率的数据。需要有信令处理程序,以便在产生呼叫时建立兼容的模式,在呼叫期间变换模式,并允许呼叫转移。在今后 ISDN 内,可能使用 D 通路信令来完成这些程序中的某些程序。但是,在 ISDN 的信令设施成为可用之前,必须提供路内信令。

所有采用 G.722 音频编码和/或 G.711 语音编码的音频或音—象终端应当是兼容的,以使任何两个终端都能实现连接。这就意味着必须为呼叫建立公共的运用模式。在呼叫期间,可能仅有一种使用的初始模式,或者,可以作为需要转换到另一种模式,这都取决于终端的能力。因而,对于这些终端需要有动态模式转换的路内程序,甚至在 ISDN 环境中也应如此。

下面的章节研讨这些考虑,并说明所推荐的路内程序。

2　传输模式和终端类型

2.1　传输模式

规定下列工作模式:

模式 0 — 符合建议 G.711(A 或 μ 律)的 64kbit/s 窄带音频;
模式 1 — 符合建议 G.722 的 64kbit/s7kHz 音频;
模式 2 — 符合建议 G.722 的 56kbit/s7kHz 音频加上高达 6.4kbit/s 的数据;
模式 3 — 符合建议 G.722 的 48kbit/s7kHz 音频加上高达 14.4kbit/s 的数据;

对于模式 2 和 3,留有额外的 1.6kbit/s 容量用于公务信道的帧定位和模式控制。

可以规定附加的模式(参见建议 H.221)具有别的语音比特率或更高的直到占满整个 64kbit/s 数据通道的数据比特率。

对于模拟电话终端,可以设想其在数字网接口将语音信号变换成符合建议 G.711 的 PCM。当连接到宽带语音终端时,这些终端被视为以模式 0 工作。

2.2 终端类型

按照终端的工作模式，迄今为止，确定了三种类型的终端：

类型 0 — 仅数字电话机以模式 0 工作（或者经 PCM 接口连接的模拟电话机）

类型 1 — 能够工作在模式 0 或模式 1 的是 7kHz 音频终端

类型 2 — 能够工作在至少是模式 0、1、2 和 3 的是各种 7kHz 音频/数据终端。更多的模式也是可以实现的。但是必须提供不同模式之间动态模式转换。

为了建立具有可能的最高性能的工作模式，类型 1 和类型 2 的终端必须能够和对端的终端类型相一致，并且它们必须向对端的终端表明它们自己的类型。

2.3 兼容的工作模式的建立

在呼叫的通信阶段开始时，所有终端开始工作在模式 0。然后，类型 1 和类型 2 的终端就开始初始化过程。

这个过程（在 § 5 将进一步说明）包括：

— 传输有关终端各自具有的音频编码和/或数据传输能力的信息；

— 确定与所知双方终端的能力相符的合适的传输模式（在表 1/G.725 给出了商定的模式的例子）；

— 转换到这个模式。

连接于呼叫的终端可以在呼叫期间加以改变。为了使终端类型一致和重新建立共同的工作模式，可能需要重新初始化。尤其是，用于呼叫模式 0 强置的这种特性，在呼叫转移的场合是必要的（见 § 7）。

表 1/G.725

实现初始化过程后的工作模式

<table>
<tr><td colspan="2" rowspan="2">商定的工作模式</td><td colspan="3">已认同的对端终端的类型</td></tr>
<tr><td>类型 2</td><td>类型 1</td><td>类型 0</td></tr>
<tr><td rowspan="2">本地终端的类型</td><td>类型 2</td><td>模式 2</td><td rowspan="2">模式 1</td><td rowspan="2">模式 0</td></tr>
<tr><td>类型 1</td><td></td></tr>
</table>

3 帧结构

建议 H.221 所说明的帧结构用于动态模式转换和模式初始化（参见下节）而更一般的应用是在类型 2 的终端的连接内分配子信道。

建议 H.221 规定了比特率分配信号（BAS），用它来分配子信道和指示音频编码算法。表 2/G.725 给出适用于符合建议 G.722 的终端的属性为 000（音频编码）的 BAS 的编码。应当考虑只有用 000 开始的 BAS 作为音频编码模式。在这一方面，具有其他属性的 BAS 并不改变音频编码模式。

表 2/G.725

影响音频编码模式的 BAS 码值

码	八比特组格式								音频编码	模式	信息速率			成帧	注释
	比特位置										音频	应用信道	数据信道		
	1	2	3	4	5	6	7	8							
00000100	P	P	P	P	P	P	P	P	G 711-A	0	64	0	0	否	注 1
00000101	P	P	P	P	P	P	P	P	G 711-μ	0	64	0	0	否	注 1
00000110	H	H	L	L	L	L	L	L	G 722	1	64	0	0	否	注 1
00001000	H	H	L	L	L	L	L	S	G 722	2	56	6.4	0	是	
00001001	H	H	L	L	L	L	D	S	G 722	3	48	6.4	8	是	
00011000	H	H	L	L	L	L	L	S	G 722	2	56	0	6.4	是	注 2
00011001	H	H	L	L	L	L	D	S	G 722	3	48	0	14.4	是	注 2

P PCM
S 信务信道
H 高子带
L 低子带
D 数据信道

注 1 – 属性值 001 xx 意味着转换到不成帧模式。在接收方向，只能够由恢复帧和复帧定位来还原为成帧的模式。

注 2 – 应用信道与数据信道合并形成单一的数据通道。

规定的第二个 BAS 属性 100(音频能力),打算用它来将终端的能力告诉对端。当接收到时,该属性并不影响现行的音频编码模式。但是,它可能导致须由终端来完成的特定措施的开始。这种特性被用在模式初始化程序和在模式 0 强置程序中(见 § 5)。表 3/G. 725 列出对音频能力指定了属性值的 BAS 编码。

表 3/G. 725

音频能力的 BAS 编码值

BAS 码	音频编码能力	注释
10000000	中性	音频编码能力不改变
10000001	类型 0,A 律	
10000010	类型 0,μ 律	
10000011	类型 1	
10000100	类型 2	
10000101	预留	
10000110	预留	
10000111	预留给国内使用	

在奇帧中建议 H. 221 帧定位信号(FAS)的第 3 比特,在这里被称为 A 比特,在帧或复帧定位失位时,被置为 1,在帧或复帧都获得定位时,置为 0。可选择地,在获得帧定位之后和获得复帧定位之前,终端可置 A 比特为 0。接收到 A 比特置为 0 的帧信号的终端,可以设想对端能够响应 BAS 的变化。

4 路由程序用的基本子程序

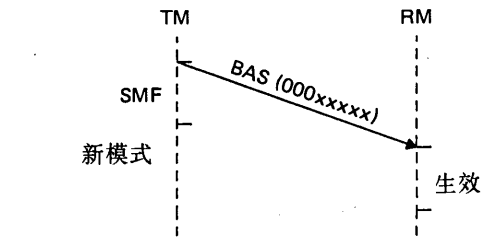
本节规定了三种信令子程序。这些子程序将作为 § 5 和 § 6 规定程序的"积木块"使用。这些子程序被描述在图 1/G. 725。

4.1 模式转换子程序

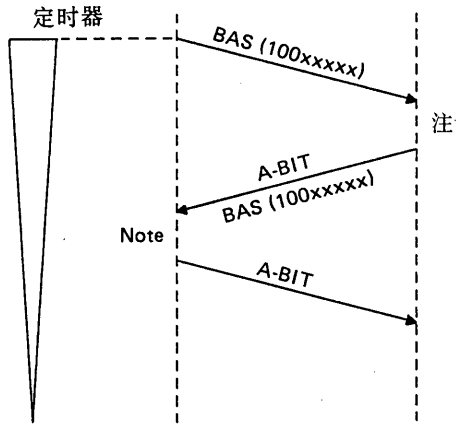
在建议 H. 221 中规定了模式转换,使用具有音频编码属性(000)的八比特 BAS 码来实现模式转换。

在现行的子复帧中,发送端发送一个标志工作模式的 BAS 码,表示在下一个子复帧中,它将按该工作模式发送信号。

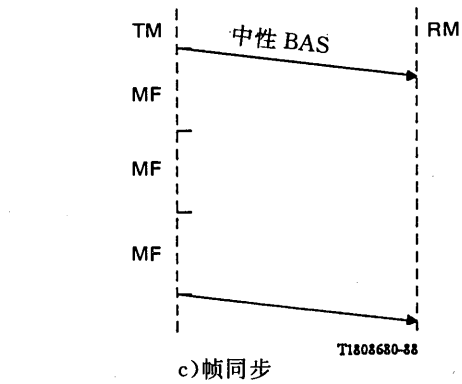
接收端在现行的子复帧中将该 BAS 码解码并确认有效后,将它的接收模式在下一个子复帧开始时转换到所标志的工作模式。如果由于传输误码,接收端没有收到有效的 BAS 码,在下一个子复帧中它就继续以其现行的模式工作。



a)模式转换



b)能力转换



c)帧同步

TM 发送模式
RM 接收模式
SMF 子复帧
MF 复帧
BAS 比特率调配信号

注—由实际情况决定的 A 比特指示的精确定时

图 1/G.725

用于路内程序的基本子程序

4.2 能力变换子程序

能力变换子程序强迫在两个传输方向定帧，并采用具有音频能力属性(100)的 BAS 码改变终端类型指示。

启动能力变换子程序的终端置定时器 T1(值:10 秒)，并用以 BAS 信号说明其现行能力的或帧模式发送。

当对端在两个连续子复帧内解出音频能力的 BAS 码时，就启动能力变换子程序。可能出现下列三种情况之一：

— 在定时器定时终了之前，已实现复帧定位①，接收到具有 0 值的 A 比特，又在连续两个子复帧中对端的音频能力 BAS 码被确认有效。在这种情况下，就是成功地完成了子程序。

— 定时器已到所定时间，仍未实现复帧定位①。这种情况子程序失败。

— 定时器已到所定时间，已实现复帧定位①，但 A 比特不为 0 或接收到的对端音频能力 BAS 码无效(或者两者同时出现)。在这种情况时，重新起动子程序。

4.3 帧恢复子程序

当终端以不成帧模式发送，并希望在其发送方向着手成帧时，它使用中性音频能力 BAS 码将帧结构重叠在发送的信息上。这种音频能力 BAS 码至少要发送 3 个复帧(48 个帧)。

5 初始化和模式 0 强置

建议 G.722 的终端将连到数字网，在数字网中也会连有其他种类的终端，例如:类型 0 终端、数据终端、文电信息终端、服力器等等。当那些终端所包含的各种业务之间需要兼容时，必须有一个初始化程序。当需要有自动的兼容性时，就使用以 § 4 规定的子程序为基础程序。

对于呼叫转移或模式失配恢复，终端必须工作于共同的模式 0，因此需要模式 0 强置程序，它也是以 § 4 规定的子程序为基础的。

在呼叫开始时，有必要用初始化程序来保证两个相联的终端能够以最合适的共同的模式工作。

5.1 模式初始化程序

在两个传输方向模式初始化程序保证把另一端的能力通知双方终端并转换到最高的公共音频模式。在两个类型 2 的终端的情况下，两个传输方向将用模式 1，或模式 2 或者是模式 3，但不要求对称。程序可以由两端独立启动。但是，由于能力变换子程序的对称运用，即使只由一端启动，也仍然获得与独立启动程序同样的结果。

在模式初始化程序开始时，终端开始用模式 0 发送，同时启动能力变换子程序(§ 4.2)。接收部分处于帧搜索状况，并以模式 0 接收音频。如果能力变换子程序成功地结束，为了转换到共同的工作模式，就执行模式转换子程序(§ 4.1)。当两个终端均转换到与它们的能力相应的共同工作模式时，初始化程序完成。

如果能力变换子程序失败，即在定时器定时的时间以内，在输入通道上检测不到帧，终端应继续以模式 0 发送，但无定帧。

5.2 模式 0 强置程序

在需要保证两个终端均按模式 0 工作的场合(例如，呼叫转移之前)，就使用这个程序。

---

① 可以任选，但帧定位可能就足够了。

为了强置终端，使用能力变换子程序(参见图 1b/G. 725)发送 BAS10000010(类型 0 终端)到须被强置为模式 0 的终端。如这完成，两个终端执行模式转换子程序(参见图 1a/G. 725)，用 BAS 值为 00000100 或 0000101 将传输转换到模式 0，因为现在仅有 PCM 是共同工作模式。

在完成模式转换子程序时，两个终端以模式 0 工作。现在就可以实现网络配置的变化(参见 § 7)。

5.3 模式失配恢复程序

在接收端检测到模式 0 和模式 1 之间模式失配时(例如，借助于检验能级或监测解码输出的统计特性)，可能使用模式 0 强置程序来建立共同的工作模式。从检测出失配直到共同的模式 0 建立，必须使音频输出静寂。在这个程序之后，使用模式初始化程序可以完成重新初始化。

5.4 从意外的帧定位失位恢复同步

如果终端在其接收通道上意外地失去帧定位，则定时器 T2 被置位(值：0.1 秒)。在这时间当中，接收方向的定帧状态被监测：

— 如果在定时时间结束之前恢复帧同步，则继续正常的运用，

— 如果定时时间结束之前帧未恢复同步，终端进入模式 0 强置程序。从定时器定时结束直到模式 0 强置程序完成这段时间里使音频输出静寂。在这个程序之后，使用模式初始化程序可以完成重新初始化。

6 类型 2 终端的动态模式转换程序

动态模式转换程序使用建议 H. 221 规定的帧结构，如 § 3 所述，并使用 § 4 规定的子程序。

当终端正以成帧模式接收时，它能够解译出比特 A，如 A 比特置为 1，则应推迟模式转换；最后或许会使用 § 5.3 所述的模式失配恢复程序。

6.1 从一种成帧模式到另一种成帧模式的动态模式转换

使用模式转换子程序(参见图 1a/G. 725)

在发送端，须发送 BAS 以通知新的音频模式，音频编码器从下一个子复帧的第一个八比特组起就必须工作于适当的音频编码模式(建议 G. 711，A 律或 μ 律，建议 G. 722，模式 1、2 或 3，静寂音频)。

6.2 从成帧模式到不成帧模式的动态模式转换

如 § 6.1，使用模式转换子程序。

但是，当用单个子复帧传送用于标志不成帧模式的 BAS 时，在误码严重的情况下可能出现模式失配。为了改善转换的可靠性，可任选两种方法可以交替使用或同时使用：

i) 如果对端以不成帧模式发送，首先使用能力变换子程序(参见图 1b/G. 725)，以便在接收方向能解译出比特 A，并须保证复帧和对端同步。然后可以发送模式转换子程序。

ii) 在模式转换子程序中新的 BAS 值可以重复多次。这将引起最低有效位比特暂时失配。

6.3 从不成帧模式到成帧模式的动态模式转换

依次发送帧恢复子程序(参见图 1c/G.725)和模式转换子程序。

另一方面,可以采用另一种方法。在模式转换子程序之后跟着就使用能力变换子程序。这种方法需要双向链路和提供更可靠的程序。然而,它会引起对端不需要的模式变化。

6.4 从不成帧模式到另一种不成帧模式的动态模式转换

依次地发送帧恢复子程序和模式转换子程序。

另一方面,可以采用§6.3 中所述的另一种方法。

另外,可以应用§6.2 的任选方案。

7 进网考虑:呼叫连接、拆线和呼叫转移

7.1 呼叫连接

假设在交换网工作的终端将有信令安排用于在网络上发起呼叫。

在网络提供建立连接的指示的情况下,发起呼叫的终端将它的发送和接收音频模式置为模式 0,并跟着连接建立指示之后开始模式初始化程序。在网络不提供连接建立指示的情况下,发起呼叫的终端将立即开始§5.1 的模式初始化程序。

当应答呼叫时,终端就开始模式初始化程序。

用于租用电路的终端,可能具有向对端发送提醒信号和应答提醒信号的办法。在这种情况时,发送提醒信号就相当于拨号和应用上述程序。

每当终端人工复位或从故障状态下恢复时,终端将开始§5.2 的模式 0 强置程序。然后,在 2 秒之后终端开始模式初始化程序。

7.2 终端拆线

当终端从呼叫中拆线时,终端必须首先启动模式 0 强置程序,等待这个程序完成,然后才可以发生实际的拆线。

7.3 呼叫转移

作为上述的结果,继续参与转移呼叫的终端将以模式 0 强置的状态进行接收,因而将以成帧的模式 0 发送它的音频能力 BAS。当收到转来呼叫的终端应答时,在两个方向上将出现模式重新初始化过程。

7.4 会议

会议方式将借助多点会议单元(MCU)来实现。每个终端将通过一个交换的连接或租用电路连接到 MCU 的端口。就呼叫连接、终端拆线和呼叫转移程序而言,终端和 MCU 之间的每一连接都被看成是点到点的连接。

7.5 *PCM* 格式变换

在上述程序中,没有规定建立 A 律或 μ 律兼容的 PCM 工作的自动方法。替代的办法是类型 1 和类型 2 终端应当能够运用 A 律和 μ 律 PCM。

发起呼叫的类型 1 或类型 2 终端负责 PCM 编码律的选择。这一点是重要的，特别是在连接到类型 0 的终端或与模拟网互通的情况下，如果网络因发起呼叫的终端在试图安排 7kHz 音频呼叫时需要比特透明的链路是不能提供格式变换的。

在实现选择时应使用下列指导方针：

1) 如果在呼叫建立之前有关于对端地区所用的有缺陷的 PCM 格式的指示(例如，来自用户作的人工选择或来自对拨号数字的分析或来自网络的指示)，则每当用 PCM 呼叫时就使用对端的 PCM 格式。
2) 如果呼叫建立之前没有指示，终端将不实施它自己所在地区的 PCM 编码率，同时监测输入信号的统计特性(参见附录 1)。如果监测提示应使用别的编码律，终端就转换到那个 PCM 模式。如果在模式初始化程序中能力转换子程序已成功地完成(即，对端是类型 1 或类型 2 的终端)，则终端可以使用任一编码律。否则，由统计特性监测确定的编码律将在呼叫的全过程中应用。

在会议电话的呼叫中，网络桥负责提供兼容的连接。

附 录 I

(附于建议 G.725)

确定输入的比特流是按 μ 律还是按 A 律编码的算法

本附录给出由观测输入比特流确定 PCM 编码律的方法的有关资料。当没有别的关于 PCM 编码律的说明时，就应用这种方法。

I.1 基本的确定算法

下列算法确定输入比特流是按 μ 律还是按 A 律 PCM 编码。算法有两步：

i) 数据累计；
ii) 判决。

在数据已累计 10ms 或更长之后可以进行判决。可以用增加累计数据的量产生几次判决。数据累计的周期称为测试周期。

数据累计

对每个输入的样值，观测比特 2，3 和 4 的组合(按建议 G.711 的规定，比特 1 是最高有效位比特，比特 2，3 和 4 是拆线段号)。在整个测试周期中统计每个折线段号出现的次数。这就是说，得到 8 个相应于每种可能的组合出现次数的统计数。

判决

1) 把计数器按照图 I－1/G.725 的 μ 律那行的样子排列起来。如在计数为零的计数器之上还有计数大于零的计数器，则“未必能”设想是 μ 律。
2) 把计数器按照图 I－1/G.725 的 A 律那行的样子排列起来(图中的排列包括了建议 G.711 规定的偶数比特反转)。如在计数为零的计数器之上还有计数大于零的计数器，则“未必能”设想是 A 律。

3) 如果只有一种编码律的设想是可能的，即可作出判断。

4) 如果编码律设想没有一种是可能的，则测试周期太短。取得更多的数据后，再重复判决过程。

5) 如果两种编码律都可能，则按下列规则选择代表每种编码律的计数器：

— 如果全部 8 个计数器所计的数都大于零，则以计数器 000 代表 μ 律，计数器 010 代表 A 律。

— 如果 4 个计数器所计数大于零，则以计数器 100 代表 μ 律，计数器 110 代表 A 律。

比较在两个代表计数器中的数，根据含计数值较小的计数器所代表的编码律来决定。

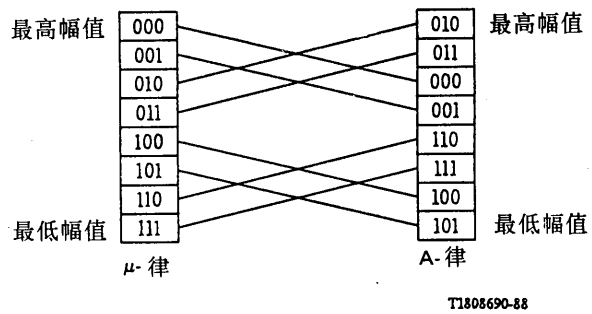


图 I - 1/G.725

μ 律和 A 律 PCM 按幅值排列的折线段次序

I.2 可能的扩展和改进

下列各条说明对算法的某些可能的扩展。这些扩展可能用来在附加数据的基础上得出结果。利用这种数据的精确方法不属本附录的范围。

i) 有可能得到对正和负样值的分别计数，即把样值的比特 1(符号比特)考虑进去。

ii) 为了考虑非零计数器，可以确定除零以外的阈值(即，就象考虑包含零值的计数器那样，考虑所有的包含小于阈值的数的计数器)。在防止虚假的比特误码影响判决方面，这种扩展可能有用。

iii) § I.1 的第 5 步判决准则比第 3 步弱一些，可以考虑下列对第 5 步的增强措施：

— 为了避免在应用第 5 步准则时由于数值接近而错判，可能要求两个有代表性的计数器内的数之间之差应超过某个阈值。另一方面(最大限度地利用上述提议)，可能完全不按第 5 步准则来判定，放弃那些使两种编码律都能产生的分布的数据。

— 可能不用一个而用两个计数器来代表每种编码律。在 8 个非零计数器的情况时，除算法中给出的比较外，再加上计数器 001(对于 μ 律)相对于计数器 011(对于 A 律)相比较。在四个非零计数器的情况，除算法中给出的比较外，再加上计数器 101(对于 μ 律)相对于计数器 111(对于 A 律)相比较。也可能使用代表每种编码律的两个计数器之和作比较。

I.3 建议的算法用途

1) 算法只用在发起呼叫端。
2) 在最初的10毫秒,采用有缺陷的编码律(按照地区),同时积累数据。
3) 在10毫秒后,使用积累的数据做第一次判决。
4) 如果判定要求模式转换,则将发送侧和接收侧转换到合适的编码律。如果在要求转换时,能力转换子程序在运行,则转换传输,而不用模式转换程序。否则,要使用模式转换程序。
5) 在定帧恢复之前或开始接收来自对端的信息之后200ms,一直监视判决过程(在没有从对端收到信息的起始指示的情况时,只是在充分肯定收到的信号是对端发起时才启动200ms定时器)。如果在200ms定时器定时结束尚未实现定帧,就继续使用算法确定的编码律。

7.3 基群复用设备的主要特性

建 议 G.731

音频用基群PCM复用设备

(1972年订于日内瓦;作了进一步修改)

CCITT

鉴于

脉冲编码调制(PCM)复用设备已在许多国家使用,特别是用来在现有电缆的某些线对上提供大量的短程电话电路,以及为了把可以用来提供国际连接电路的不同的PCM复用设备的种类减少到最低限度。

建议

有关主管部门应在建议G.732和G.733所述的两种基群PCM复用设备之间作出他们的选择。

建 议 G.732

工作在2048kbit/s的基群PCM复用设备的特性

(1972年订于日内瓦;作了进一步修改)

1 一般特性

1.1 基本特性

所用编码律是建议G.711所规定的A律。抽样率、负载容量和代码也在该建议中作了规定。

量化值的数目为 256。

注 — 比特 2、4、6 和 8 的反转包括在编码律中，并只适用于话音信道时隙。

1.2 比特率

标称比特率为 2048kbit/s。该比特率的容差为±50ppm。

1.3 定时信号

PCM 复用设备的发送定时信号应能从内部信源、输入数字信号以及外部信源取得。

注 — 输入信号的抖动对定时信号的影响，以及在输入信号或外部信源消失时要采取的措施，都需要进一步研究。

2 帧结构

有关帧结构和分支信道时隙的用途见建议 G.704 的 § 3.3.1 和 § 3.3.2。

注 — 如果分配给下面 § 5 所说的信令用的信道时隙 16 不需要用于信令，则可将它用于除了在 PCM 复用设备内编码的话音信道以外的其他用途。

3 帧失位和帧定位的恢复

帧失位和帧定位恢复的对策应与建议 G.706 的 § 4.1 一致。

4 故障状态与相应措施

4.1 故障状态

PCM 复用设备应检测下列故障状态：

4.1.1 电源故障

4.1.2 编解码器故障(使用单路编解码器时除外)

作为最低要求，在－21 到－6dBm0 范围内至少有一个信号电平，其本端编解码器的信号量化噪声比的性能较建议 G.712 所推荐的电平低 18dB 或更低时，应能识别出这种故障。

4.1.3 在 *64kbit/s* 输入口(时隙 *16*)输入信号消失

注 *1* — 当采用随路信令并且信令复用设备位于距 PCM 复用设备几米以内时，不强求检测这种故障情况。

注 *2* — 当采用反向接口时，不强求检测这种故障。

4.1.4 *2048kbit/s* 输入信号丢失

注 — 只有当这种故障状态不引起帧失位指示时，才要求检测这种故障。

4.1.5 帧失位

4.1.6 在帧定位信号中所检测到的误码率过大

4.1.6.1 随机比特误码率$\leqslant 10^{-4}$，在几秒钟内启动故障状态指示的概率应小于 10^{-6}。
随机比特误码率$\geqslant 10^{-3}$，在几秒钟内启动故障状态指示的概率应大于 0.95。

4.1.6.2　随机比特误码率≥10^{-3}，在几秒钟内解除故障指示的概率应几乎为 0。

随机比特误码率≤10^{-4}，在几秒钟内解除故障指示的概率应大于 0.95。

注 — 启动和解除的期间规定为“几秒钟”，系指约为 4 到 5 秒。

4.1.7　收到对端 PCM 复用设备的告警指示(见下面 § 4.2.3)

4.2　相应措施

检测到故障情况后，应进一步采取如表 1/G.732 所规定的适当措施，相应措施如下：

4.2.1　发出业务告警指示以表明 PCM 复用设备所提供的业务不再可用。这种指示至少应送给交换设备和(或)信令复用设备，视所装设的设备配置而定。该指示应尽快给出，并应不迟于检测到相关的故障情况后的 2ms。

考虑到上面 § 3 中的规定，本规定等效于建议检测帧失位并给出相应指示的平均时间不应超过 3ms。

当采用共路信令时，应利用 PCM 复用设备的单独接口将本指示送到交换设备。

4.2.2　发出即时维护告警指示以表明性能已低于容许指标，并要求本端注意维护。当检测到告警指示信号(AIS)(见下面 § 4.2 总注)时，应禁发与帧失位(见上面 § 4.1.5)和过大误码率(见上面 § 4.1.6)有关的即时维护告警指示，而其余的相应措施仍按表 1/G.732 中与这两种障碍情况相关的措施进行。

注 — 由 § 4.2.1 和 § 4.2.2 给出的告警指示所启动的任何可视和(或)可闻告警装置的位置和规定由各主管部门自行决定。

4.2.3　在不包含帧定位信号的那些帧内，将信道时隙 0 的比特 3 由状态“0”变为状态“1”，而向对端发出告警指示。这应尽快实现。

4.2.4　抑制模拟输出端的传输。

4.2.5　告警指示信号(AIS)加于时隙 16 的 64kbit/s 输出(见下面 § 4.2 的总注)。这一措施应尽快采取，并不应迟于检测到故障情况后的 2ms。

4.2.6　告警指示信号(AIS)加于输出 2048kbit/s 综合信号的时隙 16(如果提供对输入 64kbit/s 信号的监测)。

§ 4.2 的总注

注 1 — AIS 的等效二进制内容是一连串的二进制“1”。检测出现 AIS 的策略应当即使误码率为 1×10^{-3} 时，AIS 也能够被检测。然而，除帧定位信号以外的所有比特都为状态“1”的信号不应被当作 AIS。

注 2 — 上面提到的所有时间要求同样适用于故障情况清除后的复原状态。

5　信令

5.1　信令安排

见建议 G.704 的 § 3.3.3。信道时隙 16 可用来提供一个 64kbit/s 接口，此接口应适合于共路信令或随路信令之用。

表 1/G.732

PCM 复用设备的故障状况与相应措施

设备部位	故障状况（见§4.1）	相应措施（见§4.2）					
		发出业务告警指示	发出即时维护告警指示	向对端发出告警指示	在模拟输出端抑制传输	AIS 加于 64 kbit/s 输出（时隙 16）	AIS 加于 2048 kbit/s 综合信号的时隙 16
复用器和分用器	电源故障	要	要	要（如果可行）	要（如果可行）	要（如果可行）	要（如果可行）
	编解码器故障	要	要	要	要		
只是复用器	在 64kbit/s 输入端（时隙 16）输入信号消失（见§4.1.3 的注）		要				要
只是分用器	2048kbit/s 输入信号消失	要	要	要	要	要	
	帧失位	要	要	要	要	要	
	帧定位信号的误码率为 10^{-3}	要	要	要	要	要	
	收到对端告警指示（时隙 0 的比特 3）	要					

注 — 表中“要”表示在相关的故障状况下应采取措施。表中空格表示在相关的故障状况下，如果该故障只出现一次，则不必采取相应措施。如果同时发生一种以上的故障，而且至少对其中一种故障规定了“要”采取措施，则应采取有关的措施。

5.2　在随路信令情况下复帧的失位和复帧定位的恢复

当已收到两个连续的有错误的复帧定位信号时，就应认为复帧已失位。

一旦检测到第一个正确的复帧定位信号，就应认为复帧定位已恢复。

注 — 为了避免假复帧定位的情况，除了上述措施之外，可采用如下办法：

— 在一个或两个复帧周期内，时隙 16 中的所有比特都处于状态“0”时，应认为复帧已失位。

— 只有在复帧定位信号首次被检测到以前，时隙 16 中至少有一个比特处于状态“1”时，才认为复帧定位已恢复。

5.3　在随路信令情况下的故障状况与相应措施

5.3.1　故障状况

信令复用设备应能检测以下故障：

5.3.1.1　电源故障。

5.3.1.2　在信令分接器的输入端 64kbit/s 输入信号消失。

注 *1* — 当信令复用设备位于距 PCM 复用设备几米以内或这种故障能导致复帧失位指示时，不强求检测这种故障。

注 *2* — 如果数字信号和定时信号各用各的电路，则其中任一种或两种信号的消失都应构成输入信号的消失。

5.3.1.3　复帧失位。

5.3.1.4　收到对端信令复用设备的告警指示（见下面 § 5.3.2.3）。

5.3.1.5　收到 PCM 复用设备的业务告警指示（见上面 § 4.2.1）。

5.3.2　相应措施

检测到故障后，应进一步采取如表 2/G.732 所规定的适当措施。相应措施如下：

5.3.2.1　向交换设备发出业务告警指示，视所装设的交换和信令设备的配置而定。

5.3.2.2　发出即时维护告警指示以表明性能已低于容许标准，并要求本端注意维护。如果有检测 AIS 的措施，则收到 AIS 时，在复帧失位的情况下，应禁发即时维护告警指示（见上面 § 5.3.1.3）。

注 — § 5.3.2.1 和 § 5.3.2.2 给出的告警指示所启动的任何可视和（或）可闻告警装置的位置和规定由各主管部门自行决定。

5.3.2.3　将复帧的帧 0 中（见表 7/G.704）信道时隙 16 的比特 6 由状态“0”变为状态“1”，向对端信令复用设备发出告警指示。这应尽快实现。

5.3.2.4　把对应于线路上状态“1”的状态加于全部接收信令信道上。这一状态应尽快送出，并应不迟于检测到故障后的 3ms。

注 — 上面提到的所有时间要求同样适用于故障清除后的复原状态。

6 接口

模拟接口应符合建议 G. 712、G. 713、G. 714 和 G. 715。2048kbit/s 数字接口应符合建议 G. 703。64kbit/s 数字接口应符合建议 G. 703 所规定的同向型或反向型接口。对随路信令，64kbit/s 接口规范不作硬性规定。发送定时信号的外同步接口应符合建议 G. 703。

表 2/G. 732

随路信令复用设备的故障状况与相应措施

设备部位	故障状况（见§5.3.1）	相应措施（见§5.3.2）			
		发出业务告警指示	发出即时维护告警指示	向对端发送告警指示	把对应于线路上状态"1"的状态加于全部接收信令信道上
复接器和分接器	电源故障	要	要	要（如果可行）	要（如果可行）
只是分接器	输入信号消失	要	要	要	要
	复帧失位	要	要	要	要
	收到对端信令复用设备的告警指示	要			要
	收到 PCM 复用设备的业务告警指示	要			要

注— 表中"要"表示在相关的故障状况下采取措施。表中空格表示在相关的故障状况下，如果该故障只出现一次，则不必采取相应措施。如果同时发生一种以上的故障，而且至少对其中一种故障规定了"要"采取措施，则应采取有关的措施。

7 抖动

7.1 *2048kbit/s 输出抖动*

在发送的定时信号来自内部振荡器的情况下，当在 $f_1=20$Hz 到 $f_4=100$kHz 频率范围内测量时，在 2048kbit/s 输出端的峰-峰抖动不应超过 0.05UI。

7.2 *64kbit/s 输出抖动（对于符合建议 G. 703 的接口）*

7.2.1 当输入 2048kbit/s 信号没有抖动，在 64kbit/s 输出端的峰到峰抖动当在从 $f_1=20$Hz 到 $f_4=10$kHz 的频率范围内进行测量时，应不超过 0.025UI。加在 2048kbit/s 输入的测试信号的等效二进制内容按建议 0.151 的规定应当是长度为 $2^{15}-1$ 的伪随机比特序列。

注 — 为了实现这种测量而不引起 64kbit/s 输出产生 AIS，通常需要在测试信号中包含有帧定位信号。

7.2.2 在 2048kbit/s 输入和 64kbit/s 输出之间的抖动转移函数，在从 f_0 到 10kHz 的频率范围进行测量

时应不超过－29.6dB。频率 f_0 应小于 20Hz，并在考虑测量设备的限制情况下尽可能的低(例如，10Hz)。

注 1 — 2048kbit/s 测试信号应受正弦抖动调制。测试信号的等效二进制内容应当是 1000。

注 2 — 为了实现这种测量而不引起 64kbit/s 输出产生 AIS，通常需要在测试信号中包含有帧定位信号。

注 3 — 由于分接使抖动降低到 1/32，相当于－30.1dB。

建　议　G.733

工作在 1544kbit/s 的基群 PCM 复用设备的特性

(1972 年订于日内瓦；作了进一步修改)

1　一般特性

1.1　基本特性

所用编码律是建议 G.711 所规定的 μ 律。抽样率、负载容量和代码也在该建议中作了规定。

量化值的数目为 255。保留两组字符信号以表示零值(11111111 和 01111111)。

在有些网中不用“全零”字符信号(00000000)，以免失去数字线路的定时信息，结果只有 254 个量化值。

1.2　比特率

标称比特率为 1544kbit/s。该比特率容差为±50ppm。

1.3　定时信号

PCM 复用设备的发送定时信号应能从内部信源、输入数字信号以及外部信源取得。

2　帧结构

帧结构和分支信道时隙的用途见建议 G.704 的 § 3.1.1 和 3.1.2。

3　帧失位和帧定位恢复

帧失位和帧定位的恢复的策略应符合建议 G.706 的 § 2.1。

4　故障状况与相应措施

4.1　故障状况

PCM 复用设备应检测下列故障状况：

4.1.1　电源故障。

4.1.2　*1544kbit/s* 输入信号消失。

4.1.3　帧失位。

4.1.4　收到对端 PCM 复用设备的告警指示。

4.2　相应措施

检测到故障后，要进一步采取如表 1/G.733 所规定的适当措施。相应措施如下：

4.2.1　发出业务告警指示以表明 PCM 复用设备提供的业务不再可用。这个指示应送给交换和(或)信令设备，视所装设的设备配置而定。

4.2.2　在上面§4.2.1 中所述的业务告警，应被用来自动地把有关的电路从业务中撤出，而当帧定位已恢复时，恢复这些电路开通业务。

注 — 上面§4.2.2 所述的有关电路的撤出，应以这样的方式进行：在短暂孤立的帧失位情况下电路不需撤出，而在永久性和间歇性的帧失位情况下则需撤出电路。

尽量减小帧失位期间可能出现的信令错误的影响也是重要的。在 PCM 复用设备或交换/信令设备中应提供这些功能。

4.2.3　应发出即时维护告警指示以表明性能已低于容许标准，并要求本端注意维护

4.2.4　应通过将每个信道时隙的比特 2 置 0，或者对 12 帧复帧按建议 G.704 的§3.1.3.2.2 所述改变 S 比特，或者对 24 帧复帧按建议 G.704 的§3.1.1.3(A)—(3)所述，发送一个帧定位告警序列(1111111100000000)，向对端发出一个告警指示。

4.2.5　抑制模拟输出端的传输。

4.2.6　帧失位的迅速指示

PCM 复用设备(仅限本端)检测到帧失位后，应向 6 号信令系统设备(数字方式)发出指示。检测在帧定位信号的比特位置上的随机比特，并发出指示的平均时间不应大于 3ms。这个指示起着与模拟方式中数据载波故障告警同样的作用(见建议 Q.275[1])。

5　信令

5.1　信令安排

见建议 G.704 的§3.1.3。

5.2　12 帧复帧在随路信令情况下的复帧失位

在发生帧失位时就认为复帧已失位。

5.3　在随路信令情况下量化失真的减小

在信令帧中，音频信号的编码只有 7 比特可用。为了使量化失真减至最小，可把解码器输出值稍加改变，即把全部偶数编号的解码器输出值 y_n 都改为等于下一较高判定值，即 X_{n+1}，而把所有奇数编号的解码器输出值 Y_{n+1} 都改为等于相同编号的判决值，即 X_{n+1}，如图 1/G.733 所示。

如需抑制“全零”字符信号，则在字符信号的其余比特都为“0”时，强使第 7 比特为“1”。

表 1/G.733

PCM 复用设备的故障状况与相应措施

设备部位	故障状况	相应措施			
		发出业务告警指示	发出即时维护告警指示	向对端发出告警指示	在模拟输出端抑制传输
复用器和分用器	电源故障	要	要	要（如果可行）	任选
只是分用器	1544kbit/s 输入信号消失	要	要	要	要
	帧失位	要	要	要	要
	收到对端告警指示	任选	要		任选

注 1 — 表中“要”表示在相关的故障状况下应采取措施。表中空格表示在相关的故障状况下，如果该故障只出现一次，则不必采取相应措施。如果同时发生一种以上的故障，而且至少对其中一种故障规定了“要”采取措施，则应采取有关的措施。

注 2 — 其他故障情况的指示，例如编解码器故障或误码率过大，则由各个主管部门来决定。

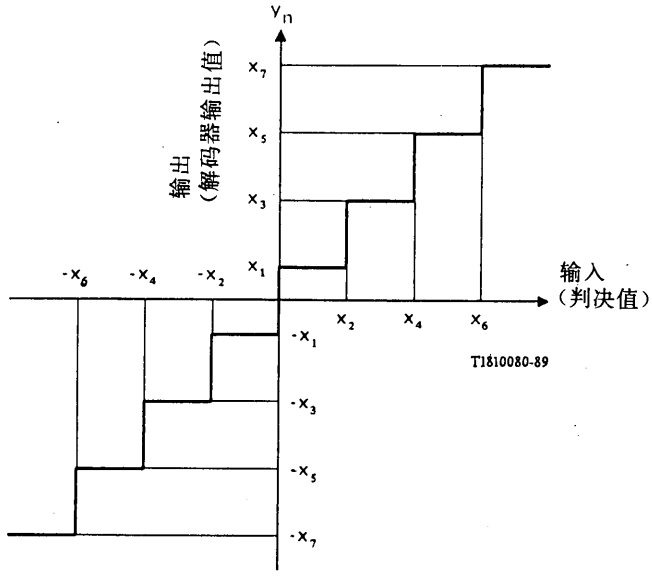


图 1/G.733

7 比特编解码器转移特性

6 接口

模拟：见建议 G. 712，G. 713 和 G. 714。

数字：见建议 G. 703。

参 考 文 献

[1] CCITT Recommendation *Data channel failure detection*, Vol. VI, Rec. Q.275.

建 议 G. 734

工作在 1544kbit/s 的同步数字复用设备的特性

（原黄皮书第Ⅲ卷的建议 G. 736）

1 一般特性

本建议规定目前用于专用数据网的同步复用设备的特性，该设备将多达 23 条 64kbit/s 的支路合并成 1544kbit/s 数字流。

注 — 为在 ISDN 中应用，希望将采用具有符合建议 G. 733 的帧结构的 24 路复用。

1.1 比特率

标称比特率为 1544kbit/s。

注 — 该比特率的容差应予研究和规定。

1.2 定时信号

复用设备的定时信号，应可从如建议 G. 703 所规定的中央时钟源的综合时钟信号获得，也可从 1544kbit/s 输入数字流取得。

注 — 应进一步研究是否希望也从中央时钟源提供 1544kHz 发送定时信号。

2 帧结构

2.1 每个信道时隙的比特数

每个信道时隙有 8 比特，编号从 1 到 8。

2.2 每帧的信道时隙数

每帧有 24 个信道时隙，编号从 1 到 24。从字节 1 到字节 24 的一连串比特，应从 2 到 193 连续编号。第一比特应留作供任选的用途。帧重复率为 8000Hz。

2.3 信道时隙的分配

2.3.1 信道时隙 1 到 23 分配给各个支路。

2.3.2 信道时隙 24 指配给帧定位和公务数字。对于这些信号的分配和相关的帧定位策略，推荐了在表 1/G. 734 和表 2/G. 734 中所给出的两种方法供选用。

表 1/G.734

时隙 24 的分配，方法 1

时隙 24 的比特序号							
1	2	3	4	5	6	7	8
					公务数字		
帧定位信号							
1	0	1	1	1			0

注 — 当十二个连续的帧中有三帧以上的帧定位信号和(或)193 比特的帧内的比特 1 发生错误，就应认为发生帧失位。当接收到四个连续的正确帧定位信号时，就应认为帧定位已恢复。

表 2/G.734

时隙 24 的分配，方法 2

帧　号	时隙 24 的比特序号							
	1	2	3	4	5	6	7	8
1	公务数字			帧定位信号				
				0	0	1	0	1
2				1	1	0	1	0

注 — 当已在其预定的位置上不能正确收到连续七对帧定位信号(00101，11010)时，应认为已发生了帧失位。当收到连续两对正确的帧定位信号时，应认为帧定位已恢复。

2.4　公务数字

信道时隙 24 中的公务数字的用途在研究中。

注 — 比特 1 可以考虑用于定帧算法。

3 故障状况与相应措施

3.1 故障状况

数字复用设备应检测下列故障状况：

— 电源故障；
— 1544kbit/s 输入信号消失；
— 帧失位；
— 中央时钟供给的定时信号消失；
— 收到来自对端数字复用设备的告警指示。

上述故障中的一些可用通常和数字复用设备联用的辅助设备来检测。

3.2 相应措施

检测到故障后，应进一步采取如表 3/G.734 中所规定的适当措施。

表 3/G.734

数字复用设备的故障状况与相应措施

设备部位	故障状况	相应措施(见注 1 和 2)		
		发出即时维护告警指示	向对端发送告警指示(见注 3)	表示复用设备处于失步的信号加于 64kbit/s 输出(见注 4)
复接器和分接器	电源故障	要	要 (如果可行)	要 (如果可行)
只是分接器	1544kbit/s 输入信号消失	要	要	要
	帧失位	要	要	要
	收到对端告警指示	要		

注 1— 表中“要”表示在相关故障状况下应采取措施。表中空格表示在相关故障状况下，如果该故障只出现一次，则不必采取相应措施。如果同时发生一种以上的故障，而且至少对其中一种故障规定了“要”采取措施，则应采取有关的措施。

注 2— 这些相应措施也可由通常与数字复用设备联用的辅助设备来采取。

注 3— 如果可能的话，可将时隙 24 中的公务比特由状态“1”变成状态“0”，而向对端发出告警指示。

注 4— 表示复用设备处于失去同步的信号的二进制内容在研究中。有一个主管部门采用 00011010。

4 复用方法

应当采用按支路编号顺序中循环字节间插。数字复用设备应将输入的任何只含“0”的字节变换成零字节抑制码。

注 1 — 零字节抑制码的内容在研究中。

注 2 — 对于必须抽取的抑制码的情况，需作进一步的研究。

5 输入抖动和飘动

在分接器输入端可容许的抖动和飘动量应当按照建议 G.824，§ 3.1.1。

当输入缓冲器溢出(不溢出)应引起一个受控的滑动(重复)。

6 数字接口

64kbit/s 和 1544kbit/s 的数字接口均应符合建议 G.703。

建　议　G.735

工作在 2048kbit/s 并提供 384kbit/s 和/或 64kbit/s 同步数字出入口的基群 PCM 复用设备的特性

(原黄皮书第Ⅲ卷的建议 G.737)

本建议给出工作在 2048kbit/s 并为下述国内的数字出入口提供一种或几种选择的 PCM 复用设备的特性：

— 双向同步 64kbit/s 信道(见图 1a/G.735)；

— 单向同步 384kbit/s 信道(见图 1b/G.735)。

384kbit/s 信道是基于 6×64kbit/s 时隙的分配方案，例如用来构成符合建议 J.41 和 J.42 的声音节目电路。

由于这种电路被规定为单向的，插入/抽取用的设备必须是分开的，如图 1b/G.735 所示。

1 一般特性

1.1 话音信道编码的基本特性

所用编码律是建议 G.711 所规定的 A 律。抽样率、负载容量和代码也在该建议中作了规定。

量化值的数目为 256。

注 — 比特 2、4、6 和 8 的反转包括在编码律中，并仅可用于话音信道时隙。

1.2 比特率

标称比特率为 2048kbit/s。该比特率的容差为±50ppm。

1.3　定时信号

应当能从下面任一种信号中获得发送定时信号：

a）接收到的 2048kbit/s 信号；

b）2048kHz 的外部信号源(见 § 5)；

c）内部振荡器。

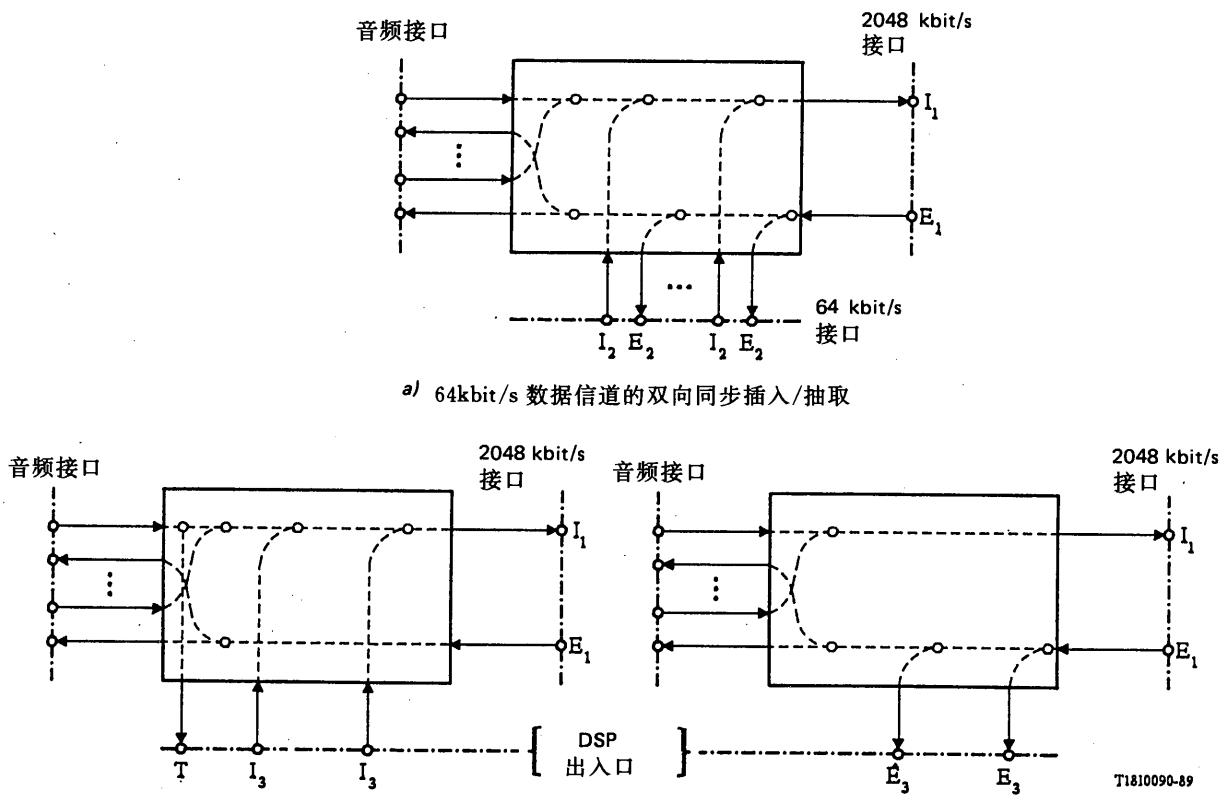
注 — 可用于同步其他设备的定时信号输出是一种可以选择的，随国家的同步方案而定是不是需要的措施。

1.4　出入口的类型

a）用于双向同步 64kbit/s 信道的出入口(见图 1a/G.735)；

b）用于单向同步 384kbit/s 信道的出入口(见图 1b/G.735)。

注 — 数字声音节目信号同步插入到 384kbit/s 信道需要内部再生一个由 2048kbit/s 信号 I_1 同步的定时信号 T。该定时信号用于同步产生数字声音节目信号的模/数转换器的抽样频率。



I, E　插入侧；抽取侧
I_1, E_1　2048 kbit/s 接口
I_2, E_2　64 kbit/s 接口
I_3, E_3　同步数字声音节目信号出入口
T　定时信号

图 1/G.735

工作在 2048kbit/s 并提供数字声音节目信号和(或)同步 64kbit/s 数字信道出入口的 PCM 复用设备

2 帧结构和分支信道时隙的使用

2.1 *2048kbit/s* 信号的帧结构

参照建议 G.704 的 § 2.3，应按建议 G.704 的 § 2.3.3 使用帧的比特 1，即用于 CRC 校核比特程序。

2.2 分支信道时隙的使用

2.2.1 电话信道

可以将信道时隙 1 到 15 和 17 到 31 分配给编号从 1 到 30 的 30 个电话信道。

2.2.2 *64kbit/s* 出入口

可接入的信道时隙应当至少有四个，设备应当允许接入信道时隙 1 到 15 和 17 到 31 中的任何一个时隙。

注 — 提供至少四个信道时隙接入的现有设备，按下列优先顺序来分配时隙：6－22－14－30－2－18－10－26－4－20－12－28－8－24－5－21－13－29－1－17－9－25－3－19－11－27－7－23－15－31。

2.2.3 *384kbit/s* 出入口

比特率为 384kbit/s 的数字信道的时隙分配如表 1/G.735。

表 1/G.735

384kbit/s 信道(注 1)					数字声音节目出入点
A	B	C	D	E	
1－2－3 17－18－19	4－5－6 20－21－22	7－8－9 23－24－25	10－11－12 26－27－28	13－14－15 29－30－31	I3，T，E3 图 1b/G.735

注 1 — 在 2048kbit/s 数字流中的五个可能的 384kbit/s 信道编号为 A 到 E。对于立体声传输，应当优先选用 A-B 和 C-D 两对信道。

注 2 — 如果分配给 § 5 中所说的信令用的信道时隙 16 不需用于信令，则可将它用于除了在 PCM 复用设备内编码的话音信道以外的其他用途。

3 帧定位和 CRC 程序

图 2/G.706。给出了程序的说明。

3.1 帧失位

参照建议 G.706 的 § 4.1.1。

3.2 帧定位恢复

参照建议 G.706 的 § 4.1.2。

3.3 *TS0* 中 *CRC* 复帧定位

参照建议 G.706 的 § 4.2。

3.4 *CRC* 比特监视

参照建议 G.706 的 § 4.3。

4 故障状况与相应措施

4.1 故障状况

PCM 复用设备应检测下列故障：

4.1.1 电源故障

4.1.2 编解码器故障(采用单路编解码器时除外)。

作为最低要求，在－21 到－6dBm0 范围内至少有一个信号电平，本端编解码器的信号量化噪声比的性能较建议 G.712 所推荐的电平低 18dB 或更低时，应能识别这种故障。

4.1.3 在 64kbit/s 和 384kbit/s 支路的输入口信号消失。

注 1 — 当采用反向接口时，不强求检测这种故障。

注 2 — 当采用随路信令且信令复用设备位于距 PCM 复用设备几米以内时，不强求对信道时隙 16 检测这种故障。

4.1.4 2048kbit/s 输入信号消失。

注 1 — 只有当这种故障不引起帧失位指示时，才要求检测这种故障。

注 2 — 如果数字信号和定时信号各用各的电路，则其中任一种或两种信号的消失都应构成输入信号的消失。

4.1.5 帧失位。

4.1.6 采用监测帧定位信号的方法检测到比特误码率过大。

4.1.6.1

随机比特误码率$\leqslant 10^{-4}$，在几秒钟内启动故障指示的概率应小于 10^{-6}；
随机比特误码率$\geqslant 10^{-3}$，在几秒钟内启动故障指示的概率应大于 0.95。

4.1.6.2

随机比特误码率$\geqslant 10^{-3}$，在几秒钟内解除故障指示的概率应几乎为 0；
随机比特误码率$\leqslant 10^{-4}$，在几秒钟内解除故障指示的概率应大于 0.95。
注 — 启动和解除的时间规定为“几秒钟”，系指约为 4 到 5 秒。

4.1.7 收到对端 PCM 复用设备的告警指示(见 § 4.2.3)。

4.2 相应措施

检测到故障后，应进一步采取如表 2/G.735 所规定的适当措施，相应措施如下：

4.2.1 发出业务告警指示以表明 PCM 复用设备所提供的业务不再可用。这种指示至少应送给交换设备和(或)信令复用设备，视所装设的设备配置而定。该指示应尽快给出，并应不迟于检测到相关的故障情况后的 2ms。

考虑到 § 4.2.5 中的规定，本规定等效于建议检测帧失位或 2048kbit/s 输入信号消失并给出相应指示的平均时间不应超过 3ms。

当采用共路信令时，应利用 PCM 复用设备的单独接口将本指示送到交换设备。

4.2.2　发出即时维护告警指示以表明性能已低于容许标准，并要求本端注意维护。当在 2048kbit/s 输入端检测到 AIS(见下面 § 4.2 的总注)时，应禁发与帧失位(见 § 4.1.5)和过大误码率(见 § 4.1.6)有关的即时维护告警指示，而其余的相应措施仍按表 2/G.735 中与两种故障相关的措施进行。

注 — 由 § 4.2.1 和 § 4.2.2 给出的告警指示所启动的任何可视和(或)可闻告警装置的位置和规定由各主管部门自行决定。

4.2.3　在不包含帧定位信号的那些帧内，将信道时隙 0 的比特 3 由状态“0”变为状态“1”，而向对端发出告警指示。这应尽快实现。

4.2.4　抑制模拟音频输出端的传输。

4.2.5　告警指示信号(AIS)加于所有的 64kbit/s 和 384kbit/s 的输出端(见下面 § 4.2 的总注)。对于 64kbit/s 输出，这一措施应尽快采取，并不应迟于检测到故障后的 2ms。

4.2.6　告警指示信号(AIS)加于 2048kbit/s 综合信号输出的相关时隙(如果提供对 64kbit/s 和(或) 384kbit/s 输入信号的监测)。

§ 4.2　的总注。

注 1 — 告警指示信号(AIS)的等效二进制内容是一连串的二进制“1”。检测出现 AIS 的策略应当是，即使随机误码的平均误码率为 1.10^{-3}，也能以一个高的概率检测 AIS。然而，除帧定位信号以外的所有二进码元均为状态“1”的信号，不应被当作 AIS。

注 2 — 上面提到的所有时间要求同样适用于故障清除后的复原状态。

5　信令

条文同 CCITT 建议 G.732 一样。

6　接口

6.1　音频接口

模拟音频接口应符合建议 G.712、G.713、G.714 和 G.715。

6.2　数字接口

2048kbit/s 的数字接口应符合建议 G.703。

64kbit/s 的数字接口应当是建议 G.703 所规定的同向型或反向型。对随路信令，64kbit/s 接口规范不作硬性规定。发送定时信号的外同步接口应符合建议 G.703。

是否需要规定工作在 384kbit/s 的数字接口在研究中。

注 1 — 应当注意到，按照尽量减少不同接口类型的原则，在用户/网络接口等级上采用建议 I.431 和 G.703 规定的 2048kbit/s 接口向用户提供 384kbit/s 的信息率。

注 2 — 在 64kbit/s 同向型接口，设计输入口时，应当考虑提供八字节定位的需要，以便在支路定时和复用器定时源为准同步关系时，能够控制滑动并吸收抖动和飘动以达到建议 G.823 所规定限值。

表 2/G.735

PCM 复用设备的故障状况与相应措施

设备部位	故障状况（见§4.1）	相应措施（见§4.2）					
		发出业务告警指示	发出即时维护告警指示	向对端发出告警指示	在模拟音频输出口抑制传输	AIS 加于所有 64kbit/s 和 384kbit/s 输出	AIS 加于 2048kbit/s 综合信号的相关时隙
复接器和分接器	电源故障	要	要	要（如果可行）	要（如果可行）	要（如果可行）	要（如果可行）
	编解码器故障	要	要	要	要		
只是复接器	64kbit/s 和（或）384kbit/s 输入端输入信号消失（见§4.1.3 的注）		要				要
只是分接器	2048kbit/s 输入信号消失	要	要	要	要	要	
	帧失位（见 G.706，§4.2 的注 2）	要	要（见§4.2.2）	要	要	要	
	帧定位信号的误码率为 1×10^{-3}	要	要（见§4.2.2）	要	要	要	
	收到对端告警指示	要					

注 — 表中“要”表示在相关故障状况下应采取措施。表中空格表示在相关故障状况下，如果该故障只出现一次，则不必采取措施。如果同时发生一种以上的故障，而且至少对其中一种故障规定了“要”采取措施，则应采取有关的措施。

7 抖动

7.1 *2048kbit/s 输出抖动*

7.1.1 在发送的定时信号来自内部振荡器的情况下，当在 $f_1=20Hz$ 到 $f_4=100kHz$ 频率范围内测量时，在 2048kbit/s 输出端的峰-峰抖动不应超过 0.05UI。见图 2/G.823。

7.1.2 在发送的定时信号来自无抖动的外部源的情况下，当在 $f_1=20Hz$ 到 $f_4=100kHz$ 频率范围内测量时，在 2048kbit/s 输出端的峰-峰抖动不应超过 0.05UI。

7.1.3 在发送的定时信号来自无抖动的输入 2048kbit/s 信号的情况下，当在 $f_1=20Hz$ 到 $f_4=100kHz$ 频率范围内测量时，在 2048kbit/s 输出端的峰-峰抖动应不超过 0.10UI。加在 2048kbit/s 输入的测试信号的等效二进制内容按建议 0.151 的规定，应当是长度为 $2^{15}-1$ 的伪随机比特序列。

注 — 为了能够完成要做的测量可能需要在测试信号中包含帧定位信号。

7.2 *支路输出的抖动*

7.2.1 *64kbit/s 输出的抖动*

在输入 2048kbit/s 信号无抖动的情况下，当在 $f_1=20Hz$ 到 $f_4=10kHz$ 频率范围内测量时，在 64kbit/s 输出端的峰-峰抖动不应超过 0.025UI。加在 2048kbit/s 输入的测试信号的等效二进制内容按建议 0.151 的规定应当是长度为 $2^{15}-1$ 的伪随机比特序列。

注 — 为了实现这种测量又不引起在 64kbit/s 输出产生 AIS，通常需要在测试信号中包含帧定位信号。

7.2.2 *384kbit/s 输出的抖动*

因为 384kbit/s 接口的物理和电气特性和 2048kbit/s 接口的是一样的，这个参数的规格和前面的 §7.1.3 规定的相同。

7.3 *抖动转移函数*

7.3.1 2048kHz 外同步信号和 2048kbit/s 输出信号之间的抖动转移函数不应超过图 2/G.735 给出的增益/频率限值。应当用正弦抖动来调制 2048kHz 信号。

某些主管部门要求设备配有抖动压缩器。在这种情况下，抖动转移函数不应超过图 3/G.735 给出的增益/频率限值。

7.3.2 在发送定时是来自输入信号的情况下，2048kbit/s 输入和 2048kbit/s 输出之间的抖动转移函数应如 §7.3.1 的规定。

注 *1* — 2048kbit/s 测试信号应由正弦抖动调制。测试信号的等效二进制内容应是 10(

注 *2* — 为了能够完成要做的测量，可能需要在测试信号中包含帧定位信号。

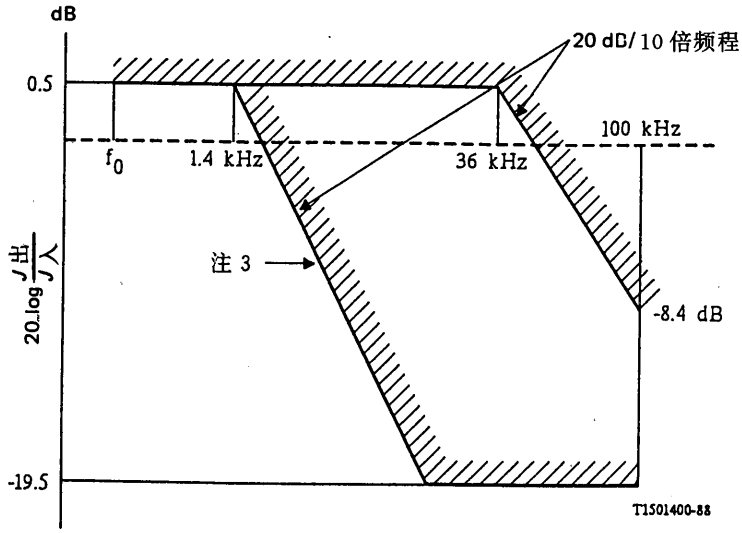
7.3.3 当在 f_0 到 10kHz 频率范围内测量时，2048kbit/s 输入和 64kbit/s 输出之间的抖动转移函数不应超过 −29.6dB。频率 f_0 应小于 20Hz，并在考虑测量设备的限制情况下尽可能的低(例如，10Hz)。

注 *1* — 2048kbit/s 测试信号应由正弦抖动调制。测试信号的等效二进制内容应是 1000。

注 *2* — 为了完成这种测量而不引起 64kbit/s 输出产生 AIS，通常需要在测试信号中包含帧定位信号。

注 *3* — 由于分接使抖动降低到 1/32，相当于 −30.1dB。

7.3.4　因为 384kbit/s 接口的物理和电气特性和 2048kbit/s 接口是一样的，在 2048kbit/s 输入和 384kbit/s 输出之间的抖动转移函数和前面 § 7.3.1 和 § 7.3.2 规定的相同。

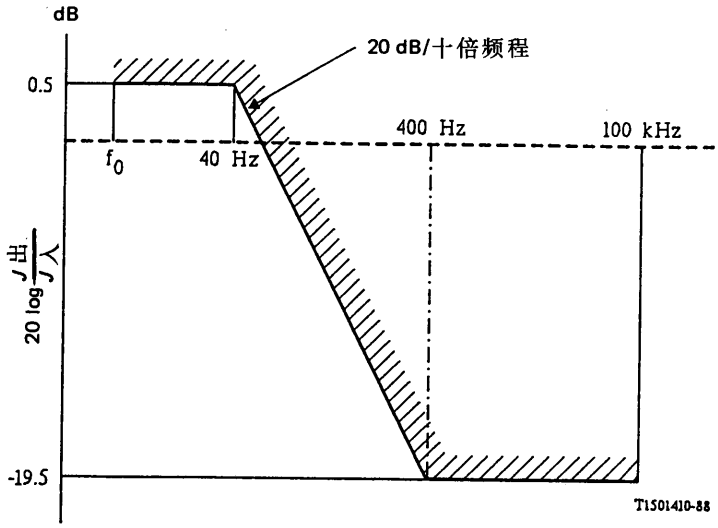


注 1—考虑到测量设备的限制，频率 f_0 应小于 20Hz，并尽可能的低（例如，10Hz）。

注 2—为获得精确的测量，建议用选频法，使用的带宽参照相关的测量频率应足够小，而不得宽于 40Hz。

注 3—对于国内的接口，可以使用这种特性。

图 2/G.735



注 1—考虑到测量设备的限制，频率 f_0 应小于 20Hz，并尽可能的低（例如，10Hz）。

注 2—为获得精确的测量，建议用选频法，使用的带宽参照相关的测量频率应足够小，但不得宽于 40Hz。

图 3/G.735

工作在2048kbit/s的同步数字复用设备的特性

（原黄皮书第Ⅲ卷的建议G.738）

本建议给出一种同步数字复用设备的特性，它能将多达31个64kbit/s的支路合并成2048kbit/s的数字流。可以预见，将来会产生这样一种需要，将n个64kbit/s时隙用于一些需要一个以上的64kbit/s信道的业务上。为了容许此种便利而要加到本建议中去的内容（例如适当的n×64kbit/s接口的定义）在研究中。

1　一般特性

1.1　比特率

标称比特率为2048kbit/s。该比特率的容差为±50ppm。

1.2　定时信号

应当能从下面任一种信号中获得发送定时信号：

a）接收到的2048kbit/s信号；

b）2048kHz的外部信号源（见§5）；

c）内部振荡器。

注1— 从一个64kbit/s的支路也能得到发送定时信号的可能性在研究中。

注2— 可用于同步其他设备的定时信号输出，是一种可以选择的，随国家同步方案而定是否需要的措施。

2　帧结构

帧结构和分支信道时隙的用途，见建议G.704的§2.3。应根据建议G.704的§2.3.3来使用帧的比特1，即CRC校核比特程序。

注 — 在与为内部用途而使用时隙16的复用设备互连的情况下，这个时隙不能用作64kbit/s支路。

3　帧定位和CRC程序

在图2/G.706给出程序的说明。

3.1　帧失位

参照建议G.706的§4.1.1。

3.2　帧定位恢复

参照建议G.706的§4.1.2。

3.3　*TS0*中*CRC*复帧定位

参照建议G.706的§4.2。

3.4　*CRC*比特监视

参照建议G.706的§4.3。

4 故障情况与相应措施

4.1 故障状况

数字复用设备应检测下列故障状况：

4.1.1 电源故障

4.1.2 在 64kbit/s 支路输入端的输入信号消失。

注 — 当采用反向接口时，不强求检测这种故障。

4.1.3 2048kbit/s 输入信号消失。

注 *1* — 只有当这种故障不引起帧失位指示时，才要求检测这种故障。

注 *2* — 如果数字信号和定时信号各用各的电路，则其中任一种或两种信号的消失都应构成输入信号的消失。

4.1.4 在 2048kbit/s 的帧失位。

4.1.5 用监测帧定位信号的方法检测到过高的比特误码率。

4.1.5.1

随机比特误码率$\leqslant 10^{-4}$，在几秒钟内启动故障指示的概率应小于 10^{-6}；
随机比特误码率$\geqslant 10^{-3}$，在几秒钟内启动故障指示的概率应大于 0.95。

4.1.5.2

随机比特误码率$\geqslant 10^{-3}$，在几秒钟内解除故障指示的概率应几乎为零；
随机比特误码率$\leqslant 10^{-4}$，在几秒钟内解除故障指示的概率应大于 0.95。

注 — 启动和解除的时间规定为“几秒钟”，系指约为 4 到 5 秒。

4.1.6 收到对端数字复分接器的告警指示(见 § 4.2)。

4.2 相应措施

检测到故障后，应进一步采取如表 1/G.736 所规定的适当措施，相应措施如下：

4.2.1 发出即时维护告警指示以表明性能已低于容许标准，并要求本端注意维护。当在 2048kbit/s 输入端检测到 AIS(见下面 § 4.2 的总注)时，应禁发与帧失位(见 § 4.1.4)和误码率过大(见 § 4.1.5)有关的即时维护告警指示，而其余的相应措施仍按表 1/G.736 中与这两种故障相关的措施。

注 — 由 § 4.2.1 给出的告警指示所启动的任何可视和(或)可闻告警装置的位置和规定由各主管部门自行决定。

4.2.2 在不包含帧定位信号的那些帧内，将信道时隙 0 的比特 3 由状态“0”变为状态“1”，而向对端发出告警指示。这应尽快实现。

4.2.3　告警指示信号(AIS)加于所有的 64kbit/s 输出端(见下面 § 4.2 的总注)。这一措施应尽快采取,并应不迟于检测到故障后 2ms。

4.2.4　告警指示信号(AIS)加于 2048kbit/s 综合信号输出的相关时隙(如果提供对 64kbit/s 输入信号的监测)。

§ 4.2 的总注

注 1 — 告警指示信号(AIS)的等效二进制内容是一连串的二进制"1"。

检测出现 AIS 的策略应当是:即使随机误码的平均误码率为 $1 \cdot 10^{-3}$,也能以一个高的概率检测 AIS。然而,除帧定位信号以外所有二进制码元均为状态"1"的信号,不应被当作 AIS。

注 2 — 上面提到的所有的时间要求同样适用于故障情况清除后的复原状态。

表 1/G.736

2048kbit/s 同步数字复用设备的故障状况与相应措施

设备部位	故障状况(见 § 4.1)	相应措施(见 § 4.2)			
		发出即时维护告警指示	向对端发出告警指示	AIS 加到所有 64kbit/s 输出	AIS 加到 2048kbit/s 综合信号的相关时隙
复接器和分接器	电源故障	要	要(如果可行)	要(如果可行)	要(如果可行)
只是复接器	在 64kbit/s 输入端输入信号消失(见 § 4.1.2 下面的注解)	要			要
只是分接器	2048kbit/s 输入信号消失	要	要	要	
	帧失位(见 G.706 § 4.2 的注 2)	要(见 § 4.2.1)	要	要	
	帧定位信号的误码率为 $1 \cdot 10^{-3}$	要(见 § 4.2.1)	要	要	
	收到对端告警指示				

注 — 表中"要"表示在相关故障状况下应采取措施。表中"空格"表示在相关故障状况下,如果该故障只出现一次,则不必采取措施。如果同时发生一种以上的故障,而且至少对其中的一种故障规定了"要"采取措施,则应采取有关的措施。

5 接口

2048kbit/s 的数字接口应当符合建议 G.703。

64kbit/s 的数字接口应当是建议 G.703 所规定的同向型或反向型。发送定时信号的外同步接口应符合建议 G.703。

注 — 在 64kbit/s 同向型接口的情况下，设计输入口时应当考虑提供八字节定位的需要，以便在支路定时和复用器定时源为准同步关系时，能够控制滑动并吸收抖动与飘动以达到建议 G.823 所规定的限值。

6 抖动

6.1 *2048kbit/s 输出抖动*

6.1.1 在发送的定时信号来自内部振荡器的情况下，当在 $f_1=20Hz$ 到 $f_4=100kHz$ 的频率范围内测量时，在 2048kbit/s 输出端的峰-峰抖动不应超过 0.05UI。见图 2/G.823。

6.1.2 在发送的定时信号来自无抖动的外部源的情况下，当在 $f_1=20Hz$ 到 $f_4=100kHz$ 频率范围内测量时，在 2048kbit/s 输出端的峰-峰抖动不应超过 0.05UI。

6.1.3 在发送的定时信号来自无抖动的输入 2048kbit/s 信号的情况下，当在 $f_1=20Hz$ 到 $f_4=100kHz$ 频率范围内测量时，在 2048kbit/s 输出端的峰-峰抖动应不超过 0.10UI。加在 2048kbit/s 输入的测试信号的等效二进制内容按建议 0.151 的规定应当是长度为 $2^{15}-1$ 的伪随机比特序列。

注 — 为了完成要做的测量，可能需要在测试信号中包含帧定位信号。

6.2 *64kbit/s 输出的抖动*

在输入 2048kbit/s 信号无抖动的情况下，当在 $f_1=20Hz$ 到 $f_4=10kHz$ 频率范围内测量时，在 64kbit/s 输出端的峰-峰抖动不应超过 0.025UI。加在 2048kbit/s 输入的测试信号的等效二进制内容按建议 0.151 的规定应当是长度为 $2^{15}-1$ 的伪随机比特序列。

注 — 为了完成这种测量又不引起在 64kbit/s 输出产生 AIS，通常需要在测试信号中包含帧定位信号。

6.3 *抖动转移函数*

6.3.1 2048kHz 外同步信号和 2048kbit/s 输出信号之间的抖动转移函数不应超过图 1/G.736 给出的增益/频率限值。应当用正弦抖动来调制 2048kHz 信号。

某些主管部门要求设备配有抖动压缩器。在这种情况下，抖动转移函数不应超过图 2/G.736 给出的增益/频率限值。

6.3.2 在发送的定时信号是来自输入信号的情况下，2048kbit/s 输入和 2048kbit/s 输出之间的抖动转移函数应按 § 6.3.1 的规定。

注 1 — 2048kbit/s 测试信号应由正弦抖动调制。测试信号的等效二进制内容应是 1000。

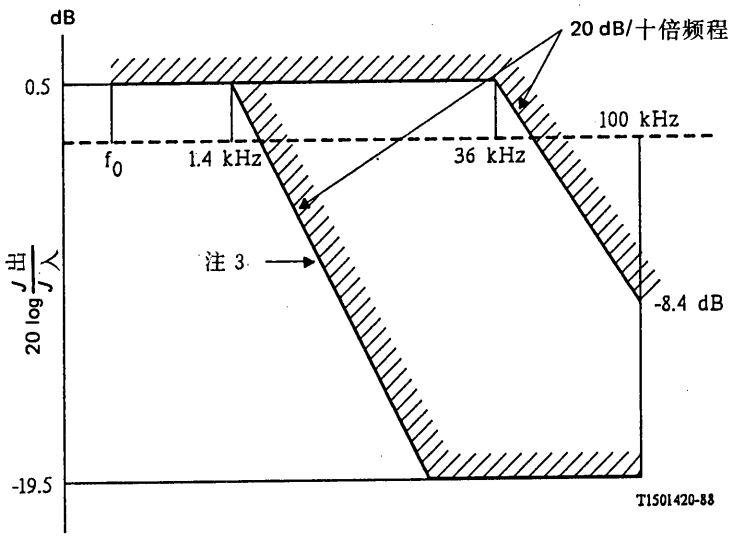
注 2 — 为了能够完成要做的测量，可能需要在测试信号中包含帧定位信号。

6.3.3 当在 f_0 到 10kHz 频率范围内测量时，2048kbit/s 输入和 64kbit/s 输出之间的抖动转移函数不应超过 −29.6dB。频率 f_0 应小于 20Hz，在考虑到测量设备的限制情况下尽可能的低(例如，10Hz)。

注 *1* — 2048kbit/s 测试信号应由正弦抖动调制。测试信号的等效二进制内容应是 1000。

注 *2* — 为了完成这种测量而不引起 64kbit/s 输出产生 AIS，通常需要在测试信号中包含有帧定位信号。

注 *3* — 由于分接使抖动降低到 1/32，相当于－30.1dB。

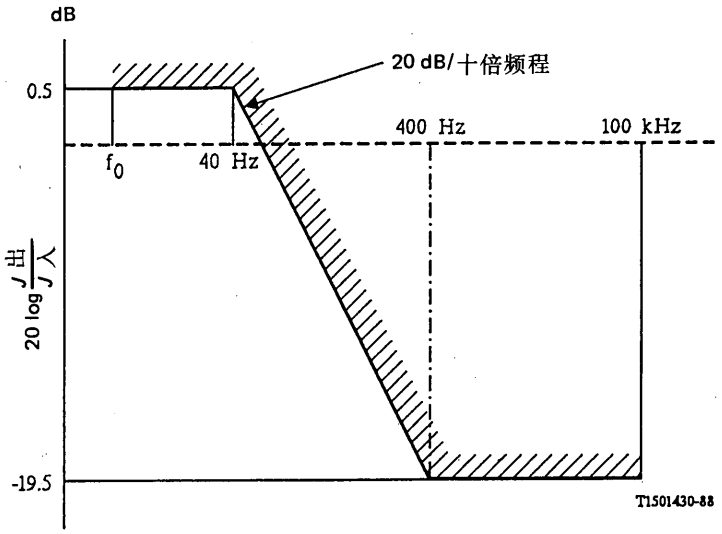


注 1—考虑到测量设备的限制，频率 f_0 应小于 20Hz，并尽可能的低(例如，10Hz)。

注 2—为获得精确的测量，建议用选频法，使用的带宽参照相关的测量频率应足够小，但不得宽于 40Hz。

注 3—国内的接口可以用这种特性。

图 1/G.736



注 1—考虑到测量设备的限制，频率 f_0 应小于 20Hz，并尽可能的低(例如，10Hz)。

注 2—为获得精确的测量，建议用选频法，使用的带宽参照相关的测量频率应足够小，但不得宽于 40Hz。

图 2/G.736

工作在 2048kbit/s 并提供 384kbit/s 和/或 64kbit/s 同步数字出入口的外接入设备的特性

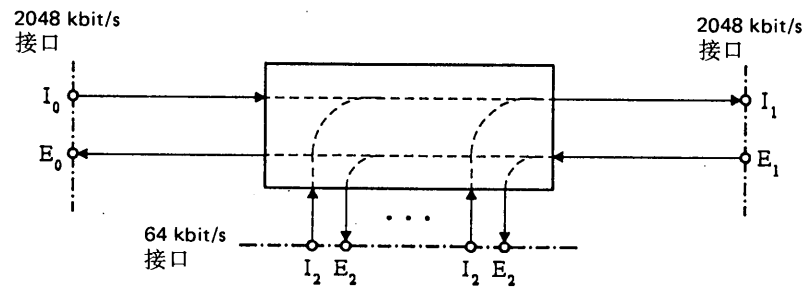
（原黄皮书第Ⅲ卷的建议 G.739）

本建议给出工作在 2048kbit/s 并向 2048kbit/s 综合信号的信道时隙提供或从其中分出下列一个或几个支路的(PCM 复分接器以外的)设备的特性：

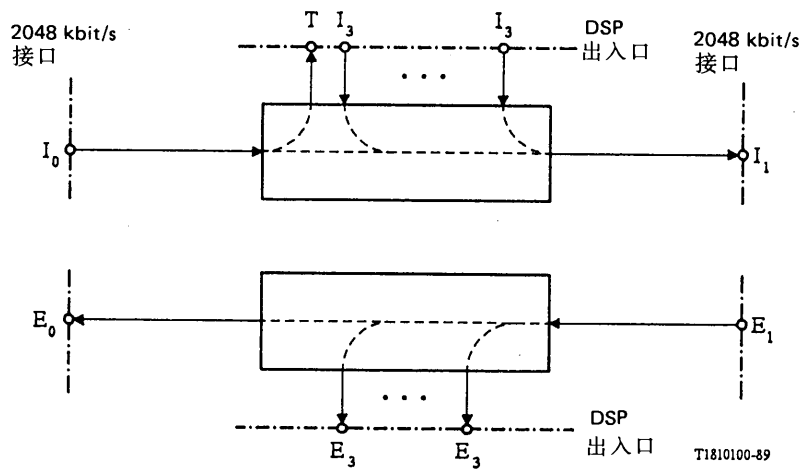
— 双向同步 64kbit/s 出入口(图 1a/G.737)；

— 单向同步 384kbit/s 出入口(图 1b/G.737)。

384kbit/s 信道是基于 6×64kbit/s 时隙的分配方案，例如用来构成符合建议 J.41 和 J.42 的声音节目电路。由于这些电路被规定为单向的，插入/抽取用的设备必须是分开的，如图 1b/G.737 所示。



a) 64kbit/s 数据信道的双向同步插入/抽取



b) 数字声音节目(DSP)信号单向同步插入一个 384kbit/s 信道或从这种信道中抽取

I_0, I_1　插入侧
E_0, E_1　抽取侧
I_2, E_2　64kbit/s 接口
I_3, E_3　同步数字声音节目出入口
T　定时信号

图 1/G.737

64 和 384kbit/s 信道用的外部出入口设备

1 一般特性

1.1 比特率

标称比特率为 2048kbit/s。该比特率的容差为±50ppm。

1.2 外部出入口的类型

a) 64kbit/s 数据信道的双向同步插入/抽取(见图 1a/G.737)。

注 1 — 插入侧的定时信号应当从插入侧的 2048kbit/s 输入信号(I_0)中得到;抽取侧的定时信号应当从抽取侧的 2048kbit/s 输入信号(E_1)中得到。

注 2 — 可用于同步其他设备的定时信号输出是一种可以选择的,随国家的同步方案而定是不是需要的措施。

注 3 — 需进一步研究是否需要一只内部时钟。

b) 数字声音节目信号的单向同步插入 384kbit/s 信道或从其中抽取(见图 1b/G.737)。

注 — 384kbit/s 信号用的单向同步插入设备需要内部再生一个由 2048kbit/s 输入信号 I_0 同步的定时信号。同步插入设备的这个定时信号输出用来同步模/数转换器的抽样频率。

2 帧结构和分支信道时隙的使用

2.1 *2048kbit/s* 信号的帧结构

见建议 G.704 的 § 2.3,应根据建议 G.704 的 § 2.3.3 来使用帧的比特 1,即 CRC 校核比特程序。

2.2 分支信道时隙的使用

非接入的时隙透明地通过设备。

注 — 需要进一步研究在出入点所用的时隙的二进制内容在从综合信号中抽取以后是否应当用 AIS 来代替。

2.2.1 *64kbit/s* 出入口

可接入的信道时隙数应当至少有四个,设备应当允许接入信道时隙 1 到 15 和 17 到 31 中的任何一个时隙。

注 — 提供至少四个信道时隙接入的现有设备,按下列优先顺序来分配时隙:6-22-14-30-2-18-10-26-4-20-12-28-8-24-5-21-13-29-1-17-9-25-3-19-11-27-7-23-15-31。

2.2.2 *384kbit/s* 出入口

比特率为 384kbit/s 的数字信道的时隙分配如表 1/G.737。

表 1/G.737

384kbit/s 信道(注 1)					数字声音节目出入点
A	B	C	D	E	
1-2-3 17-18-19	4-5-6 20-21-22	7-8-9 23-24-25	10-11-12 26-27-28	13-14-15 29-30-31	I_3,T,E_3 图 1b/G.737

注 1 — 在 2048kbit/s 流中五个可能的 384kbit/s 信道编号为 A 到 E。对于立体声传输,应当优先选用 A-B 和 C-D 两对信道。

注 2 — 如果分配给 § 5 中所说的信令用的信道时隙 16 不需用于信令,则可将它用于除在 PCM 复用设备内编码的话音信道以外的其他用途。

3 在插入侧(I_0)和抽取侧(E_1)的帧定位和CRC程序

在图2/G.706给出程序的说明。

3.1 帧失位

参照建议G.706的§4.1.1。

3.2 帧定位恢复

参照建议G.706的§4.1.2。

3.3 *TS0*中*CRC*复帧定位

参照建议G.706的§4.2。

3.4 *CRC*比特监视

参照建议G.706的§4.3。

4 故障状况与相应措施

4.1 故障状况

本设备应检测下列故障：

4.1.1 电源故障

4.1.2 I_2或I_3的输入信号消失。

注 — 当采用反向接口时，不强求检测这种故障。

4.1.3 在插入侧(I_0)和抽取侧(E_1)2048kbit/s输入信号消失。

注 *1* — 只有当这种故障情况不引起帧失位指示时，才要求检测这种故障。

注 *2* — 如果数字信号和定时信号各用各的电路，则其中任一种或两种信号的消失都应构成输入信号的消失。

4.1.4 在插入侧(I_0)和抽取侧(E_1)帧失位。

4.1.5 在插入侧(I_0)和抽取侧(E_1)帧定位信号中所检测到的比特误码率过大。

注 — 在插入侧(I_0)，这种故障的检测取决于这种设备在网中的应用类型，因此并不强求。

4.1.5.1 随机比特误码率$\leqslant 10^{-4}$，在几秒钟内启动故障指示的概率应小于10^{-6}；
随机比特误码率$\geqslant 10^{-3}$，在几秒钟内启动故障指示的概率应大于0.95。

4.1.5.2 随机比特误码率$\geqslant 10^{-3}$，在几秒钟内解除故障指示的概率应当几乎为零；
随机比特误码率$\leqslant 10^{-4}$，在几秒钟内解除故障指示的概率应大于0.95。

注 — 启动和解除的时间规定的“几秒钟”，系指约为4到5秒。

4.2　相应措施

检测到故障后，应进一步采取如表 2/G.737 所规定的适当措施。相应的措施如下：

4.2.1　发出即时维护告警指示以表明性能已低于容许标准，并要求本端注意维护。当在 2048kbit/s 输入端(I_0、E_1)检测到 AIS(见下面 § 4.2 的总注)时，应禁发与帧失位(见 § 4.1.4)和误码率过大(见 § 4.1.5)有关的即时维护告警指示，而其余的相应措施仍按表 2/G.737 中与这两种故障情况相关的措施。

注 — 由 § 4.2.1 给出的告警指示所启动的任何可视和(或)可闻告警的位置和规定由各主管部门自行决定。

4.2.2　告警指示信号(AIS)加于 E_2 或 E_3 输出端(见下面 § 4.2 的总注)。这一措施应尽快采取，并应不迟于检出故障情况后的 2ms。

4.2.3　告警指示信号(AIS)加到插入侧(I_1)的综合的 2048kbit/s 输出信号的相关时隙，如果提供对 I_2 和 I_3 输入信号监测的话。

4.2.4　禁止 I_2 或 I_3 数字信息插入。

4.2.5　两个方向的 2048kbit/s 信号都旁路而过。

注 — 是否配备这种相应措施取决于这种设备在网路中的应用类型，因此并不强求。

4.2.6　告警指示信号(AIS)加到抽取侧(E_0)的 2048kbit/s 输出。

注 — 是否配备这种相应措施取决于这种设备在网路中的应用类型，因此并不强求。

4.2.7　告警指示信号(AIS)加到插入侧(I_1)的 2048kbit/s 输出。

注 — 是否配备这种相应措施取决于这种设备在网路中的应用类型，因此并不强求。

§ 4.2 的总注

注 1 — 告警指示信号(AIS)的等效二进制内容是一连串的二进制“1”。

检测出现 AIS 的策略应当是：即使随机误码的平均误码率为 $1 \cdot 10^{-3}$，也能以一个高的概率检测 AIS。然而，除帧定位信号以外所有二进制码元均为状态“1”的信号不应被当作 AIS。

注 2 — 上面提到的所有的时间要求同样适用于故障情况清除后的复原状态。

5　接口

2048kbit/s 的数字接口应当符合建议 G.703。

64kbit/s 的数字接口应当是建议 G.703 中所规定的同向型或反向型。

是否需要规定工作在 384kbit/s 的数字接口在研究中。

注 1 — 应当指出，按照尽量减少不同接口类型的原则，将在用户/网路接口等级上，采用建议 I.431 和 G.703 规定的 2048kbit/s 接口向用户提供 384kbit/s 的信息率。

注 2 — 在 64kbit/s 同向型接口，设计输入口时应当考虑提供八字节定位的需要，以便在支路定时和复用器定时源为准同步关系时，能够控制滑动和吸收抖动与飘动，以达到建议 G.823 所规定的限值。

表 2/G.737

外部出入口设备的故障情况与相应措施

故障情况（见§4.1）		相应措施（见§4.2）						
		发出即时维护告警指示	AIS 加到 E_2、E_3 的输出	禁止 I_2、I_3 数字信息插入	AIS 加到插入侧(I_1) 2048kbit/s 综合信号相关的时隙	两个方向的 2048kbit/s 信号都被旁路（见§4.2.5 的注）	AIS 加于抽取侧(E_0)的 2048kbit/s 输出（见§4.2.6 的注）	AIS 加于插入侧(I_1)的 2048kbit/s 输出（见§4.2.7 的注）
电源故障		要				要	要（如果可行）	要（如果可行）
在 I_2、I_3 输入端的输入信号消失（见§4.1.2 的注）		要			要			
2048kbit/s 输入信号消失	抽取侧(E_1)	要	要				要	
	插入侧(I_0)	要		要				要
帧失位（见建议 G.706 的§4.2 注 2）	抽取侧(E_1)	要（见§4.2.1）	要				要	
	插入侧(I_0)	要（见§4.2.1）		要				要
帧定位信号的误码率为 $1 \cdot 10^{-3}$（见§4.1.5 的注）	抽取侧(E_1)	要（见§4.2.1）	要				要	
	插入侧(I_0)	要（见§4.2.1）		要				要

注 — 表中“要”表示在相关故障情况下应采取措施。表中空格表示在相关故障情况下，如果该情况是唯一的，则不必采取措施。如果同时发生一种以上的故障情况，而且至少对其中一种故障情况规定了“要”采取措施，则应采取有关的措施。

6 抖动

6.1 *2048kbit/s 输出的抖动*

在 2048kbit/s 输入(I_0,E_1)没有抖动,在 $f_1=20Hz$ 到 $f_4=100kHz$ 频率范围内测量时,2048kbit/s 输出(I_1,E_0)的峰-峰抖动不应超过 0.10UI。加在 2048kbit/s 输入的测试信号的等效二进制内容按建议 0.151 的规定应当是长度为 $2^{15}-1$ 的伪随机比特序列,见图 2/G.823。

注 — 为了能够完成要做的测量,可能需要在测试信号中包含帧定位信号。

6.2 *在 E_2 和 E_3 输出的抖动*

6.2.1 在 2048kbit/s 输入(E_1)没有抖动,在 $f_1=20Hz$ 到 $f_4=10kHz$ 频率范围内测量时,E_2(64kbit/s)输出的抖动不应超过 0.025UI。加在 2048kbit/s 输入的测试信号的等效二进制内容,如按建议 0.151 的规定应当是长度为 $2^{15}-1$ 的伪随机比特序列。

注 — 为了完成这种测量又不引起 64kbit/s 输出产生 AIS,通常需要测试信号中包含帧定位信号。

6.2.2 因为 384kbit/s 接口的物理和电气特性和 2048kbit/s 接口是一样的,当 2048kbit/s 输入(E_1)没有抖动时,E_3(同步 384kbit/s)输出的抖动,按前面 § 6.1 的规定。

6.3 *抖动转移函数*

6.3.1 在 2048kbit/s 输入(I_0,E_1)和输出(I_1,E_0)之间的抖动转移函数不应超过图 2/G.737 给定的增益/频率限值。

某些主管部门要求设备配有抖动压缩器。在这种情况下,抖动转移函数应不超过图 3/G.737 给定的增益/频率限值。

注 *1* — 2048kHz 信号应由正弦抖动调制。测试信号的等效二进制内容应是 1000。

注 *2* — 为了能够完成要做的测量,可能需要在测试信号中包含帧定位信号。

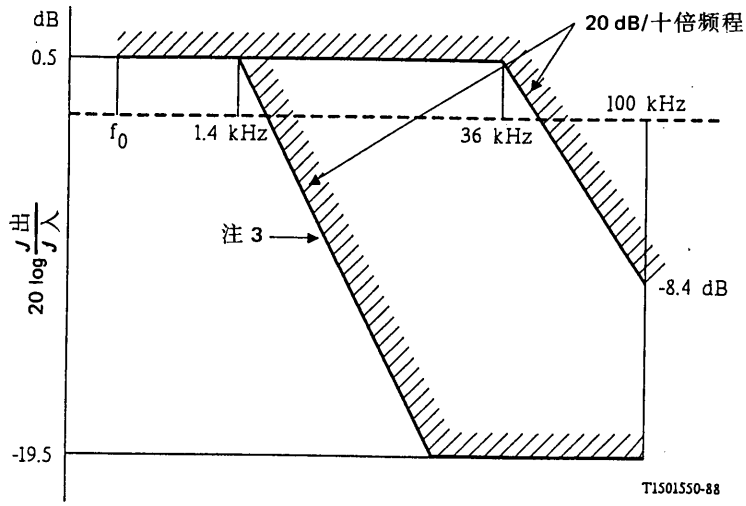
6.3.2 当在 f_0 到 10kHz 频率范围内测量时,在 2048kbit/s 输入(E_1)和 E_2(64kbit/s)输出之间的抖动转移函数不应超过 −29.6dB。频率 f_0 应小于 20Hz,在考虑到测量设备的限制情况下尽可能的低(例如,10Hz)。

注 *1* — 2048kbit/s 测试信号应由正弦抖动调制。测试信号的等效二进制内容应是 1000。

注 *2* — 为了完成这种测量,又不引起 64kbit/s 输出产生 AIS,通常需要在测试信号中包含帧定位信号。

注 *3* — 由于分接使抖动降低到 1/32,相当于 −30.1dB。

6.3.3 因为 384kbit/s 接口的物理和电气特性和 2048kbit/s 接口是一样的,在 2048kbit/s 输入(E_1)和 E_3(同步 384kbit/s)输出之间的抖动转移函数,按前面 § 6.3.1 的规定。

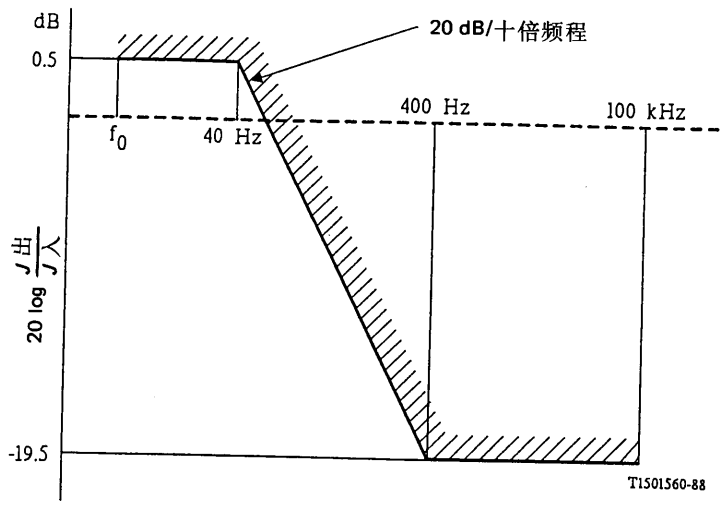


注 1—考虑到测量设备的限制，频率 f_0 应小于 20Hz，并尽可能的低(例如，10Hz)。

注 2—为获得精确的测量，建议用选频法，使用的带宽参照相关的测量频率应足够小，但不得宽于 40Hz。

注 3—对于国内的接口，可以使用这个特性。

图 2/G. 737



注 1—考虑到测量设量的限制，频率 f_0 应小于 20Hz，并尽可能的小(例如 10Hz)。

注 2—为获得精确的测量，建议用选频法，使用的带宽参照相关的测量频率应足够小，但不得宽于 40Hz。

图 3/G. 737

建　议　G.738

工作在2048kbit/s并提供320kbit/s和/或64kbit/s同步数字出入口的PCM基群复用设备的特性

（1988年订于墨尔本）

本建议给出工作在2048kbit/s，并提供可选择的一个或几个下列内部数字出入口的PCM复用设备的特性：

— 双向同步64kbit/s信道（参见图1a/G.738）

— 单向同步320kbit/s信道（参见图1b/G.738）

320kbit/s信道是基于5×64kbit/s时隙的配置，例如，用于建立符合建议J.43和J.44的声音节目电路。因为这类电路规定是单向的，用于插入/抽出的设备须分开，如图1b/G.738所示。

1　一般特性

1.1　音频信道编码的基本特性

编码律采用建议G.711规定的A律。在该建议中还规定了抽样率，负载容量和代码。

量化电平数为256。

注 — 在编码律中包含了比特2、4、6和8的反转，但只可用于音频信道。

1.2　比特率

标称比特率是2048kbit/s，其容差是±50ppm。

1.3　定时信号

应当可以从下列任何一种信号中导出发送定时信号：

a）从收到的2048kbit/s信号；

b）从2048kHz的外部源（参见§5）；

c）从内部振荡器。

注 — 可用于同步其他设备的定时信号输出是一种可以选择的，随国家的同步方案而定是否需要的措施。

1.4　出入口的型式

a）双向同步64kbit/s信道的出入口（参见图1a/G.738）；

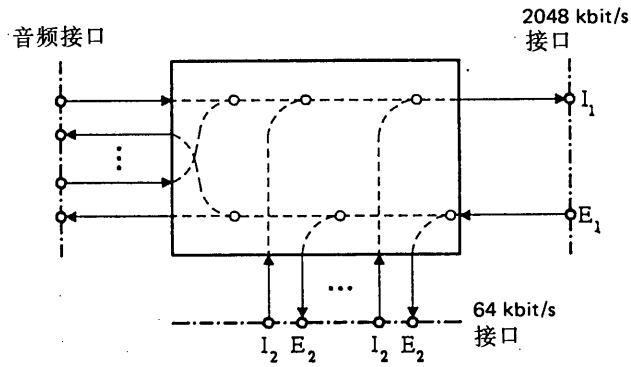
b）单向同步320kbit/s信道的出入口（参见图1b/G.738）。

注 — 数字声音节目信号同步插入到320kbit/s信道需要内部再生由2048kbit/s信号I_1同步的定时信号T。定时信号用于同步产生数字声音节目信号的模拟/数字变换器的抽样频率。

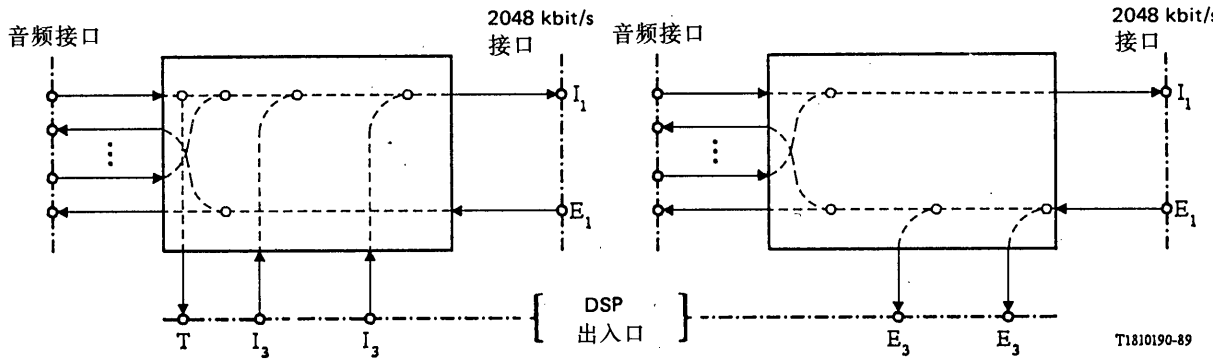
2　帧结构和分支信道时隙的使用

2.1　*2048kbit/s*信号的帧结构

参见建议G.704的§2.3，帧的比特1应根据建议G.704的§2.3.3来使用，即用于CRC校核比特程序。



a) 双向同步插入/抽出64kbit/s 数据通路



b) 单向同步插入和抽出数字语声节目(DSP)入/出 320kbit/s 通道

I, E 插入侧;抽出侧
I_1, E_1 2048 kbit/s 接口
I_2, E_2 64 kbit/s 接口
I_3, E_3 同步数字声音节目信号出入
T 定时信号

图 1/G.738

工作在 2048kbit/s 并提供数字声音节目信号和/或同步 64kbit/s 数据信道出入口的 PCM 复用设备

2.2 分支信道时隙的用途

2.2.1 电话信道

可以把信道时隙 1 到 15 和 17 到 31 分配给 30 个电话信道,编号从 1 到 30。

2.2.2 *64kbit/s* 出入口

可以接入的信道时隙至少要有四个,而且设备应允许接入信道时隙 1 到 15 和 17 到 31 中的任何一个信道时隙。

注 — 现有的设备,按下列优先次序,至少提供接入四个信道时隙:6-22-14-30-2-18-10-26-4-20-12-28-8-24-5-21-13-29-1-17-9-25-3-19-11-27-7-23-15-31。

2.2.3 *320kbit/s 出入口*

比特率为 320kbit/s 的数字信道的时隙分配规定如表 1/G.738。

表 1/G.738

320kbit/s 信道(注 1)						数字声音节目出入点
A	B	C	D	E	F	
1-2-3-4-5	6-7-8-9-10	11-12-13-14-15	17-18-19-20-21	22-23-24-25-26	27-28-29-30-31	I_3,T,E3 图 1b/G.738

注 1 — 在 2048kbit/s 流中六个可能的 320kbit/s 信道被编号为 A 到 F。对于立体声传输,应优先使用信道组 A-B,C-D 和 E-F。
注 2 — 如果按 § 5 指配给信令用的信道时隙 16 不需用于信令,它可以用作 PCM 复用设备内除编码的音频信道之外的其他用途。

3 帧同步和 CRC 程序

程序的说明在图 2/G.706 中给出。

3.1 帧失位

参考建议 G.706 的 § 4.1.1。

3.2 帧定位恢复

参考建议 G.706 的 § 4.1.2。

3.3 *TS0 中 CRC 复帧定位*

参考建议 G.706 的 § 4.2。

3.4 *CRC 比特监视*

参考建议 G.706 的 § 4.3。

4 故障状况和相应措施

4.1 故障状况

PCM 复用设备应检测下列故障:

4.1.1 电源供给故障

4.1.2 编解码器故障(使用单路编解码器的情况除外)

作为最低要求,在 −21 到 −6dBm0 的电平范围内至少有一个电平本端编解码器的信号——量化噪声比性能比建议 G.712 所推荐的电平低 18dB 或更低时的这种故障应能识别。

4.1.3　在 64kbit/s 和 320kbit/s 支路输入口输入信号的丢失

注 1 — 在用反向型接口时，不强制要求这种检测。

注 2 — 在使用随路信令而信令复用设备位于 PCM 复用设备几米之内时，对信道时隙 16 不强制要求检测这种故障。

4.1.4　2048kbit/s 输入信号的丢失

注 1 — 仅当这种故障来引起帧失位的指示时，才要求检测。

注 2 — 在数字信号和定时信号使用各自的电路时，两者或其中之一丢失均构成输入信号的丢失。

4.1.5　帧失位

4.1.6　由监测帧定位信号检测出比特误码率过高

4.1.6.1　在随机比特误码率$\leqslant 10^{-4}$时，在几秒内启动故障指示的概率应小于 10^{-6}。

在随机比特误码率$\geqslant 10^{-3}$时，在几秒内启动故障指示的概率应大于 0.95。

4.1.6.2　在随机比特误码率$\geqslant 10^{-3}$时，在几秒内解除故障指示的概率应几乎为零。

在随机比特误码率$\leqslant 10^{-4}$时，在几秒内解除故障指示的概率应大于 0.95。

注 — 启动和解除的时间规定为“几秒钟”，系指约为 4 到 5 秒。

4.1.7　收到对端 PCM 复用设备发来的告警指示(参见 § 4.2.3)。

4.2　相应措施

在检测出故障状况之后，应当按表 2/G.738 的规定采取适当措施。相应的措施如下：

4.2.1　产生业务告警指示表示 PCM 复用设备提供的业务已不能用。按照系统提供的安排，这个指示至少要送给交换设备和/或信令复用设备。指示要尽可能及时发出，不得迟于检出相关故障之后 2ms。

考虑到在 § 4.2.5 的规范，本规定相当于建议检出帧失位或输入 2048kbit/s 信号丢失故障，到给出相应指示的平均时间应不大于 3ms。

在采用共路信令时，应利用 PCM 复用设备上单独的接口将故障指示传送给交换设备。

4.2.2　产生即时维护告警指示表示性能已低于可以接受的标准，本端需要注意维护。当在 2048kbit/s 输入检出 AIS 时(参见 § 4.2 下面的总注)，与帧失位(参见 § 4.1.5)以及误码率过高(参见 § 4.1.6)有关的即时维护告警指示应被禁止，而与这两种故障有关的其余的相应措施仍按表 2/G.738。

注 — 在 § 4.2.1 和 § 4.2.2 中所给出的告警指示所启动的任何可见和/或可闻告警的位置和规定留给各个主管部门自行决定。

4.2.3　到对端的告警指示是通过将不包含帧定位信号的那些帧中的信道时隙 0 的比特 3 从“0”状态变成“1”状态来向对端发送的。这应当尽可能快地实施。

表 2/G.738

PCM 复用设备的故障状况和相应措施

设备部位	故障状况（见§4.1）	相应措施（见§4.2）					
		产生业务告警指示	即时维护告警指示	发送对端告警指示	在模拟音频输出抑制传输	AIS 加到 64kbit/s 和 320kbit/s 输出	AIS 加到 2048kbit/s 合成信号中相关的时隙
复接器和分接器	电源故障	要	要	要（如果可行）	要（如果可行）	要（如果可行）	要（如果可行）
	编解码器故障	要	要	要	要		
只是复接器	在 64kbit/s 和/或 320kbit/s 输入口的输入信号丢失		要				要
只是分接器	2048kbit/s 输入信号丢失	要	要	要	要	要	
	帧失位（见建议 G.706，§4.2 的注 2）	要	要（见§4.2.2）	要	要	要	
	帧定位信号的误码率 1×10^{-3}	要	要（见§4.2.2）	要	要	要	
	收到对端的告警指示	要					

注 — 表中“要”的意思是在相关的故障时，要采取措施。表中“空格”就意味着：如果相关的故障，只出现一次，则不必采取相应措施。如果同时存在一个以上的故障，而且至少与这些故障中的一种故障有关的措施被规定为“要”，就应当采取相应的措施。

4.2.4　在模拟音频输出端抑制传输

4.2.5　AIS 加到所有 64kbit/s 和 320kbit/s 输出(参见 § 4.2 下面的总注)。对于 64kbit/s 输出,应尽可能快地采取这个措施并不得迟于故障检出之后 2ms。

4.2.6　AIS 加到合成的 2048kbit/s 输出信号中的相关时隙(如果提供对输入 64kbit/s 和 320kbit/s 信号监视的话)。

§ 4.2 的总注

注 1 — 告警指示信号(AIS)的等效二进制内容是二进制"1"的连续序列。检测 AIS 出现的策略应当是即使存在着平均误码率为 1×10^{-3}的随机误码也能以高的概率检出 AIS。不过,信号中除帧定位信号外的所有二进单元全都是状态"1",不应被认为是 AIS。

注 2 — 所引用的全部定时要求同样适用于故障清除后的恢复状况。

5　信令

文本同建议 G.732。

6　接口

6.1　音频接口

模拟音频接口应符合建议 G.712、G.713、G.714 和 G.715。

6.2　数字接口

2048kbit/s 数字接口应符合建议 G.703。

64kbit/s 数字接口应当是建议 G.703 规定的同向型或反向型接口。对于随路信令,64kbit/s 接口的规范不是强制性的。传送定时信号的外同步接口应符合建议 G.703。

规定工作在 320kbit/s 的数字接口的必要性正在研究之中。

注 1 — 应当注意到:按照不同类型接口数目最少的原则,在用户/网络接口级应采用建议 I.431 和建议 G.703 规定的 2048kbit/s 接口给用户提供 320kbit/s 的信息速率。

注 2 — 在 64kbit/s 同向型接口的情况下,输入口的设计应当考虑需要提供八比特组字节定位,以便当支路定时和复用器定时源是准同步时,能够控制滑动,并吸收抖动和飘动。以达到建议 G.823 所规定的限值。

7　抖动

7.1　*2048kbit/s 输出抖动*

7.1.1　在发送定时信号是从内部振荡器取得的情况下,在 2048kbit/s 输出的峰对峰抖动,在 $f_1=20$Hz 到 $f_4=100$kHz 的频率范围内测量时,应不超过 0.05UI。

7.1.2　在发送定时信号是从无抖动的外部源取得的情况下,在 2048kbit/s 输出的峰对峰抖动,在 $f_1=20$Hz 到 $f_4=100$kHz 的频率范围内测量时,应不超过 0.05UI。

7.1.3　在发送定时信号是从无抖动的输入 2048kbit/s 信号导出的情况下，在 2048kbit/s 输出的峰对峰抖动，在 $f_1=20Hz$ 到 $f_4=100kHz$ 的频率范围内测量时，应不超过 0.10UI。加在 2048kbit/s 输入的测试信号等效二进制内容按建议 0.151 的规定应当是长度为 $2^{15}-1$ 的伪随机比特序列。

注 — 为了能够完成要做的测量，在测试信号中可能需要包含帧定位信号。

7.2　在支路输出的抖动

7.2.1　64kbit/s 输出抖动

在输入 2048kbit/s 信号无抖动的情况下，64kbit/s 输出的峰对峰抖动，在 $f_1=20Hz$ 到 $f_4=10kHz$ 的频率范围内测量时，应不超过 0.025UI。加在 2048kbit/s 输入的测试信号等效二进制内容应当是建议 0.151 规定的长度为 $2^{15}-1$ 的伪随机比特序列。

注 — 为了完成此种测量又不引起 64kbit/s 输出产生 AIS，通常将需要在测试信号中包含帧定位信号。

7.2.2　在 320kbit/s 输出的抖动

由于 320kbit/s 接口的物理和电气特性与 2048kbit/s 接口是一样的，这个参数的规范和上述 § 7.1.3 是相同的。

7.3　抖动转移函数

7.3.1　在 2048kbit/s 外同步信号和 2048kbit/s 输出信号之间的抖动转移函数应不超过图 2/G.738 给出的增益/频率限值。2048kHz 信号要用正弦抖动调制。

某些主管部门要求设备装备抖动压缩器，在这种情况下，抖动转移函数应不超过图 3/G.738 给出的增益/频率限值。

7.3.2　在发送定时信号是从输入信号导出的情况下，2048kbit/s 输入和 2048kbit/s 输出之间的抖动转移函数应与 § 7.3.1 的规定一样。

注 1 — 2048kbit/s 测试信号应受正弦抖动调制。测试信号的等效二进制内容应为 1000。

注 2 — 为使测量能够完成，在测试信号中可能需要包含帧定位信号。

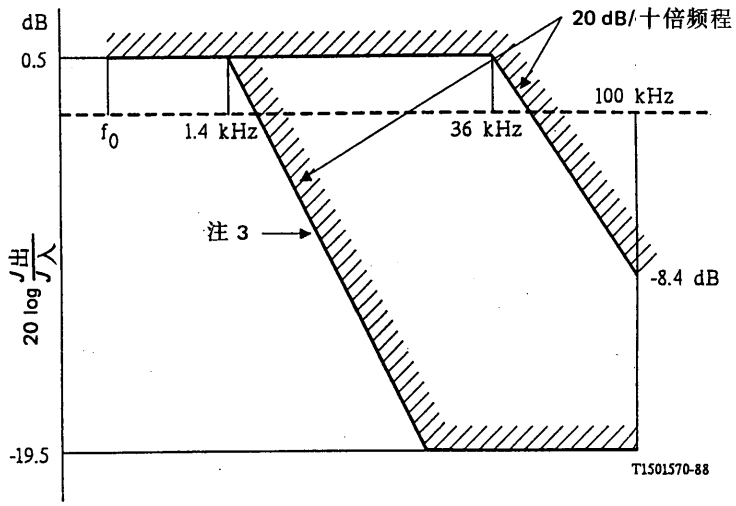
7.3.3　2048kbit/s 输入和 64kbit/s 输出之间的抖动转移函数，在 f_0 到 10kHz 的测量范围内测量时，应不超过 −29.6dB。频率 f_0 应低于 20Hz，在考虑测量设备的限制的情况下尽可能的低(例如，10Hz)。

注 1 — 2048kbit/s 测试信号应受正弦抖动调制。测试信号的等效二进制内容应为 1000。

注 2 — 为了完成此种测量又不引起 64kbit/s 输出产生 AIS，通常需要在测试信号中包含帧定位信号。

注 3 — 由于分接，抖动减小到 1/32，等效 −30.1dB。

7.3.4　由于 320kbit/s 接口的物理和电气特性与 2048kbit/s 接口是一样的，2048kbit/s 输入和 320kbit/s 输出之间的抖动转移函数是和上述 § 7.3.1 及 § 7.3.2 所给出的相同。

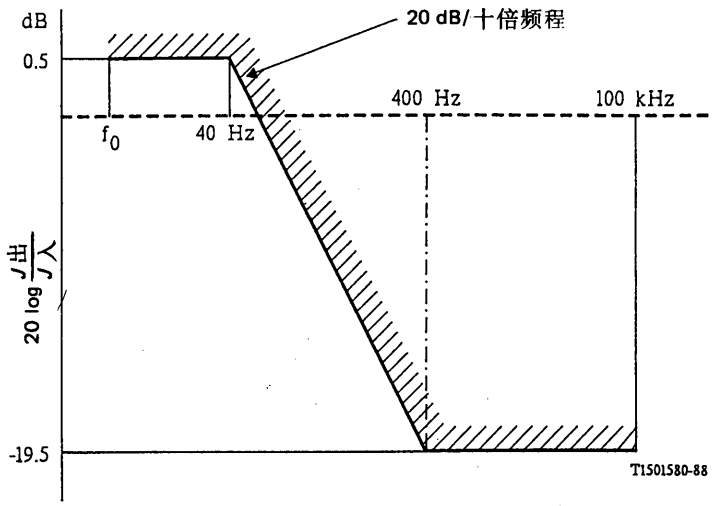


注 1— 考虑到测量设备的限制，频率 f_0 应当低于 20Hz，并尽可能低(例如 10Hz)。

注 2— 为获得精确的测量，建议用选频法，使用的带宽参照相关的测量频率应足够小，但不得宽于 40Hz。

注 3 — 国内的接口可以用这种特性。

图 2/G. 738



注 1— 考虑到测量设备的限制，频率 f_0 应当低于 20Hz，并尽可能低(例如 10Hz)。

注 2— 为获得精确的测量，建议用选频法，使用的带宽参照相关的测量频率应足够小，但不得宽于 40Hz。

图 3/G. 738

工作在2048kbit/s并提供320kbit/s和/或64kbit/s同步数字出入口的外接入设备的特性

(1988年订于墨尔本)

本建议给出工作在2048kbit/s并提供从2048kbit/s合成信号的信道时隙中插入/抽取下述一个或几个支路的设备(除PCM复用器之外的设备)的特性:

— 双向同步64kbit/s出入口(图1a/G.739)

— 单向同步320kbit/s出入口(图1b/G.739)

320kbit/s信道是基于5×64kbit/s时隙的配置,例如,用于建立符合建议J.43和J.44的声音节目电路。因为这类电路规定是单向的,须予分开的插入/抽取设备,如图1b/G.739所示。

1　一般特性

1.1　比特率

标称比特率是2048kbit/s,其容差是±50ppm。

1.2　外接入类型

a) 64kbit/s数据信道的双向同步插入/抽取(见图1a/G.739)。

注1 — 插入侧的定时信号应从插入侧(I_0)的2048kbit/s输入信号导出;抽取侧的定时信号应从抽取侧(E_1)的2048kbit/s输入信号导出。

注2 — 可用于同步其他设备的定时信号输出是一种可以选择的根据国内的同步方案而定是否需要的措施。

注3 — 要进一步研究内部时钟可能的需求。

b) 单向同步插入和抽取数字声音节目信号入/出320kbit/s信道(参见图1b/G.739)。

注 — 320kbit/s信号同步插入设备需要内部再生由2048kbit/s输入信号I_0同步的定时信号。同步插入设备输出的这个定时信号用作同步模拟/数字变换器的抽样频率。

2　帧结构和支路信道时隙的使用

2.1　*2048kbit/s信号的帧结构*

参考建议G.704的§2.3,帧的比特1应按建议G.704的§2.3.3来使用,即用于CRC校核比特程序。

2.2　支路信道时隙的使用

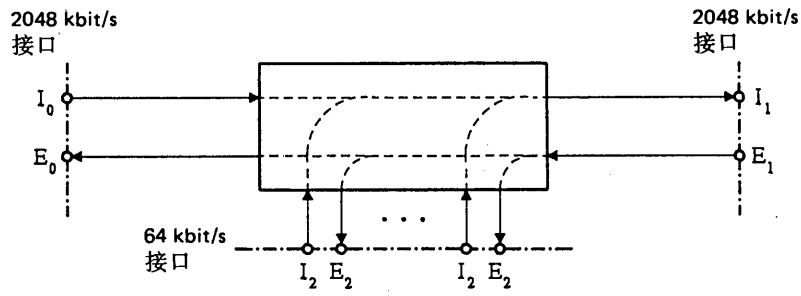
不接入的时隙透明地通过设备。

注 — 需要进一步研究,在接入点所使用的时隙在从合成信号中抽出之后,其二进制内容是否要用AIS代替。

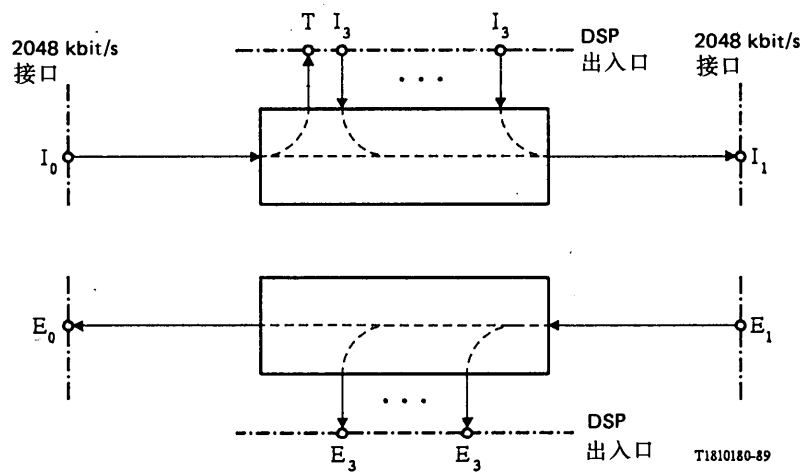
2.2.1　*64kbit/s出入口*

可接入的信道时隙数目应当至少有四个,设备应允许接入信道时隙1到15和17到31的任何一个时隙。

注 — 现有的设备按下列优先次序提供接入至少四个信道时隙:6-22-14-30-2-18-10-26-4-20-12-28-8-24-5-21-13-29-1-17-9-25-3-19-11-27-7-23-15-31。



a) 双向同步伸入/抽出 64kbit/s 数据信道



b) 单向同步插入和抽出数字声音节目(DSP)信号入/出 320kbit/s 信道

I_0, I_1 插入侧
E_0, E_1 抽出侧
I_2, E_2 64 kbit/s 接口
I_3, E_3 同步数字声音节目信号出入口
T 定时信号

图 1/G.739

64kbit/s 和 320kbit/s 信道用的外接入设备

2.2.2 *320kbit/s* 出入口

比特率为 320kbit/s 的数字信道的时隙分配规定如表 1/G.739。

表 1/G.739

320kbit/s 信道(注 1)						数字声音节目出入点
A	B	C	D	E	F	
1-2-3-4-5	6-7-8-9-10	11-12-13-14-15	17-18-19-20-21	22-23-24-25-26	27-28-29-30-31	图 1b/G.739 的 I3,T,E3

注 1 — 在 2048kbit/s 流中六个可能的 320kbit/s 信道被编号成 A 到 F。对于立体声传输,优先使用信道组 A-B,C-D 和 E-F。

注 2 — 如果按 § 5 所包括的指配给信令用的信道时隙 16 不需用于信令时,它可以用于 PCM 复用设备内除编码的音频信道之外的其他用途。

3 在插入(I_0)侧和抽取(E_1)侧的帧定位和CRC程序

程序的说明在图2/G.706中给出。

3.1 帧失位

参见建议G.706的§4.1.1。

3.2 帧定位恢复

参见建议G.706的§4.1.2。

3.3 *TS0*中*CRC*复帧定位

参见建议G.706的§4.2。

3.4 *CRC*比特监视

参见建议G.706的§4.3。

4 故障状况和相应措施

4.1 故障状况

设备应检测下列故障状况：

4.1.1 电源供给故障

4.1.2 在I_2或I_3的输入信号丢失

注 — 在用反向型接口时不强制要求这种检测。

4.1.3 在插入(I_0)侧和抽取(E_1)侧2048kbit/s输入信号丢失

注 *1* — 仅当这种故障不引起帧失位指示时，才要求检测。
注 *2* — 在数字信号和定时信号使用各自的电路时，两者或其中之一的丢失均构成输入信号丢失。

4.1.4 在插入(I_0)侧和抽取(E_1)侧的帧失位

4.1.5 通过在插入(I_0)侧和抽出(E_1)侧监测帧定位信号，检出比特误码率过高。

注 — 在插入(I_0)侧检出这种故障与该设备在网络中应用的类型有关，因而不强制要求检测。

4.1.5.1 在随机比特误码率$\leqslant 10^{-4}$时，在几秒内启动故障指示的概率应小于10^{-6}。

在随机比特误码率$\geqslant 10^{-3}$时，在几秒内启动故障指示的概率应大于0.95。

4.1.5.2 在随机比特误码率$\geqslant 10^{-3}$时，在几秒内解除故障指示的概率应几乎为零。

在随机比特误码率$\leqslant 10^{-4}$时，在几秒内解除故障指示的概率应大于0.95。

注 — 启动和解除的时间规定为“几秒”，意指4到5秒的范围。

4.2　相应措施

在检测出故障之后，将采取表 2/G.739 所规定的适当的相应措施。相应措施如下：

4.2.1　产生即时维护告警指示，表示性能已低于可以接受的标准，本端需要注意维护。当在 2048kbit/s 输入(I_0、E_1)检测到 AIS(参见 §4.2 下面的总注)时，与帧失位(参见 §4.1.4)以及误码过高(参见 §4.1.5)有关的即时维护告警指示应被禁止，而与这两种故障有关的其余的相应措施仍按表 2/G.739。

注 — 在 §4.2.1 中给出的告警指示启动的任何可见和/或可闻告警的位置及规定，留给各个主管部门自行决定。

4.2.2　AIS 加到 E_2，E_3 输出(参见 §4.2 下面的总注)。应尽可能快地采取这个措施，不得迟于故障情况检出后 2ms。

4.2.3　如果提供对输入的 I_2，I_3 信号监视的话，AIS 加到插入(I_1)侧合成 2048kbit/s 输出信号中相关时隙。

4.2.4　禁止 I_2，I_3 数字信息插入。

4.2.5　旁路双方的 2048kbit/s 信号。

注 — 这种相应措施的实施与该设备在网络中的应用类型有关，因而不必强求。

4.2.6　AIS 加到 2048kbit/s 输出，抽取侧(E_0)。

注 — 这种相应措施的实施与该设备在网络中的应用类型有关，因而不必强求。

4.2.7　AIS 加到 2048kbit/s 输出，插入侧(I_2)

注 — 这种相应措施的实施与该设备在网络中的应用类型有关，因而不必强求。

§4.2 的总注

注 *1* — 告警指示信号(AIS)的等效二进制内容是连续二进制“1”的序列。检测 AIS 出现的策略应当是即使存在着平均误码率为 1×10^{-3}的随机误码也能以高的概率检出 AIS。不过，信号中除帧定位信号外的所有二进单元全都是状态“1”，不应被认为是 AIS。

注 *2* — 所引用的全部定时要求同样适用于故障消除后的恢复状况。

5　接口

2048kbit/s 数字接口应符合建议 G.703。

64kbit/s 数字接口应当是建议 G.703 规定的同向型或反向型接口。

规定工作在 320kbit/s 数字接口的必要性正在研究之中。

注 *1* — 应当注意，按照不同类型接口数目最少的原则，在用户/网络接口级应采用建议 I.43 和建议 G.703 规定的 2048kbit/s 接口给用户提供 320kbit/s 的信息速率。

注 *2* — 在 64kbit/s 同向型接口的情况下，输入口的设计要考虑必须提供八比特组字节定位，使得在支路定时和复用器定时源是准同步时，能够控制滑动，并吸收抖动和飘动，以达到建议 G.823 所规定的限值。

表 2/G.739

外部接入设备的故障状况及相应措施

故障状况(参见§4.1)		相应措施(参见§4.2)				旁路双向的2048kbit/s信号(参见§4.2.5之注)	AIS加到抽取侧(E_0)的2048kbit/s输出(参见§4.2.6之注)	AIS加到插入侧(I_1)的2048kbit/s输出(参见§4.2.7之注)
		产生即时维护告警指示	AIS加到E_2,E_3输出	禁止数字信息插入I_2,I_3	AIS加到插入侧(I_0)2048kbit/s合成信号的相关时隙			
电源故障		要				要	要(如果可行)	要(如果可行)
在I_2,I_3输入的输入信号丢失(参见§4.1.2之注)		要			要			
2048kbit/s输入信号丢失	抽取侧(E_1)	要	要				要	
	插入侧(I_0)	要		要				要
帧失位(参见建议G.706的§4.2注2)	抽取侧(E_1)	要(参见§4.2.1)	要				要	
	插入侧(I_0)	要(参见§4.2.1)		要				要
帧空位信号误码率1×10^{-3}(参见§4.1.5之注)	抽出侧(E_1)	要(参见§4.2.1)	要				要	
	插入侧(I_0)	要(参见§4.2.1)		要				要

注 — 表中"要"的意思是在相关的故障时,要采取措施。表中空格就意味着:如果相关的故障只出现一次时,则不必采取措施。如果同时存在一个以上的故障,而且至少与这些故障中的一个故障有关的措施被规定为"要",就应当采取相应的措施。

6 抖动

6.1 *2048kbit/s 输出抖动*

在 2048kbit/s 输入(I_0、E_1)无抖动的情况下，在 2048kbit/s 输出(I_1、E_0)的峰对峰抖动，在 f_1=20Hz 到 f_4=100kHz 频率范围内测量时，无不超过 0.10UI。加在 2048kbit/s 输入的测试信号等效二进制内容按建议 0.151 的规定应当是长度为 $2^{15}-1$ 的伪随机比特序列。参见图 2/G.739。

注 — 为了完成此种测量，在测试信号中可能需要包含帧定位信号。

6.2 *E_2、E_3 输出抖动*

6.2.1 当 2048kbit/s 输入(E_1)无抖动时，在 E_2(64kbit/s)输出的抖动，在 f_1=20Hz 到 f_4=100kHz 的频率范围内测量时，应不超过 0.025UI。加在 2048kbit/s 输入的测试信号的等效二进制内容按建议 0.151 的规定应当是长度为 $2^{15}-1$ 的伪随机比特序列。

注 — 为了完成此种测量，而又不引起 64kbit/s 输出产生 AIS，通常需要在测试信号中包含帧定位信号。

6.2.2 由于 320kbit/s 接口的物理和电气特性与 2048kbit/s 接口是一样的，在 2048kbit/s 输入(E_1)无抖动时，E_3(同步 320kbit/s)输出抖动应符合上述 § 6.1 的规定。

6.3 *抖动转移函数*

6.3.1 在 2048kbit/s 输入(I_0,E_1)和输出(I_1,E_0)之间的抖动转移函数应不超过图 2/G.739 所给出的增益/频率限值。

某些主管部门要求设备装有抖动压缩器，在这种情况下，抖动转移函数应不超过图 3/G.739 所给出的增益/频率限值。

注 *1* — 2048kbit/s 测试信号应受正弦抖动调制。测试信号的等效二进制内容应为 1000。

注 *2* — 为了能够完成要做的测量，在测试信号中可能需要包括帧定位信号。

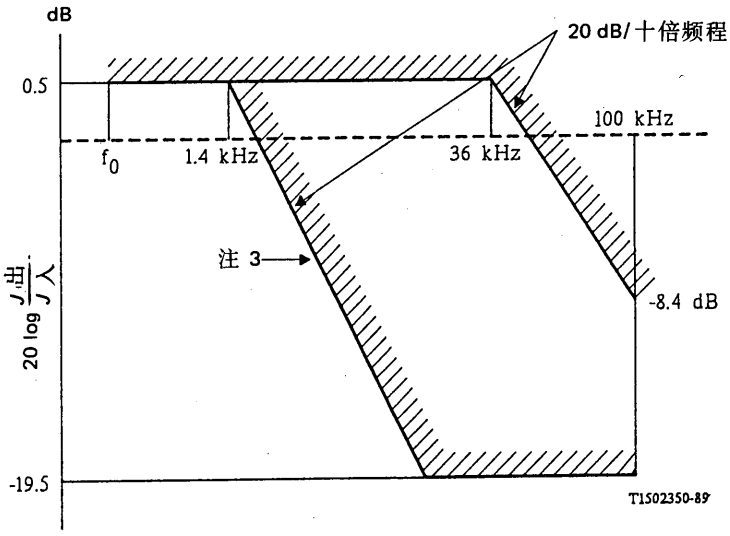
6.3.2 在 2048kbit/s 输入(E_1)和 E_2(64kbit/s)输出之间的抖动转移函数，在 f_0 到 10kHz 的频率范围内测量时，应不超过−29.6dB。频率 f_0 应低于 20Hz，在考虑测量设备的限制情况下尽可能的低(例如，10Hz)。

注 *1* — 2048kbit/s 测试信号应受正弦抖动调制。测试信号的等效二进制内容应为 1000。

注 *2* — 为了完成此种测量，又不引起 64kbit/s 输出产生 AIS，通常需要在测试信号中包含帧定位信号。

注 *3* — 由于分接，抖动减小到 1/32，相当于−30.1dB。

6.3.3 由于 320kbit/s 接口的物理和电气特性与 2048kbit/s 接口是一样的，在 2048kbit/s 输入(E_1)和 E_3(同步 320kbit/s)输出之间的抖动转移函数应符合上述 § 6.3.1 的规定。

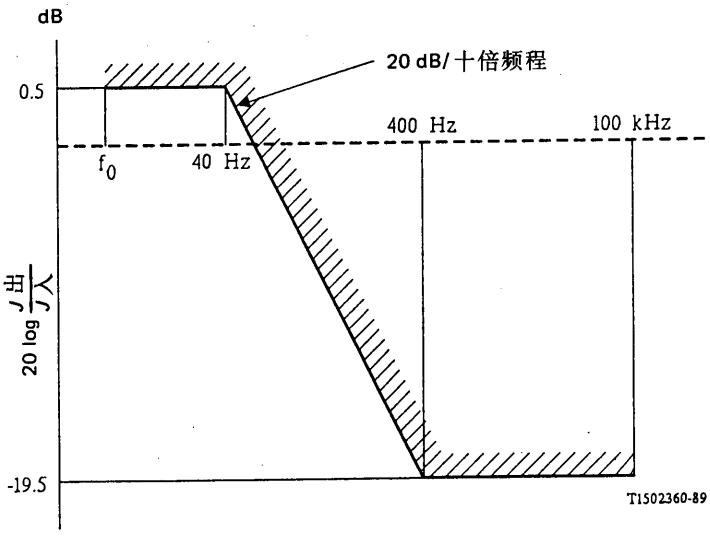


注 1 — 考虑到测量设备的限制，频率 f_0 应当低于 20Hz，并尽可能低(例如 10Hz)。

注 2 — 为获得精确的测量建议用选频法，使用的带宽参照相关的测量频率应足够小，但不得宽于 40Hz。

注 3 — 国内的接口可以用这种特性。

图 2/G.739



注 1 — 考虑到测量设备的限制，频率 f_0 应当低于 20Hz，并尽可能低(例如 10Hz)。

注 2 — 为获得精确的测量，建议用选频法，使用的带宽参照相关的测量频率应足够小，但不得宽于 40Hz。

图 3/G.739

7.4 二次群复用设备的主要特性

建　议　G.741

二次群复用设备的一般考虑

(1972 年订于日内瓦;作了进一步修改)

CCITT

鉴于

(a) 不同网络的特性和在这些网络中要传送的各种不同类型的信号,而存在着不同的基群和二次群的复用设备;

(b) 虽然还要继续进行旨在缩小各种系统间的差别的研究,但近期内尚不能改变现状:

建议

(1) 都使用 2048kbit/s 基群复用设备例如建议 G.732 所规定的 PCM 复用设备的两个国家,如果必须用二次群比特率的数字通道连接时,则该比特率应当是 8448kbit/s;

(2) 都使用 1544kbit/s 基群复用设备,例如建议 G.733 所规定的 PCM 复用设备的两个国家,如果必须用二次群比特率的数字通道连接时,则该比特率应当是 6312kbit/s。

与此同时,非常需要规定一种用来互连不同系统的较可取的方法。

建议 G.742 和 G.743 给出了使用正码速调整的二次群数字复用设备的特性,建议 G.745 给出了使用正/零/负码速调整的二次群数字复用设备的特性。建议 G.744 和 G.746 和 G.747 给出了二次群 PCM 复用设备的特性,建议 G.705 的 §2 和 §4 给出了为将 6312kbit/s 和 8448kbit/s 数字通道端接到数字交换机所需要的特性。

建　议　G.742

工作在 8448kbit/s 并采用正码速调整的二次群数字复用设备

(1972 年订于日内瓦;作了进一步修改)

1　概述

下面叙述的采用正码速调整的二次群数字复用设备是打算用在使用 2048kbit/s 基群复用设备的国家间的数字通道上。

2　比特率

标称比特率应为 8448kbit/s。

该比特率的容限应为±30ppm。

3 帧结构

表 1/G.742 给出：

— 支路比特率和支路数；

— 每帧的比特数；

— 比特编号方案；

— 比特指配；

— 集中帧定位信号。

表 1/G.742

8448kbit/s 复用帧结构

支路比特率(kbit/s)	2048
支路数	4
帧结构	比特编号
	组 Ⅰ
帧定位信号(1111010000)	1 到 10
向对端数字复用设备发出的告警指示	11
留作国内使用的比特	12
从各支路来的比特	13 到 212
	组 Ⅱ
码速调整控制比特 C_{j1}(见注)	1 到 4
从各支路来的比特	5 到 212
	组 Ⅲ
码速调整控制比特 C_{j2}(见注)	1 到 4
从各支路来的比特	5 到 212
	组 Ⅳ
码速调整控制比特 C_{j3}(见注)	1 到 4
可用作码速调整的从各支路来的比特	5 到 8
从各支路来的比特	9 到 212
帧 长	848bits
每支路比特数	206bits
每支路最大码速调整率	10kbit/s
标称码速调整比	0.424

注 — C_{ji}表示第 j 支路第 i 个码速调整控制比特。

4 帧失位和帧定位的恢复与相应措施

当在其预定的位置上连续收到四帧有错误的帧定位信号时，应认为已发生了帧失位。

在表现出帧失位的情况下，当帧定位装置连续三帧检测到帧定位信号时，应判为帧定位已有效地恢复。

在帧定位装置已检测到出现一个正确的帧定位信号后，如果在其后的两帧中的任一帧内没有检测到帧定位信号，则应开始对帧定位信号进行一次新的搜索。

注 — 由于并不需要严格规定详细的帧定位策略，因此只要它所达到的性能在各方面至少与上述策略所达到的一样有效，任何适当的帧定位策略均可使用。

5 复用方法

建议采用按支路编号顺序循环间插比特和正码速调整复用法。

码速调整控制信号应分散配置，并采用 C_{jn} 比特(n=1、2、3，见表 1/G.742)。

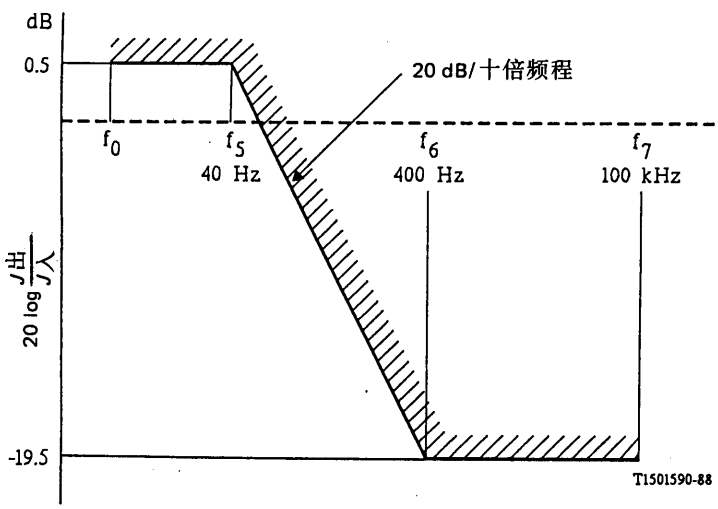
正码速调整应用信号 111 表示，无码速调整则用信号 000 表示。建议采用多数判决法。

表 1/G.742 给出每支路最大码速调整率和标称码速调整比。

6 抖动

6.1 抖动转移特性

由正弦抖动调制的 2048kbit/s 信号，其受复接分接器抖动转移特性的影响，应在图 1/G.742 中所给出的增益/频率极限范围之内。测试信号的等效二进制内容应为 1000。



注 1 — 考虑到测试仪器的限制，频率 f_0 应小于 20Hz 并应尽可能低(例如 10Hz)。

注 2 — 为获得精确的测量，建议用选频法，使用的带宽相对于相应的测试频率应足够窄，而不得宽于 40Hz。

注 3 — 在频率 f_6 到 f_7 的范围内，是否需要容许的噪声响应特性大于−19.5dB，尚需作进一步研究。

图 1/G.742

6.2 支路输出抖动

当在 100kHz 以下的频率范围内进行测量时，在无输入抖动时，支路输出端的峰-峰抖动不应超过 0.25UI。

用一个装有低频截止频率为 18kHz，以 20dB/10 倍频程滚降，且上限频率为 100kHz 的带通滤波器的仪器测量时，在 10 秒的测量时间内，峰-峰输出抖动以 99.9%的概率不应超过 0.05UI。

注 — 对于综合建议 G.703 中详细介绍的国内所选用的高 Q 接口，上述测量的低频截止频率应为 700Hz。

6.3　复用信号输出抖动

在发送的定时信号是由内部振荡器取得的情况下，在 $f_1=20$Hz 至 $f_4=400$Hz 频率范围内测量时，8448kbit/s 输出端峰-峰抖动不应超过 0.05UI。

7　数字接口

2048kbit/s 和 8448kbit/s 的数字接口，应遵照建议 G.703 的规定。

8　定时信号

如果经济上可行，希望既能从外部信源又能从内部信源取得复接器定时信号。

9　公务信号

每帧有两个比特能作公务用，在复用设备中检测到特定的故障情况时（见下面 § 10），组 I 的比特 11 被用来向对端的复用设备发出告警指示。组 I 的比特 12 留作国内使用。在跨越国境的数字通道上，该比特固定为“1”。

10　故障情况与相应措施

10.1　故障情况

数字复用设备应检测下列故障情况：

10.1.1　电源故障。

10.1.2　复接器输入端的 2048kbit/s 输入信号消失。

注 — 如果数字信号和定时信号各用各的电路，则其中任一种或两种信号的消失都应构成输入信号消失。

10.1.3　分接器输入端的 8448kbit/s 输入信号消失。

注 *1* — 只有当这种故障情况不引起帧失位时，才要求检测这种故障情况。

注 *2* — 如果数字信号和定时信号各用各的电路，则其中任一种或两种信号的消失都应构成输入信号消失。

10.1.4　帧失位。

10.1.5　在分接器的 8448kbit/s 输入端收到来自对端复用设备的告警指示（见下面 § 10.2.2）。

10.2　相应措施

检测到故障情况后，应进一步采取如表 2/G.742 中所规定的适当措施。相应措施如下：

10.2.1　发出即时维护告警指示，表示性能已低于容许标准，并要求本端注意维护。当在分接器输入端检

测到 8448kbit/s 的告警指示信号(见§10.2.5 下面的注 2)时,应禁发与帧失位有关的即时维护告警指示,而其余的相应措施仍按表 2/G.742 中与故障情况相关的措施。

注 — 这种维护告警指示所启动的可视和(或)可闻告警装置的位置和规定由各主管部门自行决定。

10.2.2 将复接器的 8448kbit/s 输出端的组 I 比特 11,由状态"0"改变为状态"1",而向对端复用设备发出告警指示。

10.2.3 将 AIS(见下面注 1 和 2)加到分接器的所有四个 2048kbit/s 支路输出。

10.2.4 将 AIS(见下面注 1 和 2)加到复接器的 8448kbit/s 输出。

10.2.5 将 AIS(见下面注 2)加到复接器输出端的 8448kbit/s 信号中对应于相关的 2048kbit/s 支路的时隙。

在对应于有故障的输入支路的时隙内,在复接器输出口发送 AIS 的方法,应该控制码速调整控制位的状态,这样才能保证 AIS 在对该支路所规定的容差范围内。

表 2/G.742

故障状况与相应措施

设备部位	故障状况(见§10.1)	相应措施(见§10.2)				
		发出即时维护告警指示	向对端复用设备发出告警指示	AIS 加到		
				所有支路	综合信号	综合信号的相关时隙
复接器和分接器	电源故障	要		要(如果可行)	要(如果可行)	
只是复接器	在一个支路上的输入信号消失	要				要
只是分接器	8448kbit/s 输入信号消失	要	要	要		
	帧失位	要	要	要		
	收到对端复用设备的告警指示					

注 — 表中的"要"表示在相关的故障状况下应采取措施。表中的空格表示在相关的故障状况下,如果该故障只出现一次,则不必采取相应措施。如果同时发生一种以上的故障,而且至少对其中一种故障规定了"要"采取措施,则应采取有关的措施。

注 *1* — 复接设备输出端或分接设备输出端上 AIS 的比率应按照各接口规范的规定。

注 *2* — 2048kbit/s 和 8448kbit/sAIS 的等效二进制内容应标称地为一连串"1"。检测出现 AIS 的策略应是即使误码率为 1.10^{-3}时,AIS 也能被检测,然而,除帧定位信号以外的所有比特都为状态"1"的信号,不应被错认为是 AIS。

10.3 时间要求

故障检测以及§10.2.2 至§10.2.5 中所列的各项相应措施的应用,包括 AIS 的检测在内,应在 1ms 的时限内完成。

工作在 6312kbit/s 并采用正码速调整的二次群数字复用设备

（1972 年订于日内瓦；作了进一步修改）

1　概述

下面叙述的采用正码速调整二次群数字复用设备是打算用在使用 1544kbit/s 基群复用设备的国家间的数字通道上。

2　比特率

标称比特率应为 6312kbit/s。
该比特率的容差应为±30ppm。

3　帧结构

表 1/G.743 给出：
— 支路比特率和支路数；
— 每帧比特数；
— 比特编号方案；
— 比特分配；
— 分散帧定位信号和复帧定位信号。

4　帧失位和复帧定位的恢复与相应措施

帧定位恢复时间不应超过 16ms。应对帧失位期间要加于各支路的信号进行研究。
帧定位一旦建立，应在不到 420μs 的时间内恢复复帧定位。

5　复用方法

建议采用按支路编号顺序循环间插比特和正码速调整复用法。
码速调整控制信号应分散配置，并采用 C_{jn} 比特（n＝1、2、3，见表 1/G.743）。
正码速调整应用信号 111 表示，无码速调整则用信号 000 表示。建议采用多数判决法。
表 1/G.743 给出了每支路最大码速调整率和标称码速调整比。

6　抖动

6.1　输入口规范

出现在输入口的数字信号应如建议 G.703 所规定，并由连接电缆的传输特性所改变。输入口应能容许具有这些电特性且由图 1/G.743 中幅频关系所规定的极限以上的正弦抖动所改变的数字信号。加于各输入口的具有抖动调制的信号的等效二进制内容应是长度为 $2^{15}-1$ 的伪随机比特序列。

注 — 加于分接器输入端的具有抖动调制的信号，除包括信息比特外还应包含有帧定位及码速调整所需的比特。

表 1/G.743

6312kbit/s 复用帧结构

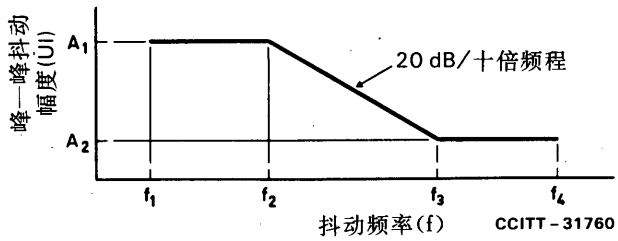
支路比特率(kbit/s)	1544
支路数	4
帧结构(见注 1 和 2)	比特编号
	组 Ⅰ
供复帧定位信号用的比特(M_j)(见注 1)	1
从各支路来的比特	2 到 49
	组 Ⅱ
码速调整控制信号的第一比特(C_{j1})	1
从各支路来的比特	2 到 49
	组 Ⅲ
帧定位信号的第一比特(F_0)(见注 3)	1
从各支路来的比特	2 到 49
	组 Ⅳ
码速调整控制信号第二比特(C_{j2})	1
从各支路来的比特	2 到 49
	组 Ⅴ
码速调整控制信号的第三比特(C_{j3})	1
从各支路来的比特	2 到 49
	组 Ⅵ
帧定位信号的第二比特(F_1)(见注 3)	1
从各支路来的比特(见注 4)	2 到 49
帧长	294bits
复帧长	1176bits
每复帧每支路比特数(包括码速调整比特)	288bits
每支路最大码速调整率	5367bit/s
标称码速调整比	0.334

注 1 — 这个帧重复四次构成帧标号为 $j=1、2、3、4$ 的复帧。复帧定位信号为 $011x$ 码组。x 可用作告警公务位。

注 2 — 来自 2、4 支路的比特在与来自 1、3 支路的比特复用之前，在逻辑上被反转过来。

注 3 — 帧定位信号是 $F_0=0$ 和 $F_1=1$。

注 4 — 可作支路 j 的码速调整用的比特为第 j 帧内 F_1 后面的支路 j 的第一个时隙。



输入	A_1 (UI)	A_2 (UI)	f_1 (Hz)	f_2 (Hz)	f_3 (kHz)	f_4 (kHz)
1544 kbit/s	2	0.05	10	200	8	40
6312 kbit/s (暂定)	8	0.05	10	200	32	160

UI 单位间隔

图 1/G.743

最大允许输入抖动的下限

6.2 复用信号输出抖动

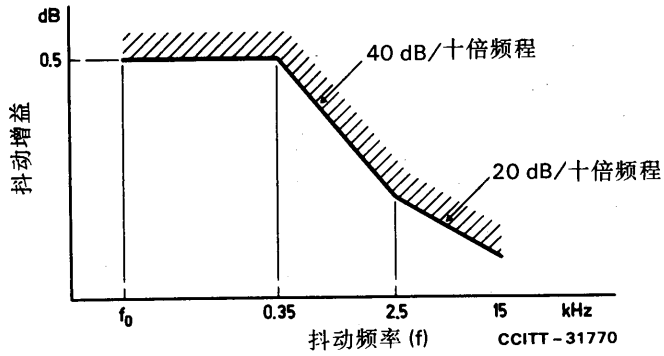
6312kbit/s 复接器输出端的抖动不应超过 0.01UIrms。

6.3 无复接器或分接器输入抖动时的分接器输出抖动

当复接器和分接器的输入端无抖动时，分接器输出端的峰-峰抖动不应超过 1/3UI。

6.4 分接器抖动转移特性

抖动转移特性的增益不应超过图 2/G.743 所给出的限值。



注—考虑到测量设备的限制，频率 f_0 应尽可能低

图 2/G.743

分接器转移特性

7 数字接口

1544kbit/s 和 6312kbit/s 的数字接口应遵照建议 G.703 的规定。

8 定时信号

如果经济上可行，希望既能从外部信源又能从内部信源取得复接器的定时信号。

9 公务位

公务位留作国内使用。

10 故障状况与相应措施

10.1 故障状况

数字复用设备应能检测下列故障：

10.1.1 电源故障

10.1.2 分接器帧失位。

还可以准备检测如下故障情况。

10.1.3 1544kbit/s 输入信号的消失或劣化。

10.1.4 6312kbit/s 输入信号的消失或劣化。

10.1.5 由复接或分接动作不正常所证明的复接器或分接器的故障。

10.1.6 备用失效(如果复用设备有备用的话)。

10.2 相应措施

检测到故障后，应采取如下适当措施：

10.2.1 对备有自动转换装置的复用设备，其相应措施如表 2/G.743 中的规定。对装有这种装置的复用设备，在使用中的复用设备有故障时，即可转换到备用设备。如果进行转换或者备用设备有故障时，则发出维护告警。如果输入信号故障，或者如果由于不能完成自动转换到备用设备而导致业务受到损失，则发出即时维护告警。

10.2.2 对于没有自动转换装置的复用设备，在检测到任何故障时的反应都是发出即时维护告警。这些复用设备通常都装有检测电源故障和检测分接器输入信号消失或劣化的设备。

10.2.3 从分接器向 1544kbit/s 支路输出提供告警指示信号(AIS)的规定在研究中。可以在任选的基础上配备一个适合无专门检测器的 PCM 基群复用设备使用的 AIS。

表 2/G.743

备有自动转换装置的复用设备的故障状况与相应措施

设备部位	故障状况（见§10.1）	相应措施（见§10.2.1）			
		发出即时维护告警指示	发出延迟维护告警指示	向对端复用设备发出告警指示（如果备有这种告警指示）	启动自动转换装置
复接器、分接器	电源故障	不要	要		要
只是复接器	在一个支路上的输入信号消失或劣化	要			不要
只是分接器	6312kbit/s 输入信号消失或劣化		要	要	不要
	收到对端复用设备来的告警指示（如果备有这种告警指示）		要		

注 — 表中的“要”表示在相关的故障状况下应采取措施。表中的空格表示在相关的故障状况下，如果该故障只出现一次，则不必采取相应措施。如果同时发生一种以上的故障，而且至少对其中一种故障规定了“要”采取措施，则应采取有关的措施。

建　议　G.744

工作在 8448kbit/s 的二次群 PCM 复用设备

（1976 年订于日内瓦；1980 年修订于日内瓦和 1988 年修订于墨尔本）

1　一般特性

1.1　基本特性

所用编码律为建议 G.711 所规定的 A 律。抽样率、负载容量和代码也在该建议中作了规定。

量化值的数目为 256。

注 — 该编码律包含比特 2、4、6 和 8 的反转，只适用于话音信道时隙。

1.2　比特率

标称比特率为 8448kbit/s。该比特率的容限为±30ppm。

1.3　定时信号

PCM 复用设备的发送定时信号应能从内部信源、输入数字信号以及外部信源取得。

注 — 输入信号的抖动对定时信号的影响，以及在输入信号或外部信源消失时要采取的措施，都需要进一步的研究。

2　帧结构

有关帧结构和分支信道时隙的使用，见建议 G.704 的 § 3.4.1 和 § 3.4.2。

3　帧失位和帧定位的恢复

当已连续四帧在其预定位置上收到有错误的帧定位信号时，应认为已发生了帧失位。

在确认帧失位的情况下，当帧定位装置连续三帧检测到帧定位信号时，应判为帧定位已有效地恢复。

在帧定位装置已检测到出现一个正确的帧定位信号后，如果在其后的两帧之一没有检测到帧定位信号时，则应开始对帧定位信号进行一次新的搜索。

4　故障状况与相应措施

4.1　故障状况

PCM 复用设备应能检测下列故障：

4.1.1　电源故障。

4.1.2　编解码器故障(使用单路编解码器时除外)

作为最低要求，在－21 到－6dBm0 范围内至少有一个信号电平，本端编解码器的信号量化噪声比的性能较建议 G.712 所推荐的电平低 18dB 或更低时，应能识别出这种故障。

4.1.3　在 64*kbit/s* 输入口(时隙 67 到 70)输入信号消失

注 *1* — 当采用随路信令并且信令复用设备位于距 PCM 复用设备几米以内时，不强求检测这种故障。

注 *2* — 当采用反向接口时，不强求检测这种故障。

4.1.4　*8448kbit/s* 输入信号消失。

注 *1* — 只有当这种故障不引起帧失位指示时，才要求检测这种故障。

注 *2* — 如果数字信号和定时信号各用各的电路，则其中任一种或两种信号的消失，都应构成输入信号的消失。

4.1.5　帧失位。

4.1.6　用监视帧定位信号检测到的比特误码率过高。

4.1.6.1　在随机比特误码率≤10^{-4}的情况下，在几秒钟内启动故障指示的概率应小于 10^{-6}。
在随机比特误码率≥10^{-3}的情况下，在几秒钟内启动故障指示的概率应大于 0.95。

4.1.6.2　在随机比特误码率≥10^{-3}情况下，在几秒钟内解除故障指示的概率应几乎为 0。
在随机比特误码率≤1×10^{-4}的情况下，在几秒钟内解除故障指示的概率应大于 0.95。
注 — 启动和解除的时间规定为"几秒钟"系指约为 4 到 5 秒。

4.1.7　收到对端告警指示(见下面 § 4.2.3)。

4.2　相应措施

检测到故障情况后，应进一步采取如表 1/G.744 所规定的适当措施。相应措施如下：

4.2.1　发出业务告警指示以表明 PCM 复用设备所提供的业务不再可用。这种指示至少应送给交换设备(和/或)信令复用设备，视所装设的设备配置而定。该指示应尽快给出，并不得迟于检测到相关的故障之后 2ms。

考虑到上面 § 3 中的规定，本规定等效于建议检测帧失位或 8448kbit/s 输入信号消失以及给出相应指示的平均时间应不超过 3ms。

当采用共路信令时，应利用 PCM 复用设备的单独接口将本指示送到交换设备。

4.2.2　发出即时维护告警指示以表明性能已低于可接受的标准，并要求本端注意维护。当检测到告警指示信号(AIS)(见下面 § 4.2 的总注)时，应禁发与帧失位(见上面 § 4.1.5)和过大误码率(见上面 § 4.1.6)有关的即时维护告警指示，而其余的相应措施仍按表 1/G.744 中与这两种故障情况相关的措施。

注 — 由 § 4.2.1 和 § 4.2.2 给出的告警指示所启动的任何可视和(或)可闻告警装置的位置和规定由各主管部门自行决定。

4.2.3　将信道时隙 66 的比特 7 由状态"0"变为状态"1"，而向对端发出告警指示。这应当尽快实现。

4.2.4　抑制模拟输出端的传输。

4.2.5　当信道时隙 67 到 70 不用于话音时，告警指示信号(AIS)加于 64kbit/s 输出的时隙 67 到 70(见下面 § 4.2 的总注)。这一措施应尽快采取，并应不迟于检测到故障情况后的 2ms。

4.2.6　当信道时隙 67 到 70 不用于话音时，告警指示信号(AIS)加于输出 8448kbit/s 综合信号的时隙 67 到 70(如果装有输入 64kbit/s 信号监测的话)。
§ 4.2 的总注 — 告警指示信号(AIS)的等效二进制内容为一连串的二进制"1"。
检测出现 AIS 的策略应当即使误码率为 $1\cdot10^{-3}$时，AIS 也能够被检测。然而，除帧定位信号以外的所有比特都为状态"1"的信号，不应被错认为是 AIS。
注 — 上面提到的所有时间要求同样适用于故障情况解除后的复原过程。

表 1/G.744

PCM 复用设备的故障状况与相应措施

设备部位	故障状况(见§4.1)	相应措施(见§4.2)					
		发出业务告警指示	发出即时维护告警指示	向对端发出告警指示	在模拟输出端抑制传输	AIS 加于 64kbit/s 输出(时隙 67 到 70)	AIS 加于 8448kbit/s 综合信号的时隙 67 到 70
复接器和分接器	电源故障	要	要	要(如果可行)	要(如果可行)	要(如果可行)	要(如果可行)
	编解码器故障	要	要	要	要		
只是复接器	在 64kbit/s 输入端(时隙 67 到 70)输入信号消失(见§4.1.3 注)		要				要
只是分接器	8448kbit/s 输入信号消失	要	要	要	要	要	
	帧失位	要	要	要	要	要	
	帧定位信号的误码率为 10^{-3}	要	要	要	要	要	
	收到对端告警指示(时隙 66 的比特 7)	要					

注 — 表中"要"表示在相关的故障状况下应采取的措施。表中空格表示在相关的故障状况下,如果该故障只出现一次,则不必采取措施。如果同时发生一种以上的故障,而且至少对其中一种故障规定了"要"采取措施,则应采取有关的措施。

5 信令

5.1 信令安排

参考建议 G.704 的§3.4.3。信道时隙 67 到 70 可用来提供一个 64kbit/s 接口,此接口应按需要适合于共路信令、随路信令或其它业务之用。

5.2 随路信令情况下,复帧失位和复帧定位的恢复

对于复帧定位,每个 64kbit/s 的信道应分别处理。对于每个信道,当已收到两个连续的有错误的复帧定位信号时,就应认为复帧已失位。

一旦检测到第一个正确的复帧定位信号,就应认为复帧定位已恢复。

注 — 为了避免假复帧定位的情况,除上述措施之外,可采用如下程序:

— 在一个或两个复帧周期内,有关的信道时隙 67、68、69 或 70 中的所有比特都处于状态"0"时,则应认为复帧已失位。

— 只有在复帧定位信号首次被检测到以前，有关的信道时隙 67、68、69 或 70 中至少有一个比特处于状态“1”时，才认为复帧定位已恢复。

5.3 随路信令故障状况与相应措施

对于每个 64kbit/s 信令信道和每个信令复用设备的故障状况与相应措施均与建议 G.732，§5.3 中所推荐的相同。

6 接口

模拟接口应符合建议 G.712、G.713 和 G.714 规定。8448kbit/s 数字接口应符合建议 G.703 的规定，64kbit/s 数字接口应当是建议 G.703 所规定的同向型或反向型接口。对随路信令的 64kbit/s 接口规范不作硬性规定。

7 抖动

7.1 *8448kbit/s 输出端复用信号的输出抖动*

在发送的定时信号来自内部振荡器的情况下，当在 $f_1=20$Hz 到 $f_4=400$Hz 频率范围测量时，在 8448kbit/s 输出端的峰-峰抖动不应超过 0.05UI。

7.2 *64kbit/s 输出端抖动(适合于符合建议 G.703 的接口)*

7.2.1 在输入的 8448kbit/s 信号无抖动的情况下，当在 $f_1=20$Hz 到 $f_4=10$kHz 的频率范围内测量时，在 64kbit/s 输出端的峰-峰抖动应不超过 0.025UI。加于 8448kbit/s 输入端的测试信号的等效二进制内容应当是按建议 0.151 所规定的长度为 $2^{15}-1$ 的伪随机比特序列。

注 — 为了实现这种测试而又不引起 64kbit/s 输出端产生 AIS，在测试信号中通常需要包含帧定位信号。

7.2.2 8448kbit/s 输入和 64kbit/s 输出之间的抖动转移特性在研究中。

建 议 G.745

工作在 8448kbit/s 并采用正/零/负码速调整的二次群数字复用设备

(1976 年订于日内瓦；1980 年修订于日内瓦；1988 年修订于墨尔本)

1 概述

下面考虑的采用正/零/负码速调整的二次群数字复用设备是打算用在使用 2048kbit/s 基群复用设备(例如建议 G.732 所述的 PCM 复用设备或其他相同设备)的国家间的数字通道上。

2 比特率

标称比特率应为 8448kbit/s。该比特率的容限应为±30ppm。

3 帧结构

表 1/G.745 给出：

— 支路比特率和支路数；
— 每帧比特数；
— 比特编号方案；
— 比特分配；
— 集中帧定位信号。

4 帧失位和帧定位的恢复及相应措施

当已连续五帧在其预定的位置上收到有错误的帧定位信号时，应认为已发生了帧失位。

如果至少连续两帧在其预定位置上无误地收到帧定位信号，应认为帧定位已恢复。

一旦帧失位，则在其未恢复以前，应从分接器的输出端向所有支路送出一个规定的码组。这个被称为告警指示信号(AIS)的 2048kbit/s 码组的等效二进制内容为一连串的二进制“1”。

5 复用方法

建议采用按支路编号顺序循环间插比特和二指令控制的正/零/负码速调整。

码速调整控制信号应分散配置，并采用 C_{jn} 比特(n=1、2、3，见表 1/G.745)。纠正指令中的一个误码是可能的。

正码速调整应该用信号 111 表示，在连续两帧的每一帧中发送，而负码速调整用信号 000 表示在连续两帧的每一帧中发送；无码速调整时在一帧中用信号 111，在下一帧中用信号 000 表示。级Ⅳ的比特 5、6、7 和 8(见表 1/G.745)则分别用来进行第 1、2、3 和 4 支路的负码速调整，而比特 9 到 12 分别用来进行第 1、2、3 和 4 支路的正码速调整。

此外，当不传送来自 1、2、3 和 4 支路的信息时，则组Ⅳ中的比特 5、6、7 和 8 就能用来在含有正码速调整控制指令的那些帧内传送有关码速调整类型(正或负)的信息，而在含有负码速调整指令的那些帧内传送一个中等抖动量。

表 1/G.745 给出了每支路的最大码速调整率。

6 抖动

复接器输入端和分接器输入端，允许的抖动量应当符合建议 G.823，§3.1.1，复接器输出端和分接器输出端所应允许的抖动量应加以研究和规定。

7 数字接口

2048kbit/s 和 8448kbit/s 数字接口应遵照建议 G.703 的规定。

8 定时信号

希望既能从内部信源又能从外部信源取得复接器定时信号。

9 公务位

每帧都有一些可用于公务功能的备用比特(组Ⅱ中比特 5 至 8 和组Ⅲ中的比特 8)为国内和国际使用。

组Ⅱ中的比特5、6、7和8能用来作为两个终端之间的数字公务信道(使用32kbit/s自适应增量调制),而组Ⅲ中比特8可用来呼叫一个数字公务信道。其他备用比特的利用在研究中。

表1/G.745

采用正/零/负码速调整的8448kbit/s数字复用帧结构

支路比特率(kbit/s)	2048
支路数	4
帧结构	比特编号
	组Ⅰ
帧定位信号(11100110)	1到8
从各支路来的比特	9到264
	组Ⅱ
码速调整控制比特 C_{j1}(见注)	1到4
公务功能比特	5到8
从各支路来的比特	9到264
	组Ⅲ
码速调整控制比特 C_{j2}(见注)	1到4
备用比特	5到8
从各支路来的比特	9到264
	组Ⅳ
码速调整控制比特 C_{j3}(见注)	1到4
可用作负码速调整的各支路来的比特	5到8
可用作正码速调整的各支路来的比特	9到12
从各支路来的比特	13到264
帧长	1056bits
每帧持续时间	125μs
每支路比特数	256bits
每支路最大码速调整率	8kbit/s

注 — C_{jn}表示第j支路的第n个码速调整控制比特。

10 故障状况与相应措施

10.1 数字复用设备应检测下列故障:

10.1.1 电源故障

10.1.2 复接器输入端2048kbit/s输入信号消失。

注 — 如果数字信号和定时信号各用各的电路,则其中任一种或两种信号的消失都应构成输入信号的消失。

10.1.3 分接器输入端的8448kbit/s输入信号消失。

注1 — 只有当这种故障不引起帧失位指示时,才要求检测这种故障。

注2 — 如果数字信号和定时信号各用各的电路,则其中任一种或两种信号的消失都应构成输入信号消失。

10.1.4 帧失位

10.1.5 在分接器的8448kbit/s输入端收到来自对端复用设备的告警指示(见下面§10.2.2)。

10.2　相应措施

检测到故障情况后，应采取如表 2/G.745 中所规定的适当措施。相应措施如下：

10.2.1　发出即时维护告警指示以表明性能已低于可接受的标准，并要求本端注意维护。当在分接器的 8448kbit/s 输入端检测到告警指示信号时，应禁发与帧失位相关的即时维护告警指示（见下面注 1）。

注 一 这种即时维护告警指示所启动的可视和（或）可闻告警装置的位置和规定由各主管部门自行决定。

10.2.2　将复接器 8448kbit/s 输出端的组 Ⅲ 比特 7 由状态“0”改变为状态“1”，向对端复用设备发出告警指示。

10.2.3　将 AIS（见下面注 2）加到分接器的所有 4 个 2048kbit/s 支路输出。

10.2.4　将 AIS（见下面注 2）加到复接器的 8448kbit/s 输出。

10.2.5　将 AIS（见下面注 2）加到复接器输出端的 8448kbit/s 信号中对应于相关的 2048kbit/s 支路的时隙。

注 *1* — 在相应的分接器输出端 AIS 的比特率应符合各支路的规定。实现的方法在研究中。

注 *2* — 2048kbit/s 和 8448kbit/s AIS 的等效二进制内容是一连串的二进制“1”。

表 2/G.745

故障状况与相应措施

设备部位	故障状况（见 §10.1）	相应措施（见 §10.2）				
		发出即时维护告警指示	向对端复接器发出告警指示	AIS 加于		
				所有支路	综合信号	综合信号的相关时隙
复接器和分接器	电源故障	要	要（如果可能）	要（如果可能）	要（如果可能）	
只是复接器	在一个支路上的输入信号消失	要				要
只是分接器	8448kbit/s 输入信号消失	要	要	要		
	帧失位	要	要	要		
	收到对端复接器的 AIS					

注 一 表中“要”表示在相关的故障状况下应采取措施。表中空格表示在相关的故障状况下，如果该故障只出现一次，则不必采取措施。如果同时发生一种以上的故障，而且至少对其中一种故障规定了“要”采取措施，则应采取有关的措施。

建　议　G.746

工作在 6312kbit/s 的二次群 PCM 复用设备的特性

（1984 年订于马拉加—托雷莫里诺斯）

1　一般特性

1.1　基本特性

所用编码律是建议 G.711 所规定的 μ 律。抽样率、负载容量和代码也在该建议中作了规定。

量化值的数目为 255。保留两组字符信号以表示零值(1111 1111 和 0111 1111)。

在有些网中不用“全零”(0000 0000)字符信号，以免丢失数字线路的定时信息，结果只有 254 个量化值。

1.2　比特率

标称比特率为 6312kbit/s。该比特率的容限为±30ppm。

1.3　定时信号

PCM 复用设备发送的定时信号应当能从一个内部信源、输入数字信号以及一个外部信源取得。

2　帧结构

有关帧结构和分支信道时隙的使用见建议 G.704 的 § 3.2.1 和 § 3.2.2。

3　帧失位和帧定位的恢复

用于帧失位和帧定位的恢复的策略应符合建议 G.706，§ 3.1。

4　故障状况与相应措施

4.1　故障状况

PCM 复用设备应能检测下列故障：

4.1.1　电源故障。

4.1.2　6312kbit/s 输入信号消失。

4.1.3　帧失位。

4.1.4　收到对端 PCM 复用设备的告警指示。

4.2　相应措施

检测到故障后，应进一步采取如表 1/G.746 中所规定的适当措施。相应措施如下：

4.2.1　应发出业务告警指示，以表明由 PCM 复用设备提供的业务不再可用。这个指示应发送给交换设备和/或信令设备，视所装备的设备的配置方案而定。

表 1/G.746

PCM 复用设备的故障状况与相应措施

设备部位	故障状况	相应措施			
		发出业务告警指示	发出即时维护告警指示	向对端发出告警指示	在模拟输出端抑制传输
复接器和分接器	电源故障	要	要	要（如果可行）	任选
只是分接器	6312kbit/s 输入信号消失	要	要	要	要
	帧失位	要	要	要	要
	收到对端告警指示	任选	要		任选

注 1— 表中“要”表示在相关的故障状况下应采取措施。表中空格表示在相关的故障状况下，如果该故障只出现一次，则不必采取相应措施。如果同时发生一种以上的故障，而且至少其中一种故障规定了“要”采取措施，则应采取有关的措施。

注 2— 附加的故障情况的指示，例如编解码器故障或误码率过大，留给各主管部门来决定。

4.2.2　在上面§4.2.1 中所介绍的业务告警应当用来自动地把与业务有关的电路撤出，而当帧定位已恢复时，再把这些电路投入业务。

注 — 在上面§4.2.2 中所介绍的有关电路的撤出，应以这样的方式进行：在短暂孤立的帧失位情况下不需撤出电路，而在持久和间歇性的帧失位情况下则需撤出电路。

在帧失位期间降低可能出现的信令错误的影响也是重要的，在 PCM 复用设备或交换/信令设备中应提供这些功能。

4.2.3　应当发出一个即时维护告警指示来表明设备性能已低于可接受的标准，并要求本端注意维护。

4.2.4　应当通过使比特 a 强置为 1 值来向对端发出一个告警指示。

4.2.5　模拟输出端的传输应予抑制。

4.2.6　帧失位的迅速指示

PCM 复用设备（仅限本端）检测到帧失位后，应向 6 号信令系统设备（数字方式）发出指示。检测和发出在帧定位信号比特位置上的随机比特的指示的平均时间不应大于 3ms。这个指示起着与模拟方式中数据载波故障告警同样的作用（见建议 Q.275[1]）。

5 信令

5.1 信令安排

参照建议 G.704 中的 § 3.2.3。

5.2 在随路信令情况下的复帧失位

在发生帧失位时就认为已发生复帧失位。

6 接口

模拟:参照建议 G.712,G.713 和 G.714。
数字:参照建议 G.703。

参 考 文 献

[1] CCITT Recommendation *Data channel failure detection*, Vol. VI, Rec. Q.275.

建 议 G.747

工作在 6312kbit/s 并复用三个 2048kbit/s 支路的二次群数字复用设备

(1988 年订于墨尔本)

1 概述

本建议所述的数字复用设备打算用在如建议 G.702 和 G.802 所规定的采用不同数字系列的网络之间使用。

2 比特率

如建议 G.703 所规定,支路和复用信号的比特率分别应为 2048kbit/s±50ppm 和 6312kbit/s±30ppm。

3 帧结构

表 1/G.747 给出了建议的 6312kbit/s 复用帧结构。

4 帧失位和帧定位的恢复及相应措施

当连续四帧在其预定位置上收到有错误的帧定位信号时,就应认为已发生了帧失位。

在表现出帧失位的情况下,当帧定位装置连续三帧检测到正确的帧定位信号时,应判为帧定位已有效地恢复。

在帧定位装置检测到一个看起来正确的帧定位信号后,如果在其后的两帧中的任一帧内没有检测到帧定位信号,则应当对帧定位信号进行一次新的搜索。

注 — 由于并不需要严格规定详细的帧定位策略，因此只要它所达到的性能在各方面至少与上述帧定位策略所达到的一样有效，任何适当的帧定位策略均可使用。

5 复用和码速调整方法

建议采用按支路编号顺序循环比特间插和正码速调整方法。

码速调整控制信号应分散配置，并使用 C_{ji} 比特(j=1,2,3;i=1,2,3)(见表 1/G.747 注 5)

正码速调整应该用码速调整控制信号“111”表示，无码速调整用信号“000”表示。建议采用择多判决法。

表 1/G.747 给出了每个支路的最码速调整率和标称码速调整比。

表 1/G.747

6312kbit/s 复用帧结构

标称支路比特率(kbit/s)	2048
支 路 数	3
帧 结 构	比特编号
	组 I
帧定位信号(111010000)	1 到 9
从各支路来的比特	10 到 168
	组 II
向对端复用设备发送的告警指示(注 1)	1
奇偶比特(注 2 和 3)	2
留作将来使用的比特(注 4)	3
从各支路来的比特	4 到 168
	组 III
码速调整控制比特 C_{j1}(注 5)	1 到 3
从各支路来的比特	4 到 168
	组 IV
码速调整控制比特 C_{j2}(注 5)	1 到 3
从各支路来的比特	4 到 168
	组 V
码速调整控制比特 C_{j3}(注 5)	1 到 3
从各支路来的可用于码速调整的比特	4 到 6
从各支路来的比特	7 到 168
帧 长	840bits
一帧中每支路的比特数	273bits
每支路最大码速调整率	7.5kbit/s
标称码速调整比	0.453

注 1 — 见 §10.2.1。

注 2 — 如果在前一帧中包括可用于调整时隙比特在内的所有支路比特的传号数目为奇数，则奇偶比特=1；如果在前一帧中包括可用于调整时隙比特在内的所有支路比特的传号数为偶数，则奇偶比特=0。

注 3 — 该奇偶比特程序的实现和使用方法在研究中。

注 4 — 当不使用时，此比特应置为 1。

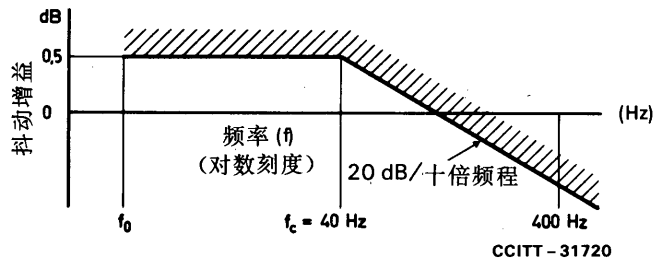
注 5 — C_{ji}(j=1,2,3;i=1,2,3)表示第 j 支路的第 i 个码速调整控制比特。

6 抖动

6.1 复接分接器抖动转移特性

一个由正弦抖动调制的 2048kbit/s 信号其受复接分接器抖动转移特性的影响应当在图 1/G.747 中所给出的增益/频率限值范围之内。测试信号的等效二进制内容为 1000。

注 — 此外，确定从 6312kbit/s 分接器输入到 2048kbit/s 分接器输出的分接器支路抖动转移特性的必要性在研究中。



注—考虑到测量设备的限制，频率 f_0 应尽可能低，在任何情况下 f_0 应不大于 10Hz。应采用选频测试法。

图 1/G.747
复接分接器抖动转移特性

6.2 输出抖动

6.2.1 支路输出抖动

在没有抖动加到复接器各输入口，且复接器直接连接到分接器的情况下，在频率范围从 f_0 到 100kHz，在一分钟的测试时间间隔内，支路输出口的峰-峰抖动应不超过 0.2UI(见注 1)。

当用一个装有低频截止频率为 18kHz，以十倍频程 20dB 滚降，且上限频率为 100kHz 的带通滤波器的仪器测量时，在一分钟测试时间间隔内，峰-峰输出抖动应不超过 0.05UI(见注 2)。

注 1 — 考虑到测试设备的限制，频率 f_0 应尽可能地低，在任何情况下应不大于 10Hz。

注 2 — 对于符合建议 G.823 中详述的国内所选用的高 Q 接口，上述测量的低频截止频率应为 700Hz。

6.2.2　复接器输出抖动

当频率在从 $f_1=10Hz$ 到 $f_4=60kHz$ 范围内，在一分钟时间间隔内测量时，6312kbit/s 输出口的峰-峰抖动应不超过 0.05UI。

6.3　输入抖动

6.3.1　支路输入抖动

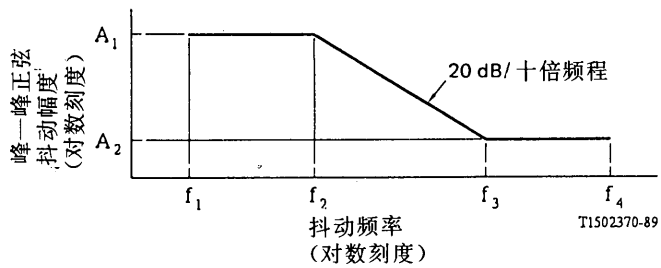
2048kbit/s 输入口承受的输入抖动应能达到建议 G.823 所给出的限值。

6.3.2　分接器输入抖动

6312kbit/s 输入口承受的输入抖动应能达到在图 2/G.747 所给出的限值。

注 1 — 现有的 G.703 建议既不是指在 6312kbit/s 数字分配架上容许的抖动，也不是指连到该分配架的设备输入口上的容许抖动。

注 2 — 当抖动的输入信号是由具有对 2048kbit/s 所允许的任意抖动值的多个支路信号构成时，应当满足抖动承受的要求。



峰—峰正弦抖动幅度		频率			
A_1 (UI)	A_2 (UI)	f_1 (Hz)	f_2(Hz)	f_3 (kHz)	f_4 (kHz)
5.0	0.15	10	120	4	60

图 2/G.747

6312kbit/s 最大容许正弦输入抖动下限

7 数字接口

2048kbit/s 和 6312kbit/s 数字接口应符合建议 G.703。

8 定时信号

如果经济上可行，希望既能从外部信源又能从内部信源取得复用定时信号。

9 公务位

每帧 3 比特是用于公务功能(见表 1/G.747)：当复用设备检测到特定的故障状况时，组 Ⅱ 的比特 1 用来向对端复用设备发送一种告警指示(见下面 § 10)；组 Ⅱ 的比特 2 可以用于奇偶校验；组 Ⅱ 的比特 3 留作将来使用。

10 故障状况与相应措施

10.1 故障状况

10.1.1 数字复用设备应检测如下故障：

1)电源故障；
2)在复接器输入口，输入的 2048kbit/s 支路信号消失；
3)在分接器输入口，输入的 6312kbit/s 复用信号消失；
4)在分接器输入口，帧定位信号消失；
5)在分接器输入口，检测到来自对端复用设备的告警指示；
6)在分接器输入口，检测到告警指示信号(AIS)。

注 1 — 2048kbit/s 和 6312kbit/s AIS 的等效二进制内容应当如建议 M.20 所推荐的一连串二进制 1(传号)。

注 2 — 现有的一些 44736/6312kbit/s 分接器不能发出 6312kbit/s AIS，因此，在这种情况下不能进行检测。

注 3 — 检测 AIS 出现的策略应当是即使在误码率为 1×10^{-3}时，也可检出 AIS，然而，对于除帧定位信号外所有比特全为 1 状态的信号不应被误认为 AIS。

10.1.2 为了监视 6312kbit/s 数字区段的端到端的误码性能，而需要监视输入的 6312kbit/s 信号劣化的必要性以及检测这种劣化的程序在研究中。

10.2 相应措施

检测到故障后，应进一步采取如表 2/G.747 所规定的适当措施。

注 1 — 在建议 M.20 中给出即时维护告警指示的概念和定义。

注 2 — 当在分接器输入口检测到告警指示信号(AIS)时，应禁发与帧失位有关的即时维护告警指示，而其余的相应措施仍按表 2/G.747 中与该故障有关的措施。

10.2.1　应通过将组Ⅱ的比特1(见表1/G.747)由状态0变到状态1,而向对端复用设备发出告警指示。

10.2.2　AIS应如表2/G.747的规定加于以下各处:

— 分接器的所有三个2048kbit/s支路输出;
— 分接器的6312kbit/s输出;
— 复接器输出的6312kbit/s信号中对应于相关2048kbit/s支路的时隙。

表2/G.747

故障状况与相应措施

设备部位	故障状况(见§10.1)	相应措施(见§10.2)				
		发出即时维护告警指示	向对端复用设备发出告警指示	AIS加于		
				所有支路	综合信号	综合信号的相关时隙
复接器和分接器	电源故障	要		要(如果可行)	要(如果可行)	
仅复接器	支路输入信号消失	要				要
仅分接器	6312kbit/s输入信号消失	要	要	要		
	帧失位	要	要	要		
	收到对端复用设备的告警指示					

注 — 表中的"要"表示在相关的故障状况下应采取相应的措施,表中的空格表示在相关的故障状况下,如果该故障只是出现一次,则不必采取相应措施。如果同时发生一种以上的故障,而且至少对其中一种故障规定了"要"采取措施,则应采取有关的措施。

7.5 高次群复用设备的主要特性

建　议　G.751

工作在34368kbit/s三次群比特率和139264kbit/s四次群比特率并采用正码速调整的数字复用设备

（1976年订于日内瓦；作了进一步修改）

1　一般特性

1.1　在以8448kbit/s二次群比特率为基础的数字系列中，应有一个139264kbit/s的四次群比特率。有两种获得四次群比特率的方法：

方法1— 在数字系列中采用34368kbit/s的三次群比特率。
方法2— 直接复用16个8448kbit/s的数字信号。

由这两种方法得到的139264kbit/s比特率的数字信号应当是一样的。

1.2　上述两种方法的存在，意味着并不强求不想使用34368kbit/s设备的主管部门采用34368kbit/s的比特率。

1.3　根据上述两种方法，建议以下列方法来实现正码速调整的数字复用设备：

方法1— 用分立的数字复用设备来实现：一种类型是工作在34368kbit/s并复用4个8448kbit/s数字信号的复用设备，另一种类型是工作在139264kbit/s并复用4个34368kbit/s数字信号的复用设备。

34368kbit/s数字复用设备复用的建议在下面§1.4中作了介绍，而在下面§2中给出了这种设备的详细规范。

关于139264kbit/s数字复用设备复用的建议在下面§1.5中介绍，且在下面§3中给出了这种设备的详细规范。

方法2— 通过单独的复用设备来实现：该设备工作在139264kbit/s并复用16个8448kbit/s数字信号。

139264kbit/s比特率的数字复用，应该遵照下面§1.5，用4个34368kbit/s数字信号的复用来实现；而每个34368kbit/s数字信号则是遵照下面§1.4，用4个8448kbit/s数字信号的复用来得到。在下面§4中给出了这种设备的详细规范。

1.4　*4个8448kbit/s数字信号的复用*

1.4.1　*比特率*

标称比特率应为34368kbit/s。

该比特率的容限应为±20ppm。

1.4.2 帧结构

表 1/G.751 给出：

— 支路比特率和支路数；
— 每帧比特数；
— 比特编号方案；
— 比特分配；
— 集中帧定位信号。

表 1/G.751

34368kbit/s 复用帧结构

支路比特率(kbit/s)	8448
支路数	4
帧结构	比特编号
	组 Ⅰ
帧定位信号(1111010000)	1 到 10
向对端数字复用设备发出的告警指示	11
留作国内使用的比特	12
从各支路来的比特	13 到 384
	组 Ⅱ
码速调整公务比特 C_{j1}(见注)	1 到 4
从各支路来的比特	5 到 384
	组 Ⅲ
码速调整公务比特 C_{j2}(见注)	1 到 4
从各支路来的比特	5 到 384
	组 Ⅳ
码速调整公务比特 C_{j3}(见注)	1 到 4
可用作码速调整的从各支路来的比特	5 到 8
从各支路来的比特	9 到 384
帧 长	1536bits
每支路比特数	378bits
每支路最大码速调整率	22375kbit/s
标称码速调整比	0.436

注 — C_{jn}表示第 j 支路的第 n 个码速调整公务比特。

1.4.3 帧失位和帧定位的恢复

当已连续四帧在其预定的位置上收到有错误的帧定位信号时，就应认为已发生了帧失位。

在表现出帧失位的情况下，当帧定位装置连续三帧检测到帧定位信号时，应判为帧定位已有效地恢复。

在帧定位装置已检测到出现一个正确的帧定位信号后，如果在其后的两帧中的任一帧没有检测到帧定位信号时，则应开始对帧定位信号进行一次新的搜索。

注 — 由于并不需要严格地规定详细的帧定位策略，因此只要它所达到的性能在各方面至少与上述策略所达到的一样有效，任何适当的帧定位策略均可使用。

1.4.4 复用方法

建议采用按支路编号顺序循环间插比特和正码速调整复用法。码速调整控制信号应分散配置，并采用 C_{jn} 比特(n=1、2、3，见表 1/G.751)。正码速调整要用信号 111 表示，无码速调整则用信号 000 表示。建议采用择多判决法。

表 1/G.751 给出了每支路的最大码速调整率和标称码速调整比

1.4.5 公务数字

每帧有两个比特可作公务用。在复用设备中检测到特定的故障情况时，组 I 的比特 11 即用来向对端的复用设备发出告警指示(见下面 § 2.5 和 § 4.5)。组 I 的比特 12 留作国内使用。在跨越国境的数字通道上，该比特固定为“1”。

1.5 *4 个 34368kbit/s 数字信号的复用*

1.5.1 比特率

标称比特率应为 139264kbit/s。该比特率的容限应为±15ppm。

1.5.2 帧结构

表 2/G.751 给出：

— 支路比特率和支路数；
— 每帧比特数；
— 比特编号方案；
— 比特分配；
— 集中帧定位信号。

1.5.3 帧的失位和帧定位的恢复

当已连续四帧在其预定的位置上收到有错误的帧定位信号时，就应认为已发生了帧失位。

在表现出帧失位的情况下，当帧定位装置连续三帧检测到帧定位信号时，应判为帧定位已有效地恢复。

在帧定位装置已检测到出现一个正确的帧定位信号后，如果在其后的两帧之一没有检测到帧定位信号时，则应开始对帧定位信号进行一次新的搜索。

注 — 由于并不需要严格地规定详细的帧定位策略，因此只要它所达到的性能在各方面至少与上述策略所达到的一样有效，任何适当的帧定位策略均可使用。

1.5.4 复用方法

建议采用按支路编号顺序环间插比特和正码速调整复用法。码速调整控制信号应分散配置，并采用 C_{jn} 比特(n=1、2、3、4、5，见表 2/G.751)。正码速调整应用信号“11111”表示，无码速调整则用信号“00000”表示。建议采用择多判决法。

表 2/G.751 给出了每支路的最大码速调整率和标称码速调整比。

表 2/G.751

139264kbit/s 复用帧结构

支路比特率(kbit/s)	34368
支路数	4
帧结构	比特编号
	组 I
帧定位信号(111110100000)	1 到 12
向对端数字复用设备发出的告警指示	13
留作国内使用的比特	14 到 16
从各支路来的比特	17 到 488
	组 II 到 V
码速调整公务比特 C_{jn}(n=1 到 4)(见注)	1 到 4
从各支路来的比特	5 到 488
	组 VI
码速调整公务比特 C_{j5}(见注)	1 到 4
从各支路来的可用作码速调整的比特	5 到 8
从各支路来的比特	9 到 488
帧　长	2928bits
每支路比特数	723bits
每支路最大码速调整率	约 47560kbit/s
标称码速调整比	0.419

注 — C_{jn}表示第 j 支路的第 n 个码速调整公务比特。

1.5.5　公务数字

每帧有 4 个比特可用作公务。在复用设备中检测到特定的故障情况时,组 I 的比特 13 即用来向对端复用设备发出告警指示(见下面 § 3.5 和 § 4.5)。组 I 的比特 14 到 16 留作国内使用。在跨越国境的数字通道上,这些比特固定为“1”。

2　工作在 34368kbit/s 并复用 4 个 8448kbit/s 支路的数字复用设备

2.1　复用

34368kbit/s 比特率的复用应按照 § 1.4 规定进行。

2.2　数字接口

8448kbit/s 和 34368kbit/s 数字接口应遵照建议 G.703。

2.3 抖动

2.3.1 抖动转移特性

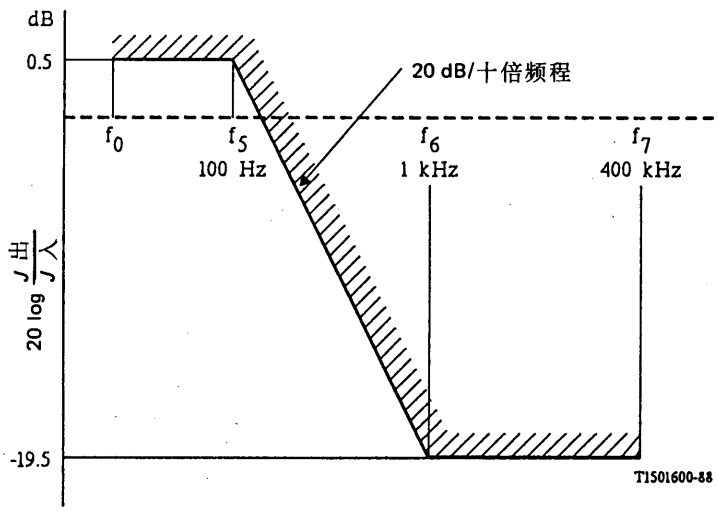
由正弦抖动调制的 8448kbit/s 信号其受复接分接器抖动转移特性的影响，应在图 1/G.751 中所给出的增益/频率限值范围之内，测试信号的等效二进制内容应为 1000。

2.3.2 支路输出抖动

当在 400kHz 以下的频率范围内进行测量时，在无输入抖动时，支路输出端的峰-峰抖动不应超过 0.25UI。

用一个装有低频截止频率为 3kHz，以 20dB/10 倍频程滚降，且上限频率为 400kHz 的带通滤波器的仪器测量时，在 10 秒的测量时间内，峰-峰输出抖动以 99.9%的概率不应超过 0.05UI。

注 — 对于符合建议 G.703 中详述的国内所选用的低 Q 接口，上述测量的低频截止频率应为 80kHz。



注 1—考虑到测量设备的限制，频率 f_0 应小于 20Hz，并尽可能低(例如 10Hz)

注 2—为获得精确的测量，建议用选频法，使用的带宽相对于相应的测量频率应足够窄，而不得宽于 40Hz。

注 3—在频率 f_6 到 f_7 的范围内，是否需要容许的噪声响应特性大于－19.5dB，尚需作进一步研究。

图 1/G.751

2.3.3 复用信号输出抖动

发送的定时信号自内部振荡器取得的情况下，在 f_1＝100Hz 到 f_4＝800kHz 频率范围内测量时，34368kbit/s 输出端的峰-峰抖动不应超过 0.05UI。

2.4 定时信号

如果经济上可行，希望既能从外部信源又能从内部信源取得复接器定时信号。

2.5 故障状况与相应措施

2.5.1 故障状况

数字复用设备应检测下列故障：

2.5.1.1 电源故障。

2.5.1.2 复接器输入端 8448kbit/s 输入信号消失。

注 — 如果数字信号和定时信号各用各的电路，则其中任一种或两种信号的消失都应构成输入信号的消失。

2.5.1.3 分接器输入端 34368kbit/s 输入信号消失

注 — 只有当这种故障不引起帧失位指示时，才要求检测这种故障。

2.5.1.4 帧失位。

2.5.1.5 在分接器的 34368kbit/s 输入端收到对端复用设备的告警指示(见下面 § 2.5.2.2)。

2.5.2 相应措施

检测到故障以后，应进一步采取如表 3/G.751 中所规定的措施。相应措施如下：

2.5.2.1 发出即时维护告警指示，表示性能已低于可接受的标准，并要求本端注意维护。当在分接器输入端检测到速率为 34368kbit/s 的告警指示信号(AIS)(见 § 2.5.2.5 下面的注 2)时，应禁发与帧失位有关的即时维护告警指示，而其余的相应措施仍按表 3/G.751 中与故障情况相关的措施。

注 — 这种维护告警指示所启动的任何可见和(或)可闻的告警装置的位置和规定，由各主管部门自行决定。

2.5.2.2 将复接器的 34368kbit/s 输出端的组 I 比特 11 由状态“0”变为“1”而向对端复用设备发出告警指示。

2.5.2.3 将 AIS(见下面的注 1 和注 2)从分接器加到所有 4 个 8448kbit/s 支路输出端。

2.5.2.4 将 AIS(见下面的注 1 和注 2)加到复接器的 34368kbit/s 输出。

2.5.2.5 将 AIS(见下面的注 2)加到复接器输出端的 34368kbit/s 信号中对应于相关的 8448kbit/s 支路的时隙。

在对应于有故障的输入支路的时隙内，在复接器的输出口发出 AIS 的方法应该使得码速调整控制数字的状态被控制，以便保证 AIS 在对该支路所规定的容限范围内。

注 1 — 复接设备输出端或分接设备输出端上 AIS 的比特率应按照各接口规范的规定。

注 2 — 8448kbit/s 和 34368kbit/s 告警指示信号(AIS)的等效二进制内容标称地为一连串“1”。检测出现 AIS 的策略应是即使误码率为 $1 \cdot 10^{-3}$时，AIS 也能够被检测。然而，除帧定位信号以外的所有比特都为状态“1”的信号，不应被误认为是 AIS。

2.5.3　时间要求

故障检测以及从§2.5.2.2到§2.5.2.5中所列的相应措施的应用包括AIS的检测在内，应在1ms的时限内完成。

表3/G.751

故障状况与相应措施

设备部位	故障状况（见§2.5.1或§3.5.1）	相应措施（见§2.5.2或§3.5.2）				
		发出即时维护告警指示	向对端复用设备发出告警指示	AIS加到		
				所有支路	综合信号	综合信号的相关时隙
复接器和分接器	电源故障	要		要（如果可行）	要（如果可行）	
只是复接器	在一个支路上的输入信号消失	要				要
只是分接器	输入信号消失	要	要	要		
	帧失位	要	要	要		
	收到对端复用设备的告警指示					

注 — 表中"要"表示在相关的故障状况下应采取某种措施。表中空格表示在相关的故障状况下，如果该故障只出现一次，则不必采取有关的措施。如果同时发生一种以上的故障，而至少对其中一种故障规定了"要"采取措施，则应采取有关的措施。

3　工作在139264kbit/s并复用4个34368kbit/s支路的数字复用设备

3.1　复用

139264kbit/s比特率的复用应遵照上面§1.5规定进行。

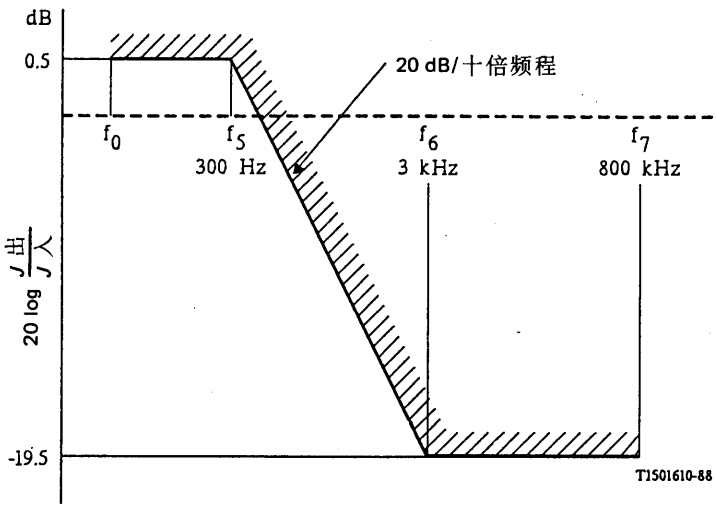
3.2　数字接口

34368kbit/s和139264kbit/s的数字接口应遵照建议G.703。

3.3　抖动

3.3.1　抖动转移特性

由正弦抖动调制的 34368kbit/s 信号，其受复接分接器的抖动转移特性的影响，应在图 2/G.751 中所给出的增益/频率限值范围之内。测试信号的等效二进制内容应为 1000。



注 1—考虑到测量设备的限制，频率 f_0 应小于 30Hz，并尽可能低(例如 10Hz)。

注 2—为获得精确的测量，建议用选频法，使用的带宽相对于相应的测量频率应足够窄，而不得宽于 40Hz。

注 3— 在频率 f_6 到 f_7 的范围内，是否需要容许的噪声响应特性大于－19.5dB，尚需作进一步研究。

图 2/G.751

3.3.2　支路输出抖动

在 800kHz 以下的频率范围内进行测量，当无输入抖动时，则支路输出端的峰-峰抖动不应超过 0.3UI。

在用一个装有低频截止频率为 10kHz，以 20dB/10 倍频程滚降，且上限频率为 800kHz 的带通滤波器的仪器测量时，在 10 秒的测量时间内，峰-峰输出抖动以 99.9%的概率不应超过 0.05UI。

3.3.3　复用信号输出抖动

在发送的定时信号取自由内部振荡器的情况下，在 f_1＝200Hz 到 f_4＝3500kHz 频率范围内测量时，139264kbit/s 输出端的峰-峰抖动不应超过 0.05UI。

3.4　定时信号

如果经济上可行，希望既能从外部信源又能从内部信源取得复接器定时信号。

3.5　故障状况与相应措施

3.5.1　故障状况

数字复用设备应检测下列故障：

3.5.1.1　电源故障。

3.5.1.2　复接器输入端 34368kbit/s 输入信号消失。

3.5.1.3　分接器输入端 139264kbit/s 输入信号消失。

注 — 只有当这种故障不引起帧失位指示时，才要求检测这种故障。

3.5.1.4　帧失位。

3.5.1.5　在分接器的 139264kbit/s 输入端收到对端复用设备的告警指示(见下面 § 3.5.2.2)。

3.5.2　相应措施

检测到故障后，应进一步采取如表 3/G.751 所规定的措施。相应措施如下：

3.5.2.1　发出即时维护告警指示，表示性能已低于可接受的标准，要求本端注意维护。当在分接器的输入端检测到 139264kbit/s 的告警指示信号(AIS)(见下面注 2)时，应禁发与帧失位有关的即时维护告警指示，而其余的相应措施仍按表 3/G.751 中与故障情况相关的措施。

3.5.2.2　将复接器的 139264kbit/s 输出端的组 I 比特 13 由状态“0”改变为状态“1”，而向对端复用设备发出告警指示。

3.5.2.3　将 AIS(见下面注 1 和注 2)加到分接器的所有 4 个 34368kbit/s 支路输出。

3.5.2.4　将 AIS(见下面的注 1 和注 2)加到复接器的 139264kbit/s 输出。

3.5.2.5　将 AIS(见下面的注 2)加到复接器输出端的 139264kbit/s 信号中对应于相关的 34368kbit/s 支路的时隙。

在对应于有故障的输入支路的时隙内，在复接器输出口发送 AIS 的办法，应该使得码速调整控制数字的状态被控制以使保证 AIS 在对该支路所规定的容限范围内。

注 1 — 复接设备输出端或分接设备输出端上 AIS 的比特率应按照各接口规范的规定。

注 2 — 34368kbit/s 和 139264kbit/s 告警指示信号的等效二进制内容应标称地为一连串“1”。检测出现 AIS 的策略应是即使误码率为 1.10^{-3}时 AIS 也能够被检测。然而，除帧定位信号以外的所有比特都为状态“1”的信号，不应被误认为是 AIS。

3.5.3　时间要求

故障检测以及 § 3.5.2.2 至 § 3.5.2.5 中所列的各项相应措施的应用，包括 AIS 的检测在内，应在 1ms 的时限内完成。

4　工作在 139264kbit/s 并复用 16 个 8448kbit/s 支路的数字复用设备

4.1　复用

139264kbit/s 比特率的复用，应按照上面 § 1.5，用 4 个 34368kbit/s 数字信号的复用而得到；而每一个 34368kbit/s 数字信号，则是按照上面 § 1.4，用 4 个 8448kbit/s 数字信号的复用而得到。

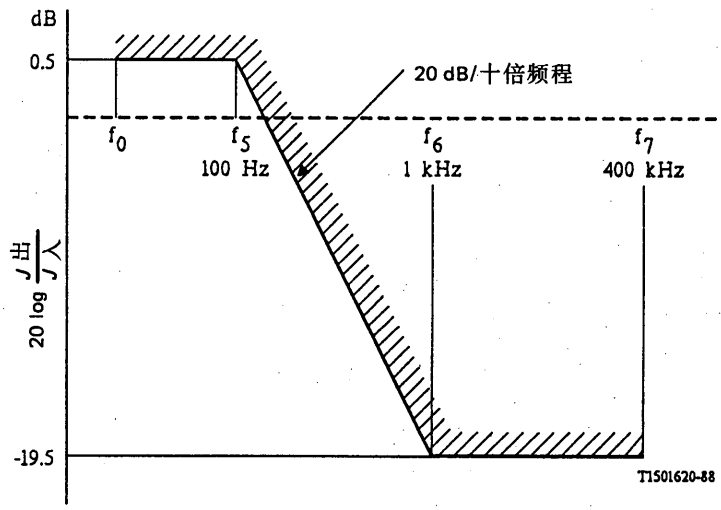
4.2　数字接口

8448kbit/s 和 139264kbit/s 数字接口应遵照建议 G.703。

4.3　抖动

4.3.1　抖动转移特性

由正弦抖动调制的 8448kbit/s 信号其受复接分接器抖动转移特性的影响，应在图 3/G.751 中所给出的增益/频率限值范围之内，测试信号的等效二进制内容应为 1000。



注 1—考虑到测量设备的限制，频率 f_0 应小于 20Hz，并尽可能低(例如 10Hz)。

注 2—为获得精确的测量，建议用选频法，使用的带宽相对于相应测量频率应足够窄，而不得宽于 40Hz。

注 3—在频率 f_6 到 f_7 的范围内，是否需要容许的噪声响应特性大于－19.5dB，尚需作进一步的研究

图 3/G.751

4.3.2　支路输出抖动

当在 400kHz 以下的频率范围内进行测量时，在无输入抖动时，支路输出端的峰-峰抖动不应超过 0.35UI。

用一个装有低频截止频率为 3kHz，以 20dB/10 倍频程滚降，且上限频率为 400kHz 的带通滤波器的仪器测量时，在 10 秒的测量时间内，峰-峰输出抖动以 99.9%的概率不应超过 0.05UI。

注 — 对于符合建议 G.703 中所详述的国内所选用的低 Q 接口，上述测量的低频截止频率应为 80kHz。

4.3.3　复用信号输出抖动

发送的定时信号取自内部振荡器的情况下，当 f_1＝100Hz 到 f_4＝3500kHz 频率范围内测量时，139264kbit/s 输出端峰-峰抖动不应超过 0.05UI。

4.4　定时信号

如果经济上可行，希望既能从外部信源又能从内部信源取得复接器定时信号。

4.5　故障状况与相应措施

4.5.1　故障状况

数字复用设备应能检测下列故障：

4.5.1.1　电源故障。

4.5.1.2　复接器输入端 8448kbit/s 输入信号消失。

注 — 如果数字信号和定时信号各用各的电路，则其中任一种或两种信号的消失都应构成输入信号的消失。

4.5.1.3　分接器输入端 139264kbit/s 输入信号消失。

注 — 只有当这种故障不引起帧失位指示时，才要求检测这种故障。

4.5.1.4　分接器输入端 139264kbit/s 信号帧失位。

4.5.1.5　分接器内 34368kbit/s 信号帧失位。

4.5.1.6　在分接器的 139264kbit/s 输入端收到对端复用设备的告警指示（见下面 § 4.5.2.2）。

4.5.1.7　分接器内 34368kbit/s 信号中收到对端复用设备的告警指示（见下面 § 4.5.2.3）。

4.5.2　相应措施

检测到故障情况后，应进一步采取如表 4/G.751 中所规定的措施。相应措施如下：

4.5.2.1　发出即时维护告警指示，表示性能已低于可接受的标准，并要求本端注意维护。当分接器检测到 139264kbit/s 或 34368kbit/s 的告警指示信号时，应禁发与帧失位有关的即时维护告警指示。其余的相应措施仍按表 4/G.751 中与故障情况相关的措施。

注 — 这种维护告警指示所启动的任何可视和（或）可闻的告警装置的位置与规定由各主管部门自行决定。

4.5.2.2　将复接器的 139264kbit/s 输出端组 I 比特 13 由状态“0”变为状态“1”，而在 139264kbit/s 信号上向对端复用设备发出告警指示。

4.5.2.3　将进入复接器的 34368kbit/s 信号的组 I 比特 11 由状态“0”变为状态“1”，而在 34368kbit/s 信号上向对端复用设备发出告警指示。

4.5.2.4　将 AIS（见下面注 1 和注 2）加到分接器的所有 16 个 8448kbit/s 支路输出。

4.5.2.5　将 AIS(见下面注 1 和注 2)加到分接器的所有 4 个有关的 8448kbit/s 支路输出。

4.5.2.6　将 AIS(见下面注 1 和注 2)加到复接器的 139264kbit/s 输出。

4.5.2.7　将 AIS(见下面注 2)加到复接器输出端的 139264kbit/s 中对应于相关的 8448kbit/s 支路的时隙。

在对应于有故障的输入支路的时隙内,在复接器输出口发出 AIS 的方法应该使得码速调整控制数字的状态被控制,以便保证 AIS 在对该支路所规定的容限范围内。

注 1 — 复接设备输出端或分接设备输出端上 AIS 的比特率应按照各接口规范的规定。

注 2 — 8448kbit/s、34368kbit/s 和 139264kbit/s 的告警指示信号(AIS)的等效二进制内容标称地为一连串"1"。检测出现 AIS 的策略应是即使误码率为 1.10^{-3}时,AIS 也能够被检测。然而,对于除帧定位信号以外的所有比特都为状态"1"的信号,不应被误认为是 AIS。

4.5.3　时间要求

故障检测以及 § 4.5.2.2 至 § 4.5.2.7 中所列各项相应措施的应用,包括 AIS 的检测在内,应在 1ms 的时限内完成。

表 4/G.751

故障状况与相应措施

设备部位	故障状况（见§4.5.1）	相应措施（见§4.5.2）						
		发出即时维护告警指示	向对端复用设备发出在139264kbit/s信号上的告警指示	向对端复用设备发出在34368kbit/s信号上的告警指示	AIS加到			
					分接器输出端的所有16个8448kbit/s支路	分接器输出端的4个相关的8448kbit/s支路	复接器输出端的139264kbit/s综合信号	综合信号的相关时隙
复接器和分接器	电源故障	要			要（如果可行）		要（如果可行）	
只是复接器	在一个支路上的输入信号消失	要						要
只是分接器	139264kbit/s输入信号消失	要	要		要			
	139264kbit/s信号帧失位	要	要		要			
	收到对端复用设备在139264kbit/s信号上的告警指示							
	34368kbit/s信号帧失位	要		要		要		
	收到对端复用设备在34368kbit/s信号上的告警指示							

注 — 表中“要”表示在相关的故障状况下应采取某种措施。表中空格表示在相关的故障状况下，如果该故障只出现一次，则不必采取相应措施。如果同时发生一种以上的故障，而至少对其中一种故障规定了“要”采取措施，则应采取有关的措施。

以 6312kbit/s 二次群比特率为基础并采用正码速调整的数字复用设备的特性

(1976 年订于日内瓦;1980 年修订于日内瓦)

CCITT

鉴于

(a)　由于不同的网络的特性和这些网络中信号源的特性,而存在着各种三次群和更高次群的复用设备;

(b)　虽然还要继续进行旨在缩小各种系统间差别的研究,但近期内尚不能改变现状;

建议如下

(1)　当使用 1544kbit/s 基群复用设备(例如按建议 G.733 所规定的 PCM 复用设备)和 6312kbit/s 二次群复用设备(按建议 G.743 和 G.746 所规定)的各个国家计划需要在更高比特率上进行互连的数字通道时,则在可行的情况下,应使用 32064kbit/s 或 44736kbit/s 的三次群比特率。当使用 32064kbit/s 三次群复用设备的各个国家计划需要在更高比特率上进行互连的数字通道时,当实际可行时他们应使用 97728kbit/s 的四次群比特率。为使用 1544kbit/s 基群复用设备的各主管部门推荐的基础复用方案请参考图 1/G.702,这图作为 1/G.752。陆上系统的比特率应该是 1544kbit/s 的倍数。只要实际可行,该比特率也是 6312 kbit/s 的倍数,即 32064kbit/s 或 44736kbit/s 以及 97728kbit/s。

(2)　采用正码速调整的三次群复用设备的特性在下面 § 1 中给出。

(3)　采用正码速调整的四次群复用设备的特性在下面 § 2 中给出。

1　以 6312kbit/s 二次群比特率为基础并采用正码速调整的三次群数字复用设备

1.1　概述

下面叙述的采用正码速调整的三次群数字复用设备,是打算供采用 1544kbit/s 基群复用设备和 6312kbit/s 二次群复用设备的国家间的数字通道上使用的。

推荐 32064kbit/s 或 44736kbit/s 的比特率是为了使采用建议 G.733 和 G.743 所规定的基群系统的主管部门可以对其网路中的宽带信号有效而经济地进行编码。例如对 300 话路的主群(建议 G.233〔1〕),32064kbit/s 是恰当的,而对 600 话路的主群,则 44736kbit/s 的编码是合适的。

1.2　*工作在 32064kbit/s 的三次群数字复用设备*

1.2.1　比特率

标称比特率应为 32064kbit/s。该比特率的容限应为±10ppm。

1.2.2　帧结构

表 1/G.752 给出：

— 支路比特率和支路数；
— 每帧比特数；
— 比特编号方案；
— 比特分配；
— 帧定位信号。

表 1/G.752

32064kbit/s 复用帧结构

支路比特率(kbit/s)	6312
支路数	5
帧结构	比特编号
	组 Ⅰ
帧定位信号比特(见注 1)	1 到 5
从各支路来的比特	6 到 320
	组 Ⅱ
码速调整控制信号用的 C_{j1}(j=1 到 5)(见注 2)	1 到 5
从各支路来的比特	6 到 320
	组 Ⅲ
码速调整控制信号用的 C_{j2}(j=1 到 5)(见注 2)	1 到 5
从各支路来的比特	6 到 320
	组 Ⅳ
帧定位信号比特(见注 3)	1 到 5
从各支路来的比特	6 到 320
	组 Ⅴ
码速调整控制信号用的 C_{j3}(j=1 到 5)(见注 2)	1 到 5
从各支路来的比特	6 到 320
	组 Ⅵ
辅助比特 H_n(n=1、2、3、4、5)(见注 4)	1 到 5
从各支路来的比特	6 到 320
帧　长	1920bits
每支路比特数(包括码速调整)	378bits
每支路最大码速调整率	16700bit/s
标称码速调整比	0.036

注 1 — 帧定位信号为一个“11010”码组。

注 2 — C_{jn}表示第 j 支路(j=1 到 5)的第 n 个码速调整控制比特。

注 3 — 帧定位信号为一个“00101”码组。

注 4 — H_5 是用来从接收端传输故障信息到发送端。

注 5 — 每个支路的码速调整可利用的比特为组 Ⅵ 中该支路的第 1 个时隙。

1.2.3　帧失位和帧定位的恢复与相应措施

帧定位恢复时间不应超过 8ms。应当研究在帧失位期间须加于各支路的信号。

1.2.4　复用方法

建议采用按支路编号顺序循环间插比特和正码速调整。

码速调整控制信号应分散配置，并采用 C_{jn} 比特(n=1、2、3，见表 1/G.752)。

正码速调整应用信号 111 表示，无码速调整则用信号 000 表示。建议采用择多判决法。

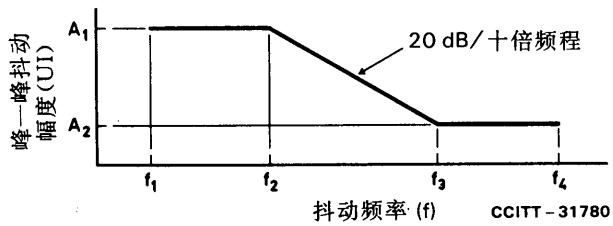
表 1/G.752 给出了每支路的最大码速调整率和标称码速调整比。

1.2.5　抖动

1.2.5.1　输入口规范

出现在输入口的数字信号应如建议 G.703 的规定，并受互连电缆的传输特性所修正。输入口应能容许具有这些电特性但达到由图 2/G.752 中幅频关系所规定限值的正弦抖动所调制的数字信号。加于各输入口的具有抖动调制的信号的等效二进制内容应是长度为 $2^{15}-1$ 的伪随机比特序列。

注 — 加于分接器输入端的具有抖动调制的信号，除包括信息比特外还应包含定帧及码速调整所需的比特。



输入	A_1 (UI)	A_2 (UI)	f_1 (Hz)	f_2 (kHz)	f_3 (kHz)	f_4 (kHz)
6312 kbit/s	1	0.05	60	1.6	32	160
32 064 kbit/s (暂定)	5	0.05	60	1.6	160	800

UI 单位间隔

图 2/G.752

最大容许输入抖动下限

1.2.5.2　复用信号输出抖动

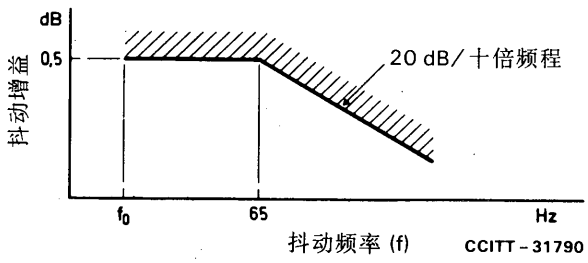
32064kbit/s 复接器输出端的抖动不应超过 0.01UIrms。

1.2.5.3　复接器或分接器无输入抖动时的分接器输出抖动

在无输入抖动时，分接器的一个支路输出端的峰-峰抖动不应超过 0.2UI。

1.2.5.4　分接器抖动转移特性

由正弦抖动调制的 6312kbit/s 信号，其受分接器抖动转移特性的影响应在图 3/G.752 中所给出的增益/频率限值范围之内。



注—考虑到测量设备的限制，频率 f_0 应尽可能的低。

图 3/G.752
分接器转移特性

1.2.6　数字接口

6312kbit/s 和 32064kbit/s 的数字接口应遵照建议 G.703。

1.2.7　定时信号

如果经济上可行，希望既能从外部信源又能从内部信源取得复接器的定时信号。

1.2.8　公务位

公务位留作国内使用。

1.3　*工作在 44736kbit/s 的三次群数字复用设备*

1.3.1　比特率

标称比特率应为 44736kbit/s，该比特率的容限应为±20ppm。

1.3.2　帧结构(见表 2/G.752)

1.3.3 帧和复帧的失位和帧、复帧定位的恢复及相应措施

帧定位恢复时间不应超过 2.5ms。应当研究帧失位期间须加于各支路的信号。

帧定位一旦建立，应在不到 250μs 的时间内恢复复帧定位。

1.3.4 复用方法

建议采用按支路编号顺序循环间插比特和正码速调整的方法。

码速调整控制信号应分散配置，并采用 C_{jn} 比特(n=1、2、3，见表 2/G.752)。正码速调整应用信号 111 表示，无码速调整则用信号 000 表示。建议采用择多判决法。

表 2/G.752 给出了每支路的最大码速调整率和标称码速调整比。

表 2/G.752

44736kbit/s 复用帧结构

支路比特率(kbit/s)	6312
支路数	7
帧结构(见注 1)	比特编号
	组 Ⅰ
供复帧定位信号用的比特(M_j)(见注 1)	1
从各支路来的比特	2 到 85
	组 Ⅱ
帧定位信号的第一比特(F_{11})(见注 2)	1
从各支路来的比特	2 到 85
	组 Ⅲ
码速调整控制信号的第一比特(C_{j1})	1
从各支路来的比特	2 到 85
	组 Ⅳ
帧定位信号的第二比特(F_0)	1
从各支路来的比特	2 到 85
	组 Ⅴ
码速调整控制信号的第二比特(C_{j2})	1
从各支路来的比特	2 到 85
	组 Ⅵ
帧定位信号的第三比特(F_0)	1
从各支路来的比特	2 到 85
	组 Ⅶ
码速调速控制信号的第三比特(C_{j3})	1
从各支路来的比特	2 到 85
	组 Ⅷ
帧定位信号的第四比特(F_{12})	1
从各支路来的比特(见注 3)	2 到 85
帧长	680bits
复帧长	4760bits
每复帧每支路比特数(包括码速调整)	672bits
每支路最大码速调整率	9398bit/s
标称码速调整比	0.390

注 1 — 这个帧重复七次构成帧标号为 j=1、2、3、4、5、6、7 的复帧。复帧定位信号的码型为 XXPP010，其中 X 是分配作公务功能的比特，而 P 则为前一复帧(即由 M_1 到 M_7)的奇偶性比特。如果前一复帧的所有支路比特中的传号数为奇数，则 P=1，如果前一复帧的所有支路比特中的传号数为偶数，则 P=0。注意，在任何复帧中，两个 X 比特总是一样的。两个 P 比特亦然。

注 2 — 帧定位信号为 $F_0=0$ 和 $F_{11}=F_{12}=1$。

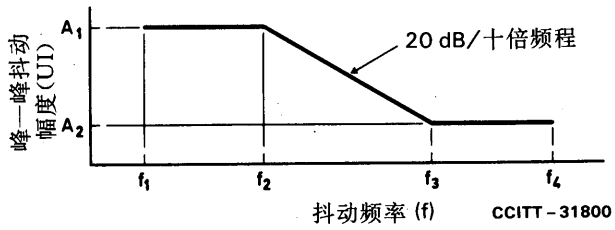
注 3 — 可作支路 j 的码速调整用的比特为第 j 帧内 F_{12} 后面的支路 j 的第 1 个时隙。

1.3.5　抖动

1.3.5.1　输入口规范

出现在输入口的数字信号应如建议 G.703 的规定，并受连接电缆的传输特性而修正。输入口应能容许具有这些电特性但达到由图 4/G.752 的幅频关系所规定限值的正弦抖动所调制的数字信号。加于各输入口的具有抖动调制的信号的等效二进制内容应是长度为 $2^{15}-1$ 的伪随机比特序列。

注 — 加于分接器输入端的具有抖动调制的信号，除包括信息比特外还应包含有定帧和码速调整所需的比特。



输入	A_1 (UI)	A_2 (UI)	f_1 (Hz)	f_2 (kHz)	f_3 (kHz)	f_4 (kHz)
6312 kbit/s	2	0.05	10	0.6	24	120
44 736 kbit/s	14	0.05	10	3.2	900	4500

UI 单位间隔

图 4/G.752
最大允许输入抖动的下限

1.3.5.2　复用信号输出抖动

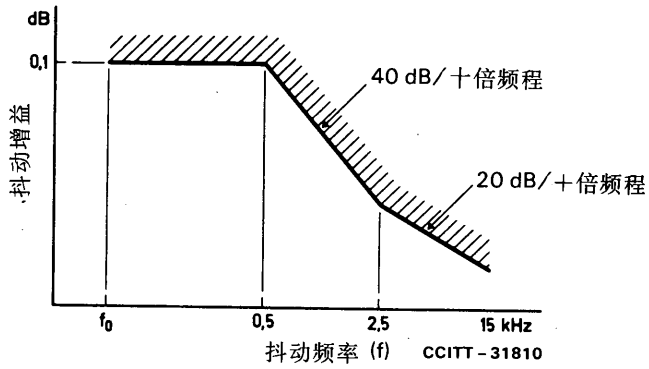
44736kbit/s 复接器输出端的抖动不应超过 0.01UIrms。

1.3.5.3　复接器或分接器无输入抖动时的分接器输出抖动

当在复接器和分接器的输入端无抖动时，分接器输出端的峰-峰抖动不应超过 1/5UI。

1.3.5.4　分接器抖动转移特性

抖动转移特性的增益不应超过图 5/G.752 所给出的限值。



注—考虑到测量设备的限制，频率 f_0 应尽可能地低。

图 5/G.752
分接器转移特性

1.3.6　数字接口

6312kbit/s 和 44736kbit/s 的数字接口应遵照建议 G.703。

1.3.7　定时信号

如果经济上可行，希望既能从外部信源又能从内部信源取得复接器的定时信号。

1.3.8　公务位

公务位留作国内使用。

2　工作在 97728kbit/s 的四次群复用设备

2.1　比特率

标称比特率应当是 97728kbit/s。该比特率的容限应当是百万分之±10(ppm)。

2.2　帧结构

表 3/G.752 给出：
— 支路比特率和支路数；
— 每帧比特数；
— 比特编号方案；
— 比特分配；
— 帧定位信号。

2.3 帧失位和帧定位的恢复及相应措施

平均帧定位恢复时间不应超过 1ms。

在帧失位期间须加于各支路的信号应是全“1”码组。

2.4 复用方法

建议采用按支路编号顺序循环间插比特和正码速调整的方法。

码速调整控制信号应分散配置，并采用 C_{jn} 比特(n=1、2、3，见表 3/G.752)。

正码速调整应用信号 111 表示，无码速调整则用信号 000 表示。建议采用择多判决法。

表 3/G.752 给出了每支路的最大码速调整率和标称码速调整比。

表 3/G.752

97728kbit/s 复用帧结构

支路比特率(kbit/s)	32064
支路数	3
帧结构	比特编号
	组 Ⅰ
帧定位信号(110)	1 到 3
从各支路来的比特	4 到 192
	组 Ⅱ
码速调整控制比特 C_{j1}(见注 1)	1 到 3
从各支路来的比特	4 到 192
	组 Ⅲ
码速调整控制比特 C_{j2}(见注 1)	1 到 3
从各支路来的比特	4 到 192
	组 Ⅳ
帧定位信号(001)	1 到 3
从各支路来的比特	4 到 192
	组 Ⅴ
码速调整控制比特 C_{j3}(见注 1)	1 到 3
从各支路来的比特	4 到 192
	组 Ⅵ
辅助比特 H_n(n=1、2、3)(见注 2)	1 到 3
从各支路来的比特	4 到 192
帧　长	1152bits
每帧每支路比特数(包括码速调整)	378bits
每支路最大码速调整率	84833bit/s
标称码速调整比	0.035

注 1 — C_{jn} 表示第 j 支路(j=1、2、3)第 n 个码速调整比特。

注 2 — 这个信号是 $H_1H_2H_3$ 码组，其中 H_1 是前一帧的奇偶比特，H_2 是留作国内使用的比特，H_3 是从接收端传输故障信息到发送端的比特。

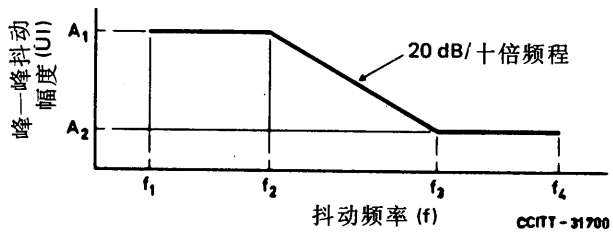
注 3 — 可作支路 j 码速调整用的比特是 H_n 后面的支路 j 的第一个时隙。

2.5 抖动

2.5.1 输入口规范

出现在输入口的数字信号应如建议 G.703 的规定，并受连接电缆的传输特性而修正。输入口应能容许具有这些电特性，但由达到图 6/G.752 的幅频关系所规定的限值以上的正弦抖动所调制的数字信号。加于各输入口的具有抖动调制的信号的等效二进制内容应是长度为 $2^{15}-1$ 的伪随机比特序列。

注 — 加于分接器输入端的具有抖动调制的信号，除包括信息比特外还应包含有定帧和码速调整所需的比特。



输入	A_1(UI)	A_2(UI)	f_1(Hz)	f_2(kHz)	f_3(kHz)	f_4 (kHz)
32 064 kbit/s	2	0.2	10	0.8	8	400
97 728 kbit/s	6	0.1	10	5.5	325	1000

UI 单位间隔

图 6/G.752

最大允许的输入抖动下限

（暂定）

2.5.2 复用信号输出抖动

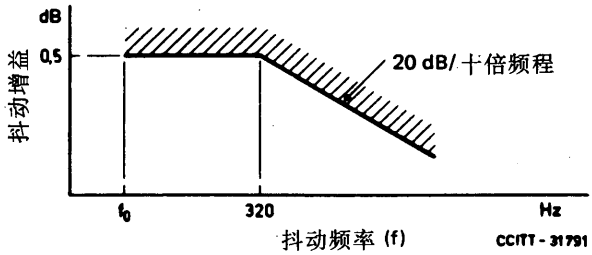
97728kbit/s 复接器输出端的抖动不应超过 0.01UIrms。

2.5.3 复接器或分接器无输入抖动时的分接器的输出抖动

在无输入抖动时，分接器的一个支路输出的峰-峰抖动不应超过 0.25UI。

2.5.4　分接器抖动转移特性

由正弦抖动调制的 32064kbit/s 信号其受分接器抖动转移特性的影响应在图 7/G.752 中所给出的增益/频率限值范围之内。



注—考虑到测量设备的限制，频率 f_0 应尽可能地低。

图 7/G.752
分接器转移特性

2.6　数字接口

32064kbit/s 和 97728kbit/s 数字接口应当符合建议 G.703。

2.7　公务位

公务位留作国内使用。

参 考 文 献

[1]　CCITT Recommendation *Recommendations concerning translating equipments*, Vol. III, Rec.

建　议　G.753

工作在 34368kbit/s 并采用正/零/负码速调整的三次群数字复用设备

(1980 年订于日内瓦；作了进一步修改)

1　概述

下面给出的采用正/零/负码速调整的三次群数字复用系统，是打算用于具有同样码速调整类型的 8448kbit/s 的任何二次群数字系统的国家之间的数字连接上。

2　比特率

标称比特率应为 34368kbit/s。该比特率的容限不应超过百万分之±20(ppm)。

3 帧结构

表 1/G.753 给出：

— 支路比特率和支路数；

— 每帧比特数；

— 比特编号方案；

— 比特分配；

— 集中帧定位信号。

表 1/G.753

采用正/零/负码速调整的 34368kbit/s 复用帧结构

支路比特率(kbit/s)	8448
支路数	4
帧结构	比特编号
	组 Ⅰ
帧定位信号(1111010000)	1 到 12
从各二次群支路来的比特	13 到 716
	组 Ⅱ
码速调整控制比特(C_{j1})	1 到 4
公务功能比特	5 到 8
码速调整控制比特(C_{j2})	9 到 12
从各二次群支路来的比特	13 到 716
	组 Ⅲ
码速调整控制比特(C_{j3})	1 到 4
留作国内用的比特	5 到 8
从各支路来的可用于负码速调整的比特	9 到 12
从各支路来的可用于正码速调速的比特	13 到 16
从各二次群支路来的比特	17 到 716
帧　长	2148bits
帧持续时间	62.5μs
每支路的比特数	528
每支路的最大码速调整率	16kbit/s

注 — C_{jn}表示第 j 支路第 n 个码速调整控制比特。

4 帧失位和帧定位的恢复及相应措施

帧定位系统应适应在链路中的误码率。直到帧定位恢复为止，帧定位系统应保持它的位置。当已经在帧定位信号的位置上连续收到三个或三个以上有错误的帧定位信号时，则应对帧定位信号开始新的搜索。

当连续两帧以上已在其预定位置上准确地收到帧定位信号时，则认为帧定位已经恢复。

5 复用方法

建议采用按支路编号顺序循环间插比特和具有二指令控制的正负码速调整。码速调整控制信号应分散配置，并使用 C_{jn}比特(n=1、2、3，见表 1/G.753)。纠正指令中的一个误码是可能的。

正码速调整应该用信号 111 表示，在连续两帧的每一帧中发送；而负码速调整用信号 000 表示，在连续两帧的每一帧中发送。无码速调整，用一帧中的信号 111 继之以在下一帧中的信号 000 来表示。

数字时隙 9、10、11、12(组 Ⅲ)用于载信息的比特(用于负码速调整)。如果需要，组 Ⅲ 中的数字时隙 13、14、15、16 是用于支路 1、2、3、4 的不载信息的比特(用于正码速调整)。

此外，当不传送来自支路 1、2、3 和 4 的信息时，组 Ⅲ 中的比特 9、10、11 和 12 就能用来在包含正码速调整控制指令的那些帧内传送有关码速调整类型(正或负)的信息，而在包含负码速调整指令的那些帧内传送一个中等抖动量。

表 1/G.753 给出每支路的最大码速调整率。

6 抖动

在复接器和分接器输入端应允许的抖动量应符合 3.1.1/G.823，对复接器和分接器输出端的抖动量应做研究和规定。

7 数字接口

标称比特率为 34368kbit/s 的接口在研究中。

8 定时信号

时钟应能受外部信源控制。

9 公务位

每帧有一些用于公务功能的备用比特(组 Ⅱ 中比特 5、6 和 8)给国内和国际使用。组 Ⅱ 中的比特 5 和 6 可用来作为数字公务信道(使用 32kbit/s 自适应增量调制)，而组 Ⅱ 中的比特 8 可用来呼叫一个数字公务信道。

10 故障状况与相应措施

10.1 数字复用设备应能检测下列故障：

10.1.1 电源故障。

10.1.2 复接器输入端的 8448kbit/s 输入信号消失。

注 — 如果数字信号和定时信号各用各的电路，则其中任一种或两种信号的消失都应构成输入信号的消失。

10.1.3 分接器输入端的 34368kbit/s 输入信号消失。

注 — 只有当这种故障不引起帧失位指示时，才要求检测这种故障。

10.1.4 帧失位。

10.1.5 在分接器的 34368kbit/s 输入端收到对端复用设备的告警指示(见下面 § 10.2.2)。

10.2　相应措施

检测到故障后，应进一步采取如表 2/G.753 中所规定的措施，相应措施如下：

10.2.1　发出即时维护告警指示，表示性能已低于可接受的标准，并要求本端注意维护。当在分接器 34368kbit/s 输入端检测到告警指示信号(AIS)时，应禁发与帧失位有关的即时维护告警指示(见下面注 1)。

注 — 这种即时告警所启动的任何可见和(或)可闻告警装置的位置和规定由各主管部门自行决定。

10.2.2　将复接器的 34368kbit/s 输出端组 Ⅱ 比特 7 由状态“0”变成状态“1”，而向对端复用设备发出告警指示。

10.2.3　将 AIS(见下面注 2)加到分接器的所有 4 个 8448kbit/s 支路输出。

10.2.4　将 AIS(见下面注 2)加到复接器的 34368kbit/s 输出。

10.2.5　将 AIS(见下面注 2)加到复接器输出端的 34368kbit/s 信号中对应于相关的 8448kbit/s 支路的各时隙。

注 *1* — 相应的分接器输出端上 AIS 的比特率应符合各支路的规定。如何达到这一点的方法在研究中。

注 *2* — 8448kbit/s 和 34368kbit/s AIS 的等效二进制内容为一连串的二进制“1”。

表 2/G.753

故障状况与相应措施

设备部位	故障状况(见 § 10.1)	相应措施(见 § 10.2)				
		发出即时维护告警指示	向对端复接器发出告警指示	AIS 加到		
				所有支路	综合信号	综合信号的相关时隙
复接器和分接器	电源故障	要	要(如果可行)	要(如果可行)	要(如果可行)	
只是复接器	在一个支路上的输入信号消失	要				要
只是分接器	34368kbit/s 输入信号消失	要	要	要		
	帧失位	要	要	要		
	收到对端复接器的 AIS					

注 — 表中“要”表示在相关的故障状况下应采取措施。表中空格表示在相关的故障状况下，如果该故障只出现一次，则不必采取措施。如果同时发生一种以上的故障，而至少对其中一种故障规定了“要”采取措施，则应采取有关的措施。

工作在139264kbit/s并采用正/零/负码速调整的四次群数字复用设备

（1980年订于日内瓦，作了进一步修改）

1　概述

下面给出的采用正/零/负码速调整的四次群数字复用系统，是打算用于具有同样码速调整类型的34368kbit/s的任何三次群数字系统的国家之间的数字连接上。

2　比特率

标称比特率应为139264kbit/s。该比特率的容限不应超过百万分之±15(ppm)。

3　帧结构

表1/G.754给出：

— 支路比特率和支路数；
— 每帧比特数；
— 比特编号方案；
— 比特分配；
— 集中帧定位信号。

表1/G.754

采用正/零/负码速调整的139264kbit/s复用帧结构

支路比特率(kbit/s)	34368
支路数	4
帧结构	比特编号
	组Ⅰ
帧定位信号	1到10
公务功能比特	11到12
从各支路来的比特	13到544
	组Ⅱ
码速调整控制比特(C_{j1})	1到4
从各支路来的比特	5到544
	组Ⅲ
码速调整控制比特(C_{j2})	1到4
从各支路来的比特	5到544
	组Ⅳ
码速调整控制比特(C_{j3})	1到4
从各支路来的可用于负码速调整的比特	5到8
从各支路来的可用于正码速调整的比特	9到12
从各支路来的比特	13到544
帧　长	2176bits
帧持续时间	15.625μs
每支路的比特数	537
每支路的最大码速调整率	64kbit/s

注 — C_{jn}表示第j支路第n码速调整控制比特。

4 帧失位和帧定位的恢复及相应措施

帧定位系统应适应在链路中的误码率。直到帧定位恢复为止，帧定位系统应保持它的位置。当已经在帧定位信号的位置上连续收到三个或三个以上有错误的帧定位信号时，则应对帧定位信号开始新的搜索。

当连续两帧以上已在其预定位置上正确地收到帧定位信号时，则认为帧定位已经恢复。

5 复用方法

建议采用按支路编号顺序循环间插比特和具有二指令控制的正负码速调整。码速调整控制信号应分散配置，并使用 C_{jn} 比特(n=1、2、3，见表 1/G.754)。纠正指令中的一个符号的错误是可能的。

正码速调整应该用信号 111 表示在连续两帧的每一帧中发送。而负码速调整则用信号 000 表示，在连续两帧的每一帧中发送。无码速调整用一帧中的信号 111，继之以下一帧中的信号 000 表示。

数字时隙 5、6、7、8(组Ⅳ)用于载信息的比特(用于负码速调整)。如有需要，组Ⅳ中的数字时隙 9、10、11、12 是用于支路 1,2,3,4 的不载信息的比特(用于正码速调整)。

此外，当不传送来自支路 1、2、3 和 4 的信息时，组Ⅳ中的比特 9、10、11 和 12 就能用来在包含正码速调整控制指令的那些帧内传送有关码速调整类型(正或负)的信息，而在包含负码速调整指令的那些帧内传送中等的抖动量。

表 1/G.754 给出每个三次群支路的最大码速调整率。

6 抖动

在分接器和复接器输入端应接受的抖动量和在分接器输出端应当的抖动量在研究中。

7 数字接口

标称比特率为 34368kbit/s 和 139264kbit/s 的接口在研究中。

8 定时信号

时钟应能受外部信源控制。

9 公务功能

每帧有一些可用于公务功能的备用比特(组Ⅰ中的比特 11 和 12)为国内和国际使用。组Ⅰ中的比特 11 能用来作为数字公务信道(使用 32kbit/s 自适应增量调制)，而比特 12 可用来呼叫一个数字公务信道。

10 故障状况与相应措施

10.1 数字复用设备应能检测如下故障：

10.1.1 电源故障。

10.1.2 复接器输入端的 34368kbit/s 输入信号消失。

10.1.3 分接器输入端的 139264kbit/s 输入信号消失。

注 — 只有当这种故障不引起帧失位指示时，才要求检测这种故障。

10.1.4 帧失位

10.1.5 在分接器的 139264kbit/s 输入端收到对端复用设备的告警指示(见下面 § 10.2.2)。

10.2　相应措施

检测到故障后，应进一步采取如表 2/G.754 中所规定的措施，相应措施如下：

10.2.1　发出即时维护告警指示，表示性能已低于可接受的标准，并要求本端注意维护。当在分接器 139264kbit/s 输入端检测到告警指示信号(AIS)时，应禁发与帧失位有关的即时维护告警指示(见下面注 1)。

注 — 这种即时维护告警所启动的任何可视和(或)可闻告警装置的位置和规定由各主管部门自行决定。

10.2.2　将复接器的 139264kbit/s 输出端的组 1 比特 12 由状态“0”变成状态“1”，而向对端复用设备发出告警指示。

10.2.3　将 AIS(见下面注 2)加到分接器的所有 4 个 34368kbit/s 支路的输出。

10.2.4　将 AIS(见下面注 2)加到复接器的 139264kbit/s 输出。

10.2.5　将 AIS(见下面注 2)加到复接器输出端的 139264kbit/s 信号中对应于相关的 34368kbit/s 支路的各时隙。

注 *1* — 相应的分接器输出端上 AIS 的比特率应符合各支路的规定。如何达到这一点的方法在研究中。

注 *2* — 34368kbit/s 和 139264kbit/s AIS 的等效二进制内容为一连串的二进制“1”。

表 2/G.754

故障状况与相应措施

设备部位	故障状况(见 § 10.1)	相应措施(见 § 10.2)				
		发出即时维护告警指示	向对端复接器发出告警指示	AIS 加到		
				所有支路	综合信号	综合信号的相关时隙
复接器和分接器	电源故障	要	要(如果可行)	要(如果可行)	要(如果可行)	
只是复接器	在一个支路上的输入信号消失	要				要
只是分接器	139264kbit/s 输入信号消失	要	要	要		
	帧失位	要	要	要		
	收到对端复接器的 AIS					

注 — 表中“要”表示在相关的故障状况下应采取措施。表中空格表示在相关的故障状况下，如果该故障只出现一次，则不必采取措施。如果同时发生一种以上的故障，而且对其中一种故障规定了“要”采取措施，则应采取有关的措施。

工作在139264kbit/s并复接三个44736kbit/s支路的数字复用设备

（1988年订于墨尔本）

1　概述

本建议所述的数字复用设备打算用在如建议G.702和G.802中所规定的采用不同数字系列的网络之间使用。

2　比特率

按照建议G.703的规定，支路和复用信号的比特率分别应为44736kbit/s±20ppm和139264kbit/s±15ppm。

3　帧结构

表1/G.755给出了建议的139264kbit/s复用帧结构。

4　帧失位和帧定位的恢复及相应措施

如连续4帧在其预定位置上收到有错误的帧定位信号，就应当认为已发生了帧失位。

在表现出帧失位的情况下，如帧定位装置连续3帧检测到正确的帧定位信号，则应判为帧定位已有效地恢复。

在帧定位装置检测到一个正确的帧定位信号后，如果在其后的两帧中的任一帧没有检测到帧定位信号，则应对帧定位信号进行一次新的搜索。

注 — 由于并不严格要求需要规定详细的帧定位策略，因此只要它所达到的性能在各方面至少与上述策略所达到的一样有效，任何适当的帧定位策略均可使用。

5　复用和码速调整方法

建议采用按支路编号顺序循环间插比特和正码速调整的方法。

码速调整控制信号应分散配置并使用C_{ji}比特（j=1,2,3;i=1,2,3,4,5）（见表1/G.755注6）。

正码速调整应该用码速调整控制信号11111表示，无码速调整用信号00000表示，建议采用择多判决法。

表1/G.755给出了每个支路的最大码速调整率和标称码速调整比。

6　抖动

6.1　分接器支路抖动转移特性

分接器44736kbit/s支路抖动转移特性应当符合图1/G.755所给出的增益/频率限值。测试信号所用的等效二进制内容应使产生1000的支路输出信号。

表 1/G.755

139264kbit/s 复用帧结构

标称支路比特率(kbit/s)	44736
支路数	3
帧 结 构	比特编号
	组 Ⅰ
帧定位信号(111110100000)	1 到 12
从各支路来的比特	13 到 159
	组 Ⅱ
码速调整控制比特 C_{j1}(注 1)	1 到 3
从各支路来的比特	4 到 159
	组 Ⅲ
码速调整控制比特 C_{j2}(注 1)	1 到 3
从各支路来的比特	4 到 159
	组 Ⅳ
码速调整控制比特 C_{j3}(注 1)	1 到 3
向对端复用设备发送的告警指示(注 2)	4
奇偶比特(注 3、4 和 5)	5
留作将来使用的比特(注 6)	6 到 9
从各支路来的比特	10 到 159
	组 Ⅴ
码速调整控制比特 C_{j4}(注 1)	1 到 3
从各支路来的比特	4 到 159
	组 Ⅵ
码速调整控制比特 C_{j5}(注 1)	1 到 3
从各支路来的可用于码速调整的比特	4 到 6
从各支路来的比特	7 到 159
帧长	954bits
一帧中每支路的比特数	307bits
每支路最大码速调整率	146kbit/s
标称码速调整比	0.545

注 1 — C_{ji}(j=1,2,3;i=1,2,3,4,5)表示第 j 支路的第 i 个码速调整控制比特。

注 2 — 见 §10.2.1。

注 3 — 如果在前一帧中包括可用码速调整时隙的比特在内的所有支路比特的传号数为奇数,则奇偶比特=1;如果在前一帧中的包括可用于码速调整时隙的比特在内的所有支路比特的传号数为偶数,则奇偶比特=0。

注 4 — 认可在本建议采纳之前已安装的现有复用设备不插入奇偶比特。

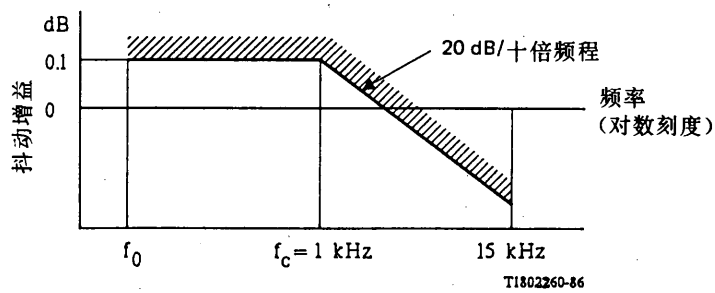
注 5 — 该奇偶比特程序的实现和用法尚待进一步研究。

注 6 — 当不使用时,这些比特应置为 1。

注 1 — 这一特性通常是在分接器的高速和低速接口之间测量的，并以单位间隔作为测量单位。考虑到单位间隔大小的差异，需要引入一个修正系数。

注 2 — 此外，是否需要对复接分接器抖动转移特性作出规定尚待进一步研究。

注 3 — 认可在本建议采纳之前设计的现有复用设备可能要求支路测试信号含有在建议 G.752 中所规定的 44736kbit/s 帧结构。



注—考虑到测量设备的限制，频率 f_0 应尽可能的低。在任何情况下 f_0 应不大于 10Hz。应采用选频测试法。

图 1/G.755

分接器支路抖动转移特性

6.2 输出抖动

6.2.1 支路输出抖动

在没有抖动加到复接器输入口，且在复接器直接连到分接器的情况下，当用 1 分钟的测量间隔，在频率 f_1=10Hz 到 f_4=400Hz 范围内测量时，支路输出口的峰-峰抖动不应超过 0.3UI。

当用一个装有低频截止频率 f_3=60kHz，20dB/十倍频程滚降，且上限 f_4=400kHz 的带通滤波器的仪器测量时，在 1 分钟的测量间隔，其峰-峰抖动应不超过 0.05UI。

6.2.2 复接器输出抖动

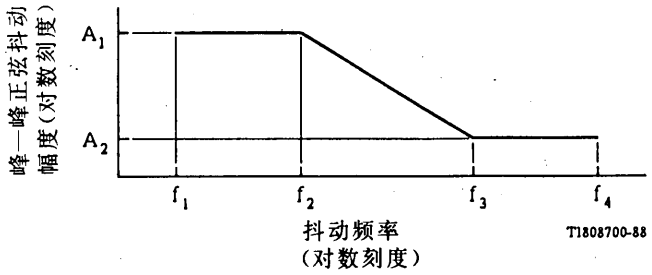
当用 1 分钟的测量间隔，在频率从 200Hz 到 3500kHz 范围内测量时，139264kbit/s 输出口的峰-峰抖动应不超过 0.05UI。

6.3 输入抖动

6.3.1 支路输入抖动

44736kbit/s 输入口能承受的输入抖动，应当达到 图 2/G.755 所给出的限值。

注 — 现有的建议 G.703 既不是指在 44736kbit/s 数字分配架上容许的抖动，也不是指连到这个数字分配架的设备输入口上的容许抖动。



峰—峰正弦抖动幅度		频率			
A_1 (UI)	A_2 (UI)	f_1 (Hz)	f_2 (Hz)	f_3 (kHz)	f_4 (kHz)
5.0	0.1	10	2.3	60	400

图 2/G.755

44736kbit/s 最大允许的正弦输入抖动下限

6.3.2　分接器输入抖动

139264kbit/s 输入口能承受的输入抖动，应当达到建议 G.823 所给出的限值。

注 — 当抖动的输入信号是由具有对 44736kbit/s 级所允许的任意抖动值的多个支路信号构成时，应当满足抖动承受要求。

7　数字接口

44736kbit/s 和 139264kbit/s 数字接口应符合建议 G.703。

8　定时信号

如果经济上可行，希望既能从外部信源又能从内部信源取得复用的定时信号。

9　公务位

每帧有 6 比特可作公务用（见表 1/G.755）：当在复用设备中检测到特定的故障时，组Ⅳ的比特 4 被用来向对端复用设备发送告警指示（见下面 § 10）；组Ⅳ的比特 5 可用作奇偶校验；组Ⅳ的比特 6 到 9 留作将来使用。

10 故障状况与相应措施

10.1 故障状况

10.1.1 数字复用设备应检测下列故障情况：

1) 电源故障；
2) 复接器输入口输入的 44736kbit/s 支路信号消失；
3) 分接器输入口输入的 139264kbit/s 复用信号消失；
   注 — 只有当这种故障不引起帧失位指示时，才要求检测这种故障。
4) 分接器输入口帧定位信号消失；
5) 在分接器输入口收到来自对端复用设备的告警指示；
6) 在分接器输入口检测到告警指示信号(AIS)。

注 *1* — 139264kbit/s AIS 的等效二进制内容应当如建议 M.20 所建议的一连串二进制 1(传号)。

注 *2* — 检测出现 AIS 的策略应当是即使出现误码率为 1×10^{-3}时，也能检测到 AIS。然而，除帧定位信号外的所有比特都为状态 1 的信号不应误认为是 AIS。

10.1.2 是否需要为了监视 139264kbit/s 数字区段的端到端的误码性能，而监视输入的 139264kbit/s 信号的劣化，以及检测这种劣化的程序尚待进一步研究。

10.2 相应措施

检测到一种故障状况，应按表 2/G.755 的规范进一步采取适当的措施。

注 *1* — 在建议 M.20 中给出了即时维护告警指示的概念和定义。

注 *2* — 当在分接器输入端检到告警指示信号(AIS)时，应禁止与帧失位有关的即时维护告警指示，而其余的相应措施仍按表 2/G.755 中与故障相关的措施。

10.2.1 应当通过将组Ⅳ的比特 4(见表 1/G.755)从状态 0 变到状态 1 而向对端复用设备发出告警指示。

10.2.2 AIS 应如表 2/G.755 所规定的那样加于以下各处：

— 分接器的所有三个 44736kbit/s 支路输出；
— 复接器的 139264kbit/s 的输出；
— 复接器输出的 139264kbit/s 信号中对应于相关 44736kbit/s 支路的时隙。

注 — 44736kbit/s AIS 的等效二进制内容是具有如表 2/G.752 所规定的正确的帧定位信号，奇偶和码速调整控制比特的信号，且支路比特置为 1010…序列，在每个帧定位、复帧定位和码速调整比特后都以二进制 1 开始，所有码速调整控制比特都置为二进制 0。

表 2/G.755

故障状况与相应措施

设备部位	故障状况（见§10.1）	相应措施（见§10.2）				
		发出即时维护告警指示	向对端复用设备发出告警指示	AIS 加于		
				所有支路	综合信号	综合信号的相关时隙
复接器和分接器	电源故障	要		要（如果可行）	要（如果可行）	
仅复接器	支路输入信号消失	要				要
仅分接器	139264kbit/s 输入信号消失	要	要	要		
	帧失位	要	要	要		
	收到对端复用设备的告警指示					

注 — 表中的“要”表示在相关的故障状况下应采取一定的措施，表中的空格表示在相关的故障状况下，如果该故障只出现一次，则不必采取有关的措施。如果同时发生一种以上的故障，而至少对其中一种故障规定了“要”采取措施，则应采取有关的措施。

7.6 编码转换设备和数字电路倍增设备的主要特性

建　议　G.761

60路编码转换设备的一般特性

(1984年订于马拉加—托雷莫里诺斯;1988年修订于墨尔本)

1 概述

60路编码转换器实现两个30路2048kbit/s PCM码流与一个60路2048kbit/s ADPCM码流之间的转换。在30路2048kbit/s码流中,采用如建议G.711所规定的64kbit/s A律PCM对电话信号进行编码;在60路2048kbit/s码流中,采用如建议G.721所规定的32kbit/s ADPCM对电话信号进行编码。图1/G.761示出三种不同信号口所用的名称A、B和C。

注1— 各主管部门应考虑到建议G.721中给出的有关32kbit/s ADPCM的使用和传输性能的导则。

注2— 应当注意到本建议所介绍的编码转换设备透明地传输64kbit/s数据信道的能力有限,在可能向ISDN发展的网路规划中要注意到这一点(见§3.8)。

本建议分为两部分:

— §2包含与C口相关的接口要求。这些要求不仅适于60路编码转换设备,在将来还能适用于其他设备,例如,60路复接终端,TDM交换机的60路终端单元或TDMA终端。在后面几种情况中,接口A和B会是虚的。既考虑了点到点的运行,又考虑了在TDMA的应用中的多目的地的运行。

— §3包含实现60路编码转换设备所特有的要求。

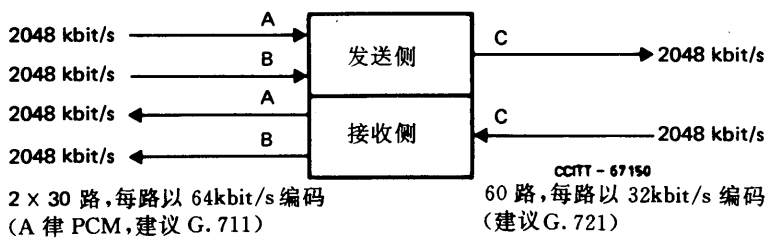


图1/G.761

60路编码转换器的端口

2 以 64kbit/s 和(或)32kbit/s 时隙组成的 2048kbit/s 信号的特性(C 口)

2.1 接口 C

2048kbit/s 接口的电气特性遵照建议 G.703 § 6。

2.2 帧结构

帧结构遵照建议 G.704, § 2.3。时隙 0 的比特 1 用于循环冗余校核(CRC)程序。

时隙 1 到 15 和 17 到 31 各相当于下列二者之一:

— 两个 4 比特电话信号样值,这些信号是来源于同一个 PCM 输入码流(A 或 B),用 32kbit/s ADPCM 来编码;32kbit/s 信号的比特次序是从比特 1 开始传送 4 比特码语(见建议 G.721 的 § 4.2.2 和 § 4.2.3)。比特 1 到 4 对应于第一个 32kbit/s 信号,而比特 5 到 8 则对应于第二个 32kbit/s 信号;

— 一个 64kbit/s 数字信号。

在码流 C 传输 60 路电话信号的情况中,各信道的编号和码流 A 和 B 中的 64kbit/s PCM 信道与码流 C 中 32kbit/s ADPCM 信道之间的对应关系如表 1/G.761 所列。

表 1/G.761

用于 60 个 32kbit/s 信道的 2048kbit/s 帧的编排(码流 C)

8 比特时隙编号	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
信道的比特 1-4	—	1A	1B	3A	3B	5A	5B	7A	7B	9A	9B	11A	11B	13A	13B	15A
信道的比特 5-8	—	2A	2B	4A	4B	6A	6B	8A	8B	10A	10B	12A	12B	14A	14B	16A

8 比特时隙编号	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31
信道的比特 1-4	注 2	15B	17A	17B	19A	19B	21A	21B	23A	23B	25A	25B	27A	27B	29A	29B
信道的比特 5-8	注 2	16B	18A	18B	20A	20B	22A	22B	24A	24B	26A	26B	28A	28B	30A	30B

注 1 — 选用的帧编排方式是为了便于 § 3.8 所介绍的直接时隙的转移。

注 2 — 预见 TS16 可用于信令,不过在需要时也可传输语音信道,其 1-4 比特和 5-8 比特分别编号为 31A 和 31B(见 § 2.5)。

注 3 — 从 1 到 30 的信道编号以及它们与 PCM 码流 A(相应地 B)中各个时隙的对应关系,在建议 G.735, § 2 中给出。

2.3 时隙 0 的比特分配

时隙 0 的比特分配，在建议 G.704，§2.3 中给出，时隙 0 的比特 1 用于循环冗余校核程序。

在不包含帧定位信号的那些帧中的 TS0 的比特 3 到 8，被用来传输如下信息：

— 与 PCM 码流 A 或 B 相关的告警指示（见 §2.6.2 和 §2.6.3 有关告警指示）。

— 与 PCM 码流 A 或 B 相关的备用比特（见 §3.3）。

2.4 帧定位和 CRC 处理

检测帧失位和帧定位恢复以及 CRC 复帧定位的对策，在建议 G.706，§4 中给出。

2.5 时隙 16(TS16)的比特分配

TS16 可用于下列二者之一：

— 作信令用：即随路信令（见 §2.5.1）和共路信令（见 §2.5.2）；

— 用来传输电话信号，如建议 G.704 的 §5.1 所设想的；在这种情况时，两个电话信号样值各用 4 比特编码。这样使用时，码流 C 能传输最多 62 个电话信号。码流 C 中的比特 1-4 和比特 5-8 将分别对应于 PCM 码流 A 和 B 的 TS16 中传输的 64kbit/s PCM 信号。

2.5.1 随路信令

TS16 的比特分配将取决于每个信道的信令比特的数目。

2.5.1.1 每个信道两个或少于两个信令比特

这种情况适用于为国际使用而规定的信令系统 R2 的数字方式（见建议 Q.421）。也适用于许多国内信令系统。

以复帧组织 TS16，每个复帧包含 16 个连续的帧，编号从 0 到 15；复帧的重复频率是 500Hz。

2.5.1.1.1 TS16 帧 0 各个比特的分配

表 2/G.761 表明 TS16 帧 0 的内容。

比特 1 到 4 固定为 0 并组成复帧定位信号。

比特 5 和 8 用来表明 PCM 码流 A 和 B 的“TS16 内有 AIS”（见 §2.6.5）。

比特 6 和 7 用来传输与 PCM 码流 A 和 B 的复帧相关的对端告警指示（见 §2.6.6）。

表 2/G.761

TS16 帧 0 的内容

比特号							
1	2	3	4	5	6	7	8
0	0	0	0	X_5	X_6	X_7	X_8

2.5.1.1.2　*TS16 帧 1 到 15 各个比特的分配*

表 3/G.761 表明 TS16 从帧 1 到 15 的内容。

这种比特分配对每个 32kbit/s 信道提供两个 500bit/s 的命名为“a”和“b”的信令信道，如建议 G.704 §5.1.3.2.2 的规定。

为了使出现假复帧定位信号的危险性减到最小，对某些信令比特进行了特殊处理，如 §2.5.1.1.3 所述。

在直接转移 PCM 码流 A 或 B 中的某些 64kbit/s 时隙时，与所转移的时隙相关的 TS16 的四个比特将被透明地传输，并按表 7/G.704 进行分配。对它们不作如 §2.5.1.13 所述的特殊处理。由于直接转移，在 PCM 码流 A 和 B 中与每个不使用时隙相关的时隙 16 的 4 个比特，将由编码转换器复原为下列值：

a=0；b=1；c=0；和 d=1，与表 9/G.704 一致。

任何信令信道的信令畸变将不超过±2ms。

表 3/G.761

TS16 帧 1 到 15 的内容

时隙 16 比特编号	1　2	3　4	5　6	7　8
信　令	信道 a　b	信道 a　b	信道 a　b	信道 a　b
帧 1	1A	2A	15B	16B
帧 2	1B	2B	17A	18A
帧 3	3A	4A	17B	18B
帧 4	3B	4B	19A	20A
帧 5	5A	6A	19B	20B
帧 6	5B	6B	21A	22A
帧 7	7A	8A	21B	22B
帧 8	7B	8B	23A	24A
帧 9	9A	10A	23B	24B
帧 10	9B	10B	25A	26A
帧 11	11A	12A	25B	26B
帧 12	11B	12B	27A	28A
帧 13	13A	14A	27B	28B
帧 14	13B	14B	29A	30A
帧 15	15A	16A	29B	30B

注 — 复帧的安排保证了与建议 G.704 §5.1.3 中的帧和复帧安排的一致性，并使在码流 C 中有可能混用 32kbit/s 和 64kbit/s 的信道及其相关的信令。

2.5.1.1.3　信令比特的特殊处理

在 TS16(帧 1 到 15)的比特 2(相应地 4、6 和 8)中传输的信令比特是按照表 4/G.761 由 B_{n-1}、B_{n-2}、B_{n-3}、b_{n-1}和 b_n 计算出来的。表中：

i) b_n 是处理前的信令比特；

ii) B_n 是处理后的信令比特；

iii) 下标 n－3，n－2，和 n－1 代表属于同一电话信道的前面的信令比特；更确切地说，如 b_n 是在帧 1 到 15 的任何一个时隙 16 中某个给定编号(2，4，6 或 8)的比特，则 b_{n-1}就是前一个复帧中编号相同的比特。

注 1 — 按上述，有 60 个单独的且互不相关的处理操作在同时进行。

逆处理(传输之后)按照表 5/G.761。逆处理之值 $\hat{b}_n$ 是从连续接收的比特 B_{n-3}，B_{n-2}，B_{n-1}，B_n 和前面的值 $\hat{b}_{n-1}$推断出来的。在码流 C 没有传输误码时，$\hat{b}_n=b_n$，不增加信令畸变。如不是这样，误码增殖因子在 2 到 4 之间。

在复帧 A 或 B 故障(见表 9/G.761)的情况下，当需要将信令比特强置为状态 1 时，应在未经处理的信令信道上实现这种操作(即在发送侧的特殊处理之前或在接收侧的逆处理之后)。这种措施不适用于 § 2.6.2 中所考虑的“码流 A(B)部分 AIS”的情况，在那里 AIS 为全 1，未经处理。

2.5.1.1.4　复帧失位和复帧定位恢复

当已连续两个复帧收到有错误的复帧定位信号时，应认为复帧已失位。

当检测到时隙 16 头 4 个比特组成的全零 4 比特码语，并在后面一个复帧周期检测到一个全零 4 比特码语之后，应认为复帧定位已恢复。

2.5.1.2　每信道两个以上的信令比特

见 § 3.8。

2.5.2　共路信令

码流 C 的 TS16 能用于共路信令。在这种情况下，其内容相当于 PCM 码流 A 或 PCM 码流 B 中没有任何变化的 TS16 的内容。应当注意，在这种情况下不能设想同时从码流 A 和 B 中转移 TS16。

由于将 PCM 码流 A(或 B)的时隙 16 直接转移到 PCM 码流 C 的时隙 16 而不用的 PCM 码流 B(或 A)的时隙 16 将由编码转换器把它还原为全 0 信号或全 1 信号的形式。

2.6　告警指示

在码流 C 中能够传输下列告警指示。

2.6.1　*码流 C AIS*

这个指示意味着在发送侧已检测到 60 路公共故障。“码流 C AIS”以“全 1”状态在码流 C 中发送。

2.6.2　*码流 A(相应的码流 B) AIS*

这个指示意味着在发送侧已检测到码流 A(相应的码流 B)的 30 路公共故障。

对于发送侧，适用下列两点：

当“码流 A AIS”和“码流 B AIS”同时出现时，就应当发出“码流 C AIS”。

当“码流 A AIS”(相应的码流 B)出现,而“码流 B AIS”(相应的码流 A)不存在时,则与码流 B(相应的码流 A)相关的信息比特和信令比特应照常传输,而在码流 C 中与码流 A(相应的码流 B)相关的时隙和 TS16 中的相应比特应发送“全 1”状态。此外,码流 C 中不包含帧定位信号的 TS0 中比特 7(相应地为 8)应被置为 1,以指示“码流 A AIS”(相应的码流 B)(见表 6/G.761)。码流 C 中的这种比特状态被命名为“码流 A 部分 AIS”(相应地为“码流 B 部分 AIS”)。

对于接收侧,适用下列两点:

如果连续三次检测到比特 7(相应地为比特 8)为 1 状态,将认为出现码流 A(相应的码流 B)部分 AIS。

如果连接三次检测到比特 7(相应地为比特 8)是 0 状态,将认为码流 A(相应的码流 B)部分 AIS 已中止。

表 4/G.761

信令比特的处理(发送侧)

输入	状态				输出
b_n	b_{n-1}	B_{n-3}	B_{n-2}	B_{n-1}	B_n
0	0	0	0	0	1
0	1	0	0	0	0
0	0 或 1	0	0	1	0
0	0 或 1	0	1	0	1
0	0 或 1	0	1	1	0
0	1	1	0	0	0
0	0	1	0	1	1
0	0	1	1	0	1
0	1	1	1	1	0
1	1	0	0	0	1
1	0	0	0	0	0
1	0 或 1	0	0	1	1
1	0 或 1	0	1	0	0
1	0 或 1	0	1	1	1
1	1	1	0	0	1
1	0	1	0	1	0
1	0	1	1	0	0
1	1	1	1	1	1

注 — 在刚接通电源时可能存在其他状态,精心设计就可以避免这种情况。

表 5/G.761

信令比特的处理(接收侧)

输入	状态				输出
B_n	B_{n-3}	B_{n-2}	B_{n-1}	$\hat{b}_{n-1}$	$\hat{b}_n$
0	0	0	0	0	1
0	0	0	0	1	0
1	0	0	0	0	0
1	0	0	0	1	1
0	0	0	1	0或1	0
1	0	0	1	0或1	1
0	0	1	0	0或1	1
1	0	1	0	0或1	0
0	0	1	1	0或1	0
1	0	1	1	0或1	1
0	1	0	0	1	0
1	1	0	0	1	1
0	1	0	1	0	1
1	1	0	1	0	0
0	1	1	0	0	1
1	1	1	0	0	0
0	1	1	1	1	0
1	1	1	1	1	1

注 — 在刚接通电源时可能存在其它状态,精心设计就可以避免这种情况。

表 6/G.761

码流 C 中不包含帧定位信号的 TS0 中比特 7 和 8 的用法

比 特 号	7	8	含 意
状 态	1	0	码流 A AIS
	0	1	码流 B AIS
	0	0	正常
	1	1	表明正在使用保护方案 (见 § 3.10)

2.6.3 *码流 A(相应的码流 B)的对端告警指示*

在发送侧,应将码流 A(B)的不包含帧定位信号的 TS0 的比特 3 转移到码流 C 的相应的 TS0 的比特 3(相应的 4)。

在接收侧,应将码流 C 的不包含帧定位信号的 TS0 的比特 3(相应的 4)转换到码流 A(相应的码流 B)的相应的 TS0 的比特 3。

2.6.4 *码流 C TS16 中的 AIS*

对于随路信令,这个指示意味着在发送侧已检测到与码流 C 的所有 60 路相关的信令信息的公共故障。"码流 C TS16 中的 AIS"是在 TS16 中作为"全 1"状态发送的。

2.6.5 *码流 A(相应的码流 B)TS16 中的 AIS*

对于随路信令,这个指示意味着在发送侧已检测到码流 A(相应的码流 B)的 30 路公共故障。

对于发送侧,适用下列情况:

当"码流 ATS16 中的 AIS"和"码流 BTS16 中的 AIS"同时出现时,就应当发送"码流 CTS16 中的 AIS"。当"码流 A(相应的码流 B)TS16 中的 AIS"出现,而"码流 B(相应的码流 A)TS16 中的 AIS"不出现时,则码流 B(相应的码流 A)的信令信息应照常传输,而码流 CTS16 中与码流 A(相应的码流 B)相关的信令比特应以"全 1"状态发送。此外,TS16 帧 0 中的比特 5(相应地为 8)应被置为 1,以指示"码流 A(相应的码流 B)TS16 中的 AIS"。

对于接收侧,适用下列情况:

如果连续两次检测到 TS16 帧 0 中的比特 5(相应地为 8)为 1 状态,将认为出现码流 A(相应的码流 B)TS16 中的 AIS。

如果连续两次检测到 TS16 帧 0 中的比特 5(相应地为 8)为 0 状态,将认为码流 A(相应的码流 B)TS16 中的 AIS 已中止。

2.6.6 *码流 A(相应的码流 B)TS16 中的对端告警*

对于随路信令,这个告警意味着已检测到相反传输方向的码流 A(相应地 B)的复帧失位。

应将码流 C 的 TS16 帧 0 中的比特 6(相应地为 7)置为 1 来发送这个与码流 A(相应的码流 B)相关的对端告警指示。

比特 6 和 7(码流 C 的 TS16 帧 0 的),同时出现 1 状态,表示与 60 路信令信息相关的对端告警。

3 60 路编码转换设备的其他特性

3.1 *接口 A 和 B*

两个接口 A 和 B 的电气特性遵照建议 G.703,§6。

3.2 *码流 A 和 B 的帧结构*

2048kbit/s 的码流 A 和 B 的帧结构由建议 G.704,§2.3 给出,时隙 0 的比特 1 用于 CRC 程序。检测帧定位和 CRC 复帧失位和复帧定位的恢复的对策,在建议 G.706 的 §4 给出。

如在 G.704,§5.1 中所指出,码流 A 和 B 的 TS16 如不用于信令,可以用来传输电话信号,提供两个分别命名为 31A 和 31B 的附加信道(见表 1/G.761)。

3.3 不含帧定位信号的时隙 0 的各比特的透明转移

编码转换设备应能提供下列两种方案，由个别的主管部门或由有关的几个主管部门共同协商在这两种方案之间作出选择：

a） 应分别使用码流 C 的不含帧定位信号的时隙 0 中的比特 5 和 6，在码流 C 中透明地传输码流 A 和 B 的不含帧定位信号的时隙 0 中的比特 4。

b） 应分别使用码流 C 的比特 5 和 6，以相应的方式传输比特 5。

3.4 码流 A 和 B TS16 中的复帧结构

当用于随路信令时，码流 A 和 B 的 TS16 按建议 G.704，§5.1.3 的规定构成复帧。建议 G.735 给出告警指示的定义和复帧失位及复帧定位恢复的判据。

3.5 绝对时延

由一对互连的编码转换设备（即 PCM 到 PCM）所引入的总绝对时延，对任何 32kbit/s 信道和任何透明地转移的 64kbit/s 信道，都应小于 500μs。

在随路信令的情况下，一对互连的编码转换设备（即 PCM 到 PCM）所引入的总时延，对任何信令信道，都应小于 3ms。

3.6 同步

3.6.1 发送侧

为了使设备可以插入准同步网或按降级条件运行的同步网中，在发送侧的 PCM 口 A 和 B 都应装有帧和复帧重新同步的设备，它按需要启动受控制的样值滑动（即样值重复或删除）。

发送侧应能被同步到下列信号之一：

— 与输入的 PCM 码流 A 相关的定时信号；

— 与输入的 PCM 码流 B 相关的定时信号；

— 与输入的码流 C 相关的定时信号；

— 外部的 2048kHz 定时信号（见建议 G.703，§10）。

如果同步失灵，相应措施是即时维护告警（见表 8/G.761）。

注 — 在同步用的输入信号故障的情况下就认为同步失灵（见表 8/G.761 注 1）。

3.6.2 接收侧

接收侧应能被同步到输入码流 C 相关的定时信号。

注 — 网络的组织应当使得在正常运行时避免受控的样值滑动。这样会导致需要使对端的 30 路 PCM 终端的发送侧同步到接收侧。在滑动不可避免的情况下，32kbit/s 信道和直接转移的 64kbit/s 信道都将受其影响。

3.7 抖动

在接口上的各项基本抖动要求包含在 §2.1 和 §3.1 的要求中。

当编码转换设备的发送侧被同步到输入 PCM 码流 A 或 B，并且码流 A 和 B 彼此同步时，则在输入口 A 和 B 之一或二者都存在幅度小于最大允许抖动的正弦抖动时（见图 2/G.823），就不应出现滑动。

各个信号口之间的抖动转移特性在研究中。

3.8 直接时隙转移

应能对编码转换器进行人工编程，使之将两个输入的 PCM 码流 A 和 B 的每一个中至少两个时隙透明地转移到码流 C 中。

在国内应用中有时需要每信道有两个以上的信令比特。在这种情况时，来自 PCM 码流 A 和 B 的时隙 16，应该分别转移到码流 C 的时隙 16 和 17，或从码流 C 的时隙 16 和 17 分别转移到 PCM 码流 A 和 B 的时隙 16。不需要按 § 2.5.1.1.3 作信令比特的特殊处理。

为了与建议 G.735 § 2 相兼容，每个 PCM 码流 A 和 B 中至少 TS6 和 TS22 应当是可转移的。这些时隙在码流 C 的帧中的位置如下：

— PCM 码流 A 的 TS6 转入码流 C 的 TS5；

— PCM 码流 B 的 TS6 转入码流 C 的 TS6；

— PCM 码流 A 的 TS22 转入码流 C 的 TS22；

— PCM 码流 B 的 TS22 转入码流 C 的 TS23。

在转入两个以上时隙的情况下，考虑了建议 G.735，§ 2 所给出的优先顺序，表 7/G.761 指出直到最大可能时隙数的配置情况。

如果 PCM 码流 A(相应的码流 B)的(n)个 64kbit/s 时隙经编码转换器透明地转移，则 PCM 码流 A(相应的码流 B)的传输容量将被限为(30－2n)路。

更确切地说，按照 § 2.2 中所给出的码流 C 的帧结构，则：

— 当 TS6 被透明转移时，同一个 PCM 码流中的信道 5 不能用；

— 当 TS22 被透明转移时，同一个 PCM 码流中的信道 21 不能用。

在直接转移的情况下，编码转换器将在 PCM 输出码流 A 和 B 的不可用的时隙恢复为相当于 A 律编码的幅度 1 的二进符号序列(见建议 G.712，§ 4.3)。

注 1 — 每个输入 PCM 码流透明地发送两个以上时隙的必要性在研究中。

注 2 — 对须透明传送的时隙的选择进行遥控的可能性在研究中。

注 3 — 在几个 64kbit/s 时隙直接转移的情况下，由编码转换器来保持八比特组字节序列的完整性。

3.9 不停业务监测

当 PCM 到 ADPCM 和(或)ADPCM 到 PCM 的处理功能被复用成 60 路时，应当提供对这些处理功能的不停业务监测。这种不停业务监测应当采用能够区分影响发送侧的和影响接收侧的故障的方式来实现。

因为没有 PCM(相应的 ADPCM)信号在 TS0 中传输，所以可以把测试信号插入到对应于 PCM 码流 A 和 B 的 TS0 的额外信道中的方法来实现这种监测。

3.10 对一个 *PCM* 码流 *A* 或 *B* 的保护

在已检测到编码转换器的数字处理部分或编码转换器的电源有故障时，作为一种可选用的方案，能够自动地或非自动地对一个 PCM 支流提供保护。在这种情况出现时，使指定的 PCM 码流 A 或 B，在两个传输方向上都应旁通过编码转换器而连接到传输链路，以取代正常的码流 C 信号。

码流 C 中不含帧定位信号的 TS0 的比特 7 和 8 三次连续同时出现状态 1 时被用来向对端的编码转换器指出：下游的编码转换器已倒换到保护模式。若选用的保护是自动提供的，则当倒换到保护状态或从中退出时两个编码转换器之间交换信息的方法在研究中。

注 1 — PCM 码流(A 或 B)中哪一个将被保护,在设备安装时选定。在传输链路的两端应当是一致的。

注 2 — 利用保护装置能使两个 2048kbit/s 接口形成级联。这时,在安装编码转换器时,必须保证编码转换器两侧的局内电缆在 1024kHz 的总衰减,不得超过连接到编码转换器的设备所允许的最大衰减。

注 3 — 在利用保护装置之前,应当验证要受保护的 PCM 码流中不含帧定位信号的 TS0 的比特 7 和 8 是处于空闲状态 1,如建议 G.704,§ 3.3.1.3 中所规定的。

3.11 故障状况与相应措施

3.11.1 无保护

不选用保护时,与码流 A、B 和 C 的帧相关的故障情况与相应措施列于表 8/G.761。

采用随路信令时,与码流 A、B 和 C 的复帧相关的故障情况与相应措施列于表 9/G.761。

3.11.2 有保护

在选用有保护的方案时,必须用表 8/G.761 和 9/G.761,但表 8/G.761 的"编码转换器失效"这一故障情况例外,这时必须用表 10/G.761 所列出的故障情况与相应措施,见图 2/G.761。

表 7/G.761

从码流 A 或 B 转移 64kbit/s 时隙到码流 C 的优先顺序

码流 A 中的时隙	码流 B 中的时隙	码流 C 中的时隙
6		5
	6	6
22		22
	22	23
14		13
	14	14
30		30
	30	31
2		1
	2	2
18		18
	18	19
10		9
	10	10
26		26
	26	27
4		3
	4	4
20		20
	20	21
12		11
	12	12
28		28
	28	29
8		7
	8	8
24		24
	24	25
17 (注 1)		15
	17 (注 1)	17 (注 2)

注 1 — 这个时隙不符合 G.735，§ 2 所给出的正常优先顺序。

注 2 — 当 PCM 码流采用每个信道有两个以上的信令比特的时隙 16 随路信令时，码流 C 的时隙 17 将不能用来直接转移码流 B 的时隙 17(见 § 2.5.1.2)

表 8/G.761

无保护时帧 A、B 和 C 的故障状况与相应措施

相应措施 / 故障状况	即时维护告警指示	不含帧定位信号的 TS0 比特 3 码流		码流 C 的不含帧定位信号的 TS0 比特		往码流 C 的 TS_{1-31} 中与码流 A 或 B 相关的位置填入码流		AIS 加到码流		AIS 加到码流	码流 C 的不含帧定位信号的 TS0	
		A	B	3	4	A（注 2）	B（注 3）	A	B	C	比特 7	比特 8
PCM 码流 A(注 1)	要（注 4）					11…11					1	
PCM 码流 B(注 1)	要（注 4）						11…11					1
PCM 码流 A 和 B（注 1）	要（注 4）									要		
码流 C(注 1)	要（注 4）							要	要			
码流 A TS0 比特 3 为 1（注 6）				1								
码流 B TS0 比特 3 为 1（注 6）					1							
码流 C TS0 比特 3 为 1（注 6）		1										
码流 C TS0 比特 4 为 1（注 6）			1									

表 8/G.761(续)

相应措施 / 故障状况	即时维护告警指示	不含帧定位信号的TS0比特3码流		码流C的不含帧定位信号的TS0比特		往码流C的TS_{1-31}中与码流A或B相关的位置填入码流		AIS加到码流		AIS加到码流	码流C的不含帧定位信号的TS0	
		A	B	3	4	A (注2)	B (注3)	A	B	C	比特7	比特8
码流C TS0比特7为1								要				
码流C TS0比特8为1									要			
编码转换器失效,发送侧(注5)	要									要		
编码转换器失效,接收侧(注5)	要							要	要			
电源故障	要							要(如果可能)	要(如果可能)	要(如果可能)		
发送侧失去同步	要											

注 1 — 与码流A、B和C有关的故障情况有:信号消失、帧失位、误码率超过10^{-3},如G.735,§4.1所规定的。

注 2 — 只是在与PCM码流A相关的各时隙和信令比特中(对32和64kbit/s信道都是如此)。

注 3 — 只是在与PCM码流B相关的各时隙和信令比特中(对32和64kbit/s信道都是如此)。

注 4 — 如在相应的端口上检测到AIS,则必须禁发即时维护告警指示。

注 5 — "编码转换器失效"故障情况由不停业务监测单元检测。如数字信号处理是在60路之间进行时分复用的话,编码转换器就装有这种单元。

注 6 — 这些故障不由编码转换器检测。这些指示透明通过编码转换器(见§2.6.3)。

表 9/G.761

复帧 A、B 和 C 的故障状况与相应措施

相应措施 / 故障状况	即时维护告警指示	TS16 帧 0 的比特 6		码流 C TS16 帧 0 比特		码流 C TS16 的帧 1-15 的比特		AIS TS16		AIS TS16	码流 C 的 TS16 帧 0	
		A	B	6	7	A (注 2)	B (注 3)	A	B	C	比特 5	比特 8
复帧 A(注 1)	要 (注 4)					1111					1	
复帧 B(注 1)	要 (注 4)						1111					1
复帧 A 和 B(注 1)	要 (注 4)									要		
复帧 C(注 1)	要 (注 4)							要	要			
码流 A TS16 帧 0 比特 6 为 1 (注 5)				1								
码流 B TS16 帧 0 比特 6 为 1 (注 5)					1							
码流 C TS16 帧 0 比特 6 为 1 (注 5)		1										
码流 C TS16 帧 0 比特 7 为 1 (注 5)			1									
码流 C TS16 帧 0 比特 5 为 1								要				
码流 C TS16 帧 0 比特 8 为 1									要			

注 1 — 与这三个复帧有关的故障情况是复帧失位。

注 2 — 只是在与 PCM 码流 A 有关的信令比特中。按 § 2.5.1.1.3 和表 4/G.761 和 5/G.761,处理 1111…比特。

注 3 — 只是在与 PCM 码流 B 有关的信令比特中。按 § 2.5.1.1.3 和表 4/G.761 和 5/G.761,处理 1111…比特。

注 4 — 如果在相应的端口上已检测到 TS16 中的 AIS,则必须禁发即时维护告警指示。

注 5 — 这些故障情况不由编码转换器检测。这些指示透明通过编码转换器(见 § 2.6.6)。

表 10/G.761

选用保护方案时的故障状况与相应措施

相应措施 / 故障状况	倒换到保护状态		在未保护的 PCM 码流中的 AIS	
	在(1)	在(2)	在(1)	在(2)
编码转换器(1)有故障	要		要 (如可行)	要
(1)的电源故障	要		要 (如可行)	要
从(1)到(2)的码流 C 的 TS0 比特 7 和 8 为状态 1		要		要

注 — 编码转换器(1)和(2)的编号情况如图 2/G.761 所示。

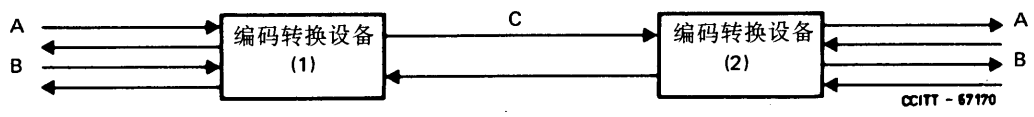


图 2/G.761

在点对点的链路中两个编码转换的用法

建　议　G.762

48 路编码转换设备的一般特性

(1988 年订于墨尔本)

1　一般特性

48 路编码转换设备提供两个 24 路 1544kbit/s PCM 码流和一个 48 路 1544kbit/s ADPCM 码流之间的变换。在 24 路 1544kbit/s 码流中,按建议 G.711 规定的 PCMμ 律将音频信号按 64kbit/s 编码。在 48 路 1544kbit/s 码流中,按建议 G.721 规定的 ADPCM 编码律将音频信号按 32kbit/s 编码。

图 1/G.762 表示三个不同的信号口 X,Y 和 Z 所用的名称。

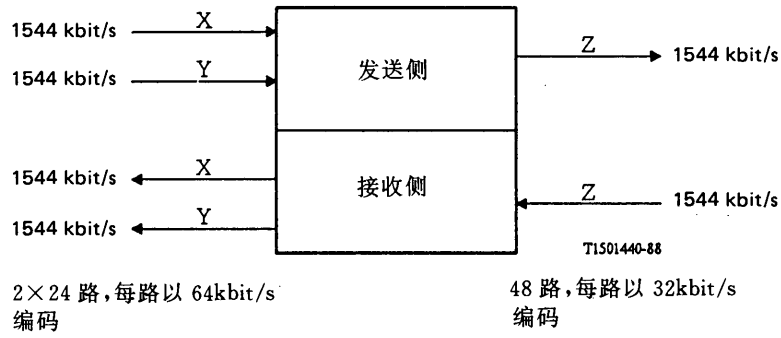


图 1/G.762

48 路编码转换设备的端口

与 Z 口相关的 1544kbit/s 码流可划分为四个独立的 384kbit/s 组,称之为时隙群。每个 384kbit/s 时隙群由十二个 32kbit/s 时隙构成,可用来传送最多 12 个音频通路或 11 个音频通路和它们的随路 a—b—c—d 信令信息。所以,与 Z 口相关的 1544kbit/s 码流的最大信道容量是在 44 个和 48 个音频通路之间。

注 1 — 主管部门应考虑在建议 G.721 中给出的关于 32kbit/s ADPCM 的使用和传输性能的导则。

注 2 — 应当注意本建议叙述的编码转换设备透明传送 64kbit/s 数据通路的能力有限而这是在规划可能发展到 ISDN 的网络时应当考虑的(参见 § 4.4)。

本建议分成三个部分:

— 第 2 节的内容是与 Z 口有关的接口要求。

— 第 3 节的内容是与 X 和 Y 口有关的接口要求。

— 第 4 节的内容是专门为实现 48 路编码转换设备的要求。

2 以 32kbit/s 和/或 64kbit/s 时隙组成的 1544kbit/s 信号

2.1 接口 *Z*

1544kbit/s 接口的电特性要与建议 G.703 的 § 2 一致。

2.2 帧结构

2.2.1 *1544kbit/s* 帧结构

参考建议 G.704 的 § 3.2.1 关于帧结构和分支信道时隙的使用。

2.2.2 *384kbit/s* 帧结构

参考建议 G.704 的 § 3.2.3 关于 384kbit/s 的帧结构。

2.3 帧失位和复帧失位及帧定位和复帧定位的恢复

2.3.1 *1544kbit/s* 帧失位和复帧失位及帧定位和复帧定位的恢复

Z 口的帧定位和复帧定位信号丢失和恢复的判据要与建议 G.706 的 § 2.1 关于 24 帧复帧和 12 帧复帧的规定一致。

2.3.2 Δ 信道复帧失位和复帧定位的恢复

信令群信道复帧定位信号丢失和恢复的判据要与建议 G.704 的 § 3.2.6 一致。

2.4 信令

参考建议 G.704 的 § 3.2.4 关于 384kbit/s 码流中的信令。

3 X 和 Y 口的特性

3.1 *X* 和 *Y* 接口

1544kbit/s 接口的电特性要与建议 G.703 的 § 2 一致。

3.2 帧结构

参考建议 G.704 的 § 2.1 关于帧结构和分支信道时隙的使用。

3.3 1544kbit/s 帧失位和复帧失位及帧定位和复帧定位的恢复

X 和 Y 口的帧定位和复帧定位信号的丢失和恢复的判据要与建议 G.706 的 § 2.1 关于 24 帧复帧和 12 帧复帧的规定一致。

3.4 信令

参见建议 G.704 的 § 3.1.3 和下述的 § 4.3。

4 48路编码转换设备的其他特性

4.1 48路帧结构

在X和Y码流，每个均传送24个音频信号和没有随路信令信息的情况下，Z码流将传送全部48路。表1/G.762表明X和Y码流中64kbit/s PCM信道和Z码流中32kbit/s ADPCM信道之间的对应关系。时隙1－12对应于从PCM码流X来的用4比特编码的通路1－12。时隙13－24对应于从PCM码流X来的用4比特编码的通路13－24。时隙25－36对应于从PCM码流Y来的用4比特编码的通路1－12。时隙37－48对应于从PCM码流Y来的用4比特编码的通路13－24。

表1/G.762

在Z码流中最多48个32kbit/s通路的1544kbit/s帧结构

Z码流的4比特时隙	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	时隙群1
X码流的8比特信道	1X	2X	3X	4X	5X	6X	7X	8X	9X	10X	11X	12X或SGC	
Z码流的4比特时隙	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	时隙群2
X码流的8比特信道	13X	14X	15X	16X	17X	18X	19X	20X	21X	22X	23X	24X或SGC	
Z码流的4比特时隙	25	26	27	28	29	30	31	32	33	34	35	36	时隙群3
Y码流的8比特信道	1Y	2Y	3Y	4Y	5Y	6Y	7Y	8Y	9Y	10Y	11Y	12Y或SGC	
Z码流的4比特时隙	37	38	39	40	41	42	43	44	45	46	47	48	时隙群4
Y码流的8比特信道	13Y	14Y	15Y	16Y	17Y	18Y	19Y	20Y	21Y	22Y	23Y	24Y或SGC	

时隙群1～4的信令群信道当在Z码流中出现时，它分别占据时隙12，24，36和48，如表2/G.762所示。对于用信令群信道配置的与X码流（或Y码流）有关的每个时隙群，X码流（或Y码流）的信道容量就减少一路。在每个时隙群的基础上做出包括信令群信道的时隙群格式的选择，而与X或Y码流有关的其他时隙无关。

表 2/G.762

在时隙群中有信令群信道时，码流 X 和 Y 中不用的信道

信令群信道出现	码流 X 和 Y 中不用的信道
时隙群 1	码流 X 中信道 12
时隙群 2	码流 X 中信道 24
时隙群 3	码流 Y 中信道 12
时隙群 4	码流 Y 中信道 24

4.1.1　不用的信道

如 § 4.1 所述，在时隙群中信令群信道的出现使 X 码流或 Y 码流中须配置指定的信道作为不用的信道。

在 X 和 Y 码流的接收侧的不用信道的数据和信令比特要加以调整，以使与下游设备兼容。

对在 X 和 Y 码流发送侧的不用信道不作处理。

4.2　*1544kbit/s 复帧格式的选择*

X，Y 或 Z 口选用 24 帧还是 12 帧的复帧格式与其他口所选用的复帧格式没有关系。

4.3　信令

4.3.1　共路信令

在 X 或 Y 码流中用来传送共路信令信息的信道将不经历编码转换功能。信令信道将以 64kbit/s 速率在 Z 码流中透明传输，就象 § 4.4 对 X 和 Y 码流来的其他信道进行的处理那样。

4.3.2　随路信令

参见表 1/G.762 和表 7/G.704 关于 X 和 Y 码流与 Z 码流中信令群信道之间随路信令 a－b－c－d 比特的相互联系。

4.4　直接时隙转移

应当可以从 X 和 Y 码流选出 64kbit/s 信道并透明地通到 Z 码流。此外，在 Z 码流中每个时隙群应当至少有一个 64kbit/s 信道可以直通。

从 X 和 Y 码流中选择要直接转移的时隙的优先次序和它们在 Z 码流中所处的位置有待进一步研究。

4.4.1　*在 64kbit/s 直通时隙中的随路信令*

对于以 64kbit/s 透明直通的信道，编码转换器应使随路信令比特能选择是重新插入还是不重新插入到码流 X 和 Y 的接收侧。

4.4.2　不用的信道的调整

当来自 X 码流（或 Y 码流）的 64kbit/s 信道被透明地转移到 Z 码流时，PCM 码流 X（或 Y）的传输容量减少。在 X 码流（或 Y 码流）中的不用的信道应按 § 4.1.1 所述的那样进行调整。

4.5 信令群信道告警指示

在信令群信道帧定位信号丢失时(如建议 G.704 的 § 3.2.6),对于受影响的信道,在帧定位恢复之前,应禁止接收侧码流 X 和 Y 的随路信令比特更新。

在信令群信道复帧定位信号丢失 2 到 3 秒后,宣告时隙群告警。

如已表明信令群信道复帧定位(如建议 G.704 的 § 3.2.6),将能够使接收侧 X 和 Y 码流的随路信令比特进行更新。

在信令群信道复帧定位重新获得 10 到 20 秒后,解除时隙告警。

当本端处于时隙群告警时,在发送侧使 M_1 置为"1",发送时隙群告警给对端。在 M_1 置位 335 到 1000ms 后,在接收侧,宣告对端时隙群告警。当 M_1 复位 20 到 1000ms 后,解除对端时隙群告警。

在发送侧,M_2 用来指示在 X 口(时隙群 1 或 2)或 Y 口(时隙群 3 或 4)1544kbit/s 告警或者接收到 1544kbit/s AIS。当 M_2 置位 335 到 1000ms 后,在接收侧,宣告信令群信道 AIS 告警。在 M_2 复位 20 到 1000ms 后,解除信令群信道 AIS。

在发送侧,M_3 用来指示在 X 口(时隙群 1 或 2)或 Y 口(时隙群 3 或 4)接收到对端 1544kbit/s 告警。在 M_3 置位 335 到 1000ms 后,在接收侧宣告对端信令群信道 AIS 告警。在 M_3 复位 20 到 1000ms 后,解除信令群信道对端 AIS 告警。

4.6 故障状况和相应措施

4.6.1 和 Z 码流相关的 1544kbit/s 故障状况

在表 3/G.762 中摘要列出与接收侧 Z 码流有关的 1544kbit/s 故障状况

编码转换器应当检测到下列与 Z 码流有关的 1544kbit/s 故障:

i) 1544kbit/s 输入信号消失;

ii) 1544kbit/s 帧失位;

iii) 接收到 1544kbit/s 告警指示信号(AIS);

iv) 接收到来自对端的 1544kbit/s 告警指示。

4.6.2 与 Z 码流有关的相应措施

在检测出 Z 码流中 1544kbit/s 故障状况后,应采取符合建议 G.733 的 § 3.2 的适当措施。另外,将采取如表 3/G.762 指出的下列相应措施:

i) 在接收侧 Z 口,宣告 1544kbit/s 告警;

ii) 按建议 G.733 的 § 4.2.4,在发送侧 Z 口发 1544kbit/s 告警指示给对端;

iii) 在接收侧的 X 和 Y 码流发送 1544kbit/s 告警指示信号(AIS),AIS 由所有信道内包括定帧比特为全"1"的信号组成;

iv) 在接收侧 Z 口,宣告 1544kbit/s AIS;

v) 在接收侧 Z 口,宣告对端 1544kbit/s 告警;

vi) 按照建议 G.733 的 § 4.2.4,发送 1544kbit/s 告警给接收侧码流 X 和 Y 的对端。

表 3/G.762

与 Z 码流相关的 1544kbit/s 故障状况和相应措施

相应措施 / 故障状况	在 Z 口宣告 1544kbit/s 告警	在 Z 口发送 1544kbit/s 告警指示给对端	在 X 和 Y 口发送 1544kbit/s AIS	在 Z 口宣告 1544kbit/s AIS	在 Z 口宣告对端 1544kbit/s 告警	在 X 和 Y 口发送 1544kbit/s 告警指示给对端
1544kbit/s 输入信号消失	要	要	要			
1544kbit/s 帧定位丢失	要	要	要			
收到 1544kbit/s AIS		要	要	要		
收到来自对端 1544kbit/s 告警指示					要	要

4.6.3 与信令群信道相关的故障状况

表 4/G.762 摘要列出与接收侧 Z 码流有关的信令群信道故障状况和相应措施。

编码转换设备应检测到下列与 Z 码流有关的信令群信道故障：

i) 在与 X 口有关的一个时隙群或与 Y 口有关的一个时隙群中信令群信道复帧失位；

ii) 在与 X 口有关的两个时隙群或与 Y 口有关的两个时隙群中信令群信道复帧失位；

iii) 接收到来自对端的与 X 口有关的一个时隙群或与 Y 口有关的一个时隙群的对端时隙群告警指示(M_1)；

iv) 接收到来自对端的与 X 口有关的两个时隙群或与 Y 口有关的两个时隙群的对端时隙群告警指示(M_1)；

v) 接收到来自对端的与 X 口有关的一个时隙群或与 Y 口有关的一个时隙群的信令群信道 AIS(M_2)；

vi) 接收到来自对端的与 X 口有关的两个时隙群或与 Y 口有关的两个时隙群的信令群信道 AIS(M_2)；

vii) 接收到来自对端的与 X 口有关的一个时隙群或与 Y 口有关的一个时隙群的对端信令群信道 AIS(M_3)；

viii) 接收到来自对端的与 X 口有关的两个时隙群或与 Y 口有关的两个时隙群的对端信令群信道 AIS(M_3)。

4.6.4 与信令群信道有关的相应措施

在检测出 Z 码流中信令群信道的故障后，将采取如表 4/G.762 所示的下列相应措施：

i) 在有关的时隙群宣告时隙群告警；

ii) 通过在受影响的信令群信道中强制 M_1 比特置为“1”，发送时隙群告警指示给对端；

iii) 调整接收侧 X 或 Y 码流中受影响信道的数据，提供与下游设备兼容的信号；

iv) 调整接收侧 X 或 Y 码流中受影响信道的随路信令比特，提供与下游设备兼容的信号。对于大多数类型信令的例子是通用中继调整：应当把信令比特强置为空闲状态 2 到 3 秒，然后调整到模仿信道占用状态；

v) 在接收侧的 X 码流（对于时隙群 1 和 2）或 Y 码流（对于时隙群 3 和 4）发送 1544kbit/s AIS；AIS 由所有信道内包括帧比特均为全“1”的信号组成。

vi) 宣告相关时隙群的对端时隙群告警状态，表示在受影响信令群信道的 M_1 比特中接收到对端时隙群告警指示；

vii) 发送 1544kbit/s 告警指示给接收侧的 X 码流（对于时隙群 1 和 2）和 Y 码流（对于时隙群 3 和 4）的对端；

viii) 宣告有关时隙群的信令群信道 AIS 状态，表示在受影响的群信令群信道的 M_2 比特中收到信令群信道的 AIS 指示；

ix) 宣告有关时隙群的对端信令群信道 AIS 状态，表示在受影响的信令群信道的 M_3 比特中收到对端信令群信道 AIS。

4.6.5 与 *X* 和 *Y* 码流有关的故障状况

表 5/G.762 摘要列出与 X 和 Y 码流的帧有关的故障状况和相应措施。

编码转换设备应检测到下列与 X 和 Y 码流有关的故障：

i) 1544kbit/s 输入信号丢失；

ii) 1544kbit/s 帧失位；

iii) 接收到来自对端的 1544kbit/s AIS；

iv) 接收到来自对端的 1544kbit/s 告警指示。

4.6.6 与 *X* 和 *Y* 码流有关的相应措施

在检测出与 X 和 Y 码流有关的故障之后，应采取列于表 5/G.762 中的下列相应措施：

i) 宣告发送侧 X 或 Y 口 1544kbit/s 告警；

ii) 按建议 G.733 的 §4.2.4，发送 1544kbit/s 告警指示给接收侧 X 和 Y 码流的对端；

iii) 通过强置受影响的信令群信道内 M_2 比特为“1”，发送信令群信道 AIS 给对端；

iv) 调整发送侧 Z 码流中受影响信道，在所有信道内提供与下游设备兼容的信号；

v) 宣告发送侧 X 或 Y 口 1544kbit/s AIS；

vi) 宣告在发送侧 X 或 Y 口的对端 1544kbit/s 告警；

vii) 通过强制受影响信令群信道中 M_3 比特置“1”，发送信令群信道 AIS 给对端。

表 4/G.762

与 Z 码流相关的信令群信道故障状况及相应措施

相应措施 / 故障状况	宣告时隙群告警	发送时隙群告警指示给对端	调整 X 或 Y 中受影响的信道	调整 X 或 Y 中受影响的信道内的信令	发送 X 或 Y 的 1544kbit/s AIS	宣告对端时隙群告警	发送 X 或 Y 的 1544kbit/s 告警指示给对端	宣告信令群信道 AIS	宣告对端信令群信道 AIS
信令群信道复帧失位（单时隙群）	要	要	要	要					
信令群信道复帧失位（双时隙群）	要	要			要				
收到对端时隙群告警指示（单时隙群）			要	要		要			
收到对端时隙群告警指示（双时隙群）						要	要		

表 4/G.762(续)

相应措施 / 故障状况	宣告时隙群告警	发送时隙群告警指示给对端	调整 X 或 Y 中受影响的信道	调整 X 或 Y 中受影响的信道内的信令	发送 X 或 Y 的 1544kbit/s AIS	宣告对端时隙群告警	发送 X 或 Y 的 1544kbit/s 告警指示给对端	宣告信令群信道 AIS	宣告对端信令群信道 AIS
收到信令群信道 AIS (单时隙群)			要	要				要	
收到信令群信道 AIS (双时隙群对)					要			要	
收到对端信令群信道 AIS (单时隙群)			要	要					要
收到对端信令群信道 AIS (双时隙群)							要		要

表 5/G.762

与 X 码流和 Y 码流有关的 1544kbit/s 故障状况和相应措施

故障状况 \ 相应措施	宣告 1544kbit/s 告警	发送 1544kbit/s 告警指示给对端	发送信令群信道 AIS	调整 Z 码流中受影响的信道	宣告 1544kbit/s AIS	宣告对端 1544kbit/s 告警	发送信令群信道 AIS 指示给对端
1544kbit/s 输入信号丢失	要	要	要	要			
1544kbit/s 帧失位	要	要	要	要			
收到 1544kbit/s AIS		要	要	要	要		
收到对端 1544kbit/s 告警						要	要

4.7　同步

应当能够将 X、Y 和 Z 口输出的数字流同时与下列的任何一个信号同步：

— 与输入 PCM X 码流相关的定时信号；
— 与输入 PCM Y 码流相关的定时信号；
— 与输入 Z 码流相关的定时信号；
— 内部的 1544kbit/s 定时信号。

4.8　绝对时延

由单个编码转换器在任一方向(PCM 到 ADPCM 或 ADPCM 到 PCM)引入的总的绝对时延，对于 48 路中任何一路均不应大于 750 微秒。

当 64kbit/s 信号经一个编码转换器透明转移时，在任一方向引入的绝对时延不应大于 750 微秒。对于相邻的 64kbit/s 信道应保持帧的完整性(即等延迟)。

在随路信令时，由一个编码转换器引入的总时延不应大于 5.0 毫秒。

4.9　抖动

待研究。

建　议　G.763

使用 32kbit/s ADPCM 和数字话音插空的数字电路倍增设备

(1988 年订于墨尔本)

1　总则

1.1　目的

本建议的意图是介绍数字电路倍增设备和系统，并作为数字电路倍增设备(DCME)和数字电路倍增系统(DCMS)技术规范的基础文件。

给出了主要的设备，接口条件和总的性能要求。关于全面的兼容性和互通性要求尚待研究(见本卷末尾的增补 No. 31)。

1.2　特质

数字电路倍增设备(DCME)是用来扩大在几个国际交换中心(ISC)之间运行的数字传输系统容量的一种手段。DCME 具有下列全部特质：

— 数字语音插空(DSI)；
— 低比特率编码(LRE)；
— 与接口有关联的动态负载控制(DLC)安排；
— 提供承担下列各类业务要求的能力：
　i)　语音；
　ii)　3.1kHz 音频(数据和语音)；

iii) 不受限制的(透明的)64kbit/s;

iv) 语音/不受限制的 64kbit/s 的轮换。

两个 DCME 之间的链路通常是一条要求高效的业务量传送能力的链路,例如长途链路。

1.3 应用

本建议适用于拟给国际数字电路使用,而又不限于这样使用的数字电路倍增设备的设计。在设计细节方面允许有自由度,这些设计细节不属于本建议的范畴(见注)。

注 — 尚须充分考虑的几个附加事项,包括对下列技术的评价:

— 过载时(为避免限幅)瞬时 2 比特语音编码和话带数据率鉴别(在 32kbit/s 的情况下只允许须编码的速率小于或等于 4800bit/s 以及提高承载信道的效率)。

— 静寂消除技术(允许在半双工话带数据通信的非激活期间节约承载信道的容量)。

2 关于数字电路倍增设备的定义

2.1 数字电路倍增设备(*DCME*)

它是一种能将许多 64kbit/s PCM 编码的输入中继信道集中到少数的传输信道上(参见 § 2.7)的设备的总称。

2.2 数字电路倍增系统(*DCMS*)

由两个或更多的 DCME 终端组成的电信网络,每个 DCME 终端包含发送单元和接收单元。

2.3 低比特率编码(*LRE*)

一种话带信号编码的方法,例如,自适应差分脉冲编码调制(ADPCM),这种编码调制的比特率小于 64kbit/s,例如 40kbit/s,32kbit/s 或 24kbit/s。

注 — 以 64kbit/s PCM 编码和以 ADPCM 编码的语音信号之间的变换必须按建议 G.721 和 G.723 规定的编码转换处理完成。

2.4 可变比特率(*VBR*)

在 DCME 的控制下,编码算法对于语音业务在 32kbit/s 和 24kbit/s 之间动态转换的能力。

2.5 数字语音插空(*DSI*)

用在 DCME 发送单元,仅在中继信道确实处于激活状态时,以致使中继信道(见 § 2.8)连接到承载信道(见 § 2.7)的一种处理。开发中继信道的语音活动性系数(见 § 2.14)概率小于 1.0,使得许多中继信道来的业务量被集中,并用较少数量的时分承载信道来传送。因而,由承载信道传送的信号表现为来自许多不同中继信道的语音信号的交错脉冲串。

注 — 在 DCME 的接收单元需要一个与 DSI 互补的处理,也就是将交错的脉冲串分派给与之相应的中继信道。

2.6 *DCME* 帧

时间间隔是由控制信道中《专门的码语》来标识它的开始。DCME 帧不必与 CCITT 建议 G.704 规定的复帧一致。DCME 帧格式规格包括信道边界和比特位置的含义。

2.7 传输信道

DCME 帧内的 64kbit/s 时隙。

2.8　承载信道(*BC*)

承载信道是单向的、数字的，从一个 DCME 的发送单元到有关联的第二个 DCME 接收单元的传输通道，用来在两个 DCME 之间传送集中了的业务量。

注 1 — 在每个传输方向的许多承载信道构成两个 DCME 之间需要的双向链路，这种链路可能是，例如，一个 2048kbit/s 系统。

注 2 — 承载信道可能具有下列瞬时比特率中的任何一种：24，32，40 和 64kbit/s。

2.9　中继信道(*TC*)

用来传送业务量的、单向的、数字传输通道(通常是短距离的)，它将 DCME 连接到别的设备，例如，国际交换中心(ISC)。四线电话电路需要两个这样的中继信道(发送和接收)来构成一个中继电路。

注 1 — 由中继信道传送的信号将以 64kbit/s 的比特率发送。

注 2 — 在 DCME 和，例如 ISC 之间，每个传输方向都需要许多中继信道。这些中继信道可以用若干个 1544 或 2048kbit/s 的系统来承担。

2.10　分配消息

确定中继信道和承载信道要求互连的消息。

2.11　分配图

保存在 DCME 的存储器内关于中继信道和承载信道之间要求互连的记录。这个记录将根据对 DCME 的业务量需要，动态地实时地更新。

2.12　控制信道

从一个 DCME 的发送单元到一个或更多有关联的 DCME 的接收单元的单向传输通道，主要是用来传送信道分配消息。另外，控制信道也发送其它的：诸如空闲噪声电平、动态负载控制和告警消息等。

注 — "控制信道"的另一个名字是"分配信道"。

2.13　总的活动性

时间活动信号及其相应的悬挂时间和前端时延占用中继信道的时间与总测量时间之比，按测量所包括的中继信道的总数求平均值。

2.14　语音活动性系数

语音信号及其相应的悬挂时间和前端时延占用中继信道的时间与总测量时间之比，按传送语音的中继信道的总数求平均值。

2.15　话带数据率

传送话带数据信号的中继信道数与中继信道总数之比，按固定的时间间隔求平均值。

2.16　*64kbit/s* 非受限的数字数据率

传送 64kbit/s 非受限的数字数据信号的中继信道数与中继信道总数之比，按固定的时间间隔求平均值。

2.17 *DCME* 过载(模式)

当瞬时激活的传送语音的输入中继信道数目超过可利用插空的 32kbit/s 信道数目时的状态。

2.18 过载信道

为最低限度减小或消除 DSI 竞争性限幅使用可变比特率(VBR)编码而产生的附加承载信道容量。

2.19 每样值的平均比特数

对规定的插空信道库内全体激活的插空承载信道,按规定的时间窗进行计算的每个样值编码比特的平均数。在这种计算中,只包括传送语音的承载信道。

2.20 传输过载

当每样值平均比特数超过根据语音质量要求设定值时的状态。

2.21 冻结

由于缺乏可用的传输容量,当中继信道激活却不能立即指配到承载信道时的状态。

2.22 冻结因子(*FOF*)

各个信道经历冻结状态的总时间与激活间隔及其相应的悬挂时间和前端时延的总时间之比,对所有的中继信道来说在固定的时间间隔内例如一分钟内计算。

2.23 插空增益(*IG*)

利用 DSI 获得的中继信道倍增率。IG 是中继信道数与 DCME 承载信道数之比,在这里对于中继和承载信道都采用相同的信号编码率。可获得的增益取决于总的活动性和系统大小。

2.24 编码转换增益(*TIG*)

利用 LRE 获得的传输信道倍增率,LRE 有效地产生出许多低比特率编码的承载信道,它多于可用的传输信道数。当只采用符合建议 G.721(即 32kbit/s ADPCM)的编码转换处理时,TG 将等于 2。在不采用编码转换时,TG 将等于 1。当产生了过载信道时,TG 将大于 2。

2.25 *DCME* 增益(*DCMG*)

中继信道传输倍增率,它是由应用 DCME,包括 LRE 和 DSI 获得的,因而,DCMG=TG·IG。

2.26 群

与一组中继信道相关联的一组承载信道,它们在操作和控制方面与别的承载信道无关。该组中继信道直接通到单一的目的地。

注 — 群的另一个名称是“束”。

2.27 多群模式

DCME 的一种工作模式,在这种模式中使用一个以上的群,每个群与一个不同的目的地相联系。

2.28　多目的地模式

DCME 的一种工作模式，其中两个以上的相应的 DCME 之间同时进行业务量交换，对于有业务量在可用的承载信道库内的所有目的地，中继信道的业务量在这个信道库上插空。发送中继信道被指定到对应地点的接收中继信道。

3　指导

3.1　数字电路倍增系统(*DCMS*)的用途

DCMS 利用数字语音插空(DSI)和低比特率编码(LRE)技术的组合提供了一种降低长距离传输成本的手段。

DSI 用来将许多输入信道(通常称为中继信道)集中于较少数的输出信道(通常称为承载信道)。完成这种集中的办法是仅在中继信道激活期间，即正在传送语音或话带数据的脉冲串期间，才将中继信道连到承载信道。因为一个传输方向的平均谈话处于激活的时间只有 30%至 40%，如果中继信道数量大，语音的统计和静寂的分布将允许使用数量少许多的承载信道(承载信道库)。在终端之间还必须传送控制信息，以保证每端承载信道和中继信道的分配能保持同步。

LRE 采用数字滤波技术来建立编码器和解码器的波形估值。因为语音的实际信息率比信道奈奎斯特率低许多，在 LRE 编码器和解码器之间使用的链路工作速率主要取决于模块的质量和可允许的传输劣化量。CCITT 已在建议 G.721 和 G.723 中将被称为 ADPCM 的一类 LRE 标准化，并粗略的说明了它的性能特征。

使用 DCMS 的最简单方式是单一目的地模式，如图 1/G.763。这种模式对于最大量的路由运用是最经济的。对于较少路由有两个方案：

— 多群模式工作；

— 多目的地模式工作。

多群模式工作，见图 2/G.763，将承载信道分成许多组或“群”每个“群”和不同的路由相关联。群之间有固定的边界，中继/承载信道的分配通常由在它们所属的群内的控制信道传送。这样就限制了接收信道动态地被处理到包含在所希望的群内；用简单的静态数字开关而无须查询分配信息就可以完成所希望的群的选择。在多群 DCMS 中使用 2048kbit/s 承载系统，在路由超过三个时，DSI 的统计结果未必满意。

多目的地模式工作，见图 3/G.763，允许任何一个承载信道与许多不同路由中的任何一个路由的任一中继信道相关联。在承载信道上不存在孤立的路由，因而在接收端不可能不经查询分配信息就选择所希望的信道。多目的地模式对于经由卫星的稀少路由是经济的，但是，实际上的困难限制了单个 DCMS 所希望有的路由数量。

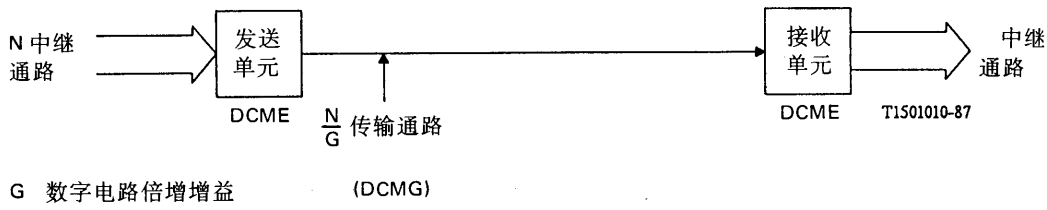


图 1/G.763

点对点模式(只表示出一个方向)

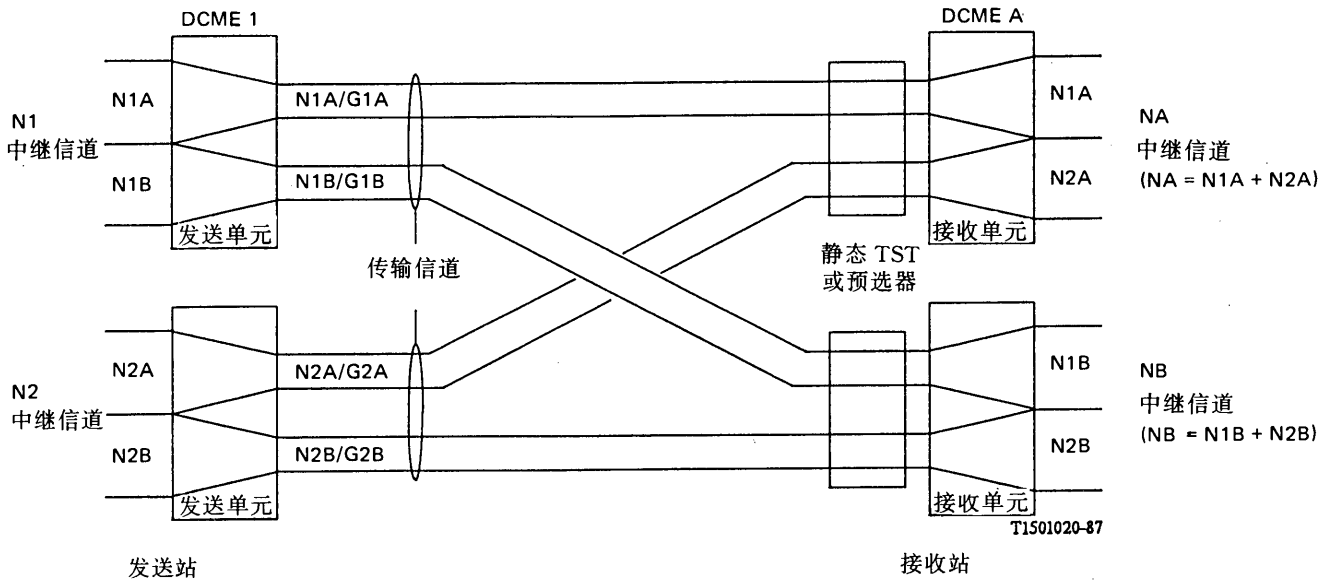
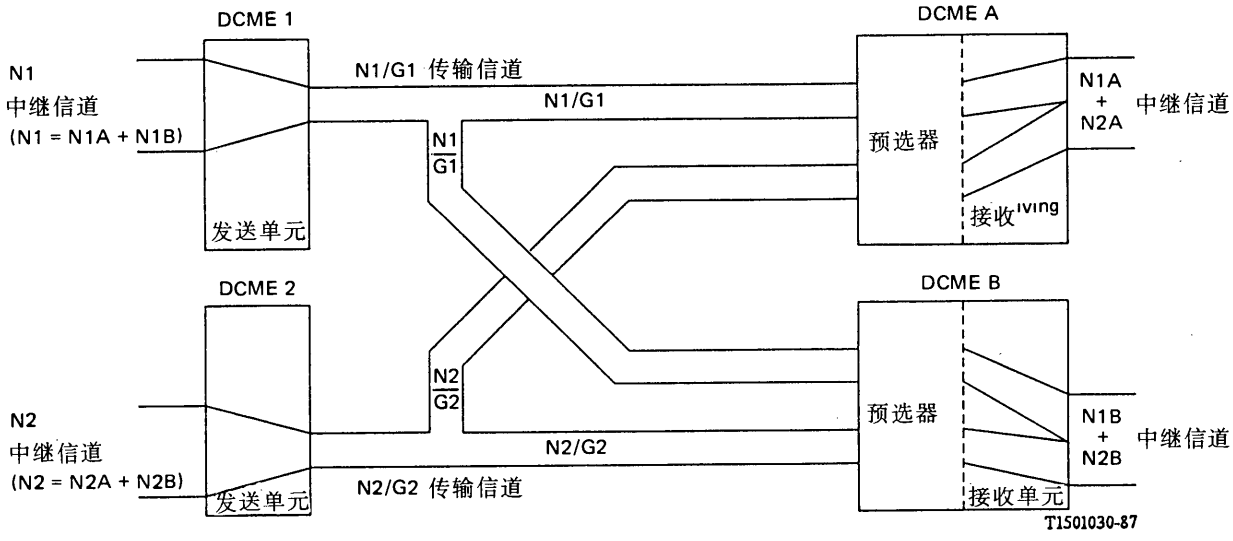


图 2/G.763

多群模式(只表示一个方向)



3/G.763

多目的地模式(只表示出一个方向)

3.2 装设位置

DCME 的装设位置与其用途有关。用于单一终点模式或多群模式的设备，其装设位置无明显限制，通常可以装置在：

— 国际交换中心(ISC)；
— 地球站；
— 电缆终端接头处。

用于多群模式的设备，典型地装设在 ISC，这样可使 DCME 的效益扩大遍及国内段。

用于多目的地模式的设备，典型地装设在地球站或电缆终端接头处。这样做的理由是：在多群模式中，在 DCME 终端的接收承载信道数大致等于发送承载信道数；在多目的地模式中，在 DCME 终端的接收承载信道数是目的地数乘以发送承载信道数。容许在 ISC 装设多目的地的 DCME 而在地球站与 ISC 之间提供足够的传输容量，因而可能是不经济的。

3.3 传输要求

DCMS 通常需要传送任何可以在平常的一般电话交换网(GSTN)的连接中传送的业务量，它包括采用 CCITT V 系列建议 GSTN 调制解调器的话带数据，按建议 T.4 和 T.30 并采用 CCITT V.29 建议调制解调器的传真呼叫。另外，还必须传送在 ISDN 中的 64kbit/s 非受限的按需建立的数字数据和交替的语音/非受限的 64kbit/s 承载业务。

DCMS 的设计主要是使语音传输的效率最高。在使用话带数据，特别是高比特率的话带数据，存在一些问题。这些问题主要是由于 32kbit/s ADPCM 编码话带数据波形存在困难。

3.4 *DCME 增益(DCMG)*

DCME 的增益是通过应用包括 LRE 和 DSI 的 DCME(按某种水平的承载信道活动性所规定的语音质量)获得的输入中继信道传输倍增率。可用的最大增益取决于：

— 中继信道数；
— 承载信道数；
— 中继信道占用时间；
— 语音活动性；
— 话带数据业务量；
— 半双工对全双工话带数据的比例；
— 信令型式；
— 64kbit/s 业务量；
— 可接受的最低语音质量；
— 动态负载控制门限。

这些因素中最重要的是 64kbit/s 数字数据业务量的百分比。这是因为传送 64kbit/s 业务量的中继信道需要从可用于 DSI 处理的信道库内去掉两个 32kbit/s 承载信道。

话带数据的百分比取决于路由，有代表性的数字是在 5%和 30%之间变化。对于某个路由，取决于一天中不同的时刻，其变化超过 2：1，且其峰值对语音和话带数据可能一致也可能不一致，这是不足为奇的。

路由上所用的信令系统的型式对增益影响很大。连续强制的信令系统使信道在不希望的长时期内保持激活。在 R2 信令系统的数字信令经 DCMS 用于卫星时，信道可能保持激活 5 到 14 秒(R2 信令系统还需要用于线路信令的容量)。

测得的语音活动性取决于活动性检测器的特性。通常假定为35%到40%。在非路由忙时，业务量占用中继信道将比路由忙时少。结果，在非路由忙时使活动性检测器测量到的活动性降低到27%，而在路由忙时接近语音活动系数，即约为40%。

语音质量受两个主要因素的制约：LRE的编码率和在新的激活中继信道等待连接到承载信道的时间里语音的丢失量。如果有许许多多的新的激活中继信道在竞争，语音脉冲串的起首就比相对较少的中继信道激活时更有可能被"限幅"或"冻结"。

在带有外部回声控制装置的网络中，DCME的语音质量会受到由回声控制装置引入的限幅和可能的噪声对比效应的影响。实际上，在低噪声电路上使用回声抑制器或回声消除器时，由于噪声对比，抑制掉远端噪声可能令人不愉快。解决这个问题的可能办法是：采用回声控制装置在抑制期间插入适当电平的空闲线路噪声或者在DCME内组合有回声控制装置时，在相关期间在DCME中插入空闲线路噪声。

当交付一个新的DCMS时，在注意了解它将传送的业务类型及特性。由于DCMS和回声控制[①]之间的相互作用会掩盖问题的实质，因而单纯依赖用户的接受程度来表示系统容量不足是不明智的。再者，试图在太少的承载信道上集中太多的中继信道的后果只不过是增加呼叫率和降低通话保持时间。这就使质量大大下降，特别是在使用连续强制信令系统的场合，中继信道的活动性水平远超过原始系统规模所预计的程度。

可以接受的语音性能的两个可能的判据是：每个样值平均3.7比特，限幅超过50ms的概率小于2%，或者换一种指标，限幅引起的语音丢失小于0.5%。

采用上述判据，能近似地 导出话带数据百分数和中继信道数与使用30个承载信道的DCME的增益的关系。这种近似关系打算用于规定初始系统的规模，并列举如下：

$G=0.42+0.73(\log_e T)$　　用于小于7%的话带数据

$G=-1.15+\log_e T$　　用于小于15%的话带数据

式中，

G　增益

T　中继信道的数目

这些简化近似式对于在30和150个之间其信道活动性为37%的中继信道才是正确的。如果打算用较少数的承载信道工作，则上述近似式势必会使可得到的增益超过预计值，这是必须加以考虑的。如果需要更准确的表达式就需要参考DSI的有关文献〔1〕,〔2〕,〔3〕，进行一阶马尔柯夫链分析。

3.5　*ISDN* 承载业务

通常DCMS需要传送在CCITT建议I.231中规定的在一个64kbit/s信道上可以提供的所有ISDN承载业务。

— 电路型非受限的64kbit/s、8kHz构成的承载业务类。

这类业务除用于语音外，还有由用户复用的多个子速率信息流或透明接入到X.25公众网络。

---

① 当采用符合建议G.165的回声消除器控制回声时，得到最高的语音质量。然而，也可以使用符合建议G.164和G.161的回声抑制器。

— 电路型 64kbit/s，8kHz 构成的承载业务类，可用于语音信息转换。

在许多方面类似于前一类，但用不同的接入规约。

— 电路型 64kbit/s，8kHz 构成的承载业务类，可用于 3.1kHz 音频信息转换。

这种承载业务提供 3.1kHz 带宽音频信息的转送，例如经调制解调器的话带数据，Ⅰ、Ⅱ和Ⅲ类传真信息和语音。

— 电路型语音/非受限的 64kbit/s 交替的 8kHz 构成的承载业务类。

这种业务类似于非受限的和语音 64kbit/s 电路型承载业务，但是在同一次呼叫内提供话音或非受限的 64kbit/s 数字信息的交替转换。

3.6 业务的恢复

对于大多数应用来说，在一个路由上装设单独的一对终端是不够的，因为在发生故障时没有办法迅速转换到备用设备会使业务损失。这意味着，DCME 经常以 n 个工作终端和 1 个备用终端形成一群的方式运行，备用终端用于载荷故障终端的配置信息。其他的自动倒换方式也可考虑。

在 DCME 终端之间的传输系统故障可以由常规传输系统恢复程序进行处理。从交换局进入 DCME 终端的传输系统故障会引起大范围的各种告警，特别是在多目的地的 DCME 终端服务于一个以上的交换局和一个以上的路由的场合。希望使告警局限于确实发生了故障的信道。

3.7 传输过载控制

由于话带和 64kbit/s 数据业务的高活动性或者集合的输入语音活动性统计上的变化，会出现可用于插空处理的承载信道数的减少。这会导致过载，此时瞬时活化的中继信道数超过了可用的承载信道数。需要采取措施来保证语音质量。有四种可能的解决方案。

— 调整系统的规模使之具有最大预期的短期中继信道活动性，违反语音质量判据的概率几乎可以忽略。这样使用 DCMS，除忙时外效率极低。

— 可以使多目的地系统包含的各路由有不同的忙时，虽然使得中继信道可能有相对低的非忙时占用，而承载信道总是有合适的负荷。

— 当质量判据被违反时，可以从 DCME 发一个信号到交换局，关闭部分路由。这就是所谓动态负荷控制(DLC)，可能是一种有效的控制方法，但它不可逆且生效慢。再者，必须小心以保证当电路又转入使用时，承载信道活动性的增加不足以使 DLC 马上重新启用。

— 可以在语音脉冲串的限幅和信号量化性能之间取得折衷。采用可变速率 ADPCM 算法，可以对给定数目的样值在伪循环的基础上将各个语音信道按三比特而不是四比特进行最化。用这种办法，可以使系统具有渐变的降低性能，而不是急剧地过载。

实际上的 DCME 可能会部分或全部采用这些技术。

3.8 控制信道

由于中继信道对承载信道的分配在不断地变化，在发送和接收单元之间需要提供控制信息信道，以保证它们的指配计划相符。这一信道传送用于指配、编码率变动、消息更新，64kbit/s 信道分配及其他的系统和管理等消息。它应当在一个固定分配的时隙内传送，该时隙包含有前向误码校正，因而传输误码不会造成发送和接收指配计划错乱。

4 DCME 的功能

本建议适用于两个传输方向 DCME 的设计。

DCME 的目的在于采用 DSI 和 LRE 技术提供在数字运用环境中最有效的使用传输设施。DCME 至少应包含下列功能：

— 语音信号插空(DSI)；
— 将 64kbit/s PCM 变换成 ADPCM(LRE)，如果是适用的话；
— 提供传送在 § 4.4 所规定的 ISDN 承载业务的手段；
— 按下列之一种或几种工作模式：
  i) 点对点；
  ii) 多群；
  iii) 多目的地；
— 语音检出；
— 话带数据检出；
— 发送检出和接收注入背景噪声的手段；
— 提供承受非插空的预指配业务的手段；
— 终端间通信的手段(控制信道)；
— 为包括 64kbit/s 非受限业务在内的 ISDN 承载业务、DLC 和告警的目的而提供与 ISC 交换信号的手段；
— 时隙互换；
— 支持 § 4.12 所认定的信令系统的能力。

4.1 数字语音插空

DCME 应和数字语音插空技术结合，以实现降低 64kbit/s 中继信道的综合传输速率。

4.2 *DCME* 低比特率编码算法

由于利用自适应差分脉码调制(ADPCM)技术，DCME 应当运用在具有 2：1 编码增益的标准低比特率。DCME 应包括有 G.721 和 G.723 建议所规定的算法。这些算法包括：将 64kbit/s 输入信号在过载时转换为 24kbit/s ADPCM，在正常运用对转换为 32kbit/s ADPCM 和对话带数据转换为 40kbit/s 等措施。

4.3 *DCME* 增益

DCME 应当把数字语音插空和低比特率编码技术结合起来，以实现降低 64kbit/s 中继信道的综合传输速率。

4.4 *DCME* 承载业务

DCME 应当响应来自它所联系的 ISC 的对下述 ISDN 承载业务的请求：

a) 语音；
b) 3.1kHz 音频(数据和语音)；
c) 非受限的 64kbit/s。

4.5 运用模式

将说明下列三种运用模式：

a） 点对点；

b） 多群，以及

c） 多目的地。

4.5.1 点对点模式(参见图 1/G.763)

发送侧 DCME 将 N 个 64kbit/s 中继信道集中成 N/G 个传输信道。传输信道是若干个时分共用的可变比特率的(承载)信道，它们组合成基群速率的复用格式。

在接收侧，接收的 DCME 简单地分接基群速率格式，并从 N/G 个传输信道重组为 N 个中继信道。

4.5.2 多群模式(参见图 2/G.763)

在这种模式中，把承载信道库再分为两个或三个固定容量独立的信道库(群)，每个信道库对应于各自的终点。不论是发送侧还是接收侧，集合的承载比特率是相等的，而每个群的 DCMG 可能不一样，因为这个增益是每个群内所安排了路由的输入信道数的函数。

最好是将基群速率承载信道内的群数限制为两个或三个。图 2/G.763 表明这种方案的一种型式，在这个方案中认定基群速率承载电路对每个 DCM 节点都可用，而且每个节点均有对打算给它的业务量进行预选的能力。

4.5.3 多目的地模式(参见图 3/G.763)

在这个模式中，不管其目的地为何，输入中继信道在全部承载信道的公用信道库中插空。输入中继信道是按终点预先指配的，因而可以根据指配信道的消息经所安排的路由传送到相当的目的地。这种运用模式可以比多群模式的 DCM 增益更高，但如 DCME 设置在 ISC 中，其用途则有限。

4.6 活动性检测器

4.6.1 用途

活动性检测器用来认可何时有有效信号加在 DCME 的输入，从而对可用的承载信道提出请求以便传输该有效信号，活动性检测器必须实现：

a） 检测寂静输入中继信道的低电平活动性；

b） 抑制输入中继信道的高电平噪声；

c） 避免引起对信号的前沿限幅；

d） 使脉冲噪声引起的虚假操作减至最小；

e） 避免在信令序列期间有限幅；

f） 避免在变页期间对传真信息限幅。

4.6.2 活动性检测器的特性(待研究)

活动性检测器的特性将基于如下假定加以规定：传输信道直到活动性检测器的输入点，在 300 到 3400Hz 频带内相对 1020Hz 的频率响应当是±0.5dB，在空闲信道用选频测量的任一单个音频电平不超过 −50dBm0。

4.6.2.1 可变阈值的动作阈值和动作时间

发送活动性检测器阈值应自动地随频带 300 到 3400Hz 内的高斯噪音的平均功率而调整。

发送活动性检测器的阈值和动作时间可以按相当于具有下列特性的活动性检测器(见注)的方式进行工作。

注 — 所有的参数值都是暂定的，尚待研究。

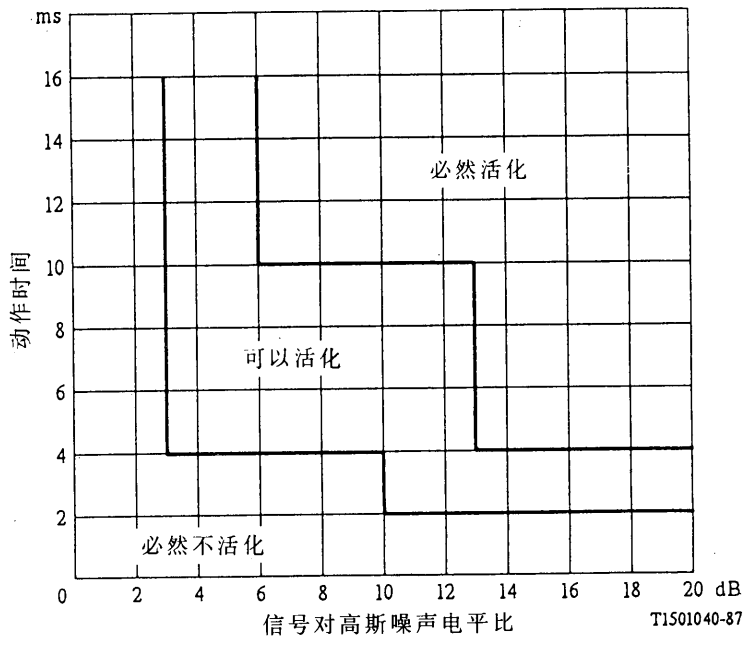
平均信号功率	动作时间
<−40dBm0	关闭
≥−40dBm0，≤−30dBm0	图 4/G.763
>−30dBm0	2ms<t<4ms

只要在频带内任何模拟信号的平均信号功率允许的容差的边界条件为：

−40dBm0　±1.5dB
−30dBm0　±1.0dB

则动作时间要求就会得到满足。

发送活动性检测器的自适应阈值变化率将在 2.5dB/s 到 20.0dB/s 之间。



注 1—样板可适用于≥−40dBm0 到≤−30dBm0 的激励信号
注 2—激励信号是 1020Hz 正弦信号

图 4/G.763
发送活动性检测器动作阈值样板

4.6.2.2　*发送活动性检测器与回声控制装置的相互作用*

发送活动性检测器的阈值不应当适应由于回声抑制器或回声抵消器的作用而造成的高斯噪声电平变化。这是可以通过采用任何一种在功能上相当于在接收信道中存在活动性时就由接收活动性检测器提供一个禁止信号的办法都可实现的。

4.6.2.3　悬挂时间

容许的悬挂时间是激励信号持续时间的函数，对于 CCITT No. 5 信令系统应在图 5/G. 763 所示样板之内，对于 CCITT No. 6，No. 7 和 R2D 信令系统应在图 6/G. 763 所示样板之内。

所需的悬挂时间的样板应当是可以选择的。对于话带数据，悬挂时间应当延长，长到足以跨越 FAX 的页面变换。这个时间可以长到 14 秒。

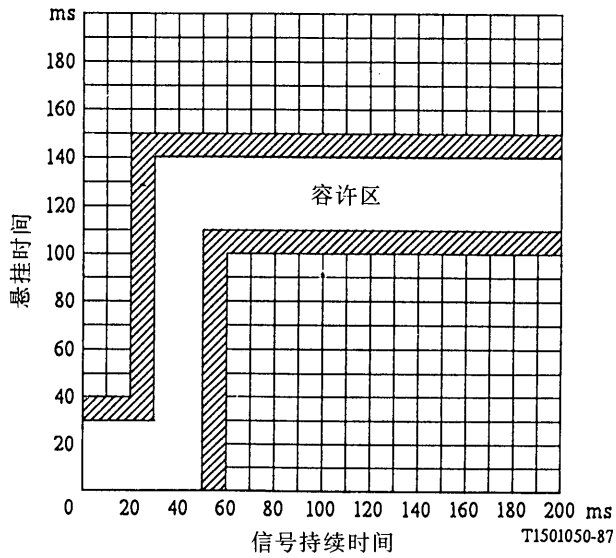


图 5/G. 763

对于 No. 5 信令系统的悬挂时间样板

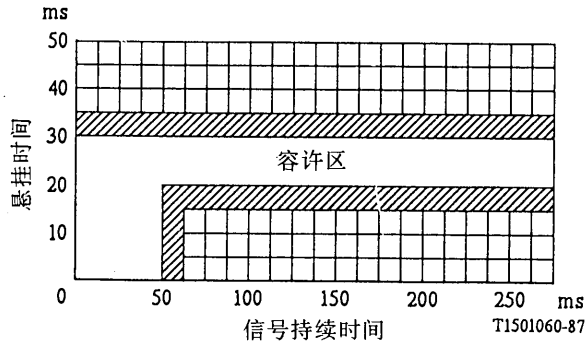


图 6/G. 763

对于 No. 6，7 和 R_2D 信令系统的悬挂时间样板

4.7 数据/语音鉴别

4.7.1 目的

DCME 的数据检测器应能鉴别话带数据和语音。为了将话带数据信号指配到非过载的承载信道，并减小或消除数据信号的前沿限幅，这种鉴别是必要的。

4.7.2 数据/语音鉴别特性

大多数的 V 系列调制解调器采用 2100Hz 阻塞单音用于停止回声的控制装置。应当用 2100Hz 回声控制阻塞单音信号来识别活动信号是从二线 PSTN 数据调制解调器发来的带内数据的那些中继信道。当检测出有相位反转或没有相位反转的 2100Hz 阻塞单音(参见建议 V.25)时，就应当指定一个特定的呼叫作为通过 DCME 的数据。

4.8 控制信道

控制信道应包括适应 DCME 终端之间的下列各类信息的措施：

— 中继信道到承载信道的指配；
— 空闲噪声电平；
— 动态负载控制；
— 告警信息；
— 自身诊断信息；
— 信号类别。

另外，控制信道应当包括 DCME 帧同步，并且应当在承载信道发生比特误码时保护各种信息。

应当使用一个专用的 32kbit/s 信道，但其精确的格式和工作方式尚待研究。

4.9 对 *ISC* 的通信

DCME 与 ISC 之间的通信应当符合建议 Q.50。

4.9.1 动态负荷控制(*DLC*)

对于下列两类业务：

a) 语音和 3.1kHz 音频，以及
b) 非受限的 64kbit/s，

DCME 要产生动态负荷控制信息。

DCME 应提供一个动态负荷控制信号，这个信号可以发给本地和对端电话交换中心，以便限制在过载期间送给 DCME 的业务量负荷。通过监视插空的语音和非受限的 64kbit/s 信道的负荷参数来激活动态负载控制信号。

应当通过对每个群计算每样值的平均比特数来指示过载情况。当该值下降到预定的一个特定的阈值以下时，DCME 应发出 DLC 消息。DLC 消息应回送到本地 ISC，并且应通过控制信道通知对端 DCME。对端的 DCME 应解译并适当地把 DLC 信息传送给与它相关联的 ISC。

当每样值平均比特数超过预定的另一个阈值时，应当自动地复原 DLC 状态。

4.9.2 动态负载控制激活/解除激活判据

当每样值平均比特数下降到预定的阈值以下时，应产生语音和 3.1kHz 音频动态负荷控制激活消息。

在下述情况下应产生非受限 64kbit/s 动态负载控制激活消息：

a） 测得的被指配的非受限 64kbit/s 信道的数目超过预定的阈值，或

b） 语音和 3.1kHz 音频动态负载控制已被激活，或

c） 由于在非受限的 64kbit/s 业务量负荷中增加了一个附加的信道，将期望激活语音和 3.1kHz 音频动态负载控制。

在满足了阈值判据之后，动态负载控制激活应立即出现。当每样值平均比特数超过预定的阈值或 64kbit/s 非受限的信道数减少到预定的阈值之下时，应产生动态负载控制解除激活消息。如果 64kbit/s 动态负载控制没有激活，不应拒绝 64kbit/s 非受限信道的请求。动态负载控制的解除激活不应在可编程的时间间隔最少 10 秒之前发生。

4.9.3 *64kbit/s* 非受限类型连接的建立与释放

作为交换局间的呼叫建立/拆线过程的一部分，在占用/复原 ISC 的控制下，DCME 应建立/释放 64kbit/s 非受限双工连接。在 DCME 和 ISC 之间按建议 Q.50 的规定交换专用的占用/选择和释放消息以及相关的确认消息。

取决于 ISC 的能力，这个过程对于在 DCME 之间在交替的语音/64kbit/s 非受限类型的呼叫期内，实现呼叫中修改是有用的。

在收到来自 ISC 的对于中继的占用/选择消息之后，为了接纳这个呼叫，DCME 应完成包括 64kbit/s 非受限的动态负载控制状态在内的必要的内部校核，并应当尽可能快地向主叫 ISC 返回确认（正的或负的）消息。主叫端的 DCME 应使用在指配消息中的特定标志启动建立到被叫端 DCME 的非受限 64kbit/s 前向连接。被叫端的 DCME 在收到这个消息后，应自动地启动建立非受限的 64kbit/s 的返回连接。如果不能完成在 DCME 之间 64kbit/s 电路的建立，应在内部检测到这个情况后尽快向 ISC 通报。应当用中断业务消息的形式进行通报。

在收到从主叫 ISC 来的释放消息后，释放端 DCME 应启动释放非受限的 64kbit/s 的前向连接，而对端 DCME 将自动地启动释放非受限的 64kbit/s 的返回连接。这个过程一旦完成，正的释放确认消息应回送给释放 ISC。如果不能完成释放应使用中断业务消息通报给释放的 ISC，并且 DCME 应使中继信道处于阻塞状态。

在人工或自动地使任何故障状况消除之后，DCME 应使中继信道处于空闲状态，并发业务恢复消息给 ISC。

主叫端的 DCME 应通过控制信道接收的断路消息而检出由于对端（非主控）的 ISC 启动的释放。这种不正常的释放应作为在 ISC 之间须解决的双重占用情况那样予以识别。进行检测的 DCME 应首先完成常规的释放，并立即试图在 DCME 之间将被释放的 64kbit/s 非受限的双工连接重新建立起来。

4.10 中继信道空闲噪声电平的检测及注入

DCME 发送单元要测量中继信道的空闲噪声电平，并将这个信息传送给相应的 DCME 的接收单元，接收单元在承载信道中断之后的寂静间隔期间应把一个适当电平的空闲噪声插入到接收输出的语音信道。对 64kbit/s 非受限信道则不应插入空闲电平的噪声。

4.11 时隙交换（*TSI*）

DCME 应具有对中继侧接口进行时隙交换的能力，以便可以把发送单元的一个给定时隙指配到接收单元的任意时隙。

4.12　信令传输

DCME 应当支持如下的信令系统：

— No. 5 信令系统

— No. 6 信令系统(模拟和数字型)

— No. 7 信令系统

— R1 信令系统待研究(注 1)

— R2 信令系统(注 2)

信令检测待研究。

注 1 — 可以支持 R1 信令系统，但是需要有专门的信令接口。

注 2 — 建议在控制信道中传输 R2D 线路信令。

4.13　话带数据传输

一旦 DCME 识别出呼叫是话带数据，DCME 系统对话带数据的成组误码率性能引入的任何劣化，不应超过在 DCME 传输话带数据时所用的 ADPCM 编解码器的单次编码正常经受的值。

4.14　回声防护

DCME 不应当由于接收信号而引起在发送方向激活传输。这样的激活会增加视在语音激活系数和降低 DCME 增益。因而，必须消除由于接收信号而在发送信号中引入的回声，但是这种回声控制功能不必作为 DCME 的一部分。

对用 DCME 传送语音业务的所有中继信道都需要具有符合或优于建议 G. 165、G. 164 或 G. 161 要求的网络回声控制装置②。

4.15　承载信道的预分配

DCME 应允许将中继信道预分配给承载信道。64kbit/s 中继信道可以预分配到下列任一种信道：

— 提供 32kbit/s ADPCM 的信道，

— 提供 40kbit/s ADPCM 的信道，

— 用 64kbit/s 传输的信道。

5　接口

对国际交换中心(ISC)或国内传输媒介(中继侧)的传输接口应当是基群系列速率，即是 2048kbit/s 或 1544kbit/s。对国内或国际传输媒介(承载侧)的传输接口应当是 2048kbit/s 或 1544kbit/s。中继侧和承载侧的数据速率通常是相同的。

在同一个 DCMS 上 1544kbit/s 与 2048kbit/s 系列互通的场合，在建议 G. 802 中推荐的承载系统应当是 2048kbit/s。即使这样，互通仍然可能有运行上的困难，要看 DCME 究竟是 Ⅰ 型的，即不能和 ISC 通信，还是 Ⅱ 型的，即能够按 CCITT 建议 Q. 50 和 ISC 通信而定。

5.1　传输接口：中继侧

5.1.1　*2048kbit/s* 的中继侧接口

a)　电气特性应符合建议 G. 703。应当用的测试负载阻抗是不平衡式的 75Ω 或平衡式 120Ω，取决于用户的要求。

---

② 法国主管部门指出将回声抑制器合并进 DCME 中能够得到优于建议 G. 164 和 G. 161 的改进的回声抑制性能，这是因为采用了装有延迟线的更先进的语音检测，减少了中断和双重通话限幅。

b） 帧结构应符合建议 G.704。

c） 对音频信号的编码律应符合建议 G.711 说明的 A 律制。

5.1.2 *1544kbit/s* 的中继侧接口

a） 电特性应符合建议 G.703。应当采用的线路码是 AMI 或 8BZS，取决于用户的要求。

b） 帧结构应符合建议 G.704。复帧的长度应是 24 帧或 12 帧，取决于用户的要求。

c） 对音频信号的编码律应符合建议 G.711 说明的 μ 律制。

5.2 传输接口：承载侧

5.2.1 *2048kbit/s* 承载侧接口

5.2.1.1 电特性

电特性应符合建议 G.703。测试负载阻抗应当是不平衡式 75Ω 或平衡式 120Ω，取决于用户的要求。

5.2.1.2 承载帧结构

承载帧结构应符合建议 G.704。时隙 0 应按建议 G.704 所建议的那样使用，时隙 1 到 31 应根据 DCME 的帧结构，用来传送控制信道和业务量。

5.2.2 *1544kbit/s* 承载侧接口

5.2.2.1 电特性

电特性应符合建议 G.703。测试负载阻抗应为 100Ω 电阻性。

5.2.2.2 承载帧结构

承载帧结构应符合建议 G.704。

在承载帧结构中应包括按 DCME 帧结构容纳控制信道和业务量的规定。

第 193 比特应当按建议 G.704 所建议的一样用于帧同步。

5.3 对（在 *ISC* 的）交换设备的控制接口

接口的选择是要考虑的一个国内问题，留给各个主管部门在其传输设施和 ISC 的限制条件下来决定。

对交换设备的控制接口取决于 ISC 的能力和 ISC 与 DCME 之间的传输设施（参见建议 Q.50）。

5.4 人——机接口

DCME 应包含一个系统指令结构，以作为内部功能和系统操作员之间的“运转项目单”接口使用。典型地，需要有两个 RS232C/V24 口，将操作员接入到设备，一个接入显示终端，一个接入打印机。

5.5 操作功能接口

5.5.1 工作在 *2048kbit/s* 或 *1544kbit/s* 的中继侧

应按建议 G.704 和 G.706，利用备用比特进行监测和误码保护。

在设备规范中包含上述用法的细节尚待研究。

5.5.2　承载侧

5.5.2.1　单目的地模式

正在研究利用备用比特来进行监测和误码保护。

5.5.2.2　多群或多目的地模式

正在研究利用备用比特来进行监测和误码保护。

5.6　本端告警接口(暂订)

DCME 必须按用户要求向本端实体发出各种告警。须根据各主管部门的决定,选择物理/电气接口。在各个无电压环路告警情况下,应当包括建议 G.803 中的各类告警。在串联告警接口的情况,建议至少应提供下列信号:

a)在被监测的 DCME 中开始告警

b)在被监测的 DCME 中开始解除告警

c)接收来自本端实体的数据请求

d)开始接通系统电源

注 — 计划在今后的 DCME 建议书中包括电信管理网(TMN)的规约和接口要求。

5.7　外部时钟接口

5.7.1　使用 *2048kbit/s* 传输接口工作的 *DCME*

外部时钟接口应符合建议 G.703 的 §10.3。按用户要求测试负载阻抗应是不平衡式 75Ω 或平衡式 120Ω。

5.7.2　使用 *1544kbit/s* 传输接口工作的 *DCME*

通常是从符合建议 G.703,§2 的 1544kbit/s 输入数字链路中获得定时信号。在需要的地方,可以提供外部时钟接口。

6　定时同步

6.1　概论

DCME 的定时同步可以用许多方式来实现,因而应当注意在任何一种实施方案中都要保证所采用的配置是正确的。

6.1.1　参考时钟

DCME 的参考时钟应从符合建议 G.811 要求的时钟源获得。对于有一个国际目的地的网络,环路定时可以在链路的一端用作替代参考时钟。是否需要内部参考时钟以备故障状况时使用,有待今后研究。

6.1.2　准同步滑动

滑动率应不超过建议 G.822 的要求。在中继侧 2048kbit/s 的受控滑动应是 2 帧;在 1544kbit/s 承载侧的受控滑动需要进一步研究。

6.1.3　缓存容量和位置

表 1/G.763 表明 2048kbit/s 系列在附录 I 详述的各种同步方案中合适的缓存容量和位置。1544kbit/s 系列的这种表尚待研究。

表 1/G.763

同步型式 (注 1)	缓存器容量 (注 2)	滑动量 (注 3)	位置 (注 4)	在附录 I 中的图号
无缓存				
异步	无缓存器	—	—	I—1/G.763
同步	无缓存器	—	—	I—2/G.763 I—12/G.763 I—15/G.763
同步 模拟到数字	无缓存器	—	—	I—5/G.763
准同步缓存				
异步	0.5ms	2 帧	中继侧	I—3/G.763
同步	0.5ms	2 帧	承载侧	I—4/G.763 I—13/G.763 I—16/G.763
准同步/多普勒缓存				
同步	1.7ms	2 帧	承载侧	I—6/G.763 I—11/G.763 I—17/G.763 I—14/G.763 I—19/G.763
同步	2.4 和 1.7ms		承载侧和中继侧	I—7/G.763
异步	1.7ms	2 帧	中继侧	I—9/G.763
同步	2.4 和 1.7ms		承载侧和中继侧	I—8/G.763
同步	1.7ms	2 帧	中继侧	I—10/G.763 I—18/G.763

注 1 — 异步指的情况是同一 DCME 终端的发送单元和接收单元的时钟由不同的钟源驱动。

注 2 — 缓存器容量求得如下：

—准同步单多普勒缓存器：(0.6ms×2)+0.5=1.7ms；

—双多普勒缓存器：1.2ms×2=2.4ms；

—两个 PCM(2048kbit/s)帧的准同步缓存器：0.5ms。

所用的多普勒缓存器容量，对于特定的卫星应用是一个例子。这些缓存器容量可能需要根据所用卫星的轨道参数加以调整。

注 3 — 滑动量取 2 个 PCM 帧是基于保持 2048kbit/s 帧定位的需要。

注 4 — 一般地说，最好是避免将准同步滑动缓存器放在 DCME 的承载侧，以便将滑动引起的中断减到最小。但不是在所有的情况下都可能做得到的。

6.1.4 终端同步

DCME 终端应当能够从任何一个输入数字链路或外部时钟获得定时。当同步是由中继接收侧得到时，在主信道收到指示接收线路信号故障、帧失位、AIS 或接收误码率≥10^{-3}等告警事件状况下，建议配置备用中继接收同步源。主、备用源之间的倒换应当自动进行。

7 性能

7.1 语音性能

建议 P.84[③]阐明一种主观测试方法，该方法是把 DCME 系统的性能与适当的参考状态在精心规定的输入信号条件下作比较。建议 P.84 包括若干审听测试装置，并且是关于 DCME 主观测试参考资料的建议的出处。这些测试是首要的步骤，也不排除需要通话测试。

建议将固定时延插入到发送语音通道，以减小前沿限幅的可能性。这种时延补偿活动性检测时间和 DCME 分配消息的连接时延。该时延应当这样延迟，即能保证主要的语音突发短促限幅小于 5ms。

7.2 话带数据性能

建议 G.763 的 § 2.3 源出于已被 DCME 选用的建议 G.721(32kbit/s ADPCM 算法)和建议 G.723(由 G.721 导出的 24kbit/s 和 40kbit/s 算法)。扩展的测试证明：对于 9600bit/s 速率的话带数据，满足在建议 G.723 中规定的 40kbit/s 算法的话带数据的性能。

速率高于 9600bit/s 的话带数据也可满意地传输，但无论怎样都可以通过 DCME 选择非受限的 64kbit/s 信道，它可承受话带数据速率为 14400bit/s。

8 系统管理功能

8.1 传输设备

每个终端应当监视每个输入数字链路的下列情况或参数，并储存用户需要的每种类型事件的累积计数：

— AIS，远端告警指示；
— 输入信号丢失，帧失位，重定帧率；
— 严重误码秒；
— 劣化的分钟数；
— 滑动、滑动率。

8.2 终端业务量处理性能

DCMS 终端应监视并储存为评估所提供的业务量处理性能所需的各种参数的记录。

8.2.1 统计的测量(参见表 2/G.763)

除比特误码率(BER)之外，测量和计算只在配置数据中确定的非预先指配的中继信道进行。应分别获得每个目的地的语音/话带数据的动态负载控制(DLC)比率和非受限 64kbit/s 业务的动态负载控制(DLC)比率。应分别获得每个发送信道库的其它全部参数。

每个参数的测量都是在操作员确定的统计时间间隔(STI)中进行。在每一更新的间隔(例如 30 秒)之后，应当用在先前的平均周期(例如 1 分钟)内来自每个抽样的 DCME 帧(例如每个第 10 帧)所累积的数据计算每一统计事件。在 STI 内的平均值应当是在 10 分钟到 60 分钟范围内(以 10 分钟为一段)，于 STI 期间每一更新的间隔的计算值的平均值。

业务质量和所提供的业务量统计的定义在附录 Ⅱ 中给出。

在 STI 期间，应在每一分钟的末尾计算平均比特误码率，应当用话音排队冻结因子的一分钟值计算话音冻结过量值，应当用平均的比特误码率的一分钟值计算比特误码过量值。

---

③ 建议 P.84 的规范需要进一步加强，因而应认为是暂定的规范。

在STI末尾计算得到的累加统计应输出到统计数据文件中，记录在安全的存储介质上(例如，非易失性RAM，硬盘等)。

表 2/G.763

DCME 管理统计

须测量的业务	业务质量统计	提供的业务量统计
话音	(1)每样值比特数 (2)话音排队冻结因子 (3)话音冻结过量	(4)话音活动性比率 (5)DLC 动态负载控制话音的比率
数据	(6)数据排队冻结因子	(7)数据活动性比率
按需的 64kbit/s	(8)64kbit/s 不成功的占用率	(9)64kbit/s 的接通率 (10)DLC 动态负载控制 64kbit/s 的比率
所有的业务	(11)平均比特误码率 (12)比特误码率过大 (13)严重误码秒 (14)劣化分钟数	

注 — 对每个发送信道库应分别计算统计(1)到(4)和(6)到(9)。
对每个目的地应分别计算统计(5)和(10)。
对每个接收控制信道应分别计算统计(11)和(12)。
对每个输入数字链路应按建议 G.821 分别计算统计(13)和(14)。

8.3 同步器

应当监视每个基群接口的同步状态，选用的时钟源和任何故障或时钟源变化的次数。

8.4 通信链路

应当监视所有通信链路的状况，尽可能地检测故障，要监视的包括有：

— 控制信道；

— ISC－DCME 接口；

— 人－机接口。

8.5 报告

终端应当完成：

a) 在操作员确定的时间间隔或在设定的参数已超出时，或者对于任何 24 小时的周期中作为最坏 15 分钟报告时，文件操作员从那些被监视和存储的结果中选择参数，包括文件中所含的诸如终端的标志、数据和测量周期等文件标题的信息。

b) 将选择的参数、状态或测量和预定的条件相比较。

c) 在给定的时间周期内检测是否符合或超出预定的条件，以采取必要的措施，这些措施可能包括：

1)编制不正常状况的报告；

2)发送告警信号；

3)因为故障，阻塞所有新的呼叫；

4)如果可能，转换到备用；

5)将终端完全关闭。

8.6 系统配置

终端应当包含有非易失性的备用存储器，存入 DCME 最后的配置的副本，用于故障情况。还应当提供未投入工作的备份的副本，以使在配置改变时不致影响业务的安全。在终端成群运用的情况下，要提供附加的业务安全保障，必须为备用终端提供一种方法以便能够采用打算用它来替换工作终端的配置。

配置信息应包括：中继侧接口信道连接的详细情况，任何一个预指配信道的工作模式，强制到任一目的地或任一阻塞电路的任何限制(例如，对 64kbit/s 呼叫数目的限制)。

8.7 故障对策

在检测到影响业务的状况之后，DCME 要采取适当的措施以保护现有的业务，诸如在提供有备份的情况下切换到备用定时源或备用单元，发送 DLC 信号，断开有故障的电路，发送任何种适当的告警状况。

9 维护功能和告警

9.1 维护功能

DCME 应提供下列维护功能：

a) (终端中止业务测试)而中止下述功能：

— 数字语音插空；

— 低比特率编码(ADPCM)；

— 可变比特率编码；

b) 为把特定的中继信道固定连接到不插空的 32kbit/s、不插空的 40kbit/s 或插空的 64kbit/s 的特定的承载信道提供便利。

c) 提供保护监测点的功能(待研究)。

9.2 *DCME* 告警状况

告警状况和适当的相应措施规定如下：

9.2.1 正常业务传送运行情况

当 DCME 传送业务，数字链路没有呈现故障，DCME 也没有呈现故障情况时，以下各条应适用：

a) 在 DCME 终端不出现告警指示时，应指示状态正常；

b) 在 DCME 终端上使用一种装置以指示工作模式或提供工作状态信息，所采取的形式、颜色或类型应当不与告警状况相混淆。

9.2.2 时延

非强制地，在表 3/G.763 的 A、B、C 和/或 D 等故障状况下，启动告警或发出告警指示之前，应当提供一个时延，只要合适可选择最大为三秒。

9.2.3 故障状况和相应措施

各种故障状况和外面可观察到的相应措施如表 3/G.763 所示。

表 3/G.763

相应措施

故障状况		告警(注 4)	加于承载侧,向对端(注 5)	加到自身网络的中继侧(注 5)	其他措施
A	来自网络本身的输入 1.5 或 2Mbit/s 中继信道故障(注 1)(参见 G、E 状况)	即时	控制信道中指示某个 64kbit/s 中继信道受影响的消息	在受影响的中继信道中的对端告警指示(AIRE)	管理报告[a)]
B	来自对端承载信道故障(注 1)(参见 F 状况)	即时	控制信道中的对端告警消息和 AIRE	所有受影响的中继信道中的 AIS	管理报告[a)]
C	来自网络本身的输入 1.5 或 2Mbit/s 中继信道中 AIS(注 1)(参见 G、E 状况)		控制信道中指示某个 64kbit/s 中继信道受到影响的消息	受影响的中继信道中 AIRE	管理报告[a)]
D	来自对端承载信道的 AIS(参见 F 状况)		控制信道中对端告警和 AIRE	所有受影响的中继信道中的 AIS	
E	来自网络本身的输入 1.5 或 2Mbit/s 中继信道的对端告警指示(参见 A、C 状况)		控制信道中指示某个 64kbit/s 中继信道受到影响的消息		管理报告[a)]
F	控制信道中对端告警消息和 AIRE(注 2)(参见 B、D 状况)			在所有适当的中继信道中扩展的对端告警指示(任选)	
G	在承载信道的控制信道中用于指示来自对端的 1.5 或 2Mbit/s 输入中继信道的故障或 AIS 的消息(参见 A、C 状况)			在受影响的 64kbit/s 中继信道中的全“1”和经 ISC 到 DCME 链路的“中止业务”码	
H	定时源故障	即时(在无保护时)缓发(在有保护时)			管理报告[a)]并且在可能时倒换到备用源

表 3/G.763(续)

故障状况		告警(注 4)	加到承载侧,向对端(注 5)	加到自身网络的中继侧(注 5)	其他措施
J	DCME 故障(非电源故障、但自测工作状态不正常)	即时或缓发(由故障的性质确定)	由故障的性质确定,如有必要,发 AIS(只反对即时告警)	由故障的性质确定,如有必要,发 AIS(只对即时告警)	管理报告[a)]
K	DCME 电源故障	即时(在业务受到影响时)延迟(其他情况)	在业务受到影响,如有可能时,发 AIS	在业务受影响,如有可能时,发 AIS	管理报告[a)],如果有可能的话
L	话音性能劣化(注 3)	由劣化程度决定,即时或缓发			—管理报告[a)] —只要合适,就经过 ISC DCME 链路采用 DLC 和 STM
M	1.5 或 2Mbit/s 中继信道的比特误码率在 10^{-6}到 10^{-3}之间	缓发			管理报告[a)]
N	承载信道的比特误码率在 10^{-6}到 10^{-3}之间	缓发	在控制信道中向对端送的消息		管理报告[a)]
O	收到控制信道中关于比特误码率在 10^{-6}到 10^{-3}之间的消息	缓发			管理报告[a)]
P	控制信道误码率超过阈值(待研究)	即时	控制信道中的对端告警消息和 AIRE	所有受影响的中继信道的 AIS	管理报告[a)]

a)表示管理报告,打印出或存储用于维护的信息。

STM　　同步转移模块

AIS　　告警指示信号

AIRE　　对端告警指示信号

注 1 — 故障状况是输入信号消失、帧失位或比特误码率大于 10^{-3},如建议 G.737 § 4.1 和 G.734 § 3.1 分别对 2048 和 1544kbit/s 数字链路的规定。

注 2 — "故障状况"是一种网络状况。DCME 应任选地透明地传递用于网络本身识别和动作的状况。

注 3 — 在话音性能劣化告警之前,必然存在如下状况:

a) 缓发告警:如附录Ⅱ所规定的,在"x"秒的时间内(待定),每样值平均编码比特数小于由主观判断(待研究)确定提出的一个阈值;

b) 即时告警:"话音排队冻结因子"超过一个可选的阈值(该值待研究)。附加采用"话音冻结过量"和/或测量冻结实例长度的可能性也待研究。

注 4 — 建议 G.803 规定告警的类别。

注 5 — 在 AIS 加到网络的 DCME 的中继或承载侧时,DCME 不应出现任何不确定或未知的状态。

附 录 I

（附于建议 G.763）

定时同步

下列的一些图提供用于各种网络同步方案中的多普勒和准同步滑动缓存器的位置。图中假定所有缓存器的写入时钟都是从输入比特流获得。

采用以下惯用画法
……定时通道
——业务通道

I.1 点对点运用

I.1.1 国内网内的地面运用

图 I - 1/G.763 和图 I - 2/G.763 表明在国内网内运用时，DCME 终端同步的方法。

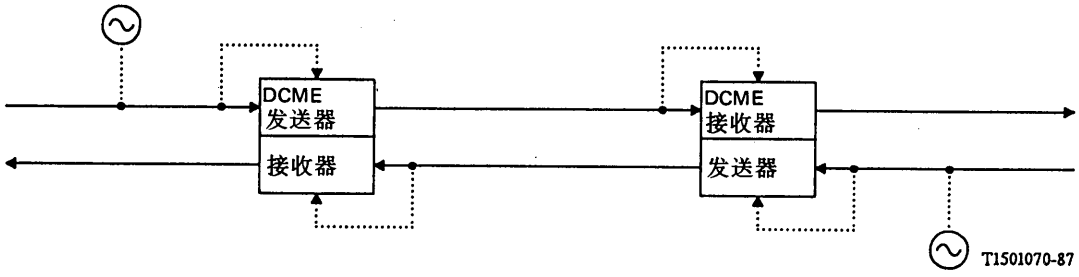


图 I - 1/G.763
DCME 同步（独立）运用（在单个异步网内）

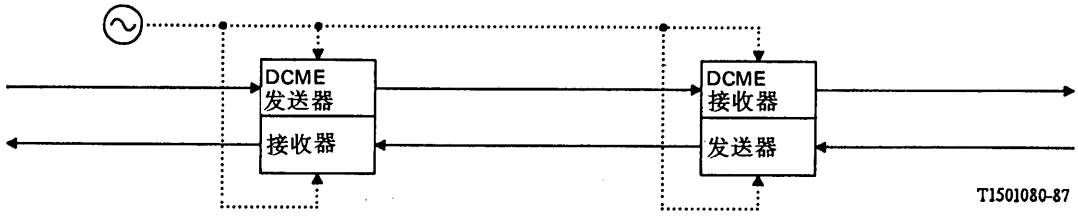


图 I - 2/G.763
DCME 同步运用（在单个同步网内）

I.1.2 在国内网之间的地面运用

图 I - 3/G.763,图 I - 4/G.763 和图 I - 5/G.763 表明在国内网之间经过地面网运用时的终端同步的方法。如图 I - 3/G.763 和图 I - 4/G.763 所示网络,需要同步缓存器。图 I - 5/G.763 利用环路定时,因而不需要准同步缓存器。

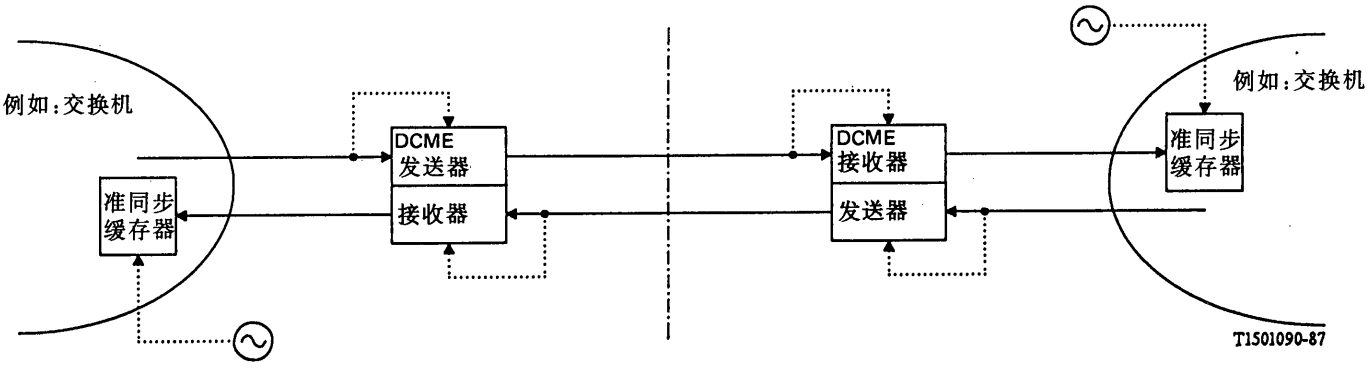


图 I - 3/G.763

DCME 同步(独立)运用(在两个准同步网之间)

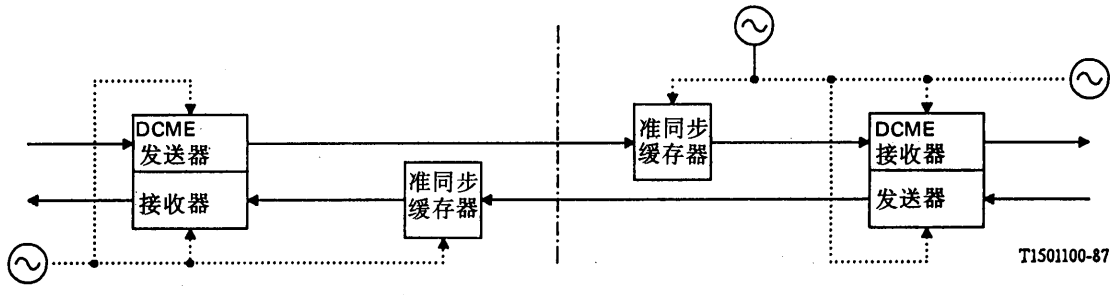


图 I - 4/G.763

DCME 缓存的准同步运用(在两个准同步网之间)

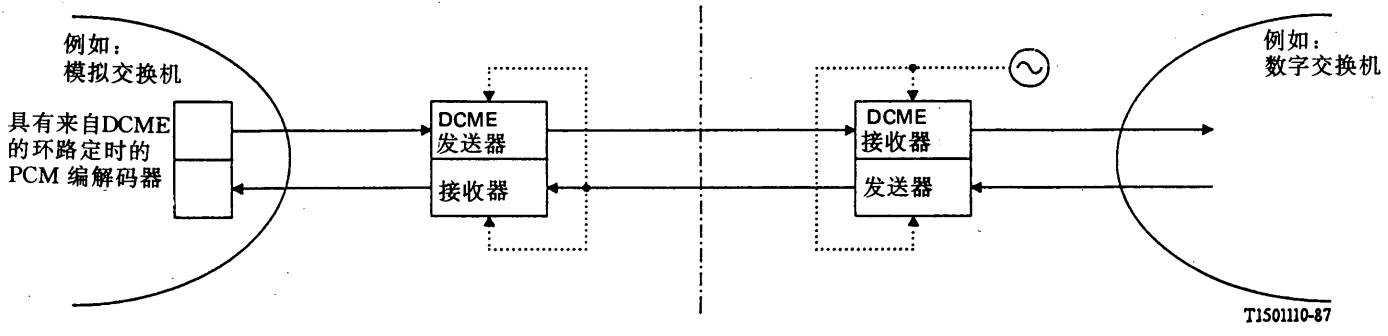
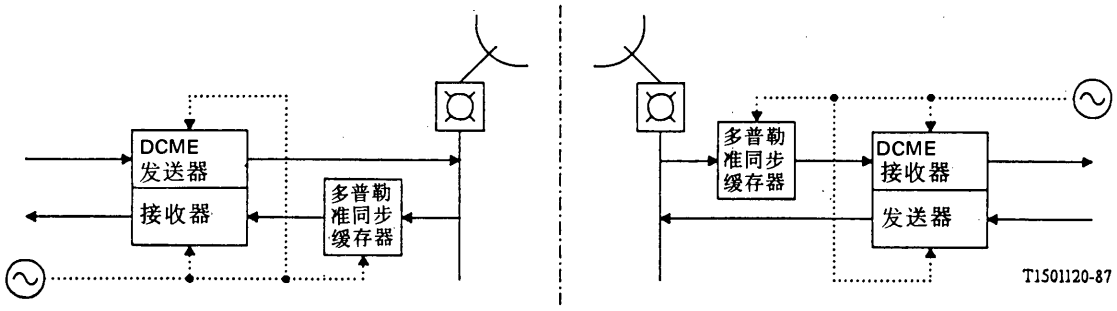


图 I - 5/G.763

DCME 同步环路运用(在模拟和数字网之间)

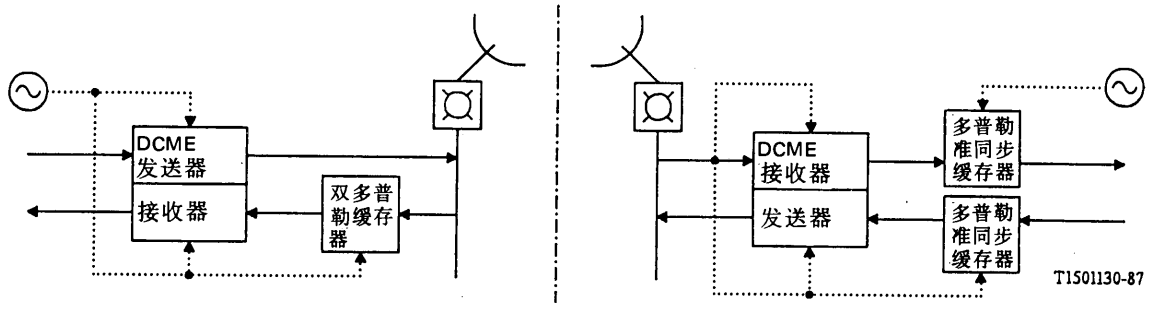
Ⅰ.1.3　在国内网之间基于连续数字载波型业务的卫星运用

图Ⅰ-6/G.763到图Ⅰ-9/G.763表明在国内网之间通过基于准同步连续数字载波型业务的卫星链路运用时的终端同步的方法。图Ⅰ-6/G.763在DCME之间引入受控滑动，如果两个网络都用G.811的时钟，则滑动就限制到70天1次。图Ⅰ-7/G.763。图Ⅰ-8/G.763和图Ⅰ-9/G.763允许DCME之间无滑动运用。



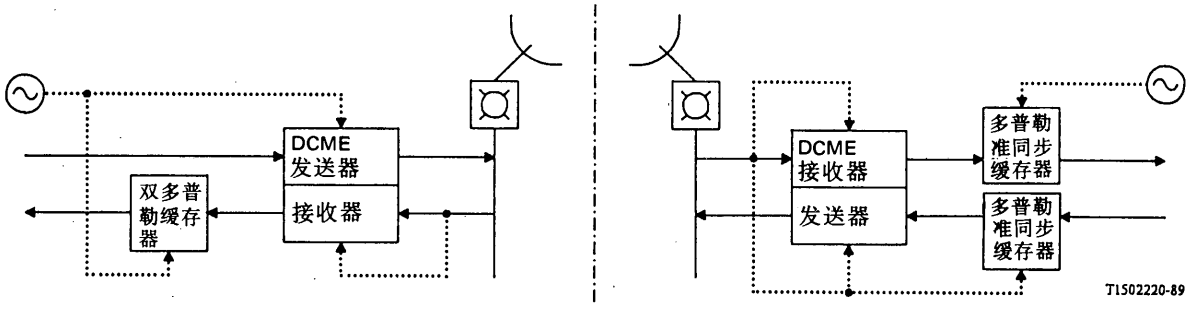
图Ⅰ-6/G.763

DCME缓存准同步运用(两个准同步网之间)



图Ⅰ-7/G.763

DCME同步环路运用(两个准同步网之间)



图Ⅰ-8/G.763

DCME同步环路运用(两个准同步网之间)

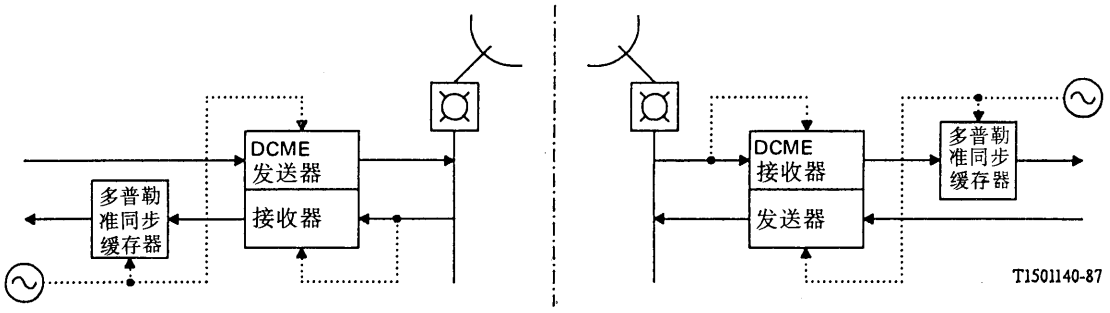


图 I - 9/G. 763

DCME 同步(独立)运用(两个准同步网之间)

I.1.4 在国内网之间基于 *TDMA* 型业务的卫星运用

图 I -10/G. 763 和图 I -11/G. 763 表明在国内网之间用基于 TDMA 型业务的卫星链路运用时的 DCME 终端同步的方法。在 TDMA 终端要提供一个合适的接口,使之可以在基群复用口和具备或不具备多群运用的 DCME 相接口。图 I -10/G. 763 允许 DCME 之间无滑动运用。

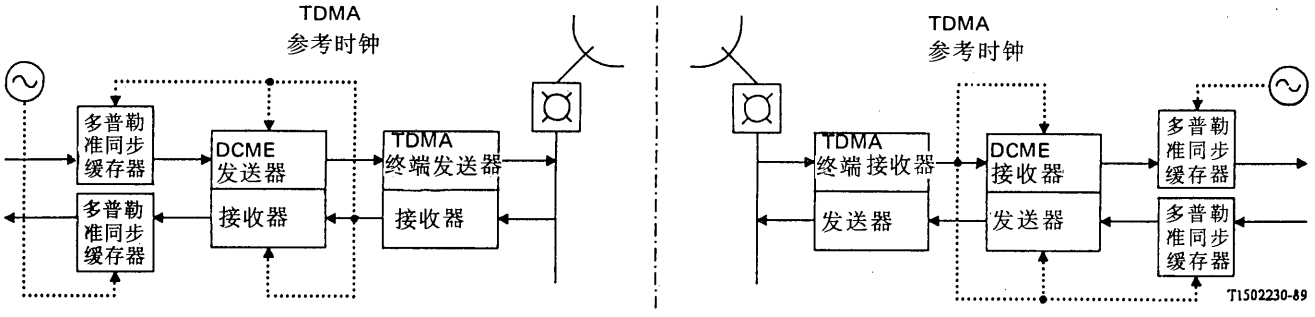


图 I - 10/G. 763

DCME 同步运用(两个准同步网之间)

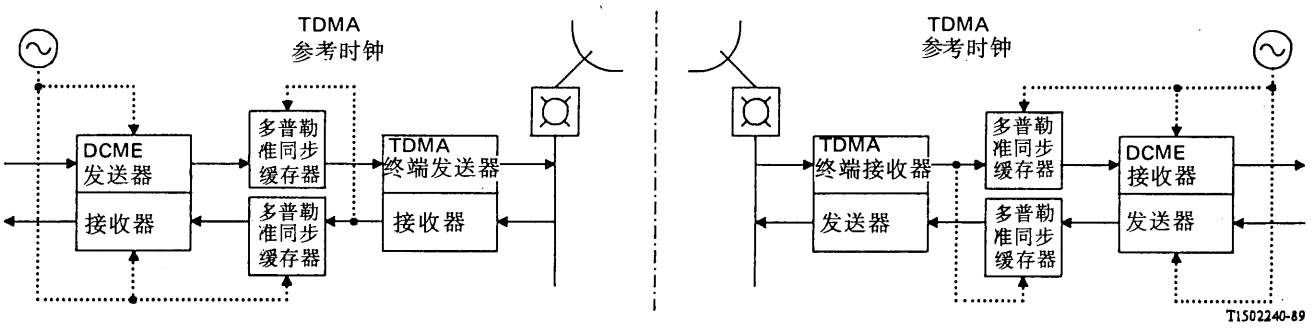


图 I - 11/G. 763

DCME 缓存准同步运用(两个准同步网之间)

I.2 多群运用

I.2.1 国内网内的地面运用

图 I - 12/G.763 表明在国内网内运用时的 DCME 终端同步的方法。交叉连接功能提供在单个基群复用级上集合接收多群信道库的手段。

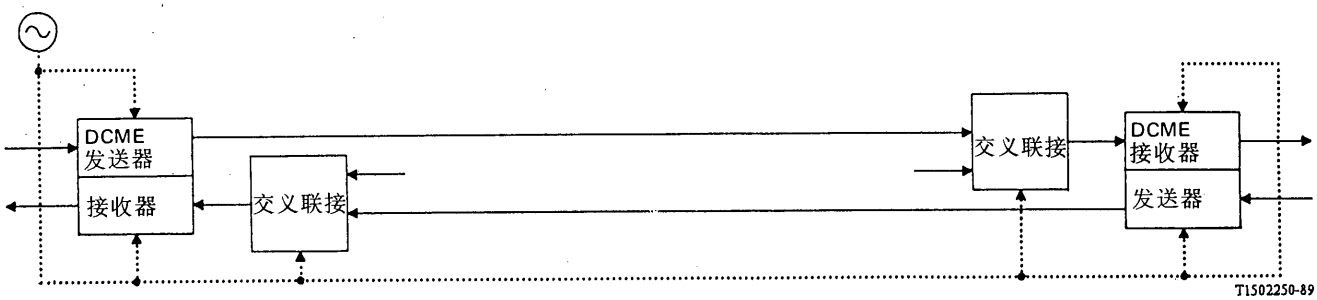


图 I - 12/G.763

DCME 同步运用(在单个同步网内)

I.2.2 在国内网之间地面运用

图 I - 13/G.763 表明在国内网之间经过地面设施运用时的 DCME 终端同步的方法。需要用准同步缓存器去消除各种准同步网之间定时的差异。由于多群配置的多重源性质,准同步缓存器必须放在交叉连接功能元件之前。

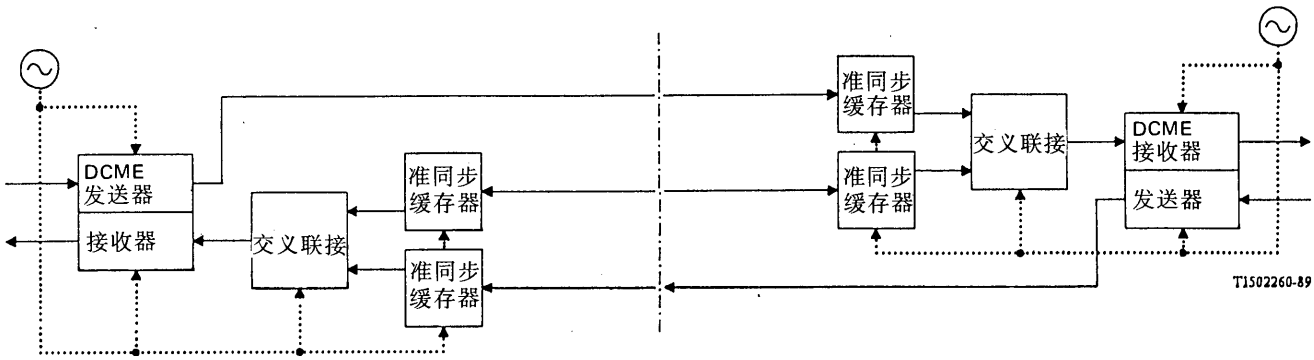


图 I - 13/G.763

DCME 缓存准同步运用(在两个准同步网之间)

I.2.3 在国内网之间基于连续载波型业务的卫星运用

图 I - 14/G.763 表明在国内网之间基于连续数字卫星载波运用时的 DCME 终端同步的方法。需要用准同步/多普勒缓存器消除各种准同步网之间的定时差异和消除卫星引起的接收数据流的多普勒漂移。由于多群配置的多重源性质,必须将准同步/多普勒缓存器放在交叉连接功能元件之前。

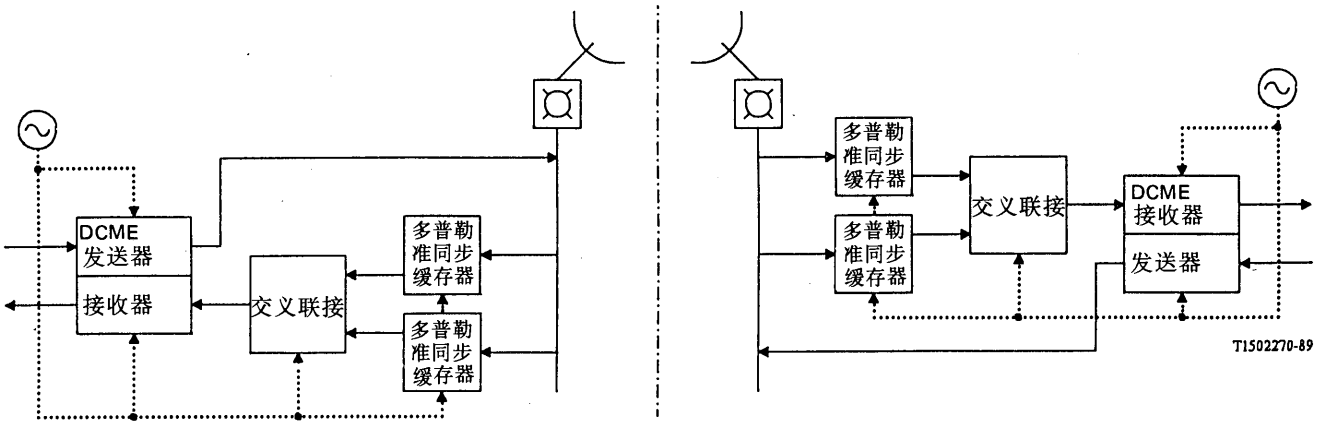


图 I - 14/G. 763

DCME 缓存准同步运用(两个准同步网之间)

I.3 多目的地运用

I.3.1 国内网内地面运用

图 I - 15/G. 763 表明在国内网内运用时的 DCME 终端同步的方法。假定接收数据流源出于互同步源。

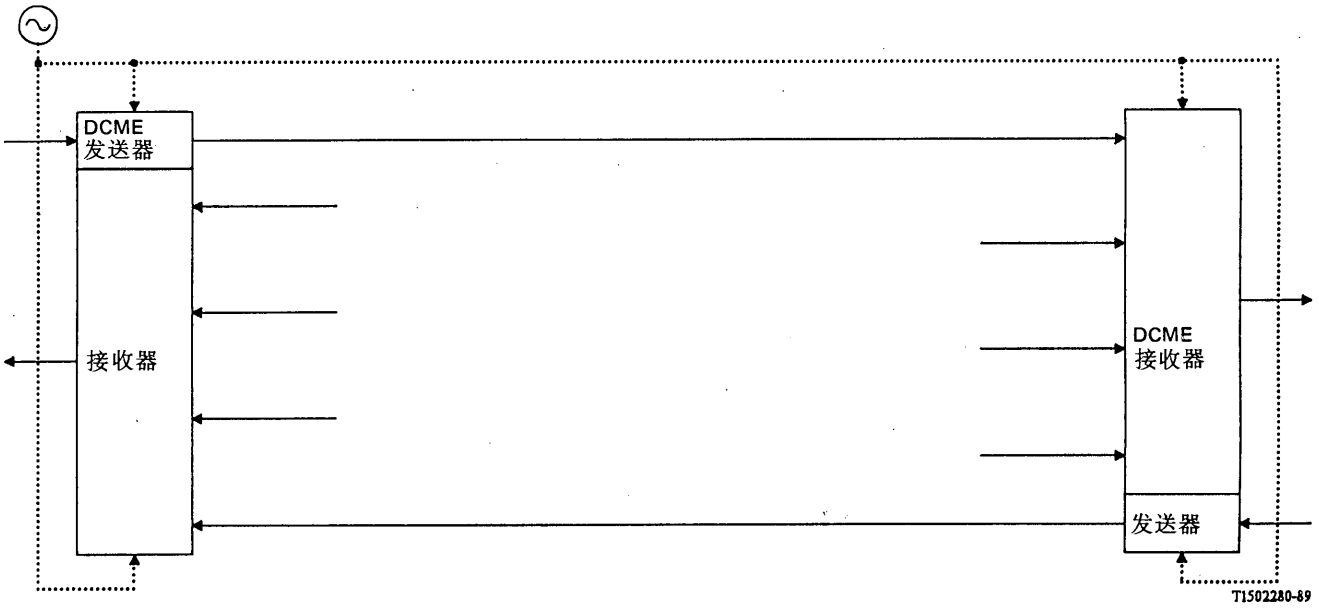
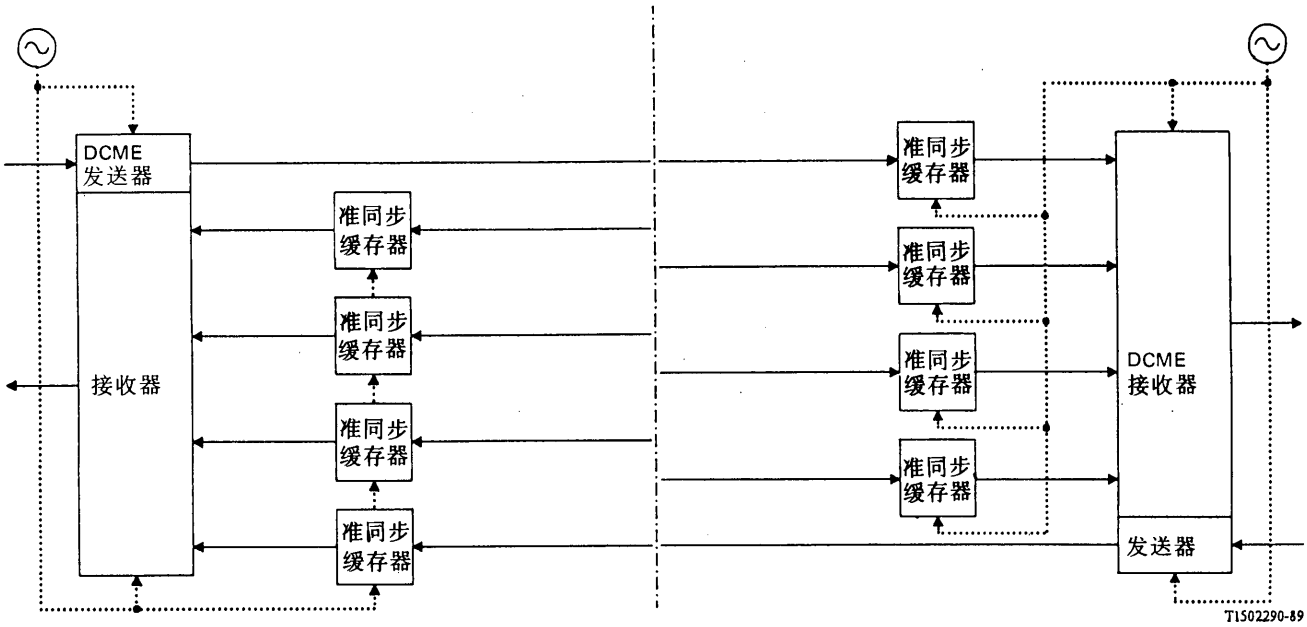


图 I - 15/G. 763

DCME 同步运用(在单个同步网内)

Ⅰ.3.2　国内网之间地面运用

图Ⅰ-16/G.763表明在国内网之间通过地面设施运用时的DCME终端同步的方法。需要用准同步缓存器消除各种准同步网之间的定时差异。由于多目的地配置的多重源性质,准同步缓存器必须放置在DCME接收功能元件之前。



图Ⅰ-16/G.763

DCME缓存准同步运用(两个准同步网之间)

Ⅰ.3.3　在国内网之间基于连续载波型业务的卫星运用

图Ⅰ-17/G.763表明在国内网之间基于连续数字卫星载波运用时的DCME终端同步的方法。需要用准同步/多普勒缓存器消除准同步网之间的定时差异,并消除卫星引起的接收数据流的多普勒漂移。由于多目的地配置中接收信号的多重源性质,准同步/多普勒缓存器必须放置在DCME接收器之前。

Ⅰ.3.4　在国内网之间基于*TDMA*型业务的卫星运用

图Ⅰ-18/G.763和图Ⅰ-19/G.763表明在国内网之间通过基于TDMA型业务的卫星链路运用时的DCME终端同步的方法。在TDMA终端要提供一个合适的接口,使之可以在基群复用口和DCME相接口。图Ⅰ-18/G.763允许DCME之间无滑动运用。

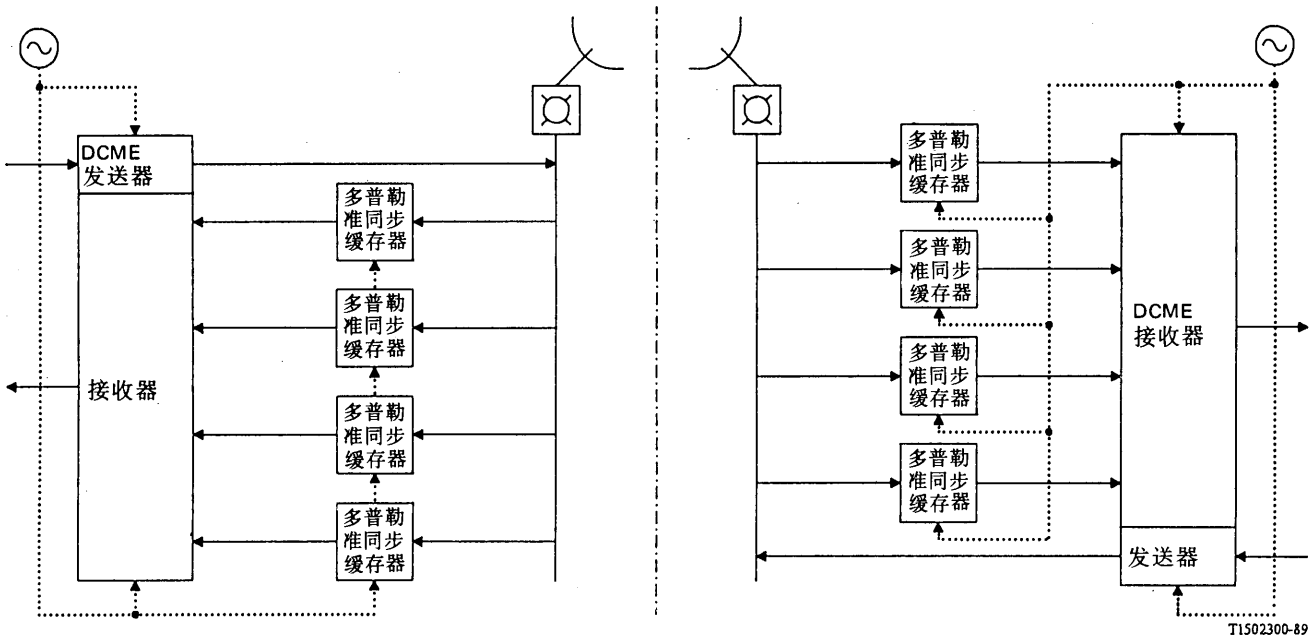


图 I - 17/G. 763

DCME 缓存准同步运用(两个准同步网之间)

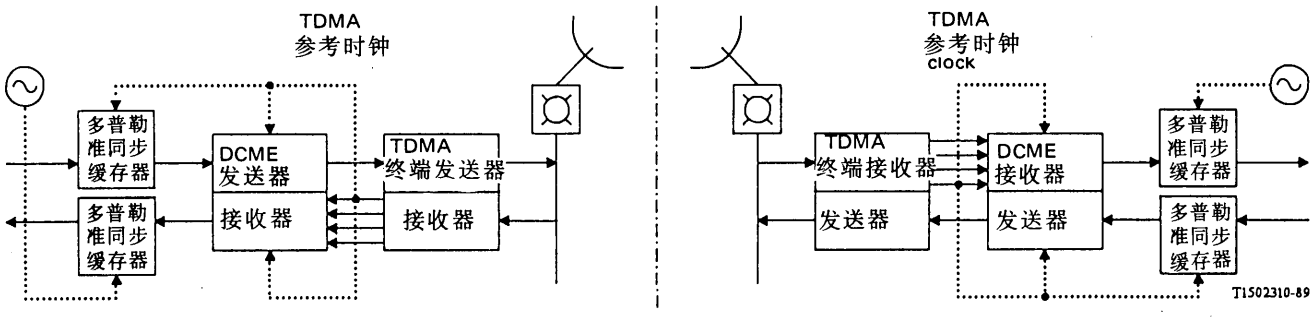


图 I - 18/G. 763

DCME 同步运用(两个准同步网之间)

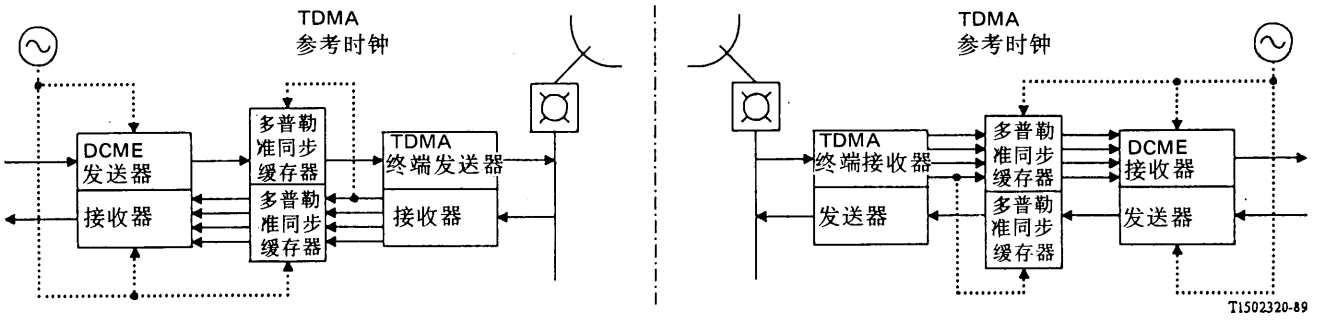


图 I - 19/G. 763

DCME 缓存准同步运用(两个准同步网之间)

附 录 Ⅱ

（附于建议 G.763）

信道状态类别和系统管理统计

本附录的目的在于提供足够的资料明确地规定在表 2/G.763 所认定的系统管理统计。

注 — 重要的是出于下述原因要分别地测量话音和数据性能：

— 对话音呼叫和数据呼叫，冻结和限幅的影响是不同的，

— DCME 的处理把优先权给予指配的归类为激活的数据，从而使数据排队的冻结因子总是应少于话音排队的对应的冻结因子。

Ⅱ.1 信道状态类别

对下列信道的各种状态作出规定，以便明确它们在系统管理统计的规定中所具有的特定含义。

Ⅱ.1.1 中继信道（*TC*）类别

对中继信道各种状态作如下规定：

a） 透明-信道被用于非受限的 64kbit/s 呼叫的传输。

b） 话音激活 — 由数据/语音鉴别器将信道分类为话音并由活动性检测器宣告信道激活。

c） 话音未激活 — 由数据/语音鉴别器将信道分类为话音并由活动性检测器宣告信道没有激活。

d） 数据激活 — 由数据/语音鉴别器将信道分类为数据并由活动性检测器宣告信道激活。

e） 数据未激活 — 由数据/语音鉴别器将信道分类为数据并由活动性检测器宣告信道没有激活。

f） 信令激活 — 在这个信道中由信令检测器（待研究）检测到信令并由活动性检测器宣告信道激活。

Ⅱ.1.2 承载信道（*BC*）类别

对承载信道状态作如下规定：

a） 话音 — 所连接的中继信道传送话音信号或带内信令。

b） 数据 — 所连接的中继信道传送数据信号。

c） 透明 — 所连接的中继信道传送透明的呼叫。

d） 不连接 — 没有中继信道连接到这个承载信道。

e） 话音可用 — 承载信道被连到“话音”中继信道，但能够用于不同的指配。

f） 数据可用 — 承载信道被连到“数据”中继信道，但能够用于不同的指配。

g） 预指配的 — 承载信道被固定地指配给一个中继信道。

h） 库（暂定） — 该千比特承载信道可用来获得多达四个数据信道的 LSB。

Ⅱ.2 系统管理统计

在下列定义中 N 是在平均周期内抽样的 DCME 帧的数目。

Ⅱ.2.1 话音的比特数/样值

其定义是对于所有用于话音的中继信道 TC，每样值的平均编码比特数。该平均值应计算到小数点后两位。

$$\text{话音的比特数 / 样值} = \frac{\sum_N \text{用于话音的承载信道(BC) 内的比特数}}{\sum_N \text{除透明、数据或未激活等类别之外的非预指配的中继信道数}}$$

Ⅱ.2.2 话音排队冻结因子(话音 *FOF*)

其定义为竞争性限幅持续时间与话音迸发持续时间之比。这个因子可以用类别是话音—激活但不连接的非预指配中继信道 TC 的数目与类别是话音—激活的连接加不连接的非预指配中继信道的总数之比来确定。该比值应以小数后三位的百分比表示：

$$\text{话音 FOF} = \frac{\sum_N \text{类别是话音 — 激活但不连接的非预指配中继信道 TC 数}}{\sum_N \text{类别是话音 — 激活(即不连接 + 连接) 非预指配中继信道 TC 数}} \times 100$$

归类为话音—激活和连接的中继信道的数目包括在悬挂时间内的那些中继信道。话音迸发持续时间要包括悬挂时间。

Ⅱ.2.3 话音冻结过量

在一分钟内平均时，话音 FOF 超过 0.5%的时间百分数。应该计算到小数点后两位〔统计时间间隔(STI)参见 § 8.2.1〕。

$$\text{话音 FOF 过量} = \frac{\text{在 STI 期间内话音 FOF 大于 0.5\% 的分钟数}}{\text{在 STI 期间的分钟数}} \times 100$$

Ⅱ.2.4 话音活动性比

归类为话音—激活的非预指配中继信道的数目对非预指配中继信道总数之比。这个比值用最接近整数的百分数表示。

$$\text{话音活动性比} = \frac{\sum_N \text{非预指配的话音 — 活动中继信道数}}{\text{非预指配的中继信道数} \times N} \times 100$$

话音活动性比包括悬挂时间。

Ⅱ.2.5 话音 DLC 作用率

对话音/话带数据(V/VBD)实施 DLC 期间的帧数与总帧数之比。这个比值用最接近整数的百分比表示。

$$\text{话音 DLC 作用率} = \frac{\text{对 V/VBD 实施 DLC 的抽样 DCME 帧数}}{N} \times 100$$

Ⅱ.2.6 数据排队冻结因子(数据 FOF)

归类为数据—激活但不连接的非预指配的中继信道数与类别为数据—激活(即连接+不连接)的非预指配的中继信道总数之比。这个比值应以小数后三位的百分比表示:

$$\text{数据 FOF} = \frac{\sum_N \text{类别为数据 — 激活但不连接的非预指配的中继信道数}}{\sum_N \text{类别为数据 — 激活(即连接 + 不连接) 的非预指配的中继信道数}} \times 100$$

类别为数据—激活的被连接的中继信道数要把悬挂时间内的那些中继信道也包括进去。

Ⅱ.2.7 数据活动性比

类别为数据—激活的非预指配中继信道数与非预指配的中继信道总数之比。这个比值用最接近整数的百分比表示。

$$\text{数据活动性比} = \frac{\sum_N \text{非预指配的数据 — 激活中继信道数}}{\text{非预指配的中继信道数} \times N} \times 100$$

数据活动性比包括悬挂时间。

Ⅱ.2.8 64kbit/s 失败占用率

64kbit/s 按需占用尝试(S64)从 DCME 收到 64kbit/s 否定确认(S64NACK)的百分数。

$$\text{64kbit/sFSR} = \frac{\text{在 STI 内收到的 S64 信号的计数值}}{\text{在 STI 内发出的 S64NACK 信号的计数值}} \times 100$$

Ⅱ.2.9 64kbit/s 的接通率

类别为 64kbit/s 接通一被叫加上 64kbit/s 连接一主叫的非预指配中继信道数与非预指配中继信道总数之比。这个比值用最接近整数的百分比表示。

$$64\text{kbit/s 接通率} = \frac{\sum_{N} \text{连接被叫和主叫的非预指配 64kbit/s 中继信道数}}{\text{非预指配中继信道数} \times N} \times 100$$

数据活动性比包括悬挂时间。

Ⅱ.2.10 64kbit/sDLC 作用率

对 64kbit/s 非受限业务实施 DLC 期间的帧数与总帧数之比。这个比值用最接近整数的百分比表示。

$$64\text{kbit/s DLC 作用率} = \frac{\sum_{N} \text{对 64kbit/s 实施 DLC 的抽样 DCME 帧数}}{N} \times 100$$

Ⅱ.2.11 平均比特误码率

在接收控制信道中测得的平均比特误码率。

$$\text{平均 BER} = \frac{\text{在控制信道中识别出的错误比特数的计数值}}{\text{在控制信道中收到的比特总数的计数值}} \times 100$$

Ⅱ.2.12 比特误码率过大

在一分钟内平均时，平均比特误码率超过 1×10^{-3}的时间百分比，这个值用整数表示。

$$\text{BER 过大} = \frac{\text{在 STI 内的 BER} > 1 \times 10^{-3} \text{ 的分钟数}}{\text{在 STI 内的分钟数}} \times 100$$

Ⅱ.2.13 严重误码秒率

参见建议 G.821。

Ⅱ.2.14 劣化分率

参见建议 G.821。

参 考 文 献

[1] KOU (K.Y.), O'NEAL (J.B.), NILSON (A.A.): Computations of DSI (TASI) overload as a function of the traffic offered, *IEEE Trans. on Communications*, Vol. COM-33, No. 2, Feb. 1985.

[2] BRADY (P.T.): A model for generating on-off speech patterns in 2-way conversation, *Bell System Technical Journal*, page 2445 *et seq.*, Sep. 1969.

[3] Special Issue on bit rate reduction and speech interpolation, Guest Editors M.R. Aaron and N.S. Jayant, *IEEE trans. on Communications* Vol. COM 30 No. 4, April 1982.

7.7 传输设备的运行管理和维护特征

建　议　G.771

电信管理网(TMN)中传输设备用的Q接口和相关的规约

(1988年订于墨尔本)

1 引言

1.1 范围

本建议规定将传输设备连到如建议M.30所规定的TMN时所需要的Q_1和Q_2接口以及相关的规约。虽然主要是拟用于传输设备,但这些接口也可以用于其它合适的应用场合。

主管部门可以从规定有限的一套规约中选取适合他们需要的那些规约。给出了关于适当的选择程序的指南。但是,能够和ISDN互通的规约组尚未包括在内。

1.2 电信管理网

电信管理网(TMN)提供一种手段,用来传送和处理网络的运行,管理和维护等信息。TMN的一般原理在建议M.30中叙述。图1/G.771示出TMN具体构成的例子。

2 参考

建议M.30—TMN的一般原理
建议X.200—CCITT应用的OSI参考模型
建议Q.513—运行、管理和维护用接口

3 定义

3.1 与*TMN*构成相关的定义

与TMN构成相关的术语的定义规定在建议M.30中。

3.2 补充定义

3.2.1 应用消息

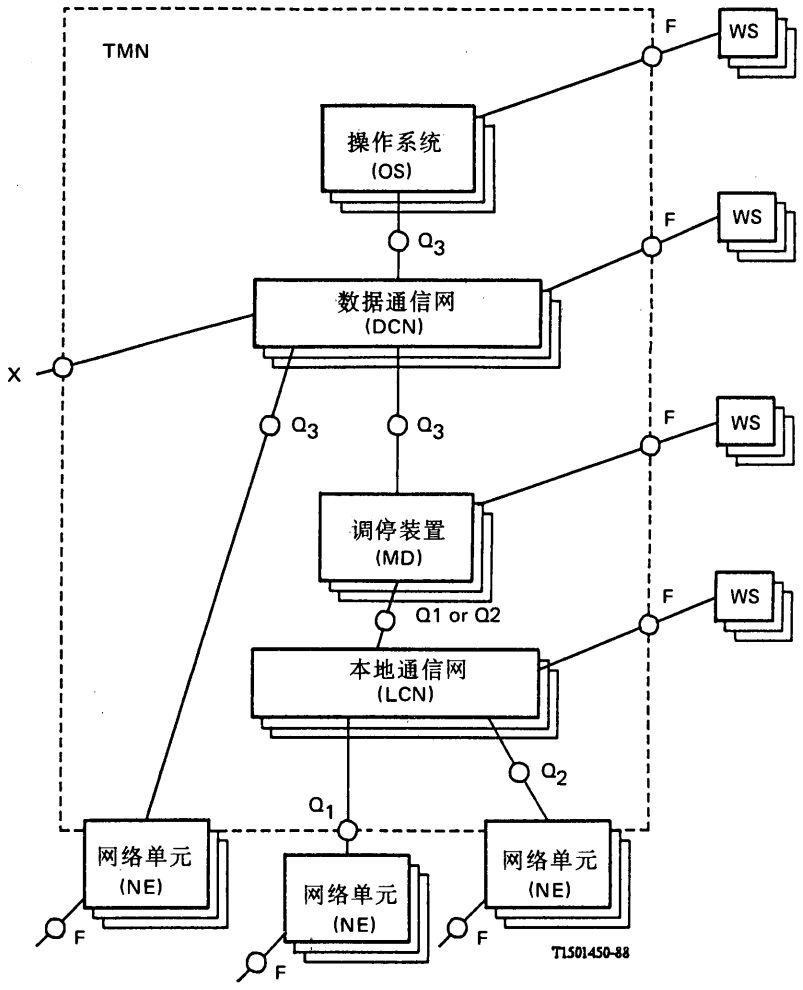
应用消息是为满足TMN应用功能需要在本地通信网(LCN)和数据通信网(DCN)流通的消息。

3.2.2 应用消息特性

应用消息特性是指应用消息的属性和信息内容。

3.2.3 应用消息属性

应用消息属性是表征在LCN和DCN中应用消息的通信功能要求的属性。



接口
WS 工作站
F 工作站接口
X 到其它网，包括其他 TMN$_s$ 的接口

图 1/G.771

电信管理网(TMN)一般化的实际构成

3.2.4 应用消息的信息内容

应用消息的信息内容提供在 LCN 和 DCN 中应用消息的构成和意义。

3.2.5 实际配置属性

实际配置属性是指那些与 LCN 和 DCN 实际配置相关的特性。

3.2.6 规约选择属性

规约选择属性是指那些与满足在 LCN 和 DCN 中应用消息通信要求的能力相关的规约组特性。

4 Q 接口

4.1 用途

Q 接口提供给网络单元(NE),操作系统(OS)和调停装置(MD)之间通过 DCN 和/或 LCN 互连之用。接口规范的用途是为了保证互连设备的兼容性,以便能够完成给定的 TMN 应用功能而与设备的型号或供应者无关。

经过 Q 接口的消息的主要用途是便于网络单元功能和操作功能之间的信息交换。调停功能的任务是从一处抽取或映射信息到另一处。调停功能的名细表在建议 M.30 中给出。调停装置(MD)的定义需要进一步研究。

经 Q 接口的消息的转移需要使用规约。本建议基于七层 OSI 模型规定了有限的一套规约组,它是根据功能的划分、接口属性和经济性来考虑的。

4.2 接口的一般物理特性

在 TMN 内所有通信均使用 Q 接口(附录 A 提供了一些例子)。实际的 Q 接口是装在设备上或尽量接近设备的地方。设备是实现功能的实体。

DCN 用于中央操作系统与分布的电信中心之间的通信。用 Q_3 标准接口进行连接(参见建议 Q.513)。

最高层的 MD 和 OS 用 Q_3 接口实现。为了实现上的原因,包含有停调功能的 NE 可以用 Q_3 接口来提供直接与使用 DCN OS 的通信。

LCN 用本建议规定的 Q_1 和 Q_2 标准接口连接。当运行的或经济的因素起支配作用时,LCN 也可以把远端 NE 连接到本地 MD 或连到具有调停功能的本地 NE。

不含调停功能的 NE 使用 Q_1 接口连到 MD。含有某些调停功能的 NE 使用 Q_2 接口连到 MD。Q_2 接口也用于不同 MD 之间的连接。

Q 接口在采用 Q 接口适配器后也可以用于连接具有如建议 M.30 规定的非标准 M 接口的设备。在附录 A 中给出使用 Q 接口适配器的例子。

4.3 一般的规约特性

与 Q 接口相关的规约特性取决于须实现的功能。基于七层 OSI 模型业已确定需要有两种系列的规约。与 Q_3 接口相关的 PQ(dcn)系列比与 Q_1 和 Q_2 接口相关的 PQ(lcn)系列更复杂一些,PQ(lcn)系列的功能较有限。在 PQ(lcn)系列中与 Q_1 接口有关的规约组通常比与 Q_2 接口有关的组简单一些。

实际配置属性具有在给定装置内的一组 MD 和 NE 的实际配置的特性,在选择 PQ(lcn)系列的规约组时它是一个重要因素。

在附录 B 中提供了某些 LCN 的实际配置属性。

5 PQ(lcn)系列的规约组

5.1 用途

PQ(lcn)系列的规约组的用途是为了在电信管理网内的调停装置和网络单元之间、和/或调停装置之间,能够跨过 Q_1 和 Q_2 接口进行有效的通信。

5.2　系列的说明

PQ(lcn)规约组的系列由数目有限的成员构成。系列的每个成员是一套特定的规约组，并可以按§5.3.4规定的规约属性将它和系列别的一些成员区分开来。

规约组由OSI的1-7层构成。对于PQ(lcn)系列规约组不必都考虑到OSI模型的所有层。

5.3　选择规约组的导则

5.3.1　用途

本节的目的在于规定从§5.4中提供的PQ(lcn)系列成套规约中选择规约组的步骤，并提供必要的资料。

5.3.2　*PQ(lcn)*规约组的选择步骤

为选择能满足用户需要的规约组，将按下列步骤反复进行：

i) 按建议M.30确定将由LCN传送的TMN的应用功能。

ii) 确定调停功能的分布。

iii) 确定LCN的实际配置属性。

iv) 规定须用LCN传送的TMN应用消息。

v) 准备好满足TMN应用功能需要的特有的TMN应用消息特性。这些是在§5.3.3中提供的一组应用消息特性的基础上，须由LCN传送的应用消息的特性。

vi) 分析实际配置属性和特有的应用消息特性，以便能将这些特性和§5.3.4提供的规约选择属性联系起来。

vii) 通过将规约选择属性与PQ(lcn)系列的规约组的各成员联系起来，选择能满足TMN应用功能需要的合适的规约组。

注 — 图2/G.771画出了上述选择步骤的vi)和vii)。应注意到：应用消息特性对应用层提供的业务提出要求，这些业务是所有各层提供业务的集合，而规约选择属性是按每个OSI层单独给定的。

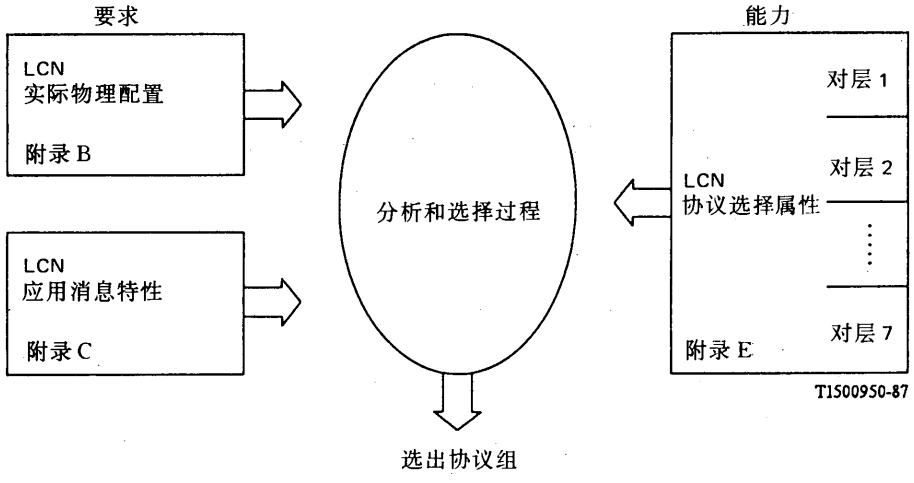


图2/G.771

LCN协议组选择过程

5.3.3 *TMN 应用消息特性*

在评价应用消息时必须考虑两类特性：
— 应用消息属性；
— 应用消息的信息内容。

附录 C 提供了能用于应用消息的可能的 LCN 应用消息特性清单。

附录 D 提供了应用消息轮廓特性的例子。

在 LCN 中应用消息相关的值和名称必须与整个 TMN 应用消息特性相关的值和名称一致。

5.3.4 *LCN 规约选择属性*

附录 E 提供一些 LCN 规约选择属性。

5.4 规约组

本节规定须用于支持 Q_1 和 Q_2 接口的规约组，并列出每个规约组的规约选择属性的值。

5.4.1 规约选择属性的值

当在 PQ(lcn)系列中包含规约组时，对于在本建议规定的每一规约组，将提供标识规约选择属性的表。

附录 F 的表 F.5/G.771 提供了这样一个用于候选规约组的表的例子。

5.4.2 规约组的定义

在附录 F 中可以看到若干提议的候选规约组。对本节的候选规约组的选择正在研究中。

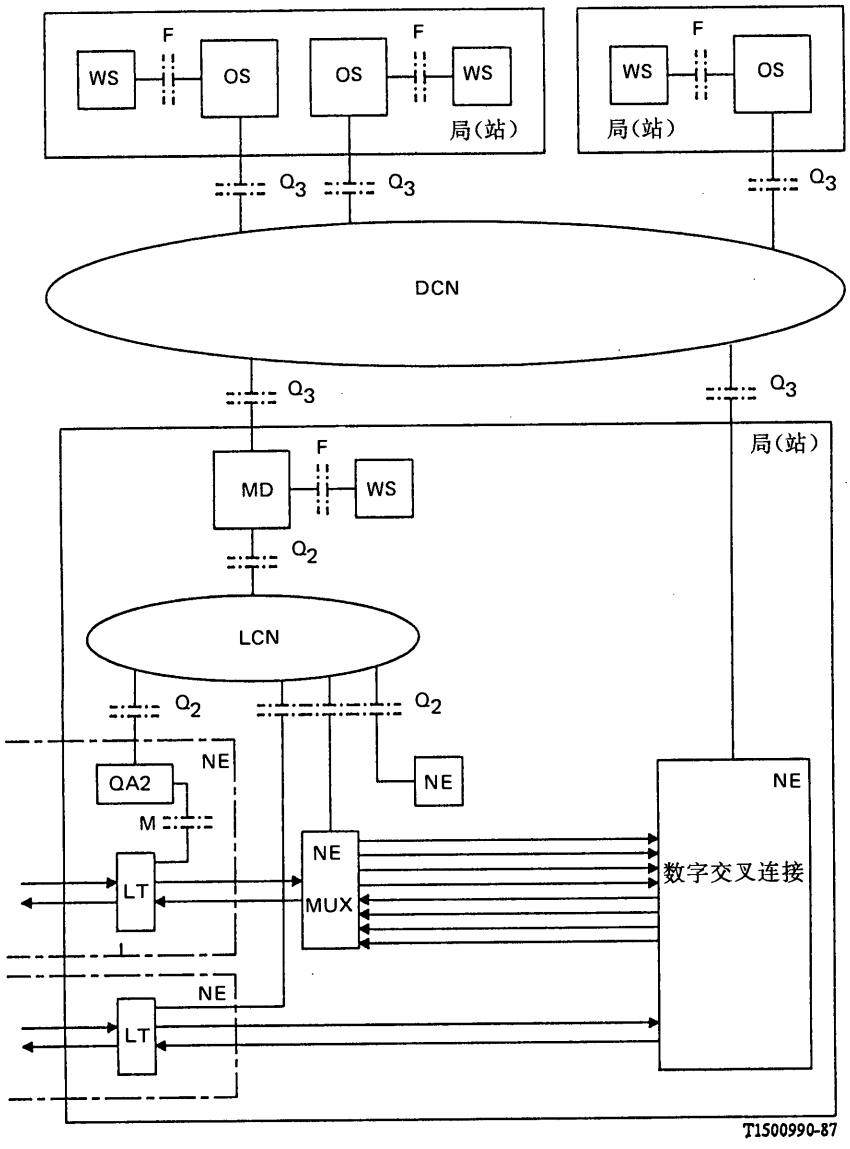
附 件 A

(附于建议 G.771)

采用 TMN 结构的实际实现的例子

建议 G.771 包括的一些设备如下：
— 传输终端(复用器，数字交叉连接，信道变换设备等)；
— 数字和模拟传输系统(用电缆和光缆，用无线和卫星等)；
— 有关的支持系统(测试模块、供电系统、建筑物告警系统、故障定位系统等)。

采用 TMN 结构的实际实现的例子表示在如下图 A-1/G.771 和图 A-2/G.771。

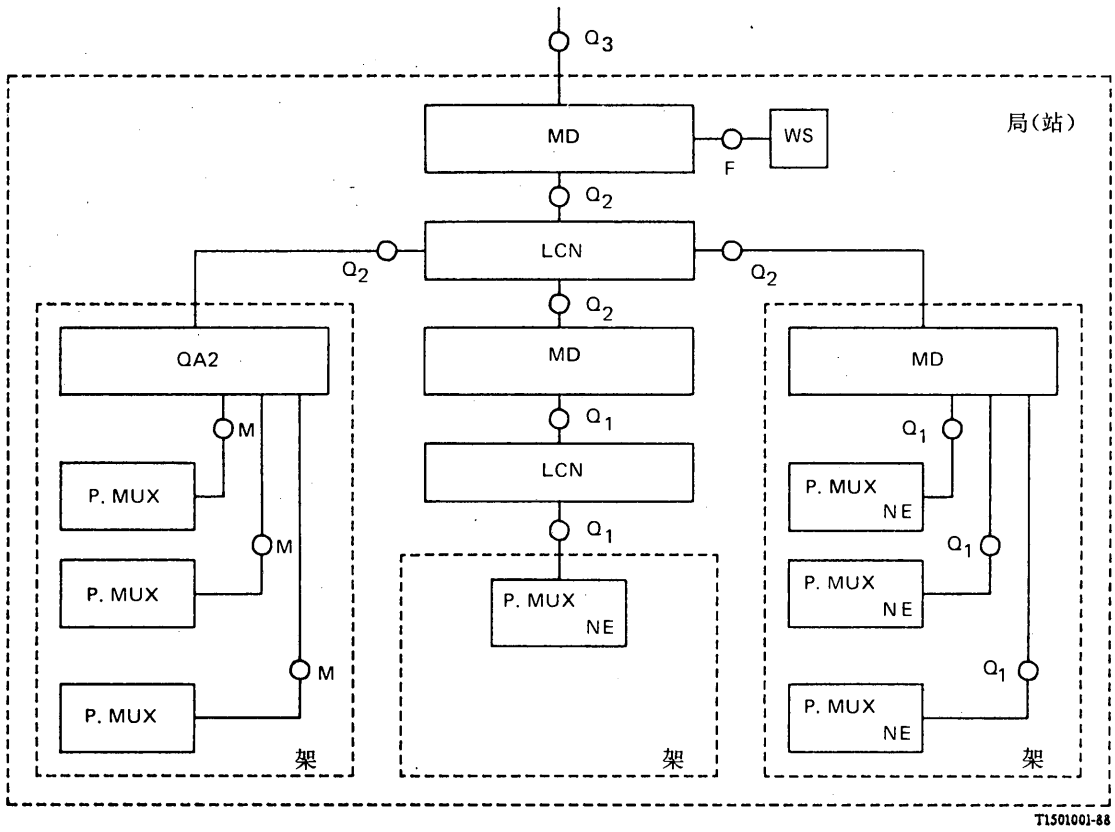


OS 操作系统
DCN 数据通信网

MD 调停装置
NE 网络单元
WS 工作站
Q, F 标准化接口
LT 线路终端
MUX 复用设备
M 非标准化维护接口

QA2 Q 接口适配器 2
LCN 本地通信网

图 A-1/G.771
具体 TMN 实现的例子



NE	网络单元
P. MUX	基群复用设备
MD	调停装置
M	非标准化维护接口
QA2	Q－接口适配器 2
WS	工作站
Q, F	标准接口

图 A-2/G. 771

具体局(站)实现的例子

附 件 B

（附于建议 G.771）

LCN 实际配置属性

LCN 实际配置属性表示主管部门对将要设计的各自 LCN 整个配置的要求。在 PQ(lcn)规约组选择过程(§5.3.2)中，LCN 实际配置属性不仅将影响 PQ(lcn)规约组的选择，而且还决定了所需的调停装置的类型和数量。

在设计 LCN 时，主管部门还要考虑每种配置的口的数目和由实现选择规约组的各自的调停装置能够服务的这种配置的数目。与网络单元在整个空间的分布和级联的调停装置的多少一起，这决定了 LCN 的布局。然而，这种调停装置的设计特点已超出了本建议的范畴。

B.1 *NE 的口的数目*

规定须经由 LCN 服务的网络单元本地通信的口的数目有多少(包括调停装置)：

描述符：(口的数目) 小 ≤32
中 >32，≤256
大 >256，≤2048
很大 >2048

B.2 *配置*

规定 LCN 所用的配置。

描述符： 星型；
总线；
环形。

B.3 *每种配置的口的数目*

规定在 LCN 的单个配置(星型、总线或环形)内须互连的口的数目有多少。

对于星型配置从隐含假定每个分支一个口出发来计算分支的数目。对于总线或环形配置的主-从规约组，从每个配置的口的计算中除去主要的数目。

描述符：(口的数目) 小 ≤8
中 >8，≤32
大 >32，≤128
很大 >128

B.4 *通信距离*

规定在 LCN 内须桥接的距离。

描述符：(米) 很短 ≤10
短 >10，≤100
中 >100，≤1000
长 >1000

B.5 *通信环境*

描述符： 机架内
在同一楼层
在建筑物内
建筑物外

B.6 *是否需要提供更多的属性，有待进一步研究。*

附 件 C

（附于建议 G.771）

LCN 应用消息特性

C.1 应用消息属性

C.1.1 通信模式

响应 — F 级节点只回答询问和执行明确的指令。

自主 — F 级节点还能向主节点提供其他信息(例如,在被轮询时)。

对等 — F 级节点还能和别的 F 级节点通信。

C.1.2 数据量

传送的数据数量。一般的准则是可采用 4096 个八比特组和 256 个八比特组来作为描述符。

描述符:(八比特组数) 低 ≤256

中 >256,≤4096

高 >4096

C.1.3 频度

说明预期的消息实例使用 LCN 的频繁程度。

描述符:(每日处理量) 偶而 ≤1

定期的 >1,≤1440

经常性 >1440

C.1.4 时延

规定在 LCN 通信中可以接受的时延量。在这里时延不包括调停处理时间。

描述符:(秒) 短 ≤1

中>1,≤10

长 >10

C.1.5 多重响应

表示可以对来自同一来源的请求有一个以上的响应。

描述符:单个,多重。

C.1.6 优先权

声明重要性的次序,或与消息相关的优先权。

描述符: 有或无

C.1.7 接收证实

从一个系统送来的重要的消息可以要求对等系统证实已收到那个特定的数据。

描述符: 是或否

C.1.8 可靠性

说明信息是否被丢失或在 LCN 中受传输的影响。

描述符:(误码) 低: 不要求

中: 偶尔有

高: 一点也没有

C.1.9　相位保证

如果一个或多个 NE 必须在 MD 的管理下协调地执行一系列的措施，就需要相位保证。

描述符：　要或不要

C.1.10　可用性

可以允许的不受 LCN 的损伤影响的量。

描述符：(%)　低　>85

中　>95

高　>99.5

C.1.11　数据组织

说明信息是否组织成文件，以及说明有关数据组织型式。

描述符：(数据组织)　要或不要

C.2　应用消息的信息内容

下面的项目单提供了所有操作功能公用的数据单元的形式。这样，它们将提供一种使信息包含在特定消息中的结构，并最终交换成与 LCN 规约相关的标志。

下面所说的公共数据单元对每个独立的 LCN 可能不是都需要，也不是必然要按下面给定的秩序来组织。

C.2.1　消息的形式

指的是互作用模式和不是由消息调用的特定操作功能。

例：消息形式(报告，指令等)

C.2.2　资源的形式

指的是正在被管理的一般的网络实体。

例：光纤系统，型号 X。

C.2.3　资源的实例

指的是正在被管理的 NE 的特例，例如，型号 X 编号 Y。

C.2.4　日期/时间

可要可不要。

C.2.5　消息的名称

指的是正在实施的特定的操作。

例："设备告警报告"，"设备控制指令"，"设施性能报告"。

C.2.6　资源子实体

指的是作为操作目标所列举的资源子实体。

例：光纤发送器，基群速率的电路。

C.2.7　资源子实体的实例

资源子实体特例的标识。

例："光纤发送器 No.5"。

C.2.8　消息参数

指的是专用于消息名称的数据单元。
例:“主要的或次要的”,“无误码秒”。

C.2.9　结果参数

这些是表示数值的数据单元,当采用时这些数值将与消息参数或其它数据单元相关联。
例:“100 无误码秒”

C.2.10　错误消息的类型

对不成功的信息交换的尝试给予应答的类别。
例:无效告警类型

C.2.11　错误消息参数

可能伴随错误消息类型的参数。

C.2.12　多重响应名称

这个数据单元是在特定的消息作为合适的响应链的一部份的情况下的其它数据单元的组合,例如,在个别的消息必须参考初始消息的场合。

C.2.13　多重响应参数

与多重响应名称相关的输出数据单元。

附 件 D

（附于建议 G.771）

应用消息轮廓特性示例

光纤传输系统的例子

主要告警报告	
应用消息属性	
1. 启动程序	NE
2. 数据量	低
3. 频度	很少
4. 时延	高
5. 多重响应	不适用
6. 优先权	要
7. 接收证实	?
8. 可靠性	高
9. 相位保证	不适用
10. 可用性	高
11. 数据组织	不适用
应用消息的内容	
1. 消息的形式	报告
2. 资源的形式	光纤传输系统 XYZ
3. 资源的实例	单元编号 N
4. 日期/时间	年/月/日-时/分/秒
5. 消息名称	设备告警报告
6. 资源子实体	发送单元
7. 资源子实体实例	信道编号 M
8. 消息参数	激光器故障
9. 结果参数	不适用
10. 错误消息类型	不适用
11. 错误消息参数	不适用
12. 多重响应名称	不适用
13. 多重响应参数	不适用

附 件 E

（附于建议 G.771）

LCN 规约选择属性

这些 LCN 规约选择属性概括了在 § 5.3.2 中说明的供 LCN 规约组选择过程中使用的各个 PQ(lcn)规约组的能力。

注 — 对每个允许的属性值给定一个缩写作为表 F.5/G.771 的关键字。表 F.5/G.771 集中了所有候选的属性值。

规约选择属性是：

a） 在第 1 层

配置	S:星型;B:总线;R:环形
每种配置的口的数目	S:小 ≤8 M:中 >8,≤32 L:大 >32,≤128 VL:很大 >128
物理媒介	SP:屏蔽对;TP:扭绞对 CP:同轴对;OF:光纤 O:其他
传输模式	S:同步;AS:异步; HD:半双工;FD:全双工
工作速度 （每秒比特数）	1200,2400,4800,9600,19200, 64000,128000,1000000
通信距离（米）	VS:很短 ≤10 S:短 >10,≤100 M:中 >100,≤1000 L:长 >1000
通信环境	WR:机架内;OF:同一楼层 IB:建筑物内;OB:建筑物外
可用性（%）	L:低 M:中 } 正在研究 H:高

b） 在第 2 层

数据链路连接	CO:面向连接 CL:无连接
数据链路启动程序	M:主站;AP:全部参与站
数据链路地址规模 （地址数）	S:小 ≤8 M:中 >8,≤32 L:大 >32,≤128 VL:很大 >128
接收证实	Y:要;N:不要
帧长最大值 （八比特组数）	S:小 ≤256 M:中 >256,≤4096 L:大 >4096
每个口的帧频最大值 （每秒帧数）	L:低 ≤1/60 M:中 >1/60,≤1 H:高 >1

帧发送时延最大值 (秒)	S:短 ≤0.1 M:中 >0.1,≤1 L:长 >1
误码检测	N:无;P:奇偶;CS:校验和(n) CRC:循环冗余校核(n)
汉明距离	1,2,3,4,n
误码恢复	N:无;R:重发;C:校正

c) 在第 3 层

LCN 网的规模 (口的数目)	S:小 ≤32 M:中 >32,≤256 L:大 >256,≤2048 VL:很大 >2048
选路功能	Y:有;N:无
(不)分组	Y:要;N:不要
连接	N:无;P:永久的;SW:交换的
优先权	Y:有;N:无

d) 其他层的属性有待进一步研究。

附 件 F

(附于建议 G.771)

提议的候选规约组

本附录包括当前正在考虑的供作为规约组的 PQ(lcn)系列的成员选择用的那些候选规约组。各个规约组的说明的完整性不等,但每个说明只限于 OSI 的较低的二或三层的规范。对于一个完整的规约组的规范,必须规定较高层;然而,为了指导硬件的决策,此处提供了可用的资料。将进一步研究以完善说明和选择。

第 3 组候选规约获得最广泛的支持,但是,还没有那一个候选规约组已经通过 CCITT 的正式选择过程。

在以下的各节所说明的每个候选规约组。其后一节是总结,在该节中的表 F-5/G.771 中包含了候选规约选择的属性值(参见附录 E)。在表 F-5/G.771 中,不同的值表示能力不同,这些能力上的差异可能影响到各个候选方案对各个应用领域的适应性。

对于每个候选规约组表明了一些最初的应用。然而,这些规约组适合的应用范围还没有彻底检验过。

F.1 *第 1 组候选规约(CPS1)*

最初的应用:

用于在电信网中建立相当多的 NE(例如:复用设备、线路传输终端)的告警监视、性能监视和配置控制。

F.1.1 *OSI* 第 1 层

F.1.1.1 配置

一个串联的总线连接，最多 30 个节点。

30 个节点以上的配置可用若干个串行的总线按等级结构来实现。

这种等级结构的特征是每个总线的传输速率低而吞吐量高。

F.1.1.2 通信环境

串行总线配置仅用于建筑物内的应用场合。

F.1.1.3 实际连接

一个平衡的屏蔽对，最长 500 米。

F.1.1.4 电气要求

每个总线接口应符合建议 V.11 多点互连〔1，3，14 和 23〕。

按照〔23〕，每个总线应当用电阻终端。

按〔23〕的规定，每个接收器对总线应当呈现最大为一个单位的负载。

F.1.1.5 线路码

线路码应为 NRZ(不归零)。

F.1.1.6 速度

比特率应为 19.2kbit/s。

比特率容限应为±1%。

F.1.1.7 传输模式

传输模式应当是半双工、异步。

F.1.2 *OSI* 第 2 层

异步，按照〔15〕面向字节规约。

F.1.2.1 传输帧格式

传输帧格式应符合〔15，(i)〕

F.1.2.2 链路传输程序

链路传输程序应符合〔15，(ii)〕。

应采用在〔15〕中规定的所有标准传输帧(可变长度的帧、固定长度的帧和单字符)。

工作模式应是：主/从，循环轮询。

F.1.2.3 寻址

对于循环轮询应采用在 256 个可能的地址中的地址 1 到 30。

对于广播式(一个消息送到所有节点)应采用地址 255。

F.1.2.4 窗尺寸

窗尺寸固定为 1。

F.1.3 较高层

正在研究中。

F.2　第 2 组候选规约(*CPS 2*)

最初的应用：

能够适用于电话网中相当多的 NE(例如，复用设备、线路传输终端)和电信网中数目有限的高性能的 NE(例如，交叉连接)包括交叉连接设备在内的 NE 的告警监视、性能监测、测试指令和响应，以及配置控制。

F.2.1　*OSI* 第 1 层

F.2.1.1　配置：总线。

F.2.1.2　线路速率：1Mbit/s。

F.2.1.3　媒介：屏蔽线对。

F.2.1.4　电气要求：带有脉冲变压器的建议 *V.11* 接口。

F.2.1.5　线路码：*CMI*。

F.2.2　*OSI* 第 2 层

F.2.2.1　帧格式

帧的构成：

— 标志，
— 目的地地址：2 个八比特组，
— 源地址：2 个八比特组，
— 控制：1 个八比特组，
— 逻辑链控制(LLC)数据：可变长度(最大 512 个八比特组)，
— 帧校核序列：CRC16，
— 标志。

F.2.2.2　媒介接入控制

采用被称为载波检测多址(CSMA)的媒介接入控制训练。〔12,18〕

F.2.2.3　逻辑链路控制层

采用在〔11,17〕中规定的确认无连接模式规约规范。

F.2.3　较上层

正在研究。

F.3　第 3 组候选规约(*CPS 3*)

最初的应用：

用于在电信网中建立相当多的 NE(例如，复用设备，线路传输终端)的告警监视、监能监测和配置控制。

F.3.1　*OSI* 第 1 层

F.3.1.1　物理特性

F.3.1.1.1　配置

符合〔14〕的串行总线运用(环形配置尚在研究)。

应由主管部门决定使用半双工还是全双工工作。

F.3.1.1.2　传输线对

两个带屏蔽的平衡线对，每个传输方向用一对。

注 — 有两个主管部门已提议利用每个线对的半双工模式提供附加的总线保护而无需附加线。于是，为了这种模式的正确运行，可能有必要附加与总线占用有关的某些要求。

F.3.1.1.3　总线防护

在需要附加总线保护的场合，可以考虑双总线或输出激励器保护电阻。

注 — 在采用双总线的场合，不应当同时在两个总线上出现故意的传输，持续的噪声或另一个总线上无意的传输不应使一个总线的功能性受损。

F.3.1.1.4　连接器

主管部门应规定连接器的类型。

F.3.1.2　电气特性

F.3.1.2.1　静态和动态特性

每个总线连接的静态和动态特性应符合〔14〕。

F.3.1.2.2　总线终端

每个总线的末端应由符合〔14〕的电阻(120 欧姆；+10%，-0%)终端。

F.3.1.2.3　负载连接

每个接收器对总线应当呈现的最大负载按〔14〕的规定为一个单位负载。负载连接的数目限 32 个。

F.3.1.2.4　比特率

比特率应是 19.2 或 64kbit/s。在一些应用中可能需要比特率为 128kbit/s。比特率容限应当是±1%。

F.3.1.2.5　关闭时间

发送站在发出最后的关闭标志最末比特结束后 1ms 内应将它的发生器置于高阻状态。

注 — 对于 19.2kbit/s 以上的比特率，是否需要减少这个时间正在研究之中。

F.3.1.2.6　准备

在发生器启动之后，允许有不超过 4 比特时间的与实施情况有关的准备。在这个准备期间，可以不假定总线的状态。

F.3.1.3　线路码

线路码应当是 NRZ1。

假定由余下的站抽取时钟。

F.3.1.3.1　原理

每个过渡〔14〕应当用“零”来表示，无过渡则应当用“1”比特来表示。

F.3.1.3.2　锁定过程

为了时钟抽取，符合〔6〕规定的由一个八比特组的“零”或者由一个或两个标志构成的锁定序列应在须发送的帧的开标志的开始之前和紧跟在 F.3.1.2.6 叙述的准备(如果实施的话)之后立即发出。

F.3.1.4　*扩展模式*

在需要扩展模式的能力(例如,使用调制解调器)的场合,除下述例外,应当采用§F.3.1.1到§F.3.1.3的要求:

F.3.1.4.1　*配置—全双工*

F.3.1.4.2　*连接器*

连接器应当符合〔6〕。应当提供用于调制解调器控制的符合建议V.24〔2〕,〔22〕的合适的信号端子。参见表F.1/G.771。

F.3.1.4.3　*电气要求*

数据装置控制端子应符合建议V.24〔2〕,〔22〕。

F.3.1.4.4　*线路码*

应采用NRZ线路码。应当提供单独的时钟分配。

F.3.1.4.5　*速度*

比特率为9.6或64kbit/s。在一些应用中可能需要较低的速度,例如1.2,2.4和4.8kbit/s。

F.3.2　*OSI第2层*

数据链路规约是同步HDLC型。

F.3.2.1　*HDLC帧结构*

HDLC帧结构应符合〔6〕(帧结构)。

F.3.2.1.1　*寻址字段*

寻址字段应当是一个八比特组。

F.3.2.1.2　*信息字段*

在任一HDLC帧中的信息字段都应当是整数个八比特组。
信息字段八比特组应当首先发送最低有效位比特。
应当支持128和256个八比特组的最大信息字段长度。
在一些应用中可能需要的最大信息字段长度为512个八比特组。

F.3.2.2　*寻址*

应当能够给二级站指配1到254的范围内的任一地址。

F.3.2.2.1　*全体站地址*

将地址字段码组"11111111"规定为全体站地址。

F.3.2.2.2　*无站地址*

将地址字段码组"00000000"规定为无站地址。
无站地址决不应当指配给二级站。

F.3.2.2.3　*群地址*

不用。

F.3.2.3　*HDLC规程*

HDLC规程规定在〔7〕。

F.3.2.3.1　指令和响应

必须支持的 HDLC 的指令和响应如下：

a）指令：

— SNRM：置于正常响应模式；

— DISC：拆线；

b）指令或响应：

— I：信息；

— RR：接收就绪；

— RNR：接收未就绪；

c）响应：

— FRMR：帧拒绝；

— UA：无编号的确认；

— DM：断开模式。

F.3.2.3.2　模式

选择两种模式：

— 一种运用模式：正常响应模式(NRM)；

— 一种非运用模式：正常断开模式(NDM)。

F.3.2.4　程序的种类

应实现〔9〕所规定的那种不平衡工作的正常响应模式类(UNC)。

F.3.2.4.1　*HDLC 任选的功能*

应实现下列 HDLC 任选功能：

a）无编号的信息(选择 No.4)

— 指令 UI；

— 响应 UI。

b）数据链路测试(选择 No.12)

— 指令 TEST；

— 响应 TEST。

F.3.2.5　OSI 第 2 层的其他参数

F.3.2.5.1　窗尺寸

窗尺寸固定为 1。

F.3.2.5.2　重复之前的等待时间

在没有应答或应答丢失的情况，基站要提供等待时间功能。

重复之前的等待时间要大于须由基站发出的最长帧的持续时间加上二级站的响应时间和须由二级站发出的最长帧的持续时间。

F.3.2.5.3　重复次数

在§F.3.2.5.2 的情况下，在检测没有应答或应答丢失状况之前的最大重复次数固定为五次(六次请求)。

F.3.2.5.4　响应时间

二级站应不迟于基站发送的帧的闭标志结束之后的 5ms 开始发送它响应的开标志。

注 — 对于大于 19.2kbit/s 的比特率，是否需要减小这个时间正在研究之中。

F.3.3　较高的层

正在研究之中。

表 F.1/G.771

24 针连接器引脚的说明〔16〕

引脚	V.24 电路	说明	注
1	101	保护地	1
13	102	信号地	
2	103	发数据 A 线	
14	103	发数据 B 线	
11	104	收数据 A 线	
23	104	收数据 B 线	
3	105	请求发 A 线	2
15	105	请求发 B 线	2
7	106	清除发 A 线	2
19	106	清除发 B 线	2
8	107	数据模式 A 线	2
20	107	数据模式 B 线	2
9	109	接收器就绪 A 线	2
21	109	接收器就绪 B 线	2
6	114	发定时 A 线(DCE 到 DTE)	
18	114	发定时 B 线(DCE 到 DTE)	
10	115	收定时 A 线(DCE 到 DTE)	
22	115	收定时 B 线(DCE 到 DTE)	

注 1 — 设备:用可移动的带状导线连到机架的地

电缆:连到屏蔽层

注 2 — 这些电路对于嵌入的工作通路或调制解调器的连接是任选的,而不用于多点总线的连接。

注 3 — 按功能将电路分类:地、数据、控制和定时。在多点总线的每个接口点应当采取措施把接口延续到下一个网络单元。

应当采取措施使线路用它们的特性阻抗(典型的是 120 欧姆,电阻)来终端,在多点总线的一端应当是设备。进一步的资料参见〔2〕,〔16〕,〔22〕,〔23〕。

F.4 第4组候选规约(*CPS4*)

最初的应用：

在电信网中建立数量有限的专门的NE(例如：复用设备，线路传输设备)的告警监视、性能监测和测试。

F.4.1 第1层

— 符合建议V.24和V.28[20]的电特性；
— 配置：星形；
— 物理连接：ISO 2110(25脚)(参见表F.2/G.771)；
— 传输模式：双工，D型接口；
— 工作速度：1200，2400，4800和9600bit/s(用户任选)；
— 屏蔽：带状地线接到机架(用户任选)。

表F.2/G.771

ISO 2110引脚的说明

引脚	V.24电路	说明	注
1	101	保护地	1
7	102	信号地	2
2	103	发送的数据	2
3	104	接收的数据	2
4	105	请求发送	2
5	106	清除发送	2
6	107	数据置位就绪	2
20	108.2	数据终端就绪	3
22	125	振铃指示器	3
8	109	接收的线路信号检测器	2
24	113	发送器信号单元定时(DTE到DCE)	4
15	114	发送器信号单元定时(DCE到DTE)	5
17	115	接收器信号单元定时(DCE到DTE)	5

注1 — 设备：可移动的带状线连到机架地。
电缆：连到屏蔽层。

注2 — 基本互换电路，所有系统。

注3 — 用于交换业务需要附加的互换电路。

注4 — 在OS/NE接口中不采用电路DA(CCITT113)。

注5 — 用于同步信道需要附加的互换电路。

注6 — 双工，D型接口。

按功能将电路分类为：地、数据、控制和定时。

进一步的资料，参见[2]、[3]、[5]、[19]。

F.4.2　第2层

数据链路层应符合建议X.25〔4〕规定的LAPB,这是强制性的。另外,应当采取措施不参与分组交换网的数据设备(OS和NE)之间的连接。接口应当与〔8〕相符。

所遵循的链路层规范适用于所有情况。

F.4.2.1　在链路建立和复原期间的设备型式

在采用分组交换网来连接NE和OS时,它们每个都叫做"数据终端设备"(DTE)而网络的作用则是"数据电路终端设备"(DCE)。当提供专用的或拨号链路时,必须利用其他的手段来担当DCE的角色。

在第1级,调制解调器将提供DCE接口,提供比特同步。

在链路级,遵循在〔8〕中规定的程序。NE或OS必须能够启动链路的建立或复原(建议X.25中DCE的功能),以及响应来自连接设备的启动(建议X.25中DTE的功能)。另外,必须采取措施指配A/B地址。这种强制性的选择须是现场可设定的,并存储在非易失性的存储器中。符合这种要求的设备是与到DCE或到对端DTE的连接兼容的。

F.4.2.2　窗

应当采用模8工作。对于不确认的帧的窗,须在1帧到7帧之间任选。典型值是7和2。

F.4.2.3　用户信息

用户信息须用整数个的八比特组来安排。

用户信息的最大长度应是可由用户设定的,与表F.3/G.771所表明的N1参数值的范围一致。应支持的最大信息字段长度为131和259个八比特组,可选的有515个八比特组。这些值提供了三个八比特组的分组标题,而分组数据单元的最大长度分别为128、256和512个八比特组。

F.4.2.4　其他的帧参数

其他的某些帧参数应由用户设定,须与比特率、帧的长短和连接网络的特性一致。NE的设计应当足够灵活,以适应各种网络的参数,如等级的选择和以后的重新配置。参数的范围被表示在表F.3/G.771中。类似于物理层那样,这些选择须在安装时设定,可由用户改变并且是非易失的。

F.4.3　其他的层

这个规约组不规划第3层

正在研究第4～7层。

F.5　第5组候选的规约(*CPS5*)

最初的应用:

用于电信网中建立有限数目的高性能的NE(例如,数字交叉连接)的全部管理。

F.5.1　第1层

— 电气特性符合建议V.24,V.28〔20〕;
— 配置:星形;
— 物理连接:ISO 2110(25脚)(参见表F.2/G.771);
— 传输模式:双工,D型接口;
— 工作速度:1200,2400,4800和9600kbit/s(用户任选);
— 屏蔽:带状地线接到机架(用户任选)。

表 F.3/G.771

LAPB 数据链路层的属性

LAPB 规约 八比特组定位			
信号链路程序(SLP)	范围	缺陷值(注 1)	单位
K-I-帧窗：	1 到 7	7	
T1-等待确认(再试)定时器：	2 到 20	3	秒
T2-响应时延定时器：	0.3		秒
T3-拆线时间	注 2		
T4-不激活定时器	4 到 120	20	秒
N1-每 I-帧的除标志外的比特数	1080,2104	1080	比特
N2-重传计数器	2 到 16	7	
A/B 地址的指配	可由用户选定		

注 1 — 缺损值应是卖方提供的部分。除非用户另有规定,缺损参数应是所提供的初始值,随后可以由用户在规定范围内改变。

注 2 — 拆线定时器时间 T3 的值,并不是 OS 和 NE 成功互通的判据,因而不规范其值。

F.5.2 第 2 层

数据链路层符合建议 X.25〔4〕规定的 LAPB,这是强制性的。另外,应当采取措施不参与分组交换网的数据终端设备(OS 和 NE)之间的连接。接口应当与〔8〕相符。

所遵循的链路层规范适用于所有的情况。

F.5.2.1 在链路建立和复原期间的设备型式

当采用分组交换网来连接 NE 和 OS 时,它们每个都叫做“数据终端设备”(DTE)而网络的作用则是“数据电路终端设备”(DCE)。当提供专用的或拨号链路时,必须利用其他的手段来担任 DCE 的角色。

在第 1 级,调制解调器将提供 DCE 接口,提供比特同步。

在链路级,遵循在〔8〕中规定的程序。NE 或 OS 必须能够启动链路的建立或复原(建议 X.25 中的 DCE 功能),以及响应来自连接设备的启动(建议 X.25 中的 DTE 功能)。另外,必须采取措施指配 A/B 地址。这种强制性的选择须是现场可设定的,并存储在非易失性的存储器中。符合这种要求的设备是与到 DCE 或到对端 DTE 的连接兼容的。

F.5.2.2　窗

应当采用模 8 工作。对于不确认的帧的窗须在 1. 帧到 7 帧之间任选。典型值为 7 和 2。

F.5.2.3　用户信息

用户信息须用整数个的八比特组来安排。换句话说，数据须用 8 比特字节构成。

用户信息的最大长度应当是可由用户设定，与表 F.3/G.771 所表明的 N1 参数值的范围一致。应当支持的最大信息字段长度为 131 和 259 个八比特组，以及可供选择的 515 个八比特组。这些值提供了三个八比特组的分组标题，而分组数据单元的最大长度分别为 128，256 和 512 个八比特组。

F.5.2.4　其他的帧参数

其他的某些帧参数由用户设定，使之与比特率、帧的长度和连接网络的特性一致。NE 的设计应足够灵活，以适应各种网络参数，如等级选择和以后的重新配置。参数的范围被表示在表 F.3/G.771 中。类似于物理层那样，这些选择须在安装时设定，可由用户改变并且是非易失的。

F.5.3　第 3 层

分组层符合建议 X.25，这是强制性的。另外，分组层必须采取措施不参与分组交换网的数据终端设备(OS 和 NE)的连接。为此目的要求接口与〔10〕相符。另外，应当采用〔13〕的规定。

必须支持的属性概括在表 F.4/G.771 中。特别要注意的是：这个表表示支持 PVC(X.25/PVC 程序)和 SVC(X.25/SVC 程序)所需要的不同的属性。

F.5.3.1　在再启动期间的设备型式

当使用分组级 X.25 接口时，按〔10〕中规定，要求在再启动期间自动选择 DCE/DTE 的作用。

F.5.3.2　其他的特性和参数

分组层属性归纳在表 F.4/G.771 中。

F.5.4　较高层

正在研究之中。

F.6　第 6 组候选规约(*CPS6*)

初始的应用：

用于电信网中建立相当多的 NE(例如，复用设备，线路传输终端)的告警监视、性能监测和配置控制。

F.6.1　接口特性

F.6.1.1　一般的特性

— 网络拓扑："环路"(各种的环形链配置)；
— 串行数据传输；
— 主—从原理；
— 从站的最大数：30；
— 传输媒介：一个平衡的屏蔽线对(具有提供旁路"环"和从属站中故障段的可能性)；
— 两个连接的从属站之间的最大连接长度：1000m。

表 F.4/G.771

X.25 分组层属性

属　性	范围(注 1,2)	缺陷值(注 3)	单位
永久虚电路			
分组规模	128,256,512 任选	128	八比特组
窗尺寸	1-7	2	
中断分组	任选		
交换的虚电路			
流控制参数协商			
分组规模	128,256,512 任选	128	八比特组
窗尺寸	1-7	2	
吞吐量等级协商			
比特率	1200,2400,4800,9600	2400	bit/s
急发的数据协商			
闭合用户群			
闭合用户群选择			
基本格式	2		十进数字
快速选择	128		八比特组
快速选择接受			
搜索群			
转接时延选择和指示			
主叫地址扩展			
被叫地址扩展			
最小吞吐量等级协商			
端到端转接时延协商			

注 1 — 以不影响国际标准规定的常规协商规则的方法来规定协商的参数的范围。

注 2 — 没有标注任选的属性则是强制性的。

注 3 — 缺陷值应是由卖方提供的部分，也就是说，除非用户另有规定，缺陷参数应是所提供的初始值。它们可以在以后由用户在规定的范围内改变。

F.6.1.2　*ISO-OSI 参考模型的第 1 层(物理层)*

— 电特性符合建议 V.11 和 V.24 的〔1〕,〔2〕,〔21〕;

— 传输方法:异步;

— 从站工作模式:双工;

— 传输速率:≤19200bit/s

F.6.1.3　更高层正在研究之中

表 F.5/G.771

候选规约选择属性值

属性	CPS1	CPS2	CPS3	CPS4	CPS5	CPS6
第 1 层						
配置	B	B	B.R[a]	S	S	R
每个配置的口的数目	M	VL	M	M	M	M
物理媒介	SP	SP	SP	SP	SP	SP
传输模式	AS-HD	S-FD	S-HD,FD	S-FD	S-FD	AS-HD
工作速度(bit/s)	19200	1000000	19200 64000 128000	1200 9600	1200 9600	≤19200
通信距离	M	M	M(L)	M(L)	M(L)	M
通信环境	IB	IB	IB(OB)	IB(OB)	IB(OB)	IB
可用性[a]						
第 2 层						
数据链路连接	CO	CL	CO	CO	CO	CO
数据链路启动器	M	AP	M	AP	AP	M
数据链路地址规模	M	VL	VL	S	S	a)
接收证实	Y	Y	Y	Y	Y	Y
最大帧长度	S	M	S,M	S,M	S,M	S
每个口的最大帧频	M	M	M	M	M	M
最大帧的转接时延	M	S	M	S,M	S,M	S
误码检测	P+CS8	CRC16	CRC16	CRC16	CRC16	CRC
汉明距离	4					
误码恢复	R	R	R	R	R	R
第 3 层						
LCN 网络大小					VL	
选路					Y	
(不)分组					Y	
连接					P,SW	
优先权					Y	
较高层[a]						

[a]待研究。

注 — 本附录中缩写的说明在附录 E 中给出。

参 考 文 献

[1] CCITT Recommendation *Electrical characteristics for balanced double-current interchange circuits for general use with integrated circuit equipment in the field of data communication*, Vol. VIII, Rec. V.11.

[2] CCITT Recommendation *List of definitions for interchange circuits between data terminal equipment and data circuit-terminating equipment*, Vol. VIII, Rec. V.24.

[3] CCITT Recommendation *Electrical characteristics for unbalanced double-current interchange circuits*, Vol. VIII, Rec. V.28.

[4] CCITT Recommendation *Interface between Data Terminal Equipment (DTE) and Data Circuit-Terminating Equipment (DCE) for terminals operating in the packet mode and connected to public data networks by dedicated circuit*, Vol. VIII, Rec. X.25.

[5] ISO 2110 *Data communications – 25-pin DTE/DCE interface connector and pin assignments.*

[6] ISO 3309 *Data communications – High-level data link control procedures – Frame structure.*

[7] ISO 4335 *Data communications – High-level data link control procedures – Consolidation of elements of procedures.*

[8] ISO 7776 *Data communications – High-level data link control procedures – Description of the X.25 LAPB-compatible DTE data link procedures.*

[9] ISO 7809 *Data communications – High-level data link control procedures – Consolidation of classes of procedures.*

[10] ISO 8208 *Information Processing Systems – X.25 packet level protocol for data terminal equipment.*

[11] ISO 8802.2 *Information Processing Systems – Local area networks – Part 2: Logical link control.*

[12] ISO 8802.3 *Information Processing Systems – Local area networks – Part 3: Carrier sense multiple access with collision detection.*

[13] ISO 8878 *Data communications – Use of X.25 to provide the OSI connection-mode network service.*

[14] ISO DIS 8482 *Data communications – Twisted pair multipoint interconnections.* Compatible with Rec. V.11 and Reference 23.

[15] IEC TC 57 Part 5
(i) IEC TC 57 Part 5-1. Format FT 1.2
(ii) IEC TC 57 Part 5-2.

[16] IEEE STD 488 *Standard digital interface for programmable instrumentation.*

[17] IEEE STD 802.2 *Local area networks – Logical link control.*

[18] IEEE STD 802.3 *Local area networks – Carrier sense multiple access/collision detection.*

[19] EIA-232-C *Interface between Data Terminal Equipment and Data Communications Equipment employing serial binary data interchange.*

[20] EIA-232-D *Interface between Data Terminal Equipment and Data Circuit-Terminating Equipment employing serial binary data interchange.*

[21] EIA-422 *Electrical characteristics of balanced voltage digital interface circuits.*

[22] EIA-449 *General purpose 37-position and 9-position interface for Data Terminal Equipment and Data Circuit-Terminating Equipment employing serial binary data interchange.*

[23] EIA-485 *Electrical characteristics of generators and receivers for use in balanced digital multipoint systems.*

建　议 G.772

数字保护监测点

(1988 年订于墨尔本)

注 — 本建议中所列的详细要求适用于 2048kbit/s 系列。今后将研究把本建议规定的原则应用于 1544kbit/s 系列。

1　定义

保护监测点(PMP)提供一个数字接口,在这个接口上可以监视发送的信号并可使用适当的测试设备进行测量[1]。

2　位置

保护监测点可能的位置可以在:

a)　设备的输出口,

b)　设备之间的信号通道中。

一些例子表示在图 1/G.772 中。

3　保护监测点的电气特性

注 — 对与保护监测点有关的所有参数的依据应当是如建议 G.703[2]所规定的相关的输出接口(参见图 1/G.772 和图 2/G.772)。

3.1　阻抗

在保护监测点由测试设备所呈现的负载阻抗是如建议 G.703 所规定的对应的传输通道接口的标称阻抗。

3.2　衰减

当连接到保护监测点的试验和测量设备呈现的阻抗等于建议 G.703 所规定的相关的接口的标称阻抗时,传输通道接口和保护监测点之间的衰减在该接口处标称比特率的 2.5%到 150%范围内对所有频率都应当为 A±1dB(参见图 2/G.772)。

对不同的标称比特率可能需要不同的值。

A 的数值正在研究之中。

在保护监测点的传输通道接口处的数字信号电平,应当如建议 G.703 的规定一样,但受互连电缆特性修正。应假定电缆的衰减遵循 $\sqrt{f}$ 的规律,频率等于标称比特率的一半时,损耗 X 之值如下:

对于 64kbit/s　　$0 \leqslant X \leqslant 3$dB

对于 2 和 8Mbit/s　　$0 \leqslant X \leqslant 6$dB

对于 34 和 140Mbit/s　　$0 \leqslant X \leqslant 12$dB

注 — 对于如图 1a/G.772 所描述的装在设备输出口处的保护监测点装置,X 之值为 0dB。

3.3 *PMP 装置的防护*

3.3.1 保护监测点装置对静电放电的防护应当遵照建议 K.21〔3〕和 IEC 出版物 801-2〔4〕的要求。

3.3.2 将任何负载阻抗，包括短路和开路，加到保护监测点都不应当引起损坏。

3.3.3 对由于疏忽而加到保护监测点的电压的防护正在研究之中。

4 传输通道接口的电气特性

注 — 对与传输通道接口有关的所有参数的依据应当是如建议 G.703 所规定的相关的输出接口。

4.1 阻抗

传输通道接口应当有如建议 G.703 对相关比特率输出接口所规定的一样的标称阻抗。

4.2 回损

在传输通道接口用它的标称阻抗终端的情况下，回损应当符合建议 G.703 对相关比特率输出接口所规定的要求。这要求应适用于加到保护监测点的包括短路和开路在内的负载阻抗的任意值的情况。

4.3 衰减

当传输通道接口以其标称阻抗终端，保护监测点以包括开路和短路在内的任意负载阻抗终端时，对于标称比特率 2.5%到 150%范围内的所有频率，传输通道中的衰减均应小于 YdB(参见图 2/G.772)。

Y 的值要进一步研究，已有提议取 1dB。

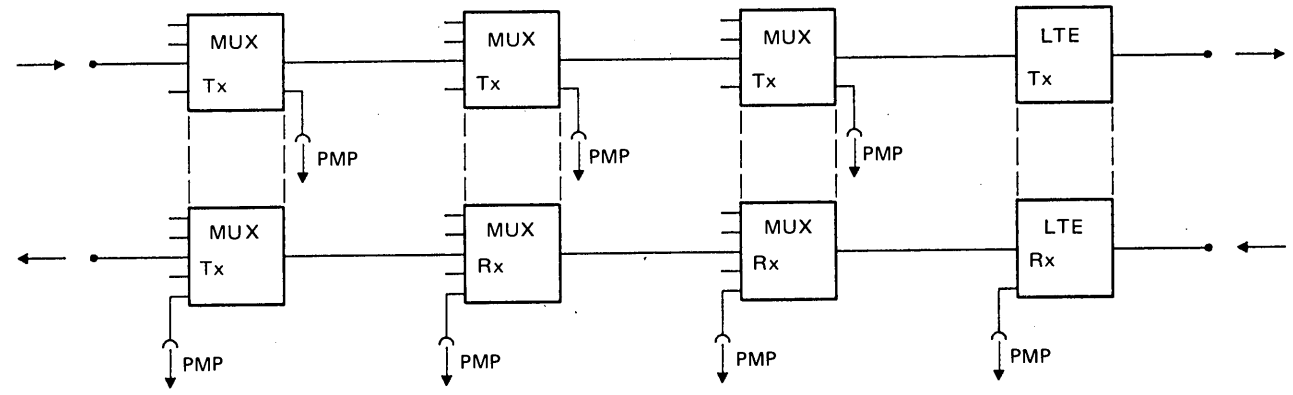
4.4 保护监测点对最大电缆长度的影响

如图 1b/G.772 所示，具有衰减 YdB 的保护监测点的引入将会使建议 G.703 所允许的最大衰减实际上减少 YdB。

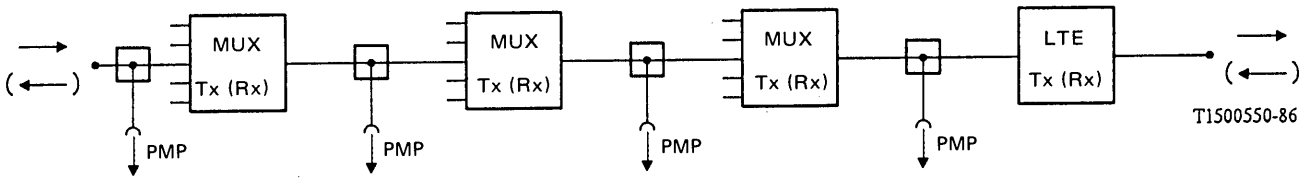
4.5 对传输信号的保护

正在研究之中。

应当根据在保护监测点以包括开路和短路在内的任意的阻抗终端的情况下，传输通道中信号的脉冲样板的变化量 X%来规定保护的程度。



a) 监测点和传输设备合在一起



b) 提供独立监测点的设备

Tx 发送侧
Rx 接收侧
PMP 保护监测点
MUX 复用设备
LTE 线路终端设备

图 1/G.722
实现监测点的例子

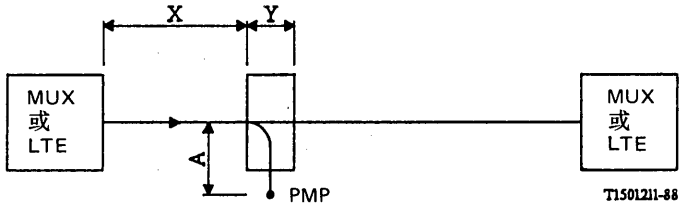


图 2/G.722
A,X 和 Y 的定义

参 考 文 献

[1] CCITT Recommendation *Maintenance terminology and definitions*, Vol. IV, Rec. M.60.

[2] CCITT Recommendation *Physical/electrical characteristics of hierarchical digital interfaces*, Vol. III, Rec. G.703.

[3] CCITT Recommendation *Resistability of subscribers terminals to overvoltages and overcurrents*, Vol. IX, Rec. K.21.

[4] IEC Publication 801-2 *Prescriptions relatives aux décharges électrostatiques.*

7.9 其他终端设备

建　议　G.791

关于复用转换设备的一般考虑

（1980年订于日内瓦，作了进一步修改）

CCITT

鉴于

在某些情况下从FDM信号到TDM信号，以及反过来的直通连接（不经过音频接口）所提供的优越性，

建议在这些情况下

（1）　使用在建议G.701定义4020所介绍的复用转换设备；
（2）　建议G.792介绍所有复用转换设备的公共特性；
（3）　建议G.793涉及提供2048kbit/s信号并且使用A律编码的60路复用转换设备；
（4）　建议G.794涉及提供1544kbit/s信号并且使用μ律编码的24路复用转换设备。

1　补充定义

1.1　P型复用转换器(TMUX-P)

这是一种复用转换设备，其模拟接口是由若干个基群所组成的。

1.2　S型复用转换器(TMUX-S)

这是一种复用转换设备，其模拟接口是由一个或多个超群所组成的。

1.3　分级复用转换器

这是一种复用转换设备，其数字接口满足建议G.703和G.704的规定，而模拟接口满足建议G.233〔1〕的规定。

1.4　复用转换器信道

模拟侧4000Hz频带与数字侧64kbit/s比特率相对应，它允许传送限制在300～3400Hz电话频带内的信号。对于一个给定的信道，可以用下述方法得到出入口：

— 或者是在与TDM信号有关信道相联系的时隙上；
— 或者是在FDM信号频带(f_p，f_p±4000Hz)上，f_p是与该信道有关的虚载频，“+”号对应于基础超群情况，“-”号对应于基础基群情况。

注 — 在模拟侧的带外信令和数字侧的随路信令之间的对应性将包括在对各种复用转换器的专门建议中。

2 复用转换器的应用

在增补 No. 28 中说明了复用转换器在数字和模拟网互连方面的应用。

参 考 文 献

[1] CCITT Recommendation *Recommendations concerning translating equipments*, Vol. III, Rec. G.233.

建 议 G. 792

所有复用转换设备的共同特性

(1980 年订于日内瓦;作了进一步修改)

CCITT

建议

凡属建议 G. 791 所规定的各种复用转换设备应遵循如下这些特性。

建议 O. 133 包含了关于测试设备的资料,应考虑按照该建议设计的测试设备所提供的测量精度。

下述规范基于理想测量设备,因此他们并不包括为测量误差所留的任何余度。

为了避免因所用的测试频率等于 PCM 抽样率的分倍数而产生的电平误差,应避免使用 8kHz 的整分倍数。

在指明标称基准频率是 1020Hz 的场合(衰减/频率失真的测量和相对电平的调整),根据建议 O. 6〔18〕,实用的频率应当是 1020Hz,+2 到-7Hz。

1 编码律

复用转换器应满足建议 G. 711,§ 3。

2 PCM 信道的抽样率

根据建议 G. 711,§ 2,PCM 信道的标称抽样率为 8000Hz±50. 10^{-6}。

3 PCM 信道的幅值限制

根据建议 G. 711,§ 4,PCM 信道的理论负载容量对 A 律是+3. 14dBm0,对 μ 律是+3. 17dBm0。

4 模拟虚载频的精度

模拟虚载频应满足〔1〕中所列的建议。

5 模拟群输入端的饱和电平

复用转换器在其模拟输入口应能接收与表 3/G. 223〔5〕规定的等效峰值功率相对应的电平(例如,对于一个基群是+19dBm0,对于一个超群是+20. 8dBm0)。

注 — 要注意到在数字话音插空(DSI)设备的内插侧使用复用转换器的可能性。若给定一个插空率为 2，将导致等效峰值功率对于 TMUX-P 是 19.5dBm0，而对于 TMUX-S 是 21.2dBm0(见表 3/G.223[5])。

6 测量音频频带质量的方法

测量音频频带质量特性的各种可能方法示于图 1/G.792。

类别	测量方法	备注
A	TMUX F/T T/F 模拟载频	在模拟载频测量
B	TMUX T/F F/T PCM 复用信号	在 PCM 复用级测量
C	TMUX F/T T/F 群调制器* S R 通路调测器 S R 音频 * 对TMUX-P 不需要群调制器	在音频测量
D	TMUX T/F F/T PCM 复用信号 模拟载频	在 PCM复用级和模拟载频作单向测量
E	模拟载频 F/T T/F PCM 复用信号 T/F F/T 模拟载频	在模拟载频测量
F	PCM 复用信号 T/F F/T 模拟载频 F/T T/F PCM 复用信号	在 PCM 复用级测量

T/F TDM 到 FDM 变换
F/T FDM 到 TDM 变换
S 发送器
R 接收器

CCITT-27811

图 1/G.792
复用转换器测量方法的方框图

由于方法 B 要求用数字信号发生器和分析仪，而某些主管部门还没有这类仪表，当不能用方法 B 时可暂用方法 C〔数字口成环路，利用辅助模拟信道的终端（以及可能的基群调制器），假定信道终端（以及可能的调制器）的损伤的增加和减少已予先测得〕。

方法 D 事实上对应于四种可能的方法，取决于测试信号的发送与检测是在模拟侧还是在数字侧。

方法 E 和 F 用于串音测量。

为了测量方便和精确，当复用转换器有电平调节时，这种调节最好用一个等于 1 的增益来阻塞，在 § § 7 至 23 的规范中假定了这种阻塞。

7 话音频带内的衰减失真与频率的关系

测量方法是方法 A。

复用转换器的每个信道的衰减变化是频率的函数，必须保持在图 2/G. 792 样板限值之内，发送电平是-10dBm0；基准频率是 1020Hz。

8 群时延

8.1 群时延的绝对值

测量方法是方法 A。

在话音频带 300～3400Hz 内被规定作为群时延最低值的群时延绝对值，对复用转换器的所有信道都应保持小于 3ms。

注 — 当复用转换器用于卫星数字通信的地球站时，在音频频带内群传播时间的最低值可从 3ms 增至 6.5ms。在所有其它情况下应当遵守 3ms 值。

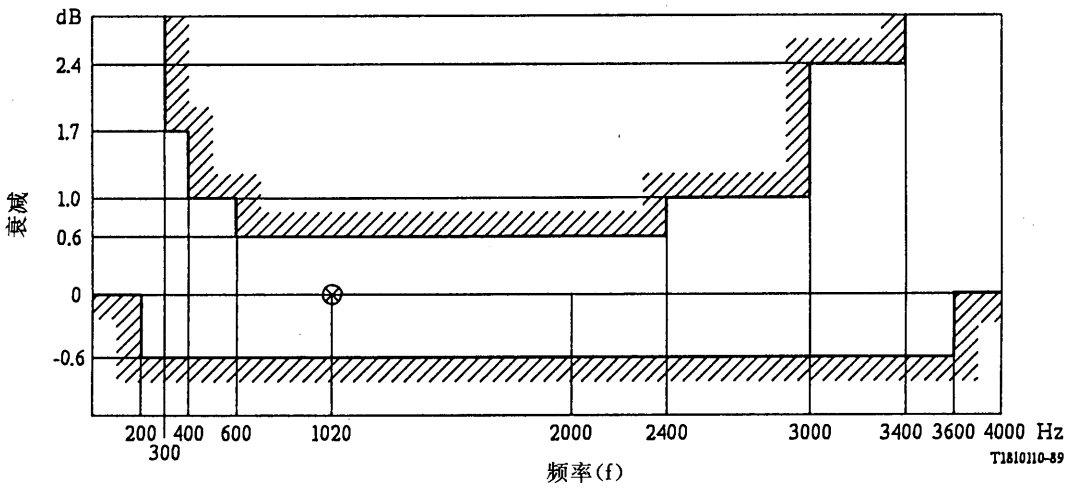


图 2/G. 792

复用转换器所有信道的衰减失真与观察频率的关系的样板

8.2　群时延失真

测量方法是方法 A。

群时延失真不应超过图 3/G.792 样板的限值。

以最小群时延作为基准，输入功率电平是 0dBm0。

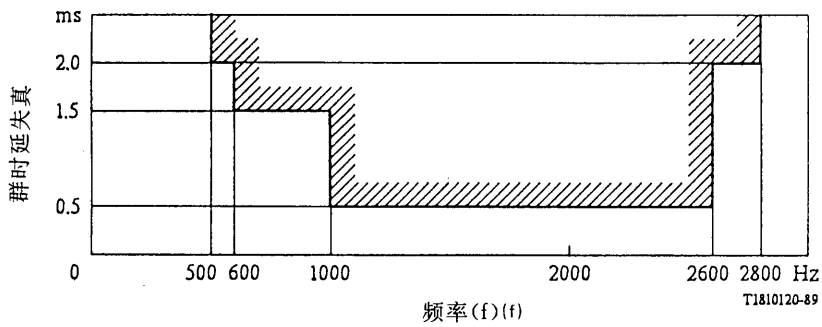


图 3/G.792
群时延失真与频率关系的样板

9　噪声

9.1　所有信道均空闲时的空闲信道噪声

测量方法是方法 B。

在复用转换器的所有信道中，都以一个对应于 μ 律中幅度为 0 和 A 律中幅度为 1 的 PCM 信号加到该复用转换器的数字输入口时，在数字输出口任一信道上所测到的噪声计噪声不应超过-65dBm0p。测量在有导频时进行。

9.2　除被测信道外其余信道均加载情况下的信道噪声

测量方法是方法 A。在这种情况中下，应采用如〔6〕中引用的建议所述的使用白噪声法的互调测量装置。

当噪声信号的发送电平等于所考虑的 FDM 信号的常规负荷（在[7]中所引用的建议：对于基群是 3.3dBm0，对于超群是 6.1dBm0 时），在任一给定的测量频隙所测得的噪声不应超过-62.5dBm0p（即在 3100Hz 带内为-60dBm0）。

适用于复用转换器的特定的测量频隙（CCITT 建议 G.230〔8〕和 CCIR 建议 482〔9〕）的中心频率是：

— 对基础基群：70 和 98kHz。

— 对基础超群：394 和 534kHz。

作这种测量时，不发导频或带外信令。

注 — 要注意到在数字话音插空（DSI）设备的内插侧使用复用转换器的可能性，若给定插空率为 2，将导致常规负荷对 TMUX-P 是 4.5dBm0，对 TMUX-S 是 7.3dBm0（见表 2/G.223，〔7〕）。

9.3 *300～3400Hz 带外单频噪声*

测量方法是方法 B。

当在复用转换器的所有信道中，都以一个对应于 μ 律中幅度为 0 和 A 律中幅度为 1 的 PCM 信号加到该复用转换器的数字输入口，在任一频率上的噪声不应超过-50dBm0，但 80Hz 时例外，频率为 80Hz 的噪声不应超过-40dBm0。

9.4 *在 PCM—FDM 方向所有信道空闲时的空闲噪声*

测量方法是方法 D。把一个在 μ 律中幅度为 0 而在 A 律中幅度为 1 的 PCM 信号加到复用转换器的数字输入口的所有信道内，在任一信道模拟输出口测到的噪声功率应小于-70dBm0p。

注 — 假定是白噪声，并考虑噪声计的加权，这一测量可以在以 2kHz 的奇数倍为中心频率的 1740Hz 带内进行。由于导频的存在，在某些信道内的测量可能有些困难。

10 互调

测量方法是方法 A。

如果将属于所考虑的信道的 300～3400Hz 带内，不同频率 f_1 和 f_2 且不成谐波关系的两个正弦波信号，以-4 至-21dBm0 范围内相等的电平，同时加到复用转换器的模拟口，则不应有相对于两个输入信号之一的电平高出-35dB 的 $2f_1—f_2$ 类型的互调产物存在。

11 包括量化失真的总失真

测量方法是方法 B(或暂用方法 C)。

如果用方法 B，以数字方式产生测试信号，因而受到理论量化失真的影响。

建议在如下两种方法之间选择：

方法 1

按照建议 G.712 的 § 8 中所述方法 1 测得的信号对总失真比应遵循图 4/G.792 的样板。复用转换器的所有信道都要符合这一样板。

方法 2

以一个频率在 700 和 1100Hz 之间或在 350 和 550Hz 之间(例如 420±20Hz)的正弦波信号(8kHz 的分倍频除外)加到复用转换器数字输入口有关的信道内，用适当的噪声加权(见〔10〕中所引用的建议)测得的信号对总失真功率比应在图 5/G.792 所示样板的限值以下。复用转换器的所有信道都要符合这一样板。

12 带内寄生信号

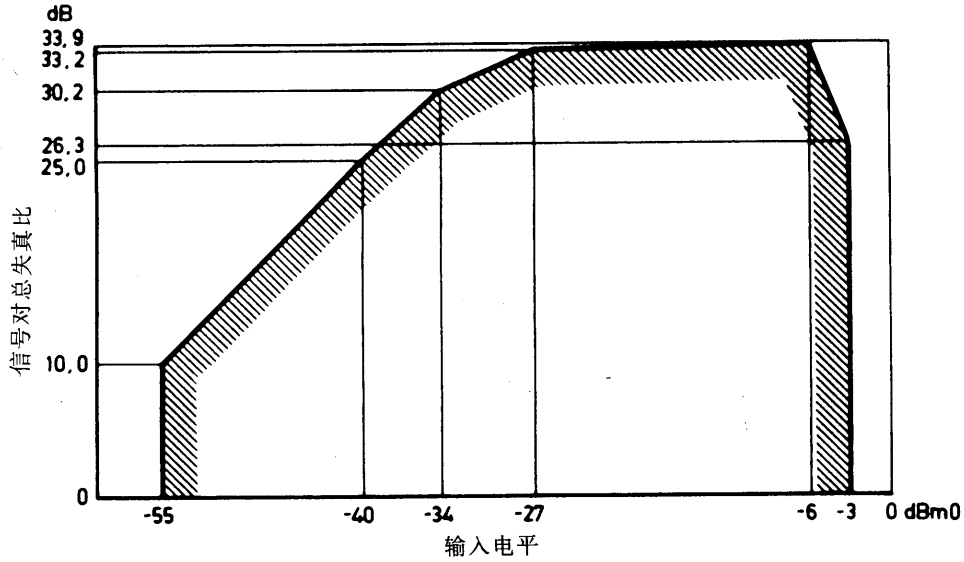
测量方法是用方法 A。

复用转换器应满足建议 G.712，§ 9 的规定。

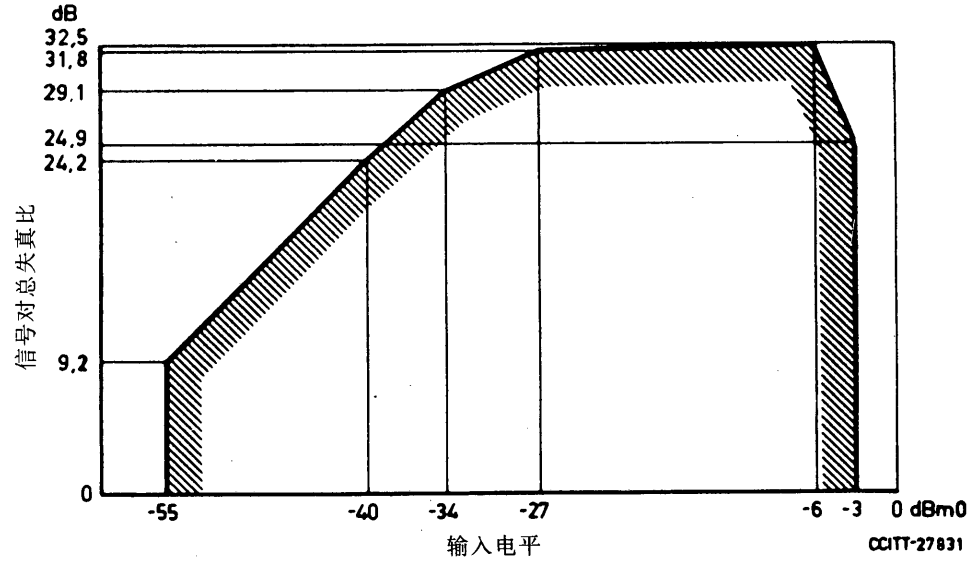
13 增益随输入电平的变化

测量方法是用方法 A。模拟输入口有各个导频。

将一个频率在 700 和 1100Hz 之间(8kHz 分倍频除外)的正弦波信号以-55 和＋3dBm0 间的一个电平加到复用转换器模拟输入口有关的信道内，则其增益的变化相对于输入电平为-10dBm0 时的值，应保持在图 6/G.792 所示样板的两个极限之间。复用转换器的所有信道都要符合这一样板。



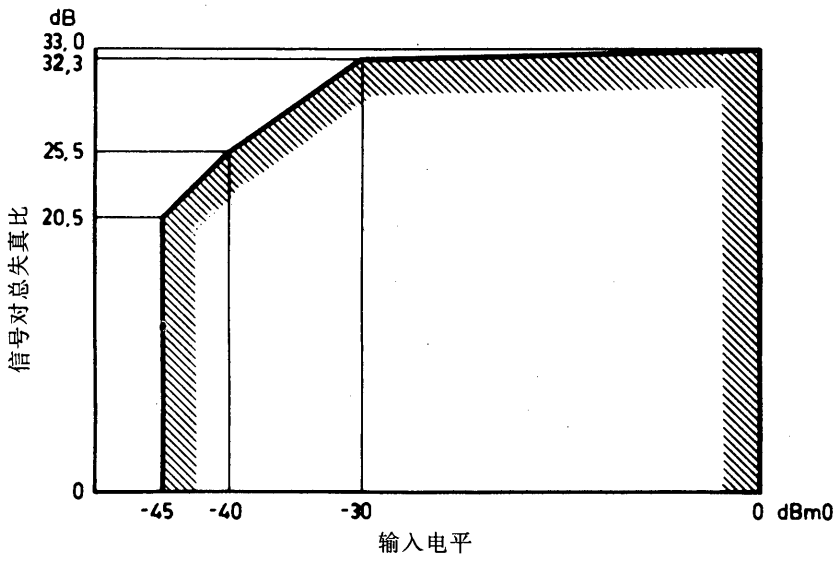
a) 方法 C



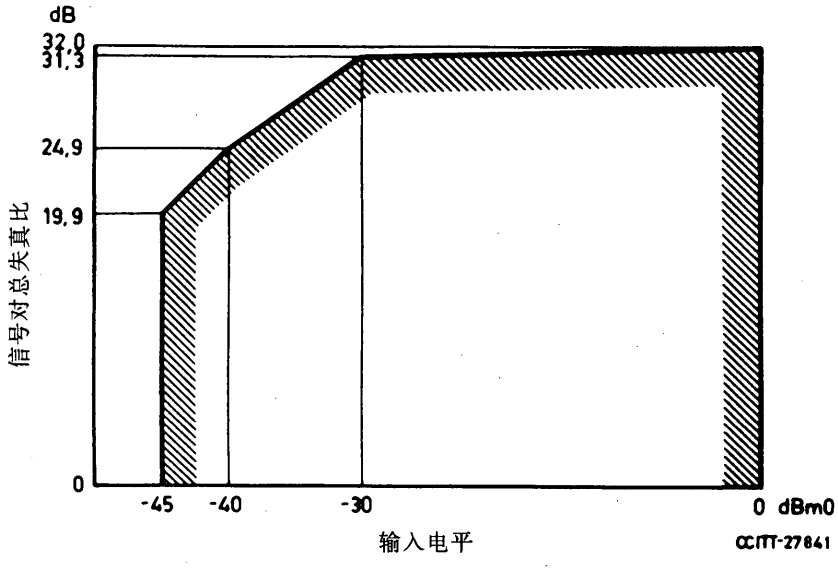
b) 方法 B

图 4/G.792

按照方法 1(建议 G.712 § 8)的信号对总失真比与输入电平的关系



a) 方法 C



b) 方法 B

图 5/G.792

按照方法 2(建议 G.712，§ 8)的信号对总失真比与输入电平的关系

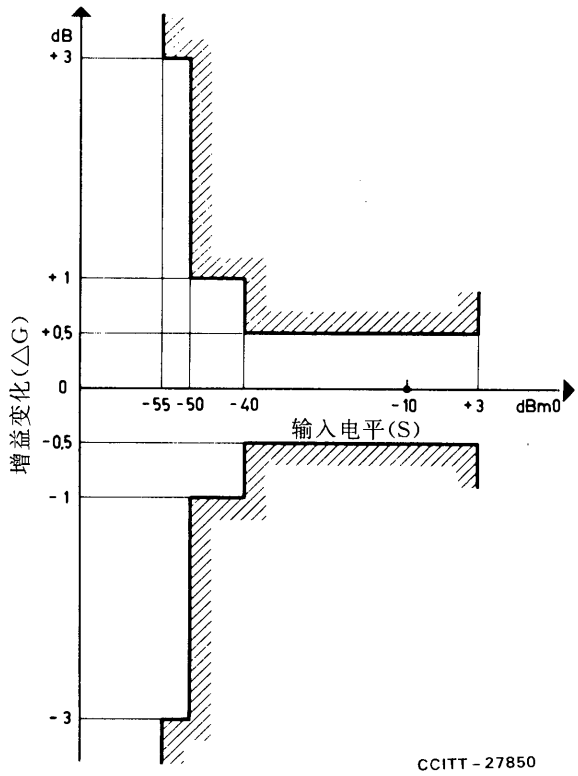


图 6/G.792

增益变化与输入电平 S 的关系，建议 G.712，§ 10 中方法 2(正弦测试信号)

14 串音

为了测量串音，应将两个复用转换器背对背连接(方法 E 和 F)。有两种可能的配置和四种可能的测量(见图 7/G.792)：

— 远端串音，数字对数字(见注 1)；

— 近端串音，数字对数字(见注 1)；

— 远端串音，模拟对模拟；

— 近端串音，模拟对模拟；

14.1 可懂串音

将一个频率在 700 和 1100Hz 之间 的正弦波信号以 0dBm0 电平送进复用转换器数字或模拟侧的任一信道内，对于上面所指明的四种串音中的任一种，信号信道与任一其它信道之间的串音比应大于 65dB(见注 2)。

14.2 不可懂串音

将一个按照建议 G.227[11]的常规电话信号，以 0dBm0 电平送进复用转换器数字或模拟侧的任一信道内，对于上面所指明的四种串音的任一种，在任一其它信道上测得的串音电平应低于-60dBm0p(见注 3)。

注 1 — 在这种配置中两个复用转换器在模拟 FDM 信号级上连接，发送和接收侧之间通常会有电平配合的问题。这可使用衰减器或适当增益的放大器来解决。必须注意在这些辅助装置中引入附加串音的危险性，最好是复用转换器本身就包含有电平自适应装置。

注 2— 为了克服与 PCM 编码器有关的会掩盖真实的串音的基本增益提升效应，可以采用根据建议 G.712 所规定的使用激活信号的测量方法。

注 3— 认识到按照建议 G.227 用适当的格式产生常规电话信号以便插进复用转换器的模拟输入口或数字输入口是困难的，但可以充分说明，通过适当的单频串音测试而不真正使用常规的电话信号是能满足上述规范的意图的。

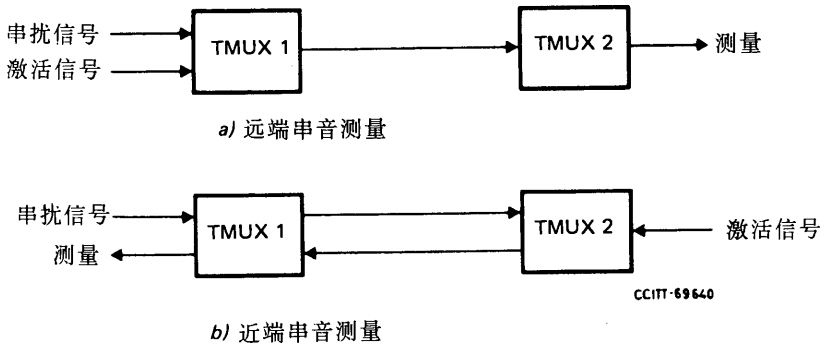


图 7/G.792

用方法 E 和 F 的串音测量

15 往返串音

为了测量往返串音，应将两个复用转换器背对背连接(方法 E 和 F)。有两种可能的配置和两种可能的测量(见图 7b/G.792)：

— 近端串音，数字对数字(见 § 14 的注 1)；

— 近端串音，模拟对模拟。

当将 300～3400Hz 之间的一个正弦波信号以 0dBm0 电平送进复用转换器的数字或模拟侧的任一信道内，对于上面所指明的每一种串音，信号信道与相关的返回信道之间的串音比必须大于 58dB。

若采用方法 F，那么应将与 μ 律中幅度 0 和 A 律中幅度 1 相对应的一个 PCM 信号插进所有返回信道的数字输入口。

注 — 对于方法 F 的激活信号，见建议 G.712，§ 10。

16 FDM 群集内各信道当量的变化

测量方法 A。

当在复用转换器模拟输入口任一信道内加进电平为－10dBm0 的一个 1020Hz 当量的测试音，则在复用转换器模拟输出口所测得的电平应是这样，它与将 1020Hz 当量的测试音加至所考虑的 FDM 群集内含有基准导频的信道时所测得的电平相比，容差在±1dB 之内。

17 编码律和模拟电平间关系的调整

测量方法 D。

为了测量编码律和模拟电平间的对应性，对 A 律用表 5/G.711，而对 μ 律用表 6/G.711 的字符信号序列周期性地加进复用转换器数字输入口，在复用转换器模拟输出口相应信道内的信号，应对应于频率为 1kHz 电平在－0.5dBm0 至＋0.5dBm0 之间的一个正弦波信号。

注 — 表示标称基准频率 1020Hz 标称电平 0dBm0 的另一种数字周期序列如果其理论电平精度优于±0.03dB，那么这一序列的使用是可以接受的。

为了检查复用转换器内所包含的 PCM 编码器的负载容量，可在复用转换器模拟输入口的任一信道内加进标称频率为 1020Hz 的一个正弦波信号。开始时这个信号电平远低于负载容量，然后逐渐加高。当与正和负幅度的最大量化间隔相对应的字符信号首次出现在所考虑的信道的数字输出口时，记下此时的输入电平，那么，负载容量就取为这个输入电平加上 0.3dB。在各个信道所得到的值，对 A 律应在 2.64 至 3.64dBm0 之间，而对 μ 律应在 2.67 至 3.67dBm0 之间。

18 模拟口的载漏

测量方法 A，复用转换器的模拟输入口连到它的标称阻抗。

复用转换器应当满足在〔12〕中所引用建议的规定。

19 在模拟口对带外信号的防护

19.1 在模拟输出口的带外寄生信号

对于 TMUX-P 范围 a)(见下面)测量方法是 C，否则用测量方法 A。测试信号电平为 0dBm0。对于 TMUX-P 范围 a)，使用按照建议 G.227 的信号，否则使用正弦波信号(300～3400Hz)。在模拟输出口基群或超群频带(f_1 到 f_2)之外的寄生信号电平不应超出下列极限：

TMUX-P

a) $f_1 > f_x > (f_1 - 4\text{kHz})$ 和 $f_2 < f_x < (f_2 + 4\text{kHz})$ $\leqslant -60\text{dBm0p}$(注 1)

b) $(f_1 - 4\text{kHz}) > f_x > (f_1 - 12\text{kHz})$ 和 $(f_2 + 4\text{kHz}) < f_x < (f_2 + 12\text{kHz})$ $\leqslant -70\text{dBm0}$(注 2)

c) $f_x \leqslant (f_1 - 12\text{kHz})$ 和 $f_x \geqslant (f_2 + 12\text{kHz})$ $\leqslant -80\text{dBm0}$

TMUX-S

a) $f_x = f_1 - 4\text{kHz}$ 和 $f_x = f_2 + 4\text{kHz}$ $\leqslant -60\text{dBm0}$(注 3)

b) $(f_1 - 8\text{kHz}) > f_x > (f_1 - 20\text{kHz})$ 和 $(f_2 + 8\text{kHz}) < f_x < (f_2 + 20\text{kHz})$ $\leqslant -70\text{dBm0}$(注 2)

c) $f_x \leqslant (f_1 - 20\text{kHz})$ 和 $f_x \geqslant (f_2 + 20\text{kHz})$ $\leqslant -80\text{dBm0}$

注 1 — 电话信道、各个导频或附加的测试频率可能在这个频率范围内。

注 2 — 相邻的载频声音节目信道可能在这个范围内开始(降低了要求)。

注 3 — 这个范围可能包括各个导频或附加的测量频率。

19.2 模拟输入端带外信号引起的串音

测量方法分别是C和A(见§19.1)。当在相邻的一个FDM集的一个信道内加入如§19.1那样的测试信号,则复用转换器输出的电平不应超过下列限值:

TMUX-P a) $f_1 > f_x > (f_1 - 4\text{kHz})$ 和 $f_2 < f_x < (f_2 + 4\text{kHz})$ $\leqslant -60\text{dBm0p}$(注)

b) $f_x < (f_1 - 4\text{kHz})$ 和 $f_x > (f_2 + 4\text{kHz})$ $\leqslant -70\text{dBm0}$(注)

TMUX-S a) $f_x = f_1 - 4\text{kHz}$ 和 $f_x = f_2 + 4\text{kHz}$ $\leqslant -50\text{dBm0}$(注)

b) $f_x < (f_1 - 8\text{kHz})$ 和 $f_x > (f_2 + 8\text{kHz})$ $\leqslant -70\text{dBm0}$(注)

注 — 对于这种测量,将一个低电平辅助信号注入被串信道。合适的辅助信号是−33至−40dBm0间的正弦波信号,必须认真选择频率和测量设备的滤波器特性,以便保证辅助信号未明显降低串音的测量精度。

20 导频的防护和抑制

测量方法D。

复用转换器应满足在[14]中所引用建议的规定。

21 带外信令的防护和抑制

21.1 对于使用*R2*信令系统的复用转换器带外信令的防护

测量方法D。

当复用转换器能够发送3825Hz带外信令波时,它应满足建议Q.414[15]的规定。用图8/G.792代替图6/G.414,在注1中叙述与图8/G.792有关的测量方法。

注1 — 信令信道应在发送端加以保护,免受相关信道和相邻信道来的干扰。

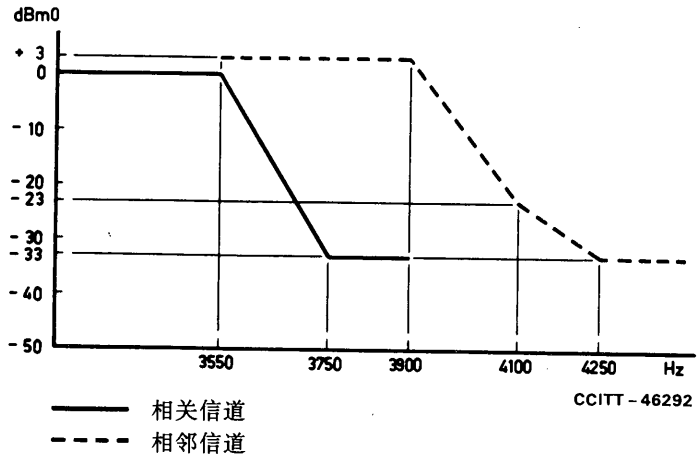
当把0dBm0电平的正弦波加到相关信道的数字输入口,在复用转换器模拟输出口测得的电平必须不超过图8/G.792所示电平。

若把频率f的一个正弦波加到相邻信道的数字输入口,它产生在图8/G.792频率轴上表现为$(4000+f)$和$(4000-f)$的两个信号。当把频率为f的正弦波,以图8/G.792中对频率$(4000+f)$所示的电平加到相邻信道的数字输入口时,则复用转换器模拟输出口所测得的$(4000+f)$信号的电平不应高于−33dBm0。当把频率为f的正弦波,以低于图8/G.792中对频率$(4000-f)$所示的值的任一电平加到相邻信道的数字输入口,则在复用转换器模拟输出口测得的$(4000-f)$信号电平不应高于−33dBm0。

21.2 使用*R2*信令系统的复用转换器带外信令对电话信道的干扰

测量方法是方法B或D。

当标称电平为−20dBm0的一个3825Hz连续音加到所有信道时,在175Hz和3825Hz的干扰分别不应超过−53dBm0和−63dBm0。这些值相当于−73dBm0p量级(设计指标)的信道噪声的影响。



注—相关话音信道虚载频是频率轴上的原点(零频)

图 8/G.792

信令信道发端的防护

21.3　其他带外信令系统

见附件 A。

22　导频和带外信令间的相互干扰

能够发送和接收带外信令的复用转换器,应满足在[17]中所引用的建议的规定。

23　损耗随时间的短期和长期变化

测量方法是 A。当按建议 O.132 的规定,把电平为－10dBm0、标称频率为 1020Hz 的正弦波信号加到复用转换器的模拟输入口,则考虑到电源电压和温度的允许变化,在模拟输出口所测得的电平变化,在正常运用期间的连续 10 分钟内不应超过±0.2dB,在连续 3 天内不应超过±0.5dB,而在 1 年内不应超过±1dB。

附　件　A

(附于建议 G.792)

使用突发模式法的带外信令系统

在建议 Q.21 的附件 A 和建议 G.232 的附件 B 中,提到了这些系统的可能性,应当考虑这些附件。当一个复用转换器能够转换这些系统时,适用下列各点:

— 在发送点的信令频率:3825Hz±4Hz。
— 信令频率的发送电平:－5dBm0±1dB。
— 带外信令信道的防护:见图 8/G.792。
— 带外信令频率对电话信道的干扰:测量方法是方法 B。
— 在呼叫信道(连续音)的信道噪声不应超过－63dBm0p。
— 在相邻信道(最靠近信令频率的)也是－63dBm0p 突发或连续音。
— 在其他的每一信道是－76dBm0p 突发或连续音。

注 1 — 在呼叫建立已经发生之后，在呼叫信道内不产生突发音。

注 2 — 突发率是在 10 至 25Hz 数量级。

注 3 — 记费表脉冲是长持续时间的，例如 150/450ms，并且被当作一个连续音来评价。

参 考 文 献

[1] CCITT Recommendation *Recommendations relating to the accuracy of carrier frequencies*, Vol. III, Rec. G.225, § 1.

[2] CCITT Recommendation *Pilots on groups, supergroups, etc.*, Vol. III, Rec. G.241, § 1.

[3] *Ibid.*, § 2.

[4] *Ibid.*, § 3.

[5] CCITT Recommendation *Assumptions for the calculation of noise on hypothetical reference circuits for telephony*, Vol. III, Rec. G.223, Table 3/G.223, § 6.

[6] CCITT Recommendation *Measurement of circuit noise in cable systems using a uniform-spectrum random noise loading*, Vol. III, Rec. G.228, §§ A.1, A.2.2.

[7] CCITT Recommendation *Assumptions for the calculation of noise on hypothetical reference circuits for telephony*, Vol. III, Rec. G.223, § 2.1.

[8] CCITT Recommendation *Measuring method and through-connection filters for noise produced by modulating equipment*, Vol. III, Rec. G.230.

[9] CCIR Recommendation *Measurement of performance by means of a signal of a uniform spectrum for systems using frequency-division multiplex telephony in the fixed satellite service*, Vol. IV, Rec. 482, ITU, Geneva, 1978.

[10] CCITT Recommendation *Assumptions for the calculation of noise on hypothetical reference circuits for telephony*, Vol. III, Rec. G.223, § 7.

[11] CCITT Recommendation *Conventional telephone signal*, Vol. III, Rec. G.227.

[12] CCITT Recommendation *12-channel terminal equipments*, Vol. III, Rec. G.232, §§ 5.1, 5.2.

[13] CCITT Recommendation *Through-connection of groups, supergroups, etc.*, Vol. III, Rec. G.242, § 1.

[14] CCITT Recommendation *12-channel terminal equipments*, Vol. III, Rec. G.232, §§ 12.1, 12.2 and Annex A.

[15] CCITT Recommendation *Signal sender*, Vol. VI, Rec. Q.414, Figure 6/Q.414.

[16] CCITT Recommendation *12-channel terminal equipments*, Vol. III, Rec. G.232.

[17] *Ibid.*, § 12.3 and Annex B.

[18] CCITT Recommendation *1020 Hz reference test frequency*, Vol. IV, Rec. O.6.

建 议 G. 793

60 路复用转换设备的特性

(1980 年订于日内瓦，作了进一步修改)

1 引言

60 路复用转换器是一种满足建议 G. 791 和 G. 792，并在两个 2048kbit/s 数字信号和一个模拟超群之间提供互连的复用转换设备(60 路 TMUX-S)。

2 数字接口

2.1 编码律

所用的编码律是建议 G. 711 中所规定的 A 律。

2.2 接口

2048kbit/s 接口满足建议 G.703，§6。

2.3 帧结构

建议 G.704，§3.3.1 规定了帧结构。

帧失位和帧定位的恢复的策略和准则满足建议 G.706，§4.1。

2.4 复帧结构

时隙 16 的复帧结构满足建议 G.704，§3.3.3。
复帧失位和复帧定位的恢复的策略和准则满足建议 G.732，§5.2。

3 模拟接口

3.1 端口

模拟接口由一个满足建议 G.233[1]的 60 路超群(频带为 312～552kHz)组成。
在超群分配架上的优先使用的信号电平应当是：
— 发送 −36dBr；
— 接收 −30dBr。
阻抗是 75Ω(不平衡)。

3.2 导频

60 路复用转换器应发送下列导频：
TMUX-S：一个频率为 411920Hz，电平为−20dBm0 的超群导频。
每个基群一个导频，电平为−20dBm0，频率为：

基群 1：335920Hz
基群 2：383920Hz
基群 3：431920Hz
基群 4：479920Hz
基群 5：527920Hz

在增补 No.32 的图 1 中能够看到在超群内每一个基群各自的导频告警的转送和第 3 基群通路分开的后果。

也可用建议 G.241 所推荐的其他导频组。应特别注意所采用的导频组与使用频率为 3825Hz 的带外信令系统的兼容性。

在建议 G.241[2]中给出与这些导频的产生和传输有关的各项特性。

3.3 导频的检测和调节

在基群和超群导频电平的基础上，复用转换器可以调节或不调节电平。如果要调节，复用转换器必须满足在[2]中所引用建议的各项条件。然而，当使用 R2 信令时，应实现在 §3.2 中所提到的基群和(或)超群导频电平的检测，以保证中断控制系统的运用(建议 Q.416[3])。

4 模拟和数字信道间的对应关系

在模拟和数字信道间建立一个固定的对应关系。推荐表 1/G.793 所示的对应关系(它便于告警的转移，并使模拟侧信道有一个自然的次序)。

表 1/G.793

PCM1 信道 1 至 12	基群 1 312～360kHz
PCM1 信道 13 至 24	基群 2 360～408kHz
PCM1 信道 25 至 30	基群 3 408～432kHz
PCM2 信道 1 至 6	基群 3 432～456kHz
PCM2 信道 7 至 18	基群 4 456～504kHz
PCM2 信道 19 至 30	基群 5 504～552kHz

注 — 在国内网络中或者通过主管部门间协议，可以用模拟和数字信道间的其他对应方案。

5 输入 PCM 流的准同步运用

60 路复用转换器应能接受在建议 G.703 所规定的限值之内(比特率 2048kbit/s±50 • 10^{-6})的两个互相准同步的输入 PCM 流。

在复用转换器用数字滤波的情况下，这意味着两个 2048kbit/s 输入口都装有帧同步器(样值的跳越或重复)和复帧同步器，使输入 PCM 流与复用转换器时钟同步。为了避免大的滑动频率，两个输入 PCM 流或者应当与复用转换器同步，或者应当彼此准同步并与复用转换器时钟准同步，以便满足建议 G.811 关于准同步网的要求。

6 复用转换器的同步

复用转换器应产生具有建议 G.225[4]所规定的精度(±10^{-7})的虚模拟载频。

为此建议：

a) 或者是复用转换器应当有一个足够精度的内部时钟；

b) 或者是复用转换器应能与一个外部信号同步，这个外部信号可能是：

1)由中央 FDM 发生器产生的频率(见注 3)：4、12 或 124kHz；

2)或者是具有足够精度的输入 PCM 流之一(例如，当这个 2048kbit/s PCM 流由 TDM 交换设备产生时，可能就是这种情况)。如果两个 2048kbit/s 流都具有足够的精度，那么最好使用第一个 PCM 流。在大多数情况下，这就避免了在用数字滤波的复用转换器输入口上的滑动现象，如果滑动太频繁，会在带内数据信号上引起高的误码率。

注 1 — 在用数字滤波的复用转换器的情况下，如果不能够与输入 PCM 流之一同步时，对端数字终端应使其发送侧与接收侧同步，以避免在复用转换器输入口的滑动。

注 2 — 在外同步的情况下，复用转换器往往都有一个锁定到外部信号的内部振荡器，如果外同步信号丢失，就允许这个内部振荡器继续为输出数字信号供给时钟(现在处于自由运行方式)，这时这个振荡器应有 50×10^{-6}的最低自由振荡精度。这样做的目的是使对端数字终端能够接收一个仅用于告警的适当频率，以便不影响维护和故障检修工作。此外，在同步系统故障情况下或者在没有外同步信号的情况下，应当给出一个本地告警(见表 2/G.793、3/G.793 和增补 No.32 的 § 2)。

注 3 — 在 TDMA 卫星应用中须使用复用转换器的场合，必须考虑卫星的多普勒频率变化的影响，这可以有两种方法做到：

— 或者是 TDMA 终端在地球站至卫星方向内包含适当容量的多普勒缓冲存储器。在这种情况下，TMUX 的两个方向都必须被从 TDMA 接收终端送来的两个 2048kbit/s PCM 流之一所同步；

— 或者是 TDMA 终端不包含多普勒缓冲器。在这种情况下，TMUX 的 PCM 至 FDM 方向可被从 TDMA 接收终端送来的两个 2048kbit/s PCM 流之一所同步。在 FDM 至 PCM 方向，TMUX 送出的 2048kbit/s 流必须做到与 TDMA 系统发送时钟同步：这里假定由 TDMA 发送终端向 TMUX 提供一个同步信号(与数据方向相反)。在用数字滤波的复用转换器对两个方向同步地进行处理的情况下，在 PCM 接口中必须包含适当容量的多普勒缓冲存储器。

7 信令

可以面对不同种类的信令系统。

7.1 带内信令

对于随路带内信令，60 路复用转换器是透明的。

7.2 共路信令

在共路信令必须通过复用转换器按选定路线发送的情况下，要注意复用转换器内一个信道的传输能力被限制在 300～3400Hz 频带(即对应于这个频带的数据速率)。在建议 Q.702 的 § 2 给出了有关信令比特率的资料。

相反，当共路信令不通过 TMUX 时，就没有特别的问题。

7.3 带外信令

关于 R2 信令系统，在国际互连的情况下，要采用如建议 Q.430 所推荐的线路信令的模拟和数字型式之间的信令变换，并应遵循下述规范。

复用转换器或者与它相关联的一个附加设备，把 R2 线路信令系统的模拟型式变换为 2 比特数字型式，以及进行反变换。在所有情况下，复用转换器应给信令提供下述便利：

a) 模拟侧

1)根据建议 Q.415[5]识别 3825Hz 信令频率；

2)根据建议 Q.414[6]传送 3825Hz 信令频率；

3)根据建议 Q.416[3]监视基群导频(如果需要，还有超群导频)。

b） 数字侧

1） 根据在[7]中引用的建议，抽取所收到的时隙 16 中的信令比特 a 和 b；

2） 根据在[7]中引用的建议，在发送的时隙 16 的比特 a 和 b 中插入适当的信令数据；

3） PCM 系统故障的检测。

应根据[8]进行 R2 线路信令系统的模拟和数字型式间的变换。当在一个外部设备内进行这种变换时，复用转换器应当供给必要的端口。

对于国内网，增补 No. 32 叙述了在模拟和数字传输系统都使用模拟线路信令型式的一种方法。

8 故障状况与相应措施

8.1 采取措施的原则

支配告警处理的一些原则如下：当一个复用转换器面对一个 30 路 PCM 复用器时，其性能应当象另一个 30 路 PCM 复用器一样。然而，复用转换器还实现数字复用设备特有的某些功能，诸如告警指示信号(AIS)的传输。如面对一个基群调制器，复用转换器的性能就应象另一个基群调制器一样。

在增补 No. 32 中说明了告警转送原则，该增补还包含国内网用的特殊解决方案。

8.2 *R2* 信令系统的数字型式

表 2/G. 793 汇总了故障状况与相应措施。

8.3 带内信令和共路信令

表 3/G. 793 汇总了故障情况与相应措施(见注)。

注 — 经信道的告警转移问题需进一步研究。对于应用在 TDMA 的配置中使用 TMUX 的场合，应考虑建议 Q. 33[11]。

表 2/G.793

故障情况与相应措施，使用 R2 信令系统时适用（见注 1）

故障情况		相应措施						
		发出即时维护告警指示	向对端发出告警指示		闭塞有故障的话音信道	在变换中需考虑的信息	告警的传输	
			时隙 0 的比特 3 置 1（见注 2）	帧 0 时隙 16 比特 6 置 1（见注 2）			切断导频	发送 AIS（见注 2）
PCM 告警	信号消失，误码率 $>10^{-3}$，帧失位（见注 2）	要（见注 3）	要		要，PCM→FDM	a=b=1	（见注 4）	
	复帧失位（见注 2）	要（见注 3）		要		a=b=1	（见注 4）	
	收到时隙 0 的比特 3，或帧 0 时隙 16 的比特 6（见注 2）					a=b=1		
FDM 告警	没有收到基群导频（见注 5）	要			要，FDM→PCM	无导频		要（见注 6）
	没有收到超群导频（见注 7）	要				无导频		
	导频电平偏差告警（见注 8）	要						
系统告警	电源故障	要					要（如果可能）	要（如果可能）
	系统故障（见注 9）	要					要	要（见注 6）
	同步故障（见注 10）	要						

注 1 — 表中“要”表示在相关的故障状况下应采取措施。表中空格表示在相关的故障状况下，如果该故障只出现一次，则不必采取相应措施。如果同时发生一种以上的故障，而至少对其中一种故障规定了“要”采取措施，则应采取有关的措施。

注 2 — 建议 G.732 中所规定的故障状况“2 Mbit/s 信号消失”、“误码率>10^{-3}、“帧失位”、“复帧失位”、“收到时隙 0 的比特 3”、“收到帧 0 时隙 16 比特 6”以及相应措施“时隙 0 的比特 3 置 1”、“帧 0 时隙 16 的比特 6 置 1”和“发送 AIS”。

注 3 — 60 路复用转换器应能检出 2048kbit/s 输入流中的告警指示信号(AIS)。当检测到 AIS 后,应闭塞与帧失位、过高误码率或复帧失位有关的即时维护指示。

注 4 — 若使用 R2 信令系统的数字型式则无需这一措施,但在其它应用场合它可能是有用的。

注 5 — 在〔9〕中所引用的建议给出了使中断控制系统工作所用的无基群导频的定义。也可用超群导频。

注 6 — 仅在单个 PCM 流的 30 个信道都处于告警状态时才发送 AIS。

注 7 — 不强求检测“无超群导频”。如果不送超群导频,这个告警功能可通过监视 5 个基群导频来实现。

注 8 — 如在〔10〕中所述,导频电平偏差告警的概念对应于导频电平相对于其标称值的变化大于±4dB。这仅适用于有内部自动电平调节的复用转换器。

注 9 — 若复用转换器有一个监视系统,则“系统”故障对应于由复用转换器的监视系统所检测到的在复用转换器上的一个故障。

注 10 — “同步”故障是在建议 G.793 § 6 中所提到的故障。当复用转换器与一个外部信号或与两个 2048kbit/s 输入 PCM 流之一同步时,复用转换器应当在失步时发送一个告警信号。

表 3/G.793

故障情况与相应措施，适用于带内信令和共路信令(注 1)

故障情况		相应措施				
		发出即时维护告警指示	向对端发出告警指示 时隙 0 的比特 3 置 1(见注 2)	闭塞故障的话音信道	告警的传输 切断导频	告警的传输 发送 AIS (见注 2)
PCM 告警	信号消失，误码率>10^{-3}，帧失位(见注 2)	要 (见注 3)	要	要， PCM→FDM	要 (见注 4)	
FDM 告警	没有收到基群导频(见注 5)	要		要，FDM→PCM		要 (见注 6)
	没有收到超群导频(见注 7)	要				
	导频电平偏差告警(见注 8)	要				
系统告警	电源故障	要			要 (如果可能)	要 (如果可能)
	系统故障 (见注 9)	要			要 5 个基群	要 (见注 7)
	同步故障 (见注 10)	要				

注 1 — 表中“要”表示在相关的故障状况下应采取措施。表中空格表示在相关的故障状况下，如果该故障只出现一次，则不必采取相应措施。如果同时发生一种以上的故障，而至少对其中一种故障规定了“要”采取措施，则应采取有关的措施。

注 2 — 建议 G.732 中所规定的故障状况“2Mbit/s 信号消失”、“误码率>10^{-3}”、“帧失位”以及相应措施“时隙 0 的比特 3 置 1”和“发送 AIS”。

注 3 — 60 路复用转换器应能检测 2048kbit/s 输入流中的告警指示信号(AIS)。当检测到 AIS 后，应闭塞与帧失位、过高误码率有关的即时维护指示。

注 4 — 在 PCM→FDM 方向，在检测到一个 PCM 复用信号流故障状况下，必须切断与该 PCM 复用信号有关的 3 个基群的导频。当单个 PCM 复用信号故障时，这样做包括闭塞了并无故障的 6 个信道。

注 5 — 在[9]中所引用的建议给出了使中断控制系统工作所用的无基群导频的定义。也可用超群导频。

注 6 — 仅在单个 PCM 流的 30 个信道都处于告警状态时才发送 AIS。

注 7 — 不强求检测“无超群导频”。如果不送超群导频，这种告警功能可通过监视 5 个基群导频来实现。

注 8 — 如在[10]中所引用的建议所述，导频电平偏差告警的概念对应于导频电平相对于其标称值的变化大于±4dB。这仅适用于有内部自动电平调节的复用转换器。

注 9 — 若复用转换器有一个监视系统，则"系统"故障对应于由复用转换器的监视系统所检测到的在复用转换器上的一个故障。

注 10 — "同步"故障是建议 G.793 § 6 所提到的故障，当复用转换器与一个外部信号或与两个 2048kbit/s 输入 PCM 流之一同步时，复用转换器应当在失步时发送一个告警信号。

参 考 文 献

[1] CCITT Recommendation *Recommendations concerning translating equipments*, Vol. III, Rec. G.233.

[2] CCITT Recommendation *Pilots on groups, supergroups, etc.*, Vol. III, Rec. G.241.

[3] CCITT Recommendation *Interruption control*, Vol. VI, Rec. Q.416.

[4] CCITT Recommendation *Recommendations relating to the accuracy of carrier frequencies*, Vol. III, Rec. G.225.

[5] CCITT Recommendation *Signal receiver*, Vol. VI, Rec. Q.415.

[6] CCITT Recommendation *Signal sender*, Vol. VI, Rec. Q.414.

[7] CCITT Recommendation *Digital line signalling code*, Vol. VI, Rec. Q.421, § 3.1.2.

[8] CCITT Recommendation *Conversion between analogue and digital versions of system R2 line signalling*, Vol. VI, Rec. Q.430.

[9] CCITT Recommendation *Interruption control*, Vol. VI, Rec. Q.416, §§ 2.4.3.2 and 2.4.3.3.

[10] CCITT Recommendation *Pilots on groups, supergroups, etc.*, Vol. III, Rec. G.241, § 1.

[11] CCITT Recommendation *Protection against the effect of faulty transmission on groups of circuits*, Vol. VI, Rec. Q.33.

建　议　G.794

24 路复用转换设备的特性

（1984 年订于马拉加—托雷莫里诺斯，1988 年修订于墨尔本）

1　引言

24 路复用转换设备是一种满足建议 G.791 和 G.792，并在一个 1544kbit/s 数字信号和两个模拟基群之间提供互连的复用转换设备（24 路 TMUX-P）。

2　数字接口

2.1　编码律

所用的编码律为建议 G.711 所规定的 μ 律。

2.2　接口

1544kbit/s 接口满足建议 G.703，§ 2。

2.3 帧结构

1544kbit/s 帧结构满足建议 G.704，§3.1.1。

2.4 复帧结构

在 F 比特上传送的复帧结构满足建议 G.704，§3.1.1。

3 模拟接口

3.1 端口

模拟接口由满足建议 G.232 的两个 12 路基群(频带 60～108kHz)组成。

在基群分配架上优先使用的信号电平满足建议 G.233。

3.2 导频

24 路复用转换器应发送和接收建议 G.241 中的基群导频。

3.3 导频的检测和调节

在基群导频电平的基础上，复用转换器可以调节也可以不调节电平，如果要调节，复用转换器必须满足建议 G.241 的各项条件。

4 模拟和数字信道间的对应关系

在模拟和数字信道间建立一个固定的对应关系。有下述对应关系：

PCM1：基础基群 1

信道 1 至 12：60～108kHz

PCM1：基础基群 2

信道 13 至 24：60～108kHz

5 复用转换器的同步

复用转换器应产生按建议 G.225 所规定精度($\pm 10^{-7}$)的虚模拟载频。

为此，建议：

a) 或者是复用转换器应当有一个足够精度的内部时钟；

b) 或者是复用转换器应能与一个外部信号同步，这个外部信号可能是：

1) 由中央发生器产生的频率：4、12、124kHz；

2) 或者是精度足够的输入 PCM 流之一(例如，当这个 1544kbit/s PCM 流由 TDM 交换设备产生时，可能就是这种情况)。

注 1 — 在数字滤波的复用转换器的情况下，如果不能够与输入 PCM 流同步时，远端数字终端应使其发送侧与接收侧同步，以避免在复用转换器输入口发生滑动。

注 2 — 在外同步的情况下，复用转换器通常有一个锁定到外部信号的内部振荡器，如果外同步信号丢失，就允许这个内部振荡器继续为输出数字信号提供时钟(现在处于自由运行方式)，这时，这个振荡器应有

$50 \cdot 10^{-6}$的最低自由振荡精度。这样做的目的是使远端数字终端能够接收一个仅用于告警的适当频率，以便不影响维护和故障检修工作。此外，在同步系统故障情况下或者在没有外同步信号的情况下，应当给出一个本地告警。

注 3 — 在 TDMA 卫星应用中须使用复用转换器的场合，必须考虑卫星多普勒频率变化的影响，可以有两种方法做到：

— 或者是 TDMA 终端在地球站至卫星方向内包含适当容量的多普勒缓冲存储器。在这种情况下，TMUX 的两个方向都必须被从 TDMA 接收端送来的两个 1544kbit/sPCM 流之一所同步；

— 或者是 TDMA 终端不包含多普勒缓冲器。在这种情况下，TMUX 的 PCM 至 FDM 方向可被从 TDMA 接收终端送来的两个 1544kbit/sPCM 流之一所同步。在 FDM 至 PCM 方向，TMUX 送出的 1544kbit/s 流必须做到与 TDMA 系统发送时钟同步：这里假定由 TDMA 发送终端向 TMUX 提供一个同步信号（与数据方向相反）。在用数字滤波的复用转换器对两个方向同步地进行处理的情况下，在 PCM 接口内必须包含适当容量的多普勒缓冲存储器。

6 信令

可以面对两种不同的方式：

6.1 *在 TMUX 中不变换信令*

这可适用于诸如带内端对端信令以及如 CCITT No. 6 或 CCITT No. 7 那样的共路信令。

6.2 *将模拟信令（建议 Q. 21）变换为 1544kbit/sPCM 线路信令（建议 G. 733）*

这种变换适用于 CCITT 为由 12 路模拟群和 1544kbit/sPCM 数字信号组成的国际电路而建议的模拟信令和数字信令的主要形式（R2 信令系统除外）。

7 故障状况与相应措施

支配告警处理的原则如下：

当一个 24 路复用转换器面对一个 24 路 PCM 复用设备时其性能应象另一个 24 路 PCM 复用设备一样。面对一个通路变换器，它的性能就应象另一个通路变换器一样。

根据建议 G. 704 所规定的帧结构，表 1/G. 794 汇总了故障状况与相应措施。

表 1/G.794

24 路复用转换器的故障情况与相应措施

故障情况 \ 相应措施		即时维护告警指示(7)	向对端设备发出告警指示(3)	AIS 发送(4)	阻塞故障的话音信道	切断送至对端 FDM 终端的导频
PCM 告警	帧失位和复帧失位或输入信号消失(2)	要(8)	要		要 (PCM→FDM)	
	数字误码率 10^{-4}、或 10^{-3}(10)	要(9)	要			
	收到来自对端设备的告警指示(2,3)	要				
	收到 AIS(4)	要			要 (PCM→FDM)	
FDM 告警	没有基群导频(5)	要		要(9)	要	
	导频电平偏差告警(11)	要,如果有调整				
系统告警	电源故障(2)	要	要			要,取决于网的应用
	系统故障(6)	要	要,取决于网的应用	要,取决于网的应用	要,取决于网的应用	要,取决于网的应用
	同步故障	要				

注 1 — 表中"要"表示在相关的故障状况下应采取措施。表中空格表示在相关的故障状况下,如果该故障只出现一次,则不必采取相应措施。如果同时发生一种以上的故障,而至少对其中一种故障规定了"要"采取措施,则应采取有关的措施。

注 2 — 在建议 G.733 中规定的故障状况"输入信号消失"、"帧失位和复帧失位"、"收到来自对端设备的告警指示"和"电源故障"。

注 3 — 为了"向对端设备发出告警指示",使用数据链路比特。

注 4 — AIS 仅能用于要由第十八研究组规定的新的帧结构中。

注 5 — 检测到"无基群导频"时的电平在研究之中。

注 6 — "系统故障"仅用于数字滤波的复用转换器,若复用转换器有一个监视系统,则"系统故障"对应于由复用转换器的监视系统所检测到的故障。

注 7 — 在建议 G.733 中规定了相应措施"即时维护告警指示"和"向对端设备发出告警指示"。

注 8 — 当检测到 AIS 时,就应当闭塞与"帧失位和复帧失位"、"输入信号消失"或者"数字误码率 10^{-4}"有关的"即时维护告警指示"。

注 9 — 仅在单个 PCM 流的 24 个信道都处于告警状态时才发送 AIS。

注 10 — 取决于网络的应用。

注 11 — 如 CCITT 建议 G.241,§1 所述,"导频电平偏差告警"对应于输入导频电平相对于其标称值的变化大于±4dB。这仅适用于有内部自动电平调节的复用转换器。

建　议　G.795

FDM 群集用的编解码器的特性

(1984 年订于马拉加—托雷莫里诺斯,1988 年修订于墨尔本)

CCITT

鉴于

能够对 FDM 群集进行编码/解码的编解码器将是:

a) 在从模拟向数字方式过渡期间一些主管部门的传输网中的一个有用的单元;
b) 有有限的寿命和应用;
c) 已经可用在许多实践中。

建议

FDM 编解码器应遵循下述要求:

1　概述

本建议给出了模拟接口、一对编码器/解码器的模拟到模拟的总性能的各种细节和 FDM 编解码器应遵循的数字接口的某些细节。CCITT 不对在任何编解码器的实现中所用的 FDM 群集和数字系列间任何特定的关系提出建议,也不推荐任何特定的帧结构或编码律。拟在他们的网络中使用编解码器的主管部门应保证在链路的每一端都采用编解码器的可兼容的设计。对于国际链路,要使用的编解码器应由有关主管部门协商同意。本建议的一个附件给出由一些主管部门提供的若干 FDM 编解码器实现的细节。

在增补 No. 28 中说明了 FDM 编解码器在网络中的应用。

2 模拟接口

2.1 FDM 群集

在模拟输入和输出口 FDM 群集的构成应与下列建议相符：对于基础基群应符合建议 G.211 的图 1a/G.211，而对于基础超群、主群、超主群和 15 超群集应符合建议 G.233 的图 1/G.233 至图 5/G.233。

2.2 阻抗和相对电平

模拟传输口的阻抗和相对电平应如建议 G.233 § 3 至 6 所指出的一样。

2.3 回损

所有模拟传输口相对于标称阻抗的回损在所要求的频带内至少应为 20dB。这个限值指的是本身的回损，也就是在当测量仪器连至设备的连线尽可能短的情况下测得的。考虑到实际上所遇到的局内电缆，在基群、超群等分配架上所测到的回损可能不同于本身的回损。在设计和建立链路时应当考虑这个因素。

2.4 载频的精度

FDM 编解码器的设计者们可能发现在编码前和解码后变换模拟信号的频率是有利的。所使用的任何载频的精度应符合建议 G.225。它有可能将载频锁定到数字信号，以使 FDM 编解码器不致引起总的频率误差。

3 数字接口

数字接口应符合建议 G.703 的相应章节。

4 编码律和帧结构

目前 CCITT 不推荐任何特定的编码律或帧结构。将一个标准的 FDM 群集编码为一个标准系列的比特率，在某些情况下技术上或经济上都是不可行的。在这些情况下有可能将多于一个编码后的 FDM 群集，或者可以将一个编码后的 FDM 群集与一些较低次群系列的比特流组合起来而构成一个符合建议 G.703 的标准系列的比特率。在将一个或几个编码后的 FDM 群集与一些较低次群系列的比特流组合的场合，所用的复用技术必须是准同步的。

5 模拟性能

建议的模拟性能是用一对编码器/解码器的总性能来表示的。

5.1 噪声

建议最大值为 800pW0p。在实用中，可以预期只是较高次的 FDM 群集编解码器才发生这个量级的噪声，而较小的 FDM 群集的编解码器将有一个低得多的噪声值(见本建议的附件)。当编解码器噪声达到较低电平时，就可能在比较短的传输通道上使用 FDM 编解码器。所建议的噪声容限是打算考虑所有的噪声源，即由下述原因所产生的噪声：

a) 在编码器之前和解码器之后进行模拟处理；

b) 量化；

c) 如在 G.900 系列建议书中所指出的在接收到的数字信号上的误码和抖动。

在建议 G.222，§4 对所用的特定的 FDM 群集所给出的负载条件下，应当按照建议 G.230 来测量噪声（见注）。

注 — 在这种噪声中，由于数字传输通道误码所起的作用很可能是微不足道的。误码的影响是导致脉冲性干扰，它以 pW0p 表示的值取决于误码的分布统计。然而，为了设计目的，应当假定数字线路系统所发生的误码具有长期平均误码率为 10^{-7} 的泊松分布。

5.2 在轻负载条件下的性能

在轻负载条件下，由一个离散单音（例如一个测试音或信令频率）引起的量化失真可能产生一个结构性的噪声频谱，它包含明显地超过每路平均量化失真电平的各个分量。然而，实际上少数系统的基准导频以及载漏的存在足以保持一个适当均匀的噪声频谱分布。

5.3 过载点

应当如建议 G.233，§6 所给出的那样（见注）。

注 — 如果使用数字话音插空技术或者 3kHz 间隔的信道（建议 G.235），一个较高的负载是合适的。

5.4 频率响应

所推荐的幅/频响应、有用和无用各个分量之比以及群时延失真值是建议 G.242 对相关的 FDM 群集的通过连接所给出的值。这些性能将适合于允许将 FDM 编解码器模拟口直接连到其后的变换设备的低频侧。然而，如果 FDM 编解码器的模拟口要直接连到变换设备的高频侧，那么 FDM 编解码器所要求的性能可能适当地就是主管部门通常对它的变换设备所要求的性能。

5.5 往返串音

往返串音比应不劣于 80dB。

由于在传输通道内的数字处理，这种电平的串音可能是难于测量的。可能有必要将一个低电平激活信号（一个正弦波或带宽受限制的白噪声）加至被串通道以避免增益提升效应。

5.6 由电源的各个谐波和其他低频产生的无用的调制

一对编码器/解码器的综合影响应当对应于一个 57dB 的最小边带分量衰减（建议 G.229）。

5.7 相位抖动

在建议 G.229 §2 给定的频带内进行测量时，由一对编码器/解码器引起的信号上的相位抖动峰-峰值不应超过 1°。

注 — 上述引用的值用于指导设计。在实际应用中，编解码器应当允许数字接口上有如建议 G.823 和 G.824 所规定的抖动。

6 故障状况与相应措施

解码器应检测：

a） 帧失位；

b） 数字输入信号消失；

c） 在数字输入口出现告警指示信号（AIS）。

对于所有这些状况，均应抑制模拟输出信号。

注 — 其它故障状况与相应措施在研究中。

附 件 A

（附于建议 G.795）

FDM 编解码器

主 管 部 门	模 拟 接 口	数 字 接 口	噪 声 性 能
英国电信	超群(312～552kHz)	8448kbit/s	140pW0p
英国电信	15 超群集(312～4025kHz)	68736kbit/s	<700pW0p
中 国	主群(812～2044kHz 或 60～1300kHz)	34368kbit/s	<783pW0p
日本 NTT	基群(60～108kHz)	1544kbit/s	<340pW0p

增 补 No. 28

模拟网向数字网的过渡期内复用转换设备、FDM 编解码器、话内数据(DIV)系统和话上数据(DOV)系统的应用

（参考建议 G.791 至 G.795；这个增补会在 1985 年日内瓦出版的红皮书卷Ⅲ.3 第 397 页找到）

增 补 No. 31

目前据以制订 DCME 文件的情况

（1988 年订于墨尔本）

（参考建议 G.763）

工作的意图是在各个主管部门、认可的私营运营机构和认可的标准团体的现有工作基础上得到一个单一的综合的 DCME 建议。

提出制订可用于需要 DCME 的所有环境(如,电缆和卫星,各种信令规约等)的关于 DCME 的 CCITT 建议书所要考虑的问题。即建议书要足够详细,即使设备出自不同的设计,只要符合建议就能够在单一的系统里满意地运行。

对于制订详细的 DCME 建议书,要研究的重要文件(拟议中的和可用的)包括:

INTELSAT(国际卫星组织) —详细的规范—INTELSAT 的地球站标准(IESS)(Document IEES-501 Rev. 1),数字电路倍增设备的规范,带 DSI 的 32kbit/s ADPCM,(1988 年 3 月 15 日)已由 INTESAT 董事会通过并发表。

French(法国)— 向 CCITT 第 XV 研究组提交的文稿,1988 年 4 月,"用于 CELTIC—3G DCMS 的承载帧的格式和有关的指配信道的说明和性能评价",(它包括关于语声信号的 2 比特过载策略)

EUTELSAT(欧洲卫星组织) —详细的 EUTELSAT 规范(Document BS14—49),"DCME 规范,32kbit/s ADPCM 和 DSI",1988 年 5 月,由 EUTELSAT 签约委员会通过(注 1)

CommiteeT1(美国 T1 标准委员会) —"数字电路倍增设备互通标准",尚在研究,拟于 1988 年末将标准草案提请表决(注 2)

注 1 — 这个规范的大部分均以 INTELSAT 的规范 IESS501 Rev. 1 为基础,修改和增加适于欧洲国家的内容(特别是 R2D 信令系统设备)。

注 2 — 目前的草案大部分是以 INTELSAT 规范 IESS-501,1987 年 9 月 16 日作为根据的,经过修改使之适于美国的情况。

增　补　No. 32

关于 60 路复用转换设备告警信息的转送

(1988 年订于墨尔本)

(参考建议 G. 793)

1　引言

在模拟网向数字网过渡期,在模拟系统与数字系统之间将需要互连。在某些情况下复用转换设备能够提供如红皮书第 Ⅲ 卷增补 No. 28[1]所述的必要的互连。

由于在模拟和数字系列的各种 FDM 群集和 TDM 安排中所含的信道数不同,如果没有预见到特定的方法的话,告警信息的传输可能导致某些困难(例如阻塞非故障的信道等)。

在建议 G. 793 中已经说明了基于国际标准信令系统的告警转送方法。在下面 § 3 中归纳了基本原则,在国内网或在国际网中通过双边协商能够实现其它解决方案。下面的第 4 段说明了由各主管部门采用的一些可能的方法。

2　复用转换原则

2.1　*FDM 和 TDM 系列的对应关系*(见图 1)

按照建议 G. 793,对应关系如表 1 所示。

表 1

群	模拟信道	PCM	PCM 信道
1	1 至 12	1	1 至 12
2	1 至 12	1	13 至 24
3	1 至 6	1	25 至 30
3	7 至 12	2	1 至 6
4	1 至 12	2	7 至 18
5	1 至 12	2	19 至 30

注 — 在国内网中或通过主管部门间协商，可以采用模拟和数字信道间的其他对应的方案。

2.2 在复用转换器中故障状况的检测

根据建议 G.793 中的规范，在复用转换器中检测下述故障状况：

a) 数字侧
- 输入信号消失，误码率大于 10^{-3}，帧失位；
- 复帧失位(当采用复帧时)；
- 对端告警的检测。

b) 模拟侧
- 基群导频消失；
- 超群导频消失；
- 导频电平偏差告警。

c) 系统告警
- 电源故障；
- 系统故障(如果实现不停业务监测)；
- 同步故障。

2.3 告警信息的传输(见图 1)

a) FDM 到 TDM

如果基群导频之一故障，那么从复用转换器的模拟侧到相关的数字输出口应当发送相关群的单独的告警。在 60 路 TMUX 中，在第 3 基群导频故障情况下，这会产生一个特殊的问题，因为第 3 群是分开在两个数字流当中的。

b) TDM 到 FDM

在 60 路 TMUX 中，如果两个数字输入组合的流中只有一个故障时，复用转换器的模拟输出口对基群 1 和 2(或 4 和 5)以及基群 3 不应当发送基群导频，那么在基群 3 中的 6 个非故障信道可能要中断业务(见 § 3)。

为了解决这些困难，在两种情况下都要求某些种类的每路告警信息。

3 基于国际标准信令系统的告警转送

当在 TMUX 的数字侧采用 R2 信令系统的 2 比特型式时，那么就要根据建议 Q.430，在 TMUX 中实现 R2 的数字与模拟型式之间的变换。这种变换允许信令信息本身(在数字侧时隙 16 的比特 a 和 b 完全用于信令)在每路基础上的某些告警转送。表 2/G.793 指的就是这种方法。

对于带内信令和共路信令，表 3/G.793 给出故障状况和相应措施，然而仍未解决在每路基础上的告警转送问题，当前第 X I 组正在研究这一问题以便实现对 TDMA/DSI 卫星系统的监视。

一种可能性是在每路基础上使用时隙 16 的比特 a 和 b 从 FDM 向 PCM 发送某些告警指示，就象在 R2 信令系统模拟型式的情况那样(见下面 § 4.1)。然而在相反方向，当只有一个 PCM 流故障时，原则上可以阻塞 6 个无故障信道，或者不阻塞 6 个故障信道。由于在后一情况下即使用户没有连到话音通道仍可能对用户计费，因此最好是采用供选择的前一种方案。

可供选择的告警转送方法是在国内应用中使用的，并且将在下面 § 4 中说明。

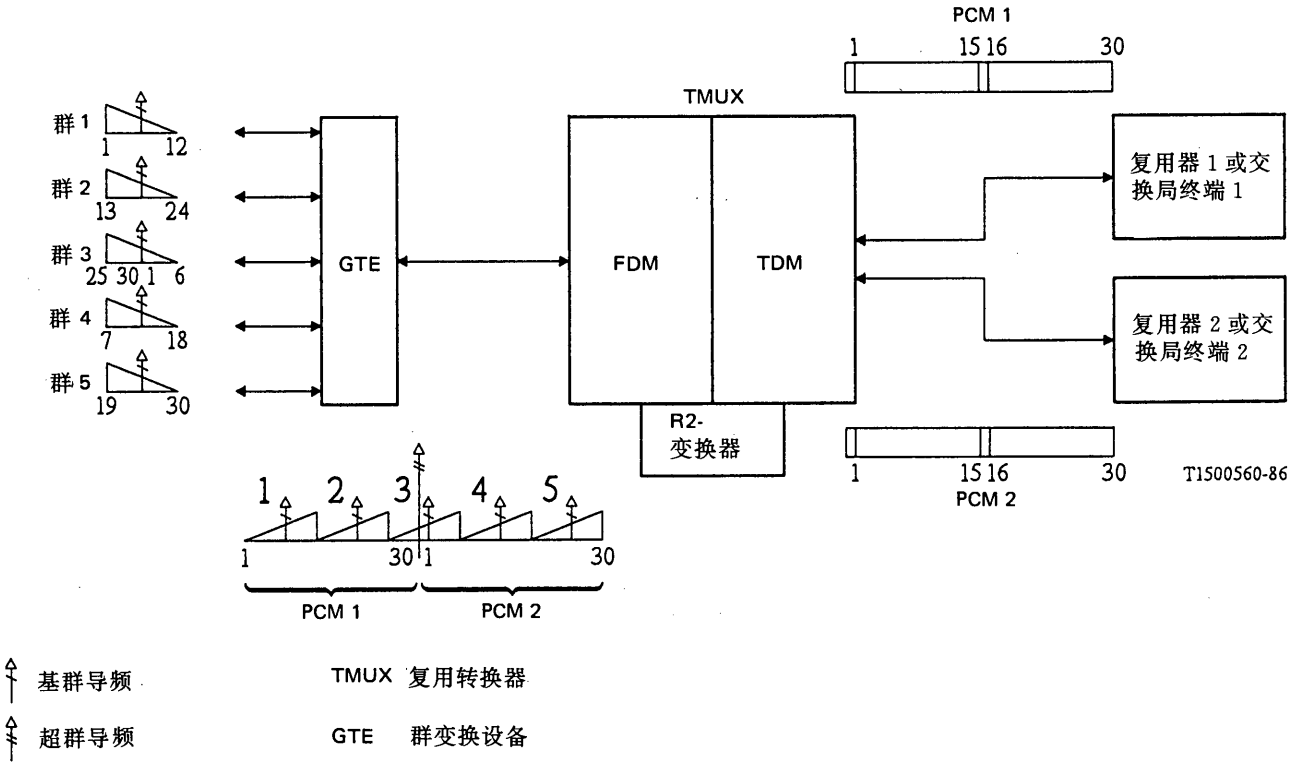


图 1

60 路复用转换器 FDM 群集与 TDM 安排间的对应(建议 G.793)

4 国内应用所使用的告警转送方法

4.1 *R2信令系统的模拟型式*

4.1.1 在国内网中当连到复用转换器的电路以 R2 信令系统运用时，可以采用符合[2]的下述安排。

60 路复用转换器在 PCM 帧的时隙 16 所传送的信令数据和 3825Hz 的带外信令频率之间确定一个对应关系。在建议 Q.414 和 Q.415 中包含了与这些信令频率有关的规范。

随路信令的比特 a 被用来发送该信道信令频率的有或无。随路信令的比特 b 被用来在检测到传送该信道的基群导频丢失时，在 FDM 至 PCM 方向发送告警信息至该信道。

在这种组织方式中，支配告警处理的原则如下：

— 把优先权给予中断控制系统的校正功能(建议 Q.416)；
— 面对一个 30 路 PCM 复用器的复用转换器的特性应当象另一个 30 路 PCM 复用器一样，然而复用转换器还实现数字复用设备专有的某些功能，诸如 AIS 的发送。面对一个基群调制器，它的特性应当象另一个基群调制器。

表 2 归纳了故障状况和相应措施。

4.1.2 同样的解决方法还可用于另一种国内带外信令系统。

4.1.3 在某些情况下，可能希望复用转换器在本地提供与各种基群有关的控制信息。

4.2 *其他带外信令系统*

能够使用如 R2 信令系统模拟型式同样的方法，表 2 也适用。

4.3 *与带内和共路信令系统组合的复帧*[3]

4.3.1 *带内信令(No. 4 和 No. 5 信令系统)*

在带内信令情况下，通常不存在复帧定位，因此时隙 16 可用于传输例如数据信号这样的附加信号，在这种情况下不存在传输导频告警的可能性。

如果时隙 16 不用于传输附加信号，该时隙的比特 a 或比特 b 就可以用来传输 FDM→PCM 方向的导频告警，在这种情况下，复帧定位是必要的。

在 PCM→FDM 方向，见表 3 的注 5。

4.3.2 *共路信令*

下面仅指 No.7 信令系统。这种系统通过 64kbit/s 数字信道在数字电信网运用是最佳的(见建议 Q.701)，因此数字数据链路应当是优先选用的。但是如果没有可用的数字信道，通过 4kHz 或 3kHz 信道和调制解调器的模拟传输速率例如用 2400bit/s 也是可以做到的(建议 Q.701，Q.702)。

通过复用转换器能够传输低速信令数据链路，故障状况和相应措施和带内信令一样(见表 3)。

表 2

故障状况与相应措施，适用于使用 R2 信令系统，1 比特模拟型式的国内网（见注 1）

故障状况		相应措施							
		发出即时维护告警指示	发往对端的告警指示		闭塞故障话音信道	闭塞故障信令信道	告警的传输		
			时隙 0 的比特 3 置 1（见注 2）	帧 0 的时隙 16 比特 3 置 1（见注 2）（任选）			切断导频	发送 AIS（见注 2）	时隙 16 的比特 b 置 1（见注 3）
PCM告警	信号消失，误码率＞10^{-3}，帧失位（见注 2）	要（见注 4）	要		要 PCM→FDM	要 PCM→FDM	要（见注 5）		
	复帧失位（见注 2）	要（见注 4）		要		要 PCM→FDM	要（见注 5）		
FDM告警	没有收到基群导频（见注 6）	要			要 FDM→PCM	要 FDM→FDM		要（见注 7）	要（见注 3 和 7）
	没有收到超群导频（见注 8）	要							
	导频电平偏差告警（见注 9）	要							
系统告警	电源故障	要					要 如果可行	要 如果可行	
	系统故障（见注 10）	要					要 5 个基群	要（见注 7）	要（见注 3 和 7）
	同步故障（见注 11）	要							

注 1 — 表中“要”表示在相关故障状况下应采取措施。表中空格表示在相关的故障状况下，如果该故障只出现一次，则不必采取相应措施。如果同时发生一种以上的故障，而至少对其中一种故障规定了“要”采取措施，是应采取有关的措施。

注 2 — 建议 G.732 规定的故障状况“2Mbit/s 信号消失”、“误码率$>10^{-3}$”、“帧失位”、“复帧失位”以及相应措施“时隙 0 的比特 3 置 1”、“时隙 16 帧 0 的比特 b 置 1”和“发送 AIS”。

注 3 — 时隙 16 的比特 b 用于在 FDM→PCM 方向在个别基群导频告警所影响的 12 个信道内传送告警，以便保证中断控制的正确功能，而无须抑制并不一定有故障的信道，例如在个别基群故障的场合。在第 3 基群告警的情况下，两个 2048kbit/s 比特流相关的 2×6 个信道的比特 b 受影响。

注 4 — 60 路复用转换器应能检测 2048kbit/s 输入流中的告警指示信号(AIS)。当检测到 AIS 后，应闭塞与帧失位、过高误码率或复帧失位有关的即时维护指示。

注 5 — 在 PCM→FDM 方向，在检测到一个 PCM 复用信号流故障情况下，必须切断与该 PCM 复用信号有关的三个基群的导频。当个别的 PCM 复用信号故障时，这样做包括闭塞了没有故障的 6 个信道。

注 6 — 在建议 Q.416 的 §2.4.3.2 和 §2.4.3.3 给出了中断控制系统运用所用的无基群导频的定义。也可用于超群导频。

注 7 — 仅当个别 PCM 流的 30 个信道均处于告警状态时才发送 AIS。AIS 的发送优先于将时隙 16 的比特 b 置 1。

注 8 — 不强求检测“无超群导频”。如果不发送超群导频，这种告警功能可通过监视 5 个基群导频来实现。

注 9 — 如建议 G.241 的 §1 所述，导频电平偏差告警的概念对应于导频电平相对于其标称值的变化大于±4dB。这仅适用于具有内部自动电平调节的复用转换器。

注 10 — 若复用转换器有一个监视系统，则“系统”故障状况对应于由复用转换器的监视系统所检测到的复用转换器上的一个故障。

注 11 — “同步”故障是建议 G.793 的 §6 所述的故障，当复用转换器与一个外部信号或与两个 2048kbit/s 输入 PCM 流之一同步时，复用转换器应当在失步时发送一个告警信号。

表 3

带内信令系统和低比特率的共路信令系统的故障状况与相应措施(注 1)

故障状况		相应措施						
		发出立即维护告警指示	向对端发送的告警指示		闭塞故障话音信道	告警传输		
			时隙 0 的比特 3 置 1(见注 2)	帧 0 时隙 16 比特 6 置 1(见注 2)(任选)		切断导频	发送 AIS(见注 2)	时隙 16 的比特 a 或比特 b 置 1(任选)
PCM 告警	信号消失,误码率>10^{-3},帧失位(见注 2)	要(见注 4)	要		要 PCM→FDM	要(见注 5)		
	复帧失位(见注 2),(任选)	要(见注 4)		要		要(见注 5)		
FDM 告警	没有收到基群导频(见注 6)	要			要 PCM→FDM		要(见注 7)	要(见注 3 和 7)
	没有收到超群导频(见注 8)	要						
	导频电平偏差告警(见注 9)	要						
系统告警	电源故障	要				要 如果可行	要 如果可行	
	系统故障(见注 10)	要				要 5 个基群	要(见注 7)	要(见注 3 和 7)
	同步故障(见注 11)	要						

注 1 — 表中"要"表示在相关的故障状况下应采取措施。表中空格表示在相关故障状况下,如果该故障仅出现一次,则不必采取相关措施。如果同时发生一种以上的故障,而至少对其中一种故障规定了"要"采取措施,则应采取有关的措施。

注 2 — 建议 G.732 规定的故障状况“2Mbit/s 信号消失”、“误码率>10^{-3}”、“帧失位”、“复帧失位”以及相应措施“时隙 0 的比特 3 置 1”、“帧 0 时隙 16 的比特 6 置 1”和“发送 AIS”。

注 3 — 时隙 16 的比特 b 用于在 FDM→PCM 方向在个别基群导频告警所影响的 12 个信道内传送告警，以便保证中断控制的正确功能，而无须抑制并不一定有故障的信道，例如在个别基群故障情况下。在第 3 基群告警情况下，两个 2048kbit/s 比特流相关的 2×6 个信道的比特 b 受影响。

注 4 — 60 路复用转换器应能检测 2048kbit/s 输入流中的告警指示信号(AIS)。当检测到 AIS 后，应闭塞与帧失位、过高误码率或复帧失位有关的即时维护指示。

注 5 — 在 PCM→FDM 方向，在检测到一个 PCM 复用信号流故障情况下，必须切断与 PCM 复用信号流有关的三个基群的导频。当个别 PCM 复用信号故障时，这样做包括闭塞了没有故障的 6 个信道。

注 6 — 在建议 Q.416 的 §2.4.3.2 和 §2.4.3.3 给出了中断控制系统运用所用的无基群导频的定义。也可用于超群导频。

注 7 — 仅当个别 PCM 流的 30 个信道均处于告警状态时才发送 AIS。AIS 的发送优先于将时隙 16 的比特 b 置 1。

注 8 — 不强求检测“无超群导频”。如果不发送超群导频，这种告警功能可通过监视 5 个基群导频来实现。

注 9 — 如建议 G.241 的 §1 所述，导频电平偏差告警的概念对应于导频电平相对于其标称值的变化大于±4dB。这仅适用于具有内部自动电平调节的复用转换器。

注 10 — 若复用转换器有一个监视系统，则“系统”故障状况对应于由复用转换器的监视系统所检测到的复用转换器上的一个故障。

注 11 — “同步”故障是建议 G.793 的 §6 所述的故障，当复用转换器与一个外部信号或与两个 2048kbit/s 输入 PCM 流之一同步时，复用转换器应当在失步时发送一个告警信号。

4.4 对于共路信令使用切断基群导频的组合的故障状况和相应措施

在 BT(英国)所用的 TMUX-TMUX 和 TMUX-GTE/CTE/PCM MUX 链路中采用了在表 4 中详述的告警转送程序。图 2 表示如何实现这两类链路。这种方法使用切断导频的组合来跨越链路的模拟区段转送标准数字告警。切断一个导频发信号通知前向告警，切断两个导频发信号通知后向告警。FDM 通道对数字告警实际上是透明的，从而使其与全数字系统具有一致性。这种方法的关键特征是它并不要求在每路的基础上转送告警，并且它保证阻塞所有故障的信道，因此避免了上述 §3 所提到的问题。

对于共路信令系统的实现不需要任何改进，从 PCM1 或 PCM2 抽出 64kbit/s 共路信令信道，并经过调制解调器在一个基群上发送。

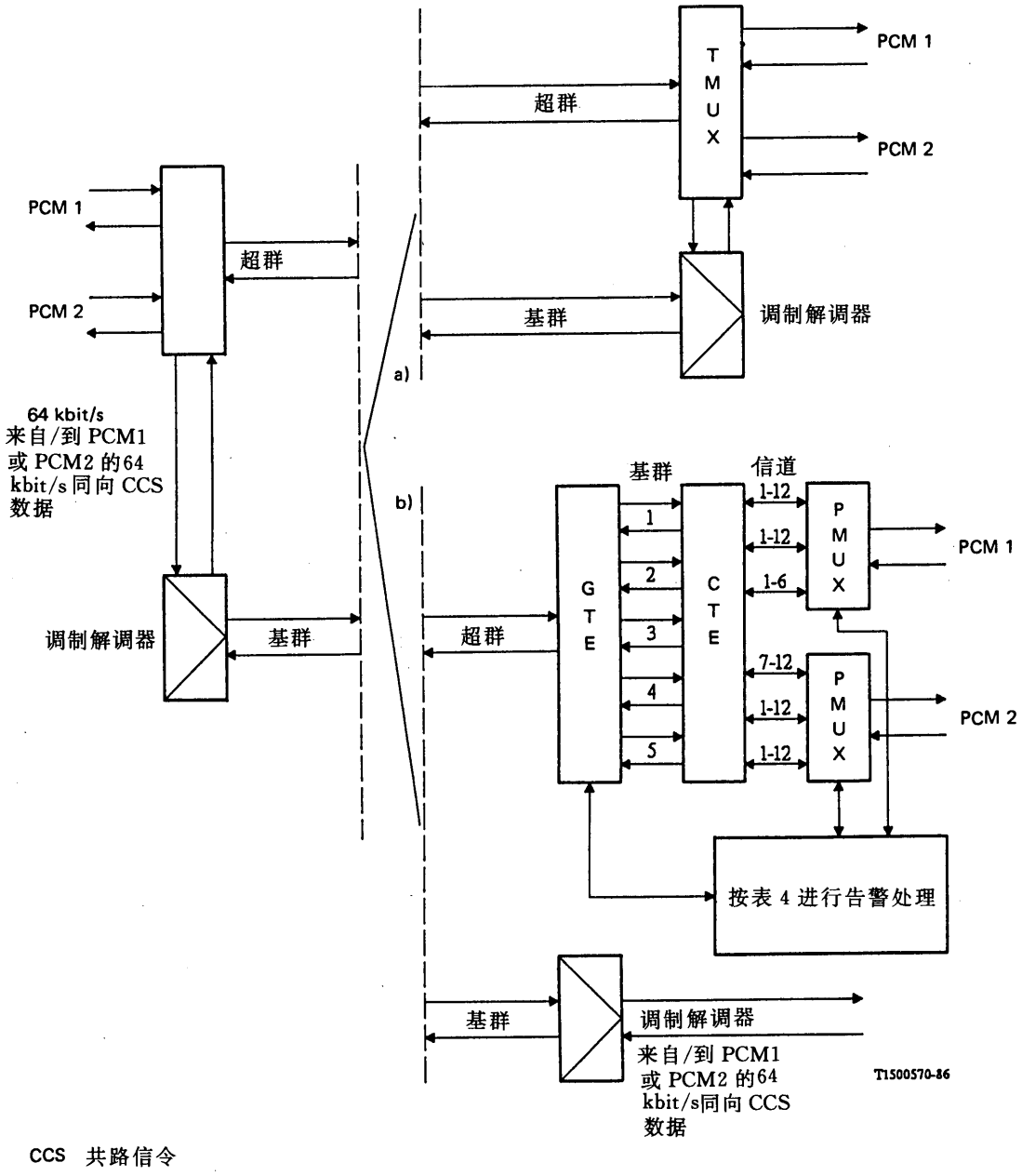


图 2

表示下述安排的简化方框图

a） TMUX—TMUX 链路

b） TMUX—GTE/CTE/PMUX 链路

表 4

对共路信令使用切断基群导频的组合的故障状况和相应措施(注 1)

故障状况 \ 相应措施		数字								模拟						其它	
		在 PCM1 发 AIS (注 2)	在 PCM2 发 AIS (注 2)	在同向 64kbit/s o/p 发 AIS		在传送 CCS 数据的时隙发 AIS		时隙 0 比特 3 置 1		切断导频					抑制超群导频	闭塞故障的话音信道	发出即时维护告警指示
				PCM1	PCM2	PCM1	PCM2	PCM1	PCM2	1	2	3	4	5			
PCM告警	信号消失,误码率>10^{-3},帧失位 PCM1 (注 2)			要				要		要						要 PCM→FDM	要,(注 3)
PCM告警	信号消失,误码率>10^{-3},帧失位 PCM2 (注 2)				要				要					要		要, PCM→FDM	要,(注 3)
PCM告警	64kbit/s PCM1 输入消失(注 4)					要											要
PCM告警	64kbit/s PCM2 输入消失(注 4)						要										要
PCM告警	时隙 0,比特 3:PCM1									要	要						任选
PCM告警	时隙 0,比特 3:PCM2												要	要			任选
FDM告警	第 1、2 群信号消失(但不包括第 3 群)							要									任选
FDM告警	第 1、2、3 群消失的其它任一组合	要								要	要						要
FDM告警	第 4、5 群信号消失(但不包括第 3 群)								要								任选
FDM告警	第 3、4、5 群消失的其它任一组合		要										要	要			要
FDM告警	超群导频消失(注 5)																要
FDM告警	导频电平偏差告警(注 6)																要

表 4(续)

故障状况 \ 相应措施		数字								模拟						其它	
		在 PCM1 发 AIS (注 2)	在 PCM2 发 AIS (注 2)	在同向 64kbit/s o/p 发 AIS		在传送 CCS 数据的时隙发 AIS		时隙 0 的比特 3 置 1		切断导频					抑制超群导频	闭塞故障的话音信道	发出即时维护告警指示
				PCM1	PCM2	PCM1	PCM2	PCM1	PCM2	1	2	3	4	5			
系统故障	电源故障	如可行	如可行	如可行	如可行					如可行					如可行		要
	系统故障	要	要	要	要					要	要	要	要	要	如可行		要
	同步故障	要	要	要	要					要	要	要	要	要	如可行		要

注 1 — 表中“要”表示在相关的故障状况下应采取措施。表中空格表示在相关的故障状况下，如果该故障仅出现一次，则不必采取相应措施。如果同时发生一种以上的故障，而至少对其中一种故障规定了“要”采取措施，则应采取有关的措施。

注 2 — 建议 G.732 规定的故障状况“2Mbit/s 信号消失”、“误码率$>10^{-3}$”、“帧失位”、“复帧失位”以及相应措施“时隙 0 比特 3 置 1”和“发送 AIS”。

注 3 — TMUX 应当能检测 2048kbit/s 输入流上的告警指示信号(AIS)。当检测到 AIS 后，应闭塞与帧失位、和/或过高误码率有关的即时维护指示。

注 4 — 对于不要求对任何一个或两个 PCM 流处理共路信令的复用转换器，应当可以设计该 TMUX 以抑制与这些故障状况有关的告警。

注 5 — 不强求检测“无超群导频”。如果不发送超群导频，这种告警功能可通过监视 5 个基群导频来实现。

注 6 — 如建议 G.241 的 § 1 所述，导频电平偏差告警的概念对应于导频电平相对于其标称值的变化大于±4dB。这仅适用于具有内部自动电平调节的复用转换器。

注 7 — 若复用转换器有一个监视系统，则“系统”故障状况对应于由复用转换器的监视系统所检测到的复用转换器上的一个故障。

注 8 — “同步”故障是建议 G.793 的 § 6 所述的故障，当复用转换器与一个外部信号或与两个 2048kbit/s 输入 PCM 流之一同步时，复用转换器应当在失步时发送一个告警信号。

参 考 文 献

[1] Supplement No. 28 *Applications of transmultiplexers, FDM Codecs, data-in-voice (DIV) systems and data-over-voice (DOV) systems during the transition from an analogue to a digital network*, Red Book, Vol. III.3, Geneva, 1985.

[2] Supplement No. 3 *Use of the analogue line signalling version on 2048 kbit/s PCM transmission systems*, Blue Book, Vol. VI, Fascicle VI.4.

[3] Contribution COM XV-29 (Federal Republic of Germany), Study Period 1985-88.

[4] Contribution COM XV-58 (United Kingdom), Study Period 1985-88.

中国印刷 ISBN 92-61-03345-8