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 V

电话传输质量

P 系列建议

第 九 次 全 体 会 议

1988年11月14—25日 墨尔本

1990年 北京

国 际 电 信 联 盟

CCITT

国际电报电话咨询委员会

蓝 皮 书

卷 V

电话传输质量

P 系列建议

第 九 次 全 体 会 议

1988年11月14—25日 墨尔本

1990年 北京

ISBN 92-61-03445-4

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 — 电报业务和移动业务 — 运营和服务质量　建议 F. 1-F. 140（第Ⅰ研究组）

卷Ⅱ.5 — 远程信息处理业务、数据传输业务和会议电信业务 — 运营和服务质量　建议F. 160-F. 353、F. 600、F. 601、F. 710-F. 730（第Ⅰ研究组）

卷Ⅱ.6 — 报文处理和查号业务 — 运营和服务的限定　建议 F. 400-F. 422、F. 500（第Ⅰ研究组）

卷Ⅲ

卷Ⅲ.1 — 国际电话接续和电路的一般特性　建议 G. 100-G. 181（第XⅡ和 XV 研究组）

卷Ⅲ.2 — 国际模拟载波系统　建议 G.211-G.544（第 XV 研究组）

卷Ⅲ.3 — 传输媒质 — 特性　建议 G.601-G.654（第 XV 研究组）

卷Ⅲ.4 — 数字传输系统的概况；终端设备　建议 G.700-G.795（第 XV 和第 XⅧ研究组）

卷Ⅲ.5 — 数字网、数字段和数字线路系统　建议 G.801-G.961（第 XV 和第 XⅧ研究组）

卷Ⅲ.6 — 非话信号的线路传输　声音节目和电视信号的传输　H 和 J 系列建议（第 XV 研究组）

卷Ⅲ.7 — 综合业务数字网（ISDN）— 一般结构和服务能力　建议 I.110-I.257（第 XⅧ研究组）

卷Ⅲ.8 — 综合业务数字网（ISDN）— 全网概貌和功能、ISDN 用户-网络接口　建议 I.310-I.470（第 XⅧ研究组）

卷Ⅲ.9 — 综合业务数字网（ISDN）— 网间接口和维护原则　建议 I.500-I.605（第 XⅧ研究组）

卷Ⅳ

卷Ⅳ.1 — 一般维护原则：国际传输系统和电话电路的维护　建议 M.10-M.782（第Ⅳ研究组）

卷Ⅳ.2 — 国际电报、相片传真和租用电路的维护　国际公用电话网的维护　海事卫星和数据传输系统的维护　建议 M.800-M.1375（第Ⅳ研究组）

卷Ⅳ.3 — 国际声音节目和电视传输电路的维护　N 系列建议（第Ⅳ研究组）

卷Ⅳ.4 — 测量设备技术规程　O 系列建议（第Ⅳ研究组）

卷Ⅴ — 电话传输质量　P 系列建议（第 XⅡ 研究组）

卷Ⅵ

卷Ⅵ.1 — 电话交换和信令的一般建议　ISDN 中服务的功能和信息流　增补　建议 Q.1-Q.118（乙）（第Ⅺ研究组）

卷Ⅵ.2 — 四号和五号信令系统技术规程　建议 Q.120-Q.180（第Ⅺ研究组）

卷Ⅵ.3 — 六号信令系统技术规程　建议 Q.251-Q.300（第Ⅺ研究组）

卷Ⅵ.4 — R1 和 R2 信令系统技术规程　建议 Q.310-Q.490（第Ⅺ研究组）

卷Ⅵ.5 — 综合数字网及模拟-数字混合网中的数字市内局、转接局、综合局及国际交换局　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 — 其它系统与卫星移动通信系统的互通 建议 Q.1100-Q.1152（第Ⅺ研究组）

卷Ⅶ

卷Ⅶ.1 — 电报传输 R 系列建议 电报业务终端设备 S 系列建议 （第Ⅸ研究组）

卷Ⅶ.2 — 电报交换 U 系列建议（第Ⅸ研究组）

卷Ⅶ.3 — 远程信息处理业务的终端设备和协议 建议 T.0-T.63（第Ⅷ研究组）

卷Ⅶ.4 — 智能用户电报各建议中的一致性测试规程 建议 T.64（第Ⅷ研究组）

卷Ⅶ.5 — 远程信息处理业务的终端设备和协议 建议 T.65-T.101，T.150-T.390（第Ⅷ研究组）

卷Ⅶ.6 — 远程信息处理业务的终端设备和协议 建议 T.400-T.418（第Ⅷ研究组）

卷Ⅶ.7 — 远程信息处理业务的终端设备和协议 建议 T.431-T.564（第Ⅷ研究组）

卷Ⅷ

卷Ⅷ.1 — 电话网上的数据通信 V 系列建议（第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，网际管理 建议 X.300-X.370（第Ⅶ研究组）

卷Ⅷ.7 — 数据通信网：报文处理系统 建议 X.400-X.420（第Ⅶ研究组）

卷Ⅷ.8 — 数据通信网：查号 建议 X.500-X.521（第Ⅶ研究组）

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

卷Ⅹ

卷Ⅹ.1 — 功能规格和描述语言（SDL） 使用形式描述方法（FDT）的标准 建议 Z.100 和附件 A、B、C 和 E，建议 Z.110（第Ⅹ研究组）

卷Ⅹ.2 — 建议 Z.100 的附件 D：SDL 用户指南（第Ⅹ研究组）

卷X.3 — 建议Z.100的附件F1：SDL形式定义 介绍（第X研究组）
卷X.4 — 建议Z.100的附件F2：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F3：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V目录

第一部分 — P系列建议
电话传输质量

建议号 页号

第一章 — 名词术语的说明和传输参数对用户传输质量意见的影响及其评定 …… (3)

P.10 电话传输质量和电话机的名词术语 …… (3)
P.11 传输损伤的影响 …… (15)
P.16 直接串话可闻度和可懂度门限的主观影响 …… (44)

第二章 — 用户线和电话机 …… (51)

P.30 会议电话机（GAT）的传输性能 …… (51)
P.31 数字电话机的传输特性 …… (55)
P.32 电话间和声罩的效率评定 …… (57)
P.33 装有扬声接收或送话放大的用户电话机 …… (63)
P.34 免提电话机的传输特性 …… (63)
P.35 手柄电话机 …… (71)
P.36 电话受话器过强声压防护装置的效率 …… (73)
P.37 供耦合助听器使用的，分布在电话机手柄耳承周围的磁场强度 …… (75)
P.38 话务员电话系统（OTS）的传输特性 …… (78)

第三章 — 传输标准 …… (81)

P.48 中间参考系统的指标 …… (81)

第四章 — 客观测量装置 …… (87)

P.50 仿真话音 …… (87)
P.51 仿真耳和仿真嘴 …… (99)
P.52 音量表 …… (107)
P.53 杂音计（客观测量电路噪声的仪表） …… (109)
P.54 声级计（客观测量室内噪声的仪表） …… (109)
P.55 测量脉冲噪声的仪表 …… (110)

P. 56　有效讲话电平的客观测量 …… (110)

第五章　—　客观电声测量 …… (123)

P. 61　电容传声器的校准方法 …… (123)
P. 62　用户电话设备的测量 …… (124)
P. 63　根据客观测量结果评定传输质量的方法 …… (125)
P. 64　在市话系统响度评定值计算中用到的灵敏度/频率特性的测定 …… (126)
P. 65　测定响度评定值用的客观仪表 …… (135)
P. 66　数字话机传输性能的评定方法 …… (139)

第六章　—　与话音响度有关的测量 …… (149)

P. 75　对装有碳粒送话器的手柄做准备动作的标准方法 …… (149)
P. 76　响度评定值的测定（基本原理） …… (149)
P. 78　按照建议 P. 76 的原理进行响度评定值主观测定的方法 …… (160)
P. 79　响度评定值的计算 …… (176)

第七章　—　用户意见试验 …… (197)

P. 80　传输质量的主观评定方法 …… (197)
P. 81　调制噪声参考单元（MNRU） …… (198)
P. 82　从语言传输质量的观点进行业务等级评价的方法 …… (203)
P. 84　评定数字电路倍增设备和语音包系统的主观收听试验方法 …… (208)

第二部分　—　P 系列建议的增补

增补 1 号　正确安装和维护 IRS 的注意事项 …… (237)
增补 2 号　电话传输性能的评定方法 …… (237)
增补 3 号　利用客观测量结果预测传输质量的模型 …… (248)
增补 10 号　有关电话机传输特性的一些考虑 …… (328)
增补 11 号　侧音的某些影响 …… (332)
增补 13 号　噪声频谱 …… (335)
增补 14 号　使用调制噪声参考单元（MNRU）对数字处理过程进行主观性能评定 …… (339)
增补 15 号　带噪声成形的宽带（7kHz）调制噪声参考单元 …… (359)
增补 16 号　关于在电话会议室中安放传声器和扬声器，以及会议电话机（GAT）的指南 …… (361)
增补 17 号　对照中间参考系统（IRS）作直接响度平衡以主观测定响度评定值 …… (365)
增补 18 号　用满足建议 P. 52 和 P. 56 的仪表对话音测定读数的比较 …… (367)
增补 19 号　与响度损耗有关的一些评定值的资料 …… (371)

卷 首 说 明

1　本卷完全取代了 CCITT 红皮书卷 V（日内瓦．1985）

2　本卷中使用的单位符合 CCITT 建议 B. 3 和 B. 4（蓝皮书卷 I）

本卷中使用了以下这些缩写，特别在图表中用得更多，它们具有下列明确规定的含义：

dBm　用分贝表示的绝对功率电平；

dBm0　相对于零相对电平点的用分贝表示的绝对功率电平；

dBr　用分贝表示的相对功率电平；

dBm0p　相对于零相对电平点的，用分贝表示的绝对杂音计功率电平。

与大气压力有关的单位有以下的关系：

$$1\text{Pa（帕斯卡）}=1\text{N（牛顿）}/\text{m}^2=10\text{dyne}/\text{cm}^2=10\text{barye}=10\mu\text{bar}$$

3　本册中的“主管部门”一词是电信主管部门和经认可的私营机构两者的简称。

4　关于有些建议的预告

A　在 CCITT 文件中，“响度评定值”“LR”的名称总表示特定的 CCITT 定义。然而在技术著作和一些国家指标中，“响度评定值”一词有时用作一般概念，有时用作不同于 CCITT 定义的其它响度评定系统的直接名称。因此在 CCITT 以外的文件中引用 CCITT LR 值时要特别注意避免混淆。例如，可以加一个引用声明“所有响度评定值名称均按照 CCITT 定义”，或者在 LR 值后面加“（CCITT）”，例如：

OLR＝10dB（CCITT）

B　现有电信系统的经验和新技术的发展均反映在 CCITT 的工作中，因此新的建议必须制定，原有的建议必须修改，有时速度相当快，以作为主管部门和制造厂家的指南，有些负责国家或区域性电信指标的标准组织在它们的标准文件中，参照特定的 CCITT 建议，以专门参考资料的形式使用 CCITT 指南。

为避免混淆和非技术含义，这种参考 CCITT 建议的资料应该同时给出所引用建议所在 CCITT 蓝皮书的版本。例如“CCITT 建议 P. 79（蓝皮书）”

C　应该明确增补的出版仅以提供资料为目的，增补不具有已通过建议的资格

第一部分

P系列建议

电话传输质量

PAGE INTENTIONALLY LEFT BLANK

PAGE LAISSEE EN BLANC INTENTIONNELLEMENT

第 一 章

名词术语的说明
和传输参数对用户传输质量意见
的影响及其评定

建　　议　P.10

电话传输质量和电话机的名词术语

（1980 年于日内瓦制订；1984 年
于马拉加-托雷莫里诺斯，1988 年于墨尔本修订）

1　引言

本建议包含与第Ⅶ研究组有关的定义和术语。国际电联咨询委员会（CCIs）和国际电工委员会（IEC）联合协调小组的专家组 N，对此进行了讨论。

国际电工技术词汇（IEV）（第 722 章）中出现过的术语，在这里也标出了它们在 IEV 的编号，以供参考。国际电报电话咨询委员会（CCITT）的术语进行了分类，其分类方法类似于 IEV 的分类方法。

2　术语和定义

02　电话机部件

02.01　Y-比值　Y-ratio

F. rapport Y

S: relación Y

无源电话机电路的发送与接收效率之比。

04　电话机类型

04.01　电话机　telephone set ; telephone instrument

F: poste téléphonique: appareil téléphonique; téléphone

S: aparato telefónico; teléfono

电话用的组装设备至少应包括电话送话器、电话受话器以及与这些换能器直接关联的接线和部件。

注 — 电话机通常还包括一些其它部件，如叉簧开关、机内电话铃以及拨号盘。

722.04.01

04.02 **用户话机** **telephone station**

F: poste téléphonique (installé)

S: estación telefónica

在电话中使用的，附有与电话网连接的接线和辅助设备的电话机。

注 — 辅助设备可以包括例如：外接呼叫指示装置、保安设备和本机电池等。

722.04.02

04.03 **扬声电话机** **loudspeaking (telephone) set**

F: poste (téléphonique) à écoute (ou réception) amplifiée sur haut-parleur

S: aparato telefónico con altavoz; teléfono de altavoz

使用带有放大器的扬声器作为电话受话器的手柄电话机。

722.04.10

04.04 **免提电话机** **hands free (telephone) set**

F: poste (téléphonique) mains-libres

S: aparato telefónico manos libres; teléfono manos libres

使用时可以不用手柄，以带有放大器的扬声器作受话器的电话机

722.04.11

04.05 **会议电话机** **group-audio terminals**

F: terminal audio de communication de groupe

S: terminal audio de groupo

主要为多用户使用而设计的免提电话机

05 电话机的附件

05.01 **声震抑制器（电话用）** **acoustic shock suppressor (in telephony)**

F: anti-choc (en téléphonie)

S: supresor de choques acústicos; antichoque (en telefonía)

用户话机的附属装置。它能限制加到电话耳机上的瞬时最大电压的绝对值，以防止声震。

722.05.07

13 私务电话系统

13.01 **私务（电话）装备** **private (telephone) installation**

F: installation (téléphonique) intérieure

S: instalación telefónica privada

装设在个人或私人组织所在地的电话网。

注 — 私务电话装备通常包括几部连接到同一条用户线的用户话机。

722.13.01

21 电话呼叫的描述

21.01 （用户的）试呼 call attempt (by a user)

F: (tentative d')appel (par un usager)

S: (tentativa de) llamada (por un usuario)

电信网的一个用户试图接通其所需要的用户或电话服务而进行的一系列操作。

相关术语：见呼叫（Call）

722.21.01；与 701.03.04 同

21.02 连接 connection

F: chaîne de connexion

S: cadena de conexión; conexión

为了在电信网的两点或多点间进行信息传递，而临时建立起来的传输信道或电信电路、交换及其它功能单元的组合。

722.21.02；与 701.03.01 同

21.03 （完整）连接 (complete) connection

F: chaîne de connexion complète; (chemin de) communication

S: cadena de conexión completa; conexión completa

用户终端之间的连接。

722.21.03；与 701.03.02 同

21.04 呼叫 call

F: communication

S: comunicación

在试呼后、完整连接的建立和使用。

722.21.04；与 701.03.05 同

31 本地线路网

31.01 本地线路网 local line network

F: réseau local de lignes (téléphoniques)

S: red local de líneas (telefónicas)

为了把用户连接到他们的本地交换实体，所提供的全部用户电话线和辅助设备。

722.31.01

31.02 **用户（电话）线；用户环路（在电话中）** **subscriber's（telephone）line；subscriber loop（in telephony）**

F: ligne (téléphonique) d'abonné; ligne (de) réseau

S: línea (telefónica) de abonado; bucle de abonado (en telefonía)

公共交换实体与用户话机或私务电话装置之间，或者与信号和电话网兼容的其它终端之间的链路。

注 — 在法文中，“ligne de réseau”一词仅在用户话机是专用小交换机或内部电话系统的情况下使用。

722.31.02

31.03 **本地（电话）系统；本地（电话）电路** **local（telephone）system；local（telephone）circuit**

F: système (téléphonique) local; circuit (téléphonique) local

S: sistema (telefónico) local

用户设备、用户线和馈电桥（如果有的话）的总称。

注 1 — 该术语用于有关传输规划和性能的内容中。

注 2 — 在 CCITT 英文版中，喜欢用“local（telephone）system”这个术语。

722.42.16

31.04 **用户系统（传输规划中）** **subscriber system**

F: système d'abonné

S: sistema de abonado

它包括用户线和专用电话设备在呼叫时与它连接的部分

注 — 该术语用在传输规划和性能的有关内容中。

722.42.17

32 电话用户设备的使用

32.01 **声罩** **acoustic hood**

F: abri téléphonique; abriphone

S: cabina acústica; burbuja acústica

为了降低环境噪声的影响，一种用于电话用户设备上的有吸声材料的头罩。

722.32.03

32.02 **电话间** **telephone booth**

F: cabine téléphonique

S: cabina telefónica cerrada

安放电话用户设备的小层，它为使用者提供一定的声绝缘和保密措施。

722.32.04

32.03 **电话亭** **telephone stall**

F: cabine téléphonique ouverte

S: cabina telefónica abierta

没有门的电话间。

722.32.05

41 传输性能

41.01 （电话）声震 acoustic shock (in telephony)

F: choc acoustique (en téléphonie)

S: choque acústico (en telefonía)

对耳朵或神经系统功能的任何暂时性或永久性伤害。对电话耳机的使用者而言，它可能是耳机中的声压急剧上升所致。

注 — 声震通常是在异常情况下，因电话机的端线上出现瞬时高电压所致。

722.41.20

41.02 （电话）意见评分 opinion score (in telephony)

F: note d'opinion (en téléphonie)

S: nota de opinión (en telefonía)

测试者对用于会话或仅收听讲话的电话传输系统，并按照预先定义的等级标准（刻度）所评定的性能意见值。

注 — 按照 IEV，该刻度一般包括五个值，例如：优秀、良好尚可、不好和很差。该例与 CCITT 实际使用的刻度不同（见建议 P.82 的注 2 和注 3）。

722.41.24

42 测量设备

42.01 （电话电声测量用的）声耦合器 acoustic coupler (in telephonometry)

F: coupleur acoustique (en téléphonométrie)

S: acoplador acústico (en telefonometría)

一种具有规定形状和体积的腔体，连同适合测量该腔体内声压的已校准的传声器一起，用来对电话耳机和电话送话器进行测量的装置。

722.42.12

42.02 仿真耳 artificial ear

F: oreille artificielle

S: oído artificial

声耦合器和测量声压用的已校准的传声器的组合体，用于校准耳机的装置。在规定的频带内，它的总声阻抗与平均人耳的总声阻抗接近。

722.42.13

42.03 仿真嘴 artificial mouth

F: bouche artificielle

S: boca artificial

一种装有扬声器的闭合容器，其发声的方向性和辐射图形与平均人嘴讲话相似。

722.42.14

42.04 **仿真话音** **artificial voice**

F: voix artificielle

S: voz artificial

从数学定义上产生具有人类语声特征的信号。它与线性和非线性电信系统的特性描述有关。其目的在于使客观测量和用实际讲话进行的测试之间，获得满意的一致性。

42.05 **仿真话音** **artificial voice**

F: voix artificielle

S: voz artificial

它是一种复杂的声音。通常由仿真嘴发出，其功率声频谱与人的平均话音相符。

722.42.15

42.06 **电仿真话音** **electrical artificial voice**

F: voix artificielle électrique

S: voz artificial eléctrica

以电信号形式产生的仿真话音，用以测量传输信道或其它的电气装置。

42.07 **声仿真话音** **acoustic artificial voice**

F: voix artificielle acoustique

S: voz artificial acústica

它是在仿真嘴的 MRP（嘴参考点）处的声信号，并与电仿真话音的时间和频谱特性完全一致。

42.08 **仿真嘴激励信号** **artificial mouth excitation signaly**

F: signal d'excitation de la bouche artificielle

S: señal de excitación de la boca artificial

为了产生声仿真话音而加到仿真嘴的信号。它可以用均衡电仿真话音（以补偿仿真嘴的灵敏度/频率特性）的方法来得到。

42.09 **人头和驱干模拟器（HATS）** **head and torso simulator（HATS）**

F: simulateur de tête et de torse (STET)

S: simulador de cabera y tronco (SCT)

从头顶向下沿伸到腰部的模特。用它模拟中等成年人的声衍射，并重现人嘴产生的声场。

43 电话电声测量

43.01 **参考当量** **reference equivalent**

F: équivalent de référence

S: equivalente de referencia

参考当量是一种以分贝表示的损耗，该损耗对所有传输的频率都是恒定的。把它引入测定参考当量的新基准系统或 NOSFER，可以在给定方向上获得与被测完整电话连接相同的响度。测定时，讲话人在两种情

况下，发出相同的讲话声功率。

注 1 — 根据是否要在 NOSFER 中加入或除去损耗，参考当量可以是正值或负值。

注 2 — 参考当量用建议 P. 72（红皮书）所叙的测量方法严格定义。

722. 43. 14

43. 02　修正参考当量　corrected reference equivalents

F: équivalents de référence corrigés (ERC)

S: equivalentes de referencia corregidos (ERC)

用确定的非线性转换公式，将发送或接收参考当量转换成符合代数相加规律的对应值。

注 — 实现这一转换是为了克服使用参考当量所遇到的一些困难。其转换关系在建议 G. 111 的附件 C 中定义。

722. 43. 17

43. 03　响度当量　loudness rating

F: équivalent pour la sonie

S: indice de sonoridad

响度当量以分贝为单位，用以表示完整电话连接或其组成部分（如发送系统、线路、接收系统）的响度性能。

注 —（由 CCITT 增加上的）——这里所给出的是非常一般的定义，它与 CCITT 文章中响度损耗（Loudness loss）所表示的概念相对应；在这些文章中，术语“响度评定值”（Loudness rating）”限用于符合建议 P. 76 的测量结果，并可缩写为 LR。

722. 43. 25

43. 04　R25 当量　R25 equivalent

F: équivalent R25

S: equivalente R25

R25 当量是用建议 P. 72（红皮书）测量参考当量的相同方法所测定的响度损耗。所不同的是测定 R25 当量时，收听声级是恒定的，它相当于在 NOSFER 中加进 25dB 固定损耗后的收听声级。

43. 05　规划当量　planning equivalent

F: équivalent de planification

S: equivalente de planificación

规划当量是用客观仪表测量的结果。可以认为与 R25 当量或修正参考当量相等，其精度足以满足网络规网的要求。

43. 06　频带感觉级　band sensation level

F: niveau de sensation dans la bande

S: nivel de sensación en la banda

在没有其它声干扰存在时，一个频带内的积分声压级与该频带闻阈声压级之差为频带感觉级，以分贝为单位。

43.07 **耳承参考平面** **earcap reference plane**

F: plan de référence écouteur

S: plano de referencia auricular

用一块平板与电话机手柄的耳承贴合，其接触点所构成的平面。

43.08 **耳承参考点（ECRP）** **earcap reference point（ECRP）**

F: point de référence écouteur (PRE)

S: punto de referencia auricular (PRA)

在耳承参考平面上，用作参考参数的一点。

43.09 **耳参考点（ERP）** **ear reference point（ERP）**

F: point de référence oreille (PRO)

S: punto de referencia oído (PRO)

在收听人耳朵的耳道入口处定位的一点（见图 A-1/P.64）。

43.10 **耳机耦合损耗（L_E）** **earphone coupling loss（L_E）**

F: affaiblissement de couplage de l'écouteur (L_E)

S: pérdida de acoplamiento del auricular (L_E)

其数值等于用仿真耳测得手柄话机的接收灵敏度（通常是频率的函数），减去用真正人耳对同样手柄话机测得的接收灵敏度。

43.11 **$\triangle_{SM}$（DELSM）**

F：$\triangle_{SM}$（DELSM）

S：$\triangle_{SM}$（DELSM）

$\triangle_{SM}$是用真嘴和话音测得的电话机发送灵敏度（S_{MJ}）与用散射室内噪声源测得的电话机发送灵敏度（$S_{MJ/RN}$）的差值。因此

$$\triangle_{Sm}=S_{MJ/RN}-S_{MJ}\text{dB}$$

（同时参考建议 P.11、P.64、P.76、P.79、增补 11 号和电话电声测量手册）。

注 — 在大多数实践中，$\triangle_{Sm}$与较容易测量的$\triangle_{Sm}$十分近似。

43.12 **$\triangle_{Sm}$（DELSm）**

F：$\triangle_{Sm}$（DELSm）

S：$\triangle_{Sm}$（DELSm）

$\triangle_{Sm}$是用仿真嘴测得的电话机发送灵敏度（S_{mJ}）与用散射室内噪声测得的电话机发送灵敏度（$S_{mJ/RN}$）的差值。因此

$$\triangle_{sm}=S_{mJ/RN}-S_{mj}\quad\text{dB}$$

（同时参考 P.11、P.64、P.76、P.79、增补 11 号和电话电声测量手册）。

43.13 **唇平面** **lip plane**

F: position équivalente des lèvres

S: posición equivalente de los labios

唇环的外平面。

43.14 **唇环** **lip ring**

F: anneau de garde (pour les lèvres)

S: anillo de labios

用于对仿真嘴等效唇位定位的坚硬细杆做成的圆圈。

43.15 **保护环** **guard-ring**

F: anneau de garde

S: anillo de guarda

试验时，安装在电话手柄送话器口承上的圆环，用它确定声源相对于传声器的预定位置。

43.16 **一米空气通道** **metre air path**

F: trajet d'un mètre à l'air libre

S: trayecto de un metro en el aire

用于测量一米空气通道声压损耗的参考。在消声环境下，从 MRP 起，测得的该通道的声压衰减约为 30dB。

43.17 **模型距离** **modal distance**

F: distance modale

S: distancia modal

从传声器保护罩中心或手柄送话器的入声口前方到保护环中心的距离。

43.18 **模型量规** **modal gauge**

用来检查手柄上的保护环与耳承参考平面的相对位置的模板。

43.19 **模型位置** **modal position**

F: position modale

S: posición modal

手柄相对于固定声源的预定位置和倾角。

43.20　嘴参考点（MRP）　mouth reference point（MRP）

F: point de référence bouche (PRB)

S: punto de referencia boca (PRB)

在典型人嘴（或仿真嘴）的唇位轴向正箭方 25mm 处的点。（见图 A-1/P.64）。

43.21　无侧音线路阻抗（Z_{SO}）　no sidetone line impedance（Z_{SO}）

F: impédance de ligne à effet local nul

S: impedancia de línea de efecto local nulo (Z_{SO})

跨接在话机终端上，使话机侧音降低到零的电路阻抗。

43.22　遮挡效应　occlusion effect

F: effet d'occlusion

S: efecto de oclusión

当耳道遇到遮挡（如用电话受话器）时，对人体侧音产生的变化。

43.23　声障效应　obstacle effect（obstruction effect）

F: effet d'obstacle; effet d'obstruction

S: efecto de obstáculo; efecto de obstrucción

当障碍物（如电话送话器）非常靠近时，对人的嘴巴或仿真嘴附近的声场所产生的变化。

43.24　侧音通道　sidetone path

F: trajet d'effet local

S: trayecto de efecto local

使打电话人自己耳朵（在 ERP）听到自己的讲话声音或环境噪声的任何声、电或机械的通道。

43.25　侧音通道损耗　sidetone path loss

F: affaiblissement du trajet d'effet local

S: atenuación del trayecto de efecto local

用相对于 MRP 处的话音损耗表示的侧音通道损耗。通用表示符号如下：

L_{MEHS}　人头的侧音通道损耗；

L_{MEST}　话机内的电声侧音通道损耗；

L_{MEMS}　话机手柄内的机械侧音通道损耗；

L_{RNST}　从散射室内噪声源到受话器的电声侧音通道损耗。

以上各项也可以用灵敏度表示，符号为 S_{MEHS}、S_{MEST}、S_{MEMS}和 S_{RNST}。量值改变一个符号。例如 $S_{MEST}=-L_{MEST}$。

43.26 受话音侧音评定值 listener sidetone rating（LSTR）

F: affaiblissement d'effet local pour la personne qui écoute (AELE)

S: índice de efecto local para el oyente (IELO)

散射室内噪声源通过电话设备的电侧音通道在用户的（耳机）耳朵产生的响度（相对于中间参考系统（IRS）全程的响度）。两者相比较时，把通过人头侧音通道（L_{MEHS}）听到的话音信号作为掩蔽门限。

43.27 侧音平衡网路 sidetone balance network

F: réseau d'équilibrage d'effet local

S: red equilibradora del efecto local

在电话机电路中，作为二线到四线平衡点部分的电网路，用以控制话机的侧音通道损耗。

43.28 侧音掩蔽评定值（STMR） sidetone masking rating（STMR）

F: affaiblissement d'effet local par la méthode de masquage (AELM)

S: índice de enmascaramiento para el efecto local (IEEL)

电话侧音通道响度（相对于中间参考系统（IRS）全程的响度）。但比较时，把通过人头侧音通道损耗（L_{MEHS}）听到的话音信号作为掩蔽门限。

43.29 讲话音量损失 speech volume penalty

F: pénalisation en volume sonore

S: penalización en volumen sonoro

由于侧音的存在，引起用户讲话声级的下降（通常表示为讲话侧音当量，如 STMR 的函数）。

43.30 发话电阻 talking resistance

F: résistance de conversation

S: resistencia de conversación

测试用的固定电阻。其阻值与特定电流下的碳粒送话器的电阻值相等。

43.31 虚拟声源位置 virtual source position

F: position de la source virtuelle

S: posición de la fuente virtual

位于人嘴或仿真嘴内，可以认为声音是从这一点发出的。

43.32 虚拟声源函数 virtual source function

F: fonction de source virtuelle

S: función de la fuente virtual

虚拟声源位置随一些其它参数，例如频率、近场碍障物等的不同而变化。

43.33 **原电话参考条件** **orthotelephonic reference condition**

F: condition de référence orthotéléphonique

S: condición de referencia ortotelefónica

发话者和受话者在自由声场中面对面相距一米的声通道

43.34 **原电话声参考增益** **orthotelephonic acoustic reference gain**

F: gain de référence acoustique orthotéléphonique

S: ganancia de referencia acústica ortotelefónica

在原电话参考条件下，受话者耳参考点的声压与发话者嘴参考点的声压之比。

43.35 **总电声增益** **total electroacoustic gain**

F: gain électroacoustique total

S: ganancia electroacústica total

受话者的耳参考点声压与电话通道另一端嘴参考点的声压之比。

43.36 **插入增益（原电话的相对增益）** **insertion gain (orthotelephonically referred gain)**

F: gain d'insertion (gain de référence orthotéléphonique

S: ganancia de inserción (ganancia referida ortotelefónicamente)

总电声增益与原电话电声参考增益之比。

44 话音电平的测量

44.01 **有效时间** **active time**

F: durée d'activité

S: tiempo activo

按照 CCITT 为测量目的通过的标准（建议 P.56），判定话音存在的所有时间间隔的总和。

44.02 **有效话音电平** **active speech level**

F: niveau de conversation active

S: nivel vocal activo

将话音信号功率在有效时间内均分，并以相对于规定参考值（例如伏或帕斯卡）的分贝数表示的量值。

44.03 **有效因子** **activity factor**

F: coefficient d'activité

S: factor de actividad

有效时间与测量总时间之比。通常用百分比表示。

44.04　**音量或讲话音量**　**volume or speech volume**

F: volume ou volume de la parole

S: volumen ó volumen vocal

它是一个与话音功率对应的量。其值在电话电路的指定点，适用于观察者迅速对电平进行实时控制和调整的特定仪表（例如 vu 表，ARAEN 音量表和峰值节目表）来测量。

44.05　**话音电平**　**speech level**

F: niveau vocal

S: nivel vocal

讲话音量、有效话音电平和其它任何相对指定参考值以分贝数表示的类似量值的通用术语。

建　议　P.11

传输损伤的影响

（1980 年于日内瓦制订；1984 年于马拉加-托雷莫里诺斯，1988 年于墨尔本修订）

1　目的

目前国际连接的传输规划其主要目的是为控制传输性能提供指南。该指南包含在有关完整连接和连接组成部分的建议中。如建议 G.102 所规定的那样，在这些建议中，对影响传输质量和传输质量意见的各种损伤，提出了性能指标、设计指标和维护指标①。典型的传输损伤包括传输损耗、电路噪声、发话人回声、侧音损耗、衰减失真、群时延失真和量化失真。尽管传输规划人员无法控制室内噪声，但室内噪声仍然是一个应该考虑的重要因素。

本建议涉及上述各种传输参数对用户传输质量意见的影响。其内容以 CCITT 已经研究过的特定课题的有关文本为基础。这些资料大多数来自主观试验的结果。在这些试验中，参加人员在损伤已知或损伤可控制的电话连接通路上发话、收听或会话，并根据适当的评定量度对该连接通路的传输质量进行评定。有关进行该类主观试验的基本指南见建议 P.8。另外，建议 P.84 还提供了有关运用电话用户调查，来评定国际电话语言传输质量的指南。

本建议的特定目的是：

1）　对主要传输损伤及其对传输质量的影响，提出一个概括、精练的结论，作为传输规划人员的主要参考资料。

2）　收集有关传输质量方面的基本资料，并且适当参考这些建议和从其它渠道来的资料，如增补和研究课题，来说明相关的 P 系列和 G 系列建议。

3）　估计对未来建议的形成会涉及到的有关传输质量方面的基本资料，进行初步的收集。

建议的 § 2 扼要地叙述了在电话连接中会遇到的各种损伤以及典型的特性描述方法和考虑这些损伤允许程度的一般准则。有关特定损伤更详细的资料，见本建议的附件，以及其它建议和增补文件。

---

① 本建议中“损伤”这个术语，是在通用意义上对可能降低传输通道的性能或质量的特性或劣化而言。并不能用来表示一些早期 CCITT 文章中用到的“等效损耗”。

建议的§3介绍几种损伤对传输质量的综合影响和评定模型的应用。这种评定模型可以用来估计用户意见与几种传输损伤综合变化的关系。因此，可以用来估计现行传输规划能达到的传输质量，判断在传输规划中作出某些可能变动时的影响以及偏离传输规划要求时引起的后果。然而要进行这种估计，必须对连接的组成部分作某些假设。建议 G.103 和 G.104 论述的假设参考连接为此提供了指导。

2 各种损伤的单独影响

2.1 概述

§2分别叙述在电话连接上，影响话音传输质量的几种传输损伤。内容包括各种损伤的一般特性以及已经建议的损伤测量方法和损伤允许的程度等。参考文献中列出了几个有关的建议，从中可以找到有关测量方法和建议数值的更详细的资料。

2.2 响度损耗

电话连接的主要目的是在讲话人的嘴巴与收话人的耳朵之间提供一条话音传输通道。收话人收听到的话音信号的响度取决于讲话人发出的声压，以及在连接通路一端的电话传声器的输入与另一端的电话受话器的输出之间的声-声通道的响度损耗。在电话连接上，话音通信的效果和用户满意度在很大程度上取决于其响度损耗。当响度损耗从用户欢迎的范围增加时，收听人的努力程度要增加，而用户满意度则下降；若响度损耗再继续增加，则可懂度要下降，传递定量信息的时间也会延长。反之，若响度损耗太小，则由于收听到的话音太响，也会使用户满意度下降。

多年来，传输工程用了各种各样的方法来测量和表示电话连接的响度损耗。建议 P.42 和 P.72（红皮书）规定的参考当量方法，是 CCITT 广泛应用的一种主观测量方法。

由于在使用参考当量中遇到了困难，全程参考当量的规划值曾用建议 G.111（CCITT 红皮书）所定义的修正参考当量（CRE）取代。该变化需对完全连接和部分连接的建议值作某些调整。

目前，建议使用响度评定值（LR）。建议 P.76、P.78 和 P.79 提供了有关响度评定值的主观和客观测量方法，这些方法期望不再需要用修正参考当量来主观测定响度损耗。目前以响度评定值为单位的响度损耗建议值在建议 G.111 和 G.121 中给出。

2.2.1 用户意见

用户意见作为响度损耗的函数，随所用主观试验组和特定的实验设计而变化。对电话连接，进行实验室会话试验的代表性评定结果如表 1/P.11 所示。试验连接的其它特性（如电路噪声）的损伤几乎可以不计。该结果表示了控制响度损耗的重要性。

表 1/P.11

全程响度评定值 (dB)	代表性评定结果[a]	
	“良+优”的百分比	“差+劣”的百分比
5 到 15	>90	<1
20	80	4
25	65	10
30	45	20

a）基于由传输质量指数模型（见附件 A）求得的评分关系。

2.2.2 响度评定值的建议值

表 2/P.11 列出 CCITT 已经建议或正在研究的响度评定值的各种选定数值。

注 — 响度评定值的建议值属课题 19/XII的研究内容。

2.3 电路噪声

电话连接的电路噪声对用户满意度和话音通信效果有显著影响。这种电路噪声可以包括电路白噪声和传输系统的互调噪声，还有电源哼声以及其它形式的干扰，如脉冲噪声、单频音等。用户满意度取决于噪声的功率以及频率和幅度的分布。如果噪声类型固定，满意度一般随噪声功率的增加而平滑地下降。

电路噪声的大小一般用 CCITT 建议 0.41 中标准化的杂音计读数表示。使用这种仪表，可以对电话连接的各个点，进行频率加权噪声功率（用 dBmp 表示）的测量。

注 — 虽然杂音计通常用于测量电路噪声，但一些主观试验表明，它也能表征电源干扰对信息电路引入的主观干扰影响。

2.3.1 意见评分结果

关于反映电路噪声对用户意见影响的试验，已经做过很多。试验结果表明，用户对电路噪声影响的评定意见也与电路的响度损耗密切相关，同时还受许多其它因素，特别是室内噪声和侧音损耗的影响。

在电话连接中，某一特定点测得的电路噪声的主观影响，取决于从这个测量点到电话受话器输出之间的电-声损耗或增益。因此，为了评定不同噪声源的影响，常常以具有特定修正参考当量或响度评定值的接收系统输入端为参考，给出电路噪声的数值。通常，参考点取在接收修正参考当量为 0dB 的接收系统输入端。以这一点为参考，若电路噪声低于－65dBmp，在一般的室内噪声环境下，对传输质量不会有什么影响；但电路噪声再增加时，传输质量就要下降。

表 3/P.11 所示的评定结果是具有代表性的实验室会话试验结果。它用以说明当连接的其它特性（例如响度）不引入附加损伤时，电路噪声对传输质量的影响。但当响度损耗高于用户喜爱范围时，给定电路噪声电平的影响就会更加严重。

注 — 有关电路噪声影响的详细说明见附件 A。

表 2a/P. 11

红皮书 G. 111 和 G. 121 中所列各种连接的
参考当量 RE（q）和修正参考当量 CRE（y）的数值（dB）
（发送和接收接口定在虚拟模拟交换点，VASP）

		以前建议的 RE (q)	CRE (y)
连接的最佳范围 (建议 G.111 的 § 3.2)	最小 最佳 最大	6 9 18	5 [a] 7 [a] 到 11 16
业务加权平均值			
长期目标			
– 连接 (建议 G.111 的 § 3.2)	最小 最大	13 18	13 16
– 国内发送系统 (建议 G.121 的 § 1)	最小 最大	10 13	11.5 13
– 国内接收系统 (建议 G.121 的 § 1)	最小 最大	2.5 4.5	2.5 4
近期目标			
– 连接 (建议 G.111 的 § 3.2)	最大	23	25.5
– 国内发送系统 (建议 G.121 的 § 1)	最大	16	19
– 国内接收系统 (建议 G.121 的 § 1)	最大	6.5	7.5
中等国家国内系统的最大值 (建议 G.121 的 § 2.1)	发送 接收	21 12	25 14
国内发送系统的最小值 (建议 G.121 的 § 3)		6	7

a) 这些数值适用于没有回声的连接；若存在一定的回声，用户更欢迎略大一些的数值。

表 2b/P. 11

引自建议 G. 111 和 G. 121 的 LR 值

	SLR [a]	CLR [a]	RLR [a]	OLR [a]
业务加权平均值 长期 近期目标	 7-9 [b] 7-15 [b]	 0-0.5 [e] 0-0.5 [e]	 1-3 [b] [f] 1-6 [b] [f]	 8-12 [e] [f] [g] 8-21 [e] [f] [g]
中等国家的最大值	16.5 [c]		13 [c]	
最小值	−1.5 [d]			

a) 见图 1/P.11

b) 建议 G.121, § 1

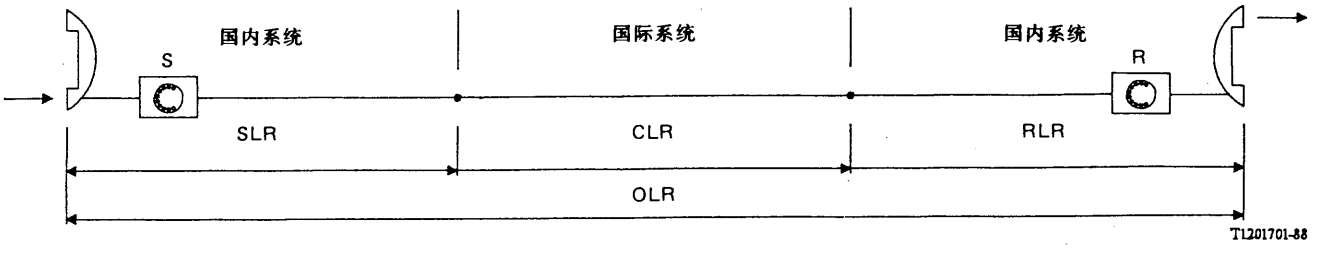
c) 建议 G.121, § 2.1

d) 建议 G.121, § 3)

e) 国际链为数字链时,CLR = 0;若国际链包含一个模拟电路,CLR = 5,同时 OLR 也增加 0.5dB(若该电路的衰减/频率失真显著,CLR 可能再增加 0.2dB,见建议 G.111 附件 A 的 § 4.2)。

f) 也请参考建议 G.111, § 3.2。

g) 建议 G.111, § 3.2。



CLR 电路响度评定值
OLR 全程响度评定值
RLR 接收响度评定值
SLR 发送响度评定值

图 1/P. 11
国际连接 LR 的确定

表 3/P.11

RLR 为 0dB 点的电路噪声 (dBmp)	代表性评定结果[a]	
	"良+优"的百分比	"差+劣"的百分比
−65	>90	<1
−60	85	2
−55	75	5
−50	65	10
−45	45	20

a) 基于由传输质量指数模型（见附件 A）求得的评分关系。

2.3.2 电路噪声的建议值

对连接各部分电路噪声的影响，应按实际可能保持最小。中、长连接的主要电路噪声源通常来自模拟传输设施，其噪声功率一般与电路长度成正比。建议 G.222 规定 2500 千米载波传输系统的噪声指标为 10，000pW0p或−50dBm0p。若折算到 0dB 接收响度评定值（假设损耗为 6 到 12dB），相应的噪声电平范围应为−62 到−56dBmp，这个电平已高到足以影响传输质量。

对于更长的电路或几个这种电路串接起来的连接，质量的下降会更大。CCITT 在建议 G.143 中指出，由六段国际电路组成的链路所产生的总噪声，如果折算到该链路的第一个电路，希望不应超过−43dBm0p。这相当于链路终端的噪声为−46dBm0p；或者说，在 0dB 接收参考当量点的噪声为−58 到−52dBmp。对于国际连接中的其它噪声源，则应加以控制，使其影响低于模拟设备所允许的数值。在若干建议中，读者可以找到有关的专门指南。

为了防止用户的反感，对单频或窄带噪声的极限要求，应比宽带噪声要求更严格。限制单频干扰的一般规则认为，任何单频干扰应确保低于电路的杂音计噪声功率 10dB。在实践中，为防止听到这种干扰信号，建议把单频干扰极限再严格 5dB。

注 — 脉冲噪声的影响依赖脉冲速度，对于 2kHz 阻尼振荡瞬态持续约 1 毫秒的脉冲（信息设备通常遇到的脉冲形状），测试结果报告限用电话机用户线上测得的单个脉冲峰值功率平均值表示。这些结果表明，当噪声脉冲平均速率为 1 秒或不足 1 秒时，若平均强度小于 65dBrn（−25dBm），不会令人讨厌；若速率为每秒 45 次，可接收脉冲噪声电平为 30dBrn（−60dBm）。

2.4 侧音

在同一部电话机中，从电话送话器到受话器的声传输叫做电话机侧音。因此电话机的侧音通道就是发话者讲话时能听到自己声音的一种传输通道。其它侧音通道还有头传导通道和嘴与耳朵之间经过耳承泄漏形成的声通道，这些附加侧音通道的存在影响了用户对侧音的感觉，因此也影响了他对侧音的反应。

侧音从几个方面影响电话传输质量。如果侧音损耗太小，则回到自己耳朵的话音声级太响，致使用户满意度下降。另一方面，若侧音损耗不够，还会使发话者趋于降低其讲话的声级或将手柄移离嘴巴，这样就会使连接远端的收听声级下降。而手柄的移动会导致耳承与耳朵的贴合变差，从而使室内噪声更容易通过形成的泄漏通道到达人的耳朵。同时，从连接远端传过来的接收话音声级也随之降低。此外，侧音通道还提供了室内噪声传到人耳的另一途径。很小的侧音损耗对传输质量的劣化影响甚大。当侧音损耗增加时，可以找到一个损耗值的大致喜爱范围。侧音响度太大，会使电话的声音听起来很"死"，好象一个人在独自

讲话。对于许多连接，完全没有侧音也不是乐意接受的条件。

以前侧音损耗一直用与连接响度损耗极为相似的响度损耗来测定。例如，用侧音参考当量（STRE）来度量（红皮书建议 P. 73）。在建议 P. 76 中介绍了一种更好的方法，即把用户当作发话者，使获得的评定值与侧音的主观影响更加相符。这种侧音掩蔽评定值（STMR）方法，把人头的传导和直接声通道当作掩蔽门限来考虑。

最近的研究结果表明，由于在电话机手柄中使用线性送话器愈增。为控制通过侧音通道听到的环境噪声，还需要引入另一种称之为受话者侧音评定值（LSTR）的评定方法。LSTR（建议 P. 76 和 P. 79）使用与 STMR 相同的概念和计算公式，但在测定侧音灵敏度时，使用环境噪声源取代仿真嘴声源。

侧音损耗的大小受话机的设计和话机与用户线之间阻抗匹配的影响。用户线远端阻抗的变化也会对低阻抗短用户线产生明显的失配影响。在连接的其它点上的阻抗失配也会影响返回的信号，但当返回通路的时延不可忽视时，一般把这种影响就当成发话者的回声来考虑（见 § 2. 9）。

2. 4. 1 侧音损耗的建议值

建议 G. 121 的 § 5 提供了在各种连接条件下，当用户为发话者（STMR）和受话者（LSTR）时，考虑喜欢侧音声级的规划指南。

用户意见随侧音损耗而变化的主观试验结果表明，STMR 的喜欢范围为 7 到 12dB（也参见增补 11 号）。较小的 STMR 会使用户评分意见显著下降，用起来要特别小心。STMR 增加，到 20dB 也能接受，但再高就会有“死”连接的感觉。

为了控制高量级环境噪声的影响，希望 LSTR 值为 13dB，但该数值一般很难达到。由于大多数电话机使用线性送话器和话音电路，LSTR 与 STMR 紧密相关，一般较 STMR 高 1. 5 到 4dB（两者的关系由 $\triangle_{sm}$（DELSM）决定，它是分别用室内噪声源和嘴测得送话器灵敏度的差值，请见建议 P. 64、P. 10、P. 79，增补 10 号和建议 G. 111 附件 A 的 § A. 4. 3. 3），通常该目标不是都能做到。

因此，如果连接的 STMR 低的话，通常 LSTR 也低。

2. 5 室内噪声

室内噪声是用以描述话机所处环境的背影噪声的术语。在住宅区，室内噪声来自家用设备、收音机或电唱机的噪声，以及谈话和街道噪声。在办公室，室内噪声看来主要来自办公室设备、空调设备和交谈的声音。在许多场合，室内噪声的影响并不象电路噪声那样始终存在。然而在嘈杂的环境中，例如公共场所的电话局，室内噪声可能会对通话是否易于进行，甚至能否真正听懂对方的讲话，产生重要的影响。

室内噪声可以通过几条途径出现。一条是通过受话器耳承周围的泄漏；如果侧音损耗比耳承泄漏损耗低得多，则话机的侧音通道就是另一条途径；第三条途径是通过另一只耳朵，然而，通过它对接收电话的影响要小于噪声进入“电话用耳”的影响，除非室内噪声引起打电话人心烦意乱（例如婴儿啼哭）。第四条途径是通过送话器传送到对方话机。

前面的讨论主要适用于通常的电话机。扬声话机则对室内噪声更敏感。

在静止或行驶中的汽车内的噪声（通常不称之为室内噪声），也可能对包含移动通信站的电话连接是否易于进行通话、或能否真正听懂对方的讲话，产生重要的影响。

2. 6 衰减失真

衰减失真是以其它频率相对于 800Hz 或 1000Hz 的传输损耗（或增益）来表征。因此，衰减失真既包括由于电话连接中的有效带宽所确定的高频和低频的下降，也包括带内损耗随频率的波动。电话连接的响度损耗和清晰度分别是衰减失真的函数。即使响度损耗保持恒定，由主观试验得到的对传输质量的评分，也会因衰减失真的增加而变差。

衰减失真对响度的影响在频带的低频端比高频端要大。与此相反，衰减失真对声音的清晰度的影响，主

要发生在较高的频率。对带通滤波器产生的响度和清晰度损伤，若高、低通滤波器的斜率均大于 15dB/倍频程，可以认为高通和低通滤波器产生的损伤值能直接相加。

当连接的全程响度损耗增加时，特别是在电路噪声同时存在的情况下，衰减失真对收听和会话试验的意见评分的影响会显著降低。一般说，衰减失真对意见评分的影响较响度损耗的影响要小，尤其在响度损耗大时更加明显。但当响度损耗和噪声两者都很低时，衰减失真的影响就可能与噪声的影响相当。

目前，对以 12 个电路构成的世界四线链的电传输部件来说，其衰减失真的网路性能指标示于建议 G.132，但话机本身的频率特性当然也会有所影响。

注 — 有关衰减失真对传输质量影响的更详细资料见附件 B。

2.7 群时延失真

群时延失真以频带内群时延最小的频率点为参考，用其它频率相对于这个频率的群时延来表征。虽然，群时延失真通常对数据传输的影响比对话音传输的影响要大得多，但群时延失真太大，也会引起话音信号的明显失真。

对发送频带的高端和低端的群时延的影响，可以分别当成“振铃”和“含糊的语言”来对待。在没有噪声和衰减失真的情况下，这种影响在典型的响度损耗值的整个范围内都很明显。然而在典型的四线电路链上，这种影响一般并不严重，因为这时群时延失真往往与紧密相关的衰减失真同时出现，而后者趋于减少这种影响。

对 12 个电路构成的世界链路的群时延，目前规定的性能指标示于建议 G.133。

注 — 有关群时延影响的更详细资料见附件 C。

2.8 绝对时延

如果没有发话人回声或收话人回声（如四线连接），或者对发话人回声或收话人回声控制得适当，由地球上传输设施产生的绝对群时延，通常对传输质量不会产生影响。而卫星设施会引入很大时延（在每个传输方向约有 300ms），但已有评定数据表明，只要对发话人回声和收话人的回声控制得适当，时延对含有单个卫星电路的连接的传输质量，也不会有什么影响。目前对于单向时延约为 600ms（有两条卫星电路串接）的影响，可以参考的试验数据还很少，并且这些结果也不一致。因此，对于单向绝对时延远大于 300ms 的情况，建议谨慎处理。

注 — 有关回声、回声控制和传播时间的影响，在课题 27/XII 中研究。

2.9 发话人回声

如果发话人的一部分讲话信号，经过足够的时延（一般约大于 30ms）又返了回来，使发话人能够区别于通常的侧音，这就形成了发话人回声。发话人回声是由于阻抗失配所引起的反射，以及其它的过程，例如往返串话所引起的。发话人回声随声到声的回声通道的损耗和时延而变化。随着回声通道损耗的减少，或时延的增加，用户满意度通常要降低。

回声通道的全程响度评定值定义为以下几项的和：

— 发话用户本地电话系统的两个传输方向的响度评定值（假设响度评定值为最小值）。

— 在发话用户本地电话系统的二线端与受话端 4/2 线终端设备的二线端之间，电路链两个方向的响度评定值。

— 受话端回声平衡损耗的平均值。

图 2/G.131 给出了回声容限曲线。它表示要控制讨厌的回声概率，所需的回声通道响度评定值。

注 — 回声和传输时间的影响由课题 27/XII研究。

2.10 收话人回声

形成收话者回声的传输条件，是主话音信号与一个或几个经过时延的信号（回声）同时到达连接的受话端。信号在传输通道多次反射的结果会形成这种传输条件。连接两条二线用户线的低损耗四线传输通道是一个简单而常见的收话人回声源。在这样的连接中，四线段各端的混合线圈的阻抗失配，会产生信号的反射。因此，一部分主话音信号可能在四线通道的远端被反射而返回到近端，并再次被反射。其结果形成了收话人回声。该回声信号相对于主信号的幅值取决于两个平衡回损和该四线通道的双向损耗或增益。回声时延主要决定于该四线传输通道的双向时延。时延小时，收话人回声造成语言频谱质量的变化；时延越大，回声越显著，故有时把它叫做“雨桶”效应。

收话人回声可以用收话人回声通道相对于主信号通道的附加损耗和附加时延来表征。在相关的频带内，附加收话人回声损耗的最小值就是防止不稳定或振鸣的边际。结果，收话人回声常被称为近端振鸣失真。有关考虑国内网路对国际连接稳定性的影响准则见建议 G.122。

2.11 非线性失真

从最一般的常识来说，若系统的输出与输入不呈线性关系，就要产生非线性失真。简单的例子就是输出信号可以用输入信号 e_i（t）的幂次多项式函数表示的系统，如下式所示。

$$e_0(t) = a_1 e_i(t) + a_2 e_i^2(t) + a_3 e_i^3(t) + \cdots\cdots,$$

在输入信号为正弦波时，该系统的输出将产生二次、三次和高次谐波。对于更复杂的信号，其非线性项常称为互调失真。非线性失真对于数据传输而言，是较话音传输更为重要的损伤，但有时对话音也会很重要。

到目前为止，使用碳粒送话器的电话机仍然是电话连接中的主要非线性失真来源之一。虽然碳粒送话器目前正在迅速地被线性送话器取代，但其它主要的非线性失真源也正在引入。例如数字编码，特别是低速编码方案的引入。这些方案引入了量化失真（见§2.12），它是非线性失真的特殊形式。除此之外，诸如音节压扩器和过载放大器等其它设备也可能是主要的非线性失真源。

附件 D 提供了有关碳粒和线性送话器的详细资料，而附件 F 收进了有关非线性失真通常对主观影响的资料。

注 — 课题 13/XII正在研究非线性失真（还特别研究适于各客观测量方法的定义）。

2.12 量化失真

在数字系统中，当模拟信号被抽样，再把每个抽样信号编码为有限数组中的一个，就会出现量化失真。我们把原始信号与量化后又复原的信号作比较，将其差异叫做量化失真或量化噪声。对于许多编码公式，例如 A 律或 μ 律 PCM，都采用接近对数的压扩律。其量化失真的主观影响，可以用加上信号相关噪声（受话音信号调制的白噪声）来近似模拟。这种信号可以由调制噪声参考单元来产生。该单元可以调节，使它产生一定的参考信号，并具有选定的、近似恒定的信号对信号相关噪声比。当用 dB 表示这个比值时，叫做 Q。被测数字系统的有效 Q 数值，可以用与调制噪声参考单元进行主观比较的方法来确定（增补 14 号提供了运用建议 P.81 所述调制噪声参考单元的指南）。

有关电路噪声和 Q 对用户意见的影响，一些进行过评定的主管部门已经向 CCITT 报告了它们的主观试验结果。由这类试验结果，可允许估计等效电路噪声电平，即在给定量化失真情况下，得到大致相同的传

输质量评分的电路噪声。

注 — 更详细的资料见附件 E。有关数字系统的传输性能在课题 18/XII 中研究。

2.13 相位抖动

当所需信号在传输中以低速率进行相位调制或频率调制，就会产生相位抖动。如果这种失真足够大，就会降低传输质量。表 4/P. 11 为某主管部门向 CCITT 报告的单频相位抖动门限数据。表中的平均门限结果用信号对一次边带（C/SB）比的 dB 数表示。评定人产生的平均标准偏差约为 4dB。

表 4/P. 11

相位抖动调制速率 (Hz)	平均门限 C/SB 比 (dB)	
	发话人（男）	发话人（女）
25	10.9	13.8
80	14.4	16.3
115	12.3	18.3
140	13.8	20.0
200	17.0	18.0

2.14 可懂串话

当话音信号从一条电话连接通路耦合到了另一条电话连接通路时，在第二条电话连接通路上通话的一方或双方能听到、并且能听懂这个耦合过来的信号，就产生了可懂串话。尽管可懂串话可高到足以影响传输质量的程度，但人们主要关注的却是泄密问题。

从一条电话连接通路耦合到另一条电话连接通路的信号可懂度受到很多因素的影响，它们包括电话设备（包含侧音）的特性、电路噪声、空内噪声、耦合损耗、干扰发话电平和收话人的听觉敏锐程度等。

有关可懂串话门限和计算可懂串话概率的方法，见建议 P. 16。对电话连接中各种设备的设计指标选择，要确保可懂串话的概率足够小。对于干扰和被干扰的人双方互不相识，而且不大会再出现同样串话条件时，典型的设计指标是保持可懂串话的概率低于百分之一。更严的指标为千分之一，通常适用于市话设备，如用户线。在这种情况下，干扰和被干扰双方很可能就是邻居。

3 复合损伤的影响和使用的意见模型

实际连接的传输性能可能受同时存在的几种损伤的影响。虽然 § 2 所讨论的用户意见结果，对于包含一种或二种损伤的许多研究是有帮助的。但随着研究损伤种类的增加，麻烦也会跟着增加。结果就促进了以一系列单个试验和研究的综合结果为基础，探讨建立更深入的用户意见分析模型。这些综合性模型的建立和应用都借助于现代数字计算机的使用。理想的模型最终将有可能分析上面 § 2 讨论的所有或绝大部分传输损伤。

注 — 虽然一些主管部门已经向 CCITT 报告了它们为实现这一目标所作的努力，但有关客观测量结果预测传输质量的模型的研究，目前仍然在课题 7/XII [11] 中研究。本卷末的增补 3 号介绍了贝尔通信研究公司、英国电信公司、NTT 和 CNET 使用的意见模型的实例。

附 件 A

（附于建议 P.11）

传输质量指数

A.1 引言

该附件是课题 4/XII（1985－1988）的一部分解答，它介绍一种预测用 P.79 方法表示的全程响度评定值（OLR）和以 dB_{mp}为单位的杂音计噪声综合影响的会话意见模型。同时该模型也能预测侧音掩蔽评定值（STMR）、环境噪声（dBA）和衰耗失真的影响。

A.2 模型中使用的连接参数

下面列出了连接参数和它们的数值范围

连接参数		范围
OLR	全程响度评定值（dB）	0 到 40
CN	在0dB RLR 点的电路噪声（dB_{mp}）	－80 到 －40
RN	室内噪声（dBA）	30 到 70
Q	信号量化失真（dB）	0 到 100
STMR（T）	侧音掩蔽评定值（发话端）（dB）	0 到 20
STMR（L）	侧音掩蔽评定值（受话端）（dB）	0 到 20
FL	低截止频率（10dB）（Hz）	200 到 600
FU	高截止频率（10dB）（Hz）	2500 到 3400

A.3 传输质量指数的基本模型

I ＝I（S/N）I（BW）I（ST） (A-1)

I（S/N） ＝响度损耗和电路噪声的指数

$$=1.026-0.013\sqrt{(OLRe-OLR_p)^2+4}-0.01\ (NT+80) \quad \text{(A-2)}$$

OLR_e ＝考虑 STMR（T）对话音电平影响的有效 OLR

＝OLR 当 STMR（T）＞12dB

＝OLR＋［12－STMR（T）］/3 当 STMR（T）＜12dB (A-3)

OLR_p ＝OLR 随 CN 和 RN 变化的最佳值

＝10－（NT＋80）/10 (A-4)

NT ＝全部噪声的等效电路噪声（dBmp）

＝N1（＋）NF（＋）N（Q） (A-5)

N1 ＝电路噪声和室内噪声的等效电路噪声（dB_mp）

＝CN（＋）RNE（L）（＋）RNE（S） (A-6)

RNE（L） ＝室内噪声和耳承泄漏的等效电路噪声（dB_mp）

＝RN－116 (A-7)

RNE（S） ＝室内噪声和侧音通道的等效电路噪声（dBmp）

＝RN－100－STMR（L）－D (A-8)

D ＝室内噪声的侧音评定值－STMR（L）

$$=15-0.006\ (RN-30)^2 \text{（磁粒送话器）} \quad \text{(A-9)}$$

	=3（线性送话器）	
NF	=背景噪声	
	=−70dBmp（原设定值）	(A-10)
NQ	=量化失真的等效电路噪声（dBmp）	
	=−3−OLR−2.2Q	(A-11)
I（BW）	=带宽指数	
	=［1−0.0008（FL−200）］［1−0.00022（3400−FU）］	(A-12)
I（ST）	=侧音指数	
	$=1-0.00003(OLRe)[STMR(L)-15]^2$	(A-13)
FI	=7.2I−2	(A-14)
X	$=0.96(FI-2)+0.041(FI-2)^3$	(A-15)
MOS	=4exp（x）/［1+EXP（x）］	(A-16)
%（G+E）	=100/［1+exp（−QA）］	(A-17)
QA	$=1.59577A(1+0.04592A^2-0.000368A^4+0.000001A^6)$	(A-18)
A	=FI−2.5	(A-19)
%（P+B）	=100−100/［1+exp（−QB）］	(A-20)
QB	$=1.59577B(1+0.04592B^2-0.000368B^4+0.000001B^6)$	(A-21)
B	=FI−1.5	
G	=良	
P	=差	
E	=优	
B	=劣	

A.4 典型结果

用平均意见得分（MOS）表示的模型典型输出结果如图 A-1/P.11到 A-7/P.11所示

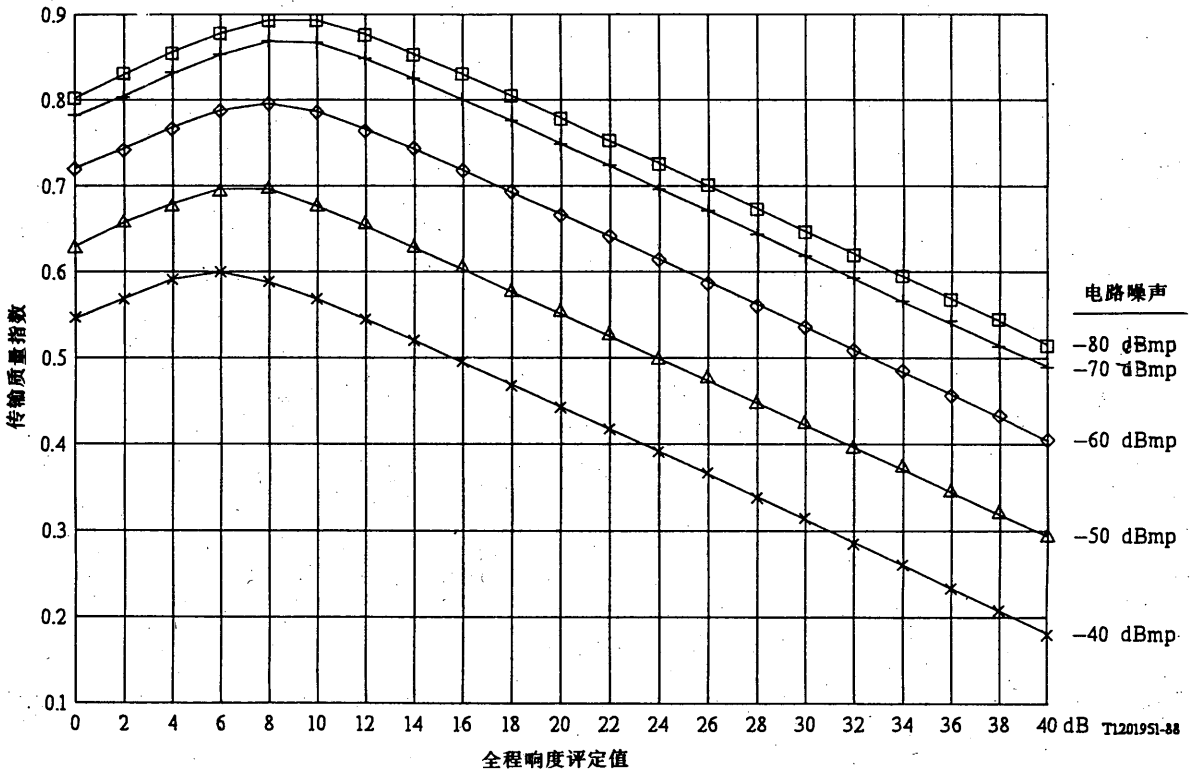


图 A-1/P.11

传输质量指数与全程响度评定值及电路噪声的关系

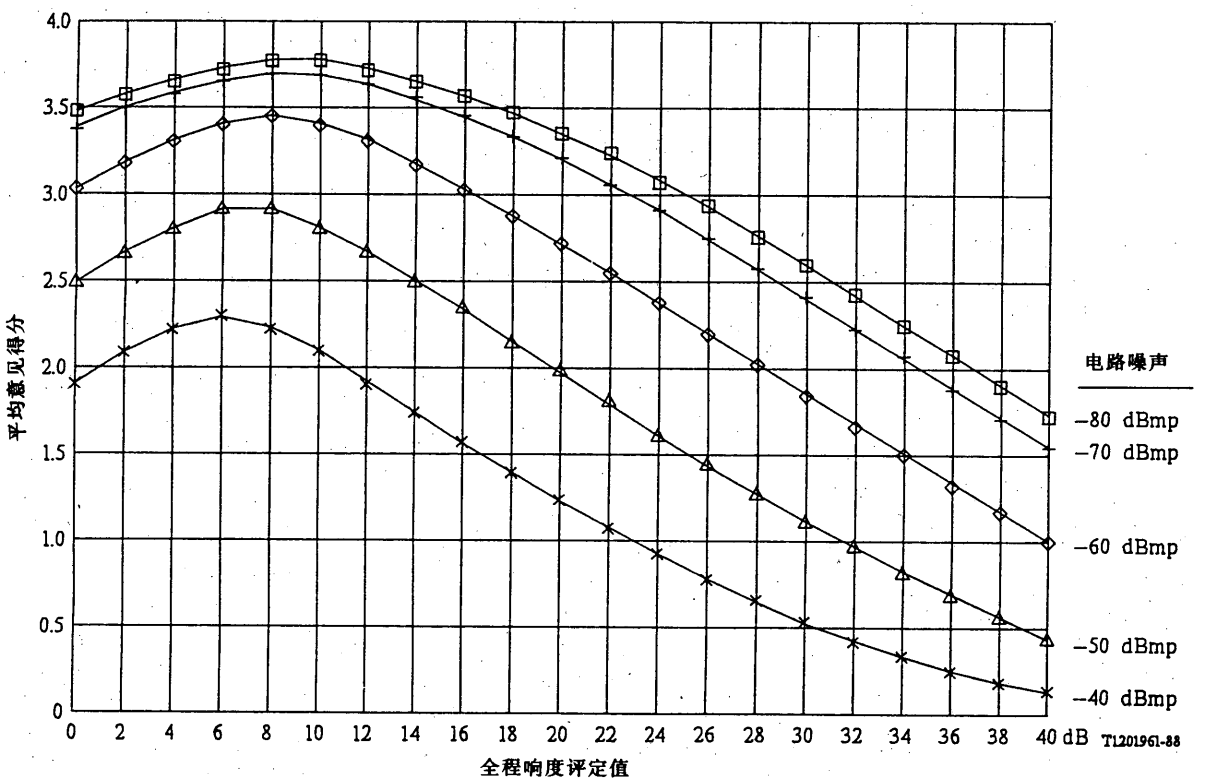


图 A-2/P. 11

平均意见得分与全程响度评定值及电路噪声的关系

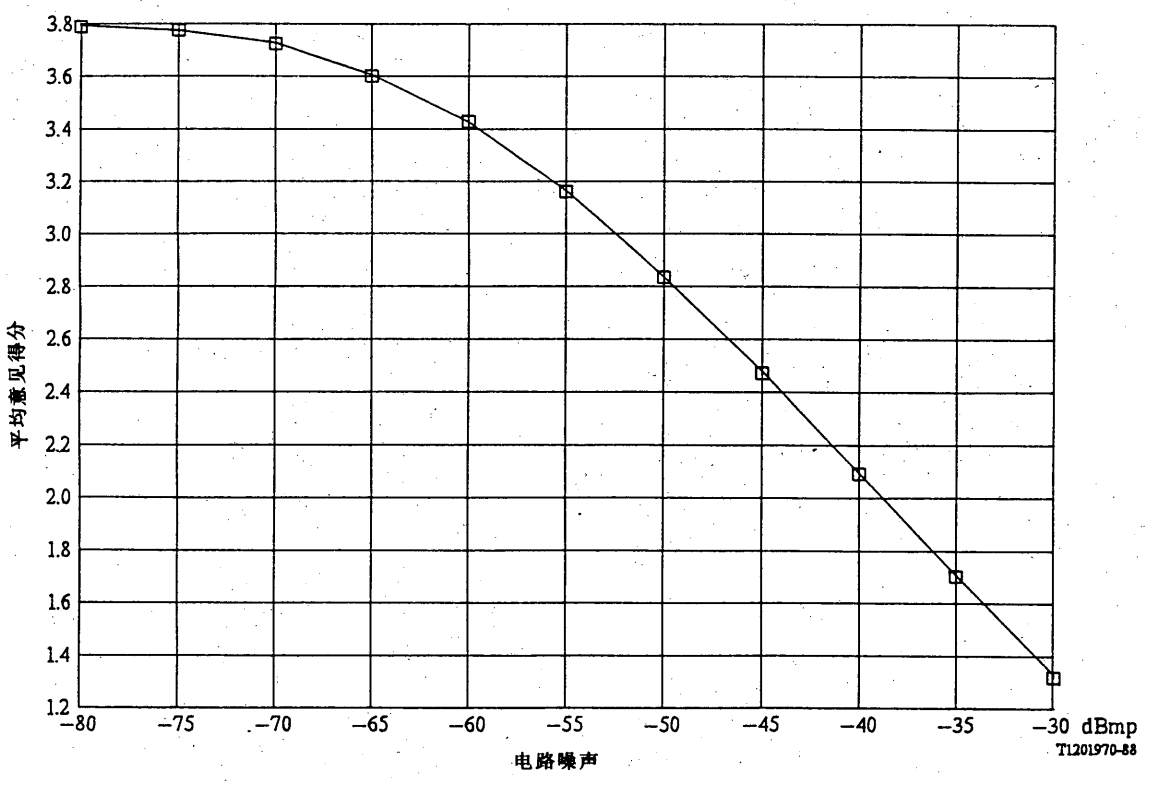


图 A-3/P. 11

当 OLR＝10dB 时，平均意见得分与电路噪声的关系

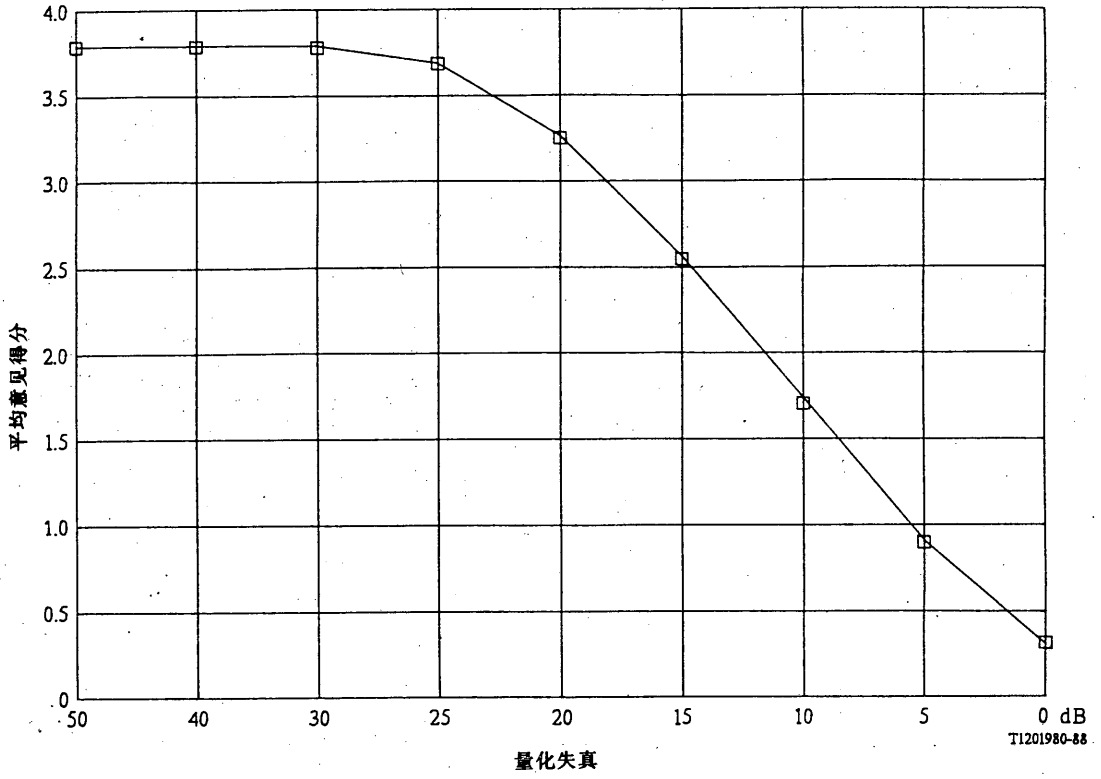


图 A-4/P. 11

平均意见得分与量化失真的关系

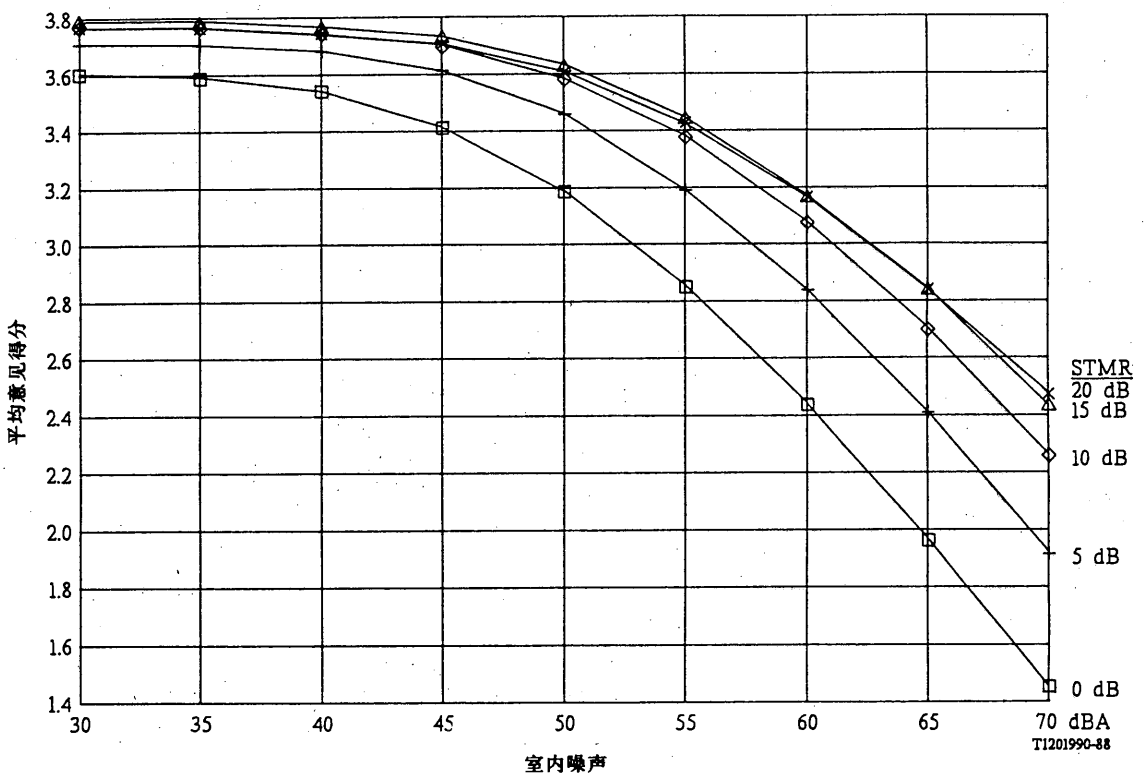


图 A-5/P. 11

用碳粒送话器时，平均意见得分与室内噪声有侧音的关系

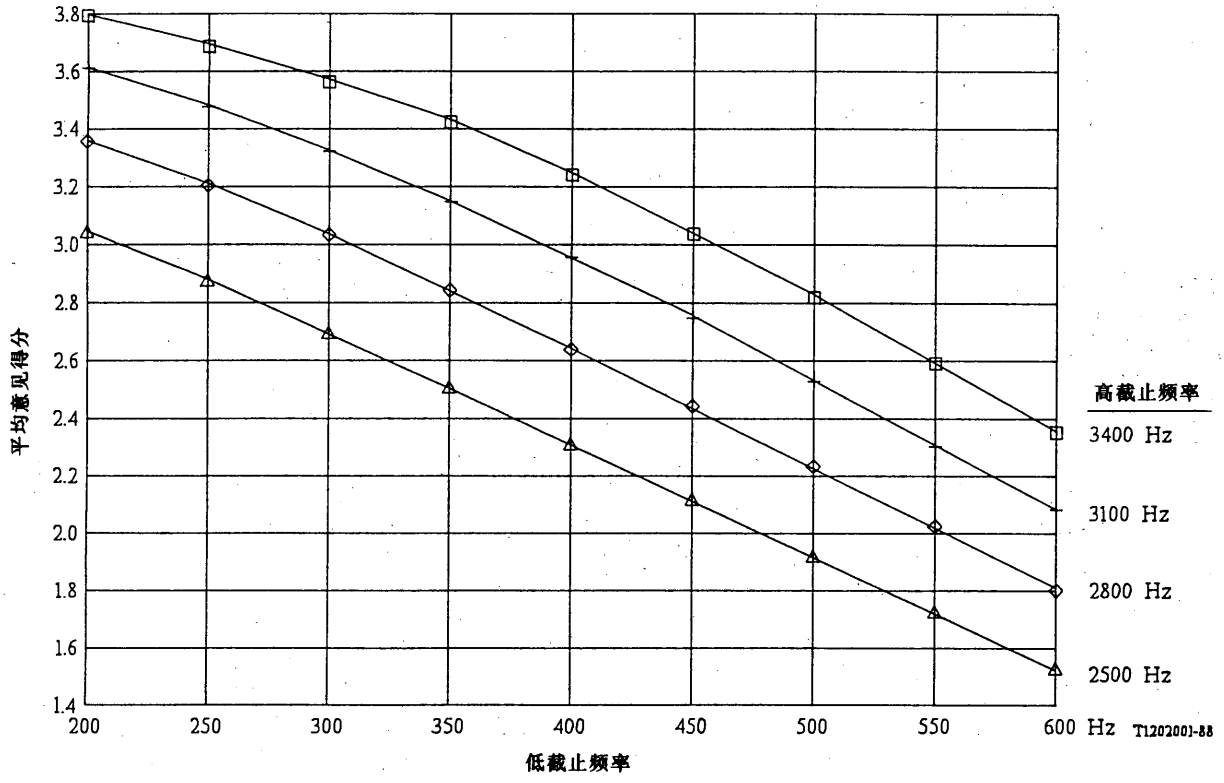


图 A-6/P. 11

平均意见得分与高、低截止频率的关系

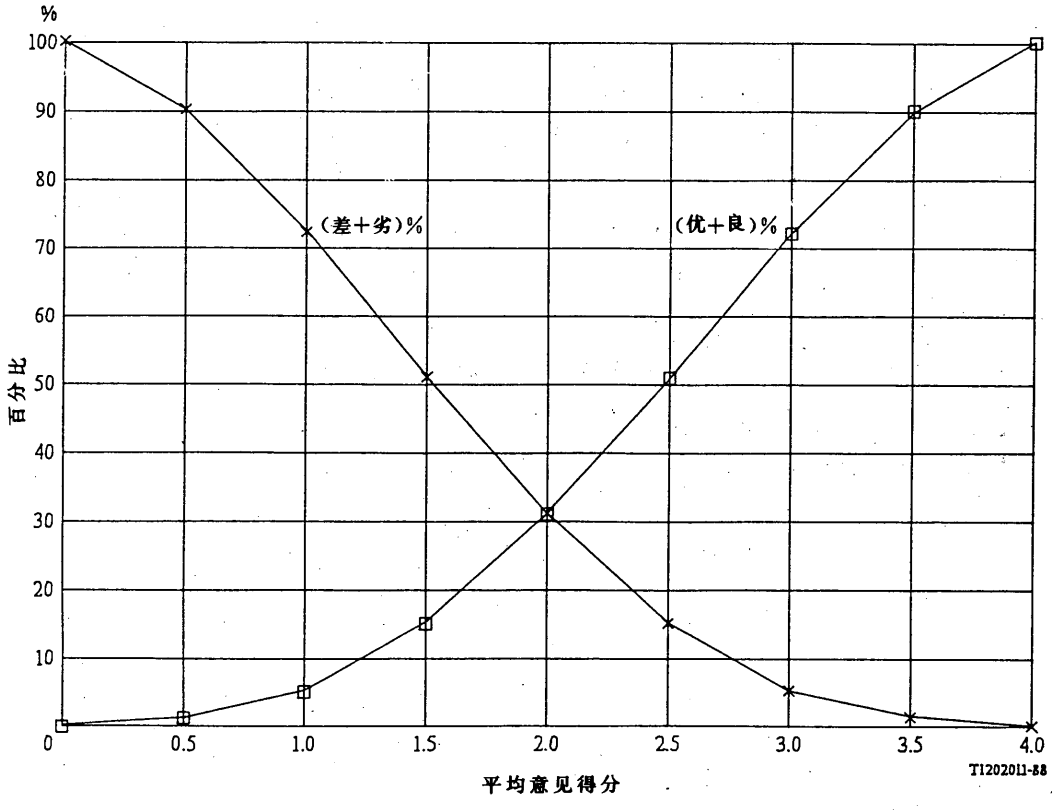


图 A-7/P. 11

传输质量指数的评分关系：

“良+优”百分比和“差+劣”百分比随平均意见得分的变化

附 件 B

（附于建议 P. 11）

衰减失真对传输性能的影响

B. 1 衰减失真对响度和清晰度的影响

衰减失真对响度的影响在低频端比高频端要明显得多。

与响度相反，衰减失真对声音清晰度的影响在高频端比低频更明显。衰减失真等效值（I_L）和清晰度等效损耗值（I_A）是相对于无频带限制系统的等效损耗差。

对于带通特性引起的衰减失真等效值和清晰度等效损耗值，如果高通滤波器和低通滤波器的斜率大于15dB/倍频程，可以假设其高通和低通特性的损伤值遵循相加性规则。

这些现象是通过主观试验结果和计算推导出来的。如图 B-1/P. 11、B-2/P. 11、B-3/P. 11和 B-4/P. 11所示。

注 — 这里所说的衰减失真等效值和清晰度等效损耗，是以没有衰减失真中继的完整电话话音通道为参考而测定的。

B. 2 衰减失真对收听和会话意见评分的影响

当连接电路的全程响度损耗降低时，衰减失真对收听和会话意见评分的影响会显著增加。当存在电路噪声时，这种趋势会更明显。

衰减失真对评分的影响较响度损耗略低，对任何全程响度损耗，特别是全程响度损耗高时，响度损耗的影响总是主要的。但是在某些条件下，特别是连接电路的全程响度损耗较低时，衰减失真的影响与噪声的影响似乎不相上下，甚到还可能要大些。

见图 B-5/P. 11、B-6/P. 11，B-7/P. 11和表 B-1/P. 11。

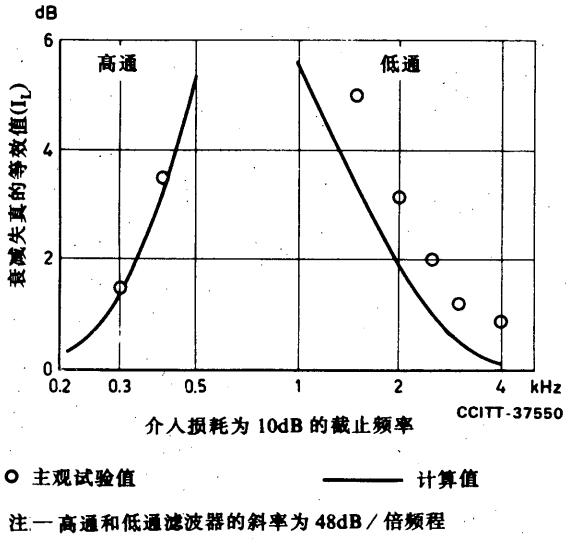


图 B-1/P. 11

截止频率对响度的影响

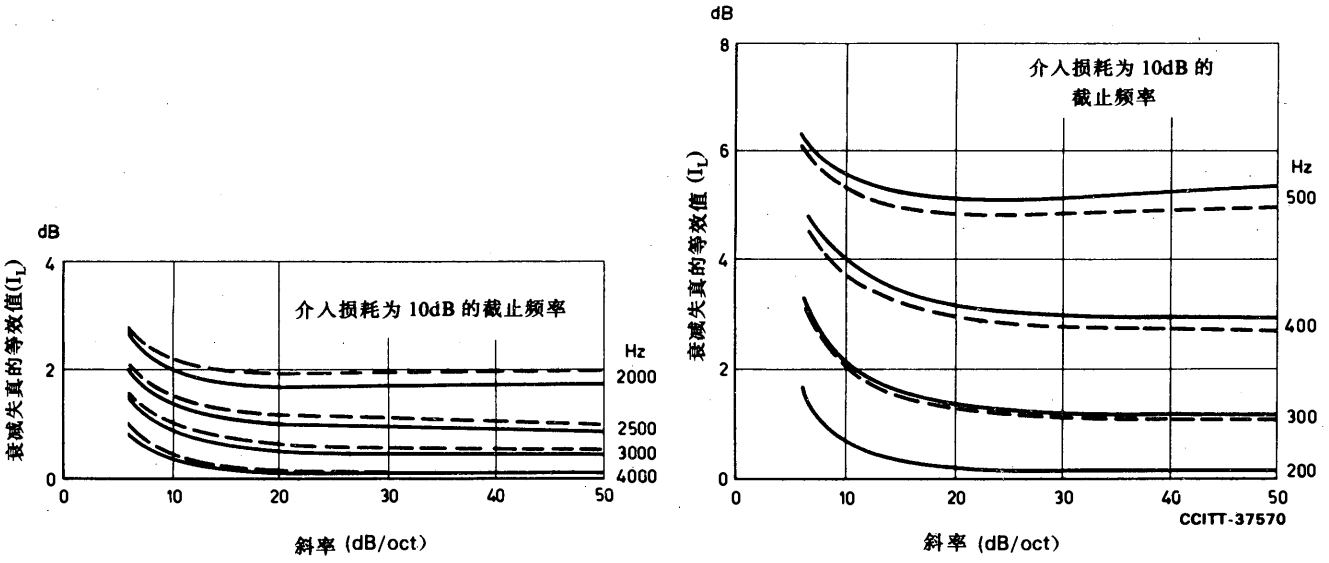


图 B-2/P. 11

低通和高通滤波器斜率对响度的影响

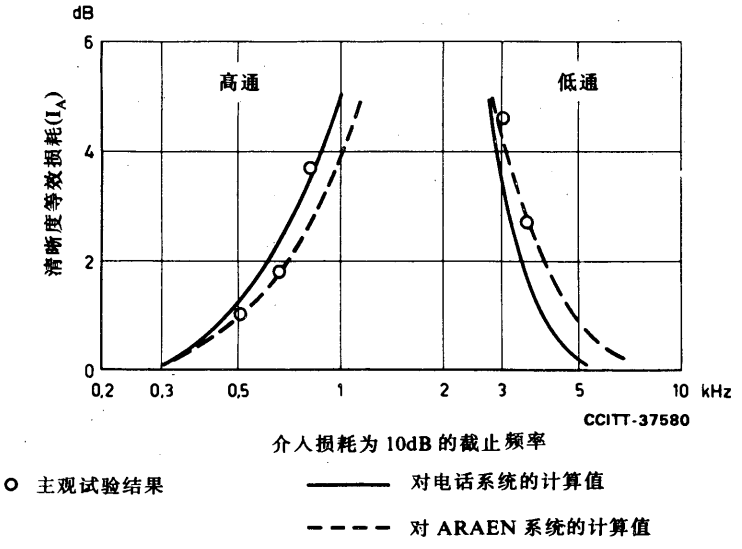
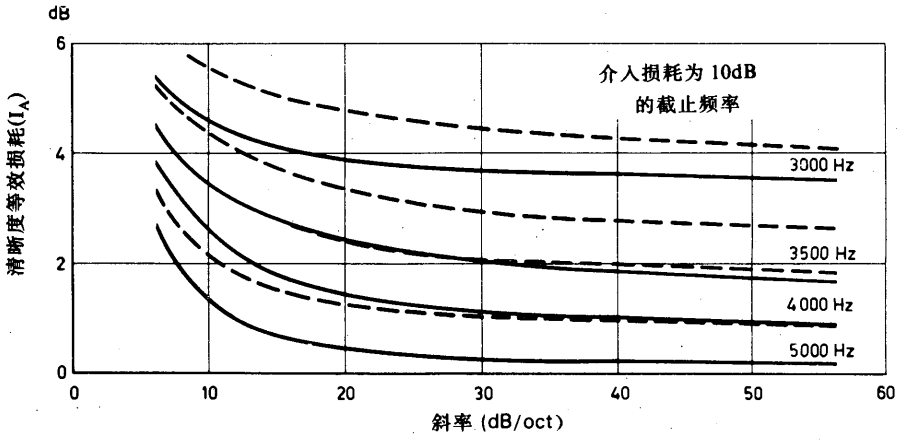
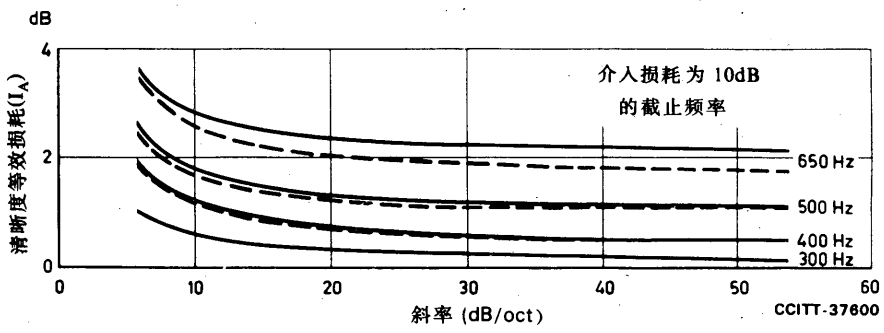


图 B-3/P. 11

截止频率对清晰度的影响



a) 低通滤波器的影响



b) 高通滤波器的影响

——— 对电话系统的计算值

– – – 对 ARAEN 系统的计算值

图 B-4/P. 11

低通和高通滤波器斜率对清晰度的影响

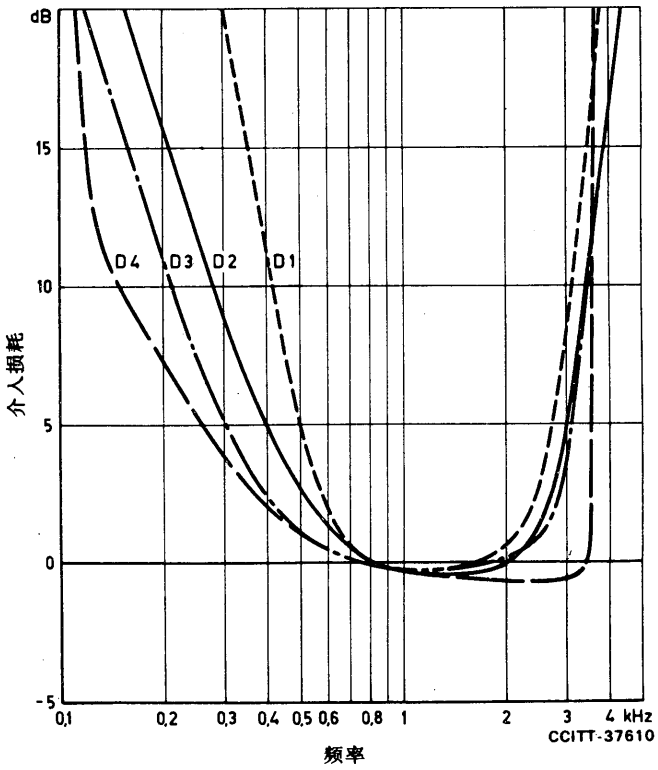
表 B-1/P. 11

意见评分试验条件

序号	项　　目	使用市话电路的 会话评分试验条件	备　　注
1	中继损耗	3, 13, 23, 29 dB	在 800Hz 测量
2	电路噪声电平	ICN_0 [a] = −48.5 dBmp (14 000 pWp) −54.5 dBmp (3500 pWp) −60.5 dBmp (900 pWp) −78.5 dBmp (14 pWp)	包括交换机噪声 −8 dB/倍频程 频谱特性
3	室内噪声	50 dBA	
4	发送和接收端	市话电路 电话机:600 型 用户线:0.4mm 线径 1500Hz 的损耗为 7dB 馈电桥:纵横制 (220 + 220 Ω) 中继阻抗:600Ω	SCRE + RCRE = 9.3 dB [b]
5	衰耗失真	D1, D2, D3, D4 (图 B-5/P. 11)	

[a] 注入电路噪声折算到接收修正参考当量为 0dB 的电话输入端

[b] SCRE=发送修正参考当量,RCRE=接收修正参考当量



D1：按图 1／G232 的图 NO.2B 得出的 12 个四线电路链的 95%极限特性

D2：按图 1／G132 得出的 12 个四线电路链的特性

D3：D2 和 D4 的平均特性

D4：SRAEN 滤波器的特性 （建议 G.111和 P.11）

图 B-5/P. 11

试验条件用的中继衰减失真的特性

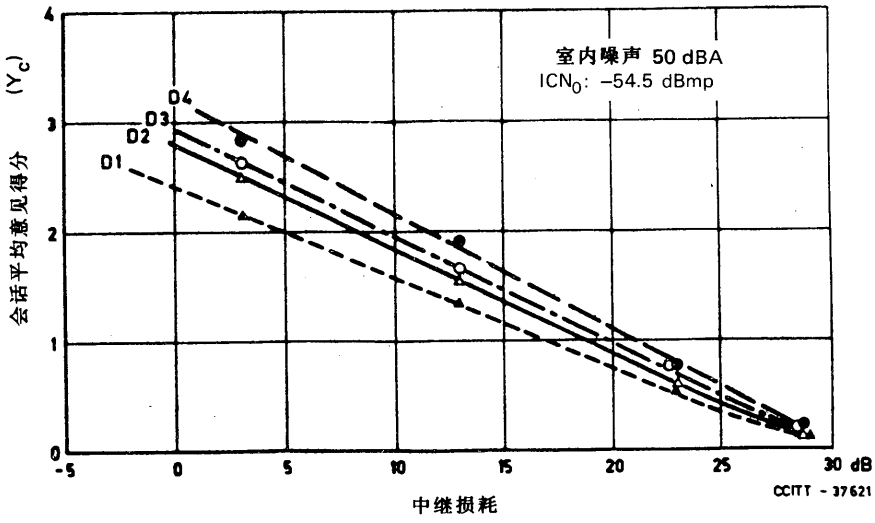


图 B-6/P. 11

衰减失真对会话意见评分的影响

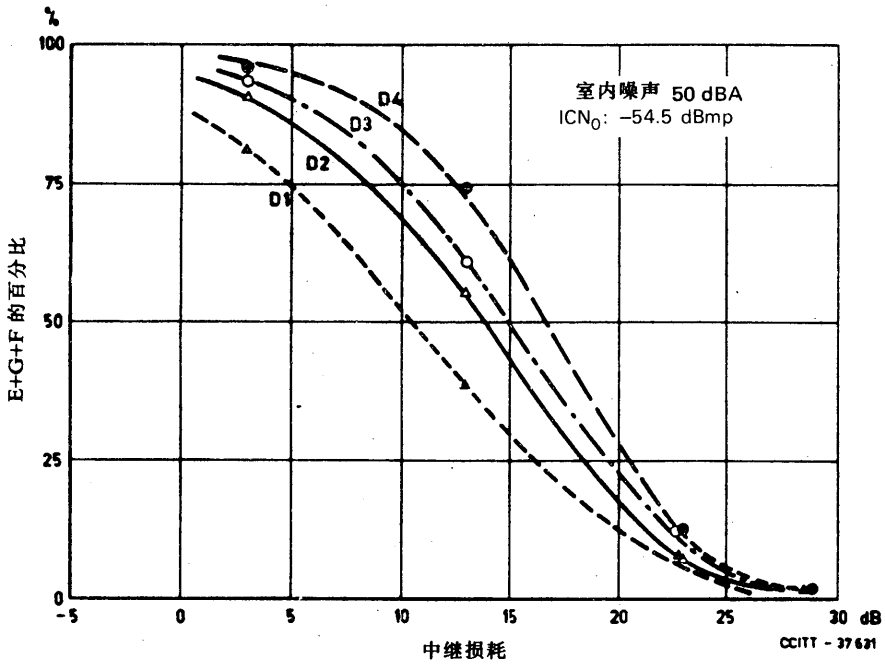


图 B-7/P. 11

衰减失真对会话试验中 E+G+F 评分百分比的影响

B. 3 衰减失真特性影响的例子

表 B-2/P. 11

表示衰减失真特性的各种方法的举例

衰减失真	特征参数						等效损耗 (dB)				
	截止频率 (Hz)		斜率 (dB/oct)		介入损耗 (dB)		情况 1		情况 2	情况 3	
	f_{L10}	f_{H10}	f_{L10}	f_{H10}	在 300 Hz	在3.4 kHz	I_L	I_A	$I_{2.5}$	I_{Y_C}	$I_{\%FGE}$
D4	150	3500	7.0	300	3.8	0	0	0	0	0	0
D3	210	3400	10.0	31.5	5.2	10	0.8	0.3	–	2.3	1.8
D2	280	3300	10.7	29.1	8.8	10	1.2	0.5	1.8	3.8	2.8
D1	420	3100	22.2	31.1	20.0	15	3.2	2.2	4.2	7.8	6.3

I_L 衰减失真等效值(计算值)

I_A 在 80%声清晰度的清晰度等效损耗差(计算值)。

$I_{2.5}$ 在 $Y_{LE}=2.5$ 时的MOS 等效损耗。

I_{Y_C} 在 $Y_C=2.5$ 时的 MOS 等效损耗。

$I_{\%FGE}$ F+G+E 为 50%时的累计评定等效损耗差。

B.4 使用衰减失真单元（adu）的评定方法

对衰减失真影响的评定也可以用衰减失真单元（adu），但无须制定基于该 adu 的规划方法。

注 — 数字系统的衰减失真受目前基于量化失真单元（qdu）的规划方法所控制。因为对数字系统确定 qdu 时已经考虑到了衰减失真的影响，因此无须再制定一个基于 adu 的规划方法。

单位 adu 衰减失真的定义如表 B-3/P.11所示。

表 B-3/P.11

单位 adu 衰减失真的定义

频率 (Hz)	损耗 (dB)
200	1.57
300	0.40
400	0.12
500	0.08
600	0.06
800	0.01
1000	0
2000	−0.02
2400	0.05
2800	0.14
3000	0.17
3400	1.04

注 — 该单位 adu 特性基于表 A-4/G.113

确定 adu 对话音质量影响的本地电话系统(LTS)的灵敏度/频率特性如表 B-4/P.11所示。该特性即为中间参考系统(IRS)不带 SRAEN 滤波器的特性。IRS 的发送和接收部分应分别用作网路的发送和接收部分。对于一般的电话机，计算其灵敏度/频率特性与不带 SRAEN 滤波器的 IRS 特性之差，并且用计算 adu 数目的方法换算到等效 adu 数目。

下面的公式是一种衰减失真特性评定方法。用它可以计算 adu 的数目。

$$N=\frac{1}{4}\left(\frac{A'_{300}}{A_{300}}+\frac{A'_{400}}{A_{400}}+\frac{A'_{500}}{A_{500}}+\frac{A'_{3000}}{A_{3000}}\right)$$

式中

N 为 adu 的数目；

A'_f 为频率 f 点的被评定衰减失真特性（dB）；

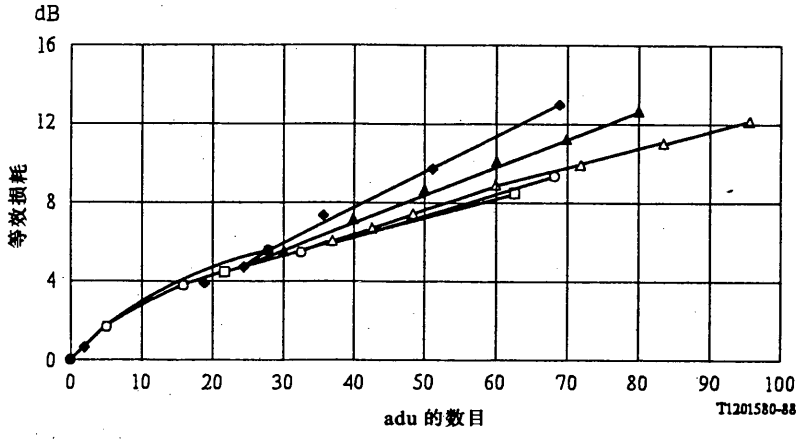
A_f 为频率 f 点的单位 adu 的衰减失真特性（dB）。

图 B-8/P.11给出各种 adu 数所对应的评分等效损耗。使用表 B-3/P.11和 B-4/P.11所示的频率特性，用以上 adu 计算方法可以计算参考点和 adu 的数目，由图 B-8/P.11可见，单位 adu 的等效损耗约为0.15dB，总等效损耗正比于 adu 的数目。

表 B-4/P. 11

用以确定 adu 影响的 LTS 灵敏度/频率特性

频率 (Hz)	相对响应 (dB)	
	发送	接收
100	−22.0	−21.0
125	−18.0	−17.0
160	−14.0	−13.0
200	−10.0	−9.0
250	−6.8	−5.7
315	−4.6	−2.9
400	−3.3	−1.3
500	−2.6	−0.6
630	−2.2	−0.1
800	−1.2	0
1000	0	0
1250	1.2	0.2
1600	2.8	0.4
2000	3.2	0.4
2500	4.0	−0.3
3150	4.3	−0.5
4000	0	−11.0
5000	−6.0	−23.0
6300	−12.0	−35.0
8000	−18.0	−53.0



资料来源

○ 该建议的附件 A

□ 中国 [1]

△ ATT [2]

● NTT [3]

◆ NTT [4]

▲ 总损耗

adu 的数目	0	10	20	30	40	50	60	70	80
中继响度评定值	0	1.0	1.8	2.4	3.1	3.7	4.3	5.1	5.9
总损耗	0	3.1	4.8	6.1	7.5	8.9	10.2	11.3	12.7

图 B-8/P. 11

各种 adu 数目的评分等效损耗

附 件 C

（附于建议 P. 11）

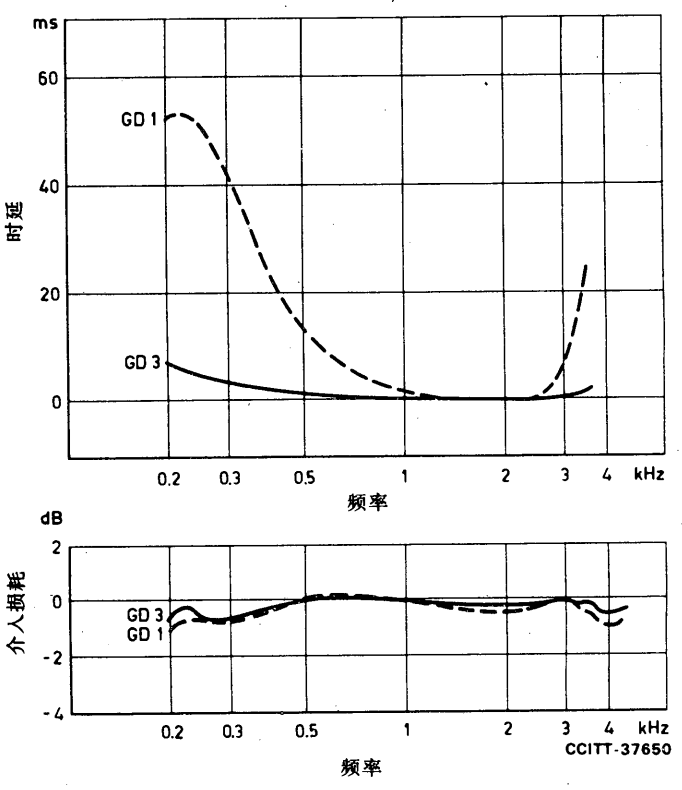
群时延失真对传输性能的影响

在发送频带高端和低端部分群时延失真的影响可分别描述为“振铃”和“含糊的语言”。

在没有噪声或衰减失真时，整个连接的可能全程响度范围内，将保持其明显的影响。

在四线电路链上，由于群时延失真通常与其密切相关的衰减失真同时存在，因此它的实际影响似乎并不严重。

参见图 C-1/P. 11，C-2/P. 11和 C-3/P. 11。



GD1：接近 12 条电路链的 95%值
GD3：接近现代典型单条电路的值

注 — 试验条件与衰减失真评定试验时相同，在试验中用来模拟中继群时延失真的电路不产生衰减失真

图 C-1/P. 11
试验连接的中断群时延失真

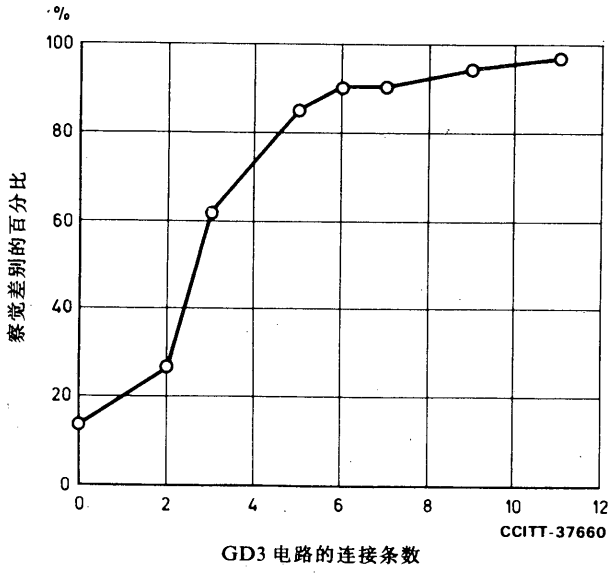
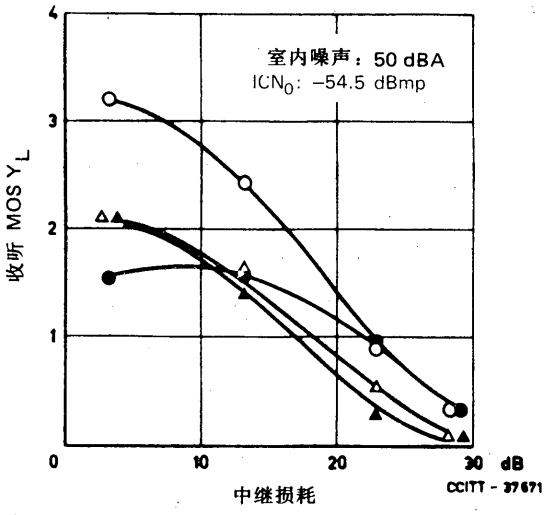


图 C-2/P. 11

群时延失真的可察觉性



衰减失真	群时延
○ D4	无
● D4	GD1
△ D1	无
▲ D1	GD1

图 C-3/P. 11

群时延失真对收听意见评分的影响

附 件 D

（附于建议 P. 11）

碳粒送话器和线性送话器对传输性能的影响

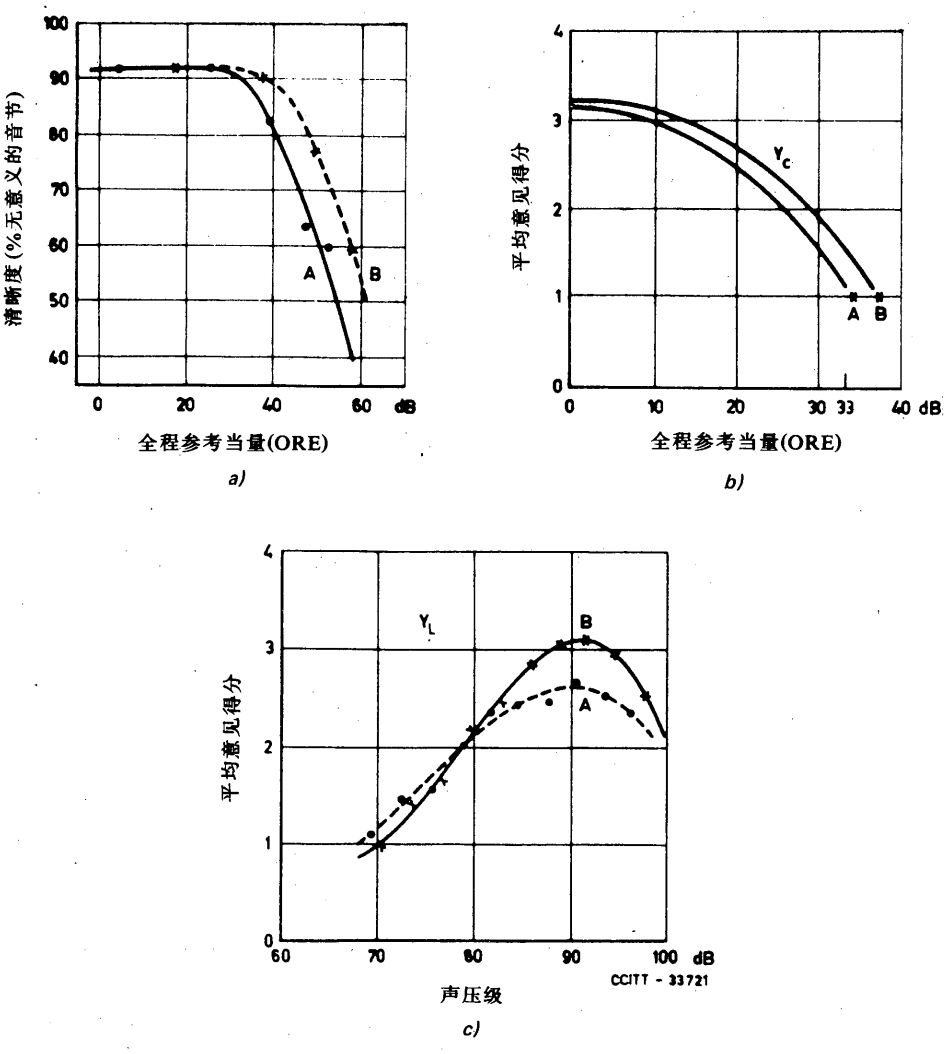
有关研究碳粒送话器和线性（非碳粒）送话器性能差别的现有资料已经收集起来。两种类型送话器的性能差别不仅取决于谐波和互调产物所引起的非线性失真的差异，也取决于它们之间和振幅/频率失真（“线性失真”）和振幅/振幅失真（与声级相关的灵敏度）的差异。

图 D-1/P. 11给出了一些从比较试验的结果中得出的典型例子。曲线示出用清晰度或平均意见得分（仅用于会话或收听试验）度量的传输性能与参考当量或讲话电平之间的函数关系。

由于这些结果的来源不同，又涉及各种送话器产品，因而无法作出通用的结论，因为非线性失真单独的影响不能脱离与频率和振幅相关灵敏度的影响。然而，所有三个例子都可以表明，如果用线性送话器取代碳粒送话器，传输性能会有所改善。

从特定的例子 c）可以看出，在最佳收听声级时，线性送话器的性能改善很明显；但在较低的收听声级时就没有什么差别（或者反而变差）。在那种情况下，有室内噪声存在，而且侧音损耗又不够（试验条件的侧音参考当量为1－4dB），这时用特定型号的碳粒送话器，由于对远场的声灵敏度较差，反而会带来好处。

若传输频带比通常的电话传输频带宽，特别是对于用扬声器收听的情况，如果用线性送话器取代碳粒送话器，音质的改善可能要更加明显。



A 碳粒送话器
B 线性送话器

注 — 频带：300–3400Hz；50dB(A)室内噪声

图 D-1/P. 11

附 件 E

（附于建议 P. 11）

数字系统的量化失真

为了能对电话话音传输进行网络规划，方便的办法是对非标准模拟/数字转换过程、传输复用线对和引入数字损耗的过程都给以合适的加权。有一种合适的方法，把8位 A 律或 μ 律编解码器对的量化失真定为一个损伤单位。CCITT 临时达成的规划规则允许全程国际连接，可以有14个损伤单位，其中每个国内延伸部分各为5个单位，国际链为4个单位。这个规则允许14个非综合型的8位处理过程串接在一起。

由主观意见模型（见卷末的增补3号）提供的结果，若将14个非综合型的8位系统串接起来，其全程连接的 Q②为20dB。同样的模型还表明：一个7位系统的 Q，相当于3个8位系统串联（该结论的基础是数字系统的主观 Q 数值按$15\log_{10}$的规律叠加，即 Q 为24. 5dB 的两个数字系统，非同步串接后所产生的 Q 为20dB）。在更新的资料未见到之前，就7位系统的话音传输质量而言，应规定3个损伤单位（3qdu）。

表 E-1/P. 11给出的临时损伤单位分配数值，是 CCITT 为规划目的建议的。这些分配都是以电话话音传输要求为基础制订的。

注 — 这些初步结论仅仅来自有限的资料，若新的资料收到的话，现行加权值还会修改。

表 E-1/P. 11

对电话语言传输的损伤单位分配

过　　程	损伤单位数	备注
一个8位 A 律或 μ 律 PCM	1	（注1）
7位 PCM 编解码对（A 律或 μ 律）	3	（注1）
用处理8位数字码字实现的一个数字衰减器	1	（注2）
一个32kbit/s 的 ADPCM－V	3. 5	（注3）

注1 — 对于一般的规则，发送或接收部分可以分别按表列数值的一半来分配。

注2 — 对衰减范围为1－8dB 的全数字衰减器，分配的损伤单位基本相同。但衰减为6dB 的 A 律衰减器是个例外，它对高约－30dBm0信号的损伤可略去不计，因此产生0量化失真单位。

注3 — ADPCM－V＝带自适应预选器的 ADPCM（建议 G. 721）。

② Q 是用 MNRU（调制噪声参考单元），由主观方法测定的语声功率对语声相关噪声功率之比，见建议 P. 70。使用 MNRU 对编解码器的主观评定方法在增补14号中扼要作了介绍。

附 件 F

（附于建议 P. 11）

非线性失真对传输性能的影响

非线性失真对实际话音的主观影响与非线性的真正形式密切相关。图 F-1/P. 11给出非线性失真使平均意见得分下降的一些指南，图中曲线来自于 BNR 于1982年和1986年的实际主观试验结果。图中给出了两种通常的非线性失真，即二次和三次失真。

其注意要点是，对于给定数量的非线性失真（用与话音电平有效值相等的正弦信号的谐波失真百分比表示），三次非线性失真的主观影响要比二次非线性失真严重得多。

图 F-1/P. 11所示数据是由基于发话者到受话者通道的实验得出来的，由发话者侧音通道产生的非线性失真不必考虑，由不失真话音信号对它起掩蔽作用。

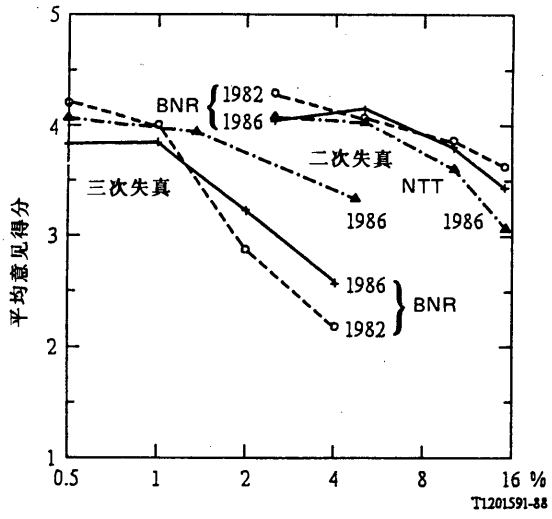


图 F. 1/P. 11
非线性失真的主观评定值

参 考 文 献

[1] CCITT – Contribution COM XII-No. 46, Study Period 1981-1984.

[2] CCITT – Contribution COM XII-No. 84, Study Period 1981-1984.

[3] CCITT – Contribution COM XII-No. 88, Study Period 1981-1984.

[4] CCITT – Contribution COM XII-No. 173, Study Period 1981-1984.

直接串话可闻度和可懂度门限的主观影响

（1972年于日内瓦制订；1976年、1980年于日内瓦，1984年于
马拉加-托雷莫里诺斯，1988年于墨尔本修订）

1 影响串话门限的因素

影响串话可闻度和可懂度的因素很多。

下面列出影响串话信号可懂度的主要因素。

1.1 电话设备的传输质量

发送和接收响度评定值是决定性因素。当存在室内噪声时，侧音评定值是另一个同样重要的因素。这里我们假设使用频响曲线平滑的现代电话机。

1.2 电路噪声

在受干扰的呼叫的连接上的电路噪声必须予以重视，测量噪声声级的仪表必须是带电话电路加权网络的杂音计，如建议 O.41所述。

1.3 室内噪声

室内噪声通过耳朵与受话器之间的耳承滞漏直接影响入耳；也通过侧音间接影响入耳。侧音的大小取决于工作条件。与电路噪声不一样，电话机用户在某种程度上可以减少室内噪声的影响。据此，并考虑到一些不利情况，串话可懂度的测量是在有少许室内噪声以及室内噪声可忽略的条件下进行的。由于可闻度门限对掩蔽效应很敏感，“可忽略”室内噪声指声级远低于10dBA 的噪声，而40dBA 的相当低噪声声级具有很显著的掩蔽效应，因此，可以作为“少许”室内噪声的例子。

1.4 电话机噪声

除电路噪声和室内噪声对串话有掩蔽作用外，还要考虑受干扰连接的电话机的内部噪声。对现代电话机而言，该噪声来自于电子电路（放大器等），而老话机的噪声源来自于炭粒送话器。内部噪声可以由等效电路噪声来表示和对待。

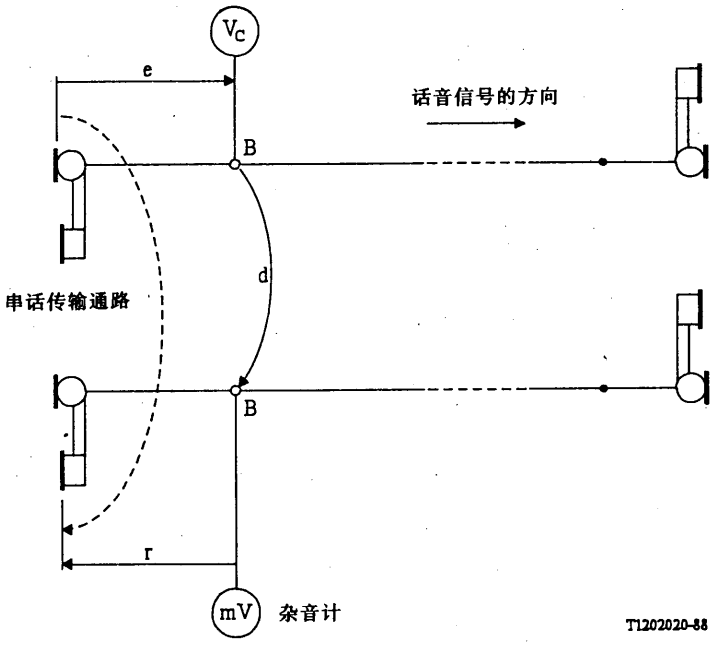
1.5 在被干扰连接通路上会话

当被干扰连接电路上存在有效话音时，实际上串话是听不见的。然而在会话开始之前或会话的长时间停顿期间，就有可能听到，甚至听懂串话。一般说，按照连接电路上总是存在有效话音来进行规划是不明智的。因此，本建议中给出的资料是假设被干扰连接电路上不存在会话的情况。

1.6 串话的耦合

串话信号的可懂度很大程度上决定于串话耦合的性质，它通常是频率的函数。

串话传输通路的响度评定值（从存在于主干扰线路上的话音信号到受干扰的电话机）可以划分为从主干扰线路到被干扰线路的串话通路响度损耗和受干扰话机的接收响度评定值两部分。其划分如图1/P.16所示。



e 主干扰用户话机的发送 LR
r 受干扰用户话机的接收 LR
d 串话通话的损耗
B 用户话机的终端
V_c 会话话音电平
干扰和受扰用户的话机在同一端为近端串话
干扰和受扰用户的话机分别在对端为远端串话

图1/P.16
串话传输通路的划分

对给定的话音电平 V_c，串话信号的可懂度决定于响度评定值 d+r，在建议 G.111 § A.4.4.4中，串话接收响度评定值定义为：

$$XRLR = RLR（话机）+ Lx$$

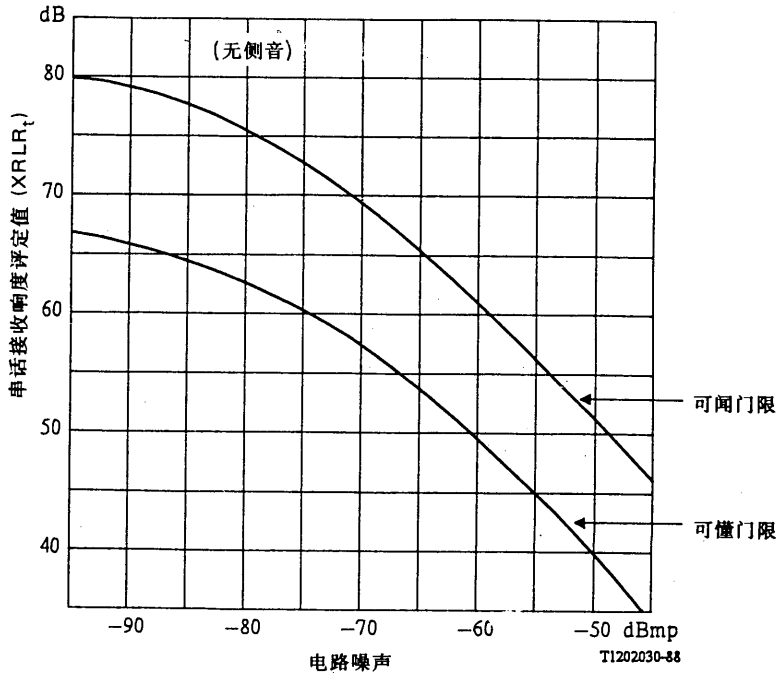
式中，RLR（话机）是受干扰的电话机的接收响度评定值。

串话响度 L_x 可以用响度评定值的方法计算。由于串话响度接近闻阈，取系数 m=1是合理的。

在缺少进一步的资料时，L_x 的值也许可以近似地看成用频率1020Hz 测量或计算得到的衰减。

2 串话可懂度和可闻度的受话者门限中间值

对应于可懂度和可闻度门限的串话接收响度评定值（$XRLR_t$）随电路噪声变化的关系如图2/P.16所示。为了规划目的，建议选用可忽略的室内噪声，代表最不利的条件。



注 1—电路噪声与用户话机的终端有关,假定室内噪声可忽略。

注 2—在主干扰线路上的话音电平假定为−18dBV 有效话音电平。

图2/P. 16

串话接收响度评定值门限值随电路噪声变化的关系

可闻门限的判别以仅能觉察到话音信号的存在,但一点儿也听不懂为标准。可懂门限的判别标准是当倾听会话时有时可听懂单词和短语。

门限曲线表示两个判别标准的中间值。因此对每种情况,有50%的用户意见评分分别高于或低于特定的曲线。受话者的标准偏差为4到6dB，规划建议值为5dB。对大批受听者门限标准判别的典型响应曲线如图3/P. 16所示（无电路噪声）。两条曲线之间的 XRLR 差值约为12dB。

原来的实验结果（图2/P. 16曲线的依据）用话音电平（例如用音量单位（VU)］表示，并且在此基础上给出相干满意度。

然而，在建议 P. 16的以前版本中，假设响度评定值与线路上的话音电平之间有固定的关系，该假设需要在11dB 范围内加以修正，因此不太合适。另外，正如不同的国家对相同的语样的测试结果所示，话音电平用音量单位表示存在系统误差。因此，现行建议假设干扰线路上的话音电平为给定值，与该电路的发送响度评定值（SLR）无关。

图2/P. 16所示的门限，假定话音电平 V_c 是通常会话条件中的有效话音电平（按建议 P. 56测量），在干扰电话机的终端为−18dBV。该电平是许多国家在连接发送端估计的平均值，该连接有较高响度评定值（在最佳 OLR 与允许最大 OLR 之间）。

讲话电平的标准偏差很大，在计算时取 $\sigma=5$dB。

如果要计算话音电平不是−18dBV 的门限值,应该用某一个带符号的差值去修正。(较高电平需要较大的 $XRLR_t$。反之亦然)。

$XRLR_t$ 值是串话通路响度损耗和受干扰连接接收响度损耗之和。为求得特定门限值时的串话通路响度损耗，应将 RLR（话机）从中减去。

总而言之，对任何话音电平和接收响度评定值，由图2/P. 16所得出的 L_x 是：

$$L_x=XRLR_t-RLR\text{（话机）}+(18+V_c)$$

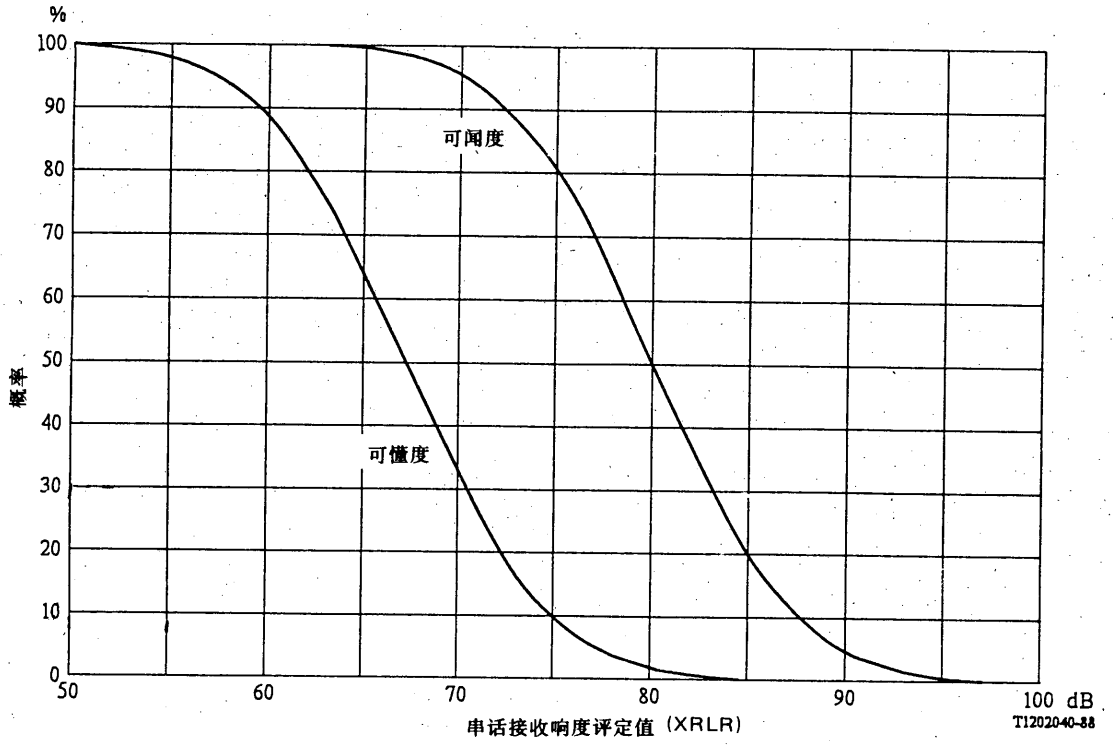


图3/P. 16

对不同门限定义所需串话接收响度评定值的受话者分布

3 室内噪声的影响

室内噪声经电话机耳柄耳承的泄漏和侧音通路到达受话人的耳朵。应用诸如增补3号所介绍的传输模型方法，对给定的侧音，可将室内噪声转换为等效电路噪声。在该增补的图2给出了以侧音损耗为参数的一组转换曲线。

举例来说，对较高的侧音损耗（与建议 P. 16的以前版本所述相同），40dBA 的室内噪声等效于－85dBmp的电路噪声。该噪声电平约将门限 XRLR 值减低8dB。在很多情况下，耳承泄漏还会有附加减少量。

然而，这种影响的重要性通常不好预计，因为它既与耳承形状有关，也与用户的习惯有关。

4 串话概率

图2/P. 16中的曲线表示各种噪声条件的中间值，而图3/P. 16的曲线以百分比表示在可忽略噪声条件下，可闻和可懂串话的概率。用正态分布的迭加方法，取标准偏差为6dB。类似的曲线也可以从任何电路噪声条件下的中间值推导出来。

对于更一般的情况，发话者的变化也应该考虑进去。计算中所用的平均话音电平可以较图2/P. 16假设的相对高电平选得低一些，例如－20dBV，该电平接近网路的平均电平。附件 A 给出了这种总概率的计算例子。

本建议给出的串话响度评定值门限值可有不同的用途。一种可能的解释是要求正常电话机连接（即不包括有故障的连接），具有界于两个标准之间的串话条件。也就是说，一方面没有必要要求串话衰减比相应的可闻门限高，另一方面又不应该超出可懂门限。

另一种解释是设定这样的要求，使在室内噪声可忽略和网路的低电路噪声条件下，遇到的可懂串话概率为给定的小百分比（例如5%）。从串话经常被室内噪声和电路噪声掩蔽到不可闻程度这一点来看，实际的噪声条件反而有益处。因此，对于所有连接的平均情况产生可懂串话的危险较最不利条件给定的百分比要小

得多。

网路各部分的串话要求没有必要都一样。虽然确保通话保密是起码要求；而用户对其所处环境的本地呼叫，很可能会认真的去识别串话。在这种情况下，由于串话引起的泄密，可能导致不良的社会后果。参考文献［1］讨论这种“社会串话”问题。实际上，干扰线路上的讲话和受干扰线路上的收听（在会话停顿期间），并非所有情况下都同时发生。有关该课题和相关概率的计算方法的资料可见参考文献［2］。

作为规划指南，用户听到可懂串话的概率不应比下列要求差（或高）。

— 同一交换机的呼叫：千分之一

— 其它呼叫：百分之一

注 — 建议 G.105考虑计算串话概率的总原则。

附 件 A

（附于建议 P.16）

概率计算举例

对从电话用户母体中随意挑选的受话人，因串话无意听懂会话单词的概率可以计算，该计算的结果可用作制定规则的基础，以确定国内电话网两条用户线之间所需要的最小串话衰减。

为了说明利用本建议的资料来计算，遇到（可懂）串话概率的方法，可以作如下一些假设。

平均话音电平 $V_C=-20$dBV；

电话机的接收响度评定值 RLR（话机）$=-6$dB；

没有室内噪声和电路噪声；

讲话电平的标准偏差 $\sigma_T=5$dB；

受话者响应的分布的标准偏差 $\sigma_L=6$dB；

RLR（话机）的标准偏差 $\sigma_S=1$dB；

无噪声的串话可懂门限值由图2/P.16查出，$XRLR_t=67$dB。

按以上假设，根据§2最后的计算公式，所要求的串话通路响度损耗中间值为：

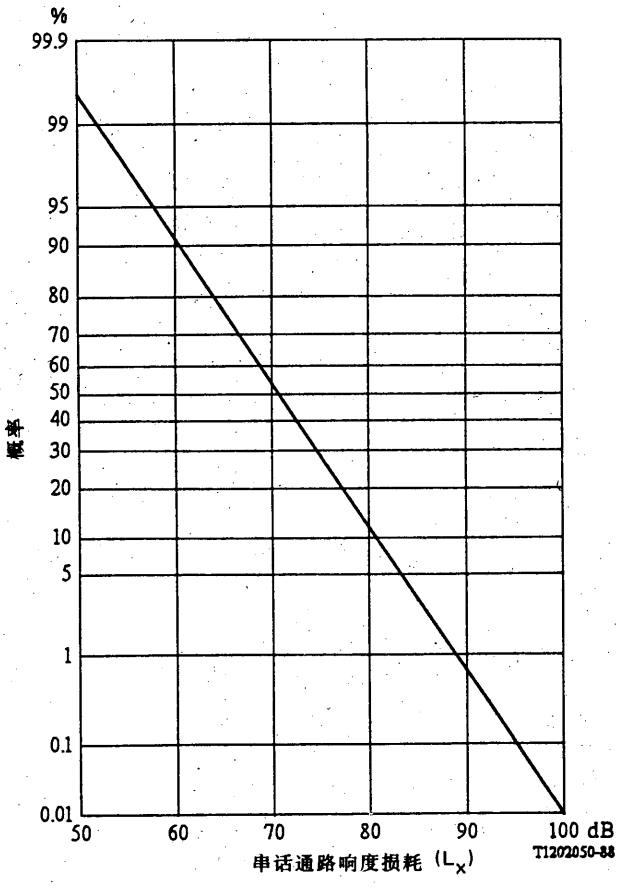
$$L_x=67+6-2=71\text{dB}$$

概率函数的总标准偏差为

$$\sqrt{\sigma_T^2+\sigma_L^2+\sigma_S^2}=7.87\text{dB}$$

用这些 L_x 和 σ 的值，可以画出如图 A-1/P.16所示的累计正态分布函数。该函数给出在串话通路响度损耗为特定值时，受话者听懂串话单词的概率。举例来说，若 $L_x=75$，该概率为30%。另一方面，若要求串话概率仅为5%，则要求串话通路的响度损耗为84dB；若要求1%串话概率，就要求89dB 损耗；而0.1%概率，损耗就要95dB。

该计算基于某些典型的话音电平和接受灵敏度，假设没有噪声。对于其它数据，包括噪声的影响，也可以进行类似的计算。为了对通常用户遇到的可懂串话概率作出切合实际的估计，必须对电路噪声（可能的话也对用户所处室内噪声）的某种统计分布作出假设。



Vc 平均＝−20dBV;RLR(话机)＝−6dB;标准偏差＝7.9dB

图 A-1/P. 16

偶然听到的会话听懂单词的概率

随（加权）串话通路响度损耗 L_x 变化的关系

参 考 文 献

[1] WILLIAMS (H.), SILOCOCK (W. W.), SIBBALD (D.): Social crosstalk in the local area network, *El. Comm.*, Vol. 49, No. 4, London, 1974.

[2] LAPSA (P. M.): Calculation of multidisturber crosstalk probabilities, *BSTJ*, Vol. 55, No. 7, New York, 1976.

PAGE INTENTIONALLY LEFT BLANK

PAGE LAISSEE EN BLANC INTENTIONNELLEMENT

第 二 章

用户线和电话机

建　　议　P. 30

会议电话机(GAT)的传输性能

(1988年于墨尔本制订)

1 引言

会议电话机（GAT）是特别为多个用户使用设计的终端。

GAT 包括从几个用户使用的免提话机到复杂的电话会议室，其产品范围很广。

CCITT 建议 GAT 要满足本建议中的指标①。

当 GAT 连接到电话网时，其响度应符合建议 P. 34，如果 GAT_S 使用话音开关电路，建议 P. 34也适用。由于这种终端对其使用场所的声学特性很敏感，因此它们可以纳入复杂的声回声处理设备。

第一代的 GAT 主要用于4线数字网，并采用建议 G. 722规定的宽带（WB）话音编码公式。急待定指标的这类终端可以以本建议为基础。

图1/P. 30代表典型的 GAT 结构。

这种终端包括一个或多个传声器，一个或多个扬声器，发送和接收放大器。它亦可以任意地包括从传声器来和到扬声器去的声管理和混合设备，用于数字网的编码-解码器，话音开关坛益处理设备，和回声处理设备。

GAT 的使用场所是很重要的。必须对 GAT 的使用场所按本建议的规定进行几项测量。这些可称作“现场”测量。测量要在会议室 设备具全，但与会人不在场的条件下进行。

本建议分为以下三部分：

— 互接指标，

— 发送指标，

— 近端指标，

本建议使用了以下两种测试信号：

— 建议 P. 50（见注）规定的声测试信号：即建议 P. 50规定的仿真话音，它由建议 P. 51 § 2介绍的声源（仿真嘴）产生。

— 其长时频谱与声信号相同的电测试信号：当由内阻为可匹配的电阻性阻抗的信号源提供时，其电平为－22dBV。

---

① 本建议的指标有待完善充实，因此应当作临时建议。

ARCHIVES U.I.T. GENÈVE

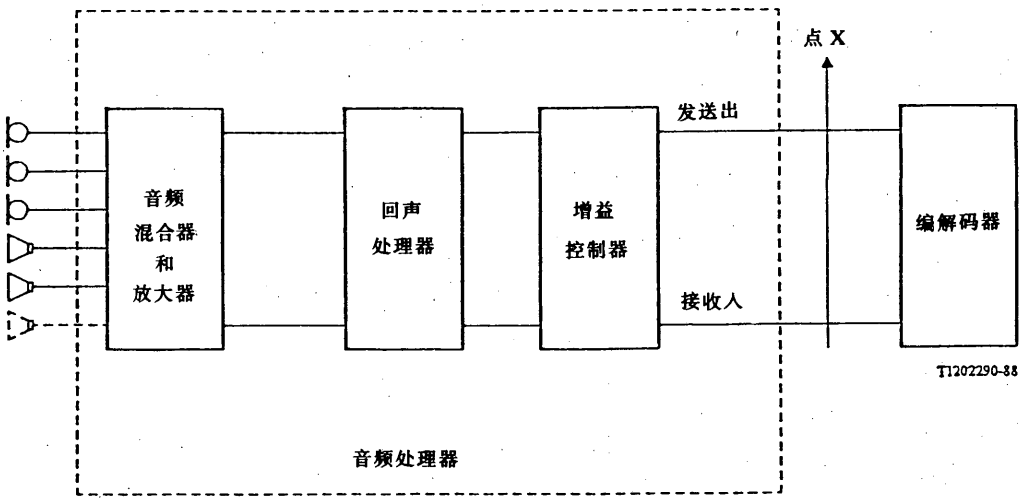


图1/P. 30

会议电话机的结构

两个测试信号均在传输系统带宽内进行滤波。

注 — 测量音频装置的倾向性声信号由建议 P. 50所规定，然而在某些应用中，也可以使用其它信号，例如话音成形噪声或粉红噪声。

2 互接指标

这些指标是 GAT 连接到网络，并允许在几个地点之间通信的基本要求。

2.1 发送灵敏度

2.1.1 宽带 GAT

若用于宽带，音频信道的传输特性与建议 G. 722一致。

2.1.1.1 发送部分的调定

按建议 P. 34的规定（见图3/P. 34），声源放在会议桌边沿上方，处在每个与会人位置的中心线上，并产生与建议 P. 64相符的信号［即在嘴参考点（MRP）的声压为－4. 7dBPa］。

在调整发送部分时，GAT 的送话器将按实际使用的位置处于桌子上。

假定使用建议 P. 50所建议的信号，应调节送话器的增益，使每个位于 X 点的声源（见图1/P. 30）产生的输出线路电平为－22（±2）dBV。这个电平既考虑到话音信号的18dB 峰值因数，也考虑讲话人和与会人位置的移动引入的6dB 变化。

2.1.2 连接到公共电话交换网的 GAT

这类终端应符合建议 P. 34。

2.2 稳定性测试

若声源按§2.1激励，将送话器和扬声器通路在图1/P.30的X点环接，GAT的最小稳定边际为3dB。在测量时，将音量控制放到最大位置。

3 发送质量指标

这些指标限制GAT在网路上引入的损伤。

3.1 电声指标

3.1.1 送话器

送话器的电声特性应符合IEC标准581-5要求。

3.1.2 倍频程窄带测量

在现场测量，建议测量全程频率响应特性，它是被定义为X接口点的电信号和MRP声激励之间的倍频程频谱的差值。仿真嘴按§2.1.1的规定安放。

因测量在现场进行，为防止系统频率响应的过渡波动，倍频程窄带的测量建议在125Hz到4kHz的频率范围内进行。

测量值与其平均值之间的绝对差值的总和尽可能小。实际可达到的目标为10dB。

3.2 回声性能

3.2.1 声回声控制

为获得对声回声的满意抑制，有必要引入带回声消除器或者回声抑制器的声处理器。如果要尽可能地提高话音质量性能，建议采用回声消除技术。然而为防止会议室的人都不讲话时，室内背景噪声不利传输，建议经常提供能抑制中等回声的回声消除。这个条件在混合会议环境时尤要满足。

3.2.2 回声回损

音频系统的回声回损在图1/P.30的参考点X测量，测量时将其音量控制放到最大。若将§1定义的电测试信号加到输入端（接收入），输出端（发送出）测得的电平应不高于－62dBV。

当一个会议同时使用几个GAT时，为满足回声回损达到35dB。音频系统的回声回损要求为40dB，容差为5dB。因此35dB回损应理解为最小值。声回声损耗的长远目标应考虑为45dB（特别要考虑手柄接到免提终端的情况）。人所共知，该数值是为了防止延时的声回声所产生的主观损伤［1、2］。在参考点X测得的电平应为－72dBV。

注 — 回声消除器将允许双方讲话时，几乎可忽略话音质量损伤。（课题2/XII研究）。

3.3 电噪声

在传输带宽之内，GAT发送的电噪声在参考点X应低于－55dBm，且任何带外噪声分量均不能比带内

噪声电平高20dB 以上。

在进行该项测量时，室内应无与会人员在场。同时，设备的接收侧没有输入信号，以防止激励送话器电路。

当送话器工作时，GAT 发送的噪声在参考点 X 应不大于－50dBm。测量时应迫使系统处于发送状态，就好象室内有一个与会人在讲话一样。

3.4 送话器拾取的混响场

进行该测量时，声源的位置应保证声源与所有送话器的距离均大于三倍送话器与发送侧调试时所定义的位置的距离。同时建议声源离墙壁的距离至少1米。在参考点 X 的测量信号电平应不高于－29dBV，（相当于直接场对混响场的比率为6dB），测量时也应迫使系统进入发送状态，就好象室内有一个与会人在讲话一样，对室内的每一个送话器都要一一进行测量。

增补16号介绍选择会议室的基本要求，包括它的声处理，以及送话器和扬声器的位置。

4 近端质量指标

这一部分测试本地用户所要求的最低指标。

4.1 电-声指标

4.1.1 扬声器

扬声器的电—声特性应符合 IEC 标准518-7要求。

4.1.2 倍频程窄带测量

现场测量建议测全程接收频率响应特性，它定义为扬声器在受听位置产生的声信号与 X 接口点的电信号之间的倍频程频谱差值。

要求测量值与其平均值之差的总和尽可能小，实际可达到12dB。

4.2 接收灵敏度

4.2.1 音量控制

音频会议终端应带有音量控制，其最大位置的增益应与§4.2.2相符。该音量控制应能理想的接入回声控制机构。

4.2.2 接收部分的调试

4.2.2.1 宽带 GAT

电测试信号连接到系统的输入端。调节接收增益，使 MRP 点声压电平至少为65dB，较该点的声噪声电平高20dB。进行调试时音量控制应放在最大位置。

4.2.2.2 连接到模拟公共交换电话网络的GAT

这类终端应符合建议P.34的规定。

参 考 文 献

[1] CCITT – Contribution COM XII-No. 170, Study Period 1985-1988

[2] CCITT – Contribution COM XII-No. 171, Study Period 1985-1988

[3] CCITT – Contribution COM XII-No. 172, Study Period 1985-1988

建 议 P.31

数字电话机的传输特性

(1988年于墨尔本制订)

本建议规定发送和接收响度评定值，侧音掩蔽评定值，收听者侧音评定值以及发送和接收灵敏度/频率特性。其他重要特性正在研究。

1 发送响度评定值（SLR）和接收响度评定值（RLR）

按照建议G.111，§3.2的要求，建议：

— 作为近期指标，SLR的标称值范围为5到11dB，RLR的标称值范围为－1到5dB。

— 作为长期指标，SLR的标称值为8dB，RLR为2dB。

注1 — 以上SLR和RLR的建议值并不意味着网路的回声控制总可以不要。

注2 — 电话机的声损耗是回声通路的一个重要因素，因此需谨慎处之。电话机中的音量控制将减少回声损耗，其数值与增益提高相当。

注3 — 对连接到PABX的数字电话机（模拟电话机也可能接到它），可能需要取以上建议范围的较低值。其理由是让用户听到用模拟电话机时已习惯的接收电平，也许有必要用接收音量控制。

2 侧音掩蔽评定值（STMR）和受话者侧音评定值（LSTR）

考虑到以下几点：

— 无回声条件的STMR；

— 侧音对短时延发话者回声的掩蔽效应；

— 高环境噪声条件的困难；

— 用户习惯于目前模拟话机的一些因素。

建议以下数值①：

— STMR 的标称值范围为10到15dB；

— LSTR 的标称值＞15dB。

（LSTR 不必规定最大值）

注 — 当有关短时延回声（例如10ms）影响的资料具备时，以上数值可能要修改。

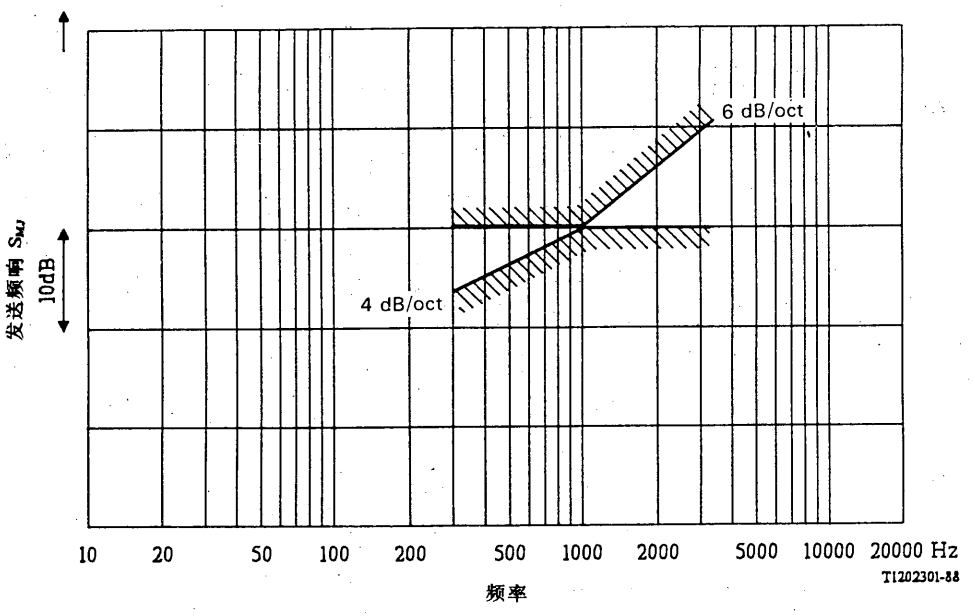


图1/P. 31

3 数字电话机的发送和接收灵敏度/频率特性

考虑到以下几点：

— 在模拟混合网中，与模拟电话兼容。

— 不要像模拟话机那样，要补偿与用户线长度有关的频率失真。

— 使用数字电话机获得尽可能好的全程质量的目标。

建议使用下面定义的发送和接收灵敏度/频率特性：

— 应选用在300Hz3400Hz 范围内，很平坦的接收频率响应 S_{JE}。

— 标称发送频响 S_{MJ}的上升斜率应以图1/P. 31规定的区域为奋斗指标。

— 在200Hz 以下发送下降斜率至少为6dB/倍频程。

① 这里给出的指标有待将来充实完善，因此应看作暂行规定。

注1 — 通常 S_{JE}和 S_{MJ}可以按建议 P. 66的 S_{JE}和 S_{mJ}测量值估计出来。

注2 — 把低端频率扩展到200Hz，可提高讲话的自然度。

注3 — 通常对防干扰滤波器的考虑应计入频率响应。

注4 — 频响的显著峰值可能引起稳定性问题，因此应尽量防止。

注5 — 用这样的方法规定的 S_{JE}和 S_{MJ}理想曲线应当作为设计目标。由于多种原因，具体的送话器和受话器曲线或多或少与“理想”曲线有所偏差。然而，有关理想频率特性的建议几乎不可能规定具体频响曲线可以偏离该目标频响曲线多远或怎样偏离，才不会变得无法接受。在审批电话机型号时，通常各国主管部门要规定发送和接收频响曲线形状的容限，响度评定值的容限通常用同样的方法规定。这些极限的规定既要考虑技术，也要考虑实施的成本，制造容限和其他经济因素。

建　　议　P. 32

电话间和声罩的效率评定

（1988年于墨尔本制订）

为了改善嘈杂环境下的电话传输质量，本建议的目的在于规定测量电话间和声罩隔声效率的方法。本建议除了考虑用户之间会话的传输质量以外，还考虑到确保用户在电话间或声罩内讲话不至于被外面的人窃听到的保密需要。

1　评定方法

电话间或声罩的隔声效率可以用主观或客观测量方法来评定。为此用途的客观测量基于声隔离（例如在混响室内），它反映电话间内外声级的差别。由于电话间内外的声特性是变化的，在不同情况下（电话间内外的噪声源）测得的声隔离也不一样。另外，如果我们考虑敞开电话间或声罩，声隔离的测量结果与电话间性能的主观评定结果往往不能相符。

电话间和声罩效率的主观测量包括在外部噪声条件下（室内噪声、马路噪声等），对电话间内可懂指数的测量。用计算清晰度指数的方法同样也可以实现客观测量，例如，可以用附件 A 说明的 Kryter 方法。

电话间和声罩效率的另一种主观测量方法是评定可懂度门限的变化，监测在嘈杂环境下，电话间里面和外面的可懂度。

涉及用户在电话间内讲话的保密性方面，电话间和声罩的性能可以进行主观评定，评定其从里面到外面的会话可懂度。也可以在特定外部噪声条件下，用计算电话间外部的清晰度指数（例如用 Kryter 方法）的方法进行客观测量。

由于电话间内的可懂度也是所使用电话机侧音的函数，不考虑侧音引起可懂度下降的简单声隔离测量方法，是不可能对电话间和声罩对传输质量的改善作出正确评价的。

以下几点经验需特别注意：

1）　安放在嘈杂环境并受电话间或声罩保护的电话机，可用作国际电话通信的终端。

2）　对使用电话间获得的传输质量改善的评价，目前还没有建议的测量方法。

3）　基于用传统的方法获得声隔离（电话间板壁的声衰减）的电话间效率评定往往不能与其主观性能评价相关。

4）　对可懂度或可懂门限变化的主观测定，可能用于电话间效率的评定，但耗时太多，成本昂贵，另外还需要训练有素的合格测试班子。

5） 本建议书规定以确保满意的传输质量为标准，在一定环境噪声电平、安装电话间的要求。

建议使用下面定义的测量方法①：

a） 用可懂度指数评定电话间效率。该指数用电话间里面的受话人，在有某种声谱的外部环境噪声存在时测得。

b） 用§3定义的客观方法计算电话间或声罩内的可懂指数，计算时要考虑电话间的声衰减和所使用电话机的侧音。该客观方面适用于快速评定电话间性能，精度足以满足实用要求。

c） 对于用音节可懂度作为有关电话间性能的评定标准，用清晰度指数（AI）方法进行计算。但由于从AI到音节可懂度的转换与语种有关，需要用合适的关系来实现。

d） 在使用条件下评定电话间和声罩的效率。即测定在电话间内的电话用户正在讲话时进行，要求所用电话机的侧音一定，外部环境噪声的频谱给定，噪声声级适中，并已掌握。

2 计算参数的定义和描述

在环境噪声条件下的电话会话受环境噪声影响，主要有三个途径：

1） 不进入电话呼叫的耳附近的声噪声（N_a）。

2） 与电话呼叫混合的耳附近声噪声（N_b），它由耳与手柄耳承间的声泄漏决定。

3） 由送话器拾取，经侧音传到耳朵的噪声（N_s），它在会话时发生。

从耳朵与手柄耳承间的声泄漏串入的噪声，其频谱随手柄耳承对耳朵的压力而不同。为了评定电话间的性能，要考虑该通路的声衰减（L_{RNE}）。

噪声Ns随所用电话机的侧音而变化，通常它的频谱与N_b不同。尽管它们之间互有相关性，用各频谱功率迭加的方法，最适用于估计在会话时影响耳朵的总噪声（N_g）

另外，呈现在两只耳朵的噪声（N_a，N_b）的声级和频谱通常是不一样的。可懂度实验的测量结果表明[1][2]对于自由耳的干扰效应，可以用噪声声级（N_a）减去10dB来评价。

上述实验结果还表明，在可懂度计算中用到的总等效噪声（N_T）决定于两耳噪声频谱的振幅之和：

$$N_T = 20\log_{10}\left(10^{\frac{Na-10}{20}} + 10^{\frac{Na}{20}}\right)\ \text{dB}$$

侧音噪声N_s随嘴到耳的侧音损耗L_{MEST}而变，它应该在实际噪声声级下（典型值为65dB SPL），在散射场条件下测量。

对于用碳粒送话器的话机，有自动增益控制或带噪声抵消送话器的电子话机，这一点尤为重要。

3 电话间和声罩效率的计算

对给定的电话间或声罩，在实际条件下测定清晰度指数应遵循以下步骤。

计算：

a） 将外部噪声频谱（N_e）减去电话间的声衰减（L_a）得到电话间内的噪声频谱N_a。声衰减用三分之一倍频程带宽，在散射场条件下测量，进行时，电话间内要有一个人在场（或用声级吸受等效的替代物）；

b） 将电话间内的噪声频谱N_a，减去手柄的声漏衰减（L_{RNE}），得到噪声频谱N_b；

c） 将电话间内的噪声频谱N_a，减去声侧音衰减L_{RNST}②，得到侧音噪声频谱N_S；

d） 贴进手柄耳承的耳朵处的总噪声频谱是N_s和N_b的功率之和；

e） 总等效噪声频谱N_T是两耳处噪声的振幅之和，但要先将不听电话的另一只耳朵处的噪声频谱减

---

① 对本建议指标的验证还不充分，有待进一步充实完善，因此应作为临时建议。

② 测定室内噪声的侧音灵敏度很重要，它利用电话间内的散射室内噪声源。为了模拟电话间内的用户存在，也可能要在电话间内放一个模特。

去10dB；

f) 用 Kryter 方法 [3] 计算的清晰度指数（AI），如果收听话音电平为70dBA，该数值对应于线路损耗分配的衰减极限。

附件 A 为该计算方法的应用举例。

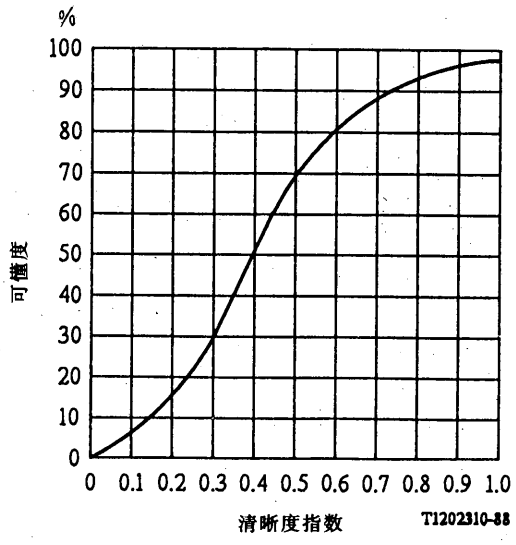


图1/P. 32

清晰度指数与音节可懂度的关系

4 电话间和声罩效率的指标

如果能确保 AI 等于0.6，可以认为该电话间或声罩的效率是令人满意的。

法兰奇和斯坦伯格的实验结果 [4] 表明，以上数值对绝大多数语种而言，相当于80%的音节可懂度。它可以假定为最低性能极限，对应于为确保电话间内电话传输质量优良，该电话间能经受的最高外部噪声级。

因此，对应于 AI＝0.6，对每一个电话间都可以定出一个最大外部噪声声级（MENL）。

用以对电话间定级的 MENL 可以在各种外部噪声条件下，反复计算 AI 来获得。方法如§3中所述。利用表示 AI 与外部噪声声级关系的曲线，也可以查出对应于 AI＝0.6的 MENL。MENL 不仅决定于电话间或声罩的声衰减，也与接收话音电平有关（假设参考值为70dBA），还与所使用话机的侧音有关，它应在适当的声压电平（约为65dBSPL）和自由场条件下测量。

5 电话通信的讲话保密

电话间也可以降低讲话信号向外辐射，使之变得不可懂，从而确保讲话保密。用 Kryter 方法计算讲话信号由电话间内向给定噪声声级的外部环境发射的清晰度指数。可以估计音节可懂度或 AI 下降到预定值（例如 AI＝0.3）的距离。该方法可以用来确定任何方向，离电话间距离增加时的等可懂度曲线（等量线）。

注 — 电话机在电话间或声罩内通话时，对电话连接另一端的用户的会话质量的改善程度尚无研究。对这一方面的评定，在任何时候都要考虑很多其它因素，例如：嘈杂环境使讲话响度自然提高和发送信号的有效信噪比等。

附 件 A

（附于建议 P. 32）

电话间效率的计算举例

清晰度指数（AI）按 Kryter 方法计算。

表 A-1/P. 32的第2栏为电话间的声衰减，在回声室内按三分之一倍频程带宽测得。电话间外面的总噪声声级为80dBA，每个窄带中心频率的噪声声级如表中第3栏所示。电话间内所用话机的侧音响应特性（L_{RNST}）在第4栏给出。

将第3栏数据减去第2栏数据，就得到电话间内每个中心频率带宽的噪声声级（Na）如第5栏所示。假设电话间所用电话机手柄的声衰减特性如图 A-1/P. 32所示，在表中第6栏给出。

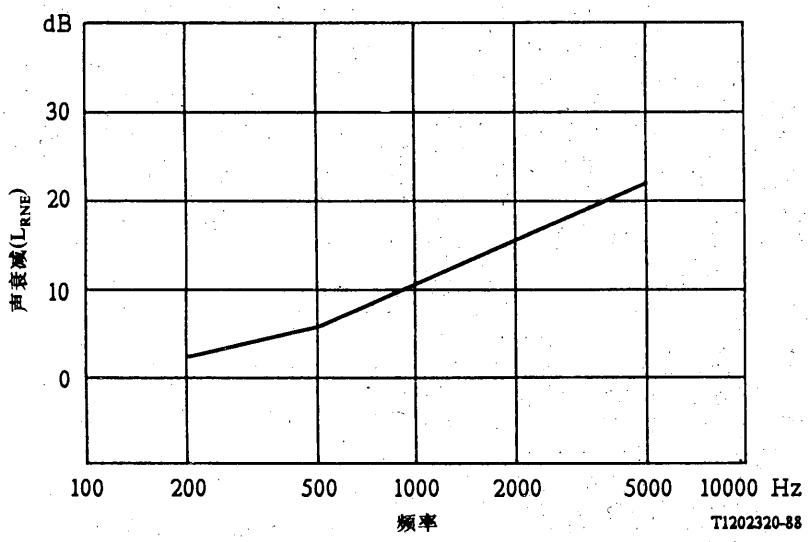


图 A-1/P. 32

手柄压在耳朵上的声衰减

将第5栏数据减去第6栏数据，就得到由耳朵与耳承声漏引起的噪声值（N_b），如第7栏数据所示。

将第5栏数据减去第4栏数据，就得到每个窄带的侧音噪声值（N_s），如第8栏所示数据。第9栏给出了电话间的总噪声，它是第8栏和第7栏电平的功率迭加。将第5栏数据减去10dB，然后与第9栏电平相加，就得出第10栏的总等效噪声。话音频谱（B′）如第11栏所示。每个三分一倍频程带宽的信噪比经12dB 修正后（考虑话音信号的峰值因素）的数值如第12栏所列。第13栏则给出每个三分之一倍频程窄带的 Kryter 系数。

把第12栏和第13栏的数据相乘后，再将结果迭加起来，就得出清晰度指数（AI）。再用其它的外部噪声声级，重复以上计算，就可能画出代表给定电话间的 AI 与外部噪声声级关系的曲线，如图 A-2/P. 32所示。由该图可见，该电话间的设计可经受最大外部噪声声级为77dBA，该数值即为对电话间分类的 MENL 值。

表 A-1/P.32

三分之一倍频程带宽的中心频率 (Hz)	电话间的声衰减 L_a (dB)	外部噪声, Ne (dB SPL)	声侧音衰减 L_{RNST} (dB)	电话间内部噪声 N_a (dB SPL)	手柄的声衰减 L_{RNE} (dB)	声漏引起的噪声, N_b (dB SPL)	侧音噪声, N_s (dB SPL)	电话耳的总噪声 Ng (dB SPL)	总等效噪声, N_T (dB SPL)	话音频谱, β′ (dB SPL)	信号 +12 dB / 噪声	Kryter's 因子	乘积 (13)×(12)
(1)	(2)	(3)	(4)	(5) =(3)-(2)	(6)	(7) =(5)-(6)	(8) =(5)-(4)	(9)	(10)	(11)	(12) =(11)+12dB-(10)	(13)	(14)
200	10	77.5	12	67.5	3	64.5	55.5	65.0	68.1	61	4.9	0.004	0.0196
250	13	76.5	12	63.5	4	59.5	51.5	60.1	63.4	63	11.6	0.001	0.0116
315	13	73.5	11	60.5	5	55.5	49.5	56.5	60.0	64	16.0	0.001	0.0160
400	15	74.0	9	59.0	6	53.5	50.0	54.8	58.4	65	18.6	0.0014	0.0260
500	14	72.5	9	58.5	7	51.5	49.5	53.6	57.4	65	19.6	0.0014	0.0277
630	14	72.0	10	58.0	8.5	49.5	48.0	51.8	56.1	63	18.9	0.002	0.0378
800	16	72.0	12	56.0	10.0	46.0	44.0	48.1	53.1	62	20.9	0.0020	0.0418
1000	15	71.0	12	56.0	11.5	44.5	44.0	47.3	52.7	61	20.3	0.0024	0.0487
1250	15	69.5	9	54.5	13.0	41.5	45.5	47.0	51.9	60	20.1	0.0030	0.0603
1600	15	68.0	9	53.0	14.5	38.5	44.0	45.1	50.1	58	19.9	0.0037	0.0736
2000	11	66.0	8	55.0	16.0	39.0	47.0	47.6	52.4	54	13.6	0.0037	0.0503
2500	11	64.0	10.5	53.0	17.5	35.5	42.5	43.3	49.2	49	11.8	0.0034	0.0401
3150	12	62.0	14	50.0	19.0	31.0	36.0	37.2	44.7	47	14.3	0.0034	0.0486
4000	12	61.5	14	49.5	20.5	29.0	35.5	36.4	44.1	39	6.9	0.0024	0.0166
总和 (dBA)		80.0		66.3					64.7	70.0			AI = 0.52

SPL 声压级

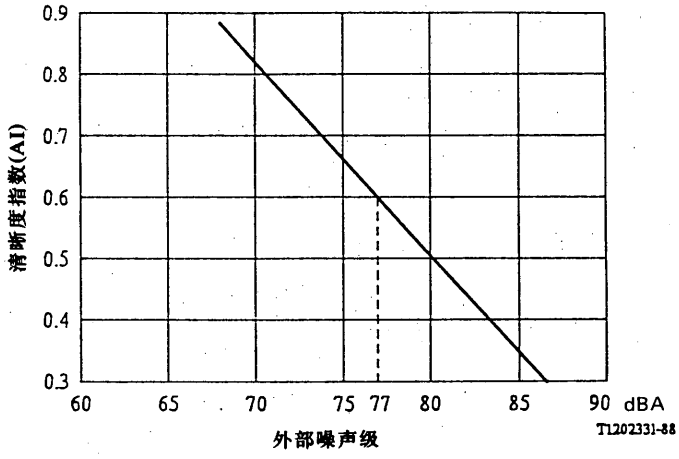


图 A-2/P. 32

清晰度指数与外部噪声声级的关系

(电话间的 MENL=77dBA)

参 考 文 献

[1] CCITT Contribution – COM XII-No. 122, (France), Study period 1981-1984.

[2] CCITT Document – Annex 2, AP VII-No. 115.

[3] KRYTER, (K.): Methods for the calculation and use of Articulation Index, *J.A.S.A.* Vol. 34, 1962.

[4] FRENCH, (N. R.) and STEINBERG (J. C.): Factors governing the intelligibility of speech sounds, *J.A.S.A.* Vol. 19, 1947.

文 献 目 录

CCITT Contribution – COM XII-No. 139, (Italy), Study period 1973-1976.

CCITT Contribution – COM XII-No. 130, (Norway), Study period 1977-1980.

CCITT Contribution TD 26, (Sweden), WP Laboratory (Geneva, 17-19 January 1984)

KRYTER (K.): The effects of noise on man, *Academic Press*, pp. 70-77, 1970.

建　议 P.33

装有扬声接收或送话放大的用户电话机

（1968年于马德普拉塔制订；1972和1980年于日内瓦修订）

CCITT

考虑到：

(a)　由于在电话网中，使用扬声话机的数量日益增加；

(b)　鉴于这些设备引入的一些因素，对电话传输性能的影响具有复杂的性质；

(c)　为了帮助各主管部门，决定在电话网中可能批准使用这种设备的条件。

特制定如下建议：

(1) 为了防止载波系统过载，话音电流的长时间平均功率不应超过系统设计时假设的绝对功率电平。建议 G.223 [1] 所规定的平均功率电平为－15dBm0（平均功率＝31.6mW）。如果扬声电话机的发送灵敏度符合建议 P.34的要求，可以认为满足建议 G.223的规定。此外，为防止高电平话音电流造成大量串话，并避免低电平话音电流使接收音量偏低，对扬声电话机输出话音电流的变动要认真设计，使它比现代手柄式话机无明显的增加。

(2) 各主管部门应采取必要的预防措施，使收话人遇到振鸣时，能够切断发送电话；或设计合适的方法，用话音控制设备来防止振鸣。

参 考 文 献

[1]　CCITT Recommendation *Assumptions for the calculation of noise on hypothetical reference circuits for telephony*, Vol. III, Rec. G.223.

建　议 P.34

免提电话机的传输特性

（1988年于墨尔本制订）

1　引言

世界上许多国家在制定国内网的传输规划时，都要利用表示手柄式电话机发送和接收录敏度的响度评定值（LR）。

然而，规划时电话机和网络之间的 LR 的分配，可以采用不同的方案，来满足像 G.121这样一些建议的

要求。因此无论对手柄式电话机，还是免提电话机，都不可能制定一个国际建议，以规定电话机本身的 LR 数值。

另一方面，对于免提电话机（HFT），有可能提出建议，使它的灵敏度与国内通用标准手柄电话机相对应。该建议的目的在于使这两类电话机，至少在发送和接收响度方面，有等效的性能。这就是说，必须对平均用户讲话和收听时的习惯和爱好加以考虑。本建议§2和§3中规定的相对灵敏度，就是从为此目的而设计的有关性能试验的结果中推导出来的。

免提电话机还涉及电话通话质量的其它一些重要特性，这些特性目前在现有的建议中还不能加以说明，它属于课题2/XII［1］的研究范围。

扬声电话机见建议 P. 10，它不具备免提话机的全部功能，但本建议的有关部分可以作为参考。

2 发送灵敏度

免提话机的发送 LR（SLR），应该比相应的手柄电话机（实际值取决于所用手柄电话机的型号）、差（即高）5dB。

注 — 一些国家的会话试验结果表明，当 HFT 的发送响度评定值比所用手柄电话机高5dB 时，线路上的话音电压大致上差不多。

5dB 的差值是由以下几部分组成的：

a） 用免提电话机时，平均讲话声级比用手柄电话机时约高3dB。

b） 手柄电话机用在会话时，其输出电平比响度评定值定义讲话位置时的输出电平约低1—2dB。

c） 其他要考虑的微小差别，例如频响曲线的差异。

若发送灵敏度受室内噪声声级的控制，该控制的设计应能补偿因室内噪声可能引起的讲话声级的上升。

用户应不能调节发送灵敏度。

3 接收灵敏度

对无自动增益控制的免提电话机，其接收灵敏度应在15—30dB 范围内可调。这个范围包括对应手柄电话机的接收响度评定值（RLR）的数值，对于免提电话机的 RLR 值比该值高约10dB。

注1 — 要特别注意，以保证音控所提高的增益不会导致听到因串话引起的其它电话会话。

注2 — 在寂静的房间里，HFT 的 RLR 基本上等于相应手柄电话机的 RLR。然而，在通常办公室使用所处的室内噪声声级范围内，HFT 至少要有10dB 的附加增益。

对具有接收电平自动增益控制（增益受输入语声电压控制）的免提电话机，响度评定值可能不适用。在这种情况下，免提电话机的设计应做到：当它用于最长用户线时，收听声级可以预置在一个所考虑的最佳折中值，以兼顾在寂静和嘈杂房间中不同收听声级的要求。

注3 — 为用户所欢迎的收听声级既取决于室内噪声声级，又与其它外部条件有关。另外，对不同的收听人收听声级的差别很大。

在室内噪声为45dBA 时，纯收听试验的平均用户欢迎声级大约为65dB 声压级。室内噪声为55dBA 时，约为70dB 声压级。然而，要在会话试验中获得最高平均意见得分，收听声级则需要提高约5—10dB。

4 频率响应曲线

4.1 发送

已有资料表明，如果接收响应曲线是平直的话，把 HFT 放在桌面上测量，其发送响应的最佳斜率范围为0-＋3dB/倍频程。

只有在混响较强的条件下，略高的预加重才有可能提高可懂度。因此，如果考虑到对可能出现的电缆衰减进行频率补偿，发送频响曲线随频率上升的斜率不应大于2-3dB/倍频程。

300Hz 以下的曲线应渐降，200Hz 以下的曲线下降的斜率应更陡。

注 — 200-300Hz 的频谱分量对发送话音的自然度有明显影响，故应包括在 HFT 的发送频带内。

在4000Hz 以上，下降斜率至少为－6dB/倍频程，如果达到－12dB/倍频程则更合适。这样可以避免在某些长距离电路上，对邻近信道产生串话干扰。

4.2 接收

接收频响在200 - 4000Hz 频率范围内基本上应是平的。

该要求以收听人所在位置的未被干扰的声场的声压为参考，使用§6介绍的包括桌子在内的测试安排。

5 开关特性

大多数扬声电话机和免提电话机都带有话音开关电路，其主要功能是防止因声反馈引起的振鸣，该电路用各种方法在发送或接收方向上插入损耗。当相反方向上的信号超过给定门限，开关就从一个方向倒换到另一个方向，或监视双向信号相对电平和性质的控制电路起动。

开关功能的基本话音开关参数定义如下（见图1/P. 34和图2/P. 34）：

— 门限电平 V_{TH}：除去插入损耗所需的最小信号电平。

— 建立时间 T_R：从信号电平越过门限电平，到全部插入损耗被除去50%，所需的时间。

— 保持时间 T_H：从信号电平低过门限电平，到全部开关损耗被接入50%，所需要的时间。

— 开关时间 T_S：从一个传输方向到另一个传输方向的时间（见图2/P. 34）

如果参数值选择得当，由话音开关引入的话音质量损伤可以忽略；但若选择不当，特别是开关时间不合适，就可能导致严重的剪音失真，使发送话音的起始或结尾辅音丢失。

话音开关的测量可以按以下分类处理：

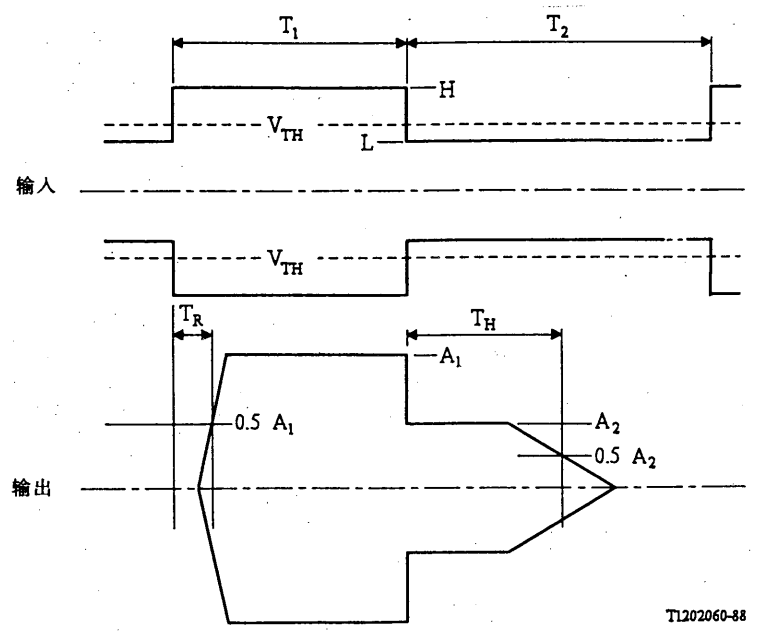
a) 交替会话特性，由通话双方轮流讲话，并互不打断对方。此时可以假设话音开关电路在被任何方向的输入信号启动之前就回到空闲状态。

b) 同时会话特性，由通话双方同时讲话相互阻断。或者连接一端的讲话与另一端的噪声同时存在。第一种情况更重要，因为它的特性也影响到同时会话特性。因此免提话机应总是在此情况下检查。

5.1 第1类 — 当达到 V_{TH}时就开关的免提话机

一般来说，希望门限电平低，建立时间和保持时间长。但从另一方看，若建立时间太短（约几个毫秒），在实际应用中会因脉冲噪声而引起话音开关误动；而保持时间太长，有可能使话音开关在会话时无法正常倒换。另外，若门限电平比有效话音电平低25dB 以上，话音开关就很容易被环境噪声所误动

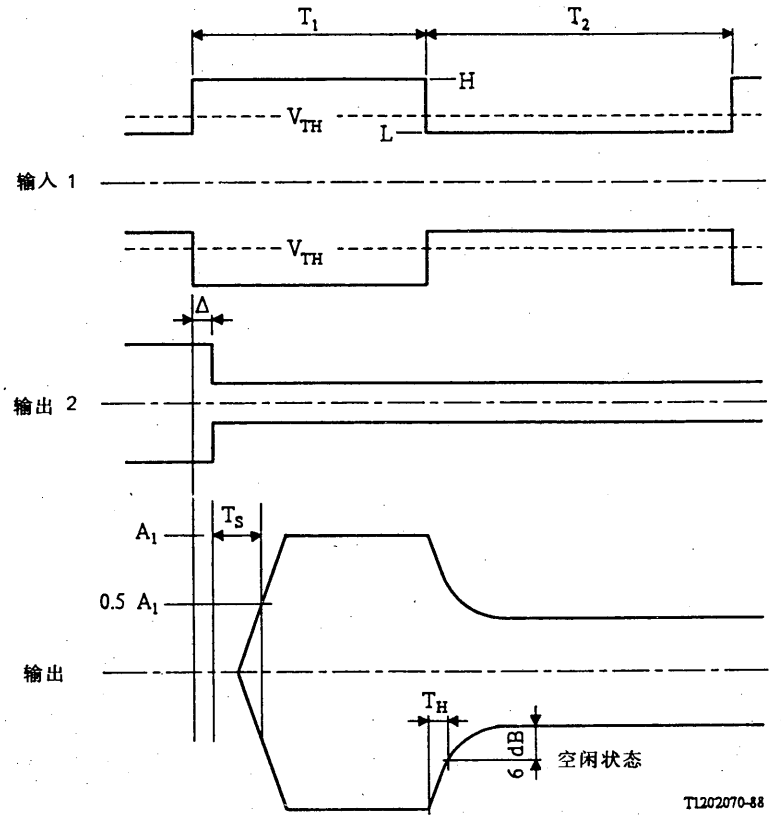
因此，建议如下的开关特性：



T_R 建立时间
T_H 保持时间
V_{TH} 门限电平

注一 按该图所示,开关时间 T_S 大于 T_R+T_H

图1/P. 34



T_S 开关时间

图2/P. 34

a) 建立时间 T_R 应小于15ms，能小于10ms 更好。

b) 保持时间应大于100ms，若门限电平选在用户欢迎的范围内，建议 T_H 值为150－200ms。保持时间大于400ms 时，对性能无明显的改善。

c) 门限电平至少应比有效讲话电平低20dB。若所取保持时间大于300ms，门限电平可取－20dB 到－15dB之间，但不应高于－15dB。

为了测量 V_{TH}，应将振幅从低电平逐渐增加，直至开关发生。这样做可以获得绝对门限值。通常将门限表示为该值与作用状态的平均有效值话音电压之差。

5.2 第2类 — 开关由两个传输方向的相对电平所决定的免提话机。有时候开关也决定于噪声电平(声的或电的)、放大器增益、自动增益控制、以前的传输方向等。

建议以下数值：

a) T_R 应小于15ms，最好低于10ms，

b) T_H 可以小于50ms，

c) T_S 建议取100ms 左右，并且用两个激励信号测量（见图2/P.34的输入1和输入2）。

注 — 在混响大的情况下，有些免提话机取此 T_S 有可能工作不正常。

在电话电声测量手册的§3.5中可查到更多有关测量电平和测量方法的资料。

5.3 第3类 — 采用回声消除技术的免提话机

在建议 P.30中，可找到有关采用回声消除技术的免提话机的评定说明。

注 — 对扬声话机，其接收部分可以引入插入损耗，以防止与送话器的声耦合。当扬声器的接收电平太高，或从手柄送话器送到扬声器的电平太高，可以引入插入损耗。

建议将该插入损耗的引入和撤除时延限制为20ms，插入损耗值应不引起接收话音产生剪音失真。

6 测试条件

无论是主观测量或客观测量，都应按本节所述的现场试验安排进行。

6.1 测试桌

测量时 HFT 应按以下规定放在桌子上：

被测 HFT 要安放在表面坚硬（例如用刨光船用胶合板或合适的硬木）、平滑、牢固和水平的桌面上，以提供合适的声反射表面。桌子的大小应做到桌子面积约为1m²，不小于0.96m²，宽度不小于800mm [2]。

注 — 所有测试都应照此安排进行。尽管频响测试时，可能会因桌面的衍射，在频响曲线上引起严重下陷或突峰（见§6.5.2），但也应按同样的要求进行。

6.2 测试安排

对一部或两部免提电话机进行主观或客观测试的现场试验安排 [3] 如图3/P.34所示。

若机壳的设计不是长方形，B 点的位置应处于机壳中心线与机壳垂直投影线的交点上。

机壳的前沿应与 A－B 连接垂直。

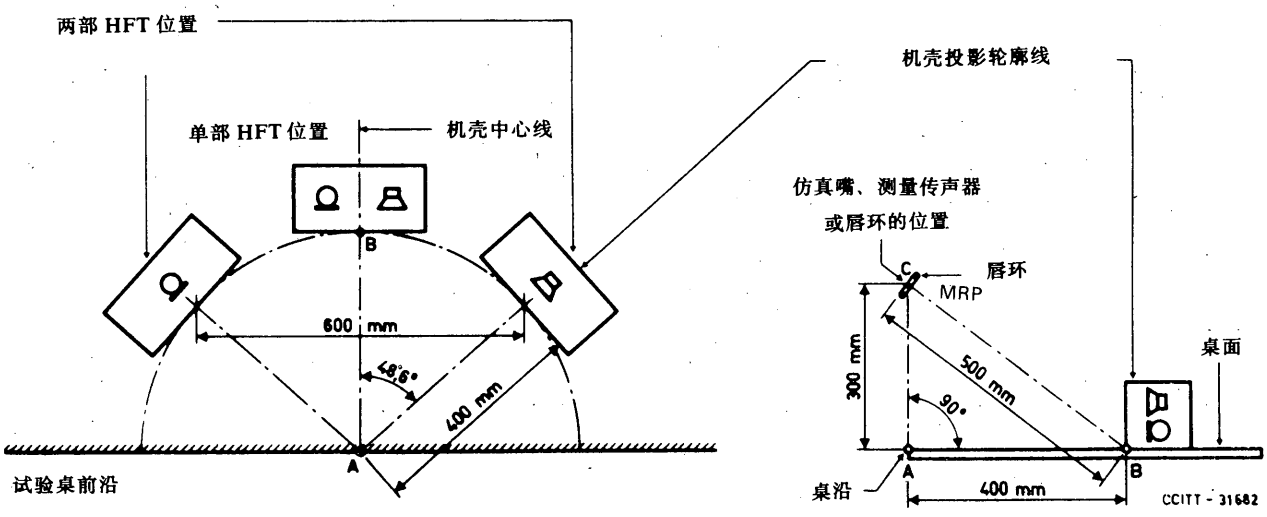


图3/P. 34

主观和客观测量的现场试验安排

6.3 测试环境

测试时，室内的声学条件不应产生决定性影响。对客观测试的试验环境，建议频率低至175Hz 应几乎是自由声场（无回声），测试应全部安排在自由声场区域内进行。

注 — 对于非理想条件，若引起的误差不超过±1dB，可以认为具有满意的自由场条件。

测试应在室内噪声可忽略的环境下进行。对于客观测试，若噪声标准（NC）的噪声评定值（NR）低于15 [4.5]，即能满足要求。对于主观测试，若保持室内噪声的声级低于35dBA，即能满足要求。

6.4 主观测试

响度评定值应按照建议 P. 78的规定测试。

注 — 有关参考当量的一些资料可查阅 CCITT 红皮书（第 V 卷，1985），或电话电声测量手册。

6.4.1 发送

测定 HFT 的 SLR 所用的讲话声级通常应与手柄话机测试所规定的一样。

如果认为参考传声器的声障效应可以忽略，在测试时，发话人的嘴就没有必要在参考传声器的保护环与相对于 HFT 定位的保护环之间来回移动。

在确定 HFT 的 SLR 时，通常要规定讲话声级和所使用的试验语 句，并充分保证话音开关处于发送状态。若不能满足这一点，就应将讲话声级提高5dB。增值由参考系统补偿，以维持受听声级不变。

若 HFT 的灵敏度受室内噪声的控制，主观测试就应在寂静的环境（<35dBA）下进行。进一步增加室内噪声声级，重复进行发送灵敏度的测试，直至最大室内噪声为60dBA。这样做，可以获得对 HFT 性能估计的更多资料。

6.4.2 接收

测定 HFT 的 RLR 时，在参考传声器处的讲话声级，通常要与手柄电话机测定时所规定的一样。一般在参考系统和被测通道达到响度平衡时，要确保 HFT 有足够幅度的信号，使它处于接收状态。但若在逼近平衡条件时，平衡衰减器处于高衰减状态，有时会发生问题。此时，也许由于输入信号过低，不能把 HFT 转换或接收条件。如果真的碰到这种情况，可以把讲话声级提高5dB，以减少响度差异。

注 — 这样会使平衡时的收听声级提高，但在这种情况下，无法用改变参考系统衰减器的办法来进行校正。

要获得接收条件下的响度平衡，有可能要使用扬声器中间参考系统，然而该系统的指标不属于本建议的讨论内容。

6.5 客观评定

扬声电话机和免提电话机的客观评定包括以下两方面：

— 发送和接收灵敏度/频率特性的测量，

— 按照建议 P.79，客观确定响度评定值。

注 — 一些主管部门用于国内规划的其它响度评定值计算方法见增补19号。

6.5.1 灵敏度测量

6.5.1.1 发送灵敏度的测量

扬声电话机和免提电话机的发送灵敏度/频率特性曲线在电话机的输出端测量，电连接与手柄电话机测量时相同。电话机的声输入由图3/P.34所示位置的仿真嘴激励。

这时，本地电话系统的发送灵敏度可由下式表示

$$S_{mJ}=20\log_{10}\frac{V_S}{P_m} \quad \text{dB 相对于 1V/Pa}$$

式中 V_S 是600欧姆终端上的电压，P_m 是 MRP 的声压。

测量电平可使用 P.64建议的数值，即图3/P.34所示 MRP 处为－4.7dBPa，该值相当于桌子和话机都移开时离唇50cm 处的声压为－29dBPa。

注 — 对有些使用“防噪声”电路的 HFT，源信号需作修改。有一种可用的方法是用适当的速率开关源信号。例如250ms“通”，150ms“断”。但用这种方法测得的 HFT 的发送灵敏度，不适于计算发送响度评定值(SLR)。为进行这种测量在 MRP 的参考声压级（按所测频率平均）应较原数值高24.2dB。

6.5.1.2 接收灵敏度/频率响应的测量

扬声话机和免提话机的接收灵敏度可用下式表示：

$$S_{Ie}=20\log_{10}\frac{P_R}{1/2E_J} \quad \text{dB 相对于 Pa/V}$$

式中 P_R 是图3/P. 34 C 点的声压，E_J 是600欧内阻声源的电动势。

6.5.2 响度评定值的测量和计算

6.5.2.1 发送

利用在话机电输出和 MRP 处（图3/P. 34）声压之间测得的灵敏度/频率特性，发送响度评定值可按建议 P. 79计算。

注 — 一些主管部门用于国内规划的其它响度评定值计算方法见增补19号。

然而，在设计实验和分析结果要谨慎处之。到目前为止，已有的结果只限于有限的话机，并且测试信号相当重要。有时候，类似话音的仿真信号可激励噪声保护电路（用对发送部分插入损耗的方法）。用符合建议 P. 50的仿真话音（特性近似真人话音）可望得到更好的结果。

6.5.2.2 接收

§6.5.1.2介绍了用自由场传声器，安放在 C 点（图3/P. 64）的客观测量方法。

只要考虑以下两点，响度评定值可按建议 P. 79计算。

— 受话者人头的衍射效应；

— 对单耳收听和双耳收听差别作合理修正。

该课题仍在课题2/XII 研究。

可暂时用14dB 修正量。将它从计算出的响度评定值中减去。

注 — 一些主管部门用于国内规划的其它响度评定值计算方法见增补19号。

参 考 文 献

[1] CCITT – Question 2/XII Contribution COM XII-No. 1, Study Period 1989-1992.

[2] European Committee for Standardization (CEN) *Office chair/desk working position – dimensions and design requirements*, CEN: prEN91/August 1981.

[3] CCITT *A method for measuring the sensitivity of a loudspeaking telephone set*, Annex 2 to Question 17/XII, White Book, Vol. V, ITU, Geneva, 1969.

[4] ISO *Assessment of noise with respect to community response*, ISO Recommendation 1996, 1971.

[5] BERANEK (L. L): Noise and Vibration Control, *McGraw Hill*, pp. 564-566, New York, 1971.

手柄电话机

（1984年于马拉加-托雷莫里诺斯制订，
1988年于墨尔本修订）

1 传输特性

建议 G.101提出了国际电话连接的传输规划。

有关传输质量的建议，即国际和国内电话连接的响度评定值，已分别在建议 G.111和 G.121中提出。

只要满足上述建议的总要求，各主管部门可以按这些建议，分别考虑对模拟电话机和网路其他部分的指标分配。

对模拟电话机不能提出精确的建议，但可以提出一些设计上的考虑原则。这些考虑原则见增补10号。

有关数字电话机的建议见 P.31。

2 手柄尺寸

手柄的形状和头尺寸对发送和接收电平都有很大的影响。耳承要便于形成与耳朵的良好耦合，手柄的握柄要便于用户将它握持在对头的最佳位置。

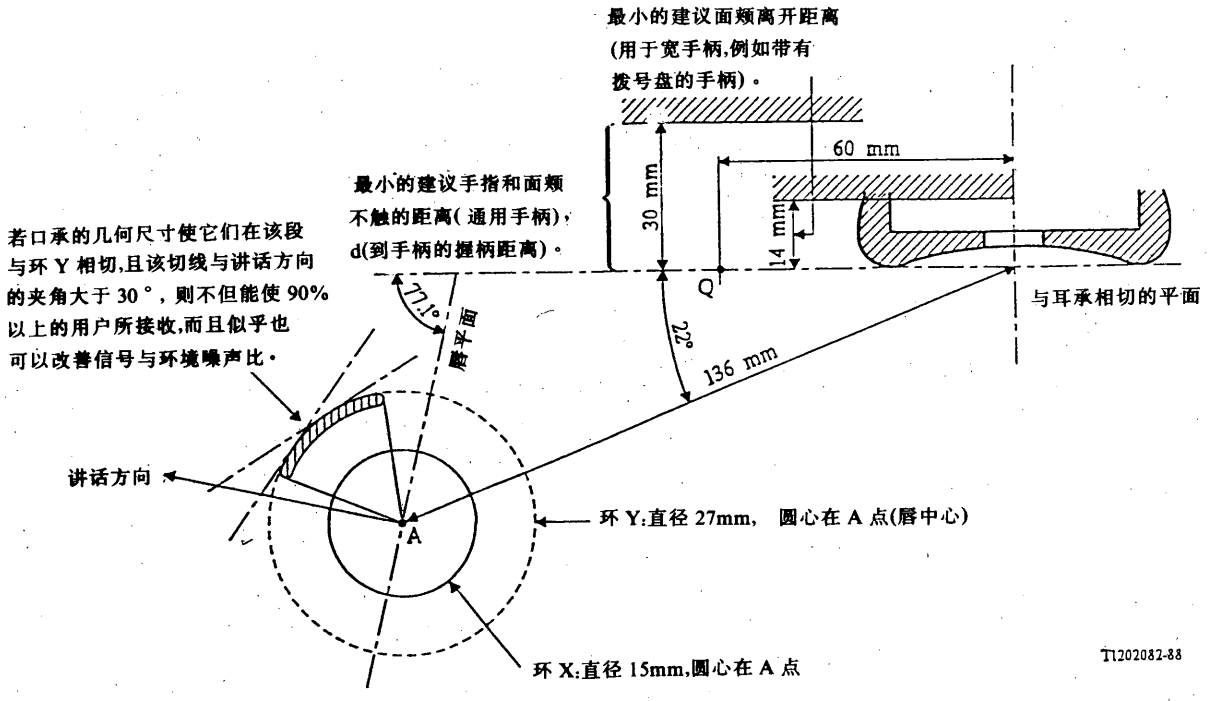
参考资料［1］是对人的因素的研究，它提供了有关手指和头尺寸分布的数据。

参考资料［2］报告了中华人民共和国对头型的最新调查结果。进一步调查［3］表明，为了方便用户，手柄的口承应该较包含80%被测用户（4000多人）的唇中心的圆再向外扩一点（例如10—12mm）。符合这些尺寸的手柄（见图1/P.35）将被90%以上的用户所接受。如果选择较长的唇到口承距离，信号对环境噪声比将变坏，LSTR 的建议值也很难做到（见建议 G.121、P.11、P.76、P.79和增补11号）。因此信号对环境噪声比和口承便于使用都要考虑到，也许需在两者之间折中。

3 对手柄的建议

以上面的资料为依据，CCITT 就口承位置和面颊与手柄的距离考虑，建议电话机手柄符合图1/P.35所示的尺寸。

注 — 耳承的设计若能与 IEC318耳耦合得好，也便于在实验室和制造时的测试。经验表明，能与 IEC—318耳耦合得好的耳承，在大多数情况下也能较好地与人耳耦合。



注 1— 点 A 是环 X 的中心,该环包含 80%被测人的唇位置[2]、[3]。

注 2— 环 Y 包含[1]给出的椭圆。

图1/P. 35

参 考 文 献

[1] CCITT – Contribution COM XII-No. 49 (ITT), Study Period 1973-1976.

[2] CCITT – Contribution COM XII-No. 21 (People's Republic of China), Study Period 1977-1980.

[3] CCITT – Contribution COM XII-No. 112 (People's Republic of China), Study Period 1977-1980.

文 献 目 录

CCITT – Contribution COM XII-No. 32 (U.K), Study Period 1973-1976.

电话受话器过强声压防护装置的效率

（1984年于马拉加-托雷莫里诺斯制订；1988年于墨尔本修订）

对电话受话器过强声压防护装置的使用在CCITT建议K.7中作了规定。本建议的目的在于规定检查这种装置对短周期脉冲和较长周期干扰（例如单音）的防护效率的方法。同时也给出了检查这种装置对正常话音信号是否有不良影响的方法。

预注 — 以已有科研成果为依据，一些作者和组织提出了基于声压变化的耳损伤危险标准。但在脉冲条件下，尚无统一规定。同样，对较长周期干扰（例如单音）虽然也已提出了耳损伤危险标准，但这些标准无法直接转换成下面介绍的实验条件和测量结果。如不引入一些本建议以外的假设，也无法对结果进行交叉检查。本建议的目的在于介绍一种使用简便、结果分析也简单的检查方法。所建议的标准是以一些国家在研究电话受话器时，就确保用户和话务员安全方面所积累的经验为基础的。有些主管部门为了减小声干扰引起的用户烦恼，希望把极限电平降低一些，但应注意不能低于对正常话音有不良影响的极限。

1 对短周期脉冲的防护效率

为了检查电话机对短周期脉冲引起声震危害的防护是否满意，建议用以下方法检查其特性：

a） 把带有防护装置的整个电话机放在通常的工作条件下，馈以正常的工作电流，使它处于通话状态（例如：提起手柄）；

b） 把手柄的耳承按常规耦合在与建议P.51相符（对应于IEC318标准）的仿真耳上。

c） 把仿真耳的电输出连接到一个与IEC651标准相符的精密声级计输入。该声级计要经过正确校准，并带有测量声压峰值的必要电路。对样机测量，要求用二级表；但对大批量生产电话机的检验，也可以用三级表。

d） 用合适的装置把电脉冲馈入电话机。该装置应能将电脉冲叠加在直流馈电源上，又不会被短路。该脉冲可用符合图1/K.17的发生器产生，其元件数值与测试对称增音机所用相同（$R_2=25\Omega$、$C_2=0.2\mu F$，见表1/K.17）。测试电压为0到1.5kV。

e） 同时用电话机本身产生的声脉冲（例如按叉簧或拨号产生的脉冲）进行检查。

f） 在上述d）和e）两种情况下，测得的峰值声压级（最大舜时值）应低于140dB。作为远期目标，建议各主管部门把常用电话机的该数值限制在135dB。

注 — 对一些特殊情况，例如话务员头戴耳机，主管部门可以规定不同的极限值。

2 对较长周期干扰的防护效率

为了检查电话机对较长周期干扰（例如单音）引起的声危害的防护是否满意，建议用以下方法检查其特性：

a） 把带有防护装置的整个电话机，安放在通常的工作条件下，馈以正常工作电流，使其处于正常的通话状态。

b） 把手柄的耳承按常规耦合在与建议P.51相符（对应于IEC318标准）的仿真耳上。

c） 把仿真耳电连接到一个与IEC651标准相符的精密声级计。该声级计要按测量A加权声压级进行校准。对样机测量，要求用二级表；对大批量生产的电话机的检验，也可以用三级表。

d) 将频率为1000±20Hz①的正弦信号加到电话机的终端，使其振幅增加到$10V_{rms}$或电话机受话器输出的稳态声压级达到其极限值为止，以两者中先达到的为准。

e) 同时用电话机本身产生的声脉冲（例如按叉簧或拨号产生的脉冲）进行检查。

f) 对以上 d）和 e）的情况，其稳态 A 加权声压级（“慢”响应）应低于125dBA。

注1 — 对基本上短于0.5ms 周期的单音或其它干扰应按§1的短周期脉冲方法测定。对于重复性干扰，例如双音频电话机自动拨号可能产生的干扰，应按§2的方法，将声级计置在“慢”响应进行测定。

注2 — 对一些特殊情况，例如话务员头戴机，主管部门可以对极限值另作规定。

3 对正常话音信号的影响

若防护装置对信号引入了很大衰减，建议检查是否对正常话音信号产生了损害，例如是否引起了非线性失真。检查的方法可使用1000±20Hz 稳态正弦信号、进行一系列测量来实现。有关量值如下：

N　　电话机终端的电压电平，由下式确定：

$$N=20\log_{10}\frac{V_{rms}}{0.775}(dB)$$

式中 V_{rms}为电话机终端上的电压有效值。当 $V_{rms}=0.775V(-2.2dBV)$时，N＝0dB。相当于在600欧电阻上的功率电平0dBm。

P(N)　　在给定条件下，电话机受话器产生的声压（可以用符合建议 P.51的仿真耳测量）。它对应于在话机终端上加 NdB 电压。

A(N)　　相对于 N＝－20dB 时的声压参考值的电声效率衰减。A(N)可由下式决定：

$$A(N)=20\log_{10}\frac{P(-20)}{P(N)}+N+20(dB)$$

（当 N＝－20dB 时，A(N)＝0dB）

A（N）的数值应满足表1/P.36的要求，表中数据是对装有各种防护装置的几种型号电话机的测试结果。

注1 — 为确保在200至4000Hz 频率范围内，测得的 A（N）大致相同，再进行一些附加测量可能更好些。

注2 — 最近设计的一些话机具有一些特殊的功能，例如电声灵敏度受直流供电电流或接收到的话音信号电平控制。准备使用这种电话机的主管部门必须适应以上的条件，无论如何都要注意遵循其原则。

表1/P.36

N (dB)	A（N） (dB)
－20	0
－10	＜0.5
0	≤2

① ISO 列出的采用频率包括1000Hz，它是声测量的通用参考频率，但在 PCM 测量中，为避开8000Hz 抽样频率的分频，建议0.6推荐用1020Hz，因此测量数字电话机时，应按建议0.6。

建　　议　P.37

供耦合助听器使用的，分布在电话机手柄耳承周围的磁场强度

（1984年于马拉加-托雷莫里诺斯制订；1988年于墨尔本修订）

1　引言

电话手柄中磁感系统产生有空间特性的交变磁场，使具有感应式拾音线圈的助听器可以检出这种磁场。

有些场合，如果用声接收方法，由于存在混响和背景噪声，会使收听性能下降。这时若借助感应式拾音线圈接收音频信号，往往可以获得满意的信噪比。

要使助听器的感应拾音线圈能有效地工作，磁场强度应足够高，以获得满意的信噪比。但也不应当过高，以防助听器过载。

本标准所建议的磁场强度数值是经过优选的，因此能满足上述要求。

2　范围

本建议适用于磁场耦合助听器的电话机手柄。它对手柄产生的磁场强度的线性和频率特性，以及经校准的探头线圈特性，都作了规定。

3　术语解释

3.1　*磁场强度级*

磁场强度的最大值按照§4.2测得。

3.2　测量平面

在距耳承平面10mm 处，并与其平行的平面。

4　磁场强度的测量和建议值

4.1　*接收声级的校准*

利用图3/P.64所示的测量电路，调节振荡器，使它在1000Hz 产生声压级为80dB 的驱动电平。该驱动电平将用于测量磁场强度的大小和频率特性。

4.2　*磁场强度级*

把校准过的探头线圈的中心置于测量平面中（按§5），摆正电路的方向，以获得最强的耦合，然后，使

用§4.1规定的驱动电平，在1000Hz频率测量磁场强度。

磁场强度的建议范围是：

$$-17 \sim -30\text{dB 相对于}1\text{A/m}$$

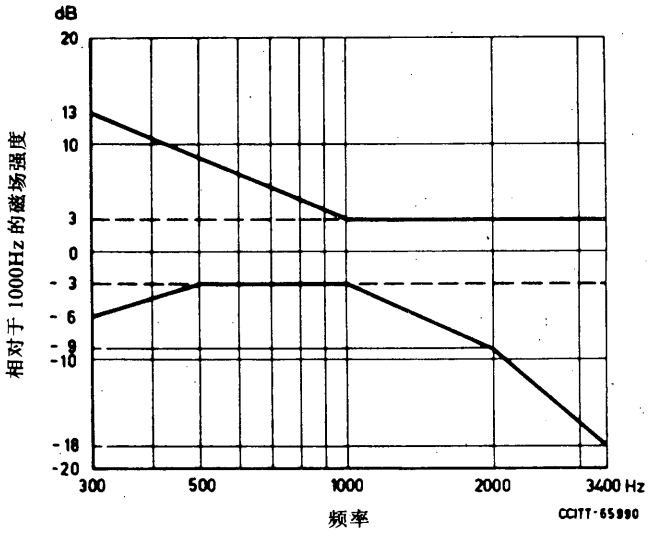
注 — 具有磁场拾音线圈的助听器，主要用来按照IEC118－4公告的要求，耦合厅堂中的磁环，它的灵敏度可能与耦合电话机的建议场强范围在高端相符。

4.3 *磁场强度的线性*

把探头线圈按§4.2放好，再将§4.1规定的1000Hz驱动电平增加20dB，测量所产生的磁场强度。场强应增加20dB±1dB。若话机的线性较好，则场强的线性也将同样好。

4.4 *频率特性的测量*

把探头线圈按§4.2放好，并按§4.1调好驱动电平。将频率从300Hz变化到3400Hz，测量所产生的场强。磁场强度的频率特性应在图1/P.37所示的极限范围内。



注 — 理想的频率特性应在两条虚线之间(±3dB);特性变化的允许范围应在实线之内。

图1/P.37
磁场强度的频率特性

5 探头线圈

5.1 尺寸

对测量磁场强度的已校准的探头线圈，建议采用下列尺寸：

磁芯：长（12.5±1mm）

截面（1mm±0.5mm）×（2mm±0.5mm）

绕组：长（10mm±1mm）

截面（2mm±0.5mm）×（3mm±0.5mm）

绕组应短于磁芯。

注1 — 在与探头线圈长度相当的距离内，磁场可能是不均匀的。由于磁芯材料会改变磁力线的方向，因此对磁芯材料的选择也是很重要的。

注2 — 为了在300Hz 到3400Hz 范围内得到平直的频率响应，探头线圈可以配备频率校准元件。

5.2 探头线圈的校准

探头线圈的灵敏度随频率的变化要经过测量，精度应保持在±0.5dB 之内。

IEC118-1公告提出了一种产生给定强度的均匀磁场的方法。用作校准的磁场，其非线性失真应小于1%。

5.3 失真

当相对于1A/m 的测量场强达到+2dB 时，探头线圈的失真应小于2%。

附 件 A

（附于建议 P.37）

产生磁场的声磁转换器测量

A.1 范围

本附件规定声磁转换器的测量方法，这种转换器把所配的电话受话器的声输出转变为磁场，按照§4.1和§4.2，该磁场可以被助听器内的磁场拾音线圈所接收。

A.2 转换器平面的定义

将一个平面放在声磁转换器与耳承接触的另一面上，由接触点构成的平面被定义为转换器平面。

A.3 测量平面的定义

测量平面定义为与转换器平面平行且相距10mm 的平面。

A.4 测量步骤

测量按本建议进行。

电话受话器的输出声压级用仿真耳在声磁转换器未装上时测量。

声磁转换器的磁场特性要把它装在实际的电话受话器上测量。

注 — 报告测量结果时要注明所用话机型号。

A.5 *磁场要求*

与手柄相配用的转换器产生的磁场应符合§4.2和§4.4所提出的强度级和频率特性要求。

A.6 *物理特性*

对声磁转换器要求的物理特性如下：

— 易于装在耳承上，也易于拆除；
— 与耳承要贴牢，以使声磁转换器与手柄构成整体；
— 对耳承形成良好的和圆满定义的声耦合（见注）；
— 定义转换器平面的声磁转换器表面应该平滑，或者形状易于定义转换器平面；
— 转换器平面应近似平行耳承平面；
— 转换器产生的磁场方向，应使对助听器的磁耦合受助听器的位置影响很小。

注 — 建议声耦合的内径等于IEC318耳的刀沿径。

文 献 目 录

Methods of measurement of electro-acoustical characteristics of hearing aids. Part 4: Magnetic field strength in audio-frequency induction loops for hearing aid purposes, IEC Publication 118-4, 1981.

AHLBORG (H.): Speech levels in the Swedish telephone network. *TELE Engl. Ed.*, No. 1, 1978.

DAHLGAARD (T.) and NIELSEN (A. K.): A statistical analysis of speech signals in a local exchange, and a calculation of the line impedance from the natural speech signals. *Teleteknik*, No. 2, 1974.

GLEISS (N.): Preferred listening levels in telephony. *TELE Engl. Ed.*, No. 2, 1974.

建　　议　P.38

话务员电话系统(OTS)的传输特性

（1988年于墨尔本制订）

话务员电话系统包括头戴机、馈电电路、和用户线。适用于它的测量方法（同样的原则也适用于使用头戴机的任何系统），除以下说明外，均符合建议P.64介绍的方法。

1 OTS的发送灵敏度

装在OTS的头戴机上的耳机与送话器，可能不像常用的电话机手柄里那样，有固定的位置关系。除此之外，OTS基本上与建议P.64的本地电话系统（LTS）类似。送受话器之间的距离不可调的那些头戴机应按建议P.76的附件A定位，对于受话器距离可调的那些头戴机，应由制造厂规定口承输入的模型位置，该位置

应像建议 P. 51定义的那样，用相对于唇，嘴的水平和垂直平面的三维坐标来确定。

该模型位置由制造厂规定，它代表通常使用位置。

注 — 一些制造厂家在定义通常使用位置时，使用了“嘴角”一词。它假设在离唇平面中心21mm，在该平面后面9mm 处。但仿真嘴的声场在唇平面后没有规定，因此不建议在唇平面后面设测试点。

因此，发送灵敏度按建议 P. 64的§2、§4和§6测定。

发送响度评定值（SLR）按建议 P. 79所述计算。

2 OTS 的接收灵敏度

2.1 对使用外耳式受话器的头戴机，可使用 IEC318仿真耳

接收灵敏度按建议 P. 64的§3、§5和§7测定。

接收响度评定值（RLR）按建议 P. 79计算，LE 使用表4/P. 79所列的数值。

2.2 对使用内插式受话器的头戴机，可使用 IEC711耳模拟器。

接收灵敏度按建议 P. 64的§3、§5和§7测定。

2.3 适用于计算响度的接收灵敏度要求：

a） 从耳鼓到耳参考点（ERP）的变换函数（S_{DE}），在表1/P. 51中给出。

b） 适用于内插式受话器的 $L_{E(I)}$，如表1/P. 38所示。

灵敏度可定义为：

$$S_{JE}=S_{Jd}+S_{DE}-L_{E(I)}$$

式中

S_{JE} 从中继端到真耳的灵敏度。

S_{Jd} 从中继端到 IEC711耳模拟器的灵敏度。

$L_{E(I)}$ 内插式受话器的耳耦合损耗（表1/P. 38）。

S_{DE} 从耳鼓到 ERP 的变换函数（表1/P. 51）。

接收响度评定值按 P. 79计算，所用 S_{JE}按上式计算（注—用表1/P. 38的数值取代表4/P. 79的 L_E 值）。

注1 — 对内耳式、耳模式和无接触型耳机的评定，正在课题8/XII 继续研究。

注2 — 有关 OTS 测量的详细资料请见电话电声测量手册的§3. 4。

表1/P.38

内插式受话器的 L_E (I) 值

频率 (Hz)	$L_{E(I)}$ (dB)
200	23.0
250	19.0
315	18.0
400	17.4
500	12.8
630	9.0
800	6.8
1000	3.2
1250	1.5
1600	1.4
2000	0.4
2500	−1.5
3150	3.0
4000	0.0

第 三 章

传 输 标 准

建　　议　P. 48

中间参考系统的指标

（1976 年于日内瓦制订；1980 年于日内瓦、
1984 年于马拉加-托雷莫里诺斯，1988 年于墨尔本修订）

摘要

本建议的目的是对定义响度评定值的中间参考系统（IRS）规定批标。其说明很充分，足以使各实验室能复制具有所需特性的设备，并能维持其标准化性能。

1　设计目标

用来测这手柄话机① 的中间参考系统应满足以下主要要求：

a)　电路应稳定，并能详细规定其电性能和电声性能，设备应按国家标准校准：

b)　实验员能看到或接触到的电路部件，其外观和“触感”应与通用型用户设备相似；

c)　其发送和接收部分的频响和带宽应标准化，并能代表商用电话电路；

d)　系统应包括提供插入损耗的中继装置，以及其它电路部件，如滤波器或均衡器；

e)　系统应适合用较简单的测试设备进行调定和维护。

注 — IRS 的最初设计已能满足以上 a) 到 d) 的要求。其发送和接收频响是根据大量商用电话电路的平均值设计的，带宽限制在 300－3400Hz 的标称范围内。

由于各主管部门可能在 IRS 设计的细节部分存在差异，下面的指标仅对 IRS 的主要特性进行定义，以保证它的性能标准化。

下面的 § 2、3、4 和 5 将介绍 IRS 的原理及其标称灵敏度：§ 6 至 § 9 讨论有关稳定性、容差、噪声极限、串话和失真的要求：§ 10 提供有关次要特性的资料。

---

① 对于其它类型的电话机，例如头戴式电话机和扬声电话机，需要用不同的 IRS 来测定，这种 IRS 的带宽规定为 100－5000Hz。这里所以把带宽规定为 300－3400Hz 的标称范围，是为了与 FDM 系统的标称 4kHz 间隔相一致，虽然展宽传输频带可能改善传输质量，但规定 300－3400Hz 带宽决不能理解为限制这种改善。

一些有关装配和维护方面的资料参见参考文献［1］。

2 IRS 的使用

IRS 由以下基本部件构成：

a） 发送部分；

b） 接收部分；

c） 中继。

将 a)、b)、c）组装并校准好，再将它们互相连接起来，就构成如图 1/P. 48 所示的参考（单向）讲话通道。为了对响度评定值进行测定，还要加上合适的开关装置，以便使参考系统的发送和接收部分，可以与被测系统的对应部分相互倒换。

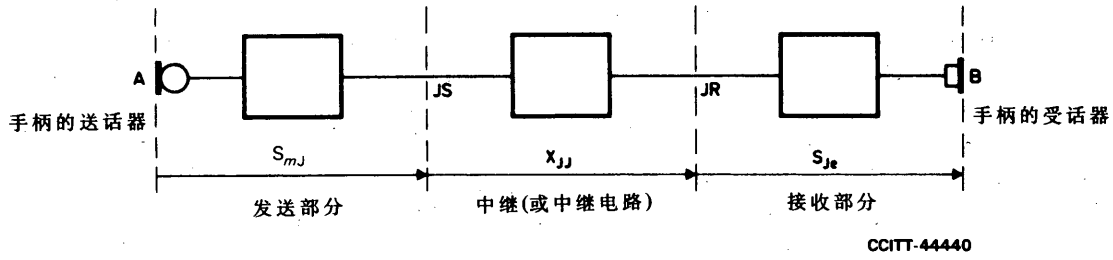


图 1/P. 48

完整中间参考系统的构成

3 手柄的物理特性

IRS 的发送和接收部分都有一只与其纵向平面对称的手柄。为了标准化起见，通过该平面的纵截面应符合图 1/P. 35 的尺寸。实际上，可以考虑使用任何方便的手柄形状，例如可以使用与主管部门国内网上通用的电话机型号相同的手柄。完整手柄的基本形状应做到，在通常使用时能尽量限定耳承贴合在耳朵上的位置，其变化不能过大。

送话器装入该手柄以后，应能按建议 P. 64 的方法校准。耳承的设计要使它能够很好地耦合在 IEC/CCITT 仿真耳的圆状刀沿上，以便按建议 P. 64 进行校准。另外，耳承的轮廓还要适合于确定耳参考点，如建议 P. 64 的附件 A 所述。

送话器和受话器既要稳定又要线性。其外形设计要能够与所选择的手柄相配合。手柄总是包括送话器和受话器，即使测试时有一个不用，也应如此。装上送、受话器的手柄，其重量不应超过 350 克。

4 完整 IRS 的划分和接口阻抗

图 1/P. 48 为完整 IRS 的组成，可按上面 § 2 的规定分成三部分。其各部分的特性可考虑如下：

4.1 发送部分

IRS 的发送部分就是图中的 A-JS 部分，它从手柄的送话器 A 点开始，延伸到中继的接口 JS。发送部分

包括必要的放大器和均衡器，以满足以下§5.1和§7的要求。

当发送部分装好并校准过以后，相对于600∠0°欧，在接口点JS朝A方向看的阻抗回损，在频率200—4000Hz范围内应不小于20dB；在125—6300Hz范围内应不小于15dB。

4.2 接收部分

IRS的接收部分就是图中的JR-B部分，它从中继的接口点JR开始，延伸到手柄的受话器B点。接收部分包括必要的放大器和受话器，以满足以下§5.2和§7的要求。

当接收部分装好并校准过以后，相对于600∠0°欧，在接口点JR朝B方向看的阻抗回损，在200—4000Hz频率范围内应不小于20dB；在125—6300Hz范围内应不小于15dB。

4.3 中继

为了能进行响度平衡和侧音测定，IRS的中继应能在发送和接收部分之间引入已知衰减值的装置，它由校准过的600欧衰减器构成，其最大衰减值不小于100dB。

（例如10×10dB+10×1dB+10×0.1dB）

衰减器在设备中装妥接牢以后，其容差不应超过度盘读数的±1%或0.1dB，取两者中数值较大者。中断部分应能接入附加电路元件（如衰减/频率失真），这种附加元件的电路结构应与衰减器和接口匹配。无论中继电路是否带有附加电路，其相对于600∠0°欧的回损，在200—4000Hz频率范围内应不小于20dB；在125—6300Hz频率范围内应不小于15dB。在中继的一端测量回损时，另一端应用600∠0°欧终端。

5 发送和接收部分的标称灵敏度

以下给出的绝对值是临时采用的，按课题19/XII［2］的研究结果，将来可能会有所变化。

5.1 发送部分

发送灵敏度S_{mJ}如表1/P.48中第2列所示（见［3］）。

5.2 接收部分

用IEC/CCITT仿真耳（见建议P.64）测得的接收灵敏度S_{Je}如表1/P.48中第3列所示（见［3］）。

6 稳定性

在合理的环境温度和湿度的范围内，系统至少应在例行复校周期内保持稳定（也见［1］）。

7 发送和接收部分灵敏度的形状和容差

IRS的发送和接收部分的灵敏度/频率特性的形状应不超出表2/P.48规定的极限（也见图2/P.48和图3/P.48）。若按建议P.79的规定计算响度评定值，其发送和接收响度评定值应在0±0.2dB范围内。

注 — 如符合以下情况，可允许一个值超出上限或下限：

a） 超出上限或下限的量不大于2dB。

b） 超出极限的频宽应小于其最大值或最小值频率的十分之一。

表 1/P. 48

IRS 的标称发送和接收灵敏度

（表列数值系临时采用）

频率 (Hz)	S_{mJ}	S_{Je}
	dB V/Pa	dB Pa/V
(1)	(2)	(3)
100	−45.8	−27.5
125	−36.1	−18.8
160	−25.6	−10.8
200	−19.2	−2.7
250	−14.3	2.7
300	−11.3	6.4
315	−10.8	7.2
400	−8.4	9.9
500	−6.9	11.3
600	−6.3	11.8
630	−6.1	11.9
800	−4.9	12.3
1000	−3.7	12.6
1250	−2.3	12.5
1600	−0.6	13.0
2000	0.3	13.1
2500	1.8	13.1
3000	1.5	12.5
3150	1.8	12.6
3500	−7.3	3.9
4000	−37.2	−31.6
5000	−52.2	−54.9
6300	−73.6	−67.5
8000	−90.0	−90.0

8 噪声极限

对系统噪声进行妥善控制是很重要的。见［4］.

9 非线性失真

为确保响度评定所用的正常话音声级的非线性失真可忽略不计，系统应满足有关失真的要求。

10 完整的指标

IRS 的某些次要指标，可包括在主管部门制定的指标内。对调整部件、稳定性和容差、串话、安装和维护操作等方面的要求尤其要特别注意。有关考虑这些问题的指南见参考文献［1］。

表 2/P. 48

发送和接收灵敏度容差曲线的上限和下限

容差曲线	频率 (Hz)	发送灵敏度 (dB,以任意电平为参考)	频率 (Hz)	接收灵敏度 (dB,以任意电平为参考)
上限	100	−41	100	−24
	200	−16	200	0
			300	+9
	400	−6		
			500	+14
	3400	+6	3400	+16
	3600	+4	3600	+13
			4500	−40
	6000	−60		
下限	200 以下	−∞	200 以下	−∞
	200	−21	200	−20
			300	+4
	400	−11		
			500	+9
	3000	−1		
			3200	+10
	3400	−4	3400	+4
	3400 以上	−∞	3400 以上	−∞

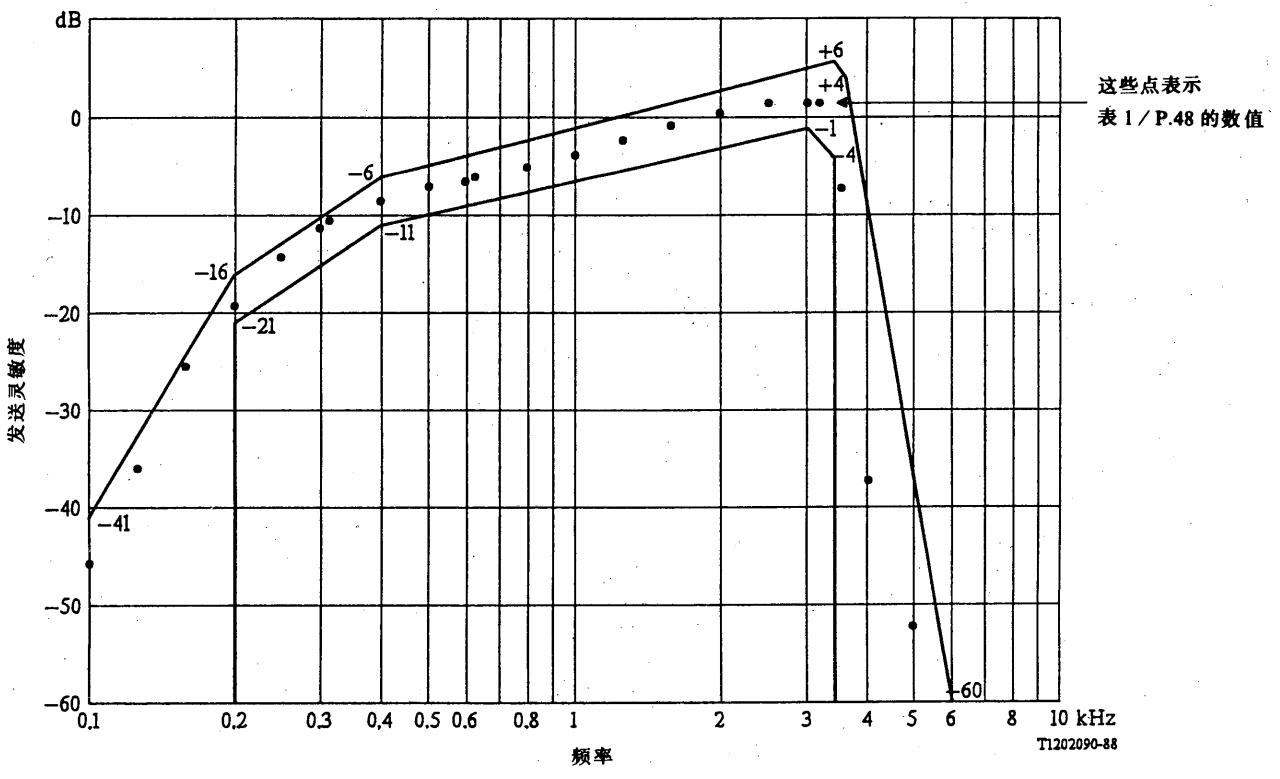


图 2/P. 48

提议的 IRS 发送容限

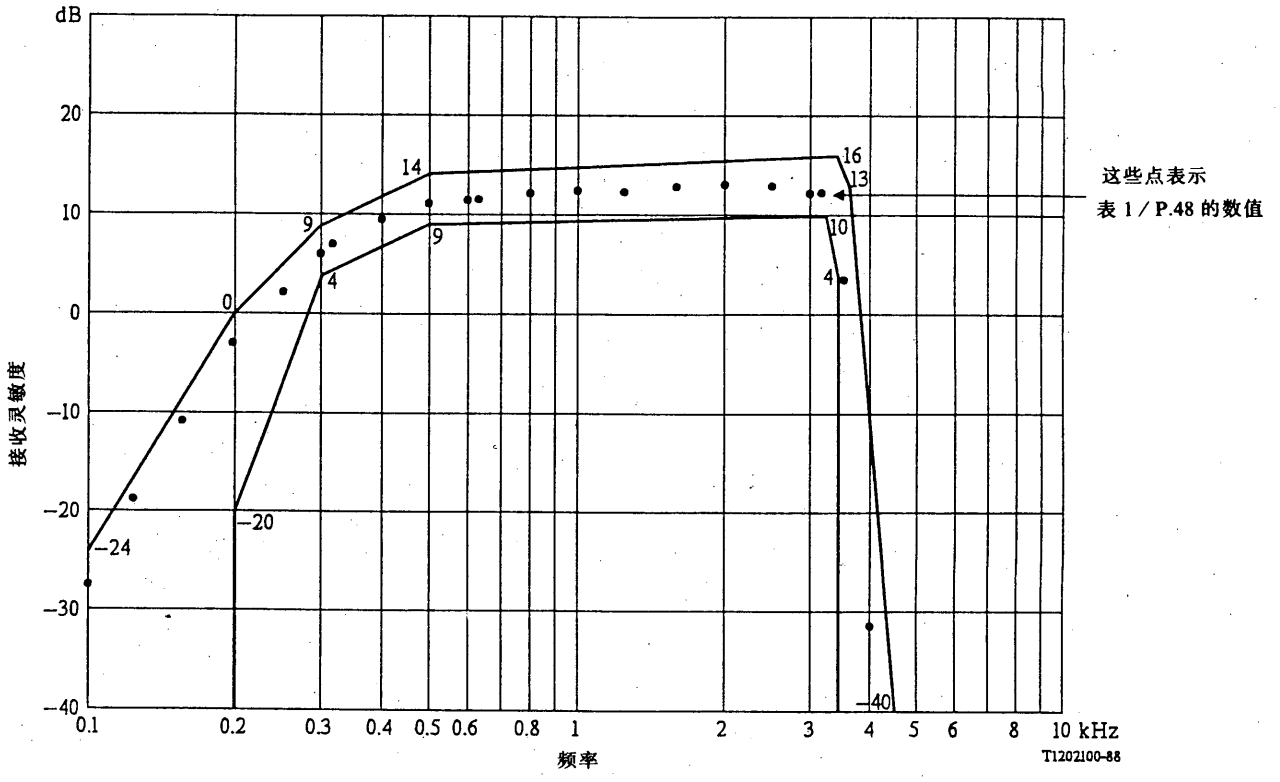


图 3/P. 48

提议的 IRS 接收容限

参 考 文 献

[1] *Precautions to be taken for correct installation and maintenance of an IRS*, Orange Book, Vol. V, Supplement No. 1, ITU, Geneva, 1977.

[2] CCITT – Question 19/XII, Contribution COM XII-No. 1, Study Period 1985-1988, ITU, Geneva, 1985.

[3] *Precautions to be taken for correct installation and maintenance of an IRS*, Orange Book, Vol. V, Supplement No. 1, § 9.2, ITU, Geneva, 1977.

[4] *Ibid.*, § 5.

第 四 章

客观测量装置

建　　议　P.50

仿 真 话 音

（1988 年于墨尔本制订）

CCITT

考虑到

(a)　非常希望通过一种能重现人的讲话特性的、数学上可定义的信号来进行客观电话电声测量；

(b)　这种信号的标准化是 CCITT 的综合性研究课题，

*建议*①

使用本建议中所叙述的仿真话音。

注 1 — 对客观响度评定值的测量，可以采用不太复杂的信号，例如粉红噪声或经过频谱整形的高斯噪声来代替仿真话音。

注 2 — 这里建议的仿真话音对所有各种可能的应用还没有作过深入的试验。进一步的研究正在课题 14/XII 中进行。

1　引言

这里叙述的信号与线性和非线性电信系统和设备的特性测量有关，它重现了人的语声特性，预期可用于语言的转换或传输。众所周知，对于某些应用，如在响度评定值的客观测量中，可能使用一些不太复杂的信号，粉红噪声或语谱高斯噪声就是这些信号的例子。当然这些信号并不属于本建议所讨论的“仿真话音”。

仿真话音是一种信号，它是用数学方法定义的，并摸拟了语声的时间和频谱特性。这些特性对电信系统的性能有显著的影响 [1]。定义了两种仿真话音，分别重现男、女讲话声的频谱特性。

仿真话音重现了讲话声的下列时间和频谱特性：

---

① 这里所给出的指标还有待于进一步的扩充，因此应理解为是临时性的。

a) 长时平均频谱；
b) 短时频谱；
c) 瞬时幅度分布；
d) 语言波形的浊音和清音结构；
e) 音节包络。

2 使用范围、目的和定义

2.1 使用范围和目的

仿真话音的目的是在 100Hz—8kHz 的频带内重现实际语声特性。它可以用来表征许多设备，诸如炭粒送话器、扬声电话机、非线性编码器、回声控制装置、音节压扩器等，总的来说是各种非线性系统。

使用仿真话音而不是使用实际的讲话声具有以下两个优点：它比真实话音更容易产生，而且比真实话音的样品具有较小的变动性。

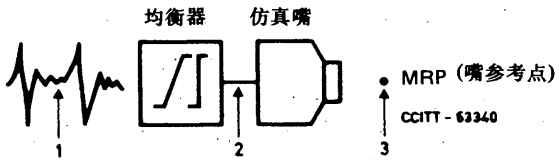
当然在测试一个特定的系统时，位于它前面的传输通道的特性也要加以考虑。实际的测试信号必须根据仿真话音和通道响应两者结合来产生。

2.2 定义

仿真话音是一种用数学方法定义的信号，它重现了人类语声中与表征线性和非线性电信系统有关的所有特性。因此它将试图获得客观测量和实际语声测试之间的良好关连性。

3 术语

根据待测系统或装置（如通信信道、编码器、送话器等）的不同，仿真话音可以由电信号，也可以由声信号产生。以下的定义以图 1/P. 50 作为参考。



1: 声仿真话音
2: 仿真嘴激励信号
3: 电仿真话音

图 1/P. 50

3.1 电仿真话音

以电信号形式产生的，用以测量传输信道或其他电气装置的仿真话音。

3.2 仿真嘴激励信号

为了产生声仿真话音，而加到仿真嘴的信号。该信号可以用均衡电仿真话音，以补偿仿真嘴的灵敏度/频率特性的方法来得到。

注 1 — 这种均衡依所使用的特定的仿真嘴而定，可以用电气方式实现，也可以在信号产生过程中用数学的方法来实现。

3.3 声仿真话音

它是在仿真嘴的 MRP（嘴参考点）处的声信号。与电仿真话音的时间和频谱特性完全一致。

4 特性

4.1 长时平均频谱

仿真话音经三分之一倍频程滤波后的长时平均频谱如图 2/P.50 和表 2/P.50 所示，标准化的宽频带声压级为－4.7dBPa。该表是由［2］中给出的理论表达式算得的。

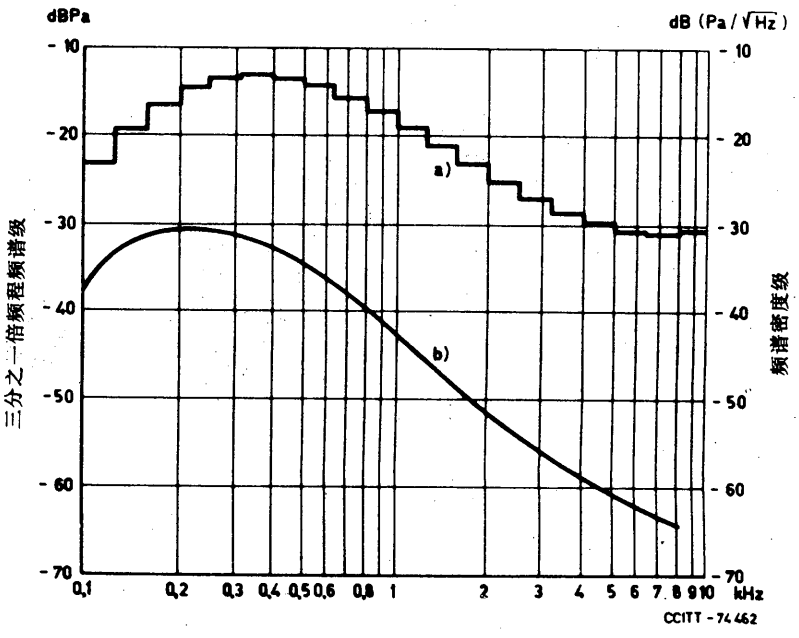
注 — 嘴参考点处的仿真话音长时频谱数值可从下列等式推得：

$$S(f) = -376.44 + 465.439(\log_{10}f) - 157.745(\log_{10}f)^2 + 16.7124(\log_{10}f)^3 \qquad (1\text{-}1)$$

式中 S（f）为在频率 f 时每赫的频谱密度，以相对于 $1pW/m^2$ 声密度的 dB 为单位。有效的频率范围从 100 到 8000Hz。

频谱曲线示于图 2/P.50 中。S（f）在 ISO 三分之一倍频程频率下的数值在表 1/P.50 的第 4 栏中给出。容差在表 1/P.50 的第 5 栏中给出。低于 200Hz 的容差只适用于男声仿真话音。

等式（1-1）中规定的频谱总声压级为－4.7dBPa。当然该频谱也适用于从－19.7 到＋10.3dBPa 的声压级。换句话说，等式（1-1）的第一项可以从－391.44 到－361.44。



a) 三分之一倍频程频谱[表 1/P.51,第(3)栏]

b) 频谱密度[表 1/P.51,第(3)-(2)栏]

图 2/P.50

仿真话音的长时频谱

表 1/P. 50

仿真话音的长时频谱

1/3 倍频程中心频率 (Hz) (1)	带宽修正系数 $10\log_{10}\Delta f$ (dB) (2)	声压级 (三分之一倍频程) (dBPa) (3)	频谱密度 (dB) (3) − (2)	容差 (dB)
100	13.6	−23.1	−36.7	−
125	14.6	−19.2	−33.8	+3, −6 a)
160	15.6	−16.4	−32	+3, −6 a)
200	16.6	−14.4	−31	+3, −6
250	17.6	−13.4	−31	±3.0
315	18.6	−13.0	−31.6	±3.0
400	19.6	−13.3	−32.9	±3.0
500	20.6	−14.1	−34.7	±3.0
630	21.6	−15.4	−37	±3.0
800	22.6	−17.0	−39.6	±3.0
1000	23.6	−18.9	−42.5	±3.0
1250	24.6	−21.0	−45.6	±3.0
1600	25.6	−23.0	−48.6	±3.0
2000	26.6	−25.1	−51.7	±3.0
2500	27.6	−26.9	−54.5	±3.0
3150	28.6	−28.6	−57.2	±3.0
4000	29.6	−29.8	−59.4	±6.0
5000	30.6	−30.6	−61.2	±6.0
6300	31.6	−30.9	−62.5	±6.0
8000	32.6	−30.5	−63.1	−

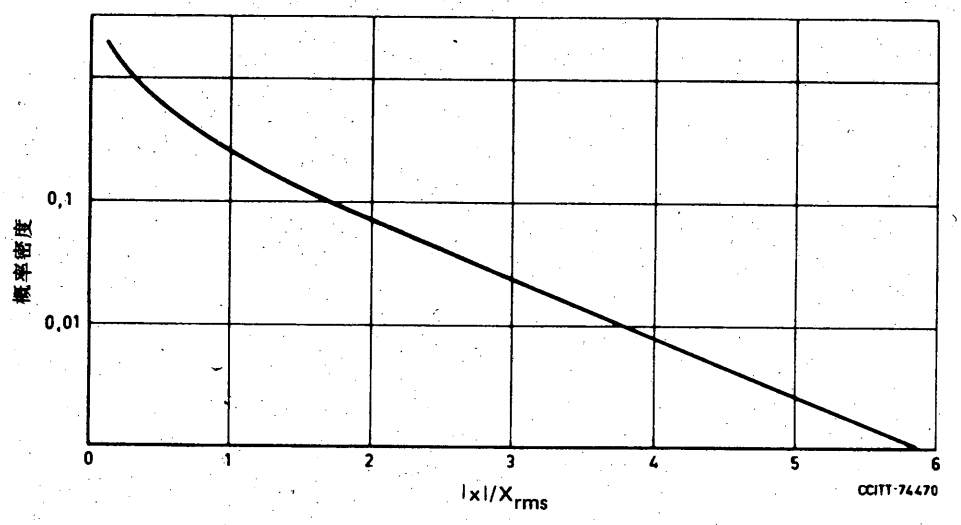
a) 给出的容差适用于男声讲话的长时频谱，而且有话音成形噪声也不例外。然而，它们不适用于女声讲话频谱，因为在这些频段中频谱的能量成分几乎是可以忽略不计的。

4.2 短时频谱

男声和女声仿真话音的短时频谱特性在附件 A 中说明。

4.3 瞬时幅度分布

仿真话音的瞬时幅度概率密度分布示于图 3/P. 50 中 [3]。



|x|：瞬时幅度绝对值
X_{rms}：信号的均方根值

图 3/P. 50

瞬时幅度分布

4.4 分段功率电平分布

用 16 毫秒时间窗测得的仿真话音分段功率电平分布示于图 4/P. 50 中。容差的上下限亦已画出。

注 — 容差上限代表一般会话时的典型分段功率电平分布，而下限代表连续的讲话（读电话电声测量语句）[4] [5]。

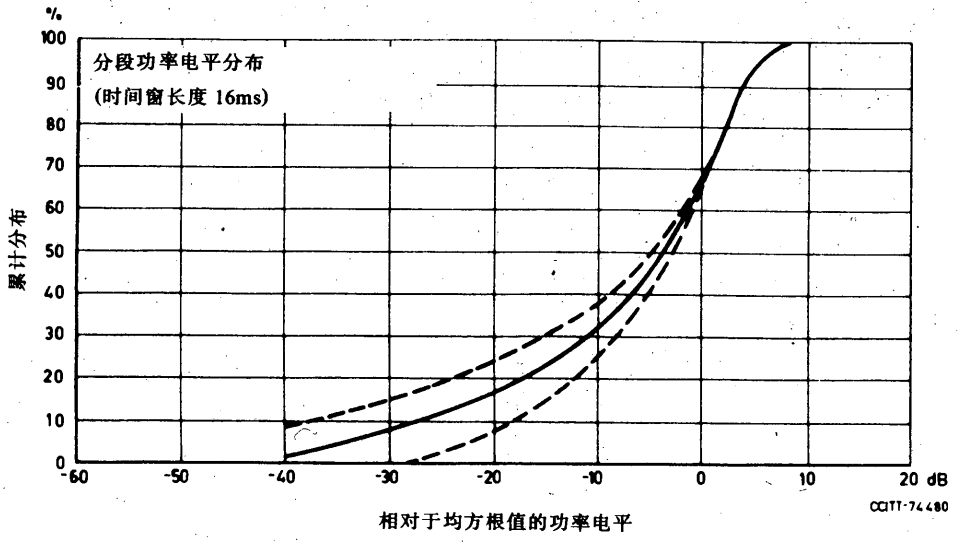


图 4/P. 50

分段功率电平分布

4.5 调制包络的频谱

调制包络波形的频谱示于图 5/P. 50 中。在整个频率范围内它的容差应该在±5dB 内。

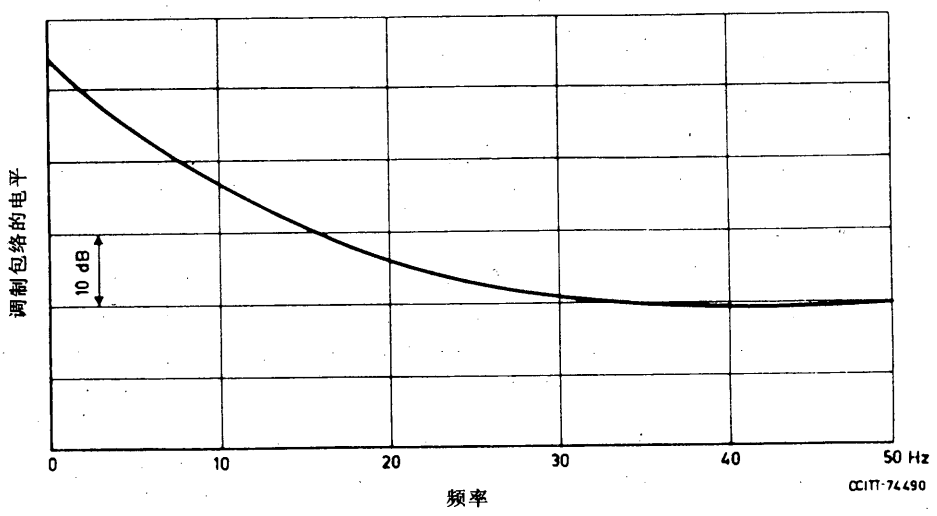


图 5/P. 50

调制包络的频谱

4.6 时间收敛

仿真话音所显示的特性必须尽可能地与实际语声相接近。特别是应有可能测得 10 秒内的长时频谱和幅度分布特性。

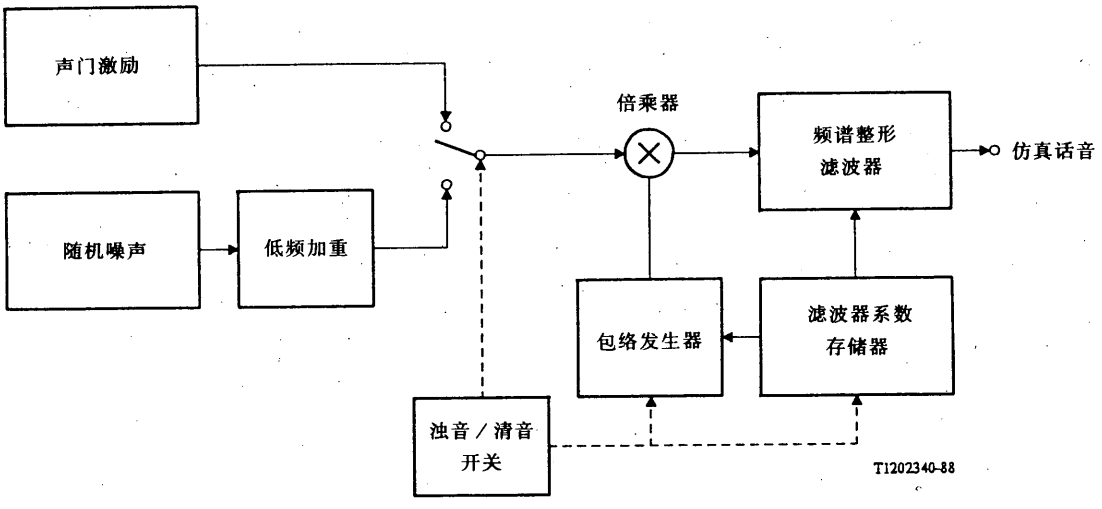


图 6/P. 50

仿真话音产生的过程

5 产生方法

图 6/P.50 是仿真话音产生过程的方框图。它是通过把两种不同类型的激励源信号（一种是声门激励信号，另一种是随机噪声）加到一个随时间而变的频谱整形滤波器去而产生的。由声门激励信号和由随机噪声产生的仿真话音分别对应于浊音和清音。频谱整形滤波器的频响摸拟了发声管道的传输特性。

5.1 激励源信号

仿真话音是通过随机改变四个基本单位成分来获得的，每一个成分都包括浊音和清音段。当其中一个单位成分以清音开始，后面跟一个浊音，则其他三个成分就以浊音开始，后面跟着一个清音，并再以一个浊音结束（见图 9/P.50）。对每一个单位成分，清音的持续时间 T_{uv}与总的浊音段的持续时间 T_v 之比为 0.25。单位成分的持续时间 $T=T_{uv}+T_v$ 按下列等式变化：

$$T=-3.486\ (\log_{10}r)$$

式中 r 代表均匀分布的随机数（$0.371\leqslant r\leqslant 0.609$）。

四个单位成分的浊音和清音的时间长度如下：

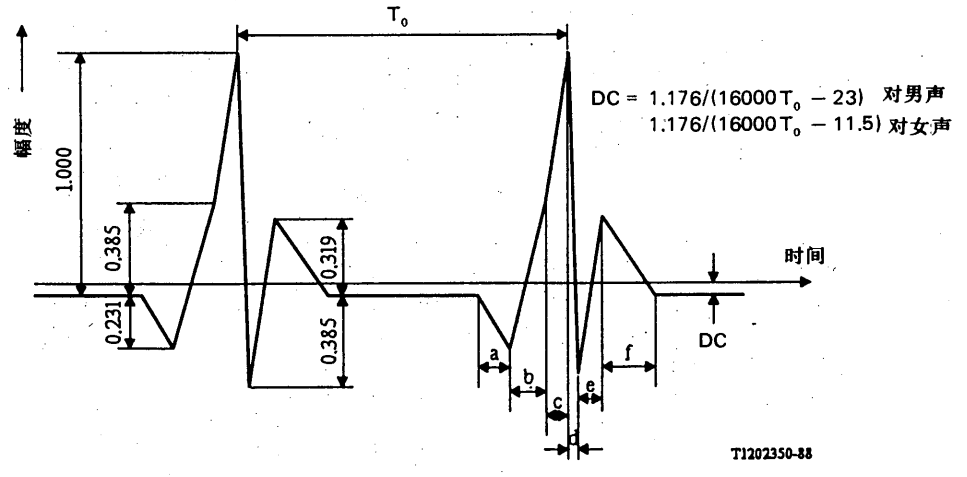
成分 a：清音（T_{uv}）；浊音（T_v）

成分 b：浊音（$T_v/4$）＋清音（T_{uv}）＋浊音（$3T_v/4$）

成分 c：浊音（$T_v/2$）＋清音（T_{uv}）＋浊音（$T_v/2$）

成分 d：浊音（$3T_v/4$）＋清音（T_{uv}）＋浊音（$T_v/4$）

单位成分应该随机地重复至少 10 秒钟，以满足 § 4 中所规定的仿真话音特性。



a = 0.375 ms
b = 0.5 ms
c = e = 0.3125 ms
d = 0.1875 ms
f = 0.625 ms

图 7/P.50

声门激励信号

5.2 声门激励

声门激励信号是一种如图 7/P.50 所示的周期性波形。它的音调频率（图 7/P.50 中的 $1/T_0$）在 T_v 的持续时间内按照图 8/P.50 所示的变化图型变化。单调频率（图 8/P.50 中的 F_s）的初始值按下列关系确定：

对男声仿真话音， $F_s=F_c-31.82T_v+39.4R$

对女声仿真话音， $F_s=F_c-51.85T_v+64.2R$

式中 F_c 和 R 分别为中心频率和均匀分布的随机变量（$-1<R<1$）。对男声仿真话音，F_c 为 128Hz；对女声仿真话音，F_c 为 215Hz。在音调频率变化图型的梯形中，高于 F_c 部分的梯形面积应该等于低于 F_c 部分的面积（图 8/P.50 的划线部分）。对图 7/P.50 中的成分 b)、c) 和 d)，音调频率变化图型适用于两个浊音部分的组合，而不管清音段是在什么地方插入的。

5.3 清音

放在随机噪声发生器后面的低通滤波器（加重低频）的传递函数是 $1/(1-Z^{-1})$，式中 Z^{-1}表示单位时延。

5.4 功率包络

激励源信号的每一个单位成分被控制为使得仿真话音的短时分段功率（以 2ms 的间隔测量）按照图 9/P.50 的 a) 到 d) 所示的图型变化。这可以通过使用下列提供频谱整形滤波器的输入和输出信号的关系式来获得：

$$P_{in}=P_{out}\prod_{i=1}^{12}(1-K_i^2)$$

式中：

P_{in} 是送到频谱整形滤波器的输入功率；

P_{out} 是由频谱整形滤波器输出的功率；

K_i 是频谱整形滤波器的第 i 个系数。

图 9/P.50 的 a) 到 d) 的每一个梯形的上升、稳态和下降时间都应该用图 8/P.50 所示的音调频率变化图型的相同的比例系数（2：3：5）互相关连。对于每一个单位成分，清音的平均功率（P_{uv}）应该比浊音的平均功率（P_v）低 17.5dB。

5.5 频谱整形滤波器

频谱整形滤波器具有图 10/P.50 所示的 12 级结构。定义了 16 个组：13 个组用来产生浊音部分，3 个组用来产生清音部分。每一个组有 12 个滤波器系数（K_1-K_{12}）。对应于男声和女声仿真话音的这些系数列在表 2/P.50 中。

这 12 个滤波器系数在产生信号时每 60ms 更新一次。更精确地说，在每个 60ms 的周期中实际的滤波器系数必须通过相邻的两个 60ms 间隔所采用的两套数据用线性内插的方法每 2ms 中断一次。在浊音部分，这 13 组系数中的每一组必须每 780ms（=60ms×13）随机地选取一次，而在清音部分，这三组系数中的每一组必须每 180ms（=60ms×3）随机地选取一次。

注— 所叙述的整形滤波器的实现方法应该看作为一个例子，而不是本建议整体的一个部分。任何其他的提供相同的传递函数的实现方法都可以取代使用。

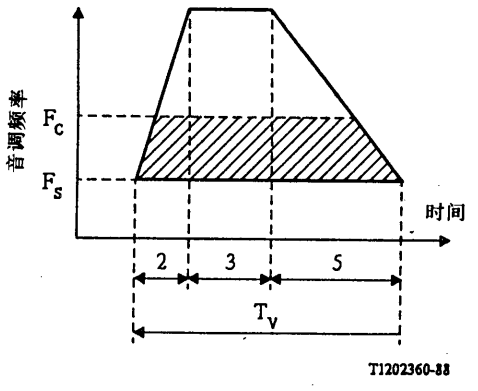


图 8/P. 50

音调频率变化图型

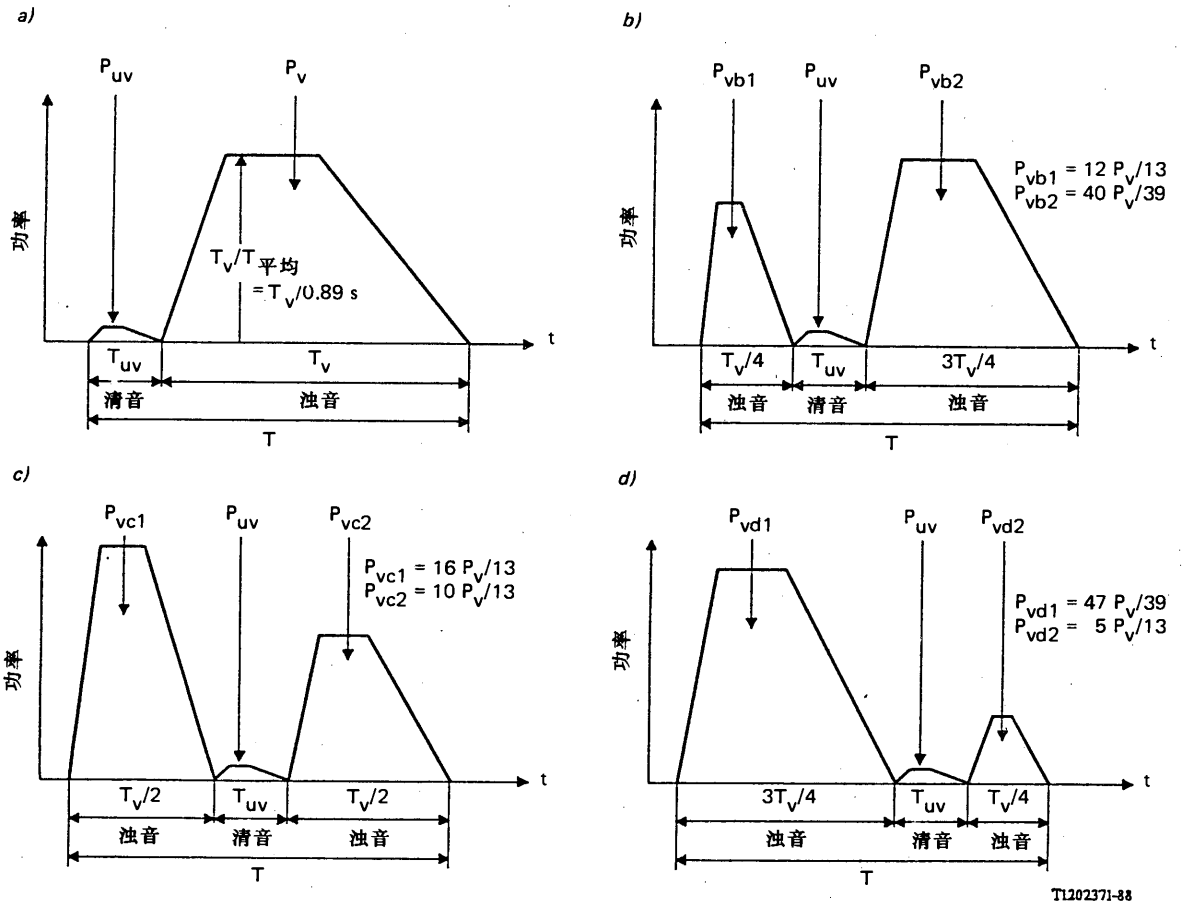


图 9/P. 50

用于产生仿真话音的四个单位成分的短时功率变化图型

表 2/P. 50

系数 K_1

a) **对于男声仿真话音的 K_i**

		k_1	k_2	k_3	k_4	k_5	k_6	k_7	k_8	k_9	k_{10}	k_{11}	k_{12}
清音	1	-0.471	-0.108	0.024	-0.048	0.140	0.036	0.054	0.004	0.123	0.044	0.099	-0.003
	2	-0.284	-0.468	0.030	0.090	0.124	-0.020	0.087	0.067	0.131	0.011	0.076	-0.024
	3	-0.025	-0.496	-0.176	0.162	0.236	-0.012	0.068	0.001	0.096	0.029	0.086	-0.018
浊音	1	0.974	0.219	0.025	-0.123	-0.132	-0.203	-0.103	-0.174	-0.079	-0.153	-0.010	-0.061
	2	0,629	-0.152	-0.138	-0.142	-0.118	-0.135	0.147	0.019	0.077	-0.040	0.029	-0.007
	3	0.599	-0.119	0.067	0.051	0.103	0.023	0.106	0.036	-0.006	-0.133	-0.052	-0.094
	4	0.164	-0.364	-0.248	-0.076	0.168	0.072	0.103	0.045	0.112	0.010	0.048	-0.034
	5	0.842	0.022	0.171	0.173	0.067	-0.057	0.089	-0.045	-0.039	-0.134	-0.034	-0.122
	6	0.933	-0.537	-0.137	-0.161	-0.216	-0.139	0.115	-0.042	0.027	-0.163	0.102	-0.107
	7	0.937	-0.413	0.132	-0.059	-0.103	-0.134	0.047	-0.115	-0.105	-0.097	0.039	-0.108
	8	0.965	-0.034	0.032	0.001	-0.107	-0.189	-0.057	-0.175	-0.109	-0.163	-0.003	-0.055
	9	0.870	-0.476	-0.016	-0.136	-0.125	-0.107	0.091	-0.008	0.021	-0.128	0.042	-0.069
	10	0.686	-0.030	0.178	0.197	0.155	-0.026	0.078	0.004	-0.001	-0.128	-0.004	-0.102
	11	0.963	-0.232	0.086	-0.018	-0.147	-0.192	-0.040	-0.179	-0.144	-0.133	0.042	-0.042
	12	0.930	-0.461	0.071	-0.144	-0.122	-0.096	0.034	-0.066	-0.021	-0.171	0.067	-0.091
	13	0.949	-0.334	0.143	-0.040	-0.112	-0.161	0.010	-0.156	-0.123	-0.119	0.049	-0.070

b) **对于女声仿真话音的 K_i**

		k_1	k_2	k_3	k_4	k_5	k_6	k_7	k_8	k_9	k_{10}	k_{11}	k_{12}
清音	1	-0.488	-0.388	0.145	0.053	0.122	0.027	0.135	0.035	0.080	0.017	0.068	-0.028
	2	-0.093	-0.444	-0.102	0.121	0.154	0.009	0.102	-0.031	0.084	0.019	0.101	-0.020
	3	-0.709	-0.179	0.134	0.007	0.142	0.027	0.099	0.000	0.115	0.007	0.075	-0.037
浊音	1	0.355	-0.247	-0.092	-0.043	0.032	0.046	0.113	-0.023	0.071	-0.030	-0.000	-0.116
	2	0.976	0.150	-0.062	-0.187	-0.172	-0.200	-0.122	-0.207	-0.054	-0.127	0.012	-0.111
	3	0.737	-0.324	-0.175	-0.197	-0.153	0.023	0.110	-0.018	0.040	-0.062	0.034	-0.091
	4	0.598	0.234	0.126	0.011	-0.005	-0.026	0.131	0.032	0.073	-0.063	0.011	-0.088
	5	0.808	0.118	0.262	0.139	0.063	-0.024	0.001	-0.184	-0.056	-0.100	0.014	-0.115
	6	0.914	-0.500	-0.051	-0.115	-0.211	-0.012	-0.077	-0.179	0.064	-0.102	0.037	-0.092
	7	0.933	-0.359	0.089	-0.107	-0.178	-0.050	-0.137	-0.206	0.046	-0.088	-0.004	-0.074
	8	0.966	-0.023	0.044	-0.105	-0.178	-0.195	-0.150	-0.233	-0.045	-0.092	0.029	-0.097
	9	0.870	-0.469	-0.244	-0.107	-0.140	-0.037	0.084	-0.131	0.021	-0.066	-0.003	-0.091
	10	0.673	-0.292	0.392	0.158	0.143	0.160	0.019	-0.281	-0.105	-0.195	-0.156	-0.185
	11	0.962	-0.191	0.030	-0.089	-0.207	-0.133	-0.141	-0.263	0.007	-0.054	0.014	-0.074
	12	0.879	-0.340	0.046	-0.049	-0.071	-0.024	-0.039	-0.188	0.017	-0.078	-0.014	-0.117
	13	0.941	-0.258	0.122	-0.073	-0.163	-0.089	-0.151	-0.250	0.025	-0.062	-0.006	-0.093

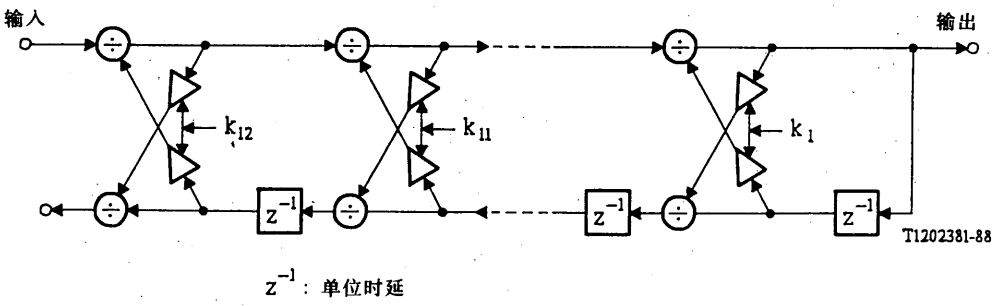


图 10/P. 50

频谱整形滤波器

附　件　A

（附于建议　P. 50）

仿真话音的短时频谱特性

仿真话音是通过每 960ms（=60ms×16 个图型）随机地选取 16 个短时频谱图型中的一个来产生的。每一个图型的频谱密度由式（A-1）和表 A-1/P. 50 提供，而且信号在每 60ms 两个相邻的图型选择时的间隔期间的短时频谱，应该从一个图型到下一个图型平缓地变化。

注 — 式（A-10）和表 A-1/P. 50 中的频谱图型以功率标准化的形式表达：

$$\text{频谱密度 } S_i(f) = \frac{1}{A_{io} + 2\sum_{j=1}^{12} A_{ij}[\cos(2\pi jf)]}, \quad i = 1,2,\cdots 16 \qquad \text{(A-1)}$$

表 A-1/P.50

系数 A_{ij}

a) 对于男声仿真话音的 A_{ij}

i \ j	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
1	2.09230	−1.33222	1.32175	−1.14200	0.99352	−0.94634	0.72684	−0.63263	0.41196	−0.42858	0.22070	−0.19746	0.10900
2	9.34810	−8.55934	7.35732	−6.35320	5.33999	−4.47238	3.62417	−2.85246	2.12260	−1.49424	0.93988	−0.44998	0.12400
3	11.69068	−10.91138	9.46588	−8.11729	6.94160	−5.90977	4.95137	−3.89587	2.88750	−1.97671	1.14892	−0.50255	0.12100
4	12.56830	−11.81209	10.36030	−8.82879	7.37947	−6.01017	4.66740	−3.46913	2.42182	−1.60880	0.91652	−0.39648	0.12000
5	6.83438	−6.18275	5.59089	−4.71866	4.06004	−3.44767	2.65380	−2.12140	1.50334	−1.07904	0.64553	−0.31816	0.11500
6	12.37251	−11.52358	9.89962	−8.31774	6.99062	−5.86272	4.69809	−3.56806	2.53340	−1.70522	0.99232	−0.45403	0.13400
7	21.07637	−19.62125	16.56781	−13.67518	11.41379	−9.61940	7.93529	−6.32841	4.92443	−3.53539	2.09095	−0.86543	0.18100
8	30.77371	−29.17365	25.52254	−21.51978	17.80583	−14.30488	10.87190	−7.71572	5.14643	−3.20113	1.72149	−0.68054	0.14400
9	4.18618	−3.36611	3.36793	−2.92133	2.38452	−2.06047	1.57550	−1.34240	0.84994	−0.70462	0.38685	−0.21857	0.12100
10	14.12359	−13.14611	11.25804	−9.47510	7.97588	−6.70717	5.44803	−4.23843	3.10807	−2.12879	1.25096	−0.53230	0.12600
11	26.36971	−24.95984	21.80496	−18.41045	15.30642	−12.49415	9.84879	−7.40287	5.29262	−3.43906	1.84980	−0.71546	0.14800
12	11.50808	−10.74609	9.34328	−7.91953	6.66959	−5.54500	4.34328	−3.27036	2.33714	−1.61333	0.96597	−0.44666	0.13500
13	5.32020	−4.61998	4.29145	−3.62118	3.01310	−2.67071	2.13992	−1.72147	1.22163	−0.93163	0.53317	−0.28989	0.11900
14	20.61945	−19.39682	16.80034	−14.14817	11.84307	−9.78712	7.73534	−5.77921	4.06200	−2.66324	1.49831	−0.59887	0.12600
15	30.02641	−28.42244	24.75314	−20.70178	16.98199	−13.72247	10.81050	−8.20966	5.94148	−3.90501	2.11507	−0.81306	0.16400
16	27.62370	−26.17896	22.93678	−19.42253	16.18997	−13.17171	10.19859	−7.42299	5.07437	−3.21481	1.73980	−0.67818	0.14000

b) 对于女声仿真话音的 A_{ij}

i \ j	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
1	8.92953	−8.28905	7.23150	−6.06571	5.06663	−4.16883	3.34820	−2.64174	1.91152	−1.27122	0.74358	−0.35347	0.13100
2	9.11050	−8.29868	7.05018	−6.03862	5.02156	−4.15784	3.37442	−2.70084	2.04257	−1.41928	0.90339	−0.47240	0.14100
3	13.69058	−12.75539	10.87390	−8.98976	7.28838	−5.87662	4.78110	−3.72852	2.71831	−1.81828	1.06757	−0.48907	0.12900
4	6.95118	−6.29134	5.35757	−4.64910	3.87250	−3.23132	2.69856	−2.12367	1.58326	−1.13885	0.70609	−0.37778	0.12800
5	2.73454	−1.80664	1.95283	−1.79464	1.43897	−1.31656	0.93268	−0.87398	0.53694	−0.47562	0.24159	−0.15438	0.11800
6	10.82358	−10.07808	8.78565	−7.43643	6.14765	−5.10041	4.10027	−3.23241	2.34220	−1.54676	0.91918	−0.45059	0.14200
7	21.58481	−19.92676	16.21532	−12.43566	9.61057	−7.93982	6.97363	−6.00866	4.68271	−3.12797	1.70804	−0.67499	0.14200
8	23.73912	−22.20897	18.74416	−15.03715	11.99248	−9.85513	8.27112	−6.72826	4.94335	−3.10450	1.60004	−0.61090	0.12900
9	4.97162	−4.27705	4.01380	−3.38500	2.78457	−2.45010	1.98057	−1.63020	1.18104	−0.80108	0.51528	−0.29138	0.12500
10	13.37598	−12.45509	10.72295	−8.97928	7.35893	−6.05438	4.88819	−3.86108	2.85164	−1.88876	1.11490	−0.52260	0.13800
11	16.48817	−15.22287	12.62125	−10.23900	8.46966	−7.23692	6.24648	−5.09752	3.77465	−2.46950	1.37404	−0.57453	0.13200
12	18.22041	−17.17540	15.09489	−12.55171	10.24976	−8.45903	6.71874	−5.19063	3.52021	−2.10167	1.08066	−0.41880	0.14300
13	1.32602	−0.31718	0.44277	−0.47070	0.32935	−0.41555	0.25775	−0.32079	0.13791	−0.23640	0.10103	−0.10136	0.11500
14	16.90640	−15.73723	13.30151	−10.82887	8.78690	−7.34521	6.21516	−5.11100	3.80281	−2.43990	1.33506	−0.55971	0.12900
15	21.73895	−20.42432	17.51117	14.44152	11.79131	−9.66735	7.90433	−6.19508	4.41275	−2.75545	1.46525	−0.59916	0.14000
16	21.04832	−19.72714	16.81197	−13.70183	11.07189	−9.12707	7.57941	−6.08064	4.40471	−2.74320	1.43897	−0.58079	0.13300

参 考 文 献

[1] CCITT – Contribution COM XII-No. 76, Study Period 1981-1984

[2] CCITT – Contribution COM XII-No. 108, Study Period 1981-1984

[3] CCITT – Contribution COM XII-No. 11, Study Period 1981-1984

[4] CCITT – Contribution COM XII-No. 150, Study Period 1981-1984

[5] CCITT – Contribution COM XII-No. 132, Study Period 1981-1984

建　议 P.51

仿真耳和仿真嘴

（1968 年于马塔普拉塔制订；1972 年、1976 年、1980 年于日内瓦，
1984 年于马拉加-托雷莫里诺斯，1988 年于墨尔本修订）

CCITT

考虑到

(a) 迫切希望设计出一种在电话电声测量中使用的装置，以便将来可以用它进行所有这类测量而无需用人嘴和人耳；

(b) 构成这样的装置所用的仿真耳和嘴的标准化是一个由 CCITT 进行的综合性研究的课题；

建议

(1) 使用在本建议的 § 1 中说明的仿真耳；

(2) 使用在本建议的 § 2 中说明的仿真嘴。

注 — 如果各主管部门愿意的话，可以使用一些他们已经能够制作的设备对制造商提供的电话机进行大规模的测试，假定这些设备测得的结果和用实际的讲话—收听方法测得的结果有良好的一致性的话。

1 仿真耳

定义了三种类型的仿真耳

1) 听力测量用的宽带型；

2) 耳塞机测量用的特殊型；

3) 可以逼真地重现平均人耳特性的、在实验室中使用的类型。

第一类由 IEC 建议 318 [1] 说明，第二类由 IEC 建议 711 [2] 说明，而第三类是 IEC 正在进一步研究的对象。

建议满足 IEC318 [1] 的仿真耳用于外耳型耳机的测量，如各种手柄式话机。满足 IEC711 [2] 的插入式耳朵模拟器用于耳塞机的测量，如某些类型的头戴机。

注 1 — 对附有橡皮耳罩的 NOSFER 耳机（4026A 型和 DR701 型）的校准，应采用建议 P. 42 附件 B 中

所详细说明的方法。

注 2 — 由 IEC711 仿真耳所测得的声压是对应于鼓膜处的。表 1/P. 51 中给出的修正函数应该用来把数据转换成对应于耳参考点（ERP）处的。ERP 处是作为响度评定值算法（建议 P. 79）的依据的。这些修正值适用于自由声场中裸露的耳朵的条件下，也适用于耳朵被部分或全部罩起来的条件下。

表 1/P. 51

频 率 (Hz)	S_{DE} (dB)
100	0.0
125	0.0
160	0.0
200	0.0
250	0.0
315	−0.2
400	−0.5
500	−1.1
630	−1.0
800	−1.8
1000	−2.0
1250	−2.5
1600	−4.1
2000	−7.2
2500	−10.6
3150	10.4
4000	−6.0
5000	−2.1

S_{DE}是从鼓膜到 ERP 的传递函数；

$S_{DE}=20\log_{10}\frac{P_E}{P_D}$ (dB)， 式中

P_E 是 ERP 处的声压

P_D 是鼓膜处的声压。

2 仿真嘴

2.1 引言

仿真嘴是一种精确地重现人嘴在近场中所产生的声场的设备。它用来客观测量装有手柄的电话机的发送特性，如在建议 P. 64 中所规定的。它还可以用来测量离开嘴唇平面远达 0.5m 的扬声电话机的发送特性，但是它所重现的人嘴的声场的精度要稍许差一些。

2.2 定义

2.2.1 唇圈

用硬质的细杆做成的圆环，它的直径为 25mm，厚度小于 2mm。它应该用非磁材料制成，并牢固地装在仿真嘴的外壳上。唇圈既定义了嘴的参考轴线，也定义了嘴参考点。

注 — 关于唇圈的嘴唇平面的定位和参考轴线的定位的规定不是强制性的。但是假如它们没有被提供的话，应该变通地具有适当的标记，或者其他合适的几何参考点。

2.2.2 嘴唇平面

唇圈的外平面。

2.2.3 参考轴线

正交于嘴唇平面并穿过唇圈中心的直线。

2.2.4 垂直平面

把嘴分为两个对称的半月，并容纳了参考轴线的平面。它应该垂直地摆置，以重现一个人在直立的位置所产生的声场。

2.2.5 水平平面

容纳了参考轴线并正交于垂直平面的平面。它应该水平地摆置，以重现一个人在直立的位置所产生的声场。

2.2.6 嘴参考点（MRP）

在参考轴线上，距嘴唇平面正前方 25mm 的点。

2.2.7 标准化的自由声场响应（在一个指定的点处）

由仿真嘴产生的，在自由声场中某一个指定的点上的信号的三分之一倍频程频谱声级，与同时在 MRP 处的信号的三分之一倍频程频谱声级之差。通过对仿真嘴馈给一个成形话音的随机噪声或粉红噪声来测是该特性。

2.2.8 参考声障物

用稳定的硬质非磁材料，例如黄铜制成的圆片，其直径为 63mm、厚度 5mm。为了测量标准化的声障衍射，必须在圆片中心处装一个 1/4 英寸的声压型传声器，它的膜片应与圆片的表面在同一平面上。

2.2.9 标准化的声障衍射

仿真嘴在参考声障物的表面所产生的三分之一倍频程频谱声压级，与同时在参考轴线上距嘴唇平面的正前方 500mm 处的点上所产生的三分之一倍频程频谱声压级之差。这个特性是对参考声障物在仿真嘴前的各个位置定义的，圆片的轴应该与参考轴线重合。通过对仿真嘴馈给一个复杂的信号，如仿真话音、成形话音的随机噪声或粉红噪声来测量该特性。

2.3 仿真嘴的声学特性

2.3.1 标准化的自由声场响应

标准化的自由声场响应在 17 个点上作了规定：10 个在近场，7 个在远场。近场的点列在表 2/P.51 中，

ARCHIVES U.I.T. GENÈVE

而远场的点列在表 3/P. 51 中。

表 4/P. 51 提供了从 100Hz 到 8000Hz 带宽中的仿真嘴的标准化自由声场响应以及容差。对不位于垂直平面中的点的要求，在对称的另一半空间中的相应的点也应该同样满足。

该特性应该用合适的传声器来检查，如在表 5/P. 51 中所规定的。声压型传声器应该按把它们的轴线正交于声音传播方向来定位，而自由声场型传声器应该按把它们的轴并行于声传插方向来定位。

注 — 假如压缩器的传声器是与仿真嘴一起使用的话，该传声器（或者一个类同的坏传声器）应该在检查标准化的自由场响应时留在它的位置上。

表 2/P. 51

近场中的点的座标

测量点	轴线上离嘴唇平面的位移（mm）	轴经外，离轴线的垂直位移（mm）
1	12.5	0
2	50	0
3	100	0
4	140	0
5	0	20 水平的
6	0	40 水平的
7	25	20 水平的
8	25	40 水平的
9	25	20 垂直的（向下）
10	25	40 垂直的

表 3/P. 51

远场中的点的座标

测量点	离嘴唇平面的距离（mm）	方位角（水平的）（度）	仰角（垂直的）（度）
11	500	0	0
12	500	0	+15
13	500	0	+30
14	500	0	−15
15	500	0	−30
16	500	15	0
17	500	30	0

表 4a/P. 51

近场中在轴上的点处的标称化自由场响应

频率 (Hz)	测量点 1 (dB)	2 (dB)	3 (dB)	4 (dB)	容差 (dB)
100	4.2	−5.0	−11.0	−13.6	±1.5
125	4.2	−5.0	−10.9	−13.6	±1.5
160	4.2	−5.0	−10.7	−13.6	±1.5
200	4.0	−5.0	−10.7	−13.3	±1.5
250	4.0	−5.0	−10.6	−13.2	±1.5
315	4.0	−5.0	−10.6	−13.2	±1.0
400	4.0	−5.0	−10.6	−13.2	±1.0
500	4.1	−5.0	−10.6	−13.2	±1.0
630	4.2	−4.9	−10.5	−13.4	±1.0
800	4.2	−4.8	−10.5	−13.4	±1.0
1000	4.1	−4.8	−10.4	−12.9	±1.0
1250	3.9	−4.8	−10.2	−12.7	±1.0
1600	3.8	−4.8	−10.0	−12.7	±1.0
2000	3.6	−4.7	−10.0	−12.7	±1.0
2500	3.5	−4.6	−9.4	−12.3	±1.0
3150	3.6	−4.6	−9.4	−12.0	±1.0
4000	3.7	−4.6	−9.7	−12.3	±1.5
5000	3.7	−4.5	−9.7	−12.6	±1.5
6300	3.8	−4.5	−9.7	−12.6	±1.5
8000	3.8	−4.9	−10.0	−12.7	±1.5

表 4b/P. 51

近场中在轴外的点处的标称化自由场响应

频率 (Hz)	测量点 5 a) (dB)	6 (dB)	7 (dB)	8 (dB)	9 (dB)	10 (dB)	容差 (dB)
100	5.2	−1.7	−1.4	−4.0	−1.6	−4.2	±1.5
125	5.2	−1.7	−1.3	−3.8	−1.5	−4.2	±1.5
160	5.2	−1.7	−1.2	−3.8	−1.5	−4.2	±1.5
200	5.2	−1.7	−1.2	−3.8	−1.5	−4.2	±1.5
250	5.2	−1.8	−1.3	−3.8	−1.4	−4.2	±1.5
315	5.1	−1.8	−1.3	−3.8	−1.3	−4.2	±1.0
400	5.1	−1.8	−1.3	−3.8	−1.3	−4.0	±1.0
500	5.0	−1.6	−1.3	−3.8	−1.3	−3.9	±1.0
630	5.0	−1.6	−1.3	−3.8	−1.3	−3.9	±1.0
800	5.0	−1.6	−1.3	−3.8	−1.3	−4.0	±1.0
1000	4.8	−1.7	−1.3	−3.9	−1.3	−4.1	±1.0
1250	4.8	−1.8	−1.4	−4.0	−1.3	−4.3	±1.0
1600	4.7	−1.8	−1.4	−3.8	−1.3	−4.0	±1.0
2000	4.7	−1.8	−1.2	−3.7	−1.3	−3.6	±1.0
2500	4.7	−1.9	−1.0	−3.6	−1.1	−3.5	±1.0
3150	4.7	−2.1	−1.1	−3.5	−1.2	−3.4	±1.0
4000	4.5	−2.9	−1.5	−4.1	−1.3	−3.0	±1.5
5000	3.8	−3.6	−1.5	−4.8	−1.3	−3.7	±1.5
6300	3.2	−4.8	−1.8	−5.2	−1.7	−3.7	±1.5
8000	2.5	−5.2	−2.0	−6.1	−2.2	−4.2	±1.5

a) 在点 5 处的人嘴测量结果十分离散，因此对于该点的响应只是象征性地提供，而且对它不规定容差

表 4c/P.51

远场中的标称化自由场响应

测量点	频率范围 100Hz—8kHz	
	频响（dB）	容差（dB）
11	−24.0	±3.0
12	−24.0	±3.0
13	−24.0	±3.0
14	−24.0	±3.0
15	−24.0	±3.0
16	−24.0	±3.0
17	−24.0	±3.0

表 5/P.51

建议的用于自由声场测量的传声器类型

测量点	传声器尺寸（最大）	传声器均衡
1、2、5、6、7、8、9、10	1/4 英寸	声压型
3、4	1/2 英寸	声压型
11、12、13、14、15、16、17	1 英寸	自由声场型
MRP	1/4 英寸	声压型

2.3.2 标称化的声障衍射

仿真嘴的标称化的声障衍射在参考轴线上的三个点上定义，如在表 6/P.51 中所规定的。

注 — 假如压缩器的传声器是与仿真嘴一起使用的话，该传声器（或者一个类同的坏传声器）应该在检查标称化的声障衍射时留在它的位置上。

2.3.3 可发出的最大声压级

仿真嘴应该能够在 MRP 处产生声压级至少为＋6dBPa 的连续不断的声仿真话音。

2.3.4 谐波失真

在发出正弦波的单音时，一直到 MRP 处的幅度高达＋6dBPa，其声信号的谐波失真应该满足表 7/P.51 中所规定的极限。

表 6/P.51

标称化的声障衍射

频率 (Hz)	测量点			
	18 (dB)	19 (dB)	20 (dB)	容差 (dB)
100	32.2	27.0	21.7	±2.0
125	32.0	27.0	21.4	±2.0
160	32.0	27.3	21.4	±2.0
200	31.2	26.5	20.6	±2.0
250	31.2	26.5	20.5	±2.0
315	31.9	27.0	21.0	±1.5
400	31.8	27.0	20.9	±1.5
500	31.3	26.4	20.4	±1.5
630	31.0	26.0	20.0	±1.5
800	30.1	25.1	19.4	±1.5
1000	29.3	24.4	18.8	±1.5
1250	29.0	24.3	18.8	±1.5
1600	28.9	24.5	19.6	±1.5
2000	28.6	25.2	20.5	±1.5
2500	29.0	26.3	23.2	±1.5
3150	29.0	26.5	21.8	±1.5
4000	29.6	27.3	22.8	±2.0
5000	31.2	26.9	22.4	±2.0
6300	31.7	26.0	22.5	±2.0
8000	30.0	23.0	18.0	±2.0

图 7/P.51

传真嘴的最大谐波失真

	谐波失真	
	二次谐波	三波谐波
100 Hz-125 Hz	< 10%	< 10%
125 Hz-200 Hz	< 4%	< 4%
200 Hz-8 Hz	< 1%	< 1%

2.3.5 线性

馈电信号的正向或负向的 6dB 变化，应该在嘴参考点处得到相应的 6dB±0.5dB 的声输出变化。声输出的范围为－14dBPa 到＋6dBPa。这个要求对复杂的激励信号，如仿真话音和对频率范围从 100Hz 到 8kHz 的正弦波单音都应该满足。

2.4 其他要求

2.4.1 发货条件

仿真嘴应该由生产厂连同用于如在建议 P.64 中所规定的在 MRP 处安放$\frac{1}{2}$英寸校准用传声器的支架一起发货。在仿真嘴的安装架上应该刻上合适的标记，以识别垂直平面的位置。

每一个仿真嘴应该与如在本建议中所定义的说明自由场辐射特性和声障衍射特性的较准卡片一起发货。

2.4.2 稳定性

仿真嘴应该是稳定的和可复制的。

2.4.3 杂散磁场

无论是仿真嘴所产生的直流还是交流杂散磁场都不应该影响被测送话器换能产生的信号。

建议在 MRP 处所产生的交流杂散磁场应该低于由下列座标所构成的曲线：

频率（Hz）	磁场输出（dB A/m/Pa）
200	－10
1000	－40
10000	－40

还建议在 MRP 处的直流杂散磁场应该低于 400A/m。

注 — 所建议的 400A/m 的直流杂散磁场专门适用于打算测量电磁式送话器的仿真嘴。对于测量其他类型的送话器，1200A/m 的较高的极限值是可以接受的。

2.4.4 模型的选择

对 BK4219 声源（已不再生产）和对口罩用 UA0899 圆锥形适配器替代的新产品 BK4227 所进行的测量结果表明，这两种仿真嘴具有满意的一致性，并都符合本建议。在测试中所实际使用的仿真嘴型号应该总是与测量结果一起加以说明。

注 — 应该注意到 BK4227 仿真嘴在 MRP 处所产生的直流杂散磁场超过了 400A/m。因此它不适合于测量电磁式送话器。

参 考 文 献

[1] International Electrotechnical Commission Recommendation, *An artificial ear of the wideband type for the calibration of earphones used in audiometry*, IEC Publication 318, Geneva, 1970.

[2] International Electrotechnical Commission Recommendation, *Occluded ear simulator for the measurement of earphones coupled to the ear by ear insert*, IEC Publication 711, Geneva, 1981.

建　议 P. 52

音 量 表

CCITT 由于考虑到要与以前的实践保持连续性，故不希望改变 CCITT 实验室使用的 ARAEN 音量表的指标。

表 1/P. 52 给出了在电话会话或广播节目传输时用来监视音量或峰值的各种测量仪表的主要特性。

有效讲话电平测量在建议 P. 56 中定义。用这种有效讲话电平表和在本建议中所述的一些表的比较结果可以在增补 18 号中找到。

注 — 白皮书第 V 卷的增补中包含有以下仪表的说明：

— ARAEN 音量表或语声电压表：增补 10 号 [1]。
— 美国已标准化的音量表，称为“VU 表”：增补 11 号 [2]。
— 英国广播公司使用的峰值指示器：增补 12 号 [3]。
— 德意志联邦共和国使用的 U21 和 U71 型最大幅值指示器：增补 13 号 [4]。

过去 CCITT 实验室使用的一种音量指示器 — SFERT 音量指示器在 [5] 中说明。

各类音量表的比较测试

参考资料 [6] 中的注解给出了一些在 SFERT 实验室进行的，并把该音量指示器与各种不同的脉冲指示器作比较的初步测试结果材料。

1952 年由英国邮政总局进行的比较测试结果在增补 14 号 [7] 中给出。进一步的结果可以在本卷的增补 18 号中找到。

表 1/P.52

电话会话或广播节目传输时用于监视音量或峰值的各类测量仪表的主要特性

仪　表　类　型	整流器特性（见注 3）	到达最终读数 99% 的时间（毫秒）	积分时间（毫秒）（见注 4）	回　零　时　间（数值和定义）
(1) 与 ARAEN 语声功率表相同的英国邮政总局 3 型（S.V.3）“语声电压表	2	230	约 100	与积分时间相等
(2) VU 表（美国）（见注 1）	1.0 到 1.4	300	约 165	与积分时间相等
(3) “SFERT 音量指示器”的语声功率表	2	400 到 650 左右	200	与积分时间相等
(4) 英国广播公司使用的广播节目传输峰值指示器（BBC 峰值节目表）（见注 2）	1		10（见注 5）	指针下跌 26dB 为 3 秒
(5) 德意志联邦共和国使用的最大幅值指示器（U21 型）	1	80 左右	约 5	读数从稳态的 100% 下降到 10% 的时间为 1 秒或 2 秒
(6) OIRT—节目电平表： A 型声压表 B 型声压表		两型相同：用表针指示的表头为小于 300ms，用光指示的表头为小于 150ms	10±5 60±10	两型相同：从 0dB 点（位于刻度的工作区域长度的 30% 处）回零时间为 1.5 秒到 2 秒

注 1 —法国已经标准化了一种类似于本表第（2）行中所定义的那种仪表。

注2 — 荷兰已经标准化了一种类似于本表第（4）行中所定义的那种仪表（NRU—ON301型）。

注3 — 本栏中给出的数字为公式［$V_{(输出)}=V_{(输入)}^{n}$］中的指数 n，它对两个半波周期都适用。

注4 — CCIF 是这样定义“积分时间”的：“当一个正弦波电压加到表上后，为了使表针到达该电压无限长地加到表上所对应的位置的0.2奈或约2dB 的偏转范围内所需要的最短时间”。2dB 的对数比所对应的百分比为79.5%，0.2奈对应的百分比为82%。

注5 — 在早期的版本中出现的4毫秒的数字是指把一个直流阶跃电压加到整流/积分电路上后，为使表针达到最终读数的80%所实际需要的时间。在使用晶体管的新型和稍有不同的这种节目表的设计中，对于节目方面的性能仍基本保持与早期的文本相同，因而对一个任意的、准直流测试信号的响应也是相同的。但是积分时间正象这里所定义的那样，在表头读数的高端约高出20%。

注6 — 意大利使用具有以下特性的广播节目表：

整流器特性：1（见注3）。

到达最终读数99%的时间：约20ms。

积分时间：约1.5ms。

回零时间：读数从稳态的100%下降到10%的时间约1.5s。

参 考 文 献

[1] *ARAEN volume meter or speech voltmeter*, White Book, Vol. V, Supplement No. 10, ITU, Geneva, 1969.

[2] *Volume meter standardized in the United States of America, termed VU meter*, White Book, Vol. V, Supplement No. 11, ITU, Geneva, 1969.

[3] *Modulation meter used by the British Broadcasting Corporation*, White Book, Vol. V, Supplement No. 12, ITU, Geneva, 1969.

[4] *Maximum amplitude indicators, types U 21 and U 71 used in the Federal Republic of Germany*, White Book, Vol. V, Supplement No. 13, ITU, Geneva, 1969.

[5] *SFERT volume indicator*, Red Book, Vol V, Annex 18, Part 2, ITU, Geneva, 1962.

[6] CCIF *White Book*, Vol. IV, pp. 270-293, ITU, Bern, 1934.

[7] *Comparison of the readings given on conversational speech by different types of volume meter*, White Book, Vol. V, Supplement No. 14, ITU, Geneva, 1969.

建　议 P. 53

杂音计（客观测量电路噪声的仪表）

参见 CCITT 蓝皮书卷Ⅳ，分卷Ⅳ. 4中的建议 O. 41。

建　议 P. 54

声级计（客观测量室内噪声的仪表）

（1968年于马德普拉塔制订，1972年于日内瓦修订）

CCITT 建议采用［1］中规定的声级计，并在大多数情况下连同符合［2］的倍频程、半倍频程和三分之一倍频程的滤波器一起使用。

参 考 文 献

[1] International Electrotechnical Commission Standard, *Sound level meters*, IEC Publication 651 (179), Geneva, 1979.

[2] International Electrotechnical Recommendation, *Octave, half-octave and third-octave band filters intended for the analysis of sounds and vibrations*, IEC Publication 225, Geneva, 1966.

建　议 P.55

测量脉冲噪声的仪表

（1968年于马德普拉塔制订）

实验表明电话呼叫中产生的喀励声或其他脉冲噪声的来源很多，诸如交换设备结构的故障、交换机处不完善的接地和交换机或线路上的电磁耦合等。

现在还没有实用的方法来评价电话呼叫中互不相关脉冲干扰的影响。在通话开始的时候一连串快速的喀励声主要会使人感到讨厌。这串喀励声对数据传输的影响可能要比对电话呼叫的影响大，按照现在正在研究的噪声标准，能传输数据的电话连接电路也将满足话音传输的要求。

根据这些考虑，CCITT 建议各主管部门使用建议 O.71 [1] 定义的脉冲噪声计数器对话音和数据传输电路上出现的脉冲串进行测量。

注 — 各主管部门可以在国内继续研究采用这种脉冲噪声计数器是否足以保证使电话连接具有良好的质量所必须满足的条件。各主管部门可以使用他们认为最合适的测量仪表——例如使用提高了过载因素的杂音计——但是 CCITT 并不打算建议使用这种仪表。

参 考 文 献

[1] CCITT Recommendation *Specification for an impulsive noise measuring instrument for telephone-type circuits*, Vol. IV, Rec. O.71.

建　议 P.56

有效讲话电平的客观测量

（1988年于墨尔本制订）

1 引言

CCITT 认为应该有一种客观测量讲话电平的标准化的方法，使得不同的主管部门所作的测量可以直接进行比较是重要的。对这种表的要求是它应该测量有效讲话电平，并且不依赖于实验人员的主观判断。

在本建议中，一个表是一个完整的单元，它包括了输入电路、滤波器（如果必须的话）、处理机和显示器。处理机包含了探测方法的算法。

这个表的目前状况可以放心地在实验室中使用，但在实际的电路上使用时需要小心。对以下问题仍在继续进行研究：

a) 在二线和四线电路的使用时，该表如何确定谁在讲话，并鉴别于回声，以及

b) 这种表如何能够区别，例如讲话和信令。

假如使用合适的监听（或监视），如由实验人员来完成监听（或监视）功能，那末在这里叙述的方法能够与以往的工作保持最大的兼容性和连续性。特别是用这种新方法得到的数据和结论，应能与用来建立建议G.223规定的，在国际电路四线点输入处的语声功率惯用值（22毫瓦）的方法相兼容。一种用实验员进行监听（或监视）的方法可以在附件A中找到。

本建议叙述了一种用近代的技术能够容易地实现的方法。它也能作为一种其他方法可以与之比较的参考基准。本建议的目的不是要排除其他的任何一种方法，而是要确保由不同的方法所得到的结果能取得同样的效果。

有效讲话电平是按照下面叙述的方法，用相对于一个标明参考值的分贝数测得和给出的，即：

— 方法A：测量一个称为讲话音量的值，以用于讲话声级的实时控制（见§4）；

— 方法B：测量一个称为有效讲话电平的值，以用于其他的地方（见§5）。

用方法A和B的表所得到的读数的比较可以在增补18号中找到。

注 — 这个表不能够用来确定峰值电平。但是假如信号没有被任何方法作了限制或改变，如峰值削波的话，那末已经有足够的现有材料［1］给出了瞬时峰值/均方根值之比。

2 术语规范

所建议的术语规范如下：

讲话音量（Speech Volume）：	以前与讲话声级（电平）可以互换使用，今后应只用于通过方法A测得的数值；
有效讲话电平（声级）（Active speech level）：	只用于通过方法B测得的数值；
讲话声级（电平）（Speech level）：	作为通用的术语使用，可以用于不管用什么方法测得的数值，该数值以相对于一个标明参考值的分贝为单位。

一些术语的定义，如［2］中提到的术语，以及其他一些相关的术语，如与仪表本身有关的术语［3］，均应作相应的调整。

3 概述

3.1 电的、声的和其他的电平、声级

本建议主要讨论电学测量以获得用电学单位表示的结果，通常是相对于一个适当的参考值，如1伏的分贝数。但是如果进行测量的传输系统的定标和线性能够确保的话，就有可能把结果从测量点向前后延伸到系统的其他点上去，而该点上信号可能是以非电形式存在的，例如以声的形式存在。在电学范畴中，功率正比于电压平方；在声学范畴中，功率正比于声压平方；而在数字范畴中，则为两者的数字等效形式。参考值必须用各自对应的量值（1伏、1帕、等于20微帕的参考声压，或任何其他加以说明的单位，这可以根据情况而定）。

3.2 一般要求

对于各种类型讲话电平的测量，所记录的信息应该包括：指明测量系统，使用的方法（A、B、或如§6中叙述的等效B法，或其他规定的方法），所观察到的量、单位以及其他相关的信息，如在某些场合下适用的边际值（将在下面说明）。

还应该提及所有与测量有关的条件，诸如带宽、测量仪器接在通信电路中的位置，以及是否有终端组

抗等。除了所谈及的带宽限制以排除虚假的信号外，在测量通道中不应引入任何频率加权（与传输通道截然不同）。

3.3 平均

在给出几个读数的平均值时，应说明取平均的方法。并应把平均电平和平均功率区别开来。平均电平（平均讲话音量或平均有效讲话电平）是对一些分贝值取平均后得到的，而平均功率是把一些分贝值先换算到功率单位，然后取平均，如果需要的话，可以再换算回分贝值。

应该对任何加入的修正项，以及作这种修正所依据的事实或假设加以说明。例如在负载计算中，如果讲话的各个段落分别测得的有效讲话电平或持续时间相差很大时，通常要在中间电平或平均电平上加 $0.115\sigma^2$，以估计平均功率，这是基于平均有效讲话电平（分贝值）的分布是近似于高斯型的。

4 方法 A：用于实时讲话音量的立即指示

对于快速实时控制的讲话音量测量或由观察人进行声级调整（用建议 P.52所列仪表之一）以传统的方式进行。

仪表的选择和指针偏转的读法应与用途相适应，如表1/P.56中的例子。

用方法 A 获得的数值称为讲话音量；应注明使用的仪表、观察到的数值、表达结果的单位等。

表 1/P.56

应　　用	仪　　表	观察到的数值
在语声响度平衡中作话音声级控制 峰值限幅的防止 进行磁带录音时保持最佳的电平	ARAEN 音量表（SV3） 峰值节目表 VU 表	在3秒中电平超过一次 最高的读数 峰值的平均（去除最极端的值）

5 方法 B：适合其他用途的有效讲话电平

5.1 测量原理

有效讲话电平的测量应在通话进行的时间集（有效时间）中，对一个正比于瞬时功率的量积分而得到。然后把正比于总能量除以有效时间，其商为相对于一个适当的基准的 dB 数。

当已知存在讲话信号的情况下，它的平均功率可以以很高的精度从速率远比尼奎斯特（Nyquist）率低的抽样值估算出来，但是最最重要的问题是应该用什么标准来确定话音信号的存在。

理想地说，这个标准所指示的语言存在的时间应该与一个收听人所感觉的相同。它不包括并不作为语言的一部分的噪声（例如脉冲、回声、以及在寂静期间的稳态噪声），但是应该包括那些低功率或零功率的短暂时间，因为这些时间在语言流中并不是作为间断来接收的［4］，检测器是否与收听到的发音的开始和结束精确同步在这里并不是重要的：假如总的有效时间测量是正确的话，在工作时和停止时都可能存在同样的时延。根据这个理由，依赖于尼奎斯特（Nyquist）率抽样的复杂的话音实时激活检测器，如同那些已经成功的用在数字语言处理中的检测器，在这里不一定是最适用的。它们的作用是指示什么时候某一通路可用于信息传输，而这种状态并不总是和语言不存在的情况一致。一方面，它可能在短暂的间隔时间中出现，而这种间隔时间应该考虑是语言的组成部分。另一方面，它可能在发音结束后延续很长的时间（比如为了便于分

配通路）。

本建议说明一种满足这些要求的探测方法。虽然这种方法采用了事先无法加以规定的与信号有关的门限，以至在测量进行的过程中并不能保证精确的结果。但是通过这一过程中积累的足够多的数据，而有可能得出追溯的正确门限。这样在测量结束以后，就可以立刻输出正确的结果。在简单的情况下，连续实时采用这个门限电平可以得到接近的结果，但是还需要进一步研究这个结论可以扩大到什么程度。

5.2 实现的细节

方法B的算法如下：

以每秒不少于f次的速率对语言信号抽样，并将它均匀地分为至少2^{12}量化级（即每次抽样包括符号为12位）。

注 — 此项要求可以保证瞬时电压的动态范围至少有66dB，但是有两个因素使得可测量的有效讲话电平比该数值约低30dB：

1） 必须计入语声的峰值功率与平均功率之比，即约为18dB。对超过该数值的概率大约为0.001。

2） 必须计算比平均有效电平低至少16dB的包络数值：这些数值可能不足一个量化级，但如果根据一个较本身电压高两倍多的量化级作计算就不够精确了。这就是说，不能期望可以测量较量化级高大约不到10dB的有效讲话电平。

令连续的抽样值用x_i表示，其中i=1，2，3…。令两个相邻抽样点之间的时间间隔t=1/f秒。

其他所需的常数为：

v	模数转换器的（电压/单位）刻度系数
T	平滑时间常数，秒
g=exp（−t/T）	平滑系数
H	悬挂时间，秒
I=H/t	四舍五入至靠近的整数
M	门限与有效讲话电平之间的（边际）dB差值。

让输入抽样信号经过两种不同的处理：1和2。

第1种处理

累计抽样数n、总数s，以及平方和sq：

$$n_i=n_{i-1}+1$$
$$s_i=s_{i-1}+x_i$$
$$sq_i=sq_{i-1}+x_i^2$$

式中s_0、sq_0和n_0（初始值）均为0。

第2种处理

对整流后的信号值作二级指数平均：

$$p_i=g\times p_{i-1}+(1-g)\times|x_i|$$
$$q_i=g\times q_{i-1}+(1-g)\times p_i$$

式中p_0和q_0（初始值）均为0。

q_i 序列称为包络，p_i 表示过渡量。

把一系列固定的门限电压 C_j 用到包络上。这些电压应以几何级数作间隔，以不大于2:1（6.02dB）分档，从一个大约等于最大码数一半的数值逐步降到等于或低于一个量化级的数值。令其保持相应的有效计数系列 a_j 和相应的悬挂计数系列 h_j：

对每个 j 值依次判断，

若 $q_i > c_j$ 或 $q_j = c_j$　则 a_j 加1并置 h_j 为0；

若 $q_i < c_j$ 及 $h_j < I$　则 a_j 加1并使 h_j 加1；

若 $q_i < c_j$ 及 $h_j = I$　则保持原样。

在第一种情况下，包络位于或高于第 j 个门限，因此门限电平判断语声是有效的。在第二种情况下，仍认为语声是有效的，因为相应的悬挂时间还没有出现。第三种情况，由正在使用的门限电平判定语声是无效的。

所有的 a_j 的初始值设为零，h_j 设为 I。

应该注意上述各种情况下，词尾 i 只用于区分累计量目前的数值与先前的数值：例如并没有必要掌握一个以上的 sq 值，但是这个值是在不断更新的。因此在测量结束以后，s、sq、n、p 和 q 的词尾都可以省略掉。

让这些过程持续进行下去，直到测量结束。然后测量以下的量：

$$总时间 = n \times t$$

$$长时功率 = sq \times v^2/n$$

注 — 假如怀疑存在明显的直流分量，可以用 $s \times v/n$ 来估算一下，并且用 $v^2[(sq/n - (s/n)^2]$ 来更精确地测量长时功率（交流）值。然而在这种情况下，也还必须考虑这个分量对包络的影响，并加以适当的修正。

对每个 j 值，有效功率的估算值等于 $sq \times v^2/a_j$。

到这一步为止，功率是用单位时间内的电压平方来表示的。现在用相对于所选的参考电压 r 的分贝数来表示长时功率和有效功率的估算值：

长时电平　$L = 10\log_{10}(sq \times v^2/n) - 20\log_{10} r$

有效电平估算值　$A_j = 10\log_{10}(sq \times v^2/a_j) - 20\log_{10} r$

门限　$C_j = 20\log_{10}(c_j \times v) - 20\log_{10} r$

对每个 j 值，用边际 M 来比较 $A_j - C_j$ 之差，并确定（如果有必要，通过 dB 刻度上的两个连续的 A_j 值和 C_j 值之间作内插）真正的有效电平 A 及相应的门限 C，对此 $A - C = M$。假如有一对 A_j 值和 C_j 值完全满足这个条件，则真正的有效系数为 a_j/n，但是在所有的情况下，都可以用表达式 $10^{(L-A)/10}$ 来计算。

为了方便起见该算法用数字过程来定义，但是任何等效的过程（如用可编程模拟计算机实现）也应该认为是满足此定义的。

5.3 参数的数值

应该使用表2/P.56中的参数值。已经证明这些数值用在这里是合适的，并已在许多部门用了许多年了[4]。

表 2/P.56

参　数	数　值	容　差
f	694次抽样/秒	不少于600
T	0.03秒	±5%
H	0.2秒	±5%
M	15.9dB	±0.5

注 — [4] 中所指的 M 值等于15dB，但是文中说明的门限电平等于一个比参考值低15dB 的平均功率所对应的正弦波平均绝对电压。对于正弦波，此0.9dB 的差值是$20\log_{10}$（有效值电压/平均绝对电压）。

用上述的算法和满足以上要求的参数测得的结果应该作为有效讲话电平给出，并说明是使用本增补方法 B 的系统。

注 — 在噪声声级很高的地方，如在某些汽车中或无线电系统中，有时候往往希望把门限取得高一些（即使用较小的边际值）以排除噪声：如果注明边际值的话，这样做也是可以的。这种测量结果应该表示为边际值为 M 的有效讲话电平，并注明是使用了边际值为 M 的方法 B 测量系统。

有效系数最好以百分比表示，如果边际值超出标准范围以外的话，应说明它的指标。

6 方法 B 的近似等效

正在研究的其他一些方法中，广义地说，它们所用的原理是相似的，但是在细节上与上述算法不同。

这里并没有排除所有其他方法的意图，但要求能通过实验令人信服地证明用这些方法获得的结果能够在范围足够宽的条件下与用方法 B 获得的结果相一致。为此，认可了一组称为等效 B 法的方法。

讲话电平的等效 B 法测量定义为，任何一种在各方面都能满足以下测试的方法。

应该用所讨论的方法和方法 B 同时对两个或两个以上的语言样品按下列变量组合进行测量：

话音……一个男声和一个女声；

讲话材料……一段独立的句子、一段连续的语言、和一段电话通道中的会话，每一种至少持续20秒（有效时间）；

带宽……300－3400Hz 和100－8000Hz；

附加噪声……在测量频带内是平直的，电平低于有效讲话电平（M＋5）dB 和（M＋25）dB，式中 M（边际值）一般为15.9dB，但在高噪声应用下可以小一些；

电平……在所讨论的系统标出的范围内，以10dB 为间隔。

应该对所讨论的方法与方法 B 分别测得的有效讲话电平结果，在上述24种组合下计算它们的差值，并求出95%的置信区间。

如果在所有的组合下，差值的置信区间上限值不超过＋1dB、下限值不低于－1dB 的话，应该认为这种方法是等效 B 法。

直到建议了一种类似语言的信号，以及发现它适合于完成这项功能以前（见课题12/XII和14/XII），这种验证步骤是有效的。

此外，如果对某一种方法测得的结果加上一个固定的常数修正以后，也能落入规定的限值之内的话，这种方法也应该属于等效 B 法。必须在测量前就知道这个修正值，修正值还应不依赖于讲话信号的结构（除了频带的因素外，假如事先对此都已经分别掌握的话）。

这种测量得到的结果应该作为等效 B 法有效讲话电平，并把有效系数作为等效 B 法有效系数。

某些具有固定门限（而不是如§5.3中所述的追溯选择的门限）的测量系统，在知道边际是在所规定的限度之内的情况下，仍然可以给出遵照本定义的有效讲话电平。

7 指标规范

话音电压表通常由三部分组成，即：

i) 输入电路，

ii) 滤波器，和

iii) 处理机和显示器。

图1/P.56画出了这种表的典型构成。

全部或者部分地使用组成 i) 和 ii) 的部件，将依赖于仪表用在什么地方。然而，建议一个通用的仪表应该满足这些指标。

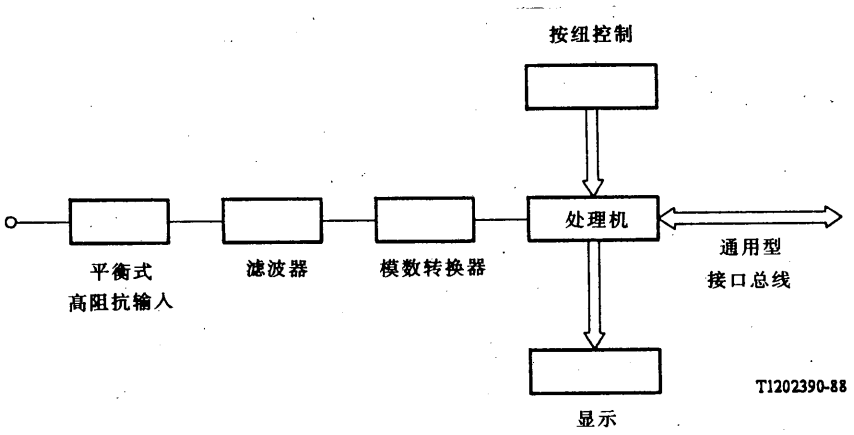


图1/P.56

一个典型的话音电压表的方框图

7.1 信号输入

7.1.1 输入阻抗

通常这个表是作为跨接的仪表使用的。假如是这样的话，它的输入阻抗必须足够高，以免影响测量结果。建议输入阻抗为100千欧。

7.1.2 电路保护

建议该仪表应该受得起远比测量量程高的电压，这是因为会发生意外的使用事故，以及待测电路可能会具有比预期的要高的电压。这方面的例子是110/240V 市电，或50V 的交换机电压。

7.1.3 连接方式

建议仪表的连接应该不依赖于极性。仪表应该具有以平衡式以及以不平衡式两种连接方式的方便性。

7.2 滤波器

在惯用的电话话音带宽（300—3400Hz）中测量电路的讲话电平时，在实践中常常使用一个滤波器，以

抑制不希望的交流声、磁带噪声等，此外它还能通过最重要的频率而不影响讲话电平的测量。表3/P.56中的坐标组满足了这些要求。图2/P.56给出了这种滤波器的一个实例。

应该满足下列的噪声要求：

输出噪声电平：

宽带（20－20000Hz）＜－75dBm

电话加权＜－90dBmp。

表3/P.56

频率（Hz）	（dB）
	相对于1kHz的频响上限
16	－49.75
160	＋0.25
7000	＋0.25
70000	－49.75
	相对于1kHz的频响下限
200以下	－∞
200	－0.25
5500	－0.25
5500以上	－∞

7.3 讲话电平测量

7.3.1 话音的工作范围

所建议的话音工作范围（指有效电平）至少应为0到－30dBV。

注1 — 仪表的动态范围取决于模数转换器（ADC）。假如ADC设定为10伏最大输入电平（即全1码）；以及用的是12位算法，基于ADC的最多的有效位，则1个符号位加上11个幅度位提供了66dB的范围。当对18dB的峰值/有效值之比作了扣除（只有在少于0.1%的时间中话音的峰值才会超过这个最大输入电平[1]），以及对15.9dB的边际值M作了扣除后，可测量的范围仍然只有大约不到35dB。因此，最大的话音信号大约在＋2dBV左右，同时最小的话音信号大约在－30dBV左右。但是已经发现实际的工作范围是＋5dBV到－35dBV。

注2 — 为了取得较宽的讲话电平的量程，在输入电路中可以插入衰减器或低噪声放大器。必须小心地满足§7.1.1中对输入部分的要求。

7.3.2 线性

仪表的线性是对均方根值的正弦波测量规定的。这是因为这种算法对话音在定义上是正确的，以及需要加以考虑的仅是测量的精度和可重复性。这在§7.3.4中规定。

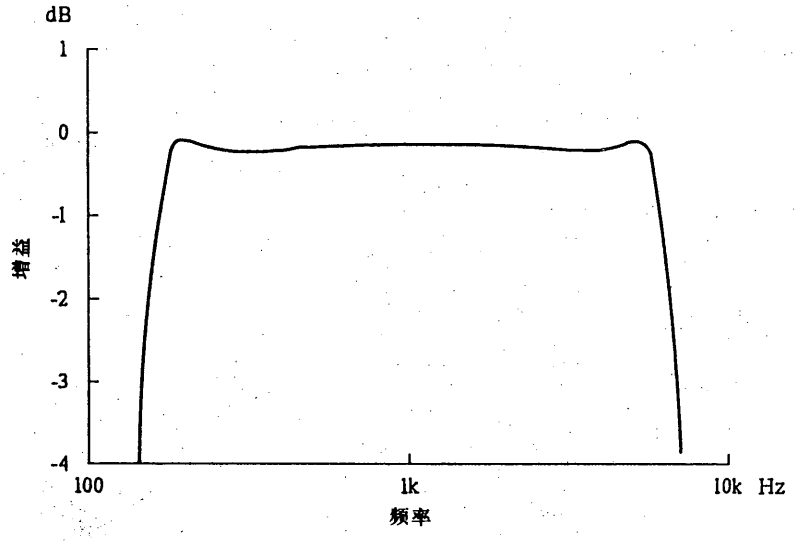
假定：

a） 测量是对最短的持续时间为5秒的信号，

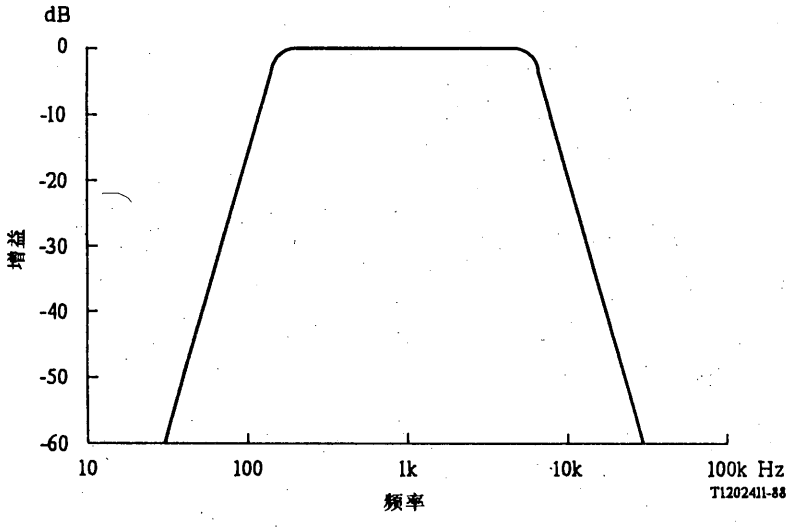
b） 在整个测量期间正弦波总是存在的，则线性指标为：

频率（Hz）	输入范围（dBV）	精度（dB）
100到4000 4000到8000	+16到－45 +13到－45	±0.1 ±0.3

注 — 对频率范围4000到8000Hz 的最大输入在理论上应该与对100到4000Hz 的相同。但是市场上可以买到的 ADC 的实际的限制（由于输入电路的有限的“回转比”）意味着这一点是达不到的。然而，由于话音在8000Hz 频带中的功率要比500Hz 在电平上低30dB，因此看来任何误差都将是极小的。



a) 低衰减部分的频响



b) 高衰减部分的频响

图2/P.56

滤波器通带频响

7.3.3 频响

仪表不带滤波器的频响，在100以8000Hz 的频率范围内测量时应是平直的，并在以下规定的容差范围之内：

频率（Hz）	输入范围（dBV）	容差（dB）
100到4000 4000到8000	＋16到－45 ＋13到－45	±0.2 ±0.4

注1 — 容差以1000Hz 为基准。

注2 — 7.3.2的注也适用于这里。

7.3.4 重复性

一个有效电平在所建议的工作范围之内的、持续时间不短于5秒有效时间的指定的话音信号，用同一个表进行反复测量，则有效电平的读数的标准偏差应小于0.1dB。

8 方法B表的例行校准

下列使用非语言状信号的例行校准步骤将确保仪表满意地工作。而定标校准只能用语言信号进行。

一种合适的电路装置示于图3/P.56中。不管是不是合适，测量应该用两个衰减器的置位，即0和20dB 进行。所有的源信号都是由600欧内阻的发生器提供的，以及仪表是以600欧终端的。

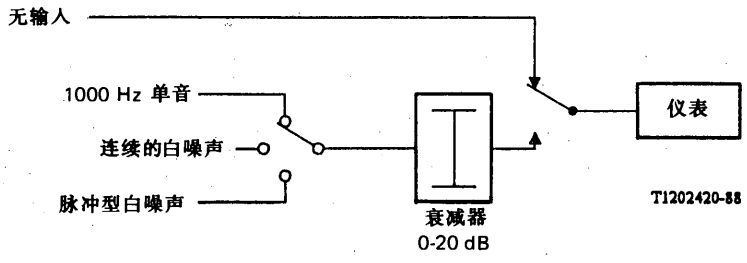


图3/P.56

开关装置

8.1 无输入信号

当仪表没有加输入信号时，应显示以下结果：

有效因子 有效电平 长时电平	0±0.5% ＜－60dBV ＜－60dBV

8.2 连续的单音

当仪表加入已校准到0dBV 的1000Hz 单音，在加入的时间为12＋0.2秒时，对衰减器的两个置位仪表应显示以下结果：

	衰减器 = 0 dB	衰减器 = 20 dB
有效因子	100 到 0.5%	100 到 0.5%
有效电平	0 ± 0.1 dBV	−20 ± 0.1 dBV
长时电平	0 ± 0.1 dBV	−20 ± 0.1 dBV

8.3 白噪声

8.3.1 无滤波器

在仪表电路中不带滤波器的情况下对仪表加入已校准到0dBV 的白噪声源，在加入的时间为12＋0.2秒时，对衰减器的两个置位仪表应显示以下结果：

	衰减器 = 0 dB	衰减器 = 20 dB
有效因子	100 到 0.5%	100 到 0.5%
有效电平	0 ± 0.5 dBV	−20 ± 0.5 dBV
长时电平	0 ± 0.5 dBV	−20 ± 0.5 dBV

8.3.2 带有滤波器

在仪表电路中带有滤波器的情况下对仪表加入已校准到0dBV 的白噪声源，在加入的时间为12＋0.2秒时，对衰减器的两个置位仪表应显示以下结果：

	衰减器 = 0 dB	衰减器 = 20 dB
有效因子	100 到 0.5%	100 到 0.5%
有效电平	−6.9 ± 0.5 dBV	−26.9 ± 0.5 dBV
长时电平	−6.9 ± 0.5 dBV	−26.9 ± 0.5 dBV

8.3.3 脉冲噪声

在仪表电路中不带滤波器的情况下对仪表加入“通”的时间为3秒，“断”的时间也为3秒的，在“通”

的情况下已校准到0dBV 的白噪声源，在加入的时间为12＋0.2秒时，对衰减器的两个置位仪表应显示以下结果：

	衰减器 = 0 dB	衰减器 = 20 dB
有效因子	55 ± 1.5%	55 ± 1.5%
有效电平	0 ± 1 dBV	−20 ± 1 dBV
长时电平	−2.7 ± 1 dBV	−22.7 ± 1 dBV

注 — 当发现一种语言状的信号能适合于完成这项功能以后，§8有可能作修订，使得方法 B 和等效 B 法的表都可以进行校准。

附 件 A

（附于建议 P. 56）

在电话网的条件下使用符合方法 B 的话音电压表的一种方法

符合方法 B 的话音电压表目前的形式还不适合于对实际电话连接中的话音电平测量（如见建议 G. 223）。这是由于这种表不能够区分电话连接中的话音是从哪一个方向传来的。

然而，如果表是接在二－四－二线型的电话连接的四线点上，那末测量就可以通过一个监听（或监视）交谈的起始和终了的实验员来进行。实验员可以用耳机来完成这项任务（假定已经获得了用户的同意），或者用一个辅助的表（如满足建议 P. 52的）来完成这项任务。电路装置示于图 A1/P. 56。

实验员先用辅助表或者耳机监视（或监听）交谈，然后通过一个起止按钮就可以测量相关的会话的起始和终结。

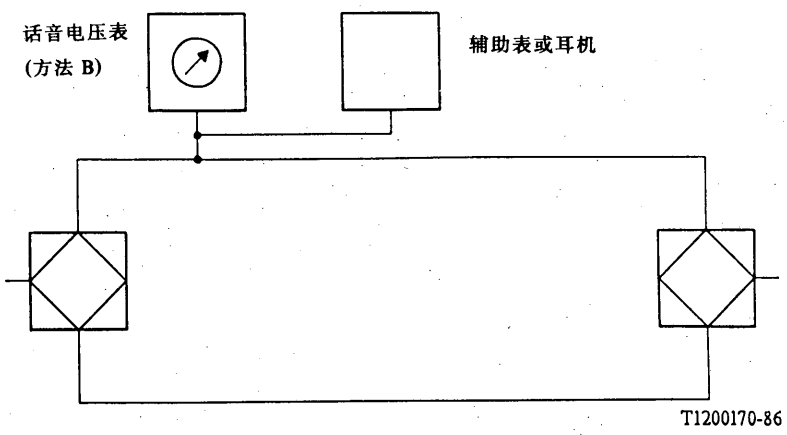


图 A-1/P. 56

参 考 文 献

[1] RICHARDS (D. L.): Telecommunication by speech, § 2.1.3.2, pp. 56-69, *Butterworks*, London, 1973.

[2] ITU – *List of Definitions of Essential Telecommunication Terms*, Definition 14.16, Second impression, Geneva, 1961.

[3] ITU – *List of Definitions of Essential Telecommunication Terms*, Definitions 12.34, 12.35, 12.36, Second impression, Geneva, 1961.

[4] BERRY (R. W.): Speech-volume measurements on telephone circuits, *Proc. IEE*, Vol. 118, No. 2, pp. 335-338, February 1971.

文 献 目 录

BRADY (P. T.): Equivalent Peak Level: a threshold-independent speech level measure, *Journal of the Acoustical Society of America*, Vol. 44, pp. 695-699, 1968.

CARSON (R.): A digital Speech Voltmeter – the SV6, *British Telecommunications Engineering*, Vol. 3, Part 1, pp. 23-30, April 1984.

CCITT – Contribution COM XII-No. 43 *A method for speech-level measurements using IEC-interface bus and calculation* (Norway), Geneva, 1982.

第 五 章

客观电声测量

建　　议 P.61

电容传声器的校准方法

（1984年于马拉加-托雷莫里诺斯修订）

电容传声器的一级和二级校准可以用下述方法进行：

1 用互易法进行一级校准

对电容传声器作一级校准所建议的方法是互易校准技术。参考文献［1］中介绍了一种精密互易声压校准方法。参考文献［2］介绍了一种适用于电话电声测量的频率范围内进行校准的简化方法。虽然以上说明的这些方法是针对1英寸传声器而言的，但是类似的方法也可用于半英寸传声器。适用于半英寸传声器的方法正由 IEC 在进行研究。

参考文献［3］中给出了一种自由场互易校准用的精密方法。一种变通的方法是把参考文献［4］中给出的自由声场修正曲线加到1英寸电容传声器的声压校准曲线上，以确定这些传声器的自由声场响应。原则上自由声场的互易校准方法可以扩展用于半英寸传声器。但用于半英寸电容传声器的自由声场修正曲线还没有标准化。

2 用比较法进行二极校准

电容传声器的二级校准可以通过与一个具有标定特性的、外形相同的传声器进行直接比较而取得。采用的方法是参考文献［1］到［3］中介绍的“两个传声器和辅助声源”法的修改方法。当一个给定的驱动电平加到辅助声源上以后，首先测定经过定标传声器的输出，然后将该传声器换成待校传声器，在保持加到辅助声源上的驱动电平不变的情况下测定它的输出。把两个传声器的输出电平之差（用 dB 表示）加到已知校准特性的第一个传声器上，就可以确定后者的校准特性。应该在每一个所需要的频率下重复以上的步骤。

3 用活塞发声器和其他声级校正器进行二极校准

二级校准也可以用产生已知声级的活塞发声器和其他声级校准器进行。这类装置常常用来在单一频率

下检查传声器的定标①。应注意按照制造说明来使用这些装置。特别是有可能对大气压力、耦合腔体积、传声器类型等加以必要的修正。目前 IEC 正在研究这些校准器的标准化。

参 考 文 献

[1] International Electrotechnical Commission *Precision method for pressure calibration of one-inch standard condenser microphones by the reciprocity technique*, IEC publication 327, Geneva, 1971.

[2] International Electrotechnical Commission *Simplified method for pressure calibration of one-inch condenser microphones by the reciprocity technique*, IEC publication 402, Geneva, 1972.

[3] International Electrotechnical Commission *Precision method for free-field calibration of one-inch standard condenser microphones by the reciprocity technique*, IEC publication 486, Geneva, 1974.

[4] International Electrotechnical Commission *Values for the difference between free-field and pressure sensitivity levels for one-inch standard condenser microphones*, IEC Publication 655, Geneva, 1979.

建　议 P.62

用户电话设备的测量

（1984年于马拉加-托雷莫里诺斯、1988年于墨尔本修订）

1 电话机衰减失真的测量

电话设备发送或接收系统的绝对灵敏度随频率变化的曲线，虽然通常称为频率特性，但是并没有就这种设备重现人的话音或音乐的特性提供完整的信息。

然而从语言传输的观点来看，电话设备的绝对灵敏度作为频率函数的变化曲线给出了有用的信息。另一方面，对于音乐的传输，在缺乏确切的传输质量标准（如对应于商用电话中的清晰度或复述率）的情况下，这种曲线应足以评价所使用的终端设备（传声器或扬声器）的质量。

可以使用建议 P.64及其附件 B 中所说明的方法，画出灵敏度/频率特性曲线。

2 电话机的非线性失真和送话器噪声的测量

虽然一般来说，电话受话器的非线性失真可以忽略不计，但是送话器（特别是一般商用电话设备中使用的那种碳粒送话器）却表现出可观的非线性：送话器的电阻变化和膜片上声压的关系不是线性的。当相对于送话器总电阻的电阻变化增加时，即送话器更灵敏时，这种非线性变得更加明显。此外还有两点附带的效应：

1） 送话器对低于某一数值（激励门限）的声压不大灵敏。

2） 由于碳粒的机械惯性（碳粒间产生电接触的时延），在声波的作用下，碳粒摆动的各种状态，在不同的频率下是不一样的（比如两个声音的慢速拍频经过碳粒送话器重现后，一般总是增强的）。

① 以±0.3dB 的精度定标是可以实现的。

有关谐波失真对电话语言质量一般性影响的现有资料表明，二次谐波失真的影响要比三次谐波失真的影响小得多。然而由于失真的定义和测量方法的差别，各种测试得到的可察觉的绝对门限值很难相互比较。

注1 — 这方面的现有资料归纳在［1］和［2］中。很明显，使用正弦波信号的测量来预测非线性系统的语言传输性能的局限性很大，当测量信号的峰值远小于所传输的语声信号时尤其如此。因此，一种与实际语声的频谱密度和幅度密度都相同的复杂信号，见建议 P. 50，预期将会是更适用的测量信号。

注2 — 采用复杂的测量信号或实际语声信号测量电话电路中的非线性在课题13/XII［3］中研究。

某些类型的碳粒送话器会产生听得见的稳态噪声，通常它与馈电电流的大小有关。这种噪声的测量及其对传输质量的影响，与其他类型的可相加电路噪声相同。

3 响度评定值（LR）的客观测量

满足建议 P. 65的客观测量响度评定值的仪表的例子有：法国主管部门的“CERF”［4］，NTT 的“AURAL”［5］，英国电信公司的“TIGGER”［6］和 STL 的“响度评定值表”［7］。上面提到的这些仪表的简要说明可以在 CCITT 的电话电声测量手册［8］第5章中找到。

参 考 文 献

[1] CCITT – Question 13/XII, Annex 1, Contribution COM XII-No.1, Study Period 1981-1984, Geneva, 1981.

[2] CCITT – Question 13/XII, Annex, Green Book, Vol. V, ITU, Geneva, 1973.

[3] CCITT – Question 13/XII, Contribution COM XII-No. 1, Study Period 1985-1988, Geneva, 1985.

[4] CCITT – Contribution COM XII-No. 184, *Equipment for the objective measurement of equivalent R25 and of the sidetone – used by the French Administration* (France), Study Period 1981-1984.

[5] CCITT – Contribution COM XII-No. 79, *Objective loudness rating measurement system*, (NTT), Study Period 1981-1984.

[6] WARD (H. F.) and CROSS (R. C.) TIGGER: An Automatic Test System for measuring the Transmission Performance of Telephones, *British Telecommunications Engineering*, Volume 2, July 1983.

[7] CCITT – Question 15/XII, Annex 6, Contribution COM-No. 1, Study Period 1985-1988.

[8] CCITT *Handbook on Telephonometry*, UIT, Geneva, 1987.

建　议 P. 63

根据客观测量结果评定传输质量的方法

这些测量方法正在 CCITT 的课题7/XII中研究［1］。建议 P. 11的附件 A 和 B，以及本卷末的增补2号和3号，介绍了英国电信公司和 AT&T 各自使用的方法。还应注意建议 P. 79叙述的计算响度评定值的方法。

参 考 文 献

[1] CCITT – Question 7/XII, Contribution COM XII-No. 1, Study Period 1985-1988, Geneva, 1985.

在市话系统响度评定值计算中用到的灵敏度/频率特性的测定

（1976年于日内瓦制订；1984年于马拉加-托雷莫里诺斯、1988年于墨尔本修订）

参见建议 P.76关于响度评定值测定的基本原理。

1 引言

市话系统（LTS）的发送、接收或侧音灵敏度/频率特性通常是直接测得的。

注1 — 假如已知电话线路和馈电桥的有关情况，发送、接收或侧音灵敏度/频率特性也可以算得。但有关侧音所需的一些情况不属于现有建议的讨论范围。

注2—同样的原理也适用于对送话器和耳机的测量。

由于所考虑的这类电声测量可能有不同的用途，所以有必要区别以下几点：

a) 给换能器的设计人员提供信息，让他知道为了达到指定的灵敏度/频率特性，已经取得的进展程度；

b) 检查产品是否满足规定的要求；

c) 提供用来估算响度评定值或其他主观测定数值的灵敏度/频率特性。

本建议仅与 c) 有关。对于这种用途，必须以实际人嘴和人耳条件下的测量为基础。当使用仿真嘴和仿真耳测量时，必须注意用它们测得的结果，要与使用实际人嘴和人耳的测量结果符合一致。在使用实际人嘴和人耳的条件下进行测量既复杂又费时间，而且重复的精度很低，当涉及碳粒送话器时尤其如此。

本建议介绍用所建议的仿真嘴和仿真耳（见建议 P.51）进行测量的方法。

本建议主要适用于使用手柄话机的 LTS。但是它的原则也适用于其他类型的电话机。对于头戴机的特殊考虑在建议 P.38中叙述，对扬声电话机的特殊考虑在建议 P.34中叙述。

2 市话系统的发送灵敏度

对于目前的用途，按情况的不同，市话系统的发送灵敏度是以嘴前方的一个参考点上的自由场声压①，和市话系统的电输出或送话器的电输出来规定的。由于输入声压不能与电输出同时进行测量，所以测量必须以间接的方式进行。参考点上的声压是在不放入手柄时测量的，然后在保持仿真嘴声源不变的情况下，把手柄放到嘴前方规定的位置并测量其输出。而用人嘴讲话时，不能信赖这个声源在测量自由场声压和送话器的电输出时能够保持它的输出没有变化。仿真嘴并不能完全代表实际人嘴的声阻抗和声场分布。

除了提供合适的声源条件外，还必须保证对于各种式样的电话手柄，它们的口承都必须位于实际使用的位置上。这可以通过参照耳参考点把口承放在合适的位置来做到。这就保证了较长的手柄与较短的手柄相

① 本建议中采用的嘴参考点在附件 A 中定义。

比，是在嘴到送话器的距离较远的条件下测量的。只有在经过适当控制的测量条件下，对于不同长短的手柄通过把用仿真嘴测得的结果与用实际人嘴在实际的会话测试时得到的结果进行比较，才能判断指定用于灵敏度/频率特性测量的手柄测量位置是否成功。对于本建议，电话手柄应按建议 P. 76附件 A 的规定安放。

即使在加以控制的讲话条件下，使用实际的嘴讲话进行测量还会遇到一些特殊的问题。在这种情况下，所需嘴参考点上的声压，不能够直接测得，因此不得不测量其他点的声压，然后再间接折算到嘴参考点。以前有些测量中使用了放在离人嘴1米远处的测量传声器，但是这需要消声的环境，而且还会受到待测手柄声障的影响。也试验了一些其他的方法，但是到目前为止，没有一种方法是令人满意的。

当输入到碳粒送话器的声压增加时，输出电压的相应增加与声压的增加并不成线性的关系。这种非线性是所加的声压、频率、馈电电流、准备动作和碳粒盒取向的非常复杂的函数。使用仿真嘴时，只有对所有的这些因素都给以必要的重视，才能得到可重复的结果。

3 市话系统的接收灵敏度

IEC－318型仿真耳（见建议 P. 51）提供了一种精密测量市话系统接收灵敏度的手段。但是用它测得的声压，并不总是与响度评定值主观测试时，在实际人耳中的耳参考点上存在的声压相符。这可以部分地归因于耳机和实际人耳之间存在着可以感觉得到的声泄漏（L_E）（在现有建议的仿真耳结构中，这种泄漏并没有考虑进去），还有部分可以归因于耳机外廓和人耳外廓之间所包括的容积增加。因此在使用本建议的方法测得的结果时，必须加以修正（见下面§7）。

很清楚，如果能对仿真耳加以修改，从而省去这种修正的话，将是非常希望的。关于这个问题，已经作了一些深入的工作，但是现在仍不清楚是否对仿真耳作单方面的修改，就足以适合所有类型的受话器。还需要的进一步证据，最好由几个实验室提供，这样就可以检验数量更多的各类受话器。

4 仿真嘴和话音

应该具有下列特性：

a） 仿真嘴出声孔附近的声压分布必须很好地近似人嘴附近的分布；

b） 向仿真嘴看进去的声阻抗必须模拟人嘴的情况，因此由电话送话器的声障效应引起的声压增加将是具有代表性的；

c） 必须有可能在嘴参考点建立作为频率函数的规定声压。实际的仿真嘴有一种方便的特点，就是在一定的声压范围内，嘴参考点处的声压与输入到仿真嘴的电压之比是线性的。这个比值至少在200到4000Hz 范围内与频率无关，但最好能达到100到8000Hz。

对于目前的用途，嘴参考点（MRP）定义在仿真嘴的轴线上，位于等效唇位的前方25mm 处（见附件 A）。

建议 P. 51规定了对仿真嘴的要求。

注 — 然而以这种仿真嘴测得的发送灵敏度为依据，所算得的发送响度评定值，并不总是与用实际人嘴主观测得的响度评定值完全一致。这个问题仍在课题8/XII和12/XII中研究。

原则上，建议 P. 50中所定义的仿真话音应该用作声测试信号。然而就稳定的话机而言，规定频率下的正弦波已得到满意的使用。其他的一些具有连续频谱的信号，如粉红噪声和具有与语言相同的长时频谱的高斯噪声，也可以用作为声测试信号。如果采用适当的技术，正弦波也可以用来测量某些类型的炭粒送话器（见附件 B）。

5 仿真耳

应该具有下列特性：

a) 对电话耳机所呈现的声阻抗必须模拟人耳在电话手柄实际使用条件下所呈现的声阻抗；

b) 仿真耳的灵敏度定义为测量传声器的声压灵敏度。它在100－8000Hz 的频率范围内的偏差必须保持在±0.5dB 以内；

对于人耳的耳参考点（ERP），在附件 A 中作了规定。当耳承贴合在仿真耳上时，所对应的点通常与声压测量的那个点不同。因此，再加上其他一些原因，把测量结果用于计算响度评定值时，还必须作某些修正（见前面的§3）。

6 市话系统发送灵敏度的定义

市话系统（LTS）的发送灵敏度与手柄和仿真嘴等效唇位的相对位置有关。这里将使用建议 P.76的附件 A 中定义的讲话位置。通常发送灵敏度是频率的函数。

在一个特定的频率下或在一个窄频带中，市话系统的发送灵敏度以下式表示：

$$S_{mJ}=20\log_{10}\frac{V_J}{P_m}\ \text{dB}\qquad \text{相对于}1V/P_a$$

式中 V_J 为600欧终端上的电压，P_m 是嘴参考点上的声压。注意 P_m 必须在未放入被测手柄送话器的情况下测得。

6.1 装有碳粒送话器的电话整机的测量

本建议希望能够适用于测量装有碳粒送话器或非碳粒送话器的系统。在测量包含线性元件的市话系统（LTS）时，只要已知测量声压，而且它不会造成过载时，在什么声压值下进行测试关系并不大。然而在碳粒送话器的情况下，随着所用的声压值和声信号特性的不同，将会得到不同的灵敏度。发送响度评定值的计算，是把这些不同频率下的灵敏度数值归结到一个单一的数值。这种归结的方法必须考虑到人类语言的特性。目前还没有一种可以建议的普遍适用的（碳粒送话器的）测量方法。这个问题目前正在课题8/XII中研究［1］。在能够规定一个合适的方法之前，各主管部门可以注意到各种已经提出并正在验证中的方法。这些方法在附件 B 中列出。

7 市话系统接收灵敏度的定义

通常接收灵敏度是频率的函数。用满足建议 P.51的仿真耳直接测得的、在一个特定的频率下或在一个窄频带中，市话系统的接收灵敏度以下式表示：

$$S_{Je}=20\log_{10}\frac{P_e}{\frac{1}{2}E_J}\ \text{dB}\qquad \text{相对于}1Pa/V$$

式中 P_e 是仿真耳中的声压，$\frac{1}{2}E_J$ 是600欧信号源电动势的一半。

注 — 适合计算响度用的接收灵敏度由下式给出：

$$S_{JE}=S_{Je}-L_E$$

式中 L_E 是上述§3中说明的修正值，S_{JE}是用大量实际人耳测得的接收灵敏度。

关于这个问题的进一步情况在建议 P.79中叙述。

8 市话系统的讲者和听者侧音灵敏度的定义

市话系统的讲者侧音灵敏度是电话机发送和接收灵敏度的函数，但还要依赖许多其他因素，诸如市话用户线条件、市话交换局的有效终端阻抗，以及电话机内的侧音平衡电路等。

从仿真嘴到电话机受话器所测得的侧音灵敏度表示为：

$$S_{meST}=20\log_{10}\frac{P_e}{P_m}\quad dB$$

式中 P_m 在§6中定义，P_e 是当手柄以响度评定值保护环位置（LRGP）安放时在仿真耳中所产生的声压。

在室内扩散噪声场中所测得的听者侧音灵敏度表示为：

$$S_{RNST}=20\log_{10}\left(\frac{P_e}{P_{RN}}\right)\quad dB$$

式中 P_e 是当把手柄以 LRGP 放在不发声的仿真嘴前，在仿真耳中所产生的声压。此时在 MRP 处应具有的室内扩散噪声的声压为 P_{RN}，但该声压是指在没有任何声障（如测试头、手柄等）的情况下测得的。

9 测定 S_{mJ}、S_{Je}、S_{meST}、S_{RNST}和 Δ_{SM}的方法

当需要知道一个实际市话系统的发送、接收和侧音灵敏度时，可以按照图1/P. 64、2/P. 64、3/P. 64、4/P. 64和5/P. 64中说明的方法进行上述§6、7和8所定义的测量。在 CCITT 实验室和别的地方已经成功地使用了这些方法。

更详细的说明，可以在电话电声测量手册的第3章［2］中找到。

图1/P. 64表明了安置仿真嘴的方法，按此可以测得每个测试频率下或频带中，嘴参考点处的声压 P_m。建议在仿真嘴驱动电路中加上均衡，以保证在 MRP 处的自由场声压，在100到8000Hz 的频率范围内，偏差保持在±1dB 内。在任何情况下，从200到4000Hz 的频率范围内的偏差，不应该超过±2dB，同时在100到8000Hz 的频率范围内，不超过+2/−5dB。在测定市话系统的发送或侧音灵敏度时，建议要对所要求的声压级的所有偏差作补偿。如果该偏差超过±1dB，则补偿更有必要。

不管用哪一种测试信号，所建议的 P_m 都是−4.7dBPa（参见附件 B 的注2）。

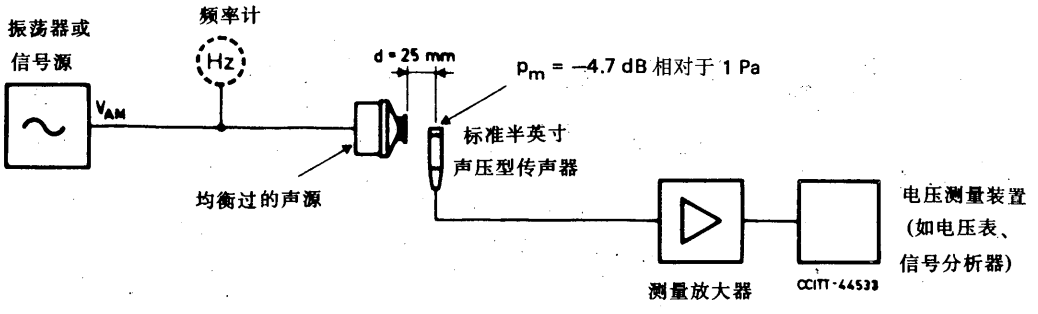


图1/P. 64

测量离开声源的仿真嘴唇平面前25mm 的嘴参考点上的声压 P_m

图2/P. 64表示当把手柄放在仿真嘴前方适当的位置上，馈给仿真嘴的电压与未放入被测手柄时建立声压 P_m 时相同（见图1/P. 64）的条件下，对市话系统输出电压 V_J 的测量。

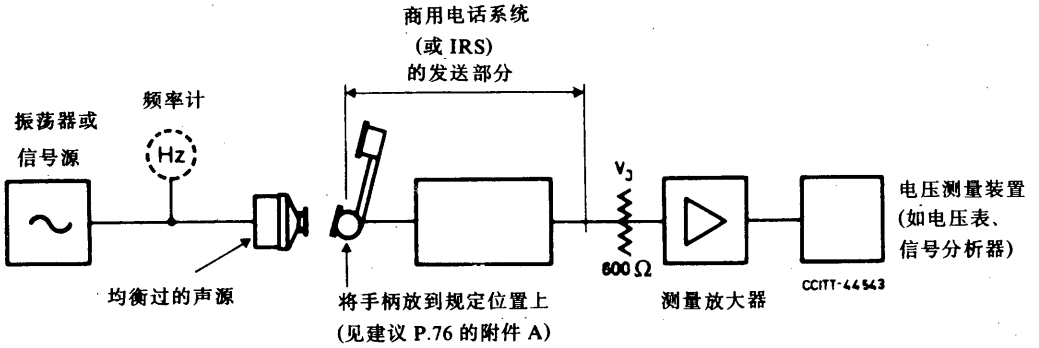


图2/P. 64

在接到待测发送系统输出的600欧纯阻终端上量得的电压 V_J

图3/P. 64表示把市话系统连接到一个内电动势为 E_J 的600欧信号源上时，对仿真耳中声压 P_e 的测量。注意 S_{Je}是用½E_J，而不是用市话系统输入处两端的电位差来定义的。假如市话系统的输入阻抗不是600欧，这个电位差无疑与½E_J 不同。必须注意确保被测接收系统的耳承和仿真耳之间没有耦合损耗（声泄漏）。通常建议 E_J＝－12dBV。

注 — 一些由电子电路构成的接收系统可以提供某些特殊功能，例如具有限制接收声信号声级的压缩性能。测量这种系统时，应该特别小心，以保证测得的灵敏度是正确的并且是所要求的。某些情况下，有可能必须用限定范围的各种输入电平来测定接收灵敏度。

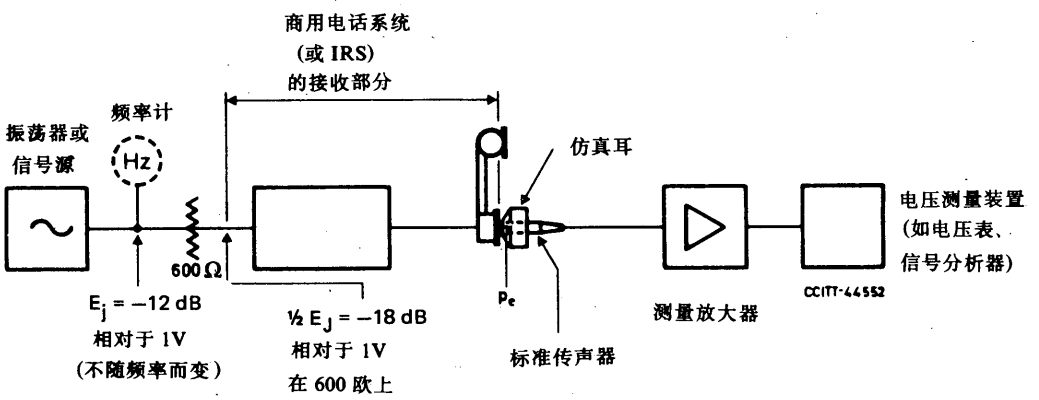


图3/P. 64

由被测接收系统在仿真耳中所产生的声压 P_e 的测量

图4/P. 64表示侧音灵敏度的测量。测得的 S_{meST}值在很大程度上依赖于接在电话机端子上的阻抗，因此在短线条件下，它依赖于交换机的终端。由于该阻抗往往与600欧相差很大，特别在终端为一个完整的连接的情况下更是如此。600欧只是作为一个例子给出的。

室内噪声侧音灵敏度 S_{RNST}的测定在图5/P. 64中说明。对于这项测量，使用正弦波是不合适的。它必须使用连续频谱声，如具有 Hoth 或粉红噪声频谱的噪声（见 § B. 3）。首先测定扩散声场的幅度 P_{RN}，然后测量仿真耳中的声压。

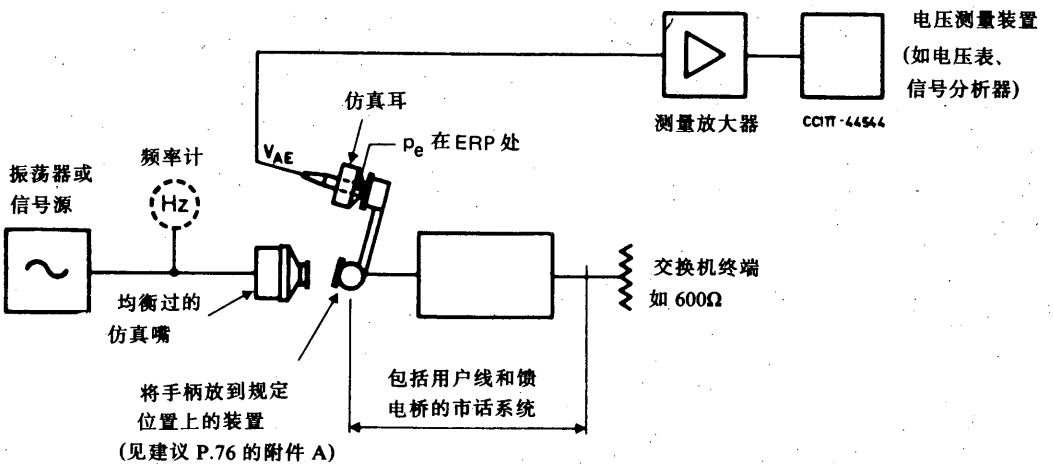
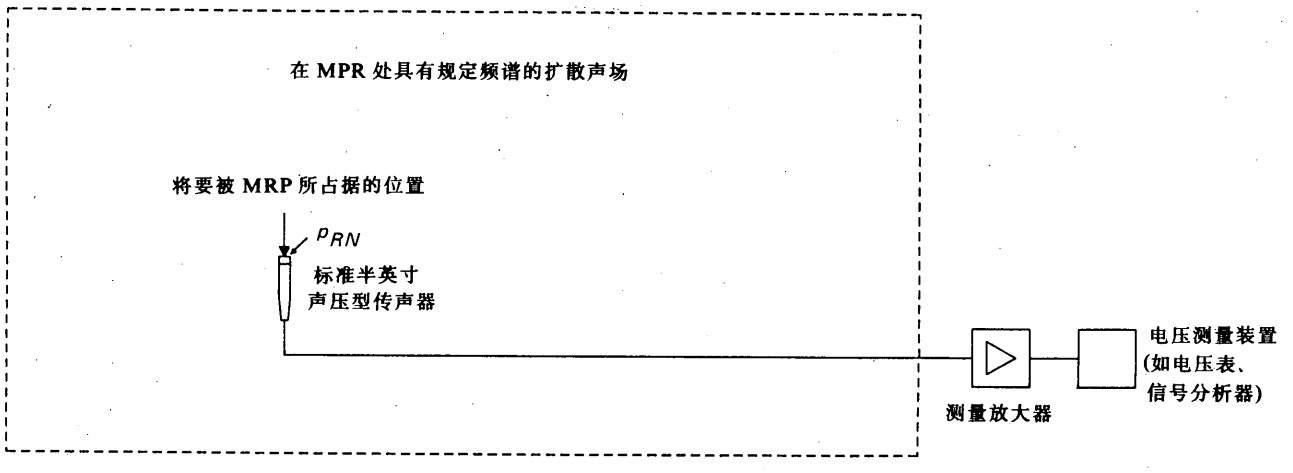
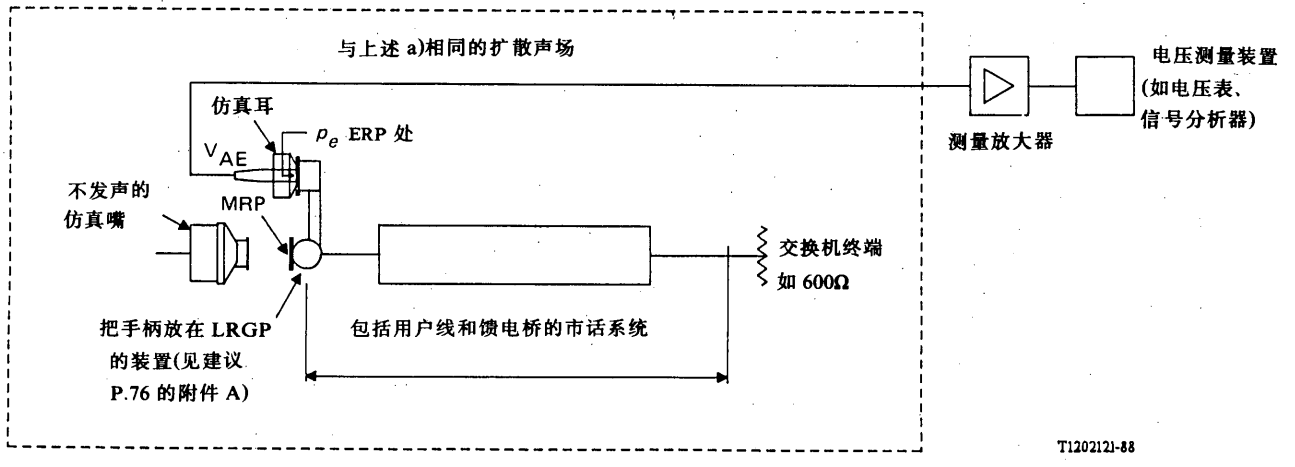


图4/P. 64

在 MRP 处加上一个指定的声信号，通过测定仿真耳中产生的声压 P_e，测量商用电话系统的侧音灵敏度



a) MRP 处扩散声场的测量



b) 由于扩散声场 P_{RN} 的存在，
经由电话侧音通道在仿真耳中所听到的 p_e 的测量

图5/P. 64

采用上述方法时，通常在仿真耳中所产生的声压是很低的。测定 S_{RNST}的一种变通的方法是，先用一种连续频谱的信号（如§B. 3、B. 4），用仿真嘴和附件 B 中的一种方法测量发送灵敏度 S_{mJ}，然后用类似上述用于室内噪声侧音灵敏度的扩散声场方法测量室内噪声发送灵敏度 $S_{mJ/RN}$(这种方法的详细说明参见电话电声测量手册)。

Δ_{SM}的定义为

$$\Delta_{SM}=S_{MJ/RN}-S_{MJ}$$

式中 S_{MJ}是真实话音灵敏度。

然而，对许多实际的用途，当使用仿真嘴时，我们可以认为 Δ_{SM}等于 Δ_{Sm}：

$$\Delta_{Sm}=S_{mJ/RN}-S_{mJ}$$

因此 S_{RNST}可以用下列近似式确定：

$$S_{RNST}\simeq S_{meST}+\Delta_{Sm}$$

注1 — 对于怎样可以用 Δ_{Sm}由侧音掩蔽评定值（STMR）来确定听者侧音评定值（LSTR）的解释，见建议 P. 76、P. 79和 G. 111。

注2 — 在许多情况下，特别对于炭粒送话器，Δ_{SM}以及 S_{RNST}是 P_{RN}声级的函数。建议在这种情况下 P_{RN}的声级应该和 Δ_{SM}一一起注明。P_{RN}的典型值应该在40－65dBA 的范围内（见电话电声测量手册§3. 3）。

注3 — S_{mJ}和 $S_{MJ/RN}$应采用相同的技术来测定，如以三分之一倍频程频带来测量的宽带信号。

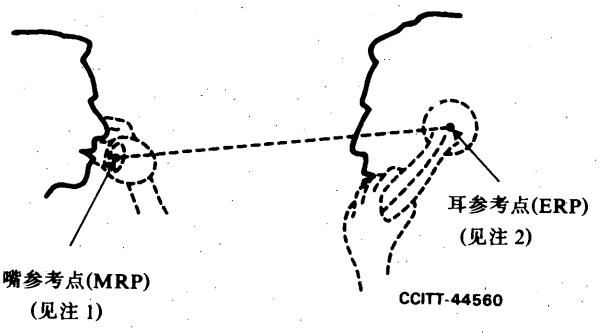
注4 — 对于线性系统，可以认为对于 S_{RNST}的近似公式是一个等式。

附 件 A

（附于建议 P. 64）

嘴参考点和耳参考点的定义

嘴参考点（MRP）和耳参考点（ERP）的定义在图 A-1/P. 64中说明。



注1 — 嘴参考点位于穿过张开的嘴巴中心的水平轴上，距离嘴唇的前方25mm。它是在没有任何声障碍物的情况下定义的。

注2 — 耳参考点位于收听入耳道入口处。它定义为位于一个贴在耳朵上的凹圆形耳承的前平面中心点上。

注3 —不要把 ERP 与耳承参考点（ECRP）混淆起来。后来是一个位于耳机参考平面上的点，它是作为手柄的一个参考参数使用的（见建议 P. 10）

图 A-1/P. 64

嘴和耳参考点的定义

附 件 B

（附于建议 P. 64）

使用碳粒送话器的市话系统的测量

对于包含有碳粒送话器的市话系统的测量，已经提出和试验过各种各样的方法。作为例子，下面给出其中的一些方法。这些方法也能够用于装有线性送话器的电话整机。

在测试中，必须以适当的间隔对炭粒送话器作合适的准备动作（见建议 P. 75）。

进一步的情况可以参考 [3]。

注1 — 所使用的仿真嘴的效率并不总是不随频率而变的，因此对于下面所叙述的大多数方法，在电信号源和仿真嘴的扬声器之间必须插入合适的均衡网路。需要服从所规定的复杂信号或仿真话音的是指自由声场中的声信号。

注2 — 已经发现对于特定的应用，不使用下面所建议的－4. 7dBPa 的讲话声级或许是有好处的。这应该针对特殊的应用情况小心从事。在1985－1988研究期中所进行的研究表明，用较低一些的声级，如在－4. 7到－7dBPa 的范围内，获得的结果与主观测试结果基本相符。

B. 1 上包络法

已经在 CCITT 实验室使用。它对于某些类型的碳粒送话器是成功的，但是对另一些类型却并不成功。上

包络法按下列步骤进行：

a） 在相对于1Pa 的－4.7dB 声压级下，作为频率的函数测定灵敏度。这个声压比讲话人按照建议 P.78 中说明的主观测试方法测定响度评定值时使用的话音声级的平均有效讲话功率要高一些；

b） 重复 a）项测量，但将声压级增加10dB；

c） 重复 a）项测量，但将声压级降低10dB；

d） 在各个频率下选择 a）、b）和 c）中最高灵敏度。

B.2 扫频方法

各类现有的测量响度评定值的客观仪表使用循环周期为一秒，从200－4000－200Hz 扫频，在任一窄频带内，作为频率函数的瞬时声级，近似地按人嘴发出的语言频谱变化。

不应该用这种方法来测定 Δ_{SM}。

B.3 粉红噪声法

装有碳粒送话器的手柄放在仿真嘴的前面，仿真嘴在 MRP 产生粉红噪声（功率谱密度以3dB/倍频程递降）。该粉红噪声覆盖100到8000Hz 中的各1/3倍频程频带，这些频带的中心频率是 ISO266－1975中规定的优选频率，频带的边缘满足 IEC225中叙述的对滤波器的要求。

以相同的总带宽所测得的信号总声级应为－4.7dBPa，容差±1.0dB。

注 — 对于现有的仿真嘴，这个要求可能并不现实，为此可能不得不使用从200到8000Hz 的比较窄的频带。

灵敏度/频率特性可以通过电话系统输出的信号功率谱密度，与用一个放在 MRP 的小型线性传声器在自由声场条件下（移去手柄后）测得的功率谱密度之比来获得。

B.4 经过整形的高斯噪声法

这种方法在 MRP 处使用经过整形的高斯噪声，其频谱与表1/P.50所示的长时平均频谱密度相同。信号总声级应为－4.7dBPa±1dB。

灵敏度/频率特性的获取方法同 § B.3。

B.5 真实话音校准

这可以通过轮流或同时测量待测碳粒送话器和一只定标过的线性传声器输出的语言频谱来进行。在待测话机上可以安装一个非常小的线性传声器。当然在讲话人进行电话会话时可以得到最合适的结果，但是接踵而来的困难是，难以获得该线性传声器的可信的灵敏度/频率特性。通常必须依靠一个合适的仿真嘴提供线性传声器的定标。

B.6 宽频带信号的应用

宽频带信号按伪随机二进制序列产生，然后均衡到具有平直的或具有建议 P.50中规定的长时平均频谱密度。再把碳粒送话器的输出用快速傅里叶变换（FFT）技术进行处理。象其他方法一样，这种方法需要用一个已知灵敏度/频率特性的线性传声器来确定 Pm 值。这种方法的优点是能够在很短的测试信号抽样时间内（如50ms）测得频率特性。

B.7 使用仿真话音的方法

这种方法使用具有与语声相象的频谱和时间特性的仿真话音。

灵敏度/频率特性按上述§B.3测得，但是要使用能够发出建议P.50中规定的声仿真话音的仿真嘴。

参 考 文 献

[1] CCITT – Question 8/XII, Contribution COM XII-No. 1, Study Period 1989-1992.

[2] CCITT – *Handbook of Telephonometry*; ITU, Geneva, 1987.

[3] CCITT – Contribution COM XII-R 27, § B.2, Study Period 1985-1988.

建 议 P.65

测定响度评定值用的客观仪表

（1984年于马拉加-托雷莫里诺斯制订，1988年于墨尔本修订）

1 引言

本建议介绍适用于响度评定值测定的客观仪表的基本特性。这些特性是从目前一些与响度评定值有关的建议中引伸出来的，其原理在建议P.76中定义。

用多种方式制作出响度评定值测量的客观仪表是可能的。例如将一些分散的仪表组合起来，每个仪表都有其各自规定的功能，对它们可以进行集中控制，也可以用专为此用途设计的装置来实现。然而为了保证在不同的实验室中进行的响度评定值测量的符合性达到可以接受的水平，如±1dB，最根本的一条是应该按照一些与电话系统的电声性能测量有关的建议去做。

相关的建议为：

P.48 中间参考系统的技术指标；

P.51 仿真话音、仿真嘴、仿真耳；

P.64 在市话系统响度评定值计算中用到的灵敏度/频率特性的测定；

P.75 对装有碳粒送话器的手柄的标准准备动作；

P.76 响度评定值的测定（基本原理）；

P.79 响度评定值的计算。①

2 仪表组成

下面说明测定响度评定值用的设备和需要包括的四种电声部件。每种部件均需要作为频率的函数进行适当的校准，校准结果在第五种部件中记录下来，在该部件中表示出各自的灵敏度/频率特性，并算得响度评定值。假如仪表要包括听者侧音评定值（LSTR）的测量，就必须提供第六部分，即室内扩散噪声源，连同用于校准、测量和以三分之一倍频程频带进行分析的合适的设备。

还有必要提供某些辅助装置，例如馈电电路、仿真用户电缆和交换机终端。这些是按照特定的建议进行

① 其它算法正由XII研究组在课题15/XII中研究。

指定测量所需要的。

2.1 仿真耳

见图1/P.65的a)。

系统中的仿真耳应符合建议P.51，还要包括一个测量放大器，以便能够作为频率的函数，或在图1/P.65的e)所示的记录和测量系统的频带内测量仿真耳室中产生的声压Pe。此外还应该提供校准仿真耳中使用的标准传声器的手段，如声校准器或活塞发声器。

2.2 仿真话音

见图1/P.65的b)。

满足建议P.51的仿真嘴必须作为测量系统的一个组成部分，它在距离嘴唇平面25mm的MRP处能够产生预定的声场。信号源将作为仿真话音的一部分，可以是正弦波（扫频或点频），也可以是宽频带信号（例如建议P.50的定义的仿真话音，或建议P.64的§B.4中规定的经过整形的高斯噪声）。均衡和增益控制必须成为仿真嘴驱动系统的一个部分，使得MRP处的声压能够按照建议P.64的§B.1§B.4的要求或其他合适的要求加以控制。

可以使用上述§2.1的仿真耳中所用的标准传声器进行MRP处的声压或频谱校准，利用下面§2.5中的记录和测量系统，作为频率的函数或在各频带中测定P_m。

必须提供机械装置使能按照建议P.76附件A的要求，将测试手柄固定在LRGP（响度评定值保护环位置）上。如果被测的是装有碳粒送话器的手柄，必须按照建议P.75作准备动作。

2.3 电终端

见图1/P.65的c)。

系统应该包括一个平衡式600欧终端阻抗，并用下面§2.5的记录和测量系统提供作为频率的函数或在各个频带内测量终端电压V_J的手段（见建议P.64的§6和§9）。这部分的校准可以使用定标过的电压源进行。

2.4 电信号源

见图1/P.65的d)。

必须提供一个具有平衡式600欧阻抗的电信号源。这个电信号源并不需要与仿真话音中使用的相同，但必须是正弦波或宽带信号。并应具有校准和调节信号发生器电压E_J的手段，以便在100-8000Hz的频率范围内满足建议P.64的§7和§9的要求。这可以使用上述§2.3的电终端的定标来进行。

2.5 记录和测量系统

见图1/P.65的e)。

为了测定仿真耳中的声压P_e或电终端上的电压V_J，必须提供一个记录和测量系统。这个测量系统可以包含一些用硬件或软件构成的滤波器，以改善信噪比或用以分析电话机在1/3倍频程频带的输出。在使用1/3倍频程滤波器组的地方，其中心频率应按ISO266规定的优选频率选取，滤波器应具有IEC公告225规定的特性。

系统的这部分应具有记录或存储性能，以便利用校准和测量数据按照建议P.64，推导出所需的灵敏度/频率特性。然后可以按照建议P.79，根据灵敏度/频率特性，加上已经知道的修正项，如L_E和L_M，计算出各种响度评定值。可以使用预置的L_E和L_M数值（如表4/P.79中列出的L_E值），也可以从其它现有更合适的

数据中选取，放入计算中去。

2.6 室内扩散噪声源

见图1/P.65的 f)。

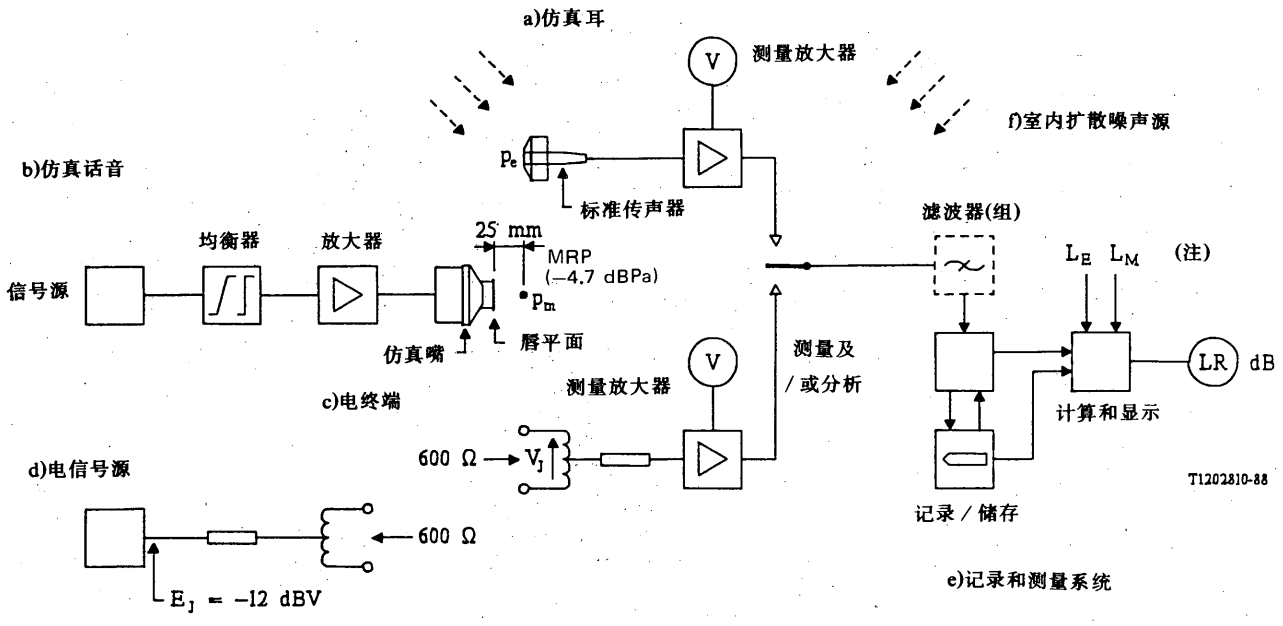
假如要测量 LSTR，必须要有一个室内扩散噪声源。经校准后在被 MRP 所占据的位置上，在没有测试头和其他声障物的情况下，提供一个精密的声场，如在建议 P.64的§9中所述。扩散声压 P_{RN}的校准可以用以下方法进行：用§2.1的仿真耳中所用的标准传声器，用§2.5的记录和测量系统，在各个频带中作为频率的函数测定 P_{RN}。

由于室内噪声侧音本身的性质，通常使用比在测定 STMR 和 SLR 时所用的－4.7dBPa 的 P_m 值要低得多的扩散声压 P_{RN}是合适的。典型的 P_{RN}值在40－65dB SPL（－54到-29dBPa，A 计权）范围内，并应该具有适合于这种应用的频谱，如在增补13号的§2中所给出的。在引用测试结果时，应该总是提到实际使用的噪声声级和类型。

3 测量

应该提供一些能够使仪器的各部分连接起来进行所需的灵敏度/频率特性测量和响度评定值计算用的设备。

这些部件的内部连接，以及用于确定各种响度评定值所测得的灵敏/频率特性（SFC）概括如下。



注—仿真嘴修正系数 L_M 在这里假定为零，且目前正在课题 8/XII 中进行研究。

图1/P.65

测定响定评定值仪器的基本特征

3.1 发送响度评定值（SLR）

信号源：图1/P.65的 b)。

负载：图1/P.65的 c)。
发送 SFC 由下式给出：

$$S_{mJ}=20\log_{10}\frac{V_J}{P_m}\quad dB$$

3.2 接收响度评定值（RLR）

信号源：图1/P.65的 d)。
负载：图1/P.65的 a)。
接收 SFC 由下式给出：

$$S_{Je}=20\log_{10}\frac{P_e}{\frac{1}{2}E_J}\quad dB$$

3.3 侧音掩蔽评定值（STMR）（讲话者侧音）

信号源：图1/P.65的 b)。
负载：图1/P.65的 a)。
侧音 SFC 由下式给出：

$$S_{meST}=20\log_{10}\frac{P_e}{P_m}\quad dB$$

注 — STMR 计算中用到的 L_{meST}值由下式给出：

$$L_{meST}=-S_{meST}$$

3.4 收听者侧音评定值（LSTR）

信号源：图1/P.65的 f)
负载：图1/P.65的 a)
室内噪声侧音 SFC 由下式给出：

$$S_{RNST}=20\log_{10}\frac{P_e}{P_{RN}}\quad dB$$

3.5 全程响度评定值（OLR）[全程发送十接收，(OSR)]

信号源：图1/P.65的 b)。
负载：图1/P.65的 a)。
全程 SFC 由下式给出：

$$S_{me}=20\log_{10}\frac{P_e}{P_m}\quad dB$$

3.6 中继响度评定值（JLR）

信号源：图1/P.65的 d)。

负载：图1/P.65的 c)。

中继损耗/频率特性由下式给出：

$$X_{JJ}=20\log_{10}\frac{\frac{1}{2}E_J}{V_J}\quad dB$$

注 — 假定终端阻抗为600欧。

建　议 P.66

数字话机传输性能的评定方法[①]

（墨尔本，1988）

1 引言

CCITT 建议用以下方法来评定采用符合建议 G.711的编码律的数字电话机的话音传输性能（也参见建议 P.31）。数字话机是在机内装有 A/D 和 D/A 转换器，它与电话网的连接是通过数字流进行的话机。这就在应用现有的关于性能和测量技术方面的建议，如建议 P.64、P.34和 P.38时提出了一个带有根本性的问题，因为这些建议通常是用模拟的输入和输出量的传递函数给出的，如频率响应。本建议中所包含的原则可适用于手柄话机、头戴机和免提话机；但是目前只研究出来适用于以手柄方式工作的话机的方法。

2 测试数字话机的方案

评价数字话机的传输性能有两种方法，即编解码器方案和直接的方案。

在近期内，提倡使用编解码器方案，这是因为许多主管部门已经对这种方法取得了一些经验（见建议 O.133）。

2.1 编解码器方案

在这个方案中，如图1/P.66所示，用一个编解码器把电话机的经过径压扩的输入/输出数字流转换成等效的模拟值，使得现有的测试方法和仪表仍可以使用。这个编解码器必须是一种高质量的编解码器，它的特性要尽可能地与理想的编解码器接近（见§5）。

① 本建议中的指标须作进一步的增补，因此应该把它们看作临时性的。

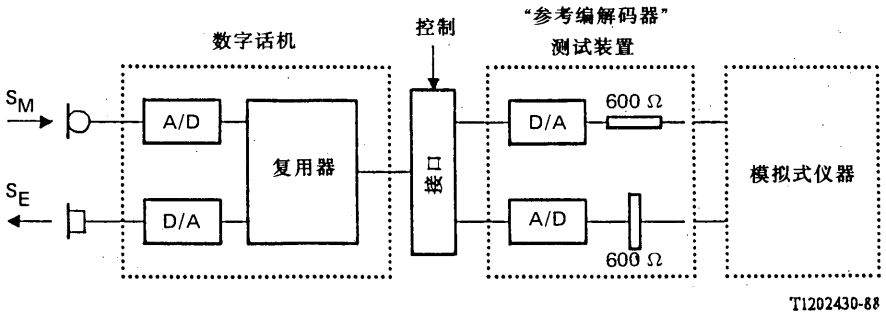


图1/P. 66

数字话机测量装置（编解码器方案）

2.2 直接数字处理方案

在这个方案中，如图2/P. 66所示，话机的径压扩的输入/输出数字流是直接起作用的。

注 — 这个方案仍在课题38/XII中研究。

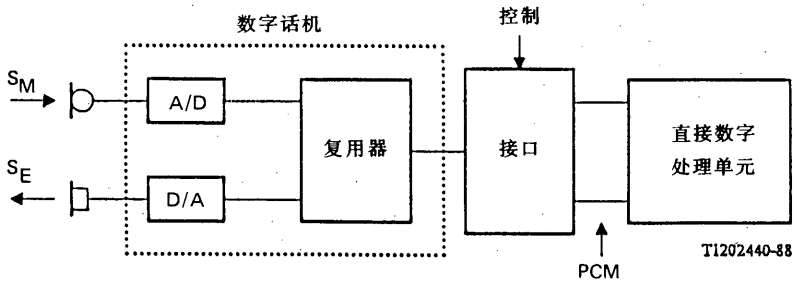


图2/P. 66

数字话机测量装置（直接数字处理方案）

3 0dB 参考点的定义

为了与已经在数字市话交换机中使用的现有的编解码器保持兼容性（数字市话交换机被定义为0dBr点），则（A 律或μ律）的编解码器应该按下述来定义：

— D/A 转换器：代表相当于均方根值比编解码器的最大满负载容量低3. 14dB（A 律）或3. 17dB（μ律）的模拟正弦波信号的 PCM 信号的数字测试顺序（DTS），将在600欧负载上产生0dBm 的电平；

— A/D 转换器：由600欧的信号源所产生的0dBm 信号将给出代表相当于均方根值比编解码器的最大满负载容量低3. 14dB（A 律）或3. 17dB（μ律）的模拟正弦波信号的 PCM 信号的数字测试顺序（DTS）；文中 DTS 定义为特征信号的一种周期性顺序，如在表5/G. 711和6/G. 711中所给出的。

4 接口的定义

一般来说，数字电话机的测试设备是通过一个接口与待测的数字话机连接起来的。

这种接口应该能够提供为使数字话机在所有测试方式下都能工作的必要的信令和管理顺序。这个接口必须能够把被测数字话机输出的数字流（它可能有各种各样的格式，这依赖于特定的数字话机的类型，如满足建议 I. 412的用于 ISDN 的话机）转换成能与测试设备兼容的一种格式。考虑到接到各种类型交换机的数字电话机，可以对发送和接收分别加上接口。

5 编解码器指标

5.1 理想编解码器

理想编解码器由一个独立的编码器和一个独立的解码器组成，它的特性是假想的并符合建议 G. 711。理想的编码器是前面具有一个理想的低通滤波器（假定没有衰减/频率失真和没有包络一时延失真）的完善的模数转换器，而且它可以通过数字处理器来模拟②。理想的解码器是后面跟一个理想的低通滤波器（假定没有衰减/频率失真和没有包络一时延失真）的完善的数模转换器，而且它可以通过数字处理器来模拟②。

对数字话机发送一边的测量，输出的数字信号由解码器转换成模拟信号。这个输出信号的电特性用通常的模拟仪表来测量。对数字话机接收一边的测量，信号源的模拟输出由理想编码器转换成数字信号，并送到数字话机的接收输入去。

5.2 参考编解码器

理想编解码器的一种实际的实现方式可以叫做参考编解码器（见建议 O. 133的 § 4）。

对参考编解码器，它的一些特性，例如衰减/频率失真、通路空闲噪声、量化失真等应该比建议 G. 714中所规定的要求要好一些，以免掩盖了待测数字话机的相应参数。一个合适的参考编解码器可以通过使用以下器件来实现：

1） 至少14位的高质量 A/D 和 D/A 转换器，并把输出信号作码型转换，使其为 A 律或 μ 律的 PCM 格式；

2） 满足图3/P. 66要求的滤波器频响。

5.2.1 模拟接口

参考编解码器的模拟接口的输出和输入阻抗回损和纵向转换损耗应该符合建议 O. 133的 § 3. 1. 1。

5.2.2 数字接口

参考编解码器的数字接口的基本要求在适当的建议中给出（如对 ISDN 数字话机在 I. 430系列建议中给出）。

6 数字电话机传输特性的测量

使用编解码器测试方案意味着对数字电话机的测试步骤总的来说可遵照对模拟电话机的测试步骤进行（见建议 P. 64）。参考编解码器应该满足 § 5的要求。但是一个重要的差别是测试电路本身有所不同，见图

---

② 例如这种特性可以用重叠取样技术和数字滤波器来实现。

4/P. 66到图10/P. 66。

话机与接口连接起来，并处于正在进行通话的状态。

注 — 在测量数字话机时，应避免在抽样频率的倍乘分频下进行测量。对这些频率，可以用与它们偏离±2%的实际测试频率以防止这个问题。当然对4kHz 只可以使用－2%的偏离。

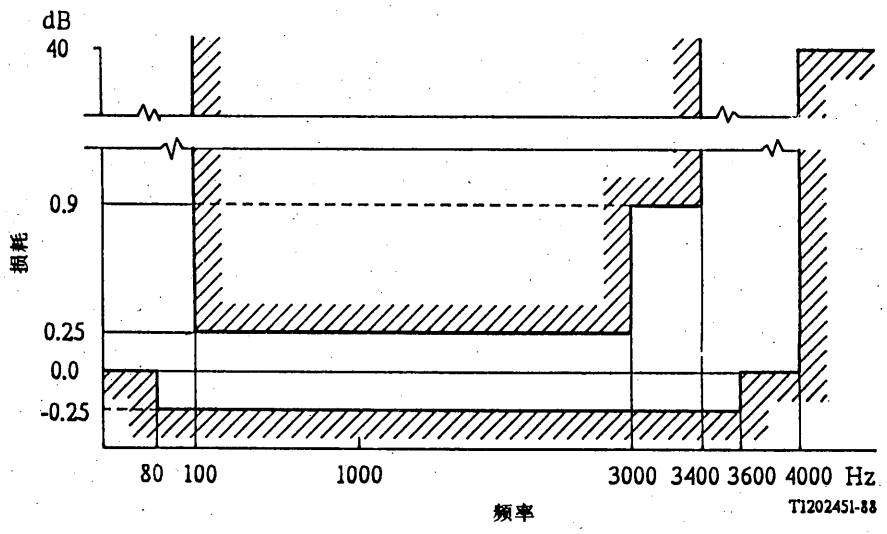


图3/P. 66

参考编解码器的发送或接收一方的衰减/频率失真

6.1 发送

6.1.1 发送频率特性

发送频率特性可按照建议 P. 64测得。根据所使用的激励信号不同，选用图4/P. 66或图5/P. 66所示的测量装置。

6.1.2 发送响度评定值

应根据§6.1.1测定的灵敏度/频率特性，用建议 P. 79的方法算得。

注 — 一些主管部门对他们各自的内部规划用途所使用的其他计算响度评定值的方法可以在增补19号中找到。

6.1.3 失真

正在课题38/XII中研究。但是有几个欧洲主管部门所使用的一种方法可以在［1］中找到。

6.1.4 噪声

正在课题38/XII中研究。但是有几个欧洲主管部门所使用的一种方法可以在［1］中找到。

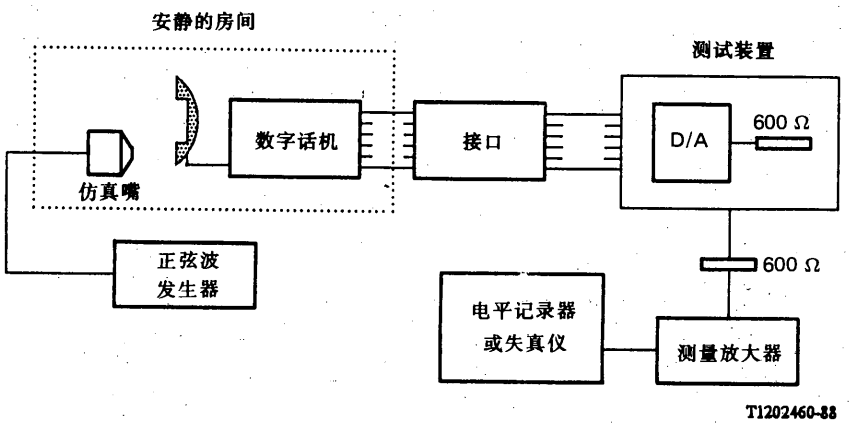


图4/P. 66

发送频率特性的测量-扫描正弦波技术

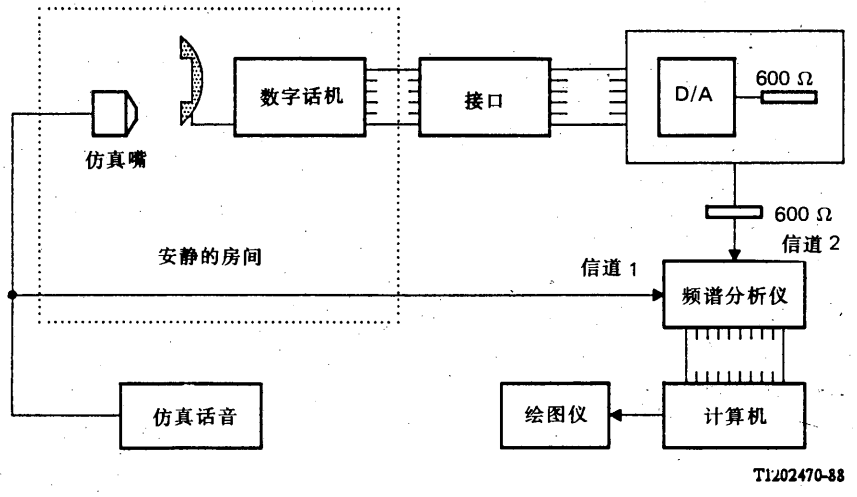


图5/P. 66

发送频率特性的测量-宽带技术

6.1.5 线性

正在课题38/XII中研究。但是有几个欧洲主管部门所使用的一种方法可以在［1］中找到。

6.1.6 带外输入信号的抑制

正在课题38/XII中研究。但是有几个欧洲主管部门所使用的一种方法可以在［1］中找到。

6.2 接收

6.2.1 接收频率特性

接收频率特性可按照建议 P. 64测得。根据所使用的激励信号不同，选用图6/P. 66或图7/P. 66所示的测量装置。

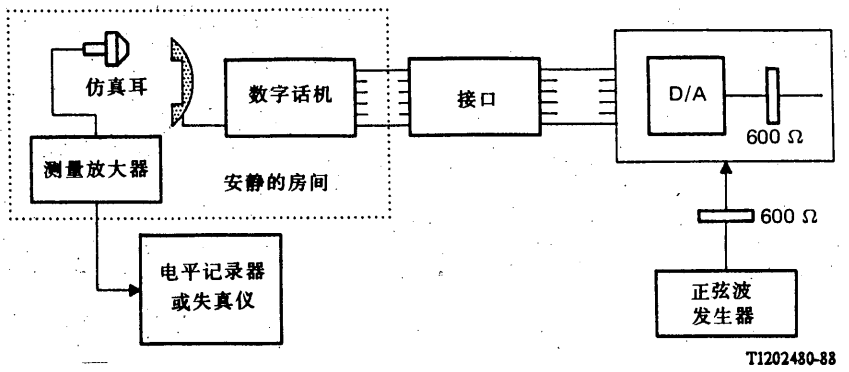


图6/P. 66

接收频率特性的测量-扫描正弦波技术

6.2.2 接收响度评定值

应根据§6.2.1测定的灵敏度/频率特性，用建议 P. 79的方法算得。

注 — 一些主管部门对他们各自的内部规划用途所使用的其他计算响度评定值的方法可以在增补19号中找到。

6.2.3 失真

正在课题38/XII中研究。但是有几个欧洲主管部门所使用的一种方法可以在［1］中找到。

6.2.4 噪声

正在课题38/XII中研究。但是有几个欧洲主管部门所使用的一种方法可以在［1］中找到。

6.2.5 线性

正在课题38/XII中研究。但是有几个欧洲主管部门所使用的一种方法可以在［1］中找到。

6.2.6 虚假信号的抑制

正在课题38/XII中研究。但是有几个欧洲主管部门所使用的一种方法可以在［1］中找到。

6.3 侧音

应按§6.1所述作好驱动待测数字话机的送话器，并按§6.2所述测量受话器的输出的准备。所建议的测量侧音的方法是把送受话器装在同一个手柄中，并使用一个包括仿真嘴和仿真耳（它们的相对位置是按建议P.64确定的）的测试夹具。

注 — 应该注意防止仿真嘴和仿真耳之间的机械耦合。

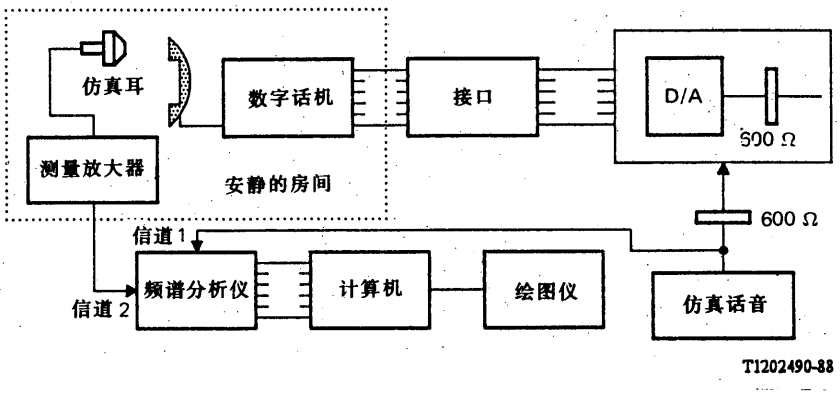


图7/P.66

接收频率特性的测量-宽带技术

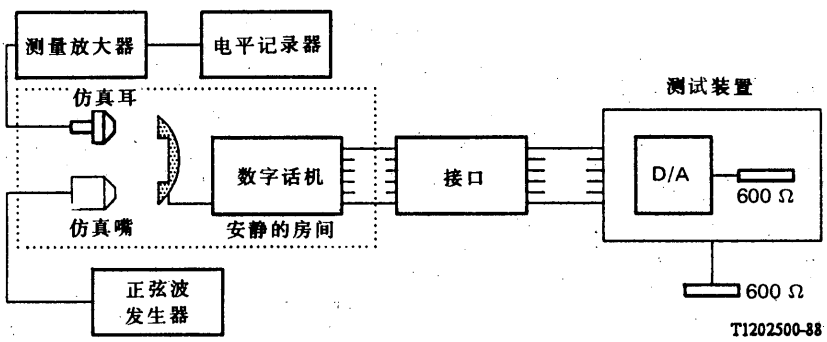


图8/P.66

讲话者侧音频率特性的测量-扫描正弦波技术

6.3.1 侧音频率特性

6.3.1.1 讲者侧音频率特性

讲者侧音频率特性可按照建议 P.64测得。根据所使用的激励信号不同，选用图8/P.66或图9/P.66所示的测量装置。

6.3.1.2 听者侧音频率特性

听者侧音频率特性系按照建议 P.64用图10/P.66的测量装置测得。

6.3.2 侧音掩蔽评定值

应根据§6.3.1.1测定的灵敏度/频率特性，用建议 P.79的方法算得。

6.3.3 听者侧音评定值

应根据§6.3.1.2测定的灵敏度/频率特性，用建议 P.79的方法算得。

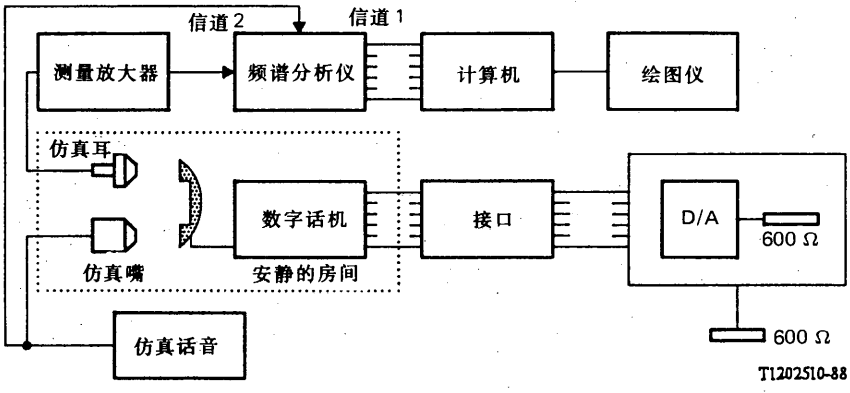


图9/P.66

讲话者侧音频率特性的测量-宽带技术

6.4 回声回损

正在课题38/XII中研究。但是有几个欧洲主管部门所使用的一种方法可以在［1］中找到。

6.5 时延

正在课题38/XII中研究。但是有几个欧洲主管部门所使用的一种方法可以在［1］中找到。

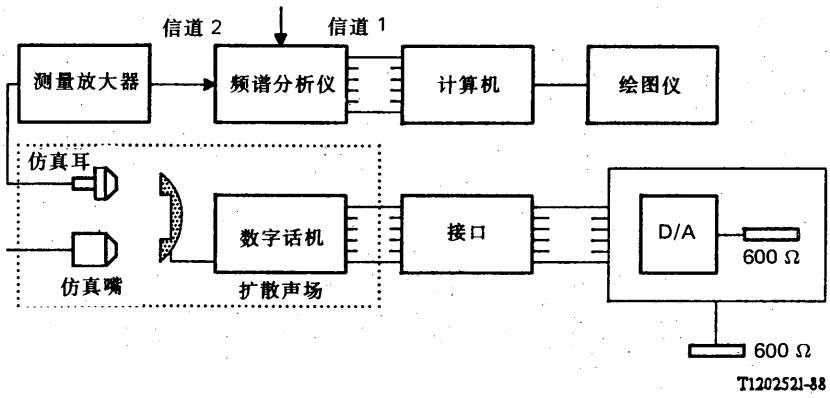


图10/P. 66

收听者侧音频率特性的测量

参 考 文 献

[1] CCITT – Contribution COM XII-No.179, *Transmission aspects for digital telephony* (Norway), Study Period 1985-1988.

PAGE INTENTIONALLY LEFT BLANK

PAGE LAISSEE EN BLANC INTENTIONNELLEMENT

第 六 章

与话音响度有关的测量

建　　议　P.75

对装有碳粒送话器的手柄做准备动作的标准方法

（1972年于日内瓦制订；1984年于马拉加-托雷莫里诺斯、1988年于墨尔本修订）

1　由于碳粒送话器的特性在很大程度上依赖于所采用的准备动作方法，为了获得重复性良好的结果，在测量灵敏度/频率特性之前，必须按照统一的步骤做准备动作。为了取得最好的重复性，CCITT 建议使用自动准备动作机构。下列步骤即为所规定的标准准备动作方法：

a）　将手柄放到支架上，并把它夹紧在某一位置。送话器将要在这个位置上［例如按建议 P.76的附件 A 中的响度评定值保护环位置（LRGP）］进行测量。

b）　根据需要，将送话器或电话机的端子线接到直流馈电电路和合适的终端负载上。

c）　接通馈电电流。5秒钟以后，通过平稳的旋转对送话器做准备动作。所作的旋转应使碳粒室的平面沿弧线至少移动180°。该步骤要重复两次，手柄最终要停留在测试位置上。每个旋转周期的时间应在2秒到12秒的范围内。

2　当对一个装有碳粒送话器的电话机进行主观测试时，手柄的准备动作应由讲话人进行。所做的准备动作要按照实际情况，尽可能满足上述§1中所述的用于客观测量的准备动作方法。

建　　议　P.76

响度评定值的测定（基本原理）

（1976年于日内瓦制订；1980年于日内瓦、
1984年于马拉加-托雷莫里诺斯、1988年于墨尔本修订）

前言

本建议是有关响度评定值测定的一组密切相关的建议中的一个。本建议叙述基本原理，而其它的那些建

议，如下面所列出的，则叙述一些补充的事项①。

建议 P. 48　中间参考系统的指标

建议 P. 78　按照建议 P. 76的原理进行响度评定值主观测定的方法

建议 P. 64　在市话系统响度评定值计算中用到的灵敏度/频率特性的测定

建议 P. 79　响度评定值的计算

建议 P. 65　测定响度评定值用的客观仪表

1 引言

广义地说，语言通道是一条存在于讲话人的嘴与收听人的耳之间的传输通道；对侧音而言，是讲话人自己的嘴和耳之间的传输通道。典型的面对面会话时，语言是通过连接嘴和耳的空气通道传输的。由于环境条件的不同，传输方式可以是：

a)　差不多是直接的，如两个人在开阔的、没有障碍的场合谈话，例如高尔夫球场上谈话；

b)　主要是间接的，如两个人在墙壁坚硬的小房间中谈话，这种情况到达耳朵的大部分能量可能是从墙壁、天花板和地板反射来的；

c)　介于 a）和 b）两种极端情况之间。

在电话通话时，由下列几部分组成的系统取代了空气通道：

a)　从嘴到电话送话器之间的空气通道；

b)　电话耳机和耳朵之间的空气通道；

c)　由送话器、耳机和连接电路，连同反方向传输的类似系统组成的电话连接电路。两种情况——面对面和使用电话——在细节上明显地不同，但是从语言传输的角度看，两者就提供一个双向语言通信的手段这一功能来说是相象的。

电话工程与提供电话连接有关。虽然它与面对面讲话的情况不同，但是从提供一个用语言交换信息的方式的有效性这一点上是相似的。这种电话连接也应该在技术和经济制约下尽可能考虑用户的满意程度。

传输工程师在规划、设计和评定电话网的性能中使用了各种各样的工具。立足于讲话人发出的和收听人接收到的语声响度标准的参考当量，已经成为这些工具中最重要的一种。它提供了一种衡量从嘴到耳的语言通道传输损耗的尺度。

参考当量方法在红皮书中的建议 P. 42和 P. 72中定义。它的基本原理在［2］中作了简要说明。测定市话系统响度评定值的方法所依从的基本原理与参考当量方法类似，但是进行了一些修改，目的是使它更灵活，从而可以大大简化传输规划。

希望不再使用红皮书中的建议 P. 72中定义的参考当量的原因有：

1)　参考当量不能代数相加。已经发现至少有±3dB 的偏离。

2)　参考当量的重复精度不佳。测试人员的更换会造成高达5dB 的变化。

3)　实际的（无失真的）传输损耗增量不能通过参考当量的等增量反映出来。损耗增加10dB 只造成参考当量增加大约8dB。

采用按照下述原理定义的响度评定值应能在很大程度上克服这些缺点。

除了这些优点以外，不论用主观测试、基于灵敏度/频率特性的计算，还是用客观仪表测得的响度评定值的数值都应该相同。本方法的基本原理在下面说明，它尽可能地减少与参考当量的差别，以取得满意的灵活性。

响度评定值（它具有“损耗”的量纲和符号）原则上与参考当量一样，都是用插入到参考系统中的损耗量来定义的，插入这些损耗以后可以使收听到的响度与被测语言通道的响度相等。实际的电话连接是由相互连接起来的几部分组成的，为了使传输工程师能够以不同的组合处理这些部分，响度评定值必须用适当的方式来定义，从而能够使用“全程”、“发送”、“接收”和“中继”评定值。

---

① 本建议连同建议 P. 48、P. 78和 P. 79提供了全程、发送、接收和中继响度评定值的完整定义。请各主管部门使用它们，以便继续对课题 19/XII［1］进行深入研究。

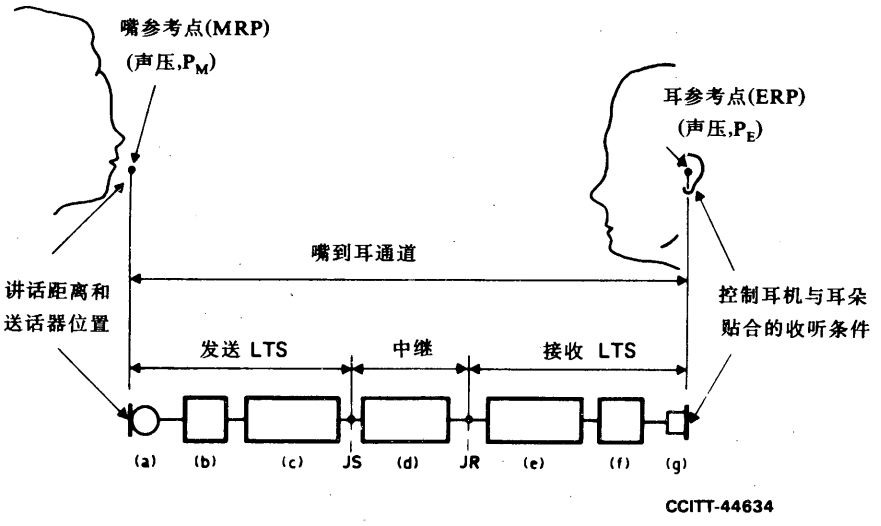
“侧音”响度评定值也能够以类似的方式测定。侧音参考当量在红皮书中的建议 P. 73中定义，侧音响度评定值在下面 § 3中定义。

2 主语言通道响度评定值的定义

2.1 概述

§ 2讨论主语言通道，即从位于连接一端的讲话人到另一端的收听人。侧音通道在下面 § 3中讨论。

概括地说，响度评定值不是直接用实际收听到的响度，而是用必须插入到中间参考语言通道和待测语言通道、与频率无关的传输损耗值来表示。插入这些损耗是为了使这两条通道的响度与由固定置位下的 NOSFER 所定义收听到的语声响度相等。这意味着已经存在，或采取措施以后，能够在待测语言通道中找到一些可以插入传输损耗的接口。实际上待测语言通道是由一个发送市话系统和一个接收市话系统，通过一条电路链把这两个市话系统连接起来所组成的②。图1/P. 76表示电话连接的一条主语言通道的构成。JS 和 JR 接口把连接分割为可以分配响度评定值的三部分，即：发送响度评定值，从嘴参考点到 JS；接收响度评定值，从 JR 到耳参考点；中继响度评定值，从 JS 到 JR。全程响度评定值是指从嘴参考点到耳参考点的整条语言通道。



注 — (a) 代表发送市话系统的送话器。
(b) 代表发送市话系统的电话机电路；
(c) 代表发送市话系统的用户线和馈电/传输桥；
(d) 代表连接两个市话系统的用户线和馈电/传输桥；
(e) 代表接收市话系统的用户线和馈民/传输桥；
(f) 代表接收市话系统的电话机电路；
(g) 代表接收市话系统的耳机。

图1/P. 76

电话连接的构成

注意在实际的电话连接中：

a) 中继的传输损耗可能与频率有关；

b) “中继”的影象阻抗可能随频率而变，可能不是电阻性的；

c) 市话系统对 JS 和 JR 呈现的阻抗可能随频率而变，可能不是电阻性的；

d) 在 JS 或 JR 处，或两处都可能出现阻抗失配。

---

② 见附件 B 中某些术语的说明。

ARCHIVES U.I.T. GENÈVE

全程响度评定值（OLR）、发送响度评定值（SLR）、接收响度评定值（RLR）和中继响度评定值（JLR）是这样定义的：对于实际的电话连接，可以以足够的精度使下列等式成立：

$$OLR = SLR + RLR + JLR$$

2.2 全程、发送、接收和中继响度评定值的定义

图2/P.76是定义全程、发送、接收和中继响度评定值用的原理图。

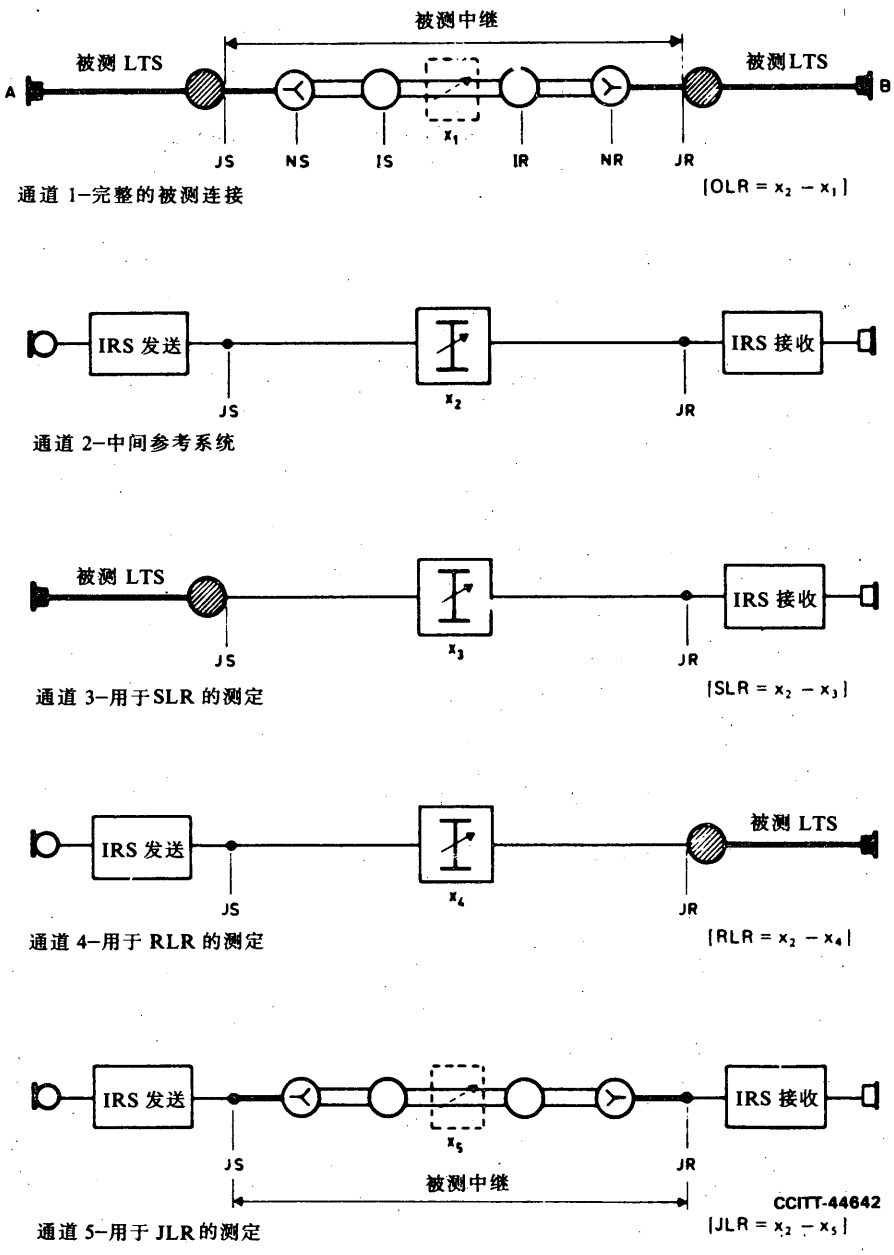


图 2/P.76

定义全程、发送、接收和中继响度评定值用的原理图

2.2.1 全程响度评定值

图 2/P.76 中的通道 1 表示由两个市话系统和中继组成的完整待测语言通道。在本例中中继是用长市

中继（JS—NS 和 NR—JR）和中继电路（NS—IS、IS—IR 和 IR—NR）所代表的电路链组成的。在一些地方（如在 IS—IR 中）必须采取适当的措施以插入与频率无关的传输损耗。

通道 2 表示在 JS 和 JR 之间带有 600 欧纯阻可调中继的完整 IRS。

调整通道 1 中的附加损耗 x_1 和通道 2 中的中继衰减器数值 x_2 时，收听到的语声声级是根据衰减器置于 25dB 的基本参考系统 NOS FER 来定义的。调节完毕后，完整的待测连接的全程响度评定值（OLR）由（x_2-x_1）dE 给出。

2.2.2 发送响度评定值

图 2/P.76 中的通道 3 表示发送部分被待测市话系统替代的 IRS。调节中继使通道 3 收听到的语声响度与 NOSFER 的衰减器置于 25dB 时相同。假定 x_3 是通道 3 中所需的置位，则发送响度评定值（SLR）由（x_2-x_3）dB 给出。

2.2.3 接收响度评定值

图 2/P.76 中的通道 4 表示接收部分被待测市话系统替代的 IRS。调节中继使通道 4 收听到的语声响度与 NOSFER 的衰减器置于 25dB 时相同。假定 x_4 是通道 4 中所需的置位，则接收响度评定值（RLR）由（x_2-x_4）dB 给出。

2.2.4 中继响度评定值

图 2/P.76 中的通道 5 表示中继部分被待测电路链（即图 2/P.76 的通道 1 中从 JS 到 JR 的部分）所替代的 IRS。象在通道 1 中一样，必须采取插入与频率无关的传输损耗的措施。调节附加损耗使通道 5 收听到的语声响度与 NOSFER 的衰减器置于 25dB 时相同。假定 x_5 是通道 5 中所需的附加损耗，则中继响度评定值由（x_2-x_5）dB 给出。

2.3 响度评定值测定的条件

2.3.1 概述

收听到的语声响度依赖于某些因素。在实际使用条件下并没有很好地对这些因素加以规定，但是为了得到精确地可重复的响度评定值，必须尽可能精密地对这些因素加以规定。图 1/P.76 清楚地表明，响度评定值在很大程度上受嘴到耳通道的特性支配。通过定义一个嘴参考点，在此点可以测量或引用讲话人发出的讲话声压 Pm，以及通过定义一个耳参考点，在此点可以测量或引用耳机输出的语言声压 P_E，就能精确地描述该通道。这两个点可以用十分任意的方式选定。而在用客观方法测定响度评定值时，这种选定的方式就变得重要了。适用于这种目的的参考点的定义在建议 P.64 中给出，该建议讨论发送和接收灵敏度/频率特性的测量。

然而对讲话声级、讲话距离、送话器位置和支配耳机与耳朵贴合的收听条件等加以规定是不可缺少的。这些已经在图 1/P.76 中注明。那些用来定义响度评定值测定条件的必不可少的特性在表 1/P.76 中列出。

表 1/P.76

响度评定值测定的条件

序　　号	规 定 的 项 目	规　　定
1	中间参考系统	建议 P.48
2	讲话人的话音声级	同建议 P.72（红皮书）
3	判断等响时的收听语声声级	NOSFER 置于 25dB
4	相对于讲话人嘴巴的手柄位置	见附件 A
5	讲话方向	人头竖立
6	用于收听的手柄安置	见 §2.3.7
7	碳粒送话器的准备动作	建议 P.75

下面将对表 1/P.76 中所列出的项目作一些说明。

2.3.2 中间参考系统

中间参考系统在建议 P.48 中定义。它是根据以下想法选定的：

a) 就发送和接收频率特性的形状而言，应该大致上与目前正在使用的，和在不久的将来可能要使用的国内发送和接收系统相适应。因此把发送和接收部分的频带宽度限制在 300－3400Hz 的标称范围内③。

b) 其绝对灵敏度的选定是考虑了把参考当量值变为响度评定值时，尽可能减少具体数值的变动。

c) 手柄的外形与通常实际电话连接中使用的手柄相似。

2.3.3 讲话人的话音声级

由讲话人的嘴发出的话音声级符合测定参考当量时所使用的声级，它在红皮书中的建议 P.72 中定义。它接近用户满意的传输条件下实际讲话的声级。它是用 NOSFER 发送系统输出的语声电平来定义的。

2.3.4 收听声级

判别等响时，收听到的语声声级是由 NOSFER 的话音声级（见上述 §2.3.3）和置位（25dB）定义的。图 2/P.76 中所有的语言通道都要相对于 NOSFER 进行调节。它相当于电话用户通常听到的较舒适的收听声级。

2.3.5 手柄位置

相对于讲话人嘴巴的电话手柄位置在本建议的附件 A 中定义。它试图很好地模拟用户在实际电话连接中使用的位置。这个定义不单包括嘴唇和口承之间的距离，还应包括送话器相对于穿过张口平面中心的水平轴的状态。它是以这样的一种方式定义的：当手柄的长度增加时，嘴唇到口承的距离也随之增加。

---

③ IRS 在 100－5000Hz 的频率范围内作了规定（见建议 P.48）。规定的 300－3400Hz 标称范围是试图与 FDM 系统的标称 1kHz 间隔取得一致，不应该解释为限制了通过扩展传输频带所可能获得的传输质量的改善。

2.3.6 讲话方向

讲话人将保持他的头竖立，并假定语言是从他的嘴水平地发出的。

2.3.7 收听时的手柄安置

收听人应将手柄握在手中，并把耳机舒适地合在耳朵上。

2.3.8 碳粒送话器的准备动作

带有碳粒送话器的电话手柄通常需要做准备动作。这将按建议 P.75 进行。

3 侧音响度评定值

必须检验把用户考虑为讲话者和收听者这两种情况下的电话侧音的影响。不论在哪一种情况下，研究表明控制电话侧音通道中的较高的频率（>1000Hz）对保持在高室内噪声级或长线电话连接下的良好的通话条件是重要的。因此对这些较高的频率作较多的加权的侧音响度评定值方法是需要的。合适的方法在下面说明。

3.1 讲话者侧音

3.1.1 侧音掩蔽评定值（STMR）的定义

当电话用户在讲话时，他的话音经过几条通道传到他自己的耳朵中。这些通道为（见图 3/P.76）：

a） 由于电话机内的混合电路平衡阻抗与线路阻抗的失配而从送话器通过电话机电路传到受话器；

b） 通过人头中的骨骼机构；

c） 通过到达耳朵的声通道，包括耳承与人耳接合处的声泄漏；

d） 通过沿手柄的握柄的机械通道［尽管实际上可以把它作为上述 a）的一部分测得］。

通常这些侧音通道的测定分为两种基本的测量：a）+d）与 b）+c）。两种都涉及到嘴参考点（MRP）处的语声信号和在耳参考点（ERP）处进行的测量。

L_{MEST}为电话侧音通道从嘴到耳（MRP 到 ERP）的损耗；L_{MEHS}为人体侧音通道从嘴到耳（MRP 到 ERP）的损耗。

注 — 建议 P.64 的 § 8 中介绍了一种用仿真嘴和仿真耳测量电话机的侧音灵敏度/频率特性 S_{meST}的方法。如文中说明的那样，加上修正值 L_M和 L_E以后，就可以得到对应于用人嘴和人耳的 S_{MEST}的估计值。这样：

$$L_{MEST} = -S_{MEST} \quad \text{单位 dB}$$

通常 L_{MEST}和 L_{MEHS}分别在 ISO 的 1/3 倍频程频率序列中的若干频率下测得，一般至少要从 200 到 4000Hz。测量时要使用复杂信号（例如在测量 L_{MEHS}时使用被测人的讲话信号），所以必须进行频谱密度测量。

迄今为止的研究表明，至少对讲话人侧音而言，一种把人体的侧音信号当作掩蔽阈来考虑的方法，即侧音掩蔽评定值（STMR），是与侧音的主观效果符合得最好的评定方法。

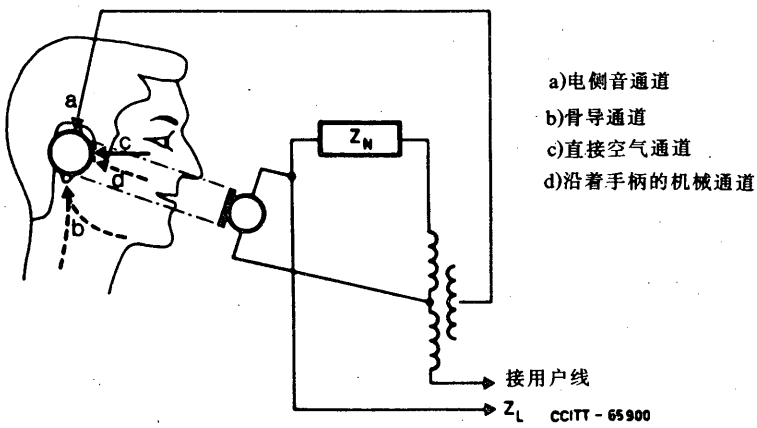


图 3/P. 76

通过侧音通道，电话用户可以听见他自己的话音

3.2 收听者侧音

3.2.1 收听者侧音评定值（LSTR）的定义

当用户在收听时，室内噪声可以通过图 3/P. 76 中的通道 a）和 c）到达 ERP。本地的室内噪声的高频最有可能掩蔽所接收到的信号中的低声级的辅音。在 § 3.1 中所叙述的 STMR 方法具有更有效地控制高于 1000Hz 频率下的 L_{meST}的功效。对室内噪声侧音而言，控制这些频率也是重要的。这是由于在耳机中所收到的低频信号将会被（由耳承的声泄漏）传入的低频室内噪声所掩蔽掉，这与讲话者通过电话侧音通道（L_{meST}）所听到的讲话信号被通过人体侧音通道（L_{MEHS}）所听到的讲话声音掩蔽掉的方式相同。

研究表明，假如室内噪声侧音通路（L_{RNST}）用建议 P. 64 中所叙述的方法确定，并采用 STMR 评定方法，则所得到的评定值将会与通过电话侧音通道所听到的室内噪声的主观影响有良好的相关性。这可以解释为到达收听者耳中的、并起到对接收到的话音信号起掩蔽作用的合成室内噪声信号被认为具有与 L_{MEHS}非常相似的特性。

LSTR 定义为，当把 L_{MEHS}同样考虑作为掩蔽门限时（建议 P. 79），为了得到与 L_{RNST}等效的响度，而在 IRS（建议 P. 48）中所必须插入的衰减值。

3.2.2 LSTR 的测定

为了计算 LSTR，必须用一种如在建议 P. 64 中叙述的，或在电话电声测量手册第 3 章中所叙述的方法来测定灵敏度 S_{RNST}（$S_{RNST}=-L_{RNST}$），以及用建议 P. 79 中所给出的计算方法。

一般来说，室内噪声侧音灵敏度 S_{RNST}的数值与讲话者侧音灵敏度 S_{meST}的数值不同。这是由于手柄中送话器的灵敏度对无规则入射的信号与对靠近膜片（小于 5cm）的点声源是不同的。通常室内噪声以比话音声级低的声级到达送话器，这就有可能造成不同的灵敏度值，特别对于采用碳粒送话器时更是如此。

对一个给定的电话机，假如该话机是工作在其特性的线性区域之内，以及在室内噪声级不变的条件下，那么 S_{RNST}与 S_{meST}之差通常在不同的线路条件下都是一样的。这个差值是 Δ_{SM}（或 DELSm），它在建议 P. 10 和 P. 64 的 § 9 中作了进一步的说明。在 S_{meST}已知的情况下，为确定 S_{RNST}以计算 LSTR，使用 Δ_{SM}是方便的。即

$$S_{RNST}=S_{meST}+\Delta_{SM}$$

通常 Δ_{SM}是负的，因此一个电话机的 Δ_{SM}值负得越多，它的 S_{RNST}值也将小得越多，从而以侧音的观点来看它在嘈杂的房间条件下将工作得更好。

对于使用线性送话器的电话机，Δ_{SM}可以有几个分贝的变化，典型的数值是从－1.5 到－4dB。对炭粒送话器，有过在某些频率下低达－15dB 的测量值的报导。但是典型的平均值，在 60dBA 的室内噪声下可能是在－8dB 左右。对某些装有线性送话器的话机，它们的增益在其输入/输出特性中故意做得不一样，以求改善在嘈杂环境中的性能。（见建议 G.111，附件 A 中关于 Δ_{SM}的内容）。

注 — 增补 11 号给出了几个研究期以来所得到的侧音对传输质量的一些定量的影响的材料。

附 件 A

（附于建议 P.76）

测量手柄电话机响度评定值的讲话位置的定义

本附件说明话机灵敏度测量（按照建议 P.64 中说明的方法）中应该使用的讲话位置，以确定响度评定值。

A.1　讲话位置的定义可以分为两部分：一是说明平均人头的张口处和耳道口的相对位置；二是定义靠在这样一个头上的电话机手柄空间位置的角度。对于任何一种指定的手柄，这些说明加在一起说明了送话器入口处和讲话人嘴唇之间的特定相对置位，以及讲话声波到达口承的方向及其从一个虚拟点声源发出后所经过的传播距离。

嘴巴和耳道口中心的相对位置可以用图 A-1/P.76 中所示的距离 δ 和角度 α 来表示。图中 R 点代表按红皮书中的建议 P.72 建立的参考当量讲话位置的唇圈中心。位置 A 按桔皮书中的建议 P.45 中的定义，采用清淅度方法测量评定值时的位置。中华人民共和国对 4012 个人的唇位测量的平均值集聚在 A 点附近（见建议 P.35）。

还需要用第二个角度来定义从嘴巴发出的语声射入送话器口承的方向。建议 P.45 和 P.72 中使用了角度 β，但是它并不位于手柄的对称平面上，所以使用角度 γ 更方便，它说明讲话方向在该平面上的垂直投影。

A.2　如图 A-1/P.76 中由 A 表示的嘴唇中心位置也用来定义新的讲话位置，但还必须定义两个附加的角度：耳机旋转角 Φ 和手柄旋转角 Θ。耳机旋转是围绕穿过耳承中心的轴（图 A-1/P.76 中的 YY）进行的；手柄旋转是围绕手柄的纵向轴（图 A-1/P.76 中的 XX）进行的；当手柄的对称平面处于水平位置时，这两个角均为零度。显然，当握柄向下移动时，耳机旋转角为正值；当耳机的上半部分移开人头的中心平面时，手柄旋转角为正值。

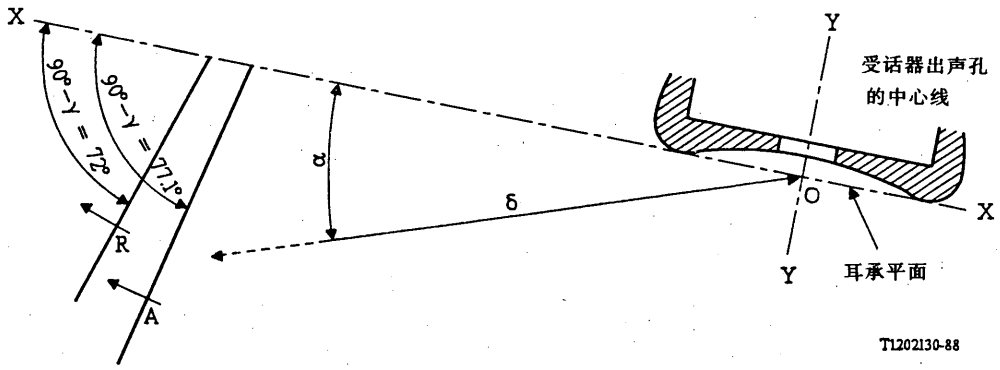
对于上面定义的距离和角度，新的讲话位置是用以下数值来描述的：

$$\alpha=22°，\gamma=12.9°，\delta=136\text{mm}，\Phi=39°和\ \Theta=13°$$

角度 γ 不能精确地测得，而且在仿真嘴前方放置被测手柄时，使用很不方便。这里可以使用半耳距 ε，对于新的讲话位置，$\varepsilon=77.8$mm。

对任何夹具，上面所定义的角度的制作误差应在±0.5°以内。

A.3　以上对于讲话位置的描述表明，表达耳参考点与唇圈中心的相对位置，以及耳机轴与唇圈轴的相对取向是很复杂的。通常更方便的办法是，特别在制作和安装手柄夹具时，以相对唇圈的方式来表达耳参考点④ 的位置和耳机轴的方向。这样做比较方便的原因是唇圈的轴是水平的，而且它可能就是一起使用的仿真嘴的轴。



注 1—R 点和 A 点的位置如下：

A) δ = 136 mm, α = 22°,　γ = 12.9°
R) δ = 140 mm, α = 15.5°, γ = 18°.

注 2—通过 A 点和 R 点的实线表示嘴唇平面。

图 A-1/P.76
相对于耳道口的嘴唇位置

A.4　当手柄按 LR 保护环位置固定时，再用矢量分析法确定手柄耳承相对于嘴唇位置的直角坐标。这时必须按下面所述，定义一套以嘴唇中心（或仿真话音的等效唇位）为原点的笛卡儿坐标：

x 轴：嘴的水平轴，向嘴内为正方向；

y 轴：正交于 x 轴的水平轴，向握持手柄的那一边为正方向；

z 轴：垂直轴，向上为正方向；

耳参考点由下列矢量定义：

（86.5，77.8，70.5）mm。

手柄固定后，耳参考点位于耳承轴与一个平面的交点上。而这个平面可以认为是耳承所处的平面。对于某些形状的手柄，这个定义并不适宜。在这种情况下，应该把耳参考点相对于手柄的位置加以清楚的说明。

手柄的取向由正交于耳承平面的矢量和正交于手柄对称平面的矢量定义：

正交于耳承平面的单位矢量：

±（0.1441，−0.974，0.1748）

正交于手柄对称平面的单位矢量：

±（0.6519，−0.0394，−0.7572）

④ 关于耳参考点的定义见建议 P.64。

使用仿真话音时，必须以等效唇位为基准。通常它与仿真嘴出声孔平面不一样。

也可以用耳参考点作为原点的坐标轴来方便地定义讲话位置。定义如下：

x 轴：耳承轴，离开耳机为正方向。

y 轴：手柄对称平面与耳承平面的交线，面向送话器为正方向；

z 轴：正交于手柄对称平面，斜着向上为正方向。

唇圈中心由以下矢量定义：

$$(50.95,\ 126.10,\ 0)\ \text{mm}$$

唇圈的取向由沿着它的轴的单位矢量定义：

$$\pm\ (0.1441,\ -0.7444,\ -0.6520)$$

手柄的取向由垂直于以下单位矢量的平面定义：

$$\pm\ (0.1748,\ -0.6293,\ +0.7572)$$

注 — 以上定义的讲话位置与专门保护环位置在 Φ（=37°）和 Θ（=19°）的数值上不同。已经发现把手柄位置从专门保护环位置改到上述响度评定值保护环位置，对灵敏度测量的影响可以忽略不计。

附 件 B

（附于建议 P. 76）

一些术语的说明

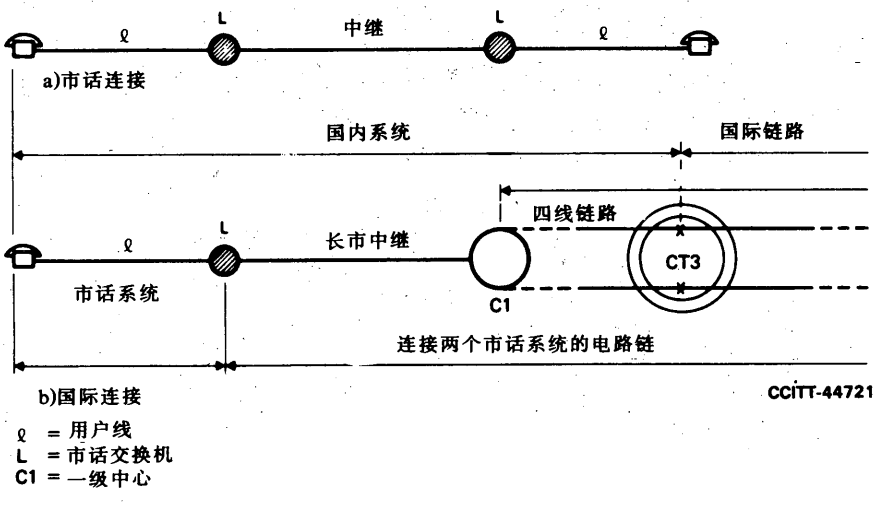


图 B-1/P. 76

电话连接的各个部分所标的术语与建议 G. 101 [3]、G. 111 [4]、G. 121 [5] 和 CCITT 的一些手册中一

致。

注 — 本建议中“中继”（junction）这个词具有特殊的意义，它是指“连接两个市话系统的电路链”。“中继衰减器”在响度评定值的实验室测试中使用。

参 考 文 献

[1] CCITT – Question 19/XII, Contribution COM XII-No. 1, Study Period 1985-1988, Geneva, 1985.

[2] CCITT Manual *Transmission planning of switched telephone networks*, Chapter I, Annex 1, ITU, Geneva, 1976.

[3] CCITT Recommendation *The transmission plan*, Vol. III, Rec. G.101.

[4] CCITT Recommendation *Loudness ratings (LRs) in an international connection*, Vol. III, Rec. G.111.

[5] CCITT Recommendation *Loudness ratings (LRs) of national systems*, Vol. III, Rec. G.121.

建　议 P.78

按照建议 P.76 的原理
进行响度评定值主观测定的方法

（1984 年在马拉加-托雷莫里诺斯、1988 年于墨尔本修订）

前言

本建议介绍响度评定值的一种主观测试方法，通过 CCITT 实验室的使用证明这种方法对此目的是合适的。它也可以在其他实验室中使用。假如使用的中间参考系统（IRS）满足建议 P.48 的要求，并遵守建议 P.76 中提出的其他要求，那末用本建议叙述的方法得到的响度评定值将有助于课题 19/XII [1]（响度评定值的建议值）的研究。在课题 19/XII的研究结束以后，本建议将同建议 P.76 和 P.48 一起对可以在规划中使用的响度评定值进行定义。

概述

本建议包括用实验员进行等响平衡以确定按照建议 P.76 定义的响度评定值的方法的基本要点。其中包括平衡方法、实验员选择、讲话材料、实验设计、分析方法和结果的表达方式等细节。

关于使用一种直接平衡方法的研究继续在课题 8/XII中进行。这种方法的说明可以在增补 17 号中找到。

1 引言

为了与响度评定值的计算方法（建议 P.79）相比较，需要一种主观测定响度评定值的规定方法。本建议涉及测试中所有各方面的问题，从实验员的选择到分析的方法，以及结果的最终表示方法。

2 总则

在主观比较中，基本参考系统（FRS）用作（当然用其他参考系统也是可以的）比较以下语言通道的基准：

a） 通道 0—该基本参考系统总是作为其他的语言通道可以逐个与它作响度平衡的语言通道出现。所用的基本参考系统置于 25dB 的 NOSFER。

b） 通道 1—被测（“未知”）市话系统的发送端通过被测（“未知”）中继和可调衰减器连接到被测（“未知”）市话系统。可调衰减器必须以合适方式插入，以保证不破坏该连接的三个部分（发送端、中继和接收端）之间的阻抗关系。

c） 通道 2—中间参考系统的发送端通过可调衰减器连接到中间参考系统的接收端。

d） 通道 3—被测（“未知”）市话系统的发送端通过可调衰减器连接到中间参考系统的接收端。

e） 通道 4—中间参考系统的发送端通过可调衰减器连接到被测（“未知”）市话系统的接收端。

f） 通道 5—中间参考系统的发送端通过被测（“未知”）中继和可调衰减器连接到中间参考系统的接收端。可调衰减器必须以合适方式插入，以保证不破坏该连接的三个部分（发送端、中继和接收端）之间的阻抗关系。

在这些主观比较中，基本参考系统的中继是固定的，即通过基本参考系统收听到的语声声级是保持不变的，响度平衡用所谓“边际”法取得。平衡用衰减器就是那个插在被测电话（或 IRS）通道中的衰减器。

IRS 和被测电话机都应使用建议 P. 76 的附件 A 中所规定的讲话位置。

图 1/P. 78 画出了待比较的电话通路的组成。响度平衡应使用建议 P. 72 中规定的话音声级来进行。

建议 P. 76 中定义的相对于 IRS 的响度评定值为：

$$OLR = x_2 - x_1$$
$$SLR = x_2 - x_3$$
$$RLR = x_2 - x_4$$
$$JLR = x_2 - x_5$$

每一次实验并不一定都要包括上列所有的通道。通道 0 和 2 是基本的。对于测定市话系统的发送和接收响度评定值，再加上通道 3 和 4 就够了。对中继响度评定值的测定，需要通道 0、2 和 5。一般只有为取得数据以验证响度评定值的相加性时，即验证

$$OLR = SLR + JLR + RLR$$

时，才需要通道 1。

3 实验设计

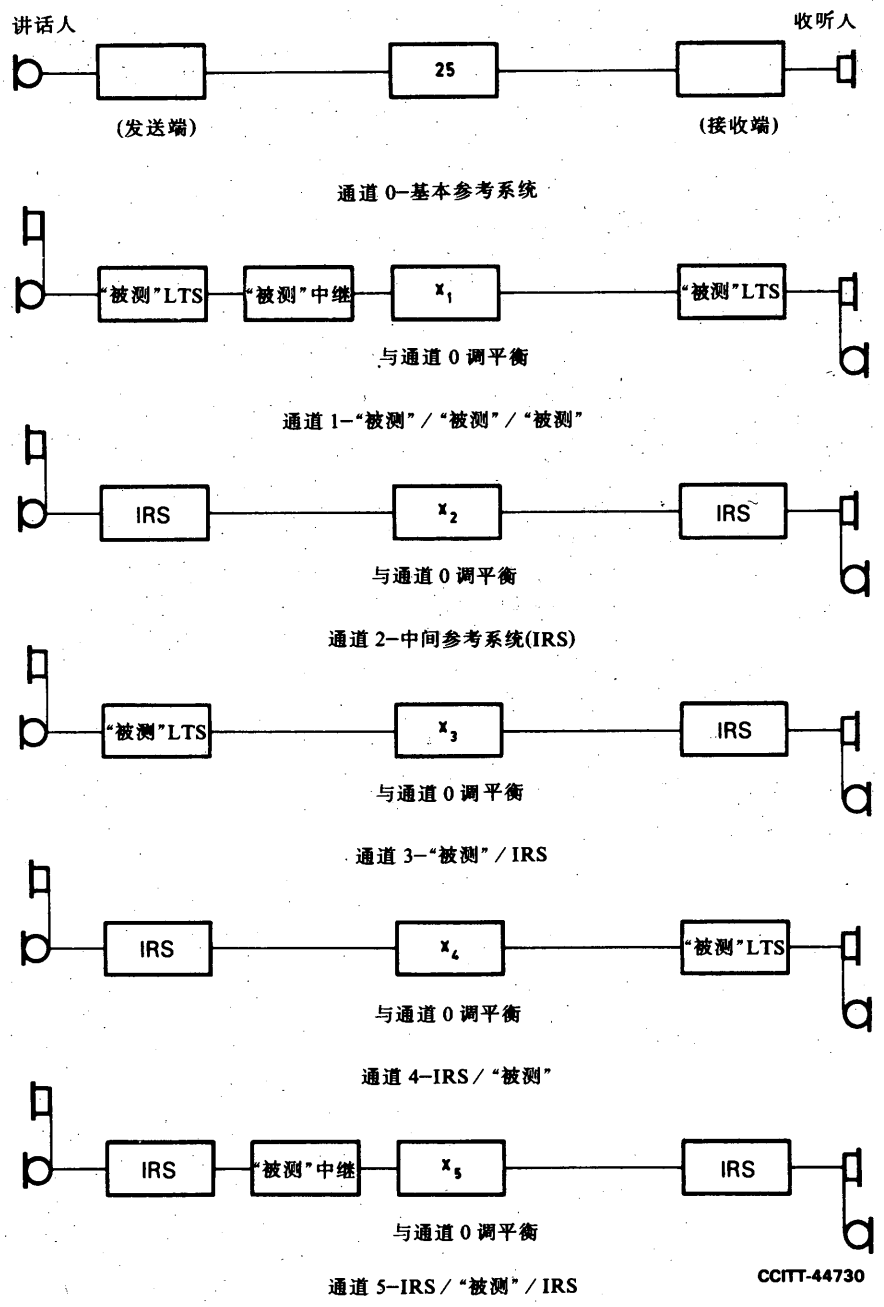
为了使结果具有可信性，需要依从正确的测试步骤，并要有正确的实验设计。应该计划好测试步骤，使它不存在模糊不清的地方。

在设计中必须考虑以下几点：

a） 实验应按照这样的方式来设计，以便使所有不能控制的影响均以随机的方式起作用，如实验员和测量设备的逐日细微偏移等；

b） 假如需要做的平衡很多，以至不能在一天内从容地完成，这时实验设计就要考虑每天测完的各种系统的数量相同；

c） 参加某次测试的实验人员应自始至终地保持不变 [2]；



注–"被测"系统与 IRS 的直接响度平衡也是可能的（见增补 17 号）。

图 1/P.78

用于响度评定值主观测定方法的通道安排

表 1a/P. 78

由两个 3 人小组得到的 12 个实验员配对组合，称 3/6 实验员法

实验员(讲话人)	实验员(收听人) A	B	C	D	E	F
A		X	X			
B	X		X			
C	X	X				
D					X	X
E				X		X
F				X	X	

表 1b/P. 78

由一个 6 人小组得到的 18 个实验员配对组合，称 3/6 实验员法

实验员(讲话人)	实验员(收听人) A	B	C	D	E	F
A				X	X	X
B				X	X	X
C				X	X	X
D	X	X	X			
E	X	X	X			
F	X	X	X			

表 2a/P. 78

由两个 5 人小组得到的 20 个实验员配对组合，称 5/5 实验员法

实验员(讲话人)	实验员(收听人) A	B	C	D	E
A		X	X	X	X
B	X		X	X	X
C	X	X		X	X
D	X	X	X		X
E	X	X	X	X	

表 2b/P. 78

由一个 6 人小组得到的 30 个实验员配对组合，称 6/6 实验员法

实验员(讲话人)	实验员(收听人) A	B	C	D	E	F
A		X	X	X	X	X
B	X		X	X	X	X
C	X	X		X	X	X
D	X	X	X		X	X
E	X	X	X	X		X
F	X	X	X	X	X	

d) 建议配对实验员组合的数目最少为 12 个，最多为 20 个。12 个配对实验员组合可以通过两个 3 人小组（见表 1a/P. 78）或一个 4 人小组来做到，18 个配对实验员组合可以通过一个 6 人小组做到（表 1b/P. 78），而 20 个配对实验员组合可以通过一个 5 人小组做到（见表 2a/P. 78）。

注 — 给出 30 个配对实验员组合的一个 6 人小组（见表 2b/P. 78）与前面提到的测试小组相比，测试工作量增加很多，然而精度仅稍有增加；

e) 采用两个 3 人小组时，可以交叉使用这两个测试组。但是一般比较实际的做法是把两个组分开：先用第一组，再用第二组。一个实验员不能同时兼作两个小组的成员，因为这会造成偏差，并使分析复杂化；

f) 所有的配对实验员组合应轮流进行测试。只要可能，每个实验员将依次作为讲话人，然后作为收

听人，接着轮空一次；

g) 实验的设计应避免任何可能归因于测试顺序造成的影响。这就是说，所有的系统都必须以随机的顺序出现。为了说明这一点，下面是两个例子：

例 1

假定只要测一种响度评定值，而且只给定一种电话机与线路条件的组合，那末实验设计必须考虑与每个实验员配对组合的出场顺序有关的影响。表 3/P. 78 给出了一个例子

注 — 可是，如果实验室有足够的证据表明这种设计方法不是必要的，则可采用简明的设计方法。

表 3/P. 78

对于一种响度评定值，消除出场顺序效应的例子

配对实验员	讲话人 收听人	A B	B C	C A
电　　路	α	3	1	2
	α′	2	3	4
	β	1	4	3
	β′	4	2	1

表中

α　＝通道0先于通道2测量

α′　＝通道2先于通道0测量

β　＝通道0先于通道3测量

β′　＝通道3先于通道0测量

注 — 如果已经证明对于指定的测试组和测试条件下不存在差别，就可以忽略提供测试的通道顺序的不同。

例2

现在如果要测量一种以上的响度评定值或使用一部以上的电话机，这时在任何一次实验中，每一个实验员配对组合只需要做一次通道2相对于通道0的平衡，以及通道0相对于通道2的平衡。但是这种平衡必须在实验中随机地安排。表4/P. 78给出了一个例子。

表4/P. 78

对于两种响度评定值，消除出场顺序效应的例子

实验员配对	讲话人 收听人	A B	B C	C A
电　　路	α	3	1	2
	α′	5	4	6
	β_1	1	2	5
	β'_1	6	5	3
	β_2	2	6	4
	β'_2	4	3	1

β_1、β'_1＝假设带有0km 的用户电缆

β_2、β'_2＝假设带有6km 的用户电缆

附件 A 中可以找到一些实验设计。

4 测试组成员和讲话材料的选择

对测试组成员的选择，实验员的听力测试，以及测试组在主观测试时使用的讲话材料的要求，可以在附件 B 中找到。

5 IRS 的校准

每次测量以前，最重要的事情是对 IRS 作校准。这样对 IRS 的 SLR 和 RLR 的少量变化，既可以通过对测试结果作修正，也可以在测试前调整 IRS 的灵敏度来进行补偿。每次实验以后，检查一下 IRS 的灵敏度，是一种很好的习惯。IRS 的指标在建议 P. 48中给出，进行校准的步骤在建议 P. 64中说明。校准结果可以用来确定主观平衡结果的修正值（见§9）。

6 电路接法

图2a）/P. 78画出了测量 SLR 和 RLR 的典型电路接法。图2b）/P. 78和图2c）/P. 78分别画出了测量 JLR 和 OLR 的接法。如果实验者希望的话，这四种响度评定值没有理由不能够安排在同一实验中测量。但是这样做需要非常复杂的开关配置。

在图2a）/P. 78、2b）/P. 78和2c）/P. 78中，放在开关 S_1的第二个位置上的600欧电阻，是为了在通道0后于通道1/2/3/4/5（见图1/P. 78）出现时，能建立正确的讲话声级。这个开关应是非锁式的，当讲话人已经达到正确的讲话声级时，它应该立刻返回到正常位置。

为了减少发送和全程测量时侧音对讲话声级的影响，应设法使手柄的声侧音通道不起作用。这一点可以通过把耳机放到另一个相同的手柄中，并把它接到电话机传输电路中恰当的接线柱上来实现。接着可以把耳机合到 IEC/CCITT 仿真耳上，以获得正确的声负载。澳大利亚邮政总局所使用的一种比较简单的方法是用一条厚实的带子把耳机罩起来。虽然这样做可能会使受话器的声负载不正确，但是实践证明它的影响是可以忽略的。

假如送话器是碳粒式的，那末在每次平衡前都要按照建议 P. 75作准备动作。

图1/P. 78和图2/P. 78中画出了基本参考系统 NOSFER，但对其他系统，如 SETED 和一米空气通道也都可以使用。

7 测试情况的记录

尽可能把与测试有关的情况都记录下来是很重要的。这样，今后随时都可以对有关资料进行检索。

7.1 测试的细节

a） 测试序号-应该统一编制，使某一次测试不致同另一次发生混淆；

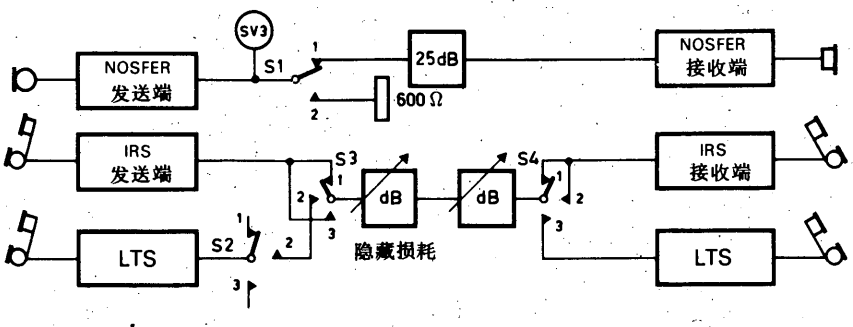
b） 日期；

c） 标题-测试的简短说明；

d） 电路条件-分别说明每一条通道；

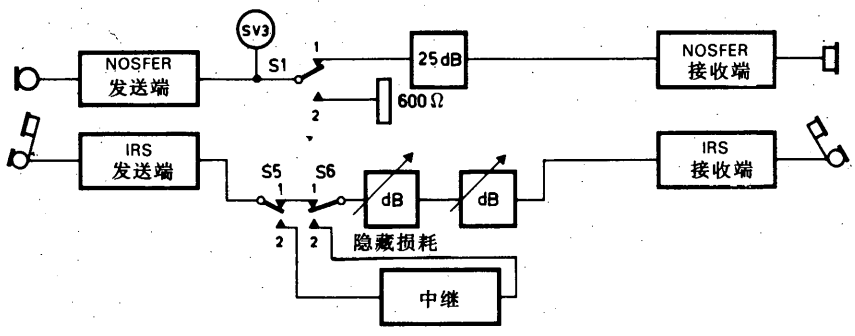
e） 说明开关配置的方框图；

f） 测试组人员-写上每个实验员的名字并指定一个代码，如表5/P. 78中给出的例子那样。这样，每个配对实验员组合就可以用代码标记，如 A-B。



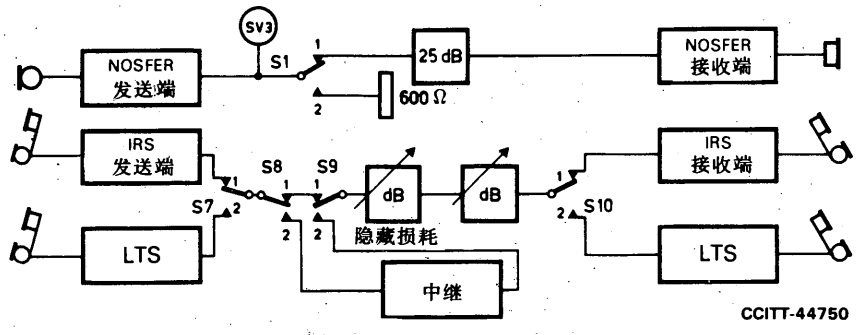
注—S1 是非锁式开关。 S2、S3 是联动的。

a)SLR 和 RLR 测量的转换方框图



注—S1 是非锁式开关。S5 和 S6 是联动的

b)JLR 测量的转换方框图



注— S1是非锁式开关。S7 和 S8、S9 和 S10 是联动的。

c)OLR 测量的转换方框图

图2/P. 78

表5/P.78

测　试　组　成　员	
代　码	实　验　员
A	
B	
C	
D	
E	
F	

7.2 单次平衡

每次平衡均应写明“隐藏损耗”衰减值、“平衡”衰减值，以及最后比较的结果，如

$$R=H+B$$

式中：

R＝结果；
H＝隐藏损耗值；
B＝平衡用衰减器值。

8 分析

对于任何实验，用方差分析可以得到的信息最多。但是用平均值和标准偏差已经可以取得足够的信息。这些参数的计算方法可以在附件 C 中找到。

9 结果的表达方式

测试结果应按这样的方式给出：要使得重要的信息都能够在一张表格中表示出来。这种表格的一个例子见表6/P.78。

注 — 表6/P.78到表8/P.78中修正后的平均值＝平均值＋修正值。

表6/P.78的表格填写好以后的例子见表7/P.78和表8/P.78。已经对表格的格式作了修改，这样就可以用于两种线路长度下市话系统 SLR 和 RLR 的测定。表7/P.78是 SLR 的结果，表8/P.78是 RLR 的结果。

表 6/P.78

结果的提供方式

频率 Hz	IRS 发送灵敏度 (dBV/Pa)	IRS 接收灵敏度 (dBPa/V)	实验员配对	x_0 (dB)	x_2 (dB)	x_2' (dB)	x_3 (dB)	x_3' (dB)	x_2 (dB)	x_2' (dB)	x_4 (dB)	x_4' (dB)	SLR (dB)	SLR′ (dB)	RLR (dB)	RLR′ (dB)	$\frac{SLR + SLR'}{2}$ (dB)	$\frac{RLR + RLR'}{2}$ (dB)
100																		
125																		
160																		
200																		
250																		
315																		
400																		
500																		
630																		
800																		
1000																		
1250																		
1600																		
2000																		
2500																		
3150																		
4000																		
5000																		
6300																		
8000																		
算得的 IRS 的 LR			平均值:dB															
			标准偏差:dB															
			95%置信度:dB															
				修正后的平均值:dB														

a)满足建议 P.51 的仿真耳

表7/P.78

表6/P.78用于 SLR 测定的例子

频率 Hz	IRS 发送灵敏度 (dBV/Pa)	IRS 接收灵敏度 a) (dBPa/V)	实验员配对	x_0 (dB)	x_2 (dB)	x_2' (dB)	x_3 (0) (dB)	x_3' (0) (dB)	x_2 (dB)	x_2' (dB)	x_3 (L) (dB)	x_3' (L) (dB)	SLR (0) (dB)	SLR′ (0) (dB)	SLR (L) (dB)	SLR′ (L) (dB)	$\frac{SLR+SLR'}{2}$ (0) (dB)	$\frac{SLR+SLR'}{2}$ (L) (dB)
100			A-C	25	14	15	13	14			12	10	1	1	2	5	1.0	3.5
125			D-A	25	13	13	8	10			10	11	5	3	3	2	4.0	2.5
160			C-D	25	10	11	7	11			10	11	3	0	0	0	1.5	0.0
200	−19.7		D-C	25	12	14	11	10			10	11	1	4	2	3	2.5	2.5
250	−15.3		C-A	25	17	17	17	13			12	14	0	4	5	3	2.0	4.0
315	−12.2		A-D	25	10	12	8	10			10	8	2	2	0	4	2.0	2.0
400	− 9.6		F-E	25	11	11	7	7			5	4	4	4	6	7	4.0	6.5
500	− 8.0		B-F	25	10	11	6	8			5	7	4	3	5	4	3.5	4.5
630	− 6.7		E-B	25	13	12	8	13			8	9	5	−1	5	3	2.0	4.0
800	− 5.9		E-F	25	13	13	12	11			12	8	1	2	1	5	1.5	3.0
1000	− 5.6		F-B	25	12	13	9	5			5	6	3	8	7	7	5.5	7.0
1250	− 4.2		B-E	25	12	13	9	9			9	10	3	4	3	3	3.5	3.0
1600	− 1.2																	
2000	0																	
2500	+ 1.0																	
3150	+ 0.3																	
4000	−36.5																	
5000																		
6300																		
8000																		
算得的 IRS 的 LR	1.09		平均值:dB	25	12.25	12.92	9.58	10.08			9.00	9.08	2.67	2.83	3.25	3.83	2.75	3.54
			标准偏差:dB	0	1.92	1.71	3.01	2.50			2.58	2.56	1.60	2.23	2.24	1.91	1.28	1.82
			95% 置信度:dB	0	1.22	1.08	1.91	1.59			1.64	1.63	1.02	1.42	1.42	1.21	0.81	1.16
				修正后的平均值:dB									3.76	3.92	4.34	4.92	3.84	4.63

a)满足建议 P.51 的仿真耳

表8/P.78

表6/P.78用于 RLR 测定的例子

频率 (Hz)	IRS 发送灵敏度 (dBV/Pa)	IRS 接收灵敏度[a] (dBPa/V)	实验员配对	x_0 (dB)	x_2 (dB)	x_2' (dB)	x_4 (0) (dB)	x_4' (0) (dB)	x_2 (dB)	x_2' (dB)	x_4 (L) (dB)	x_4' (L) (dB)	RLR (0) (dB)	RLR′ (0) (dB)	RLR (L) (dB)	RLR′ (L) (dB)	$\frac{RLR + RLR'}{2}$ (0) (dB)	$\frac{RLR + RLR'}{2}$ (L) (dB)
100			C-B	25	10	11	20	20			15	13	−10	− 9	−5	−2	− 9.5	−3.5
125			B-E	25	15	9	19	21			13	13	− 4	−12	2	−4	− 8.0	−1.0
160			B-C	25	14	17	23	23			17	14	− 9	− 6	−3	3	− 7.5	0.0
200		− 3.8	E-B	25	11	10	19	19			13	15	− 8	− 9	−2	−5	− 8.5	−3.5
250		2.0	C-E	25	8	11	16	18			14	15	− 8	− 7	−6	−4	− 7.5	−5.0
315		6.6	E-C	25	13	13	18	18			13	16	− 5	− 5	0	−3	− 5.0	−1.5
400		9.8	D-F	25	8	9	13	13			12	9	− 5	− 4	−4	0	− 4.5	−2.0
500		11.2	F-A	25	14	14	22	21			17	16	− 8	− 7	−3	−2	− 7.5	−2.5
630		12.1	D-A	25	12	10	18	18			13	13	− 6	− 8	−1	−3	− 7.0	−2.0
800		12.8	A-D	25	12	8	21	19			12	11	− 9	−11	0	−3	−10.0	−1.5
1000		13.4	A-F	25	10	9	15	18			9	9	− 5	− 9	1	0	− 7.0	0.5
1250		13.8	F-D	25	11	9	19	16			10	10	− 8	− 7	1	−1	− 7.5	0.0
1600		14.0																
2000		13.2																
2500		11.0																
3150		10.4																
4000		−15.8																
5000																		
6300																		
8000																		
算得的 IRS LR of IRS		− 0.16	平均值:dB	25	11.50	10.83	18.58	18.67			13.17	12.83	− 7.08	− 7.83	−1.67	−2.00	− 7.46	−1.83
			标准偏差:dB	0	2.18	2.51	2.75	2.46			2.30	2.44	1.89	2.23	2.46	2.12	1.51	1.56
			95%置信度:dB	0	1.38	1.59	1.75	1.56			1.46	1.55	1.20	1.42	1.56	1.35	0.96	0.99
				修正后的平均值:dB									− 7.24	− 7.99	−1.83	−2.16	− 7.62	−1.99

a)满足建议 P.51 的仿真耳

附 件 A

（附于建议 P. 78）

实验设计的例子

表 A-2/P. 78、A-3/P. 78和 A-4/P. 78给出了适合于各种人数的测试组的典型设计。

作为一个例子，使用表 A-2/P. 78时，平衡的顺序在 A-1/P. 78中给出。

实验员配对按编号顺序从“1”开始，以“6”结束，轮流进行所有的平衡。

如果只要测试一种响度评定值，则只需要4条电路，如测试 SLR 时的 α、α'、β 和 β'，为此也可以画出一种类似的表格，相应的实验设计中只须分别指定1、2、3和4四个数字。

对涉及更多电路的测试，也可以根据同样的原理并指定与电路数目相同的数字。

可能有必要改善结果的有效性。此时，可以使用同样的实验设计，并使用同样的配对实验员再重复进行一次实验。

表 A-1/P. 78

平衡序号	实验员配对	电路
1	BA	β_1
2	CB	α
3	DC	β_2
|		|
|		|
|		|
13	BA	β'_1
14	CB	β_1
15	DC	β'_2
|		|
|		|
|		|
25	BA	β_2
26	CB	β'_2
27	DC	α
|		|
|		|
|		|
71	AC	β_1
72	DA	α'

表 A-2/P. 78

对于一个4人小组或两个3人小组的设计

一个四人小组 实验员配对 两个 3 人小组	讲话人 收听人	B A	C B	D C	A D	C A	B D	A B	B C	C D	D B	A C	D A
	讲话人 收听人	B A	C B	A C	C A	B C	A B	E D	F E	D F	F D	E F	D E
电路	α	4	1	3	2	6	5	3	6	1	5	4	2
	α′	6	5	4	3	2	1	2	4	5	3	1	6
	β_1	1	2	5	6	3	4	5	3	2	1	6	4
	β'_1	2	4	6	5	1	3	4	2	3	6	5	1
	β_2	3	6	1	4	5	2	6	1	4	2	3	5
	β'_2	5	3	2	1	4	6	1	5	6	4	2	3

表 A-3/P. 78

对于一个6人小组的设计

实验员配对	讲话人 收听人	D A	E B	F C	E A	F B	D C	F A	D B	E C	A D	B E	C F	A E	B F	C D	A F	B D	C E
电路	α	4	1	3	2	6	5	3	6	1	5	4	2	1	2	6	3	5	4
	α′	6	5	4	3	2	1	2	4	5	3	1	6	5	4	1	6	2	3
	β_1	1	2	5	6	3	4	5	3	2	1	6	4	4	6	2	1	3	5
	β'_1	2	4	6	5	1	3	4	2	3	6	5	1	3	1	4	5	6	2
	β_2	3	6	1	4	5	2	6	1	4	2	3	5	6	5	3	2	4	1
	β'_2	5	3	2	1	4	6	1	5	6	4	2	3	2	3	5	4	1	6

表 A-4/P. 78

对于一个5人小组的设计

实验员配对	讲话人 收听人	B A	C B	D C	E D	A E	C A	E C	B E	D B	A D	D A	B D	E B	C E	A C	E A	D E	C D	B C	A B
电路	α	4	1	3	2	6	5	3	6	1	5	4	2	1	2	6	3	5	4	1	6
	α′	6	5	4	3	2	1	2	4	5	3	1	6	5	4	1	6	2	3	2	5
	β_1	1	2	5	6	3	4	5	3	2	1	6	4	4	6	2	1	3	5	3	4
	β'_1	2	4	6	5	1	3	4	2	3	6	5	1	3	1	4	5	6	2	4	3
	β_2	3	6	1	4	5	2	6	1	4	2	3	5	6	5	3	2	4	1	5	2
	β'_2	5	3	2	1	4	6	1	5	6	4	2	3	2	3	5	4	1	6	6	1

附 件 B

（附于建议 P. 78）

测试组成员的选择、实验员的听力测试和讲话材料

B. 1 测试组成员

凡是有可能的地方，测试组成员中的男、女人数应该相同。

以下几点可以作为选择的指南：

a） 良好的听力 — 所有实验员的听力损耗在4kHz 及其以下的所有频率都不应超过15dB，同时8kHz 以下应不超过25dB。这个要求画在图 B-1/P. 78中。假如要做双耳交互平衡的话，两个耳朵都将要用到，这样两耳在所有频率的听力损耗之差不能超过±10dB。对实验员作听力测试的一个例子在下面§B. 2中给出。

b） 口齿清楚 — 每个实验员都不应该有明显的口吃；

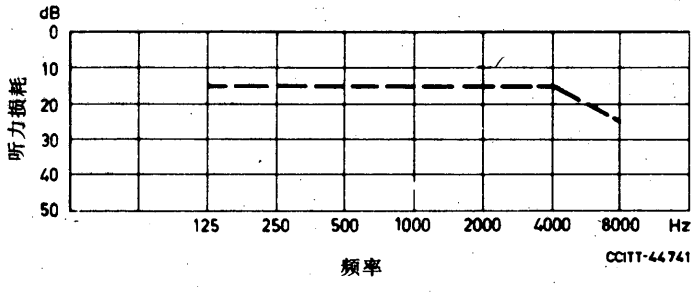
c） 实验员应能和其他人融洽地工作；

d） 实验员应能作简单的算术运算；

e） 经过足够的训练后，实验员能借助音量表以恒定的声级讲话；

f） 由于测试过程中每一个实验员都会单独在一个狭小的范围内逗留一定的时间，因此他们必须不患有幽闭恐怖症。

g） 应该对每个实验员作定期的检查，以确定他们在作为讲话人和收听人时的工作情况。完整的说明可以在参考资料[3]中找到。



注—标称听力为 0dB

图 B-1/P. 78

实验员最大听力损耗的限值

B.2 实验员的听力计测试 — 简单的甄别步骤 [4]

B.2.1 对耳朵作直观检查，观察有没有耳垢，询问被测人是否患有感冒、痿或其他疾病。

B.2.2 测试频率

125、250、500、1000、2000、3000、4000、6000、8000Hz。

B.2.3 测试次序的例子

1000、2000、3000、4000、6000、8000、125、250、500、1000Hz。

注 — 1000Hz 的读数第二次低于第一次是常见的。

根据以上次序先测量一只耳朵，然后再测量另一只耳朵。

B.2.4 找出闻阈的例子

从估计的闻阈（例如20dB 听力损耗）开始，以10dB 一档的方法减小声级直到听不见（没有反应）。回到最后一个可以听见的声级并以5dB 一档减小。然后再从下面以5dB 一档逼近闻阈。信号周期为1到2秒。

闻阈是四次连续的激励中，得到两次相同回答时所对应的数值。

B.2.5 室内噪声 [5]

使用外耳式头戴机时，测试室中允许的最大声级在表 B-1/P.78中给出。

当使用环耳式的头戴机时，往往可以允许较高的噪声级。

表 B-1/P.78

倍频程频带	声压级 (dB)
125	22.0
250	16.0
500	18.0
1000	26.0
2000	36.0
3000	39.5
4000	38.5
6000	40.0
8000	34.5

B.3 讲话材料

测试用短语或句子既可以是“无意义”的，也可以是“有意义”的。例如：

a） Joe took father's shoe bench out，

b） Paris-Bordeaux-Le-Mans-Saint-Leu-Léon-Loudun。

对以下几点要加以适当的考虑：

i） 每一个实验员都应能以流利和稳定的讲话声级读选定的测试语句。因此实验员本国语言的语声结构对测试短语或语句的选择有一定的关系。

ii） 这个短语或句子的选择应使大家同意用来控制讲话声级的测量方法（即表头的偏转）可以给出一致的、以及易于观察话音声级的指示。

附 件 C

（附于建议 P.78）

简化的统计分析

C.1 平均值

平均值由下式算得：

$$\bar{x}=\frac{\Sigma x}{n}$$

C.2 标准偏差

可以假定实验员是从群体中随机抽样选来的，各个实验员配对组合又是相互独立的。在这种情况下，标准偏差必须是针对抽样，而不是针对群体的估计。

计算标准偏差的公式为：

$$\sigma=\sqrt{\frac{\Sigma\ (x-\bar{x})^2}{n}}$$

C.3 置信区间

如电话电声测量手册［6］的§1.3.4所述，进行更详细的分析来计算置信区间是可能的。置信区间取决于测试组成员之间的离散性、测试组成员的数目以及实验设计的安排。对于一次组织良好的测试，置信区间的典型值对表1a/P.78的测法为±5dB，表1b/P.78为±4dB，表2a/P.78为±3dB，以及表2b/P.78为±2dB。

参 考 文 献

[1] CCITT – Question 19/XII, Contribution COM XII-No. 1, Study Period 1985-1988, Geneva, 1985.

[2] *The design and analysis of loudness efficacy measurements*, Red Book, Vol. V, Annex 7, ITU, Geneva, 1962.

[3] *Extract from a study of the differences between results for individual crew members in loudness balance tests*, Red Book, Vol. V, Annex 6, p. 214, ITU, Geneva, 1962.

[4] BURNS (W.): Noise and man, *Murray*, pp. 70-80, 1968

[5] *Ibid.*, pp. 298-300.

[6] CCITT – *Handbook on Telephonometry*, ITU, Geneva, 1987.

建 议 P. 79

响度评定值的计算

（1980年于日内瓦制订；1984年于马拉加-托雷莫里诺斯、
1988年于墨尔本修订）

前言

本建议所给出的方法是临时性的，其理由下面再作详细说明，因为它对包含碳粒送话器的市话系统是否适用还没有完全得到肯定。然而，正在研究课题19/XII [1]（响度评定值的建议值）的主管部门，可以用这里给出的方法进行与不包含碳粒送话器的新型电话机有关的研究。①

也鼓励各主管部门在课题7/XII [2] 的研究中使用本方法，以便在质量评定实验中可以用相同的尺度来表达响度损耗。

本建议介绍的一种计算方法，对于装有非碳粒送话器的市话系统，算得的结果与 CCITT 实验室的主观测试（见建议 P. 78）结果符合得很好②。对于这种市话系统，应用建议 P. 64中给出的方法，测定发送和接收灵敏度的数值。

当需要考虑包含碳粒送话器的市话系统时，CCITT 实验室到目前为止所得到的测试结果表明，只要用合适的方法测得发送灵敏度，本建议给出的方法依然可以使用。为此正在研究各种各样的测量方法，这些方法罗列在建议 P. 64的附件 B 中。CCITT 实验室用“上包络法”测得的大量结果表明，这种方法对有些类型的碳粒送话器给出了良好的结果。这个问题正在课题8/XII [3]（测量送话器或受话器的效率）中研究。

模拟电话机的响度评定值是用专用的测量仪器客观测定的。就其实体构成而言，这些仪器符合建议 P. 64和 P. 65。就计算用的算法而言，则符合本建议。然而，在对带宽和终端阻抗等采取某些修正措施之前，这些结果不应该被直接用于传输规划中去。

1 引言

假如下列所有的条件都能满足的话，按建议 P. 76所述原理的响度评定值就可以不依赖于主观测试而确

① 不管电话机是否装的是碳粒送话器，本方法都能用于确定接收响度评定值。

② 本建议叙述的计算方法立足于已经确定的20个 ISO 优选频率下的加权系数。假如具备平滑的分析表达式，则本方法对其他频率群的普遍适用性将可以改善。

定：

a） 已具备具有合适结构的理论模型；

b） 已经知道模型中基本参数的恰当数值；

c） 已知中间参考系统的发送和接收灵敏度；

d） 已知“被测”市话系统的发送和接收灵敏度，以及插入电路链的插入损耗。

用仿真嘴和仿真耳测定发送和接收灵敏度的方法在建议 P. 64中定义。按照这个方法测得的中间参考系统的特性在建议 P. 48中给出。目前在建议 P. 64中提到的用仿真耳测得的接收灵敏度并不直接适用于计算响度评定值，对它必须作适当修正，以补偿实际通话条件下在人耳中的声压与用仿真耳测得的声压之差。有关修正系数（L_E）的情况在§6中给出。

2 有关声压、灵敏度和传输损耗的定义和符号

后面的原理叙述中采用的定义和符号在下面列出。图1/P. 79对它们作了说明。

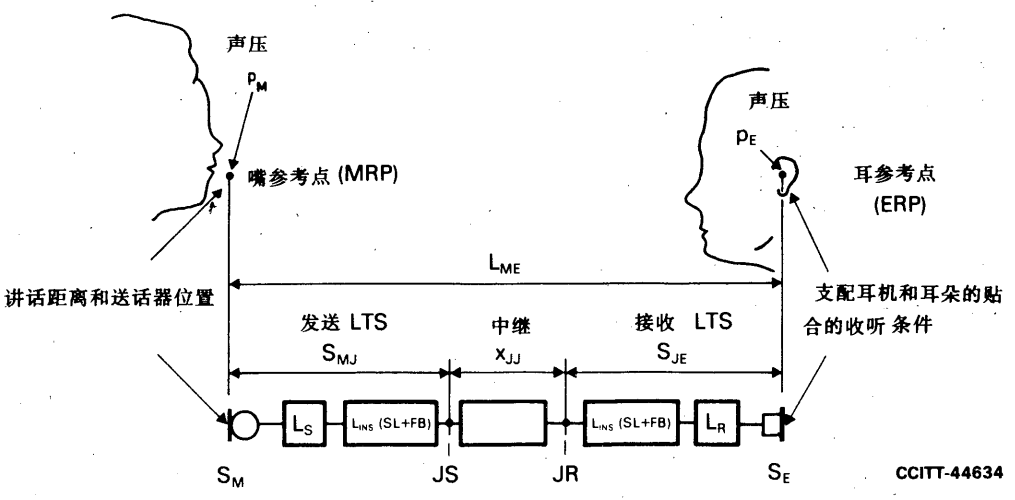


图1/P. 79

影响收听到的语声响度的因素

2.1 与讲话有关的定义和符号

这些定义和符号表征了正在讲话的人的状态，包括他的身体与电话机或参考连接的实体关系。

MRP	定义嘴参考点的点。MRP 位于相对于讲话人嘴唇的一个规定的地点（见建议 P. 64）。
P_M	没有声障的情况下 MRP 处的声压③。
B'_s	在 MRP 处的、带宽为1Hz 的语言频谱密度（长时平均声压）④，单位为相对于20μPa 的 dB。
VL	话音声级，即讲话人在 MRP 处的语声声压级（讲话人正在讲话时的长时均方根声压）；通常以标准话音声级作为基准。
SP	讲话位置，即电话机或参考系统的送话器与讲话人嘴唇的相对位置。

③ 必须规定参考声级或基准，如1Pa、20μPa 等。

④ 实际上，测量是用声压进行的。为了便于说明，而把它的转换形式保留下来。值得注意的是，在1Hz 带宽中，相对于20μPa 的声压，近似地等于相对于每 Hz1pW/m²的声强。

2.2 与收听有关的定义和符号

这些定义和符号表征了正在收听的人的状态，包括他的身体与电话机或参考连接的实体关系。

ERP	定义耳参考点的点（见建议 P. 64）。
P_E	ERP 处的声压
β_0	ERP 处对于纯音的闻阈，单位为相对于20μPa 的 dB。
K	与弗莱彻（Fletcher）的临界频带有关的数字，用来把纯音闻阈转换为象语言那样的连续频声的闻阈。
β_0-K	ERP 处对带宽为1Hz 的连续频谱声的闻阈，单位为相对于20μPa 的 dB。
HL	听力损耗，通常是指与“正常的”闻阈相比的损耗值。
LC	收听条件；耳机及其与耳朵的耦合以怎样的方式与 ERP 相关连。

2.3 与电话或参考连接有关的术语和符号

这些术语与符号用作客观术语，以表征电话或参考连接：

L_{ME}	由 MRP 到 ERP 的、从空气到空气的传输损耗。
JS、JR	分别为发送市话电路的输出和接收市话电路的输入处的电接口。
LTC	市话电路
S_{MJ}	市话电路从 MRP 到电输出端（JS）的发送灵敏度。 注 — S_{MJ}与平均的人嘴相关；实际应用时可以根据建议 P. 64用所建议的仿真嘴测量手柄话机的灵敏度。
S_{JE}	市话电路从电输入端（JR）到 ERP 的接收灵敏度。
X_{JJ}	市话电路之间，即图1/P. 79中 JS 和 JR 之间的传输损耗。在实际电话连接中所涉及的电路是由长市中继、长途中继电路、交换中心等组成的。在进行评定时这条电路链被纯阻衰减器和滤波器等代替，并统称为“中继”。
S_{RMJ}、S_{RJE}、L_{RME}等	表示适用于参考语言通道，如 NOSFER 或建议 P. 18中定义 IRS 的相应 S_{MJ}、S_{JE}、L_{ME}等的数值。
S_{UMJ}、S_{UJE}、L_{UME}等	表示适用于被测语言通道，如一个电话连接的相应 S_{MJ}、S_{JE}、L_{ME}等的数值。
X_{UR}、X_{RU}	分别为插入到“被测”发送与参考接收之间，以及参考发送与“被测”接收之间的 x 值。
S_M	以 MRP 为参考的电话送话器灵敏度。
S_E	以 ERP 为参考的电话受话器灵敏度。
L_S	从电话机的送话器端到线路端的电传输损耗。
L_R	从电话机的线路端到受话器端的电传输损耗。
L_{INS}（SL＋FB）	用户线和馈电桥组合的传输损耗。

3 理论模型的结构

3.1 与响度有关的定义，包括与感觉级和响度评定值有关的内容

这些定义和符号与响度和电话语言通道的响度评定值有关的因素相关：

Z	某一频率下接收到的语声信号的感觉级，以 dB 为单位；说明接收到的语声信号超过闻阈的部分，从而对产生响度感觉有效。
Z_{RO}	当 L_{ME}＝0dB 时的 Z 值。

Q（Z）	与响度有关的 Z 的函数；它把用 Z 表示的感觉级转换为响度数字。
m	可用来定义 Q（Z）的一个参数；它代表$10\log_{10}Q$（Z）作为 Z 的函数的斜率。
S	频率的单调函数。假如有关的 Z 值相同，S 的等增量对响度具有相等的重要性。
S′	S 对频率的导数；S′ =dS/df。S′ 可以当作频率加权系数考虑。
dS	根据上式，dS=S′ df。
$\overline{Q(Z)}$	Q（Z）的加权平均值，它与收听到的语声信号的总响度相关。
λ	所讨论的声音的响度。
OLR、SLR、RLR、JLR	全程、发送和接收以及中继响度评定值。

3.2 响度模型

在考虑语言传输通道时，必须定义通道的声终端。这可以通过 MRP 和 ERP 来做到。对这两个参考点没有统一的规定，但是这里使用了建议 P. 64所定义的参考点。

图2/P. 79中曲线1表示在嘴前没有声障时，在 MRP⑤处所测得的以一定的话音声级讲话时的频谱密度 B_S。这种测量可以想象为借助于很小的测量传声器进行的。当语声传到电话通话的对方的耳中时，它可能已经受到电话语言通道中的传输损耗和失真的影响，故它的频谱密度有可能如曲线2所示。为了便于说明，与曲线2有关的 ERP 可以考虑为位于耳道的入口处，但它可能与振膜，即收听人耳朵的鼓膜处等效得很好。目前着手进行的研究，使用了位于耳道入口处的耳参考点（如建议 P. 64 的附件 A 中所述）。曲线 1 和 2 之间的间隔 L_{ME}表示“嘴到耳”的传输损耗，一般来说它是频率的函数。

由曲线 2 所代表的接收到的频谱对响度所起的作用并不是一致的，即频谱与收听人闻阈的声级差较小的那部分与频谱声级远高于闻阈的那部分相比，对响度所起的作用是非常小的。为此定义了一个称为“感觉级”的量（用符号 Z 表示），它是接收到的频谱（曲线 2）与示于曲线 3 的人对连续频谱声的闻阈（β_0-K）之间的间隔。收听到的语声响度就取决于 Z。一般来说 Z 是频率的函数。

研究表明⑥ 响度 λ 可以作为 Z 的函数用下式近似地表示：

$$\lambda = C\int_{f_1}^{f_2} Q(Z)S'\,df \tag{3-1}$$

式中 C 为常数，Q（Z）是“响度生长函数”，它对 Z 作转换，使转换后的数值的等增量代表响度的等增量，S′ 是“频率加权函数”，它对 Z 的转换值按其在频率刻度上的位置进行加权，f_1 和 f_2 为所讨论频带的下限和上限。

如果希望的话，频率刻度可以转换为 S 刻度，S 的等增量对响度而言具有相同的“重要性”。

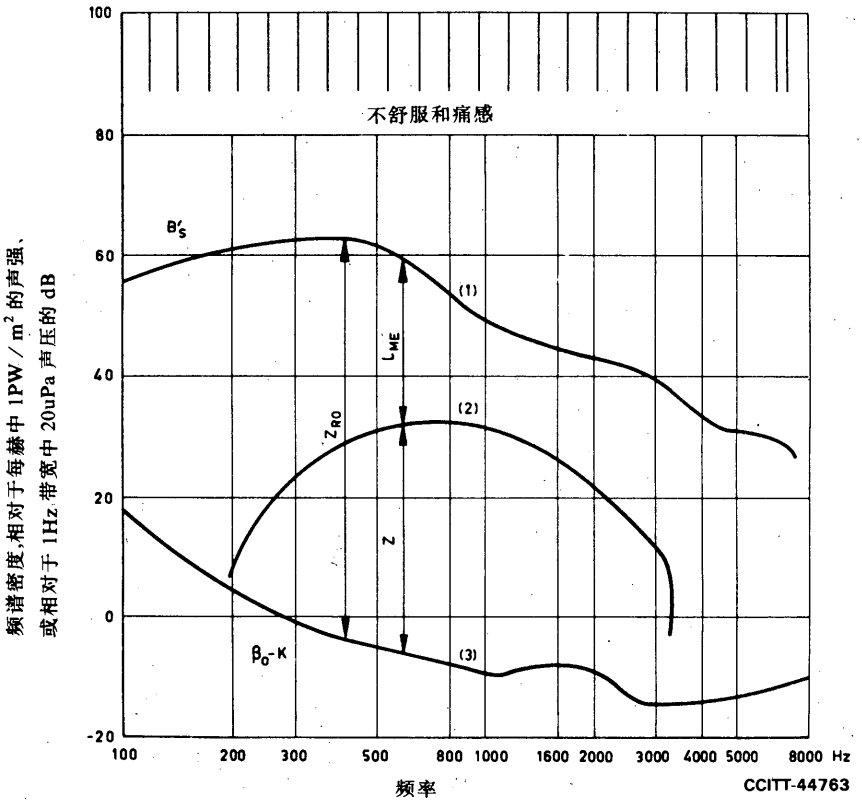
由此：

$$S' = \frac{dS}{df} \tag{3-2}$$

它给出了

⑤ 见建议 P. 64的附件 A 中对 MRP 的定义。

⑥ 这个模型并不表明能精确地代表所有与语声响度感觉有关的特点，比如忽略了交叉频率掩蔽效应。它也不能预测低频声的强度从闻阈开始增加后，对响度的重要性也增加了。建立一个很好地代表更多特点的模型是可能的，但现在还没有这种非常全面的模型。对计算响度评定值而言，这种模型也过分复杂。使用这里叙述的模型最重要的限制为它应该用于建议 P. 76 中指出的以固定的收听声级进行的响度比较。



曲线(1)嘴参考点处的语声频谱密度 。

曲线(2)经过一个近似极限电话语言通道传输后,在耳参考点处所接收到的语言频谱密度。

曲线(3)对连续频谱声的闻阈。

图 2/P.79

感觉级 Z，即接收到的语声信号对产生响度感觉起作用部分的确定

$$\lambda = C\int_{S_1}^{S_2} Q(Z)dS \tag{3-3}$$

式中 S_1、S_2 为在 S 刻度上相应于 f_1、f_2 的点。

响度评定过程的基本要素在图 3/P.79 的流程图中画出。这个流程图描绘了一个“参考”频谱经过电话连接的损耗，使它降低后，所变成的接收到的频谱。它与闻阈一起导出了 Z，Z 的数值（作为频率的函数）对产生响度感觉有效。因此

$$Z = B'_S - L_{ME} - (\beta_0 - K) \tag{3-4}$$

接着把作为频率函数的 Z，按照上面解释过的等式，换算为响度 λ。此等式先把 Z 换算为响度数字，然后经频率加权函数加权后得到$\overline{Q\ (Z)}$；再乘以常数得到响度 λ，即以某种合适的刻度表示的收听到的语声响度。

图 3/P.79 的流程图仅代表响度评定过程中的基本要素。为了一致起来，这些要素需要进一步规范。举例来说，B'_S 取决于特定的讲话人和他的话音声级、所用的测试语句、由他自己的使用方法所决定的讲话人嘴唇与电话送话器的相对位置、以及多少有点任意定义的 MRP 等。同样，接收到的频谱声级取决于特定的

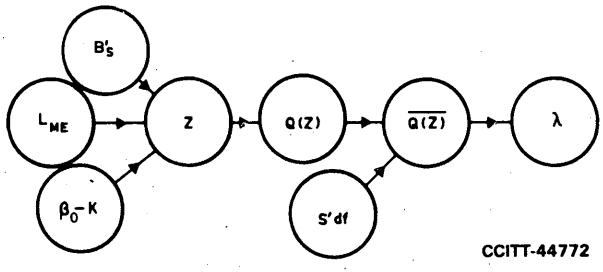


图 3/P. 79

表明响度 λ 是如何与感觉级 Z 联系起来的简化流程图

收听人和他的特性，例如当他以上面提到的方式握持手柄时耳朵与电话受话器的贴合情况、收听人有没有听力损耗、以及 ERP 的定义等。

再有，传输规划的研究需要把连接通路的损耗 L_{ME}分成几个部分，如发送部分，接收部分和中间连接部分。

函数 Q（Z）可以部分地由参数 m 来规定。m 是 Q（Z）的对数相对于 Z 作图时的斜率。诚然，在一般情况下，m 确实是依赖于收听声级（或 Z）的，但是在 Z 的一个很宽的而且是常用的范围内，可以把 m 作为常数考虑。

还有一些目前认为是重要的因素画在图 4/P. 79 所示的更详细的流程图中。该图是图 3/P. 79 的扩展。这些因素的影响可以根据前面的讨论和 § 3. 1 中给出的定义来理解。图 3/P. 79 补充了这些定义。

4 参数值

4.1 引言

要实现 § 3 中叙述的模型，原则上必须对下列参数赋值：

作为频率函数的 B'_S

作为频率函数的 $10\log_{10}S'$

（部分）定义了响度生长函数 Q（Z）的 m

作为频率函数的 β_0-K。

实际上，这里把所有的参数组合为单一的与频率相关的参数是比较方便的。这样就可以用该参数以及 m 来计算发送、接收和中继响度评定值，以及电气部件，如商用电话连接中的通路滤波器响度插入损耗。

下面说明这个与频率相关的参数 G 的理论推导。

对接有低通和高通滤波器组的一个合适的参考系统作主观响度平衡，所测得的结果，可以直接用来估算 G 和 m。

4.2 G 的理论推导

式 3-1 可以写为：

$$\lambda_U = C\int Q(Z_U)S'\,df \qquad (4\text{-}1a)$$

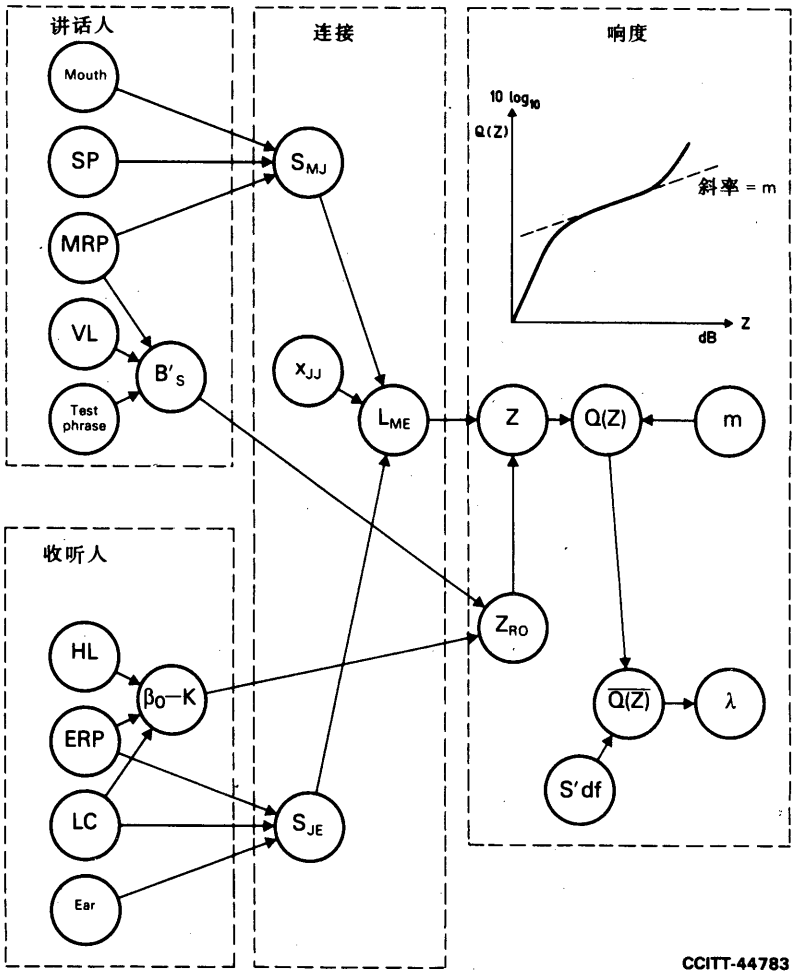


图 4/P. 79

流 程 图

和

$$\lambda_R = C\int Q(Z_R)S'\,df \tag{4-1b}$$

式中 λ_U 和 λ_R 分别代表通过“被测”和参考语言通道，所收听到的语声响度，Z_U 和 Z_R 为相应的感觉级数值（它们是频率的函数）。

所介绍的计算方法基于这样的假设（在一定范围的收听声级内，对此已经作了大量验证），即函数 Q（Z）可以写为以下形式：

$$Q(Z) = \text{常数} \cdot 10^{m(1/10)Z} \tag{4-2}$$

（底数 10 和乘数 1/10 只是用来保留对分贝的模拟，因为 Z 的单位是用分贝表示的。）

令

$$Z_{RO} = B'_S - (\beta_0 - K) \tag{4-3}$$

并代入式 3-4，可得：

$$Z_U = Z_{RO} - L_{UME} \tag{4-4a}$$

$$Z_R = Z_{RO} - L_{RME} \tag{4-4b}$$

将式（4-4a）和（4-4b）代入（4-1a）和（4-1b）整理后：

$$\lambda_U = C\int 10^{-m(1/10)L_{UME}}\left[10^{m(1/10)Z_{RO}}S'\right]df \tag{4-5a}$$

$$\lambda_R = C\int 10^{-m(1/10)L_{RME}}\left[10^{m(1/10)Z_{RO}}S'\right]df \tag{4-5b}$$

可以认为响度评定值是为了使 $\lambda_U = \lambda_R$ 而必须从“被测”语言通道中移走的△x 值（与频率无关）。

用以下代换式：

$$G = \left[10^{m(1/10)Z_{RO}}S'\right] \tag{4-6}$$

并在式（4-5a）中用 $L_{UME} - \triangle x$ 代替 L_{UME}，我们就得到了相等的 λ。

因此

$$\int 10^{-m(1/10)(L_{UME} - \triangle x)}Gdf = \int 10^{-m(1/10)L_{UME}}Gdf \tag{4-7}$$

$$10^{-m(1/10)\triangle x} = \frac{\int 10^{-m(1/10)L_{UME}}Gdf}{\int 10^{-m(1/10)L_{RME}}Gdf} \tag{4-8}$$

和

$$\triangle x = -m^{-1}10\log_{10}\int 10^{-m(1/10)L_{UME}}Gdf - \{-m^{-1}10\log_{10}\int 10^{-m(1/10)L_{RME}}Gdf\} \tag{4-9}$$

在不影响相等的前提下，G 可以通过乘一个合适的常数，使 $\int Gdf = 1$ 来定标；这样就可以把 G 作为加权系数来处理⑦，同时右边各项可以取这样的形式：

$$\Phi^{-1}\left[\int \Phi(L)\,Gdf\right] = \overline{L}$$

然后对于响度评定值，我们有

⑦ 从式 4-3 和 4-6 可以看出，作为频率函数的 G 依赖于 m 值和一些与频率有关的函数 B_S'、β_0、K 和 S′。

$$响度评定值 = \triangle x = \overline{L_{UME}} - \overline{L_{RME}} \tag{4-10}$$

$\overline{L_{UME}}$和$\overline{L_{RME}}$两项可以分别作为“被测”和参考语言通道的“嘴到耳的加权平均损耗”考虑。在以上所有的公式中，积分（从而平均）是对整个有关的频段的下限和上限频率进行的。

实际计算时，把可闻频率范围分为一些（N 个）连续的频带。这里使用了 100 到 800Hz 范围内，中心频率大致相隔 1/3 倍频程的 20 个 ISO 优选频带。对$\overline{L_{UME}}$取平均就可以用以下形式的求和进行：

$$\overline{L_{UME}} = - m^{-1} 10\log_{10} \sum_{i}^{N} 10^{-m(1/10)L_{UME}} G\Delta f \tag{4-11}$$

一般来说，语言通道的声传输损耗是频率的函数，它可以定义为：

$$\overline{L_{UME}} = 20\log_{10} \frac{p_M}{p_E} \tag{4-12}$$

式中 P_M 和 P_E 已在 § 2.1 和 § 2.2 中定义。

必须已知各个频率下的L_{UME}数值以及 $G\Delta f$ 的数值；显然，L_{UME}取决于所考虑的电话语言通道，但是 $G\Delta f$ 和对所有的语言通道都是相同的。其他数据将在下面说明。

4.3 G 值的确定

通过对 CCITT 实验室所进行的响度平衡测试结果的分析，已经确定了 G 的数值。这项测试使用由 NOSFER 组成的一个特殊的语言通道，但是把 NOSFER 的发送频率响应通过均衡变得更为平坦。分别把一组专用的低通和高通滤波器依次插入这个语言通道的“中继”当中。

对带有每一种滤波器的通道和“直接”通道都要进行平衡；当依次相对于中继置于 25dB 的 NOSFER 作平衡以测定相对当量时，它们都是作为“被测”通道处理的。平衡是用“边际”方法进行的，即采用改变“被测”中的传输损耗的方法。对于每种滤波器，经过修正通带内的传输损耗后，算出各自的 Δx 值。截止频率是取传输损耗比通带内的传输损耗大 10dB 时所对应的频率点。

通过把结果进行平滑，并填入到从 100－8000Hz 的 20 个 ISO 优选频带中心的适当边界频率处，就有可能首先估算出 m；$m=3/\Delta x$，这里的 Δx 对低通和高通滤波器来说，其数值刚好是相同的那个频率下的 Δx 值。然后通过式 4－8 和一些运算，就有可能获得一组满足实验数据的 G 值。注意式 4－7 到 4－10 中 L_{RME}表示“直通”通道的嘴到耳传输损耗，$\overline{L_{UME}}$表示插入滤波器后的上述系统的损耗。

结果在表 1/P.79 中给出，所确定的 m 值为 0.175。

5 响度评定值的计算

5.1 计算公式和 W 加权系数的推导

建议 P.78 中叙述的方法可以用图 5/P.79 所示流程图来解释。图中也包括了这里使用的模型结构（图 4/P.79）。图 5/P.79 的 a)、b)、c）和 d）的左边，是图 1/P.78 中给出的各种通道的另一种画法。

图 5/P.79 说明当 § 1、§ 2 和 § 3 中谈到的所有参数值都已经知道后的响度评定步骤。在图 5/P.79 的 a）中，形成 § 4 中叙述的合成参数 G 所用到的一些参数以组合的方式画出。进一步的组合也是可能的，如图 5/P.79 的 b)、c）和 d）中所示。还可以看出从 X_R 到 λ_R 的整条通道，在四个流程图中都是相同的。可以利用这个特点把运算步骤简化为一个非常容易计算的公式。

表 1/P. 79

由 CCITT 实验室确定的 $10\log_{10}G$ 和 $10\log_{10}G\triangle f$ 数值

中心频率 (Hz)	Δf (Hz)	$10\log_{10}G$ (dB)	$10\log_{10}G\Delta f$ (dB)
100	22.4	−32.63	−19.12
125	29.6	−29.12	−14.41
160	37.5	−27.64	−11.90
200	44.7	−28.46	−11.96
250	57.0	−28.58	−11.02
315	74.3	−31.10	−12.39
400	92.2	−29.78	−10.14
500	114.0	−32.68	−12.12
630	149.0	−33.21	−11.48
800	184.0	−34.14	−11.49
1000	224.0	−35.33	−11.83
1250	296.0	−37.90	−13.19
1600	375.0	−38.41	−12.67
2000	447.0	−41.25	−14.75
2500	570.0	−41.71	−14.15
3150	743.0	−45.80	−17.09
4000	922.0	−43.50	−13.86
5000	1140.0	−47.13	−16.56
6300	1490.0	−48.27	−16.54
8000	1840.0	−46.47	−13.82

取 m 的数值为 0.175 的常数，用以下的置换式：

$$W_1 = -57.1\log_{10}G\triangle f \tag{4-13}$$

式（4-11）就可以简化为以下形式：

$$\overline{L_{UME}} = -57.1\log_{10}\sum_{i}^{N}10^{-(1/57.1)(L_{UME}+W_i)} \tag{4-14}$$

这里参考语言通道将取建议 P. 48 中定义的“中间参考系统”（IRS），并把它的衰减器置于 0dB；把参考语言通道固定以后，L_{RME}就变成了常数，即与 i 无关。因此式 4-10 和 4-14 可以合并为：

$$\text{响度评定值} = -57.1\log_{10}\sum_{i}^{N}10^{-(1/57.1)(L_{UME}-\overline{L_{RME}}+W_i)} \tag{4-15}$$

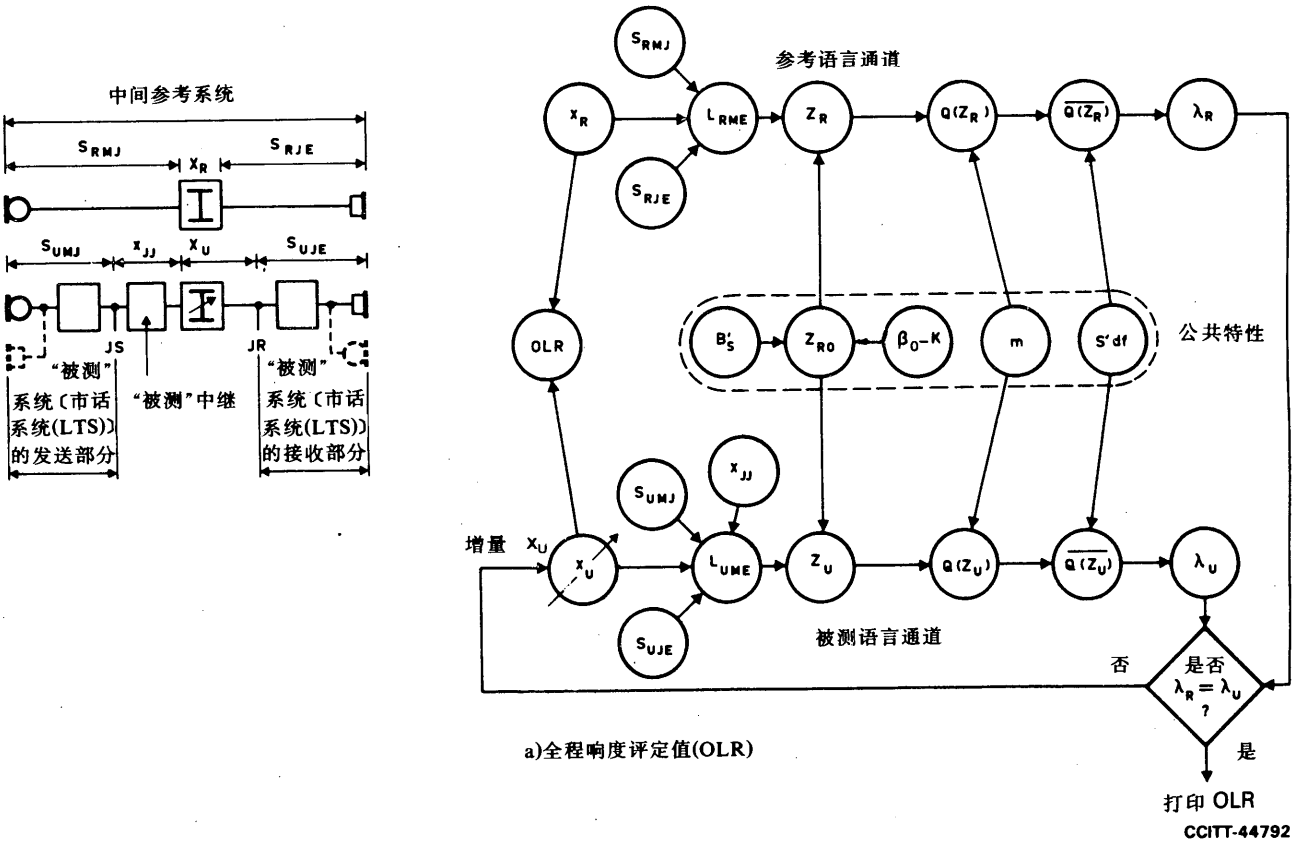
在评定商用市话系统时，L_{UME}可以通过把指定的“被测”语言通道的发送和接收灵敏度，即 S_{MJ}和 S_{JE}用适当的方法组合起来而得到。

对测定“全程响度评定值”（OLR），

$$L_{UME} = -(S_{UMJ} + S_{UJE}) \tag{4-16a}$$

对测定市话系统的发送响度评定值（SLR），

$$L_{URME} = -(S_{UMJ} + S_{RJE}) \tag{4-16b}$$



a)全程响度评定值(OLR)

有关图 5 / P.79 的 a)的注

"被测" 通道包括以下四段：

a)发送 LTS,包括电话机、用户线和馈电桥，到图 1 / P.79 的 JS 点为止；

b)接收 LTS,包括馈电桥、用户线和电话机,从图 1 / P.79 的 JR 点开始；

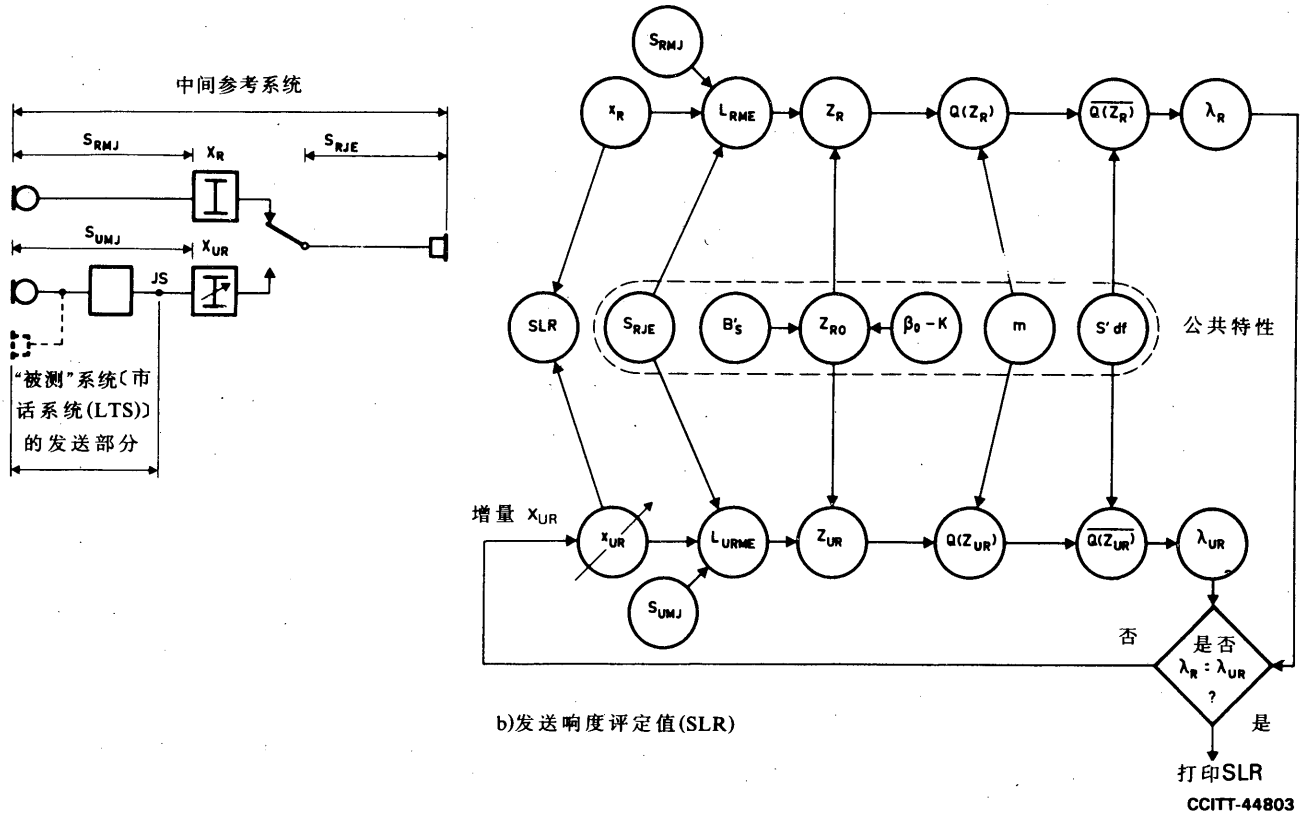
c)JS 到 JR 之间的实际连接中所具有的长市中继、长途中继电路的组合

d)可调的附加传输损耗 Xu,它的加入并不影响此完整连接的全程频响,而只是同等增加各频率的传输损耗。

假如实际连接在 JS 和 JR 之间的那一段具有 600 欧 <0° 的影象阻抗,那末不管在定义 X_{JJ} 或引入附加损耗 X_u 时都不会有什么问题. 当情况不是这样时，就必须确定一个影象阻抗为 600 欧纯阻的虚拟网络的影象衰减(假如要做主观测试时，就要做一个网络)。遇到的特别困难问题是假定实际的连接在 JS 到 JR 之间并不包括具有 600 欧影象阻抗的部分(如一个市话连接),但是这些困难可通过计算满意地加以解决。如果这一部分具有至少 7dB 的衰减以及 600 欧影象阻抗，那末这个问题就能非常容易地克服。

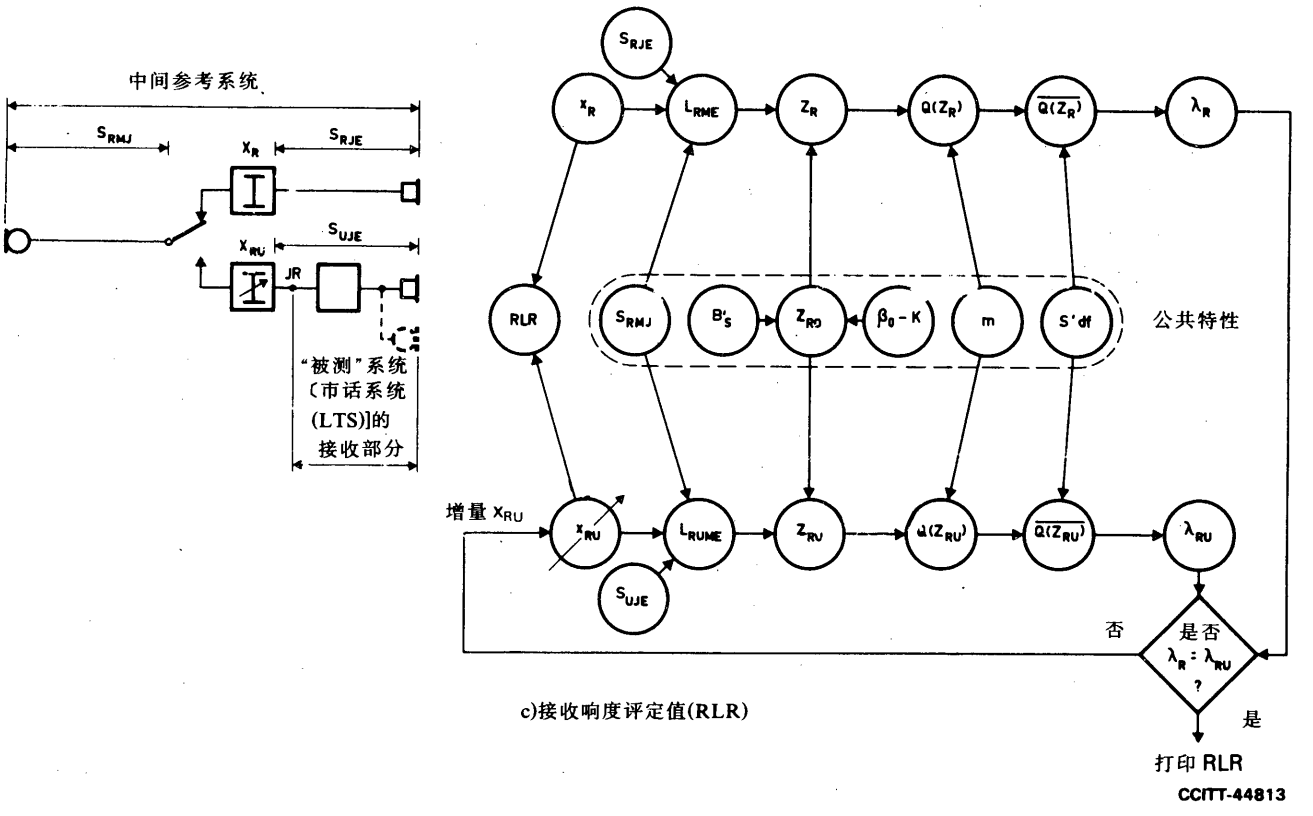
图 5/P. 79

说明响度评定值测定的流程图



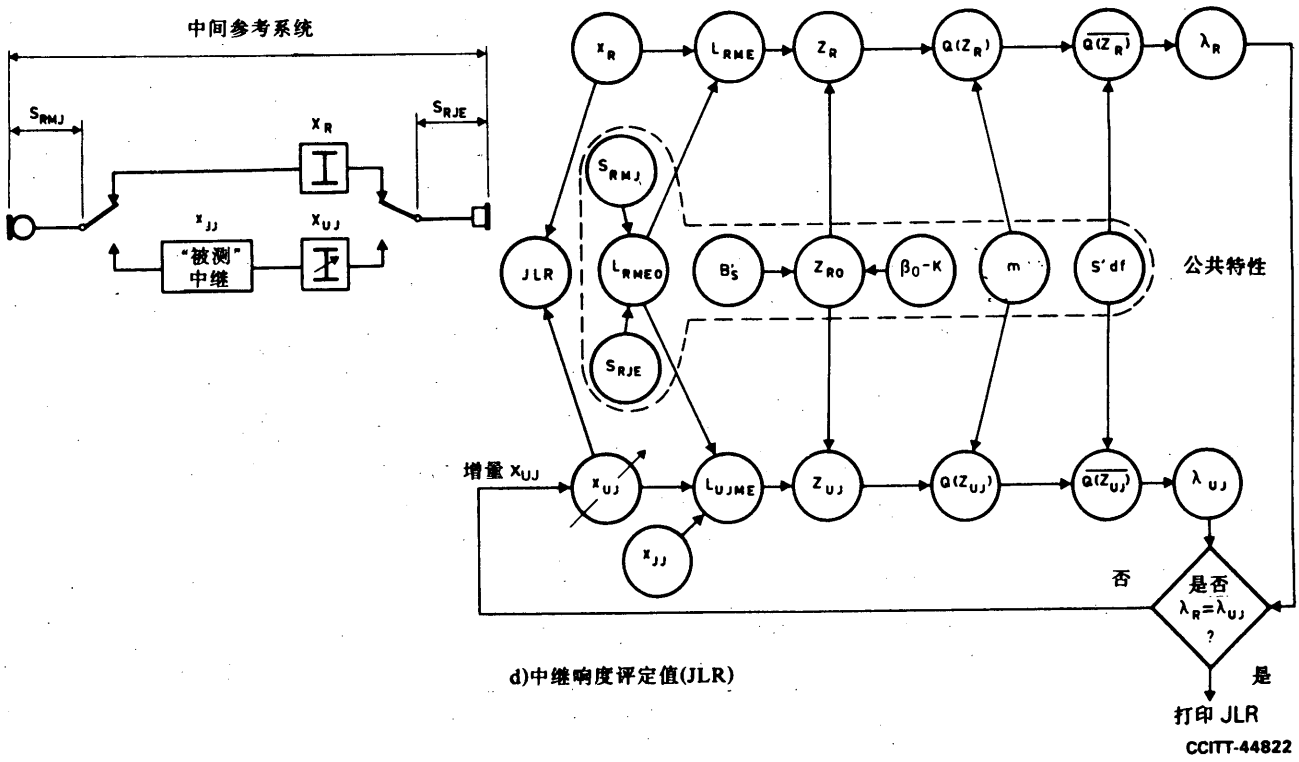
b)发送响度评定值(SLR)

图 5/P.79（续）



c)接收响度评定值(RLR)

图 5/P.79（续）



d)中继响度评定值(JLR)

图 5/P.79（续完）

对测定市话系统的接收响度评定值（RLR），

$$L_{RUME} = -(S_{RMJ} + S_{UJE}) \tag{4-16c}$$

对测定“中继”响度评定值（JLR），

$$L_{UJME} = -(S_{RMJ} + S_{UJE}) + x_{JJ} \tag{4-16d}$$

和

$$L_{RMEO} = -(S_{RMJ} + S_{RJE})$$

将这些式子代入式 4-15 中：

$$OLR = -57.1 \log_{10} \sum_{i}^{N} 10^{(1/57.1)(S_{UMJ} + S_{UJE} + \overline{L_{RME}} - W_i)} \tag{4-17a}$$

$$SLR = -57.1 \log_{10} \sum_{i}^{N} 10^{(1/57.1)(S_{UMJ} + S_{RJE} + \overline{L_{RME}} - W_i)} \tag{4-17b}$$

$$RLR = -57.1 \log_{10} \sum_{i}^{N} 10^{(1/57.1)(S_{UJE} + S_{RMJ} + \overline{L_{RME}} - W_i)} \tag{4-17c}$$

$$JLR = -57.1 \log_{10} \sum_{i}^{N} 10^{(1/57.1)(-x_{JJ} - L_{RMEO} + \overline{L_{RME}} - W_i)} \tag{4-18}$$

式 4-17 各等式中的$\overline{L_{RME}}$和 W_i 两项是一样的，故通过以下置换可以进一步简化运算：

$$W_O = W_i - \overline{L_{RME}} \tag{4-18a}$$

$$W_S = W_i - S_{RJE} - \overline{L_{RME}} \tag{4-18b}$$

$$W_R = W_i - S_{RMJ} - \overline{L_{RME}} \tag{4-18c}$$

$$W_J = W_i + L_{RMEO} - \overline{L_{RME}} \tag{4-18d}$$

代入上列置换式后这些等式变为：

$$\mathrm{OLR} = -57.1 \log_{10} \sum_{i}^{N} 10^{(1/57.1)(S_{UMJ} + S_{UJE} - W_O)} \tag{4-19a}$$

$$\mathrm{SLR} = -57.1 \log_{10} \sum_{i}^{N} 10^{(1/57.1)(S_{UMJ} - W_S)} \tag{4-19b}$$

$$\mathrm{RLR} = -57.1 \log_{10} \sum_{i}^{N} 10^{(1/57.1)(S_{UJE} - W_R)} \tag{4-19c}$$

$$\mathrm{JLR} = -57.1 \log_{10} \sum_{i}^{N} 10^{(1/57.1)(-x_{JJ} - W_J)} \tag{4-19d}$$

表 2/P. 79 给出了这些“加权”系数值。这些数值是根据表 1/P. 79 中的数据，并取 m=0. 175 推导出来的。

表 2/P. 79

计算响度评定值用的加权系数

频带号	中心频率 (Hz)	发送 W_s	接收 W_R	中继 W_J	全程 W_o
1	100	154.5	152.8	200.3	107.0
2	125	115.4	116.2	151.5	80.1
3	160	89.0	91.3	114.6	65.7
4	200	77.2	85.3	96.4	66.1
5	250	62.9	75.0	77.2	60.7
6	315	62.3	79.3	73.1	68.5
7	400	45.0	64.0	53.4	55.6
8	500	53.4	73.8	60.3	66.9
9	630	48.8	69.4	54.9	63.3
10	800	47.9	68.3	52.8	63.4
11	1000	50.4	69.0	54.1	65.3
12	1250	59.4	75.4	61.7	73.1
13	1600	57.0	70.7	57.6	70.1
14	2000	72.5	81.7	72.2	82.0
15	2500	72.9	76.8	71.1	78.6
16	3150	89.5	93.6	87.7	95.4
17	4000	117.3	114.1	154.5	76.9
18	5000	157.3	144.6	209.5	92.4
19	6300	172.2	165.8	245.8	92.2
20	8000	181.7	166.7	271.7	76.7

5.2 以压缩带宽计算响度评定值

在某些实际情况下，可能没有完整的 20 个频带的数据，或两端频带的数据不可靠。在这种情况下，往往希望限制计算响度评定值时的频率范围。

这一点可用以下方法方便地做到：先用已有可靠数据的频带作计算，然后把这个压缩频带内算得的全程 IRS 连接的响度评定值作为修正值。这种修正可以通过把 W 加权系数都减去一个合适的数值来方便地加以运算；也可以简单地把算得的响度评定值减少（减去）这个修正值来做到。

表 3/P. 79 给出了一些适用于几种压缩带宽修正值的例子。

其他修正值可以通过计算所需频带内的 IRS 全程响度评定值获得。

表 3/P. 79

对缩小的频带，以 W 加权系数减去的修正值

频带	修正值
3—18（全部计入）	0. 1dB
3—17（全部计入）	0. 1dB
4—18（全部计入）	0. 3dB
4—17（全部计入）	0. 3dB
6—16（全部计入）	2. 1dB

注 — 对按照本建议所设计的响度评定值测量仪器，只建议使用以下两种带宽程式：

i）100～8000Hz，频带1—20（全部计入）

ii）200～4000Hz，频带 4—17（全部计入）

5.3 在 G 系列建议中将要用到的发送响度评定值（SLR）和接收响度评定值（RLR）

满足目前建议的商用测量仪器所使用的频带为 200 到 4000Hz，或甚至 100 到 8000Hz。这要比 CCITT 的建议所规定的能确保传输的频带（即 300 到 3400Hz）要宽得多（如见建议 G. 132 和 G. 151）。

因此，对一个可能会被纳入国际电话连接的国内系统，其模拟话机的响度应被考虑为劣于这里所测得的数值。

应该注意到建议 P. 64 到 P. 79 的响度评定值测量是用 600 欧的终端阻抗进行的。在大多数情况下它并不是电话网的二线部分所呈现的阻抗。由于各种各样的原因，现在许多主管部门规定了一种标称的复数阻抗。因此，将会存在失配的影响。

对 SLR 和 RLR，对一系列典型模拟话机的灵敏度、阻抗特性和标称阻抗作了研究。结果为对于可以包括进国际连接的网络的 LR 规划中，对模拟话机所测得的 SLR 和 RLR 数值应该加上 1dB。这样做是有足够的精度的。因此，如果测量值用 SLR_W 和 RLR_W 来表示，则

$$SLR = SLR_W + 1$$

$$RLR = RLR_W + 1$$

在本建议的测量中，应该注意在包括未加感的用户电缆的情况下也应该加上同样的修正。

（当把这个修正用到规划中去时，未加感的用户线路对 LR 的影响等于它在约 1kHz 时的插入损耗，参见建议 G. 111 的附件 A）。

然而对于数字话机，这个修正是不需要的。这是由于话机中的编解码器和滤波器在一定程度上限制了频带。

一般根据上下文就可以理解 SLR 和 RLR 指的是规划值还是对模拟话机的测量值。但是在有可能产生混淆时，必须清楚地说明这些数值指的是规划值还是测量值。

6 所需灵敏度和传输损耗数据

原则上市话系统的发送灵敏度 S_{MJ}应该用人嘴和人讲话来测定，但是一般用仿真嘴和合适的测试信号进行这些测量已经足够了。参见建议 P. 64 中的详细说明。

原则上市话系统的接收灵敏度 S_{JE}应该用人耳来测定。用仿真耳测得的、以 S_{Je}表示的灵敏度已在建议 P. 64 中作了说明。但是它与这里所需要的数值差一个仿真耳/人耳修正系数 L_E，即

$$S_{JE}=S_{Je}-L_E$$

L_E 的数值通常依赖于频率，以及耳机放到人耳上的方式。

表 4/P. 79 中列出的数值是使用某一种电话机，以非常靠近耳朵的方式握持时测得的。在计算中采用这些结果后，所得到的结论与 CCITT 实验室主观测得的接收和中继响度评定值符合得较好。计算中对 IRS 和“被测”系统都加上了这些 L_E 值。

表 4/P.79

L_E 的值

频率 (Hz)	L_E (dB)	频率 (Hz)	L_E (dB)
100	20.0	1000	−2.3
125	16.5	1250	−1.2
160	12.5	1600	−0.1
200	8.4	2000	3.6
250	4.9	2500	7.4
315	1.0	3150	6.7
400	−0.7	4000	8.8
500	−2.2	5000	10.0
630	−2.6	6300	12.5
800	−3.2	8000	15.0

用于确定表 2/P. 79 中的 W_S 所用到的 S_{RJE}值，已用表 4/P. 79 中相应的 L_E 值作了修正。用式 4-19a 和 4-19c 进行计算时用到的 S_{UJE}值，也应计入对 L_E的修正，它既可以用表 4/P. 79 中的数值，也可以用对使用条件更合适的其他数值。

注意 IRS 用的 L_E值对中继响度评定值的计算值有一定影响。这个问题正在课题 8/XII [3] 和 12/XII [4] 中研究。

传输损耗 x_{JJ}是图 1/P. 79 中，从 JS 到 JR 之间传输单元链路的两个 600 欧终端之间的插入损耗。一般来说，把 S_{UMJ}和 S_{UJE}与该损耗直接加起来（考虑到符号）并不能精确地求得 L_{UME}值，这是因为通常总有一些阻抗失配。因此在计算全程响度评定值时必须小心从事，以便正确地求得 L_{UME}值。当传输损耗 x_{JJ}较小，以及当 JS 和 JR 之间的单元的影象阻抗与 600 欧相差很大的时候，这种不精确性将更严重。精确的 L_{UME}值可以通过直接测量取得，也可以通过把所有阻抗失配都适当地加以考虑后，用计算的方法取得。

7 应用的限制

这里叙述的计算步骤和给出的参数值适合于计算发送、接收和中继响度评定值。假如所讨论的完整语言通道的频带限制在标称值 300－3400Hz 的电话频带内，也可以用它们来计算全程响度评定值和响度插入损耗。

它们不适合对频带相差很大的语言通道作相互比较。

这些参数值是根据计算结果能够和 CCITT 实验室用建议 P. 78 中说明的方法进行的响度评定值测定结果符合得较好而选定的。建议 P. 79 的最重要的应用，是作为一种计算电话机的电声性能的被普遍接受的方法。然而，建议 P. 79 只以有限的精度代表了“普通人”的讲话和听觉特性。假如试图对一个电话系统作详细的电路响度分析的话，必须记住这一事实。更进一步的情况，见增补 19 号。

8 侧音掩蔽评定值（STMR）的计算

8.1 按照基本原理的计算

建议 P. 76 中叙述的原理为侧音掩蔽评定方法奠定了基础。这种方法把人体侧音信号 L_{MEHS}当作掩蔽阈来处理。电话侧音通道损耗 L_{meST}相对于这个掩蔽阈进行评定。以前报导过，对人体侧音通道损耗 L_{MEHS}作的测定 [5]，其结果以图的形式示于图 4/P. 76，并以表格的形式在下面表 5/P. 79 中给出。表 5/P. 79 中两套数值的选用取决于所涉及的耳机耦合条件，即完善的贴合（第 9 列）或伴有典型的声泄漏（第 10 列）。

STMR 计算方法的基本原理与 § 3、§ 4 中用于发送和接收响度评定值的相同。计算步骤可以归结为以下表达式：

$$\mathrm{STMR} = \frac{10}{m}\log_{10}\frac{\sum 10^{\frac{mZ_l + 10\log_{10} S'\Delta f}{10}}}{\sum 10^{\frac{mZ + 10\log_{10} S'\Delta f}{10}}} \tag{8-1}$$

式中

$$Z = B'_S - L_{meST} - L_E - 10\log_{10}\left(10^{\frac{\beta_0 - K}{10}} + 10^{\frac{B'S - L_{MEHS}}{10}}\right) \tag{8-2}$$

和

$$Z_l = B'_S + S_{RmJ} + S_{RJe} - L_E - 10\log_{10}\left(10^{\frac{\beta_0 - K}{10}} + 10^{\frac{B'S - L_{MEHS}}{10}}\right) \tag{8-3}$$

式中使用的各种参数的数值已在前面几节中作了规定，但是这里使用的指数 m 为：

$$m = 0.225$$

通常求和要延伸到 100Hz 到 8kHz 的整个频带中进行，但是如果 L_{MEST}不能在全部频带中都满意地测得的话，可以对频带加以限制。

表 5/P. 79 列出了 ISO 频率下的各种参数的数值。

8.2 用 W 加权系数计算 STMR

在上述§4中，作为发送、接收、全程和中继响度评定值的评定过程基础的基本原理经过进一步的发展，可推导出一个简化了的等式，这样就可以使用表 2/P.79 所列的 W 加权系数和简化等式(4-19a)到(4-19d)。也可以把 STMR 计算用的等式 (8-1)、(8-2) 和 (8-3) 化简为一个简化了的等式，这就可以使用与 STMR 一致的一套 W 加权系数和一个 m 值，因此：

$$\mathrm{STMR} = -\frac{10}{m}\log_{10}\sum_{1}^{N}10^{(m/10)(-L_{meST}-L_E-W_M)} \tag{8-4}$$

或者，如果测得的是侧音灵敏度的话

表 5/P.79

计算 STMR 需要用到的参数清单

频带号	f	B'_S	$\beta_0 - K$	$10\log_{10}S'\Delta f$	IRS		L_E	L_{MEHS}	
					S_{RmJ}	S_{RJe}			
	Hz	dB	dB	dB	dB	dB	dB	dB	dB
		1 pW/m²/Hz			1 V/Pa	1 Pa/V		紧贴	非紧贴
(1)	(2)	(3)	(4)	(5)	(6)	(7)	(8)	(9)	(10)
1	100	57.3	17.5	−19.7	−45.8	−27.5	20	−2.7	11.6
2	125	60.2	14.4	−18.8	−36.1	−18.8	16.5	−4	10.6
3	160	62.0	10	−17.8	−25.6	−10.8	12.5	−5.4	7.1
4	200	63.0	5	−17	−19.2	− 2.7	8.4	−2.7	7.6
5	250	63.0	2.5	−16	−14.3	2.7	4.9	−2.8	7.4
6	315	62.4	− 0.4	−15.1	−10.8	7.2	1.0	−2.6	6.1
7	400	61.1	− 3	−14.4	− 8.4	9.9	−0.7	−0.7	3.5
8	500	59.3	− 5	−13.6	− 6.9	11.3	−2.2	5	5.7
9	630	57.0	− 6.3	−13.3	− 6.1	11.9	−2.6	13.2	8.9
10	800	54.4	− 8	−12.8	− 4.9	12.3	−3.2	19.9	16.2
11	1000	51.5	− 9	−12.4	− 3.7	12.6	−2.3	26.1	23.8
12	1250	48.4	− 8.5	−12.2	− 2.3	12.5	−1.2	23.7	23.7
13	1600	45.4	− 8	−11.9	− 0.6	13	−0.1	22	22
14	2000	42.3	− 9	−11.9	0.3	13.1	3.6	21.1	21.1
15	2500	39.5	−11.5	−12	1.8	13.1	7.4	22.1	22.1
16	3150	36.8	−13.8	−12.1	1.8	12.6	6.7	23.3	23.3
17	4000	34.6	−13	−12.4	−37.2	−31.6	8.8	24.2	24.2
18	5000	32.8	−12.5	−12.5	−52.2	−54.9	10.0	(26)	(26)
19	6300	31.5	−11.1	−13	−73.6	−67.5	12.5	(28)	(28)
20	8000	30.9	− 9	−14	−90	−90	15.0	(30)	(30)

$$STMR = -\frac{10}{m}\log_{10}\sum_{1}^{N}10^{(m/10)(S_{meST}-L_E-W_M)} \quad (8\text{-}5)$$

式中 m=0.225，以及 W_M 取表 6/P.79 中给出的数值。

在推导非紧贴条件下的 W 加权系数(表 6/P.79 的第 3 列)时，假定表 5/P.79 第 8 列中的 L_E 值已经加到参考通道（IRS）中去了。在计算非紧贴状态下的 STMR 时，应把适当的 L_E 值加到 L_{meST}中，并插到公式中所指明的地方。在许多情况下，使用表 5/P.79 第 8 列中的 L_E 值将是满意的。

对于完善的贴合条件，应使用表 6/P.79 第 2 列中的 W_M 值，同时应把与 L_{meST}联系在一起的 L_E 值一律取零。

表 6/P.79

计算 STMR 用的加权系数

频带号	W_{MS} 紧贴	W_{ML} 非紧贴
(1)	(2)	(3)
1	110.4	94.0
2	107.7	91.0
3	104.6	90.1
4	98.4	86.0
5	94.0	81.8
6	89.8	79.1
7	84.8	78.5
8	75.5	72.8
9	66.0	68.3
10	57.1	58.7
11	49.1	49.4
12	50.6	48.6
13	51.0	48.9
14	51.9	49.8
15	51.3	49.3
16	50.6	48.5
17	51.0	49.0
18	49.7	47.7
19	50.0	48.0
20	52.8	50.7

8.3 关于 STMR 计算中完善贴合条件与非紧贴条件的评论

在推导完善紧贴耳朵情况下的 L_{MEHS}值的实验中，采取了非常严格的措施以防止测量用受话器的耳承与被测人耳朵之间的声泄漏。对于非紧贴的 L_{MEHS}，是以声音的形式把一组特定的 L_E值插入到受话器的地方。完善紧贴下的 L_{MEHS}和有声泄漏的 L_{MEHS}之间的差别可以通过比较表 5/P.79 的第 9 列和第 10 列看出来。在所定义的频率范围内最重要的部分，这个差值近似地等于受话器处所用的 L_E值。实际上，评定值的差别（完善贴合－非紧贴）一般总是小于 1dB。

这就提出了在实际情况下，所存在的泄漏几乎同等影响着 L_{MEHS}和 L_{MEST}，至少在实际声泄漏范围内是这样的。换句话说，不管是否存在泄漏，L_{MEHS}对 L_{MEST}有几乎相同的掩蔽效应。对于评定侧音来说，假如按耳

朵完善紧贴的条件进行计算，可以期望 STMR 与主观效果符合得较好。

应该优先使用完善紧贴的条件，但是各主管部门可以继续把非紧贴的 STMR 用于实验的目的，或用于已积累的数据，如果某些现存的指标，使得这样做会变得敏感起来的地方。假如是这种情况的话，必须在相关的文件中清楚地标明。

8.4 用 W 加权系数计算 LSTR

收听者侧音评定值是用与 STMR 相同的算法（式（8-5））算得的，但所用的侧音灵敏度是用室内噪声源推出的（见建议 P. 64 的 § 9）。因此：

$$\mathrm{LSTR} = -\frac{10}{m}\log_{10}\sum_{1}^{N} 10^{(m/10)(S_{RNST}-L_E-W_M)} \tag{8-6}$$

式中 M＝0. 225，W_M 取表 6/P. 79 中所给出的数值。

LSTR 也可以用经过 Δ_{SM}修正的 S_{meST}所确定的 L_{RNST}数值来计算（见建议 P. 10、建议 P. 64 的 § 9 和电话电声测量手册的 § 3. 3. 17c），因此：

$$S_{RNST} \cong S_{meST} + \Delta_{sm}$$

假如选用这种方法的话，侧音灵敏度 S_{meST}也应该用一个宽带噪声源来确定。

建议 G. 111 的附件 A 说明了一种可以用于传输规划的方法，其 LSTR 是用经过加权的 Δ_{SM}值修正的 STMR 来确定的。

关于侧音的另外一些方面的情况可以在［6］、在对课题 9/XII的附件［7］中、在建议 G. 121 和 P. 11 中，以及在本卷后面的增补 11 号中找到。

参 考 文 献

[1] CCITT – Question 19/XII, Contribution COM XII-No. 1, Study Period 1985-1988, Geneva, 1985.

[2] CCITT – Question 7/XII, Contribution COM XII-No. 1, Study Period 1985-1988, Geneva, 1985.

[3] CCITT – Question 8/XII, Contribution COM XII-No. 1, Study Period 1985-1988, Geneva, 1985.

[4] CCITT – Question 12/XII, Contribution COM XII-No. 1, Study Period 1985-1988, Geneva, 1985.

[5] CCITT – Contribution COM XII-No. 228/AP VII-No.115, Study Period 1977-1980, Geneva, 1980.

[6] CCITT – Question 9/XII, Contribution COM XII-234, Study Period 1981-1984, Geneva, 1984.

[7] CCITT – Question 9/XII, Contribution COM XII-1, Study period 1989-1992, Geneva 1988.

PAGE INTENTIONALLY LEFT BLANK

PAGE LAISSEE EN BLANC INTENTIONNELLEMENT

第 七 章

用户意见试验

建　　议　P. 80[①]

传输质量的主观评定方法

1　引言

本建议就各主管部门在他们自己的实验室中进行主观测试提供指导。CCITT 实验室使用参考系统进行的测量在本卷第三章中叙述。

在研制各项电话设备的过程中，必须进行各种规定的测试，以诊断故障和缺点。那些在传输质量的专题研究方面用到的测试，将不在这里讨论。本文的目的是，介绍一些已经找到的合适方法，用这些方法可以判断一个电话连接投入公众使用后，可以期望得到的满意程度。

这里介绍的方法希望能够适用于任何形式的损伤因素。这些损伤因素包括传输损耗（经常是与频率相关的）、电路和室内噪声、侧音、讲话人回声、各种形式的非线性失真、传播时间、音控装置的有害影响和电话机（包括扬声电话机）特性的改变。这些方法也必须适合于确定两个以上因素的综合影响。

2　建议的方法

为了适合§1所列的诸多损伤因素，采用的评定方法应尽可能地模仿用户在电话通话时所遇到的全部有关特性。有一种实用的方法，称之为“会话试验”。英国电信公司组织这种试验的详细说明在本卷未的增补2号中给出。

如果研究工作很有必要，条件又允许安排相当大的试验工作量，则传输质量的评定可以用业务观察的方法来进行。对该种评定所建议的方法，包括访问用户时将提出的问题，在建议 P. 82 中介绍。

对于许多目的来说，这种业务观察方法的缺点是几乎无法控制被测电话连接的详细特性。AT&T 公司使用称为 SIBYL 的方法（见红皮书 V 卷增补 5 号）能够基本上克服这些缺点，并仍保留了业务观察方法的许多优点。按照这种方法，贝尔实验室的一些职员自愿将他们的一小部分日常内部通话通过特殊的装置进行试验。这种装置可以按照测试程序改变其通常的传输质量。如果某一次呼叫已经经过这种处理，就要求志愿者在一组反映评分的数字中，选出一个，并通过拨号送出，以表示他的意见。按照这种方法，所有的结

① 本建议在红皮书中的编号为 P. 74。

果都记录在控制计算机中，同时也能完全保证通话的保密性。

3 补充方法

在某些条件下，可以允许免用完整的会话方法，而代之以一个方向的单纯收听试验。但是，只有在待研究的损伤因素仅影响被测人收听作用时，才能考虑进行收听试验。虽然运用收听试验对衰减/频率失真以及由量化引起的非线性失真的研究很有成效，但是用这种方法来研究诸如侧音的影响，看来是不明智的。当采用收听试验方法评定诸如电路噪声因素的影响时，如果所遇到衰变很严重，就有可能失准。因此在任何情况下，对单纯收听测试得到的结果，应该先与完善的会话测试结果进行充分的比较，用起来才放心。

建　议　P.81①

调制噪声参考单元（MNRU）

（1984 年于马拉加-托雷莫里诺斯制订，1988 年于墨尔本修订）

CCITT

考虑到：

a) 在过去几年中，数字处理过程（8 位 A 律或 μ 律，A/D/A 编码器和解码器、A 律或 μ 律转换器、以 8 位 PCM 字为基码的数字衰减器，32kbit/s，ADPCM 等。）在国际电话网中的使用发展很快，并预料将继续高速增长；

b) 新的数字处理过程正在标准化，例如 64kbit/s 7kHz 宽带 ADPCM；

c) 需要有标准设备来测量数字处理过程（例如 32kbit/s ADPCM。建议 G.721 和 64kbit/s 7kHz 宽带编解码器）的量化失真性能。以便用这种设备，对含有数字处理过程的国际连接，进行主观传输性能的估计；

d) 目前还未制定出客观语声质量的评定方法；

e) 采用参考系统条件的主观试验，是目前衡量数字过程的语言传输性能的唯一合适方法；

f) 采用公用参考系统表示试验结果，便于对不同实验室的主观试验结果进行相互比较。

建议：

（1） 采用窄带调制噪声参考单元（MNRU）作为参考系统，来表示电话带宽数字处理过程的主观性能；

（2） 采用宽带 MNRU 作为参考系统，有来表示宽带数字处理过程的主观性能②；

注 1 — MNRU 可以用实验室设备或通过计算机模拟实现。有关 MNRU 的更详细资料见本建议后面列出的参考资料。

注 2 — 对于使用 MNRU 的主观试验，目前提议采用本卷末的增补 14 号所介绍的纯收听试验方法。有关使用纯收听试验方法的注意事项，见建议 P.80 的 § 3。

---

① 本建议在红皮书中的编号是 P.70

② 这些指标有待以后充实完善，因此应看作临时建议。

注 3 — 目前还没有任何客观测量方法可以用来恰当地反映各种数字过程的主观量化失真性能（例如，建议 G.712 中所介绍的，以正弦波和有限带宽噪声测量为基础的客观测量技术是仅为 PCM 设计的，并不适用于测量其它一些系统，如 ADPCM 所引入的失真。）建议 P.50 介绍的仿真话音信号可能与该问题有关。即使将来研制出客观方法，主观试验仍须用来对特定类型的数字过程，确定其主观结果和客观结果的相互关系。

注 4 — 建议采用本建议中介绍的不带噪声成形滤波器的宽带 MNRU③，请主管部门就在噪声通路的混频器输出加滤波器的必要性发表意见。一些主管部门主张用这种滤波器，但其它主管部门持异议。

1 引言

MNRU 的最初设计是为了产生一种失真，这种失真在主观感觉上与对数压扩 PCM 系统的失真相似[1]。所以这样做的理由是：

1) 网络规划需要做大量的主观试验，以便在各种信号电平，以及不同程度的其它各种传输损伤（例如损耗、空闲电路噪声等）的多种组合条件下，以 PCM 系统，在压扩器特性的某一范围内进行性能评定；

2) 规定一个参考失真系数是可靠易行的办法。这个参考系统本身产生的失真与 PCM 系统产生的失真在主观感觉上相似，并可以用它来表示 PCM 系统的性能。这样一来，当参考系统插入一条或几条模拟电话连接电路时，就需要对参考系统进行大量的主观评定试验，但有了简化对数字处理技术进行主观评定的可能性。

在评定数字过程的性能中，MNRU 的概念已被各种组织（主管部门，认可的私营机构和科学/工业组织）如 CCITT 本身广泛接受。（例如，用以制定建议 G.721 和建议 G.722）目前正在广泛使用一种修改型 MNRU 评定宽带（70—7000Hz）编解码器的主观性能。然而，尽管基本原理都一样，但实际设备的细节却存在差异。因此，主观试验结果也可能不一样（这也与主观试验方法的不同有关）。本建议的目的是尽可能详尽地对 MNRU 定义，以便把设备和客观校准程序对主观试验结果的影响减到最低限度。

2 总体介绍

图 1a/P.70 是窄带 MNRU 的构成示意图，图 1b/P.70 是宽带 MNRU 的构成示意图。从左端进入的语声信号分成两路，即信号通道和噪声通道。信号通道给输出端提供不失真的语声信号（但经过了带通滤波器）。在噪声通道，语声信号同时也控制一个乘法器，乘法器的“载频”是均匀频谱的白噪声，频率范围从 0Hz 开始，上限频率至少为带通滤波器低通截止频率的二倍。乘法器的输出信号是由语声信号调制的噪声，然后把它迭加到语声信号上去，形成失真信号。

信号通道和噪声通道都装有衰减器和开关，可以对输出端的语声电平和噪声电平分别进行调节。典型的系统校准方法，应使噪声通道的衰减器指示（dB），正好等于带通滤波器输出（OT 端）语声功率（有效功率，mW）与噪声功率（mW）之比。

在本建议中，这个比率用分贝表示。对窄带型，称之为 Q_N；对宽带型，称之为 Q_W。

3 性能指标

3.1 引言

本节介绍的指标，既适用于硬件实现的设备，也适用于软件模拟器。

---

③ 这些指标有待以后充实完善，应看作临时建议。

对于实际设备的制作，实际信号电平和噪声电平可以增加或减少，以满足特殊的要求。在这种情况下，下面具体规定的电平也应作相应的修改。

3.2 信号通道

本节中提出的指标，以图 1a/P. 81 和图 1b/P. 81 所示 MNRU 的噪声通道衰耗无穷大为条件，将 T_5 和 T_6 断开，分别用电阻终端可获得该条件。

信号通道的频率响应（即在图 1a/P. 81 和图 1b/P. 81 的端子 IT 和 OT 之间），对图 1a/P. 81 电路，应在图 2a/P. 81 的容差范围内；对图 1b/P. 81，应在图 2b/P. 81 的容量范围内。

对图 1a/P. 81 电路，对于电平为 0dBm 的 1kHz 输入正弦波，端子 IT 和 OT 之间的损耗为 0dB。在输入电平为＋10dBm 到－50dBm 时，损耗为 0dB±0. 1dB。

对任何基频（125－3000Hz，对窄带系统；100－6000Hz，对宽带系统），系统输出端（图 1a/P. 81 和图 1b/P. 81 的端子 OT）的任何谐波分量至少应低于基频 50dB。

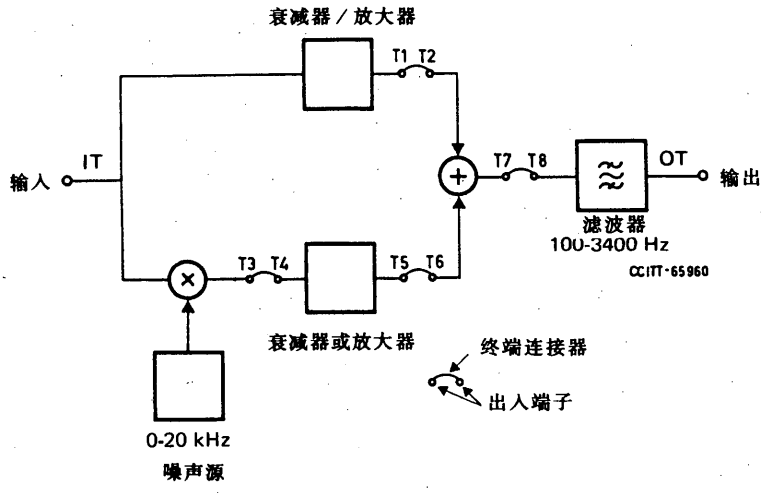


图 1a/P. 81

窄带 MNRU 的基本组成

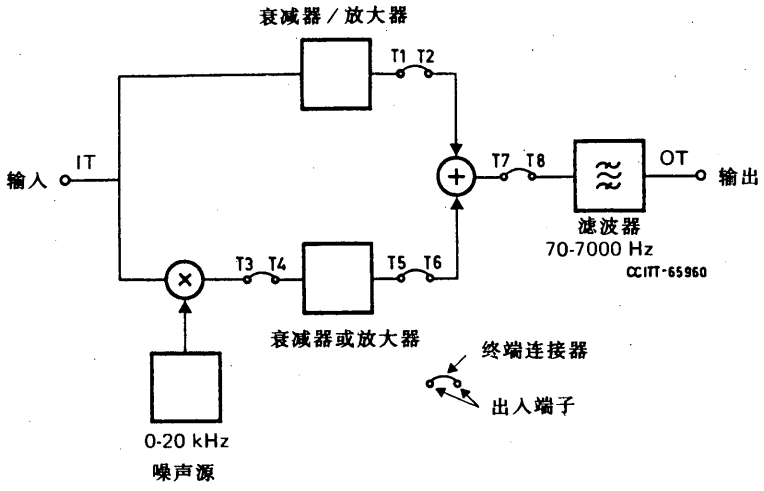


图 1b/P. 81

宽带 MNRU 的基本组成

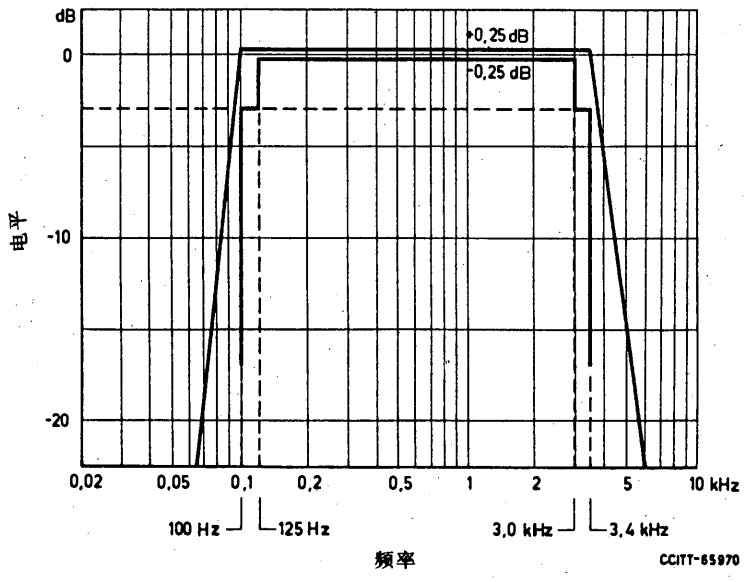


图 2a/P. 81

窄带 MNRU 的输出滤波器指标

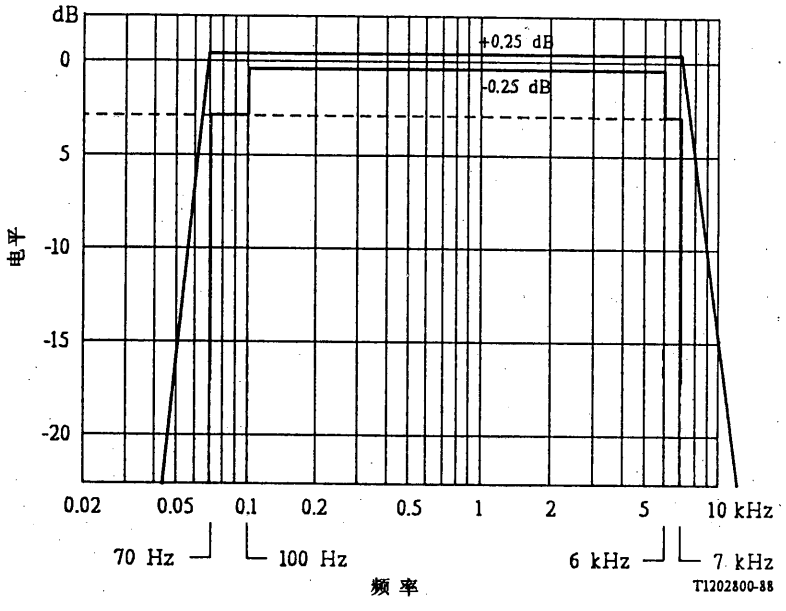


图 2b/P. 81

宽带 MNRU 的输出滤波器指标

ARCHIVES U.I.T. GENÈVE

信号通道产生的空闲电路噪声应低于－60dBm。为了与§3.4相符，在OT端测量。

为了防止放大器对信号的峰值剪削，建议加到IT端子的语声信号电平不得大于－10dBm（有效时的平均功率，即按建议P.56测量的平均有效电平）；为了保证语声信号对噪声的比率足够高，这一点的语声信号电平也不得低于－30dBm。

3.3 噪声通道

本节中提出的各种指标，以图1a/P.81和图1b/P.81所示MNRU的信号通道衰减无穷大为条件，将T_1和T_2断开分别用电阻终端，可获得该条件。

3.3.1 随输入电平变化的线性

将Q_N（对图1a/P.81电路）或Q_W（对图1b/P.81电路）置于0dB时，系统输出端（OT端子）的噪声电平在数值上应等于输入端（端子IT）的正弦波电平。当输入信号的频率范围为125Hz到3000Hz（对窄带系统），或100Hz到6000Hz（对宽带系统），电平变化范围从＋50dBm到－45dBm，相应输出噪声电平的线性变化应在±0.5dBm之内。

3.3.2 噪声频谱

对窄带系统，当Q_N旋钮置于0dB时，在图1a/P.81的IT端子加入频率范围为125Hz到3000Hz，电平范围为＋5dBm到－45dBm变化的输入正弦波，乘法器输出（图1a/P.81的IT）的噪声频谱密度应是平坦的，在75Hz到5000Hz范围内，噪声频谱密度的波动应不大于±1dB。频谱密度的测量，应采用不大于50Hz的带宽分辨率。

对于宽带系统，当Q_W旋钮置于0dB时，在图1b/P.81的IT端子加入频率范围为100Hz到6000Hz，电平范围为＋5dBm到－45dBm变化的输入正弦波，乘法器输出（图1b/P.81）的噪声频谱密度应是平坦的，在75Hz到10000Hz频率范围内，波动小于±0.1dB。频谱密度的测量，应采用不大于50Hz的带宽分辨率。

3.3.3 振幅分布

在系统输出端，噪声的振幅分布应近似于高斯分布。

注 一 用高斯噪声发生器，后面跟一个从0到20kHz的平直频谱峰值限幅器，将会在OT端子产生满意的输出噪声。

3.3.4 噪声衰减器

接在图1a/P.81和图1b/P.81的端子T_4和T_5之间，噪声衰减器损耗应在指示值的±1dB之内。衰减器至少应允许Q_N旋钮在－5dB到45dB范围之内变化，即有50dB的变化范围。

3.4 公共通道

本节指标以MNRU的信号和噪声通路同时工作为条件。

将Q_N或Q_W（按对应情况）置0dB，输入以等效电阻终端，在系统输出（OT端）测量，公共通道产生的空间噪声应小于－60dBm。

参 考 文 献

[1] LAW (H. B.), SEYMOUR (R. A.): A reference distortion system using modulated noise, *The Institute of Electrical Engineers*, pp. 484-485, November 1962.

文 献 目 录

CCITT – Contribution COM XII-No. 63, *Some considerations on specifications for modulated noise reference unit*, NTT, Japan, Study Period 1981-1984.

CCITT – Contribution COM XII-No. R4, pp. 71-79, Study Period 1981-1984.

CCITT – Contribution COM XII-No. 119, *Description and method of use of the modulated noise reference unit (MNRU/MALT)*, France, Study Period 1981-1984.

建 议 P. 82①

从语言传输质量的观点进行业务等级评价的方法

（1976 年于日内瓦制订；1984 年于马拉加 - 托雷莫里诺斯修订）

1 引 言

CCITT 建议各主管部门按建议 E. 125 [1] 中的方法进行用户意见调查，作为测量国际呼叫的语言传输质量的一种手段。

这种与呼叫相关的调查（这里与最近一次的国际呼叫相关）既可以完整地运用建议 E. 125 [1] 中的意见调查表（当需要获得关于用户遇到困难的其他方面的有价值的信息时，例如了解如何进行呼叫，在拨号中遇到的困难，以及信号音的理解等），也可以只使用与传输质量有关的那些问题。这些问题在附件 A 中给出。

注 — 对传输性能的评价，有可能受到建立呼叫过程中遇到困难的影响而有所改变。因此，如果不是完整地使用调查表，应该有保留地考虑所得到的回答。

2 调查方法

为了使各个国家收集到的数据能够进行有效的比较，应该严格按照建议 E. 125 [1] 进行调查。特别是应该严格地按建议的前言，打算用到的问题的注解以及提出这些问题时的准确顺序和用词进行。但是在某些情况下，可以另作处理，这时问题 10. 0 将被附件 B 中的用词替代（更详细的材料在 [3] 中给出）。

注 — 这种替换方案的好处是简化了回答的分类，以利于专家们进行灵活的研究。对某些损伤（例如时延）还有提高敏感程度的优点。但是这些优点的获得还应该与可能需要进行的附加访问时间作权衡。

① 本建议在红皮书中的编号为 P. 77

3 结果的处理

为了提供适合相互比较的定量信息，主观评定的优、良、中或差（如对附件 A 中的问题 9.0 得到的回答）应分别打上 4、3、2 或 1 分（见注 3）。根据所有相关的回答就可以算出平均意见得分（MOS）。同样也应算出遇到困难的人数(对附件 A 中的问题 10.0,或变通使用附件 B 中的问题 10.0)占回答总数的百分比。MOS 和困难率百分比两个标准现在是国际上所认可的，而且已经在许多实验室模拟连接下和实际情况下作了测量。

这些结果可以按许多方法分类，例如按照被叫国家或按照连接的性质/组成，即电缆/卫星电路、是否装有回声抑制器等分类。典型的结果表达方式在 [2] 中给出，这是关于几个国家的情况。应该注意，最重要的是在所有的报告中写明回答的数量。

注 — 把用户对传输质量的意见限制为四级，即优、良、中和差的理由之一是这样的：由研究人为因素所积累的经验表明，当向被调查人口头提出一个需要在几种级别中选出一种作为回答的问题时，例如按照建议 E.125 [1] 进行面对面或通过电话的询问时，通常被调查人在心理上不能够对多于四个的等级作很明显的区分。否则，将会使他不能够凭借短时间记忆力和判断能力以足够精确的方式来避免混淆，从而使得给出的回答不可靠。但是其他用书面方式作出选择的情况则不受以上限制，在这种情况下，用五个或五个以上的等级，也往往是合适的，而且已经证明可以获得可信的回答。

附 件 A

（附于建议 P.82）

建议 E.125 所附调查表的摘录

下面这些与传输质量有关的问题是从建议 E.125 [1] 所附调查表中转载的。

CCITT 建议当需要了解用户对传输性能的总的印象时，应该使用这个附件。

9.0……

以下这四个词中的哪一个最能够表达这个电话连接在通话时的质量？

9.1 — 优 1 ☐

9.2 — 良 2 ☐

9.3 — 中 3 ☐

9.4 — 差 4 ☐

} 48

10.0 你或对方在通过这个电话连接讲话或收听时有没有遇到什么困难？

（假定回答“有”）要找出困难的性质，但又不要揭示可能的困难类型。

逐字抄录对于例如以下问题的回答：“您能不能再稍许说明一下所遇到的困难？”

有 无

1 ☐ 2 ☐ 49

……

……

在访问结束时，根据下面这些术语对回答作出分类：

10.1	— 音量低	1 [ ]	50
10.2	— 噪声或交流声	1 [ ]	51
10.3	— 失真	1 [ ]	52
10.4	— 电平变化，时断时续	1 [ ]	53
10.5	— 串话	1 [ ]	54
10.6	— 回声	1 [ ]	55
10.7	— 完全切断	1 [ ]	56
10.8	— 其他（加以说明）…… ←	1 [ ]	57

注 — 只有对问题10.0表示遇到困难的用户，才对问题10.1到10.8作回答。

附 件 B

（附于建议 P.82）

附于建议 E.125调查表中问题 10.0 的替换形式

AT&T 的研究表明，形容损伤的文字回答（附件 A 中问题 10.0 以后的提问）所用的词往往很不确切，以致那些在传输研究方面没有丰富经验的采访人员难以进行精确的分类。为了解决这个问题，曾经用过的典型方法是召集一个专家组来区分这些回答。但是这种方法随着用户意见反馈测试的规模和数量增加，可能会变得不切实际。本附件介绍一种 1976 年研究出来的变通途径，从那个时候起 AT&T 就广泛地用它调查用户对于国内和国际电话连接的传输质量的反映。这种方法具有调查损伤的更复杂的技术，它简化了区分用户的回答这个最终的任务。这种替换的问题 10.0 转载在下面。

CCITT 建议本附件应该只用于诊断的目的。

10.0 当您通过这个电话连接讲话或收听时有没有遇到什么困难？ 有 无

不要去诱导：如果被访者自告奋勇要作解释，则把它写下来 1 [ ] 2 [ ] 49

……

对于问题 10.1—10.8，要求被访者在作出回答之前先阅读整篇说明。

10.1 现在我想问一些关于这个电话连接的具体问题。

如果被访者已经形容过困难，那末还要加上：

（根据您刚才说的，下面要提的一些问题看来可能会有重复，所以要请您耐心一点）。首先，当您通过电话交谈时，您有没有听见您自己的声音象回声一样返回来，或者您自己的声音听起来好象在山谷中？

10.1.1 — 回声、空谷声（自己的声音） 1 ☐
10.1.2 — 两者都没有 2 ☐
10.1.3 — 不记得了/不能肯定 3 ☐
10.1.4 — 其他（加以说明）…… ← 4 ☐ } 50

10.2 在您进行电话交谈的同时，有没有听到其他的电话交谈声？

10.2.1 — 有其他的电话交谈声 1 ☐
10.2.2 — 没有 2 ☐
10.2.3 — 不记得了/不能肯定 3 ☐
10.2.4 — 其他（加以说明）…… ← 4 ☐ } 51

10.3 现在我想请您回忆一下刚才同您讲话的那个人的声音。他讲话的音量是不是很轻，就象那个人身体很弱或者离开您很远；他的声音是不是一会儿响一会儿轻；或者他的声音是不是不断受到干扰或者时断时续？

10.3.1 — 音量低 1 ☐
10.3.2 — 起伏 2 ☐
10.3.3 — 断续 3 ☐
10.3.4 — 哪一种都不是 4 ☐
10.3.5 — 不记得了/不能肯定 5 ☐
10.3.6 — 其他（加以说明）…… ← 6 ☐ } 52

10.4 您听到刚才和您讲话的那个人的声音是什么样的：是不是有回声或者听起来象在空谷中和很微弱；或者听到的声音有没有发毛或者不大自然？

10.4.1 — 回声、空谷声 1 ☐
10.4.2 — 发毛、不自然 2 ☐
10.4.3 — 都没有 3 ☐
10.4.4 — 不记得了/不能肯定 4 ☐
10.4.5 — 其他（加以说明）…… ← 5 ☐ } 53

10.5 现在让我们来形容三种类型的噪声，告诉我您在交谈的时候是不是注意到以下类型的噪声：吹风声或嘶嘶声；静电声或爆裂声；嗡嗡声或蜂鸣声？

10.5.1 — 吹风声、嘶嘶声 1 ☐
10.5.2 — 油煎声或嗤嗤声、爆裂声 2 ☐
10.5.3 — 嗡嗡声或蜂鸣声 3 ☐
10.5.4 — 任何一种都没有 4 ☐
10.5.5 — 不记得了/不能肯定 5 ☐
10.5.6 — 其他（加以说明）…… ← 6 ☐ } 54

10.6 现在再让我们来形容另外三种噪声。告诉我您在会话时是不是注意到以下的噪声：喀呖声；一串音乐声或嘟嘟声；或者持续的很尖的音调？

10.6.1 — 喀呖声 1 ☐
10.6.2 — 乐音或嘟嘟声 2 ☐
10.6.3 — 音调很高的单音 3 ☐ 55
10.6.4 — 以上都没有 4 ☐
10.6.5 — 不记得了/不能肯定 5 ☐
10.6.6 — 其他（加以说明）…… ← 6 ☐

10.7 是不是感到对方回答得很慢，有些象会话中有延时或者有时间间隙？

10.7.1 — 是的 1 ☐
10.7.2 — 没有 2 ☐ 56
10.7.3 — 不知道 3 ☐
10.7.4 — 其他（加以说明）…… ← 4 ☐

10.8 您是否能回忆一下在您打电话时，电话机附近的环境噪声（如空调机噪声、马路上的交通噪声或者其他人在讲话）。以下几条中哪一条能够最恰当地表达它？

10.8.1 — 非常闹 1 ☐
10.8.2 — 有点闹 2 ☐
10.8.3 — 安静的 3 ☐ 57
10.8.4 — 很安静 4 ☐
10.8.5 — 其他（加以说明）…… ← 5 ☐

10.9 以下几条中的哪一条最能表达您在讲话时在您的电话机中所听到的您自己的声音？

10.9.1 — 几乎听不到 1 ☐
10.9.2 — 经过你的提醒后现在想起来了 2 ☐
10.9.3 — 确实注意到了，但是不太响 3 ☐ 58
10.9.4 — 确实注意到了，比较响 4 ☐
10.9.5 — 其他（加以说明）…… ← 5 ☐

10.10 除此以外关于这个电话连接您还想再说一些什么吗？
有的—是什么？（写下来）
……
……
……

编码说明：

	有	无	
— 有没有书面意见？	1 ☐	2 ☐	59
— 所提意见是否适用于这次呼叫？	1 ☐	2 ☐	60
— 是否提到过一种损伤？	1 ☐	2 ☐	61
— 以前是否提起过？	1 ☐	2 ☐	62
— 其他（加以说明）……	1 ☐	2 ☐	63

注 — 只有在用户对问题 10.0 表示了遇到困难的情况下，才可从他们那里得到对于这些问题的回答。这就有可能影响对某些损伤的诊断（与附件 A 末尾部分所提的问题相比，用户回答中的偏见将更严重一些）。

参 考 文 献

[1] CCITT Recommendation *Inquiries among users of the international telephone service*, Red Book, Vol. II, Rec. E.125, ITU, Geneva, 1985.

[2] CCITT – Question 2/XII, Annex 2, Contribution COM XII-No. 1, Study Period 1977-1980, Geneva, 1977.

[3] CCITT – Question 2/XII, Annex, Contribution COM XII-No. 171, Study Period 1977-1980, Geneva, August 1979.

建 议 P.84

评定数字电路倍增设备和语音包系统的主观收听试验方法①

（1988 年于墨尔本制订）

1 引言

1.1 目的

本建议的目的是为了描述一种主观收听试验的方法，用它可以比较数字电路倍增设备（DCME）和语音包系统的性能。

DCME 或语音包系统中所发现的许多损伤以前都没有试验过，它们对网路中其他系统的影响也是未知的。因此，唯一的权威性方法就是会话试验。用该方法，非线性、延迟和回声等因素的影响以及它们的相互作用都可以被验证。

对 DCME 系统来说，衰变不仅包括可变比特率编码，DSI 增益（信道分配）、剪削、输出冻结和噪声对比的影响，还包括那些由于语音检测系统的非线性引起的衰变。这类系统的功能可能因输入语音信号电平或有效因子变化而不同。对语音包系统来说，例如，“包丢失”的主观影响也是未知的。

在性能评定中，收听试验起着重要的初始作用，它能够提供有用的资料，以压缩所需完整的会话试验的条件的范围。另外，对 DCME 系统产生的损伤的影响进行收听测试，并用建议 G.131 所介绍的回声容限法评定 DCME 附加时延的影响，可以对这类系统的全性能作出良好的描述，并允许进行合理的比较。此外，对时延的评定，还能确定是否因网路中引入了 DCME 而需要附加的回声控制。但是，收听试验方法并不能为制定以量化失真单元（qdu）等因素为基础的网路应用规则提供有用的结果。但若今后对它作进一步的改进，就可以得到这些结果。

在目前阶段，没有考虑 DCME 相互串联的性能评定，也没有考虑不同速率编码的系统的性能评定。当有关这些问题的资料已充分时，本建议将随之作相应的修改。

本建议仅局限于收听试验。当会话试验的有关评定技术资料充分时，将制定另一个有关会话试验的建

① 本建议指标有待于进一步完善，因此应看作临时性建议。

议 P. 85。或者，也可以对本建议加以修改，以包括会话试验方法。

1.2 定义

1.2.1 数字电路倍增设备（DCME）

DCME 是这样一类设备，它能允许几个 64kbit/s PCM 编码的输入话音电路编码集中在数量压缩的传输信道中传输。

这类设备允许系统的电路容量的增加。由于 DCME 的使用，语音和音频数据信号的容量也都能得到增加。

1.2.2 数字电路倍增系统（DCMS）

DCMS 是由两个或更多个 DCME 终端组成，而由一个提供共用运载信道的数字传输系统连接的电信系统。它支持：

i) 用于 ISDN 业务的 64kbit/s 的净信道（可用于载体库）。

ii) 速率高到 9600bit/s V. 29 在内的音频数据（拨号建立）Ⅲ类传真也包括在此列。

iii) 频率范围为 300～3400Hz 的话音业务，以 56 或 64kbit/s 传输。

iv) 64kbit/s 净信道（非 ISDN 拨号建立）。

v) 副 64kbit/s 信号数据。

1.2.3 电路与语音包模型

实际上，为了语音或数字信号的传输，DCME 可能要使用一条电路或语音包模型。在电路模型中，运载信道是通过给连接到 DCME 终端上的传输设备以合适的时间窗口来加以分割的。在语音包模型中，产生的是虚拟的运载信道，数据或语音信号抽样被送到一个或几个具有固定或可变长度的包中。“包”以合适的地址传到目的电路中，并且在传输设备的虚拟信道中一次只传送一个。因此，在电路模型中，传输设备可以看成是支持了一组复合到一起的运载信道。而在语音包模型中，传输设备可以看成是一条高速率的信道，它只是逻辑上被分成了许多一次只传送一个“包”的虚拟信道。

1.2.4 单对工作方式（点对点的工作方式）

该系统是由两个经过一组运载信道连接在一起的 DCME 组成的。对 DCME 来说，这种方式是效率最高的。它使用了最大的运载信道容量和最小的内部 DCME 控制信息，这是一种特别的运行方式。点对点工作方式也可以称之为以电路为基础的 DCMS。图 1/P. 84 示出了点到点或以电路为基础的 DCMS 的例子。

1.2.5 多组工作方式（一点对多点的工作方式）

一个 DCME 与多个 DCME 连接，而每一对都是点对点工作方式，将识别标记分清，因此，互不影响。由于运载容量的减少，与点到点的工作方式相比较，多组工作方式减少了业务处理的容量。单对工作方式等效于点到点工作方式。

1.2.6 多址工作方式

许多 DCME 通过一个公用的运载容量库来进行工作，以实现它们之间的相互通信。该工作方式与一个时分多址（TDMA）卫星系统等效。由于内部 DCME 控制信息和内部终端操作减少了载体容量，使载体变

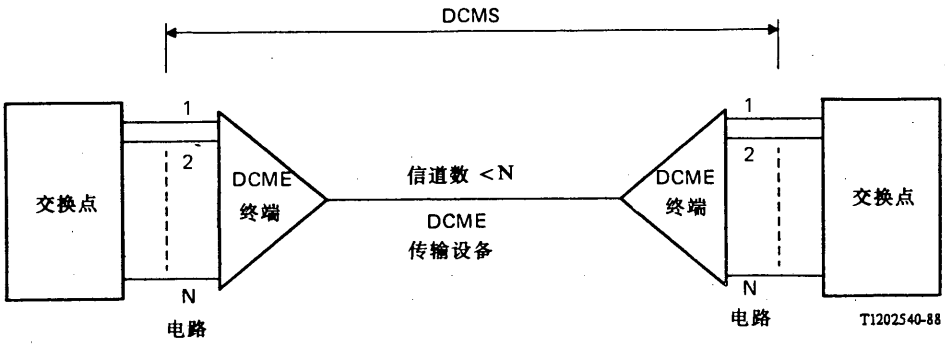


图 1/P. 84

点对点或以电路为基础的 DCMS

得非常小，从而使业务处理能力急剧下降。对于多址 DCMS 来说，也可以叫做以网路为基础的 DCMS。图 2/P. 84 示出了多址 DCMS 的一个例子。

1.2.7 低速编码（LRE）

低速编码指的是速率低于 64kbit/s 的语声编码方法，例如，32kbit/s ADPCM 转码器（见建议 G. 721）。它是在 DCME 中为增加电路容量所常用的一种技术。

1.2.8 数字话音插空（DSI）

数字话音插空技术利用会话的间隙周期产生附加的信道容量。平均说来，话音的有效因子为 30～40%，由此可以产生的 DSI 增益能达到了。但是，通常 DSI 增益的范围在 2 到 2.5 之间。

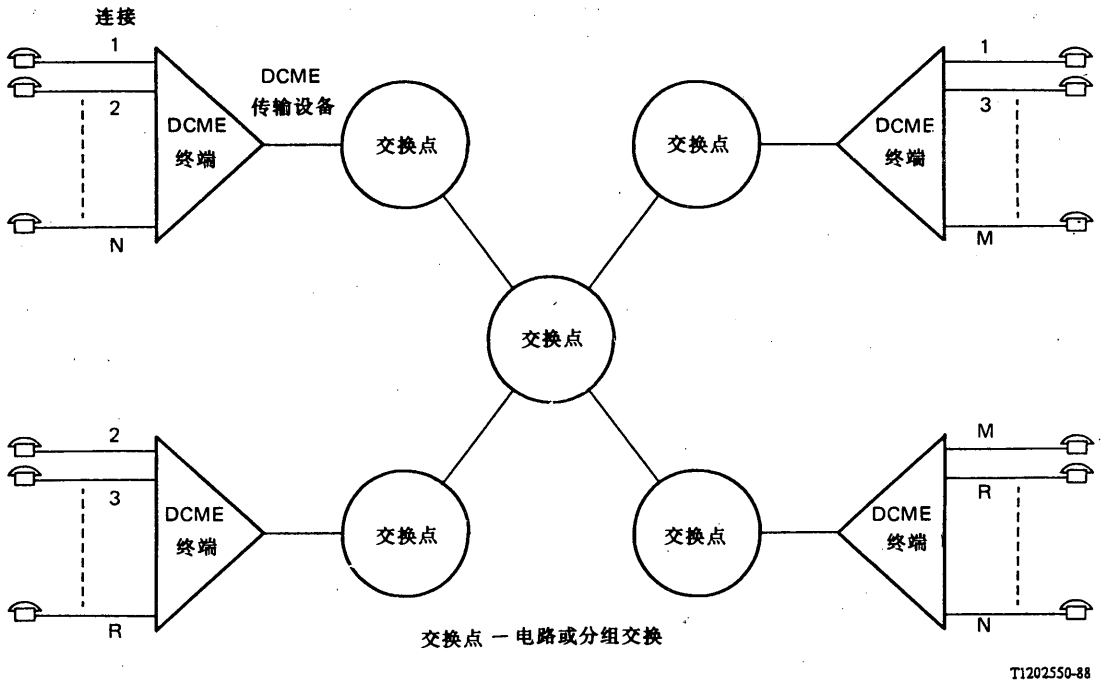


图 2/P. 84

多址或以连接为基础的 DCMS

1.2.9 LRE 增益、DSI 增益、DCME 增益

LRE 增益指的是在 DCME 中使用 LRE 编码时，可以使输入电路的 64kbit/s 速率减少的倍数。例如，当使用符合建议 G.721 的转码器时，LRE 增益将等于 2，当不使用转码器时，LRE 增益是 1。

DSI 增益是有效话音输入电路数目与用来传送该话音的运载信道数目之比，这里，对输入电路和运载信道来说，使用相同的编码速率。DSI 增益受输入电路数目和话音有效因子以及其他的输入语声特性的限制。当 DSI 没有被使用时，DSI 增益是 1。

DCME 增益是 LRE 与 DSI 增益之积。

1.2.10 DCME 过载

DCME 过载是指瞬时的有效电路数超过了 DSI 的最大可用“标称”运载信道数的时刻。

1.2.11 输出冻结

当一条输入电路有语声存在，但由于运载信道无法提供而不能将它立即分配到某一运载信道上去时，就发生输出冻结。

1.2.12 输出冻结的比例

它是指语音丢失的百分比。可将所有的输入电路在给定时间内（例如 1 分钟）平均而获得。

1.2.13 传输过载

当输出冻结的百分比超过了按语声传输质量要求而设定的极限值时，称之为传输过载。

1.2.14 剪削

剪削是使用话音检测器的 DSI 系统中所产生的一种损伤因素。正是由于话音检测器识别话音是否存在需要一定的时间，因此，它能够切掉（剪削）语句的开始部分。竞争性的剪削是由过载控制战略引起的一种损伤因素。当运载信道暂时不可用时，可允许输出冻结发生。这种竞争性的剪削过载控制战略也称为“样品丢失”。

1.2.15 可变速率（VBR）

过载控制战略常用于处理业务峰值，从而解决输出冻结问题。要暂时增加附加的运载信道（过载信道），可使用下面几种 VBR 技术：

i) 轻度的过载是减少比特率的一种技术。例如，4 比特抽样的 32kbit/s 的 ADPCM 信道，可以根据要求减少到最小 3 比特抽样的 24kbit/s，VBR 可以通过 DCMS 在 3 比特与 4 比特之间加以平均。动态过载控制（DLC）在预测业务量超过预置的 VBR 时工作。

ii) 将一些信道永久性地分配为 3 比特，这些信道只工作在 3 比特的模式下。

现有的减少比特率的不同技术将产生不同的主观性能。

1.2.16 排队

这是一种过载控制战略，它在 DCME 发送设备中使用缓冲存贮器来存贮话音抽样信号，以等待信道变得可用。

1.2.17 动态负载控制（DLC）

DLC 是一种过载控制战略，通过交换中心对业务负载的测量或预测，若发现到达有关交换中心的 DCMS 信号不能通过 DCMS 满意地进行传输，可暂时保持送往空闲电路上的信号，以减少它对 DCMS 的要求。

1.2.18 承载能力

承载能力定义为 DCME 信道不产生任何语样丢失所能传送的最大呈现话音负载与额外负载之和。当瞬时呈现负载超过了 DCME 运载信道的传送能力，即称为 DCME 过载。

1.2.19 外加负载与呈现负载

外加负载包括进入 DCME 有效电路上的话音脉冲。因此，外加负载是有效电路数和电路传送话音有效因子的函数。

呈现负载包括外加负载和 DCME 的传送和控制信息产生的额外负载。呈现负载是送给 DCME 运载信道的负载。如果呈现负载小于信道的负载传送能力，那么所有呈现负载都能由 DCME 传输。然而，如果呈现负载超过了运载信道的容量，那么，根据 DCME 的过载控制战略，一部分呈现负载将通过竞争性的剪削（样品丢失）而损失掉。DCME 设备可以使用可变速率（VBR）编码，一旦输出冻结百分比超过了某一预置值，DCME 设备就可以瞬时地提高运载信道的负载传送能力（产生过载信道），以便能处理额外的负载。动态负载控制（DLC）也可以用来限制外加负载。

瞬时负载是输入话音信号的统计特性和 DCME 额外业务量的函数，它很难用数学的方法来表征。然而，长时平均外加负载可以由下式计算：

$$L_a = N\frac{\alpha}{\alpha+\beta}$$

式中，L_a 是平均的外加负载，α 是平均话音脉冲长度，β 是平均的无声时间长度，N 为所使用的电路数目。$\alpha/(\alpha+\beta)$ 项等于平均话音有效因子。外加负载是在 DCME 输入端的电路上测得的。因此，加在 DCME 上的平均负载可以通过改变所使用电路数 N 或者话音有效因子 $\alpha/(\alpha+\beta)$ 而在外部加以控制。

同样，平均呈现负载也是一个很有用的概念，它可以由下式计算得出：

$$L_o = N\frac{\alpha\ (k+1)}{\alpha+\beta} + G$$

式中，L_o 是提供给载体信道的平均负载，k 是一个常数，它表示话音检测器对话音有效因子的延伸效应，G 项是一个负载因子，它表示系统的额外业务量（例如，控制信息）。因此，平均呈现负载 L_o 总是比平均外加负载 La 大得多。

1.3 试验宗旨

为了满意地评定 DCME 性能，试验方法应满足一定的条件。现罗列如下：

i) 测试方法必须使用 CCITT 建议使用的原理、步骤和仪表。

ii) 测试方法应适用于各种语言，其试验结果与以前的测试结果应可作比较。

iii) 试验方法应该允许将 DCME 性能与参考条件进行主观（或客观）的比较。合适的参考条件可以取：假设参考连接（HRC），白噪声和语声相关噪声等。如果 DCME 要取代的设备已经知道，HRC 要将它们包括在模型中。这样，比较的结果将允许对 DCME 作等效地描述，例如，DCME 在主观上等效于 X 个异步串联的 64kbit/s PCM 系统。在理想情况下，由这种测试方法得出的结果应能推导出网路应用规则。

iv) DCME 试验应使用切合实际的业务量模拟器，在被测电路信号存在的条件下进行。大部分的暂时损伤出现在 DCME 工作在 DSI 必须工作的外加负载范围内。因此，为了主观地测试这些损伤的影响，必须改变加到 DCME 设备上的外加负载，负载要一直增加到最大设计负载。由话音检测器所产生的剪削与被测电路所传送的信号类型有关，因此，被测电路应使用含有合适可加性噪声的实用语声信号。

v) 在大部分的实例中，DCME 是设计成用来取代现有网路中已存的一些设备的。如果 DCME 引入的时延比它所取代的设备引入的时延大，那么除非使用额外的回声控制装置加以补偿，否则，这部分附加的时延就会降低回声容限（业务等级）。根据建议 G. 131，可以确定不用附加的回声控制时，回声容限的降低幅度，从而决定是否要采用附加的回声控制设备。

vi) 理想情况下，该试验方法产生的结果将用来建立新的意见模型或者修改已有的模型。

1.4 DCME 的描述

附加 A 中有 DCME 特性的详细描述，DCME 可以用本方法加以评定。本节仅对 DCME 特性作简要的介绍。

本试验方法应用于两种类型的 DCME：第一类是只使用 DSI 以获得 DSI 增益。第二类同时使用 LRE 和 DSI，并且同时获得 DSI 增益和 LRE 增益。本试验方法考虑到话音检测器的工作方式，承认剪削失真是在 DCME 系统没有过载时也可能出现的一种损伤因素。

本试验方法适用于下列使用任何一种负载控制方法或三种方法的结合的 DCME 设备。1）样品丢失或竞争性的剪削。2）可变速率编码。3）排队。试验计划也适用于具有 DLC 能力的 DCME。

本试验方法承认 DCME 产生的许多损伤只有在外加负载情况下才会出现。因此，规定对被测 DCME 要馈送可控制的负载。负载在电路容量的 0～100%之间变化。在使用话音包模型的 DCME 系统中，该负载被转换成包语声系统，而试验方法也适用于这些系统。目前，该试验方法仅适用于点对点（也可能一点对多点）的 DCME 设备。

2 源录音

2.1 设备与环境

讲话者应该坐在一个寂静的房间里，该房间的大小为 40～120m³，房间的混响时间应小于 500ms，（最好在 200～300ms 之间）。房间中的噪声电平应低于 30dBA，而且噪声频谱中不应有尖峰出现。

语句应用建议 P. 48 定义的中间参考系统（IRS）或其等效电路录制。这里所以选用中间参考系统，是因为该系统已有了完善的定义，并能在各个实验室制作。IRS 系统应根据建议 P. 64 加以校准。

录音设备应该具有很高的质量，而且型号符合试验要求。所送取的设备至少应能提供 40dB 的信号噪声比。例如，合适的系统也许要包括一个高质量的数字音频磁带录音系统在内。

所有的源语句材料都应该这样来录音，以确保其有效话音电平（按建议 P. 56 测量）比录音系统的峰值过载电平低 23dB，从而保证语声负载电平不会造成录音系统过载。

2.2 语句材料

语句材料应该包括一系列简单的有含义的短语句，从便于理解的材料（例如，从当今非技术性的报告或报纸）中随机选取。非常短和非常长的语句序列应予以避免。选取的目标是：对于每一语句序列，讲话持续时间至少为 30 秒，而两个语句序列的持续时间之差不应超过 5 秒。主管部门可以使用下面两种方法中的一种。

i) 具有与实验条件同样多的不同的语句序列。从合适的语句材料中构成语句序列的例子可以在附件 B 中见到。

ii) 具有稍微多一点的语句序列。例如，每个讲话者用 10 个语句序列，任意两个序列的组合都可以使用（详细情况见附件 C）。

为了与本试验使用的意见尺度相一致，建议采用第一种方法。足够多的语句序列应满足所有的实验条件，还要有足够多的语句可用于预备试验。

2.3 步骤

对每个序列，至少要使用三个语句。在第一个语句之前应该先有约一秒钟仅包含电路噪声的无声时间，并且语句序列也应该以类似的仅含有电路噪声的无声时间而告终。只有电路噪声存在的语句间停顿应为 1 至 2 秒，另外，讲话者在讲话时，停顿要自然。

为便于经过 DCME 录制语句的过程，即两个序列之间允许录音机的启动和停止，并有时间对 DCME 的下一个测试条件进行调整，两个语音序列之间在磁带上应该有 5 秒钟的间隔，因此，录制的源语句序列在磁带上记录的模型如图 3/P. 84 所示。

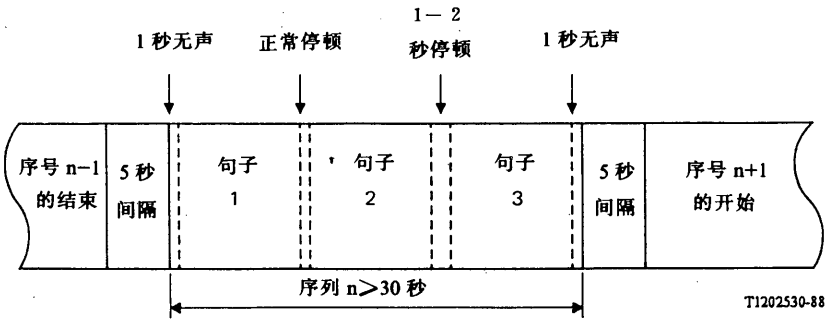


图 3/P. 84

语音序列播放给收听者时，应该以 1 秒钟长的无声时间开始，在语音序列结束后，应该提供一个 5 秒钟长的绝对寂静时间，以便收听者评分。

讲话者应能流利地而不做作地发出语音序列中的语句，并且不能有任何发音缺陷，例如“口吃”。

至少应该使用两对“男－女”讲话者，如果试验时间允许的话，希望增加讲话对。

源语音序列的呈现方法应该由讲话者的分组随机选取，如下面的例子所示：

	组 1	组 2	组 3	……	组 n
讲话者	1 2 3 4	3 4 1 2	1 3 2 4		2 3 1 4

这里，讲话者 1，2 是男性，而讲话者 3，4 则为女性。

2.4 校正信号和话音电平

当录音已经完成，每一个语句序列的有效话音电平（除了前导和后继的无声时间）都应该测量出来，最好采用建议 P.56 的方法。如果必要的话，话音应该经过必要的增益调整以后重新录制在第二个系统的右边信道上，这样所有的话音序列都能达到一个相同的话音电平，也就是比录音系统的峰值过载电平低 23dB。

在重新录音阶段，应该插入持续时间为 30 秒的 1000Hz 测试音，其均方根电平应比有效话音电平高 17dB，也就是比录音系统的峰值过载电平低 6dB。该测试音的峰值电平比均方根电平值还要高 3dB。然后该测试音可以用来调整输入话音信号，使其均方根电平较 DCME 的过载点低 20dB。(测试音的峰值较有效值高 3dB，将话音电平调到较测试音有效值低 17dB，即可达到该 20dB 的指标)。

源录音系统的左信道应包括 1000Hz 的测试音，其电平较峰值过载电平低 23dB，持续时间为 0.5 秒。测试音是在每一个语音序列开始之前和结束以后记录的，持续时间大约为 0.5 秒，在通过待测的 DCME 对源语音序列进行处理时，这两个信号可以用来做为检测和控制信号使用。

3 模拟系统负载

3.1 对一般语音模拟器的要求

由定义可知，数字电路倍增设备（DCME）是为了在复接到数字传输设备上的电路数目上取得好处。然而，如果传输的负载超过了 DCME 的设计负载时，就出现了传输质量的严重损害。因此对 DCME 的严格性能评定应包括三种条件下的 DCME 工作状况：无负载、设计负载和过载。因为，在有载情况下的 DCME 的传输性能严格地依赖于负载的特性，为了正确地评价 DCME 的性能，有必要使用已知的和可以控制的负载。本节描述了对话音负载模拟器的一般要求，其目的在于在合理的条件下实现对 DCME 的性能评定。若使用满足本节所描述的一般要求的话音负载模拟器，将使对不同的 DCME 的研究结果可以相互比较。

注 1 — 这里所描述的负载模拟器将用来评价使用数字话音插空（DSI）技术的 DCME 的性能。这不包括 A 类 DCME，对它来说，由于给每个信道分配了一个固定的时间窗，负载已不成问题。

注 2 — 这里所描述的负载模拟器是一个外部模拟器，它能产生模拟的语声信号，以便使用许多正在复接到数字传输设备上的电路。早期的 DCME 经常使用“中继必需业务”所要求的“内部”负载模拟，它能模拟多个语声检测电路的输出，从而与传输容量相匹配。但除了待测的“激话”信道才真正传输信号以外，实际上并没有传输任何模拟信号。虽然该类模拟器在实验室中非常有用，但这里并不准备讨论，因为，要根据有关的语声检测器模拟的性能特性，作出一些假设。

3.1.1 参数

用来评价 DCME 性能的一般语声负载模拟器（VLS）有下列特征（它们的参数指标在本节末要详细介绍）：

— 讲话突发特性，
— 无声（间隔）特性，
— 无声期间的背景噪声填入，
— 模拟语声的频谱特性，
— 幅度特性，
— 实体接口，包括空闲电路指标。

以上所列是最基本参数，根据需要还可以增加。例如，模拟呼叫次数的时间偏差也许要加以研究，那么就必须增加一个恰当的特征指标。另外，这里也只讨论模拟语声信号。以后可能还要增加模拟测试音，信令频率以及各类音频数据。

3.1.2 要求

3.1.2.1 概述

这些要求适用于对 DCME 测试的一般 VLS。相应地，DCME 必须接受来自 VLS 的数字信号，该 VLS 模拟了与电话网中出现的语声源相似的复合和独立语声源。为了满足“复合和独立”条件，可以假设 VLS 的输出送到几个 T1 或 CEPT 的接口。

如果可能的话，现有的建议已经用来推导这些要求。最明显的例外就是那些与话音的有效因子以及讲话的突发性和无声（间隔）的潜在统计分布有关的要求。为此，对最近的技术文件进行了调查，这里使用了参考文献［1］的结果。它是最近发表的，且基于会话语音。

3.1.2.2 讲话的突发特性

讲话突发持续时间的概率密度函数（p・d・f）可以用两个加权的几何概率密度函数（p・d・f'・s）加以模型化，如下式所示：

$$f_1(k) = C_1(1-U_1)U_1^{k-1} + C_2(1-U_2)U_2^{k-1},\ k=1,\ 2,\ 3\cdots\cdots$$

式中：

$C_1 = 0.60278$　　$U_1 = 0.92446$

$C_2 = 0.39817$　　$U_2 = 0.98916$

变量 k 的增长步阶为 5ms。讲话突发持续时间的累积概率分布函数示于图 4/P.84。平均讲话突发时间是 $\alpha = 227$ms。

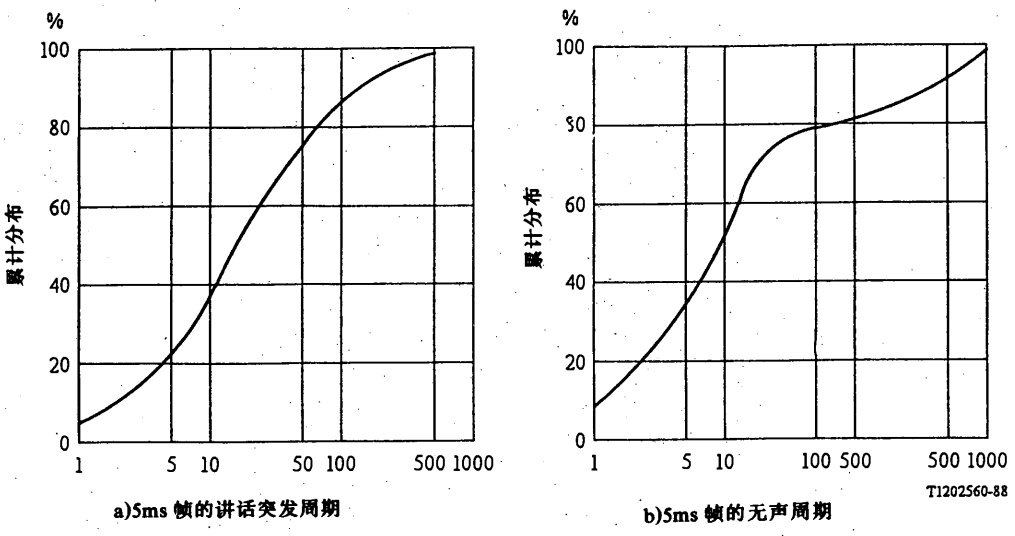


图 4/P.84

讲话突发和无声周期的概率分布函数

3.1.2.3 无声（间隔）特性

无声（间隔）持续时间的概率密度函数（p·d·f）也可以由两个加权的几何 p·d·f 加以模型化：

$$f_s(k) = D_1(1-W_1)W_1^{k-1} + D_2(1-W_2)W_2^{k-1}, \qquad k=1, 2, 3\cdots\cdots\cdots\cdots$$

式中：

$D_1 = 0.76693$　　$W_1 = 0.89700$

$D_2 = 0.23307$　　$W_2 = 0.99791$

无声（间隔）持续时间的累积概率分布函数示于图 4/P.84。

平均的无声持续时间为 $\beta = 596$ms，而讲话突发持续时间为 227ms。因此，长时语音有效因子为 27.6%。

3.1.2.4 无声期间的背景噪声填入

在无声期间（间隔）应该插入背景噪声，这样就可以研究在有噪声存在情况下的 DSI 性能。要求噪声电平可调。噪声电平的设定值暂定为－58dBm0p。

3.1.2.5 模拟语音的特征

建议 P.51 所提出的仿真话音可以用来做为模拟人类声音特性的基础。增补 7 号（P 系列建议）介绍了一种按建议 P.51 产生仿真话音的可能过程。根据 § 3.1.2.3 和 § 3.1.2.4 所描述的讲话突发特性和无声时间的持续特性来确定该信号的通或断。

3.1.2.6 实体接口

负载模拟器应该具有 T1 或/和 CEPT 输出端口，其物理特性、编码特性、帧结构、分配及信令特性应符合建议 G.703，G.704，G.711，G.732（2048kbit/s）或 G.733（1544kbit/s）的规定。

3.2 被测系统负载容量的确定

平均的外加负载等于使用的电路数 N 与平均的语音有效因子的乘积。被测系统的负载容量等于该系统设计时所能处理的最大负载，L_{max}。负载容量的确定可按照：

i)　掌握的生产厂家指标，

ii)　计算。

在负载容量确定以后，系统被测时应使用的部分负载就可以确定下来。该部分负载是：

$$L_i = c_i L_{max}$$

式中：

$c_i = 0.0, 0.50, 0.75, 1.0$

3.3 加到被测系统上的控制负载

加到 DCME 上的负载可以通过改变 N 和有效因子加以改变。对这些测试来说，语音的有效因子可以假设等于 28%。因此，为了得到部分负载 L_i，必须计算最能达到这个要求值的电路数。

例如，若 $L_{max}=48$，要求的部分负载为 $L_i=0.50L_{max}$，假设语音的有效因子为 28%，那么有效电路数 $N_{有效}$ 可以计算如下：

$$N_{有效}=c_i\frac{L_{max}}{(语音有效因子)}=0.50\times\frac{48}{0.28}=86\ (条有效电路)$$

在这个测试中，86 条电路将馈送话音负载，其它电路空闲。

注 — 下列几项供以后研究：

a) 除了话音以外，DCME 负载是否还应包括音频数据？在评定 DCME 的性能时，音频数据业务量对语声传输质量的影响是一个非常重要的问题。数据百分比可定义如下：

$$P_{数据}=\frac{传送数据输入电路数}{有效电路的总数}\times 100\%$$

b) 一些主管部门报告说，在他们的实际电路上，当使用高灵敏度的语音检测器时，语声有效因子可达 36%，该语声检测器的悬挂时间比较短，约为 30ms。那么，是否要修改 § 3.1 中给出的话音负载的要求，如果有必要，建议值是多少？

c) 代表不同负载程度的几个负载值已在 § 3.2 节中给出。有些 DCME 要在不同的负载状态下工作，以便研究其性能随负载的变化。§ 3.2 所给的几个负载值是否要改变以满足这种类型的运行，如果有必要，建议作何改动？

4 语音处理

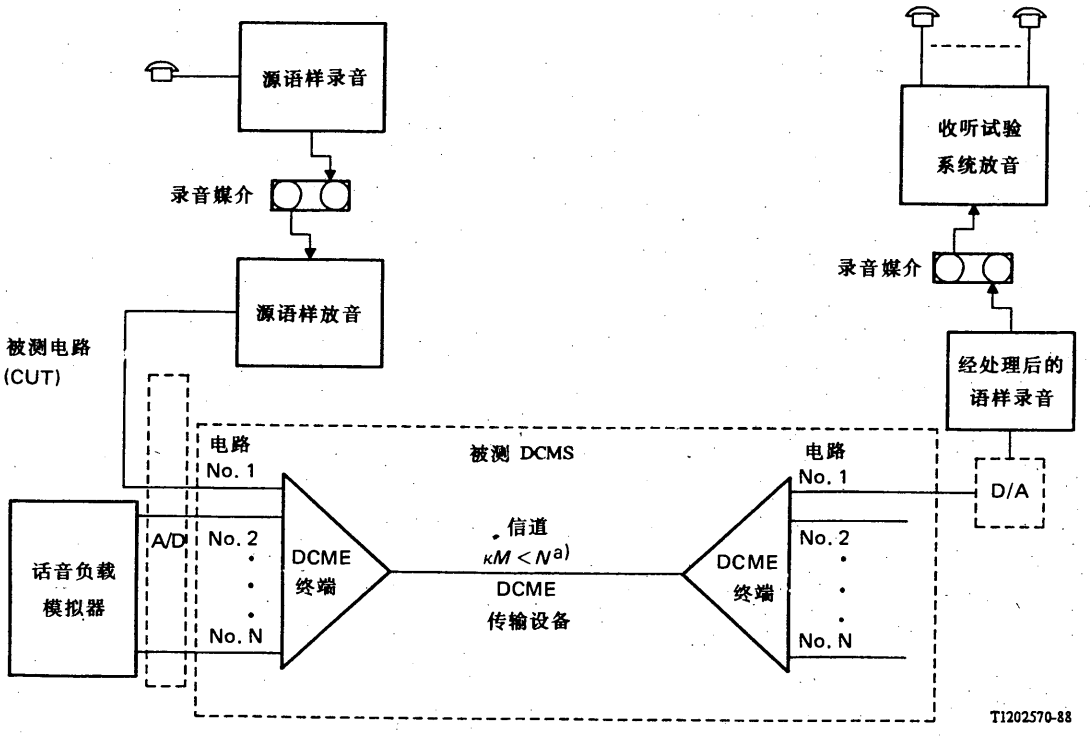
DCME 测试实验室采用源录音信号，通过选定的被测 DCME 电路（使用校正音以达到预定的输入电平）放音，DCME 运行在预定的负载条件下，根据预先制定的规范（在 § 5 中解释），重新录制被测电路的输出。这样录制的输出信号以后，将用来进行收话试验。正在测试的 DCME 必须连接到负载模拟器和录/放设备上去，如图 5/P.84 所示。为了允许所选择的负载模拟器和录放设备连接到 DCME，有必要对特殊的 A/D，D/A 接口作一些规定。

所有经过处理的输出信号应录制在录音媒介的左边信道上，对应的源信号应同时存放在右边信道上。原始信号（右信道）和经待测 DCME 处理过的信号（左信道）前面都要有一段 1kHz 测试音。

1kHz 测试音（在源录音信号中，见 § 2）用以调整均方根输入电平，使之分别较 DCME 编码器的过载输入电平低 20、30 或 38dB。

5 试验设计

为了评价 DCME 的各种性能，提议进行三个独立的试验。第一个试验用来验证不同的负载对传输性能的影响。第二个试验用来验证在 DCME 数字控制信道中的误码影响。第三个试验用来计算 DCME 的时延对回声容限的影响。最后一个试验将根据建议 G.131 来完成，它不包括主观性能试验。



a)对 kM 的解释见 § A.4

图 5/P. 84

试验 DCMS

5.1　1 号试验：外加负载的影响

这个试验可以进行两次，一次是为了得到质量评定值，第二次（可选择）为了得到收听效果评定值。用来测试的参数如下：

a)　DCME 测试参数

1.　被测 DCME 的个数：N

2.　DCME 负载：四个值（0，0.5，0.75，1.0）（见 § 3.2）

3.　语声有效因子：一个值（28%）

4.　有效电路的语声特性：一个值（见 § 3.1）

5.　被测电路（CUT）的空闲电路噪声（ICN）：两个值②（−77 和 −45dBm0p）

6.　输入到 CUT 的语声电平：三个值（分别较 DCME 的过载电平低 20、30 和 38dB）

7.　输出收听电平：至少三个值（喜欢值、和喜欢值±10dB）

8.　讲话者：4 个，即 2 男 2 女。

b)　参考参数

1.　源语音序列：一个值

2.　MNRU：4 个值（5−35dB，步阶为 10dB）

3.　SNR 三个值（20、30、40dB）

---

② 如时间允许，建议再加一个噪声电平（−58dBm0p），这样有利于更好地表征不同的噪声电平对 DCME 的影响。

4. 参考连接（HRC）：待测试组来确定的约四种不同情况

5. 收听电平：3 个值（见上面）

6. 讲话者：4 个，即 2 男 2 女。

按上面所述的这组参数，测试条件的数目为：

$$4\times2\times3\times3\times4\times N=288\times N \quad \text{DCME 条件}$$

加上：

$$12\times3\times4=144 \quad \text{个参考条件}$$

总数为：（假设 N＝1 个 DCME）

432 试验条件＋36 练习条件＝468 个条件

这一组测试条件大约可以分成包括 36 个试验条件的 13 个试验段（12 个试验条件＋1 个练习条件），每一段的试验条件均以随机排列。表 1/P. 84 列出了未经随机分段的条件。

在表 1/P. 84 中的基本平衡段将对 4 个讲话者和 3 个收听电平重复，以产生 12 个测试段：A 到 L。练习段 P 也可以产生，然后测试段 A 到 L 连同 P 可按照 § 6 所介绍的程序排列，在收听试验中重播。

假设每一个条件的放音时间和评定结果要用 35 秒钟，总的试验时间约为 4.5 小时。

5.2 2 号试验：DCME 控制信道中数字误码的影响

前面的试验是在假设数字传输设备是运行在无误码的条件下进行的。而在实际情况中，误码总是要发生的，而且 DCME 数字控制信道中的误码可能引起话音电路的暂时性混乱。为了确定数字误码对传输性能的影响，应该将 1 号试验在控制电路注入随机误码率为 10^{-3}时重做一遍。对本试验来说，只需要一个收听电平（喜欢值），因此测试条件总数为 N×96 加上 144 个参考条件，当 N＝1 时，试验时间为 2.3 小时。

5.3 3 号试验：时延的影响

本试验使用建议 G. 131，其目的是要计算通过 DCME 的传输时延，进而确定是否需要附加的回声控制措施。要回答这个问题，首先需要我们定义一个使用 DCME 构成的连接，进而确定这些连接在普通传输设备取代 DCME 条件下的回声容限，然后再确定由于在连接中插入 DCME 设备而引起的回声容限的下降。如果回声容限下降到了允许极限以外，那么要使用 DCME 就要采取附加的回声控制措施了。

6 收听试验步骤

6.1 设备、校准与环境

收听房间应该满足与录音房间相同的要求，但环境噪声要置于 45dBA（环境噪声为霍斯频谱——见本卷末的增补 13 号）。

要使用 IRS 系统的接收端（见建议 P. 48）或其等效电路。IRS 系统应根据 P. 64 来校准。

系统的增益应该按照这样的方式来设置：当用 IEC318 仿真耳（见建立 P. 51）测量时，从录音信号中重放的 1kHz 测试音产生的声压应为 7dBPa。因此，在测试点上不失真的语声电平为－10dBPa（84dB SPL），该电平接近于“喜欢收听电平。”

表 1/P. 84

基本分段（假设测一个 DCME）

条件	负载	BCN (dBm0p)	输入 a) (dB)	Q (dB)	SNR (dB)	HRC
1	0.00	−77	20			
2	0.50	−77	20			
3	0.75	−77	20			
4	1.00	−77	20			
5	0.00	−45	20			
6	0.50	−45	20			
7	0.75	−45	20			
8	1.00	−45	20			
9	0.00	−77	30			
10	0.50	−77	30			
11	0.75	−77	30			
12	1.00	−77	30			
13	0.00	−45	30			
14	0.50	−45	30			
15	0.75	−45	30			
16	1.00	−45	30			
17	0.00	−77	38			
18	0.50	−77	38			
19	0.75	−77	38			
20	1.00	−77	38			
21	0.00	−45	38			
22	0.50	−45	38			
23	0.75	−45	38			
24	1.00	−45	38			
25			20			原来的
26			20	5		
27			20	15		
28			20	25		
29			20	35		
30			20		20	
31			20		30	
32			20		40	
33			20			HRC1
34			20			HRC2
35			20			HRC3
36			20			HRC4

ICN 空闲电路噪声

a)低于 DCME 编码器过载电平的 dB 数。

6.2 对主观评定人的指示

这些指示在附件 D 中给出。当主观评定人看完这些指示后，他们应该收听练习条件，并且给出他们对每个语样的评定。注意不要给评定人以任何提示，而透露练习条件包含了他们期望收听的整个质量范围。而与试验步骤或指示含义有关的问题应该予以回答，但对任何技术性的问题，必须作以下的回答，即“在实验结束之前，我们对此无可奉告。”

6.3 评分尺度

下面两种通过的方法都属于单激励型，它们分别基于必做的“质量”尺度和选做的“收听难易”尺

度。

6.3.1 根据“质量”尺度的意见评分：

在收听质量测试中，用下列五级标准：

— 优

— 良

— 中

— 差

— 劣

或用其他语言表示的等效标准（见本卷末的增补 2 号）。

6.3.2 根据理解句子含义所需要的努力程度而定的意见评分（收听难易尺度）

对选做的收听难易试验，使用下列五级标准：

— 可以完全放松，无需任何努力；

— 需注意听，但无需明显努力；

— 需要中等努力程度；

— 需要付出很大努力；

— 无论怎样努力都听不懂句子的含意。

或用其他语言表示的等效标准（见本卷末的增补 2 号）。

注 1 — 因为收听质量尺度与收听难易程度可望相关。因此，一般不需要两种尺度都用。然而，如果在特殊情况下，要求得到按这两种尺度所得的评定结果，试验应该先根据收听难易尺度来进行，然后再按照收听质量尺度重复一次。如果在两种情况下使用相同的收话人和相同的声源，这样安排试验顺序尤为重要。

注 2 — 在 § 6.3.1 和 § 6.3.2 中规定的说明评定尺度和相关的等级标准均假设为线性间隔尺度。在试验中，将该假设让主观评定人知道，可在书面指示中用数字尺度的数字表示或口头说明。附件 D 中给出了一个范例。另外，用同样的 5 个等间隔言词定义该尺度的评分等级也可以多于 5 个（例如 7 级或 11 级）。另外一种可能性是将尺度的两头分别定义（例如：理想的和不可用的）。对尺度两头作出定义，可以用来作为定标点，但不打算用来评分。附件 E 中可以找到这种代用主观评定尺度。

6.4 操作顺序

12 个测试条件加上 1 个练习条件的试验段（A—L 加上 P）应该根据扩充的拉丁方阵来进行放音：

质量测试	可选做的收听难易试验
P C A B D …	P A B D C …
P D B A C …	P D C A B …
P A D C B …	P B D C A …
P B C D A …	P C A B D …

在这个方阵中，每一行为每一组收话人使用，他们可以同时听，也可以分开听。在每一行内，试验段的条件按给定的顺序重放。在两个试验段之间，应该有自然停顿，而其正确位置可以在录音媒介上找到，并且有可能检查其校正音。这种停顿也是收话人所欢迎的。

6.5 收话人

在试验中使用的收话人应从电话用户的母体中随机选取。可征选约 40 个收话人，但不能少于 30 个。

6.6 数据收集

主观评定人的意见可以用各种方便的形式加以收集，例如可以用铅笔和纸直接写出来，用按钮控制灯由操作员记录，或者使用自动数据测试设备。但是不管采用哪一种方法，必须注意，主观评定人不能看到其他主观评定人的评分，也不能看到他们自己前面评定的记录。除了不可避免的记忆和练习效应以外，每次评定应该相互独立。

7 统计分析与结果的报告

在试验完成，并且所有的主观评定结果都已经收集上来以后，实验员应按下表对主观评定赋予相应的数字评分：

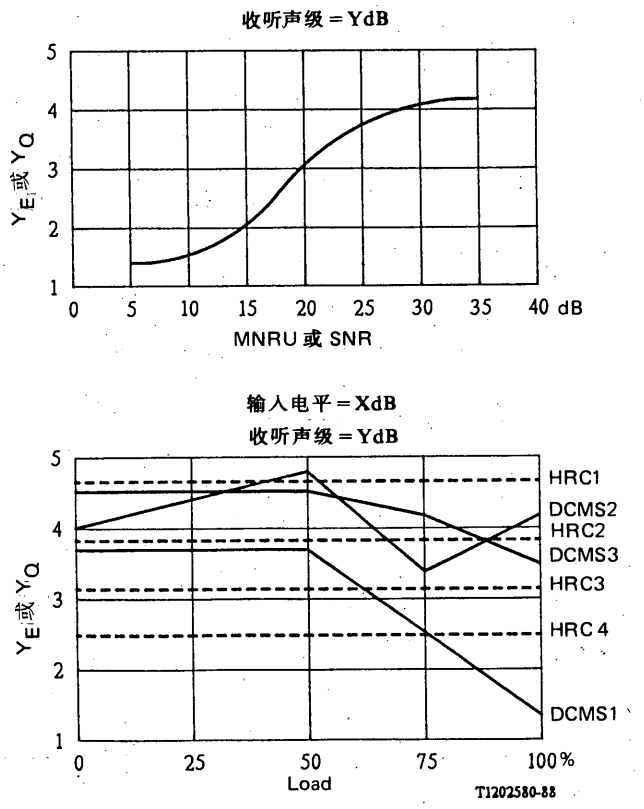
响　　应	得　分
优	5
良	4
中	3
差	2
劣	1
可以完全放松，无需任何努力	5
需注意听，但无需明显努力	4
需要中等努力程度	3
需要付出很大努力	2
无论怎样努力，都听不懂含意	1

应该对每一条件计算出平均得分（对所有的主观评定人），并将这些平均值列出来（这样做是必要的，以便看出男性和女性语声特性的影响）。

为了进一步用来迅速检查结果，应根据图 6/P.84 所示的格式用图形曲线来表示试验结果。

必须特别注意，这里提出的把男性和女性实验结果分别进行平均，纯粹是为了把输出量减少到合适的比例，并不意味着能保证对实验结果的深入研究和分析（除非显著性检查结果证实了这一点）。

这里并不要求对每一试验条件单独地计算其标准偏差，但置信区应该估计出来，并且要用通常的方差分析技术来完成显著性的测试。



E ＝努力尺度
Q＝质量尺度

注 1—使用收听努力尺度应有一组 15 条曲线,对质量尺度另有一组 15 条曲线 。

注 2—要求各组织使用上面给出的坐标 。

注 3—所示曲线仅为举例， 不需标显著性 。

注 4—对三个输入电平分别给出完整的一套负载曲线,对三个收听声级,分别给出一套完整的曲线 。

图 6/P.84

结果表示格式

附 件 A

（附于建议 P. 84）

数字电路倍增设备的描述

A. 1 DCME 的定义

数字电路倍增设备在正文§1. 2. 1 中定义。DCME 的工作定义可以是任何一种数字传输方法，用它可以比使用符合建议 G. 711 的设备建立更多的话音级电路。就我们的用途而言，电路一词有时指两个交换点之间的电路（中继），或者是指用户所在地与用户交换点之间的电路（环路），有时它也指终端到终端的数字连接。该电路可以是具体的，也可以是虚拟的。“话音级”一词的意思是电路的频带宽度标称为 3. 1kHz。必要时，为避免混淆，我们用适当的定性词来描述我们所指的电路的类型。

按照上面的定义，我们可归纳出三种基本类型的 DCME。它们是：

类型 A—只使用低速编码 LRE（<64kbit/s）来获得大于 1 的电路倍增。有一些 LRE 方法（例如 32 kbit/s ADPCM），可用建议 P. 81 中所介绍的主观试验方法进行检验，而另一些方法（例如 48kbit/s 的语音编码）则可能需要一些新的主观试验方法。

类型 B—只使用数字话音插空技术（DSI）来获得大于 1 的电路倍增。DSI 定义在§A. 2 中。根据定义可以看出，使用在 B 类 DCME 中的数字编码工作在 64kbit/s 状态，并与建议 G. 711 一致。因此，编码提供的电路增益为 1。在 DCME 的过载期间，任何一种过载控制战略都可以用来解决对信道的拥塞。三种基本的过载控制战略定义在§A. 5 中。例如，在过载瞬间，可降低信道的编码速率，以提高信道的容量。然而，这种重新编码行动应该归因于 DSI，因此电路倍增大于 1 的获得也应该归因于 DSI。

类型 C—类型 A 与类型 B 的组合。这种混合型 DCME 使用 LRE 获得的电路倍增大于 1，再用 DSI 获得再一次大于 1 的电路倍增。举例来说，如果 LRE 是符合建议 G. 732 的 32kbit/s 的 ADPCM，那么编码器的电路增益为 K＝2。按所用的 DCME 不同，DSI 可能再将这个增益提高 2 到 3 倍，总的因子为 4 到 6，等于 LRE 与 DSI 增益之积。

A. 2 数字话音插空（DSI）

数字话音插空定义在正文§1. 2. 8 中。DSI 的一个工作定义可以是：在话音突发脉冲（讲话突发）的开始，按话音传输要求，分配话音级运载信道的任何方法。运载信道由 DCME 支持的信道库提供，话音来自连接到 DCME 上的有效电路。当话音突发脉冲结束时，信道可能处于下面任何一种状态：

i） 释放并且放回到信道库中，

ii） 只要信道库还有空闲信道，或信道不需用于其它电路，就将它保持在分配状态。

在上文中，“运载信道”指的是在 DCME 终端之间的传输路径，它们用来传送连接到 DCME 电路上的业务量。根据定义可知，运载信道具有与电路相同的带宽，也就是音频级。运载信道可以由对 DCME 所使用媒介进行时分、空分、频分或波长复用来获得。传输媒介可以是铜导线、同轴电缆、无线电路径或者是光纤。

A. 3 话音检测

为了完成 DSI，DCME 必须有一个话音检测器。该话音检测器监测电路，以辨别话音的存在和不存在时

刻。当话音被判为存在时，DCME 就试图分配一条可用的运载信道给这条电路。如果没有信道可用，DCME 就采用其过载战略，当话音突发信号结束时，话音检测器还将提供一定的悬挂时间，以防止话音脉冲的尾端剪削。这种悬挂增加了话音脉冲的有效长度。

“填充”是话音检测器的另一种功能，有时用来建立或消除在两个语声脉冲间的小于一定长度的无声间隔。“填充”并不会像“悬挂”那样增加单个突发脉冲的长度，但是，它需要一个等于最大填充间隔的处理时延。无论是悬挂或是填充都会增加运载信道上的话音有效因子。

为了避免话音突发脉冲的前端剪削，话音检测器有时使用几个毫秒的时延以给出判定话音是否存在的时间。

因为话音检测器的错误或缓动，可能造成对话音脉冲的剪削（前端或尾端）。话音检测器的工作和 DCME 的剪削性能与表示电路上信号特性的许多因素有关，例如，信号电平，信号噪声比和回声通路损耗。

A.4 负载的定义

DCME 过载发生的频次与系统负载有关。系统负载包括输入电路上产生的话音脉冲和 DCME 产生的附加业务量。因为电路上的话音脉冲有效因子是随时变化的，因此负载也有短时变化。

在定义负载时，我们必须区分外加负载与呈现负载的差别。外加负载是加在 DCME 使用电路上的话音脉冲。因此，外加负载是所使用电路数目与电路上的话音有效因子的函数。呈现负载包括外加负载和由 DCME 产生的额外负载。呈现负载是加到 DCME 信道上的负载。很明显，呈现负载总是比外加负载大许多。这是因为：

i) 话音检测器增加了话音的有效因子，因为它对话音脉冲增加了“填充”或“悬挂”时间；

ii) “额外”信息可能要与语样在信道上一起传输。

而负载因语声和电路有效因子的统计特性而不断变化。如果假设：在我们研究 DCME 的某段时间内，使用的电路数 N 是一个常数。那么平均的外加负载与呈现负载就是一个有用的概念。§1.2.1.9 介绍了平均负载的计算公式，虽然这些公式还比较简单，且没有给出有关平均负载的方差资料，但确允许对 DCME 的运行进行有益的深入的研究。

DCME 信道的负载传输能力也是一个重要的考虑因素。负载传输能力定义为最大呈现的语声负载加上 DCME 信道可以传输的“额外”负载。如果呈现负载小于信道的负载传输能力，那么，所有的负载都能由 DCME 传输。然而，如果呈现负载超过了信道容量，那么根据 DCME 的过载战略（见 §A.5），有一部分呈现负载就要因抽样丢失而损失掉，要么就要用可变速率编码来暂时提高信道的负载传输能力，以便满足额外负载的要求。因此，呈现负载超过了 DCME 信道的传输容量时发生的现象就称为过载。

在抽样丢失系统中，负载容量是固定的，可简单地用 kM 表示，式中 M 是所提供的 64kbit/s 的等效信道数，k 是 LRE 因子，它表示电路速率（总是 64kbit/s）与信道速率之间的差别。如果在信道上使用 32kbit/s 的 LRE，那么 $k=2$。如果 LRE 没有使用，那么 $k=1$。若使用可变速率（VBR）编码，那么信道容量就不是恒定的，通过建立临时的附加运载信道，以适应额外的负载。举例来说，若编码速率从 32kbit/s 下降到 16kbit/s，那么，在 VBR 工作期间，$k=4$。

在这些例子中，假设可以用来传送话音的信道数是常数。然而，传输电路上的音频数据和其他信号音的 DCME，其 DSI 不能用于这些信号。原因是这些连续信号全时地占用信道，这就减少了可用于传输话音的信道库。

应用平均负载公式和负载容量的概念，我们可以用图 A-1/P.84 说明 C 类 DCME 的抽样丢失的负载曲线。呈现负载曲线的斜率依赖于话音的有效因子 $\alpha/\alpha+\beta$ 和话音检测器的“伸展”因子 k。图中给出了三个不同的有效因子的负载曲线。如果所使用的电路数 N 小于 $N_{min}=kM-G=43$，那么 DSI 就永远不会被激活，就好象所有工作电路的临时话音有效因子都达到 1 似的。因为 DCME 传输的负载不能超过 $kM=48$，当平均的呈现负载 L_o 越来越接近于这个最大的容量时，由于话音有效因子的时刻波动，会使呈现负载超过上面的极限，由此过载（抽样丢失）发生的频次就会增加。

图 A-2/P.84 示出了一个可变速率（VBR）编码的 C 类系统的负载曲线，它在过载期间以 16kbit/s 的速率重新编码。在这个例子中，当呈现负载超过 $kM=48$ 时，运载信道上的编码速率就从 32kbit/s 下降到

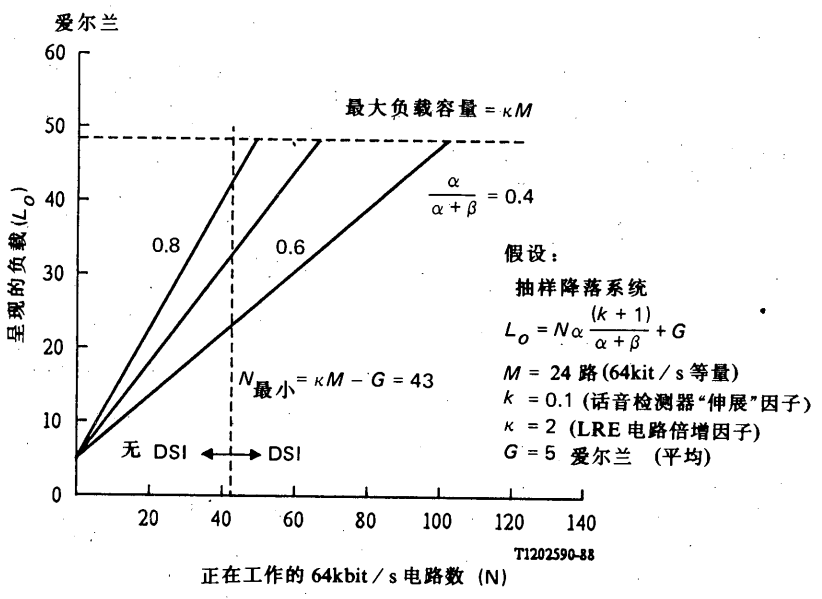


图 A-1/P. 84

C 型（抽样降落）DCME 的负载曲线举例

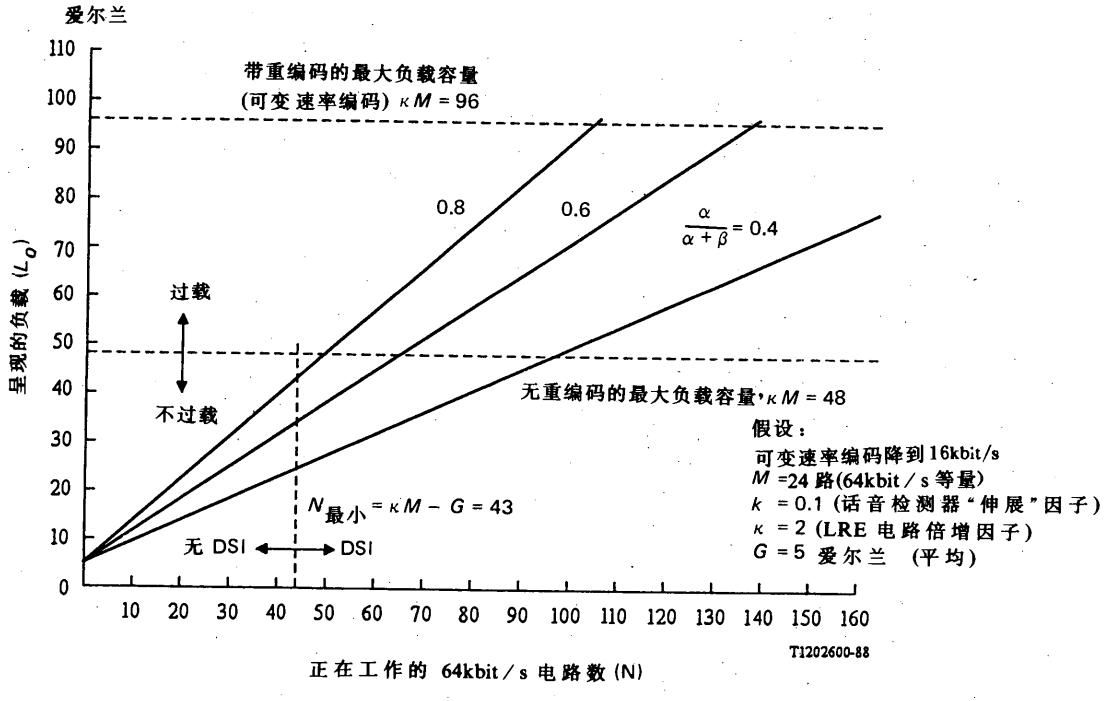


图 A-2/P. 84

C 型（可变速率编码）DCME 的负载曲线举例

16kbit/s，从而使信道的传输容量增加到 kM＝96。额外的传输容量承受了暂时的过负载，并且防止了抽样丢失（输出冻结）的发生。但若呈现负载超过了 96，抽样丢失就必然发生，因为在本例中不能进一步提供 VBR（例如下降到 8kbit/s）。

因此，总的来说，只要 $N \leqslant N_{min}$，DCME 就不必使用 DSI 功能，因为所有的电路都能进入运载信道。只要呈现负载不超过负载传输容量，过载就不可能发生。在发生过载时，DCME 就开始丢失抽样或对抽样进行排队，在这种情况下，k 保持不变，但若 DCME 降低编码速率，k 就增加，从而导致 DCME 容量的暂时增加。

A.5 过载战略

当连接到 DCME 上的有效电路数超过了可利用的信道数时，DCME 就出现了暂时性的过载。由于话音脉冲的增加，有时需要的信道超过了能利用的数目，当这种情况发生时，DCME 就必须执行其“过载战略”。过载战略的设计实际上是如何处理信道库的最佳分享问题。下面列出了一些可能的基本战略。

类型 1 — 竞争性的剪削或话音抽样丢失。定义于 § 1.2.14 中的这种战略使未能适时争到信道库的话音脉冲在前端丢失抽样。这种抽样丢失将一直持续到有一条信道可供利用或者脉冲正常结束为止。前端抽样丢失和由话音检测器所引起的剪削的影响在主观上的感觉是一样的，尽管它们产生的原因不同。然而，从理论上讲，它们并不完全相同，因为前端剪削可能最易影响信号的低电平部分，而输出冻结对各电平的影响都一样。

类型 2 — 可变速率编码。在 § 1.2.15 中定义的本战略使用备有的话音编码算法或者其他方法等效地增加电路可用的临时性运载信道的数量以传输呈现负载。因为比特率的降低可能导致编码器产生的量化噪声的增加，可变速率编码的主观影响表现在量化噪声的暂时增加，即 Q 值的降低 1 有关 Q 的讨论，见建议 P.81，§ 2）

类型 3 — 排队。本战略定义于 § 1.2.16 中。它用缓冲器（存贮器）暂时存放等待信道的话音脉冲。末发生缓冲器溢出的纯排队的主观影响仅表现为话音脉冲的时延，既没有抽样丢失，也没有噪声的增加。由此而引入的损伤可以称之为“无声周期调制”。从收话者的观点来看，一个给定的话音脉冲，经过排队的和没有经过排队的比较起来，前者相对于它的前一个脉冲在时间上要稍微出现得迟一点，而后续脉冲则可能感到出现得早一些。因为缓冲器必然是有限的，所以本战略不能单独使用，它必然与其他方法，如抽样丢失，或者可变速率编码结合起来使用。因此，一个排队系统除了有时延外，还可能有剪削和再编码噪声同时存在。

类型 4 — 动态负载控制。这种过载控制战略定义于 § 1.2.17 中，它通过交换中心对业务负载的测量或预测，若发现到达交换机的 DCME 信号不能由 DCME 满意地传输，交换机能保持住送到空闲电路上的信号，以减少它对 DCME 的要求。

A.6 无声重建法

因为 DCME 不能传送两个脉冲之间的无声间隔，在接收端，无声间隔必须仿真地建立。这可能用几种不同的方法来实现。最简单方法就是在接收端，无声期间插入一个固定电平的白色噪声。而噪声电平必须认真选择，以避免噪声的悬殊差别，也就是说，避免无声期间的噪声与有话音脉冲期间的背景噪声之间出现明显的反差。还有一些可行的方法，可根据电路条件自动地调节噪声电平。这些方法需要对噪声源进行仔细的滤波和预测。

A.7 电路与包模式

DCME 内部可以使用电路或包模式来传送话音脉冲。在电路模式中，运载信道是通过分配给连接到 DCME 终端设备上的传输设备以合适的时间窗而得到的。在话音包模式中，话音脉冲抽样被装进长度固定或可变的一个或多个“包”中。这些“包”要传送到预定的目的电路，并且通过传输设备一次只传送一个“包”。因此，在电路模式中，传输设备可以看成是许多信道复接到一起的载体，而在包模式中，传输设备可以看成是单一的高速信道，它一次只传送一个“包”。

在包模式中，系统的性能依赖于“包”的服务方式。服务方式有如下两种：

a) 来自所有电路的包进入一个先入先出（FIFO）的队列，并且由一条高速信道服务，一次只传送一个“包”，每一个包都是被独立处理的。每一个包到达接收端时经过的时延是 FIFO 队列填满率的函数。在经过了一个给定的包的重建时延之后，如果“包”到达得太迟，那么它们在接收端就被忽略或丢失掉，这称为“包”的丢失，它是系统负载的函数。“包”的失落可使话音脉冲任何部分被剪掉，它引起“脉冲中间”抽样的丢失。如果队列溢出，那么“包”也可能在 FIFO 队列中丢失掉。为了防止“包”的大量丢失，就有必要对队列的填充率实行监控，并执行过载战略。

b) 一旦一条电路占有高速信道来传送话音包，那么这个信道上装有话音脉冲的其他所有包都可以在高速信道被用来传送其他电路上的包之前传送完。因此，在这个话音脉冲期间，这条电路是“直通”状态。这种直通操作避免了中间脉冲话音抽样的丢失。然而，因为一次只能有一条电路来使用高速信道，其他的有包要传送的电路只能等待。当这些包在等待信道时，他们必须排队。与负载有关的排队时延在接收端必须加以均衡。这通常在包上使用几种形式的时间标志来完成。在包被传送之前，包的队列的溢出的可能性总是存在的。当这种情况发生时，就要实行过载战略以防止过多的包丢失。

包模式的 DCME 比非包模式的 DCME 引入了更多的时延。这部分额外的时延包括三个部分。第一是装包时间。装包时间与包的长度和电路编码速率有关。第二是重建时间。重建时间是根据使包丢失的概率最小来选择的。第三是包的排队时间。这三个组成部分可能都与负载有关并且是可变的。

总的说来，使用包模式而不使用电路模式会引起下列附加的性能影响：

i) 脉冲中间抽样丢失，

ii) 附加的时延，等于装包时间与重建时间之和。

iii) 包的排队时延。

A.8 包的重建

在包模式中，系统中包的丢失使接收端困惑，也就是说，在传输的话音抽样中，究竟用什么来代替丢失的包。有几种方法可以使用，它们具有不同的性能结果。一种方法是插入噪声抽样以代替被丢失的语样。另一种方法是重复前面的语样以代替被丢失的语样。其他方法也在使用。

A.9 电路与网络系统

根据上面的定义可知，还有其他的方法来给 DCME 分类。我们现在讨论使用非交换信道的 DCME 和使用交换信道的 DCME。第一种类型（非交换信道型）称之为以电路为基础的 DCME。第二种类型（交换信道型）称之为以连接为基础的 DCME。

以电路为基础的 DCME 系统将用来提供电路（中继线或环路）。所有的交换都是在 DCME 之外完成的。以连接为基础的系统应用电路或包交换，因此把它看成是网路的解决办法，要比被看作是电路的解决办法更确切。

以连接为基础的 DCME 的测试比以电路为基础的 DCME 的测试要复杂。其原因之一是由于以连接为基础的 DCME 的规模使得测试难以在实验室进行。原因之二是难以给这样一个系统加一个可以控制的负载。

附 件 B

（附于建议 P. 84）

用来建立话音序列的语声材料

（下面的叙文是贝尔通信研究室使用的例子）

奥 韦 尔

乔治·奥韦尔于 1984 年开始写他的古典小说，“晴朗的四月寒天”。至于在这灾难的年代，天气会怎么样，他未作任何进一步的暗示。由于 1983 年连续发生了几起不幸的天气事件，使许多人坚信，全球的天气可能要比预期的变得更糟，今年人们可能会面临一系列自然灾害的打击，与奥韦尔书中描述的自由民主思想和言语崩溃相呼应。

由于我们不能预测在 1984 年可能会发生哪些具体的天气事件，让我们把日历翻回一百年，看一看在 1884 年这个国家发生了什么事吧。新年伊始，来自加拿大北部的北极寒流，导致了伊利诺斯州的罗克福特市的温度下降到－40℉，印第安纳州的印第安纳波利斯的温度下降到－25℉，这两个记录直到现在还保持着。零下温度袭击了整个南方，严重的冰冻伤害了佛罗里达州的柠檬树林。

二月初，大雨降落在积雪很深的大地上，造成了俄亥俄河的泛滥。从辛辛那提到伊利诺斯州开罗河口处的浪峰高度创下了记录。

二月下旬，在南方和俄亥俄山谷爆发了一场龙卷风，大约有六十个烟囱被刮倒，死亡 420 多人，伤及 100 多人。四月份，在科罗拉多州的多伦哥市爆发的龙卷风造成的危害更大，受害面积也更大。它从 4 月 16 日开始，持续了七十六天。

五月份，在西南沙漠地区，由于季节性的暴雨引起了大面积的洪水泛滥。从盐湖城到南方的交通被迫中断了三星期，并且里奥格兰河在得克萨斯州的厄尔巴索处泛滥，造成了一百万美元的损失。

五月下旬，在马萨诸塞州发生了严重的霜冻，温度一下降到了 22℉。先烈纪念日那天，在佛蒙特州下了雪。

六月份，加利福尼亚连下大雨。洛杉矶雨量达 1.39 英寸，旧金山达 2.57 英寸，这都是六月份雨量的最高记录。在威斯康星州由于大雨的影响，泛滥的赤普瓦河造成了 150 万美元的损失，在奥克拉留下了 2000 多个无家可归者。

十二月中旬，波特兰港的下雪量达 34 英寸，紧接着俄勒冈大雪封，由东部、南部来的铁路交通中断了许多天，来自加利福尼亚的邮件只好靠海上的汽船传送。

如果你认为 1983 年的天气造成如此多的要闻是前所未有的，天气又回到了 1884 年。我们不知道那时厄尔尼罗火山是否活动，或者是否有其他的大气或海洋力量造成的劫难。1984 年会发生什么情况？我们现在只好拭目以待。

雾

冬天最壮观的景色之一是来自北极冰冻地区的烟状雾，在我们的温度范围内，它时常在没有结冰的湖泊和港口的水面上出现。对这种现象，人们给予了各种名称，如“霜烟”，“海烟”，“汽雾”，“温水雾”以及“水烟”等。这种现象是由接近于华氏 0℉ 的北极气流经过没有结冰的水域而引起的。在温度比较低的四十八个州内，它主要出现在没有结冰的大湖和北冰洋海岸的港口水域上空。

“海烟”的出现是因为水面上的蒸汽压力比它上面的空气压力大的缘故。水蒸汽的蒸发速度超过了空气能够容纳它们的速度。这部分多余的水汽就凝结形成了一层雾，就象从水中升起的蒸汽或烟一样。通常在水面和雾状带的底部之间有一晴朗的空间，这部分空间的厚度大约在10～25英尺之间。如果空气的转化能发展到接近于水的表面，那么雾就可能限制在水面之上并且变厚，结果对航海产生不利的影响。

如果空气的温度很低，如－20℉或更低，那么上升的水汽就会在紧靠水面的空气层中形成结冰的晶体，这被称为“霜烟”。它形成了一个美丽的景色，特别是当阳光在很薄的冰针上闪烁时。

“汽雾”发生在秋天的湖泊和河流之上，随之而来的是一个晴朗而宁静的夜晚，空气已经凉爽了。水汽压力的差别引起了热水蒸发使蒸汽进入寒冷的空气，整个山谷和盆地都被一层薄雾覆盖着，而山坡上却仍然保持着晴朗。

附 件 C

（附于建议 P. 84）

对使用有限数量语句的说明

（由瑞典电信管理部门供稿）

如果每个讲话者使用N个句子，那么对每个讲话者来讲，就可能有N（N－1）种可能的语句组合。前16个结果表如下：

N	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17
N（N－1）	2	6	12	20	30	42	56	72	90	110	132	156	182	210	240	272

所以限制句子数量，是由于下面两个原因：

— 为了节省时间，对每一个讲话者没有必要设计超过2×85个句子组合的表。当然，对所有组合分开记录仍然是必要的，除非手边有用于数字类型的更加复杂的编辑设备。

— 组织试验的方法需要满足方差分析的要求。

根据上面所说的动机，可以采纳不同的方法。它们是：

1） 每个讲话者的所有可能的N（N－1）个句子组合都记录下来。

a） 对四个讲话者来说使用相同的句子。在讲话者之间，相同的语句对不能用于相同的测试条件，以避免测试条件与话音内容之间可能产生的系统互扰。

b） 要建立四个不同的N个语句组（N_1，N_2，N_3和N_4），这样就不需要象a）中的那些对应措施。然而相互影响仍然可能存在，并且不可控制。

2） 为了能进行方差分析，主观评定人必须在所有的实验条件和所有的讲话者的条件下对相同的语音材料做出判断。句子的数量可以限制为M×2，M是在测试中要用到的语句对的数量。如果M＝1，对主观评定人来说，试验未免太乏味了些，话音范围也可能不够充分。如果要合理地进行方差分析，又要使实验仍然切实可行，那么建议对句子对的数量应有所扩充，M＝2或3就足够了。对主观评定人而言，这样会延长测试时间，但是实验表明，每个主观评定人所用的试验时间为2.5小时是完全可行的。当要确定语句顺序时，必须对这样的扩展作进一步的修正。

附 件 D

（附于建议 P. 84）

给主观评定人的指示

D. 1 质量尺度 — DCME 测试

在本试验中，我们评定可能用于两地间提供电信业务的系统。

你将从手柄的耳承上听到一系列的语声样品。每个语样是一个 30～35 秒长的话音序列，由三个或三个以上的句子组成。

请听一个完整的话音序列，然后指出你对全程声音质量的意见。如果你在语句之前，之间或之后的停顿中听到有噪声或其他干扰，应将它纳入您对全程质量评定的考虑因素。

请您按下列五级评定尺度发表您的意见：

得　　分	质 量 意 见
5	优
4	良
3	中
2	差
1	劣

在听完了一个样品序列后，请您（1）在您的答案纸上写下评分，或者（2）根据你刚听过的样品的声音质量，按下与您的意见评分相符的按钮。

在你给出评分意见之后，在下一个样品序列开始之前有一停顿。

为练习起见，你将先听到“n”个样品序列，并逐个给出意见评分，然后休息一下，看一看是否都明白了。

从此时开始，每经过“k”个样品序列，你可休息片刻。在本实验中共有“t”个样品序列，试验总共要化“x”小时。

D. 2 收听难易标准 — DCME 测试

在本试验中，我们要评价可能用于两地间提供电信业务的系统性能。

你将从手柄的耳承上听到一系列的话音样品。每个语样是一个长 30～35 秒的语句序列，每个语句序列由三个或三个以上的句子组成。

请听一个完整的语句序列，然后指出你对理解句子含意所需努力程度的意见。

请您按下列五级评定尺度发表您的意见：

得　　分	收　听　努　力　意　见
5	可以完全放松，无需任何努力
4	需注意听，但无需明显努力
3	需要中等努力程度
2	需要付出很大努力
1	无论怎样努力，都听不懂句子意思

在听完一个样品序列后，请您（1）在您的答案纸上写下你的评分，或者（2）根据您对理解刚听过的样品序列的难易程度，按下与您的意见评分相符的按钮。

在您给出意见评分之后，在下一个样品序列开始之前有一停顿。

为练习起见，您将先听到“n”个样品序列，并逐个给出意见评分，然后休息一下，检查您是否都听明白了。

从此时开始，每过“k”个样品序列，您可休息一下。在本试验中总共有“t”个样品序列，试验总共要化“x”小时。

附　件　E

（附于建议 P. 84）

其他主观评定尺度的例子

E.1　11级质量标准

10		
9	优	数字“10”表示完完全达到理想状态的重放，没有再改进的余地。
8		
7	良	
6		
5	中	
4		
3	差	
2		
1	劣	数字“0”表示与理想情况毫无相似之处的重放，没有更差的可能。
0		

（见 IEC 报告 268-13，附录 A）

E.2 七级质量尺度

得 分	质 量 描 述
6	理想电路条件
5	优秀电路条件，在呼叫期间可以完全放松，非常满意。
4	良好的电路条件。需要注意听，但无需特别努力。满意的电路条件。
3	中等的电路条件。需要适中的但不太大的努力。不是非常满意的电路条件。
2	差的电路条件。能收听，但是比较困难。收听不满意。
1	坏的电路条件。在很困难的条件下才能用。收听非常不满意。
0	非常坏的电路条件。实际上不能用。

（见 CCIR 报告 751，卷Ⅷ.3，1986）

E.3 五级损伤尺度

5 没有感觉到

4 能感觉得到，但并不讨厌

3 有一点讨厌

2 讨厌

1 非常讨厌

（见增补 14 号，附件 B）

参 考 文 献

[1] LEE and UN: A study of ON-OFF characteristics of conversational speech, *IEEE Trans. Comm.*, Vol. COM-34, No. 6, June 1986.

第二部分

P系列建议的增补

PAGE INTENTIONALLY LEFT BLANK

PAGE LAISSEE EN BLANC INTENTIONNELLEMENT

增　补 1 号

正确安装和维护 IRS 的注意事项

（该增补见桔皮书卷 V）

增　补 2 号

电话传输性能的评定方法

（1980 年于日内瓦制订，1984 年于马拉加-托雷莫里诺斯，1988 年于墨尔本修订）
（建议 P. 80 引用）
（英国电信公司供稿）

1 引言

该增补介绍 CCITT 建议的，或 1968—1980 年几个研究期中第XII组研究有关课题已经采用的电话传输性能评定方法。有些方法在建议中已有详细介绍，这里仅把它们罗列出来，并把相应的建议列为参考资料。其它一些评定方法在别处也有介绍，这里只阐明它们的主要特点，并扼要介绍怎样用这些方法来进行评定，同时列出一些在别处已经发表的参考资料。

2 方法的分类

a）　语声响度比较（参考当量和响度评定值）；
b）　清晰度（AEN）评定值；
c）　收听意见试验；
d）　会话意见试验；
e）　分级响应可察性试验。

3 简要说明和更完整参考资料的介绍

3.1　语声响度比较是为了定量确定用户在收听对方讲话时，语声经给定的电话连接电路传输后，到达他们耳朵的相对声级。为了使测量程序标准化，发话和收话条件都要按规定方法控制。比较是在没有电路噪声和室内噪声的条件下进行的，故其结果受被测语言通道的全程嘴一耳损耗所决定。目前建议的方法在建议 P. 72（红皮书）中阐述，新方法的提案见课题 15/XII [1]，更全面的资料可查阅参考文献 [2]。

3.2　清晰度测量以测量语声经被测话音通道传输和再生后的正确识别比例为基础。电路噪声和室内噪声应按规定值调节，其电平的高低会影响测量结果。正如 § 3.1 所述，发话和受话条件要按规定方法控制好。建议

P. 45（桔皮书）曾介绍过 CCITT 建议的方法。其它资料请查阅参考文献［2］。

3.3 收听意见试验使用句子形式的讲话材料来进行，由收听人按规定标准评价经通道后的接收语声。该方法已获得广泛应用，更详细的资料见参考文献［2］。

3.3.1 进行收听意见试验的方法

通常将讲话先录音，这样就可以以规定电平重现出来。用于这种目的的录音带应小心制作和复制，以免引入失控损伤。电路噪声和室内噪声可以存在，但要计入其影响。

“响度喜爱”和“收听效果”是两种普遍使用的主观标准。它们所使用的评定尺度如下所示：

— 响度喜爱尺度

4A 意见尺度

A 比喜爱值响得多。

B 比喜爱值响。

C 喜爱值。

D 比喜爱值轻。

E 比喜爱值轻得多。

— 收听效果尺度

7 号意见尺度：以听懂语句的意思所需的努力程度为基础。

A 可以完全放松，无需任何努力。

B 需注意听，无需明显努力。

C 需要中等努力程度。

D 需要付出很大努力。

E 无论怎么努力都听不懂意思。

该标题“……以听懂语句的意思所需的努力”尤为重要，没有这一点，其它描述会引起误解。

实验设计通常以希腊-拉丁方阵或扩大的希腊-拉丁方阵为基础。在方阵中，行代表收话人，列代表试验条件的进行次序；第一个字符表示电路的条件；其它字符代表发话人和试验语句的目录。因此设计的每一个方格代表一“轮”试验，在这一轮试验中，由特定发话人录音的特定试验语句，通过特定的电路条件，按照给收话人收听的条件序列中的某一种选择，对这个特定的收话人进行评定。在每一轮试验中，收听声级按几个预定值随机变化。每一个声级收话人收听一组句子，每组 5 句。每听完一组句子后，即按上述意见评定尺度给出一个评分。有时候，在每轮试验中，也会保持收听声级不变，而变化其它参数，例如带宽。

在“收听效果”试验中，收话人特别易受通称为“倾向”效应的影响。也就是说，收话人的判断标准可能要大大地受相同试验，特别是同一轮试验中所产生的质量和收听声级范围的影响。因此，要特别注意试验所选择的条件中，不应包括太多的坏条件，（也就是说，即便在最佳收听声级条件下，收听效果评分也是很差的那些条件）。每一轮试验的收听声级变化范围，应该使高声级比最佳值高出许多，低声级至少比最佳值低 30dB，而且每一轮试验中，最少要听一组通过“定标”条件（有良好收听声级的好条件）的语句。其它要点还有：语句的清单和编组，在内容的理解难易程度上差异不要太大，而且任何评定人都不应该重复收听到相同的语句，因为理解熟悉语句所需的收听效果显然要小些。

按照上述意见尺度给的评分分别是 4、3、2、1 和 0。把每种电路条件下的评分值取平均值，称为“平均意见得分”。用方差分析法处理意见得分，以验证电路条件、收听声级、发话人、收话人和预料到的其它因素的影响，并决定这些影响的显著性，计算置信区间。收听声级和喜爱平均意见得分（4A 意见尺度）的关系，可以用描叙直线或逻辑曲线的拟合方程来表示，而收听声级和收听效果平均意见得分（7 号尺度）之间的关系，则可用一个拟合的幂次方程或更复杂的方程来表示。至于电路条件的其它因素，也可以作为参数纳入这些

方程。

使用语句材料的收听试验也可以采用成对比较法，但要进行这种试验需考虑周到，以保证评定人的确适应每一个试验条件。

3.4 会话试验的进行，既可以采用真正用户通话以后询问的方法，也可以采用在实验室试验的方法。有关CCITT建议的前一种试验方法在建议P.82中介绍。而试验室会话试验的目的，则在于在实验室条件下，尽可能模拟电话用户实际经受的业务条件。为了达到这个目的，有必要选择恰当的电路条件和合适的评定人，并以适当的方式来组织这种试验。AT&T公司使用的方法介于现场实测和实验室试验两者之间，称之为SIBYL方法（见参考资料［3］）。下面介绍的是英国电信公司所采用的特定方法。

3.4.1 进行会话试验的方法

实验要周密地做好准备工作，其必要性已无需特别强调。显然，试验用的连接电路要确切定义和正确建立，而且每次试验的前后都应精确地进行测试：对一些辅助设备，如号盘、振铃设备，也都应该准备，以便所希望的连接能够迅速无误地选择和建立；应保存每次试验得到的可靠记录。此外，还有一些不太引人重视但却相当重要的问题。下面扼要介绍一种试验设计和组织方法，它对所有这些问题都有所考虑。该方法在英国电信公司已被证明是行之有效的。

3.4.1.1 实验设计

n×n希腊－拉丁方阵是最合适的设计方法，在该设计中，有n对评定人和n个试验电路条件，每对评定人都要分别在每种电路条件下进行一次会话试验。如果n小于8，试验精度会很低；另一方面，指望评定人来参加试验的次数超过四次，或评定人每次来到时，要他进行四次以上的会话试验都是不切合实际的，况且总的会话次数（n×n），随n的增加上升得很快。因此，我们通常把n限制在8到15，而这些数对希腊－拉丁方阵（用两种字母符号）都适合。在这种设计中，习惯上用行表示评定对；列表示试验进行的组织次序；第一字母符号表示电路条件（它不仅随连接本身的特性而不同，同时也随室内噪声声级和其它任何“处理”因素而异），第二字母符号表示用作话题的图片编号。当n＝10、12、14或15时，这种设计无法再纳入更多的正交因数；但当n＝8、9、11、或13时，就有可能用（n－3）种附加字母的符号构成扩展型希腊－拉丁方阵。用它可以在会话试验中控制更多的正交因素（例如碳粒送话器、呼叫对象或串话程度的选择）在不用扩展型希腊－拉丁方阵设计时，这些因数应该用一些简单的平衡循环法来分配，但这样做可能会在结果中增加无法消除的偏差。由于这个原因，现在对n的建议值改为13，而不用以前的12。

在基础方阵的最前面增加一个列，这一列中的电路条件和使用图片对每对评定人都一样。这一列对每对评定人来说都是一次初始会话，它起的作用是使评定人熟悉试验条件，并在某种程度上稳定他的评定标准。因此在n对评定人中，每一对总共要进行（n＋1）次试验。结果分析的主体不包括初始会话的结果，但初始会话结果要单独进行分析。如果在不同的试验中都使用同样的初始电路条件，那么就可以在这些实验之间建立起某种共同基础，但如果希望对不同实验的结果进行精确的比较，必须注意使这些实验都能包括几个完全一样的标准电路条件才行。

3.4.1.2 电路条件的选择

特别需要相互精确比较的那些电路条件应包括在同一实验之中。

此外，有必要让各个实验的所有参加者，在性能水平的全范围内差不多都有所体验：即最少应有一个很好的电路条件，一个接近平均性能水平的条件和一个很差的条件。而其它条件也不应该太接近，以避免产生几乎相同的平均意见得分。如果实验组织者一时还拿不准这个范围，可以建议对提出的电路条件先做一个简单的非正式试验，以便发现所用的条件能否真正覆盖这个范围。一旦发现不行，对原电路条件的选择就要作相应的修改，否则主观意见尺度就会失真（“倾向”效应）。有一些附加电路条件，实验人对这些条件本

能的范围。

主观评定人通常希望体验各种全程损耗或灵敏度的电路条件。毫无疑问，这些条件的选择对性能有很大影响，因此可以变化其数值以提供电路条件的所需范围。另外，在全程灵敏度与许多其它损伤之间，也存在非常重要的相互作用，因此即使全程灵敏度和它的相互作用不是研究的主要目标，也非常希望在试验中包括一些仅全程灵敏度相互有差异的电路条件。

如果研究的电路条件不能限制在 15 个之内，就有必要分成几个实验来做，每个实验都要集中研究一个确切的规定部分，但要让其它条件在实验之间重复，以便提供共同的分析基础。

3.4.1.3 评定人的合适性

参加会话试验的评定人从研究中心的人员中随机挑选。条件是：

a) 他们没有直接从事与电话电路性能评定有关的工作。

b) 他们在此之前至少六个月之内没有参加过任何主观试验，至少在一年之内没有参加过会话试验。

除非实验设计需要，一般没有平衡男性和女性评定人数目的措施。在实验进行之前，按实验设计把参加评定人任意配对，并在整个实验中保持这种配对不变。

3.4.1.4 环境

评定人分别坐在离试验控制室很近的隔声间内。所给室内噪声应具有合乎要求的频谱（通常为 Hoth 频谱）和声级（通常为 50dBA）。声级测量使用 Bruel 和 Kjaer 公司的 2206 型精密声级计，旋钮放在“A”加权和“慢”表头特性的位置。如果在同一轮试验中，对不同的会话需要用到不同的室内噪声声级，就须注意不要让评定人感到这种变化太明显，理想的做法是仅在评定人进入隔声间之前变化室内噪声。

3.4.1.5 连接的建立方法

除非实验要特地研究其它型号的手柄，评定人所使用的电话机通常在外表上和感觉上应与标准英国话机 706 型相同。评定人之间建立呼叫的方法应尽可能与实际相同。由主叫评定人提起手柄，听到拨号音，然后拨（或按）预先确定的号码，建立起连接。经适当时延以后，听到振铃音。再经过一个固定时延后，对方的机械铃或音频振铃开始发声。如果拨错号，主叫就会听到“空号”音。

3.4.1.6 会话任务

要尽量想办法确保会话具有目的性，这样评定人就可以有充分机会利用试验电路的传输能力。有一种方法，把评选一组图片的前后名次作为会话任务，它在试验中已经证明能符合这种要求，而且足以使评定双方感兴趣。图片的题材很广泛，它是从各博物馆、美术馆和类似协会出售的插图中挑选出来的，其尺寸和标准名信片的大小一样。这些卡片都分别在背面编上号，并任意按每六张卡片编成一个组，每组卡片都有一套完全相同的副本。

评定人受命考虑将这些图片陈列到公共场所去展览，在每次会话之前，先把特定的一组图片按照自己个人的爱好排好先后次序。会话的另一方也有这样一组同样的图片，并也照此办理。当双方通过试验电路建立起联系以后，应该就图片协商出一致的喜爱顺序，并在会话结束时，把这个顺序记录下来，因此每次会话所占用的时间取决于评定人自己。偶尔有这样的情况，由于会话双方对图片都有很浓厚的兴趣，会话时间就可能很长；另外也有不到 1%的情况，由于双方各自事先挑选的爱好顺序完全相同，几乎没有什么可讨论，因此会话时间就很短。但即使碰到这些情况，也最好让评定人自己去决定要用多长会话时间。在完成会话以后，要分别填写一张事先准备好的表格，以表达各自对连接的意见。该表格的内容将在附件 A 介绍。

还有一些其它的会话任务（例如对两个评定人的同样图片进行不同的编号）也曾探讨过。但任何一个

都未被完全通过。尽管已经试验过好几种形式的会话任务，但就达到以上要求来说，还没有发现什么其它方法会有更大的优越性。

3.4.1.7 n×n 实验的准备工作

实验人按照上面 3.4.1.3 节的标准，从已有的评定候选人名单中，随机选择足够数目的合格评定人。然后用电话询问他们是否愿意参加这项试验。在安排试验时，让参加第一轮会话的配对评定人，在同一实验的以后几轮会话试验中始终保持不变。然后给评定人一封正式信件，确认每次试验约定的时间和地点，并就实验中对评定人的要求作适当详尽的解释。该信件的副本如附件 B 所示。

实验人应按照实验设计来制订计划，明确对每一对评定人，安排怎样的试验条件顺序、用哪一套图片、每一次试验由哪一方拨号呼叫，以及其它一些必要的细节等。还要留有填写其它信息的空白，以便在实验进行时，随时填写连续会话序号、会话时间、记录磁带盘的识别号、对失误或反常现象的评论等。对每一次会话还要准备好一张意见评分表格（附件 A）。然而为了避免登记表重复或改动太多，有些项目在没有确定之前可先不要填写，例如评定人的实际姓名，在他们到达现场参加第一轮试验之前还有可能变动。

在给评定人的信件中或与评定人的交谈中，都需特别注意，不要告诉评定人任何有关电路条件特性的情况。甚至在意见评分表上，也不要写上表示电路条件的编号或符号，但这些情况可从实验计划表上查到。表格从评定人手里收回以后，再补填到表格中去就行了。

3.4.1.8 步骤

当评定人来到现场进行第一次试验前，要询问他们是否看懂了通知书。对任何疑问都要解释清楚，并给评定人提问的机会。对隔声室以及室内设施也要一一交待清楚。要让评定人知道在这一轮试验中，他们要进行几次会话，并将意见评分表交给他们，然后将他们留在隔声室里作初次会话的准备工作。但在进行以后几轮试验时，只要告诉评定人试验步骤没有变动就行了，但也可能会话次数有些不同。

在每次会话的开头，评定人要从桌上的盒子里取出规定的一组图片，按各自的喜爱排列其顺序，并填到意见表的相应部分中去。评定双方完成该项工作以后，实验人给其中一方发一个信号，让他拨号。然后评定双方可以自由自在地进行会话，但不得讨论他们对电话连接的评论意见。等到评定双方都写下他们协商一致的图片喜爱顺序、结束双方的会话、评定了分数（优、良、中、差、劣），并对“困难”的征询作出了回答（“有”或“没有”）后，实验人就可以开始轮流询问评定人对“困难”征询的回答是什么，如果回答是“有”，实验人就可以要求评定人简单地（用他自己的语言）解释困难的所在，并把回答内容记录下来。但是无论是评定人还是实验人，都不要寄希望于他们去把“困难”查清楚。不要对评定人提示，这一点在试验中显得很重要，我们发现，在任何情况下，对困难的鉴别分类远不如不分类的“困难”百分比本身那么有用。

接着，请评定人把填好的表格放在一个准备好的信封里，然后开始整理下一组图片。或看情况，也许等着离开隔声室。

评定双方的会话和实验人与评定人之间的对话都用磁带录音，以备将来检查。

3.4.1.9 结果的处理

每次会话得到的结果，有两个按优－良－中－差－劣（对应的评分分别为 4，3，2，1，0）尺度的意见评分；两个按“困难”尺度的评定（“有”对应于 1，“无”对应于 0）；两个讲话声级（由磁带录音测得）和一个会话的时间。在一些特定情况，也可能收集到有关其它变量的信息，例如为了观察评定人怎样握持手柄，也许可以用磁带录象来获得有关信息。

为了测定电路条件特性和其它影响的显著性，以及计算平均值的置信区间，对每个变量（意见评分、讲话声级等）应分别进行方差分析。对于象“困难”这样的二值变量，处理时应考虑有所保留。因为它不如收听试验的结果那样容易进行曲线拟合，道理很简单，这是由于可以用来确定坐标的数据对太少的缘故。

3.5 分级响应可察性试验

对声音（例如回声）的一些模拟特性的可察性随某些客观量（例如收听声级）变化的研究表明，采用分级响应法是获取相关资料的最好方法。分级响应法的基本原理与上面§3.1提到的响度平衡法相似。其主要区别在于评定人的反应，而不在于确定“参考”或“被测”之中哪一个响。分级响应试验采用如下所示的尺度进行评定：

6A 意见评分尺度

A 令人讨厌

B 可觉察出来

C 不可觉察

上面的B应理解为“可觉察，但不讨厌”。

这类通常为三级的评分尺度可以用于各类分级响应试验，例如研究由回声、混响、侧音、话音开关切音以及单频干扰所引起的后果。然而对于串话，或许有时还有回声，可以用可懂－可觉察－不可觉察这样的尺度来评定。

有时候可允许把这些评定分别用数字2、1、0来表示，也可以用处理收听试验或会话试验意见评分相同的方法来处理。但这样做往往不能得出满意的分析结果，这是由于按6A尺度的评分并非真正与连续尺度（象4A尺度的评分，可认为属于这一类）的反应完全等效。实际上包含两个不同的对立意见（例如可觉察/不可觉察和令人烦恼/不令人烦恼），虽然这两种意见相互有联系，然而可能引起不同的心理反应）从而影响评定意见。换句话说，可烦恼性或可懂性与可觉察性之间，不但有程度上的差别，还有性质上的差别。为此，一种更有益的分析方法是，把被测人的回答作为某个客观变量的函数，分别用拟合概率单位或逻辑方程，把它分为两种对立意见的概率来表示。然后把这些分位点或其它参数作为对比各种电路条件的基础。其方法与清晰度评分所用的分析方法类似。

该类试验的实际进行方法与收听效果试验（见上面的§3.3.1）所述相同，但也存在一些不同之处。建议实验人要特别注意，对每一轮试验的第一组试验语句都用高收听声级，以便使收听人了解对信号的性质应如何评定。如果涉及回声或侧音的影响，就要求评定人不仅要收听，还要讲话才行。

对参加这类试验的评定人，通常要按建议P.78所要求的那样，进行简单的听力测试，以便能得出有关他们闻阈的结论。

应用这种技术的例子见参考资料［4］和［5］

对噪声和其它干扰，有时采用更多意见等级的评定方法，例如5号意见评分尺度，其范围从“听不见”到“不可忍受”有七个评定等级。这些多等级尺度更接近分级连续型，它与4A意见评分尺度相象，因此可以用类似的方法对结果进行处理。

4 与前面§2所列方法a）到d）有关的参考建议和其它CCITT出版物

a） 许多建议包括对响度当量的要求。最初用参考当量，后来用修正参考当量，最新的用响度评定值。例如建议P.12（桔皮书）、G.101［6］、G.103［7］、G.111［8］、G.120［9］和G.121［10］。

b） 建议P.12过去要求满意的清晰度数值，但该方法现在主要用于诊断目的。见建议P.45（红皮书）。

c） 各课题，例如课题4/XII［11］，课题14/XII［12］和本卷未的增补3号。

d） 各课题，例如课题9/XII［13］和参考资料［14］、［15］和［16］。

5 对实验室主观评定方法的初步评论

建议P.74（红皮书）和参考［2］提供了有关主观试验和结果处理的更详细资料。有关各种方法之间关系的更深入的探索，见参考资料［17］。

如果使用主观试验方法所提供的资料，那是为了帮助进行电话传输规划，在进行试验时应注意以下几点：

a) 对将要应用这些试验结果的电话连接类型，应有清楚的描述。即要确定恰当的假设参考连接（HRC）（见建议 G.103 [7]）。

b) HRC 的电平传输损耗、发送和接收参考当量等参数应作为实验室模拟连接的建立和进行试验的依据。语声的频谱和电平，应按 HRC 各点上的对应数值确切地选定。

c) 评定人应从合适的对象中挑选。例如，即使获得参加会话试验的评定人的听力图，也不能用它去决定评定人的取舍。否则，由于抽样评定人产生的综合偏差，将会使试验结论仅适用于听力灵敏度达到某一范围的用户。由于这个原因，在评定人完成主要试验任务以后，再搜集这些辅助资料供分析是最保险的办法。

d) 在试验进行中，对评定人应妥善处理，以使试验结果能有效地用于预定的目的。因此，对前面§3.3.1 所述的注意事项应该加以考虑，以确保评定人的判断不会因所选择条件和电平范围，或试验顺序的不当而失实。会话试验步骤要安排得既自然又规范化（见§3.4.1.5 到§3.4.1.7）。

e) 试验设计应合理，以便能妥善分析试验结果和估计置信区间。

f) 由于传输通道的某些特性，有时候不可避免地存在一些无法控制的变量：举例来说，有可能要求在有衰落的无线电链路上做收听试验；也可能要求在话音插空（TASI）链路上进行会话试验，在这种 TASI 链路中语言的冻结失真是由实际的传输过程决定的。碰到这些情况，建议实验不仅仅要收集评定人的意见，还要收集有关这些波动量的全面资料。第一种情况，要收集信号场强的资料；第二种情况，要收集有关冻结失真率或占用通道数的资料。人们熟知的协方差分析法[18]，是处理伴随变量有关资料的合适方法。顾名思义，伴随变量是与响应（主变量）一起存在的。

g) 即使对 c)、d)、e)、f）所述的注意事项都已妥善考虑，除非实验中设计有“控制”条件（例如一组参考条件），否则绝对评分也是不那么可信赖的。然而，在同一试验中，不同电路条件下所得评分的相对关系却要可靠得多。

h) 如果有一组参考条件，就有可能用某些参考设备的等效读数，作为评定值来表示试验结果。这些参考设备有衰减器、噪声源、调制噪声参考单元（见建议 P.81）等。这样一来，与其它来源的信息进行比较，就会可靠得多。

i) 主观试验结果在被应用之前，应该反复检查，看看内部有无矛盾，并与预期结果（由以前的试验或理论模型推得）进行比较。

6 客观方法

显而易见，客观方法的最终目的是获得用被测电话连接的客观特性来评定电话传输性能的能力。用过去实验室的结果和其它试验的结果为基础的列表资料，可以部分地满足这一目的需要。应用这些表格的例子可见参考文献 [19]。目前，用本卷末的增补 3 号和参考文献 [20] 所述的主观评定模型，对主观评分和讲话声级等资料，进行预测的研究已经取得了显著进展。英国电信公司目前正在利用这种方法把列表资料更现代化。

如果利用模型化技术，就有可能将许多其它的重要特性，例如衰减/频率失真和侧音，用更通用的方法进行处理。比如说，通过在被测试的一方加高侧音声级 — 在传输性能较差的连接上、强侧音是引起性能严重下降的因素 — 就可以很清楚地看到：为什么不考虑侧音抑制，全程损耗和噪声的合理极限就无法确定。

附 件 A

（附于增补 2 号）

意见评分表 12A

试验代号_____

姓名_____ 试验房间_____ 编号_____

1 在呼叫开始之前，请您取出第_____套图片，并按照您喜爱的顺序，把图片背面的标识号填入下表

您的喜爱顺序是	第 一	第 二	第 三	第 四	第 五	第 六

2 如果您收到绿色的“先行（GO AHEAD）”信号，请拨电话号码_____，呼叫您的对方。否则，请您等待对方呼叫。

3 如您认为记下对方的图片预排顺序将有助于进一步讨论，可以把它记录在下表中。

对方的喜爱顺序是	第 一	第 二	第 三	第 四	第 五	第 六

4 如果你们已经协商出一致的喜爱顺序，请将它填入下表。

协商一致的喜爱顺序是	第 一	第 二	第 三	第 四	第 五	第 六

接着请您将手柄放回原处。

5 请把您对刚刚使用的电话连接的意见评分，用符号“×”标明在下表中。

注意 — 请勿与对方讨论你们的意见评分。

优	良	中	差	劣

6 您或您的对方，是否感到在该连接电路上讲话或收听有任何困难？

有	
无	

如果回答是“有”，当操作员再询问您时，请简单解释一下困难之所在。

以下供 R13.4（组织实验部门的编号）使用。

附 件 B

（附于增补 2 号）

（发给评定人的标准信件）

姓名_____

组 _____

R13.4 的主观试验的编号_____

谢谢您同意参加这项试验。

根据事先与您电话联系所作的安排，我们请您在下列时间到实验主楼、三层，第____号房间来参加试验。

时间　　星期　　日期

您来时，请记住上面的主观试验编号，与_____联系。在每轮试验进行之前，您将会及时接到电话通知。您也可以对项目_____预约时间。若不能如期参加，或需要进一步的信息，请用电话Ipswich64_____与_____联系。

您已被邀请参加的试验是一系列试验的组成部分，其目的在于研究电话连接的传输性能。我们请您与另一位志愿人在特定的电话连接上进行会话。并希望我们为你们准备的会话任务，将会促使你们之间生动的交谈，专心致志地进行讨论和商量。

在试验间，我们将向您提供一组图片（六张），要求您想象您和您的试验伙伴已经受到委托，要你们负责从这些图片中选出一些来，如果需要的话，就放大，并准备在公共场所，例如职工餐厅，进行展出（可当成一般有趣的物品展出或简单地当成装饰品）。在每次呼叫开始之前，请按您的喜爱程度，把六张图片排好先后顺序，并按顺序将六个标识号码填入给您准备好的表格中。您的通话对象在另一个试验间，他也有六张与您相同的图片，但他排的喜爱顺序可能与您的不一样。然后请你们中的一人给对方拨电话。你们通话的目的是与对方协商，达成一个双方都能满意的折中顺序。会话结束后，请您将手柄放回原处，并按最终达成的一致顺序，将六个图片编号填入表中。同时您还应在相应的栏目内标出您对连接的意见评分。然后，操作员将会与您联系，并告知您下一步该做什么。接下去要进行的会话试验与第一次差不多，但要换一套图片。

您将要参加的全部试验总共有_____次通话，按上述安排时间分_____轮进行。当您光临时将会看

到完整的试验指南，请将该信随身带来，如果您平常戴眼镜的话，也别忘了带来。

对您的合作再次表示感谢。

_____

_____（日期）

参 考 文 献

[1] CCITT – Question 15/XII, Contribution COM XII-No. 1, Study Period 1981-1984, Geneva, 1981.

[2] RICHARDS (D. L.): Telecommunication by speech, *Butterworths*, London, 1973.

[3] SULLIVAN (J. L.): Is transmission satisfactory? Telephone customers help us decide, *Bell Labs Record*, pp. 90-98, March 1974.

[4] RICHARDS (D. L.): Telecommunications by speech, § 3.5.3. *Butterworths*, London, 1973.

[5] *Ibid.*, § 4.5.1.

[6] CCITT Recommendation *The transmission plan*, Vol. III, Rec. G.101.

[7] CCITT Recommendation *Hypothetical reference connections*, Vol. III, Rec. G.103.

[8] CCITT Recommendation *Loudness ratings (LRs) in an international connection*, Vol. III, Rec. G.111.

[9] CCITT Recommendation *Transmission characteristics of national networks*, Vol. III, Rec. G.120.

[10] CCITT Recommendation *Loudness ratings (LRs) of national systems*, Vol. III, Rec. G.121.

[11] CCITT – Question 4/XII, Contribution COM XII-No. 1, Study Period 1985-1988, Geneva, 1985.

[12] CCITT – Question 14/XII, Contribution COM XII-No. 1, Study Period 1985-1988, Geneva, 1985.

[13] CCITT – Question 9/XII, Contribution COM XII-No. 1, Study Period 1981-1984, Geneva, 1981.

[14] RICHARDS (D. L.) and BUCK (G. A.): Telephone echo tests, *P.I.E.E.*, 107B, pp. 553-556, 1960.

[15] CCITT – Contribution COM XII-No. 171, Study Period 1977-1980, Geneva, 1979.

[16] CCITT – Contribution COM XII-No. 132, Study Period 1977-1980, Geneva, 1979.

[17] CCITT – Question 7/XII, Annex 1, Contribution COM XII-No. 1, Study Period 1981-1984, Geneva, 1981.

[18] SNEDECOR (G. W.) and COCHRAN (W. G.): Statistical methods, Chapter 14, 6th edition, *Iowa State University Press*, 1967.

[19] CCITT – Contribution COM XII-No. 173, Study Period 1977-1980, Geneva, 1979.

[20] RICHARDS (D. L.): Calculation of opinion scores for telephone connections, *Proc. IEE*, 121, pp. 313-323, 1974.

文 献 目 录

BRAUN (K.): Die Bezugsdämpfung und ihre Berechnung aus der Restdämpfungskurve (Frequenzkurve) eines Übertragungssystems; *T.F.T.*, Vol. 28, pp. 311-318, August 1939.

BRAUN (K.): Theoretische und experimentelle Untersuchung der Bezugsdämpfung und der Lautstärke; *T.F.T.*, Vol. 29, pp. 31-37, No. 2, 1940.

BLYE (P. W.), COOLIDGE (O. H.) and HUNTLEY (H. R.): A revised telephone transmission rating plan; *B.S.T.J.*, Vol. 34, pp. 453-472, May 1955 (reproduced in the *Red Book*, Vol. I, pp. 636-651, ITU, Geneva, 1957, and Vol. V, pp. 607-624, ITU, Geneva, 1962).

BRAUN (K.): Image attenuations of microphone and receiver insets; *N.T.Z.*, No. 8, pp. 365-370, 1960 (translated in the *Red Book*, Vol. V *bis*, pp. 255-265, ITU, Geneva, 1965).

FRENCH (N. R.) and STEINBERG (J. C.): Factors governing the intelligibility of speech sounds; *J.A.S.A.*, Vol. 19, p. 89, Jan. 1947.

RICHARDS (D. L.) and ARCHBOLD (R. B.): A development of the Collard principle of articulation calculation; *P.I.E.E.*, Vol. 103, Part B, Sept. 1956 (*Red Book*, Vol. I, Question 7 of Study Group 12, Annex 4, ITU, Geneva, 1956).

Contribution by the Italian Administration to the study of objective methods for measuring reference equivalent and articulation reference equivalent, *Red Book*, Vol. I, Question 7 of Study Group 12, Annex 3, ITU, Geneva, 1956.

FLETCHER (H.) and GALT (R. H.): The perception of speech and its relation to telephony; *J.A.S.A.*, Vol. 22, p. 89, March 1950 (reproduced in the following work, Chapters 15-17).

FLETCHER (H.): Speech and hearing in communication, *D. Van Nostrand*, New York, 1953.

Tonality method studied by the U.S.S.R. Administration to determine articulation; *Red Book*, Vol. V, Part II, Annex 31, ITU, Geneva, 1962.

Method used by the Swiss Telephone Administration for the determination of transmission quality based on objective measurements; *Red Book*, Vol. V, Part II, Annex 30, ITU, Geneva, 1962.

LALOU (J.): Calculation of telephone transmission performance by information theory, *Red Book*, Vol. V *bis*, Question 7/XII, Annex 2, ITU, Geneva, 1965.

SIVIAN (L. J.): Speech power and its measurement, *B.S.T.J.*, 8, pp. 646-661, 1929.

LOYE (D. P.) and MORGAN (K. F.): Sound picture recording and reproducing characteristics, *J. Soc. Motion Picture Engineers*, 32, pp. 631-647, 1939.

RICHARDS (D. L.): Some aspects of the behaviour of telephone users as affected by the physical properties of the circuit. Communication Theory, *Butterworths Scientific Publications*, pp. 442-449, 1953.

ZAITSEV (T. E.): Correlation method for determining the fidelity and intelligibility of speech transmitted over telecommunication channels, *Elektrosvyaz*, 10, pp. 38-46, 1958.

LICKLIDER (J. C. R.), BISBERG (A.) and SCHWARZLANDER (H.): An electronic device to measure the intelligibility of speech, *Proc. Nat. Electronics Conf.*, 15, pp. 329-334, 1959.

RICHARDS (D. L.) and SWAFFIELD (J.): Assessment of speech communication links, *P.I.E.E.*, 106B, pp. 77-89, 1959.

RICHARDS (D. L.): Conversation performance of speech links subject to long propagation times, International Conference on Satellite Communication, *Inst. Elec. Engrs.*, pp. 247-251, London, 1962.

RICHARDS (D. L.): Transmission performance of telephone connections having long propagation times, *Het PTT-Bedrijf*, 15, pp. 12-24, 1967.

BOERYD, (A.): Subscriber reaction due to unbalanced transmission levels, *ibid*, pp. 39-43.

RICHARDS, (D. L.): Distortion of speech by quantizing, *Electronics Letters*, 3, pp. 230-231, 1967.

GOLDMAN-EISLER (F.): Sequential temporal patterns and cognitive processes in speech, *Language and Speech*, 10, pp. 122-132, 1967.

增　补 3 号

利用客观测量结果预测传输质量的模型

课题7/XII目前正在研究用客观测量结果来预测电话连接主观意见的模型。虽然到目前为止我们还不能建议一种可用于各种传输损伤范围的模型，但一些主管部门已经提议用下面§1，§2，§3和§4所介绍的方法。

1　传输评定值模型（1980年于日内瓦制订；1984年于马拉加－托雷英里诺斯修订）（建议 P. 14的§3引用）（贝尔电信研究所供稿①）

1.1　引言

该增补介绍的传输评定模型，可以用来估计电话用户对电路噪声、全程响度评定值（OLR）、讲话人回声、收话人回声、衰减失真（包括带宽）、量化失真、室内噪声和侧音等传输损伤因素的主观反应。

用于电路噪声、全程响度评定值（OLR）和发话人回声的模型是以贝尔实验室1965年到1972年期间进行的几个会话试验结果为基础而建立起来的。当时进行这些试验的目的是为了评价电路噪声、响度评定值、发话人回声通道损耗和发话人回声通道时延等损伤因素与传输质量主观评定意见的关系[1]。这些试验涉及几百个评定人，进行了数千次通话试验。有些试验是在通常的公务电话上进行的，其它试验都在实验室完成。全部试验都采用了5级评定尺度：即优、良、中、差、劣。

模型的主要特性的推导，原先使用以 dB 表示的全程响度损耗（用电声评定系统 EARS 测得）和参考接收系统（电声效率由 EARS 测得），其输入端有以 dBmp 表示的电路噪声 [2]。后来把发话人回声的影响也加了进去，而采用回声通道响度损耗 dB（用 EARS 测得）和回声通道的环路时延 ms 来表示。最近使用通过实验确定的修正因子，已按建议 P. 79的响度评定值对原模型进行了转换 [3]。

原先用于收听人回声的模型，是以贝尔实验室1977－1978年期间进行的一组四个收听主观试验的结果为基础推导出来的 [4]。进一步的试验结果又导致该模型的进一步改进 [5]、[6]。在主观试验包括的各种条件中，收听回声通道损耗的频率特性分为平直特性和选用滤波器加权形两种。对回声损耗加权的规定是要提供一种需要的频率加权试验条件，以便各种主观等效试验条件有相同的传输率。

用于量化失真的模型是以评定各种数字编解码公式性能的一组五个主观试验的结果为基础而建立起来的 [7] [8] [9]。

用于带宽和衰减失真的模型以1978年的几个试验为根据 [10]。

用于室内噪声的模型以1976年进行的未发表的试验为基础。对传输质量的意见评定采用了五级评定尺度，有40人参加评定，试验条件为156个，其中包括各种室内噪声、讲话声级、电路噪声和侧音通路损耗的组合条件。室内噪声是用录音机放出来的，磁带噪声源是从民航售票处录取的。由试验结果导出模型，它用给定室内噪声产生相同质量评分的等效电路噪声表示。

用于侧音的模型以1980年进行的试验为基础 [11]。

所有试验都是采用西电500型或其等效电话机进行的。主观试验结果的分析程序和传输评定值刻度的推导，在参考资料 [1] 中扼要介绍。虽然该程序用手算起来显得有些复杂，但如果用计算机来处理就显得很

① 本书（原红皮书的增补3号）内容也包括 AT&T 贝尔实验室1984年元月一日以前进行的部分工作。

容易。事实表明，这种处理程序对各式各样的大量试验数据有典型的意义。

这些模型都采用了传输评定值刻度的概念。引入这种刻度的主要理由是：承认主观试验结果会受各种因素的影响，例如不同的评定小组、试验类型和试验包括的条件范围等影响。业已发现这些因素对给定条件下的平均意见得分和标准偏差均能产生影响。因此，在给定传输条件与用平均意见得分或“良＋优”得分百分比表示的主观意见之间，试图建立单一的关系是困难的。引入传输评定值刻度以后，把传输特性与意见评定结果之间的关系分成两部分，以便减少这种困难。第一部分是传输评定值与传输特性之间的关系，用两点定标，意在尽量减少与单个试验的依赖关系；第二部分是传输评定值与主观意见评分的关系，可以按各单个试验来表示。

推导用于全程响度评定值和电路噪声的传输评定值刻度时，用两点定标，如表1-1所示。

表　1-1

全程响度评定值（dB）	电路噪声（dBmp）[a]	传输率
16	−61	80
31	-76	40

a)　电路噪声值以接收响度评定值（RLR）为0dB的接收系统为参考。

两个定标点选择了两个合适的分开试验条件，但又同时处于试验可能包括的条件范围内。这样计算出的传输评定值，可保证大多数连接的传输评定值是正常的，其范围在40到100之间。对响度评定值和电路噪声为其它数值的电路条件，其传输评定值以这两个定标点的传输评定值为参考来确定。

本节介绍的传输评定值模型是以全程连接的响度评定值（dB）折算到接收RLR为0dB的接收系统输入端的电路噪声（dBmp）、讲话人回声通道的响度评定值（dB）和讲话人回声通道的环路时延（ms）来表示的。其典型的意见评分结果由附件A说明。

1.2　传输评定值模型

1.2.1　全程响度评定值和电路噪声

用于全程响度评定值和电路噪声的传输评定值模型为：

$$R_{LN}=-26.76-2.257\sqrt{(L_e'-8.2)^2+1}-2.0294N_F'+1.751L_e'+0.02037L_e'N_F' \qquad (1\text{-}1)$$

L_e'　是全程电话连接的OLR（dB）

L_F'　是以接收RLR为0dB的接收系统为参考的总有效噪声（dBmp）。总的有效噪声是以下三项噪声的功率迭加；即电路噪声N_c'、室内噪声的等效电路噪声N_{Re}'和量化噪声的等效电路噪声N_{Qe}'。

N'_C　是以接收RLR为0dB的接收系统为参考的电路噪声（dBmp）。

N'_{Re}　是室内噪声的等效电路噪声，并以接收RLR为0dB的接收系统为参考（见§1.2.2）。

N'_{Qe}　是量化噪声的等效电路噪声，并以接收RLR为0dB的接收系统为参考（见§1.2.3）。

传输评定值与OLR和电路噪声的关系如图1-1所示。该图使用的$N'_{Re}=-58.63$dBmp，带宽因子K_{Bw}（由§1.2.4定义）取1。

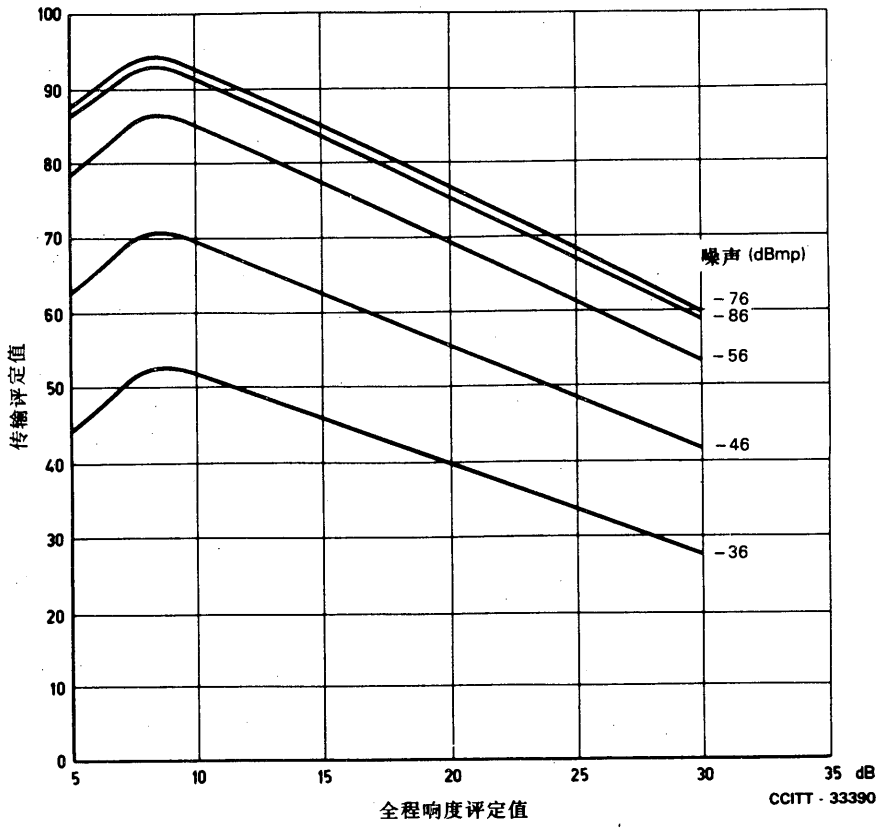


图1-1

用于 OLR 和电路噪声的传输评定值

1.2.2 室内噪声的等效电路噪声

用于表示室内噪声的等效电路噪声 N'_{Re}（dBmp）的传输评定值模型是

$$N_{Re}' = N_R - 121 + 0.0078\ (N_R - 35)^2 + 10\log_{10}\left[1 + 10^{\frac{6-L_s'}{10}}\right] \tag{1-2}$$

式中

N_R 收听端的室内噪声，dB（A）。

L'_s 收端电话机侧音通道的侧音掩蔽评定值，dB。

图1-2的曲线表示了等效电路噪声 N'_{Re}与室内噪声的函数关系。

注 — 对用于响度评定值和电路噪声的传输率模型，通常取

$$N'_{Re} = -58.63\text{dBmp} \tag{1-3}$$

该数值是由对会话试验的结果分析得出的。用于全程响度评定值和电路噪声的传输率模型，最初就是以这些试验结果为基础建立起来的。

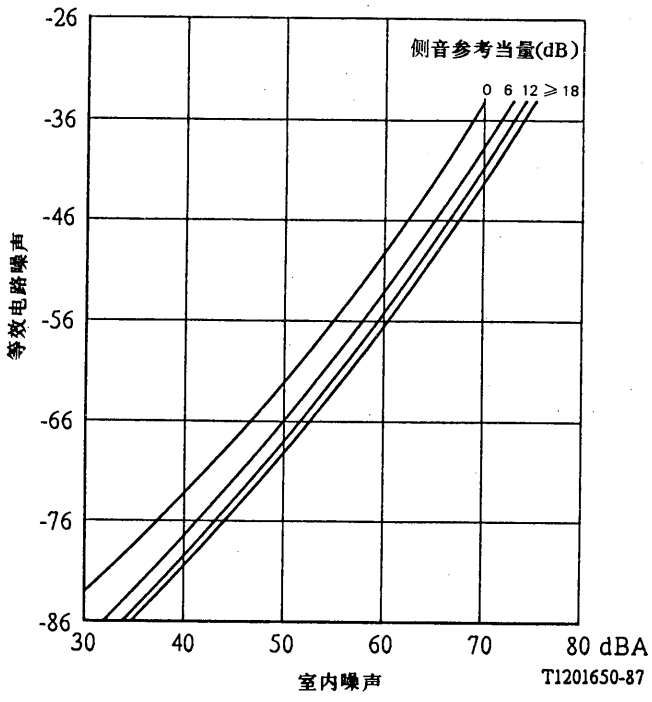


图1-2

室内噪声的等效电路噪声

1.2.3 量化噪声的等效电路噪声

用于表示量化噪声的等效电路噪声的传输率模型是

$$N'_{Qe}=V-2-SNR \tag{1-4}$$

式中

V　　是有效话音电平（dBm）以接收 RLR 为0dB 的接收系统为参考，

SNR　　是信号与电路噪声比（dB），在进行话音质量主观评定时，它与调制噪声参考单元（见建议 P. 81）确定的语声与语声相关噪声比，Q（dB），产生等效的评定意见。

SNR 可以近似地表示为

$$SNR=2.36Q-8 \tag{1-5}$$

由此可得

$$N'_{Qe}=V-2.36Q+6 \tag{1-6}$$

ARCHIVES U.I.T. GENÈVE

根据1975－1976期间，对讲话声级的调查［12］，北美国内连接的讲话声级可以近似地表示为

$$V=-9-L'_e$$

由此可得出

$$N'_{Qe}=-3-L'_e-2.36Q \tag{1-7}$$

下面列出脉冲编码调制（PCM）、近瞬时压扩调制（NIC）、自适应差分脉冲编码调制（ADPCM）和自适应△调制（ADM）等几种调制方式的单个编解码器对的 Q 估计值。这些数值适用于参考文献［7］和［9］中介绍的特定公式。

PCM：　$Q=0.78L-12.9$　(1-8)

NIC：　$Q=0.74L-2.8$　(1-9)

ADM：　$Q=0.42L+8.6$　(1-10)

ADPCM：　$Q=0.98L-5.3$　(1-11)

ADPCM-V：　$Q=1.04L-4.6$　(1-12)

式中

L 是线路的传输速率，以 kbit/s 表示。

注 — 带固定预选器的 ADPCM 公式在参考资料［13］中叙述。带有自适应预选器的 ADPCM－V 公式在参考文献［9］中介绍。

对于含有多对编解码器串接的连接通路，其 Q 数值可用下式估计：

$$Q=-15\log_{10}\left[\sum_{i=1}^{n}10^{-\frac{Q_i}{15}}\right] \tag{1-13}$$

1.2.4 带宽和衰减失真

对用于响度评定值和电路噪声的传输率模型作适当修改，就可以把带宽（和衰减失真）的影响也包括进去。用响度评定值、电路噪声和带宽表示的传输率 R_{LNBW}是

$$R_{LNBW}=(R_{LN}-22.8)K_{BW}+22.8 \tag{1-14}$$

式中

$$K_{BW}=k_1k_2k_3k_4 \tag{1-15}$$

而

$$k_1=1-0.00148(F_l-310) \tag{1-16}$$

$$k_2=1+0.000429(F_u-3200) \tag{1-17}$$

$$k_3=1+0.0372(S_l-2)+0.00215(S_l-2)^2 \tag{1-18}$$

$$k_4=1+0.0119(S_u-3)-0.000532(S_u-3)^2-0.00336(S_u-3)(S_l-2) \tag{1-19}$$

F_l、F_u 是带宽的上限值和下限值（Hz），在这两个频率点上，声-声响应较1000Hz 处低10dB（当 $F_u>$

3200Hz 时，取 F_u=3200Hz）。

S_l、S_u 是以1000Hz 频率点为界的低端和高端带内响应的斜率（dB/倍频程）。它们分别与实际响应形状有相同的响度损耗。

图1-3和图1-4说明带宽的上下限（F_l和 F_u）和带内斜率（S_l和 S_u）对带宽因子 K_{BW}的影响。

注 — 当 F_l=310Hz，F_u=3200Hz，S_l=2dB/倍频程和 S_u=3dB/倍频程时，由带宽因子 K_{BW}的计算公式得 K_{BW}=1。在表示响度评定值和电路噪声的传输率模型的试验中，这种响应特性是有代表性的。

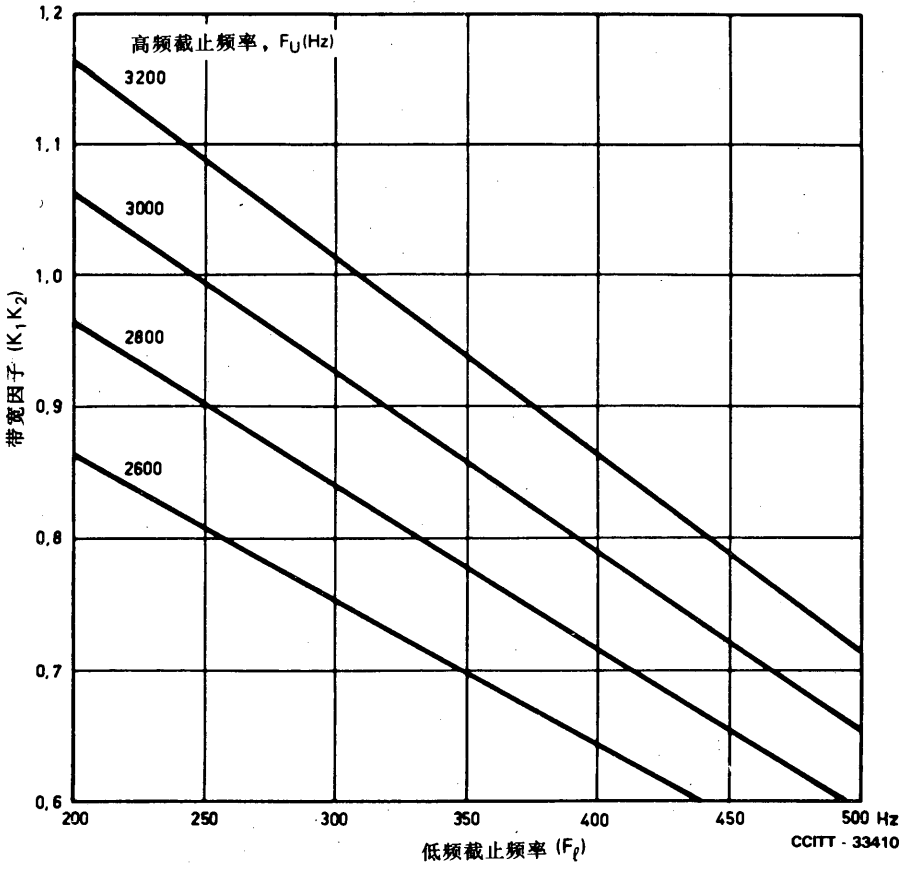


图1-3

带宽模型因子

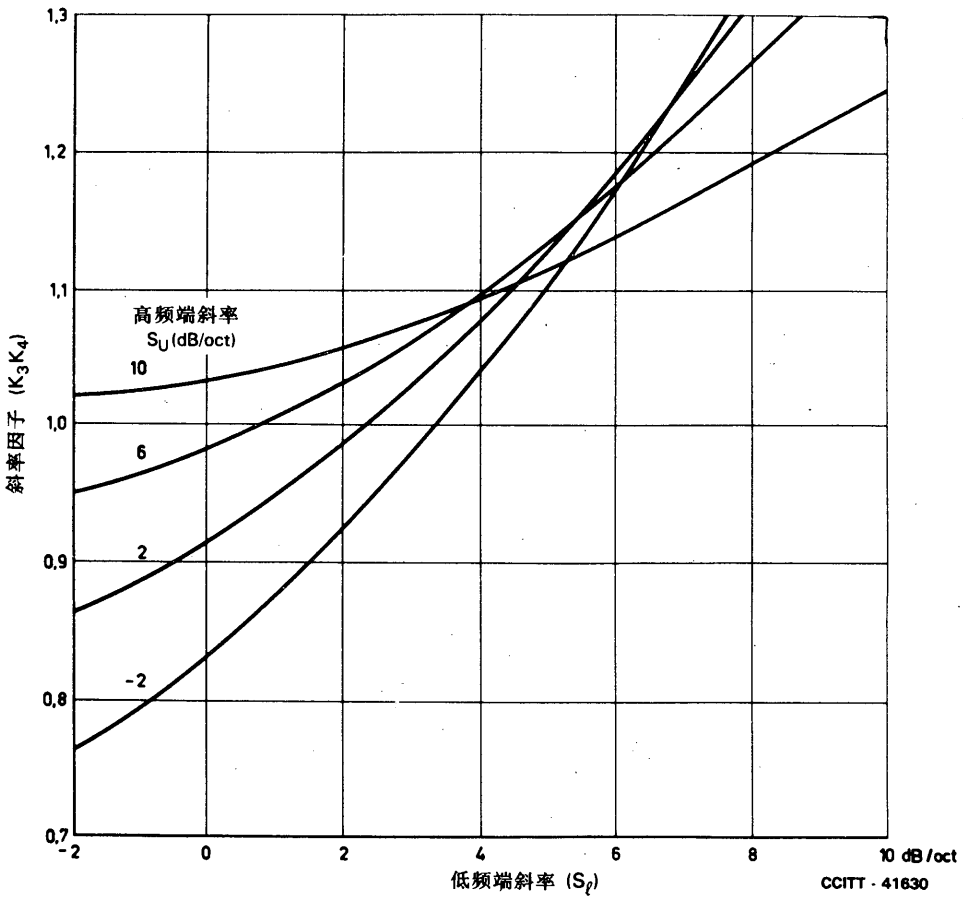


图1-4

衰减失真模型斜率因子

1.2.5 收听人回声

用于收话人回声的传输评定值是

$$R_{LE}=9.3\ (WEPL+7)\ (D_L-0.4)^{-0.229} \tag{1-20}$$

式中

WEPL 是加权的收话人回声通道损耗（dB），可表示为

$$WEPL=-20\log_{10}\frac{1}{3200}\int_{200}^{3400}10^{-\frac{EPL(f)}{20}}df \tag{1-21}$$

EPL（f）是回声通道损耗（dB），它是频率（Hz）的函数。

D_L 是收话人回声通道时延（ms）

图1-5表示传输评定值 R_{LE} 与加权收话人回声通道损耗和收话人回声通道时延的函数关系。

把用于收话人回声的传输评定值 R_{LE} 与用于响度评定值和电路噪声的传输评定值 R_{LN} 结合起来，就可推导出如下所示的总传输评定值公式：

$$R_{LNLE}=\frac{R_{LN}+R_{LE}}{2}-\sqrt{\left[\frac{R_{LN}-R_{LE}}{2}\right]^2+13^2} \tag{1-22}$$

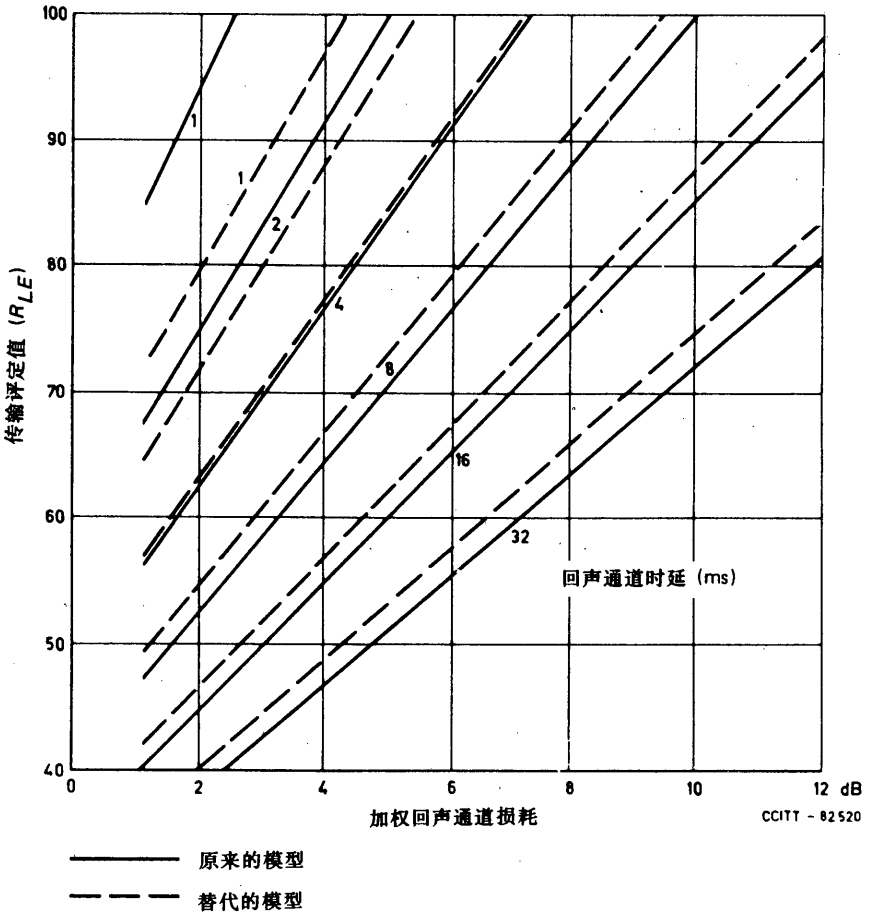


图1-5

用于收听人回声的传输评定值

图1-6所示曲线就是用上面的公式求得的。它表示传输评定值与加权收话人回声通路损耗和收话人回声通道时延的关系，全程响度评定值为16dB，参考接收 RLR 为0dB 的电路噪声为－56dBmp。

注 — 前面的资料是以使用特定一组试验结果和参考文献［4］所述收话人回声模型为基础而得到的。不久以后又在参考文献［5］和［6］中发表了新的试验结果，同时还讨论了对两组试验结果的分析材料，以便弄清是不是可以提出一个单一的模型。总的看来，两组试验结果的符合性是好的，但发现新试验结果在时延小于约3ms 时，其意见评分较低。谨慎的办法是对原模型进行修改，使它在时延小时给出的评分低一些；而在时延大时，维持更准确的预测。下式（1－20a）可以令人满意地代替式（1-20），从而达到上述目的。

$$R_{LE}=10.5\ (WEPL+7)\ (D_L+1)^{-0.25} \qquad (1\text{-}20a)$$

在参考文献［6］中还提议用刻度化加权回声通道损耗（SWEPL），代替原先模型中的加权回声通道损耗（WEPL）。提议中规定：

$$WEPL=SM+SF$$

式中：

SM 是振鸣边际；

SF 是形状因子。

接着可以规定

$$SWEPL=SM+SF\frac{SM}{1+SM}$$

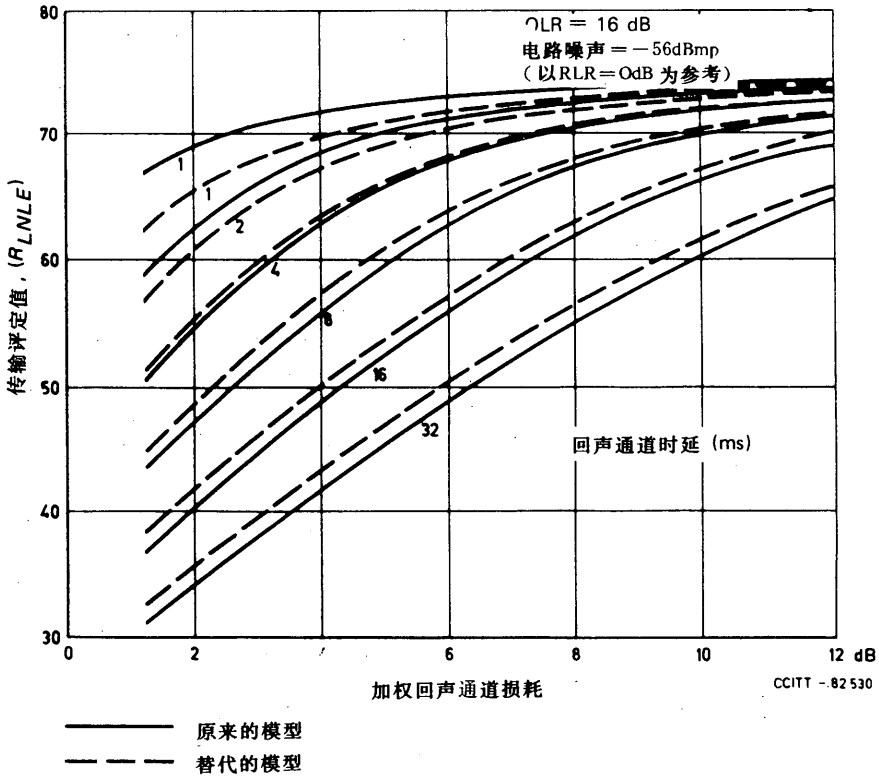


图1-6

用于 OLR 电路噪声和收话人回声的传输评定值

因此，与 WEPL 一样，

如果 SF＝0，SWEPL＝SM，

当 SM≫1时，SWEPL≈WEPL。

当 SM 接近0时，形状因子的影响减少。当 SM 等于1时，形状的影响减半；当 SM 趋于0时，形状的影响亦趋于消失。这样当振鸣边际变为负值时，就避免了 SWEPL 为正的可能性。虽然使用 SWEPL 代替 WEPL 对大多数 SM 为典型值的实际情况几乎不会产生什么变化，但是这个概念对于促成特别考虑振鸣边际的影响是有吸引力的。实现的方法很容易，只要把方程（1-20a）中的 WEPL 用 SWEPL 代替就可以了。

1.2.6 发话人回声

用于发话人回声的传输评定值模型是

$$R_E=92.73-53.45\log_{10}\left[\frac{1+D}{\sqrt{1+\left(\frac{D}{480}\right)^2}}\right]+2.277E \qquad (1\text{-}23)$$

式中：

E 是发话人回声通道的 OLR（dB）；

D 是发话人回声通道的环路时延（ms）。

图1-7表示传输评定值与发话人回声通道损耗和时延的函数关系。该关系在推导时没有考虑电路噪声和 OLR 的影响。若把选定 OLR 和电路噪声的影响包括进去，可以用 R_{LN}模型，把发话人回声的试验结果转换到传输率刻度上。

用于评定 OLR、电路噪声、回声通道损耗和时延的综合影响的传输评定值模型是

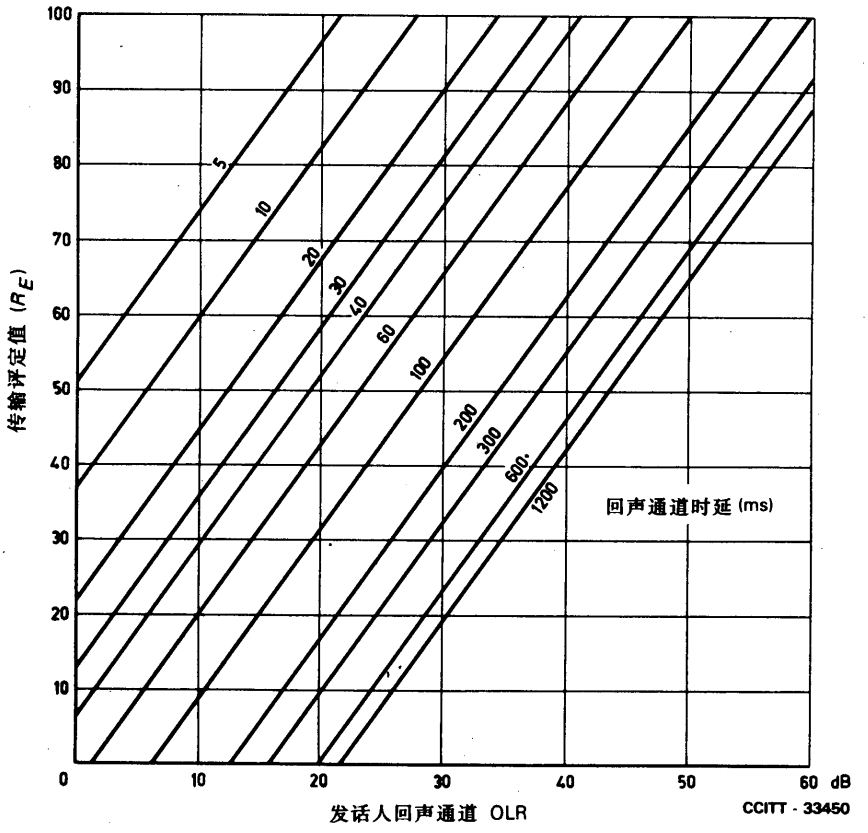


图1-7

用于讲话人回声的传输评定值

$$R_{LNE}=\frac{R_{LN}+R_E}{2}-\sqrt{(\frac{R_{LN}-R_E}{2})^2+100} \tag{1-24}$$

图1-8的曲线是按上式得出的，它表示传输评定值与发话人回声通道损耗和时延的函数关系，连接的OLR 为16dB，电路噪声为－56dBmp。

1.2.7 侧音

可以用 OLR、总有效噪声和发话人回声表示的传输评定值模型进行适当修改，以包括侧音的影响。用于表示 OLR、总有效噪声和侧音影响的传输评定值是

$$R_{LN-ST}=K_{ST}R_{LN} \tag{1-25}$$

而用于表示发话人回声和侧音影响的传输评定值是

$$R_{E-ST}=R_E+2.6\ (12\text{-}SL)\ -1.5\ (4.5-SR)^2+3.38 \tag{1-26}$$

K_{ST}为侧音因子，可由下式计算

$$K_{ST}=1.021-0.002\ (SL-15)^2+0.001\ (SR-2)^2\ (SL-15) \tag{1-27}$$

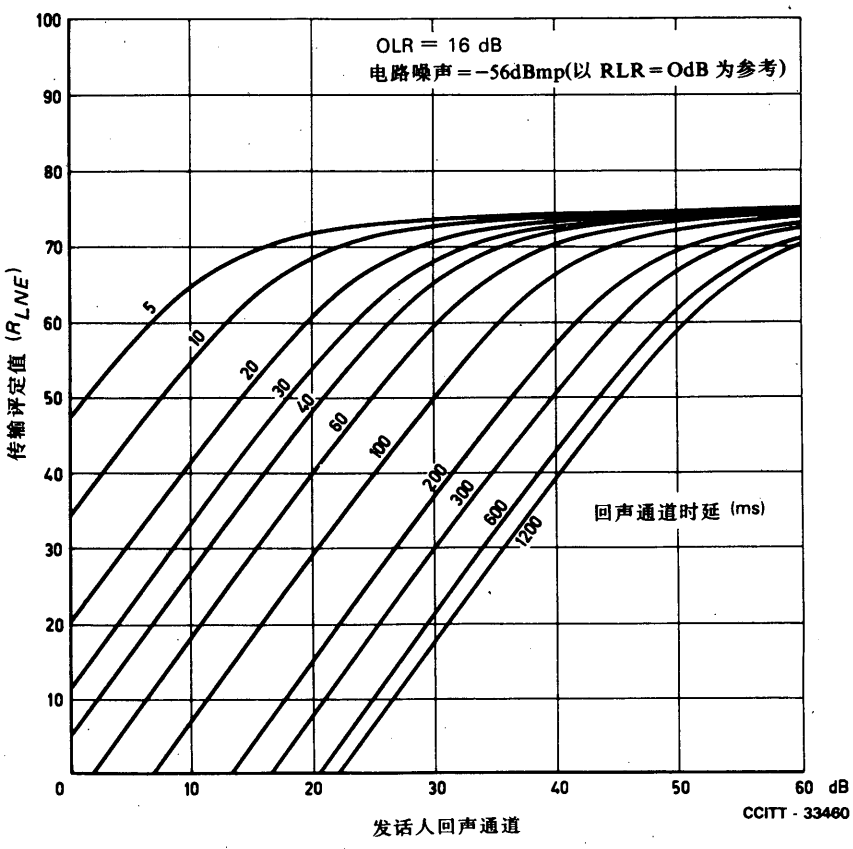


图1-8

用于 OLR、电路噪声和讲话人回声的传输评定值

SL 是侧音掩蔽评定值（dB），SR 是低于1kHz 的侧音响应，以 dB/倍频程表示。（1kHz 以上的侧音响应是它的1.5倍。②）

图1-9的曲线是先求得 $R_{LN\text{-}ST}$和 $R_{E\text{-}ST}$，然后再用它们分别代替式（1-24）中的 R_{LN}和 R_E 而推导出来的。

1.3 主观意见模型

对传输评定值相同的电路条件，用五级尺度（E、G、F、P、U）的每一级评分的百分比所表示的主观意见并不一定相同。已经发现它与许多因素有关，例如评定小组的不同，试验包括的条件范围不一样，试验进行年月的变迁，实验室环境下的会话试验与常规电话通话试验有区别等原因都会对评分产生影响。评价良＋优（G＋E）或差＋劣（P＋U）的比例可以用下列公式来计算：

$$G+E=\frac{1}{\sqrt{2\pi}}\int_{-\infty}^{A} e^{-\frac{t^2}{2}}dt \tag{1-28}$$

$$P+U=\frac{1}{\sqrt{2\pi}}\int_{B}^{-\infty} e^{-\frac{t^2}{2}}dt \tag{1-29}$$

---

② 侧音响应

低于1kHz	高于1kHz
0	0
+3.0	+4.5
+6.0	+9.0

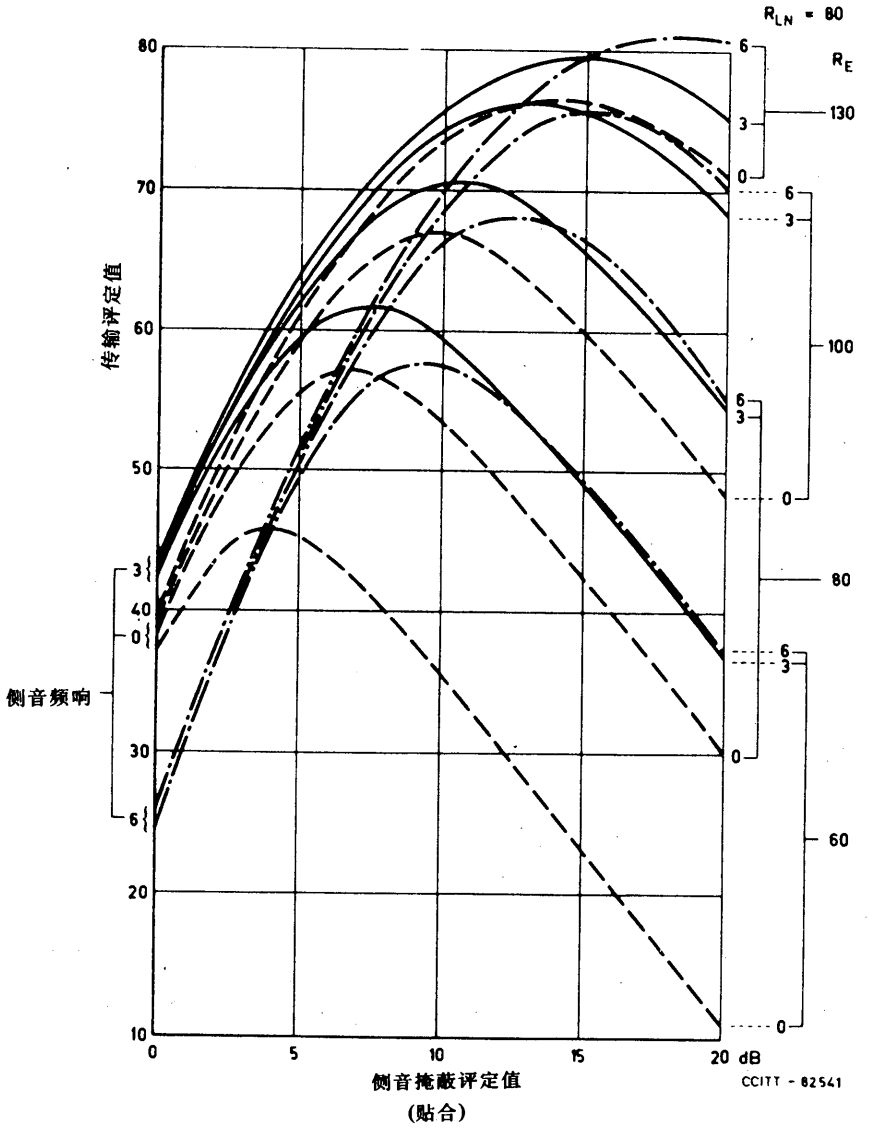


图1-9

用于 LOR、电路噪声、讲话人回声和侧音的传输评定值

对应于主要感兴趣的数据库，式中 A 和 B 如下所示。

对于下列每一种数据库，其主观评定意见与传输评定值的关系可用图1-10表示。

数据库③	A	B
1965年在 MurrayHill 进行的 SIBYL 试验	(R-64.07) /17.57	(R-51.87) /17.57
CCITT 会话试验	(R-62) /15	(R-43) /15
长途征询试验	(R-51.5) /15.71	(R-40.98) /15.71

③ 三个数据库反映出传输评定值刻度与不同试验意见评分的关系有差异，现将这些试验说明如下：
1965在 MurrayHill 进行的 SIBYL 试验——对实际内部公务电话的评分。
CCITT 会话试验——1972—1976研究期，向 CCITT 报告的实验室会话试验的意见评分综合模型（见 [3]）。
长途征询试验——在长途连接上呼叫结束后，马上向北美电话用户征询所获得的意见评分。

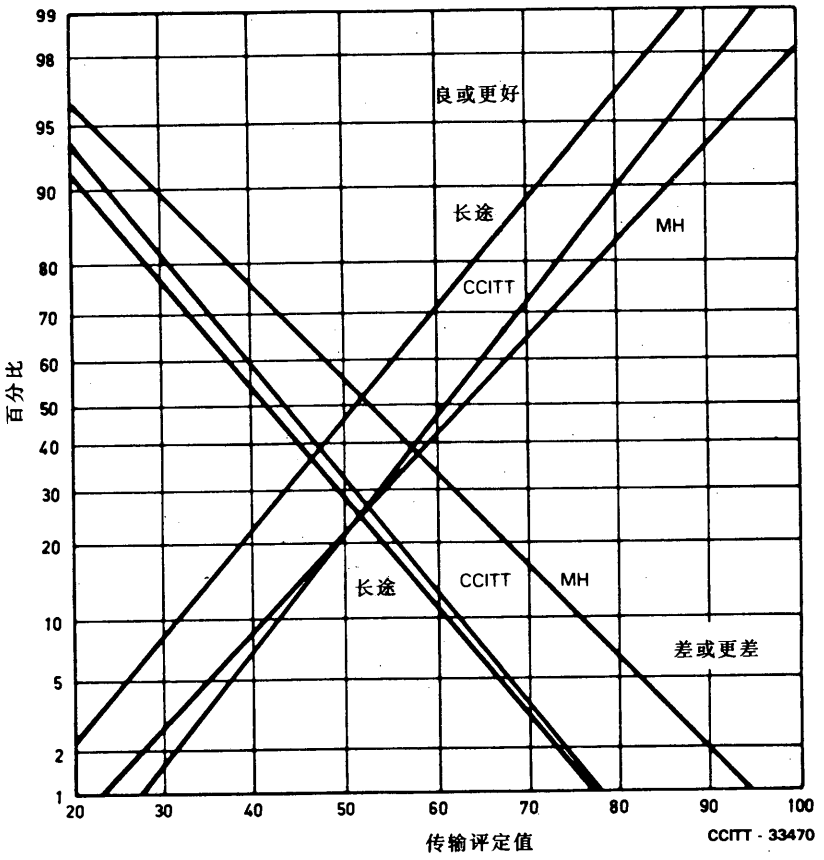


图1-10

意见评分与传输率关系的比较

2 利用客观测量结果预测传输质量（1980年于日内瓦制订；1984年于马拉加-托雷莫里诺斯修订）（建议 P.11引 用）（英国电信公司供稿）④

摘要

英国电信公司充分利用理论模型来预测电话连接的传输性能。这里我们扼要地介绍这种模型的结构和计算机程序 CATNAP。CATNAP 包括一个供常规使用的简化模型，还可以按照实际使用的方法来定义电话连接。

2.1 模型的分类

课题7/XII [14] 已经确认两种用于预测完整电话连接的会话性能的“模型”。第一种模型在第1节作了介绍，它产生于对基本试验结果的纯经验分析，由这种分析可以得出一组图表曲线或相对简单的经验公式，用它们来表示传输性能与某些客观变量的函数关系。在这一类模型中，主要集中于找出输入（客观变量）与输出（主观性能）之间的关系，而采用的函数公式本身并无含义。为了便于使用，通常要设法把模型设计得简单些，但这样一来又会牺牲模型的通用性。这种模型，对不同损伤之间的交互作用影响往往总是无能为力的，而且极难处理得当。另外，对这种纯经验模型，每遇到一种新损伤因素的引入，一般都要进行一次彻底的修改。例如：假设对于某一特定的带宽条件，意见评分与损耗和噪声的函数关系已经建立了起来，现在要把带宽改动一下，变成另一个常数，就不能对模型的输出作定量的修正来解决，而需要重新确定一个函数关系才行。简而言之，期望用这种纯经验模型摆脱其本身的局限性，而成功地去预测传输性能是不切合实际的。

④ 原为红皮书增补4号

第二种模型（在参考文献［15］中介绍）的建立就是为了克服上面经验模型的缺点。其做法是使模型的评定过程，反映出输入特性（连接的特性、声学环境、评定人的收听和讲话特性，以及语言系统的特性等）到输出结果（评定人的满意度或性能估计）的因果关系。这种模型虽然内部比较复杂，初始建立的工作量很大，但一旦模型建立起来以后，就可以进一步扩展，使用起来也更方便可靠。当然，随着更可靠数据的获得，模型的参数可能要修改数值，这种修改当然是完全必要的，但如果模型的结构设计得当的话，则很少需要作大的变动。作为研究工具，这种模型还具有假设试验条件的功能，比起哪些虽然有用但却很死板的一堆公式来说，其作用要大很多。作为规划或应用工具，模型本身可以很容易地编成计算机程序，而那些很容易收集到的数据（如损耗和用户线长度），则可以作为输入参数来提供。

2.2 模型和程序：SUBMOD、CATPASS 和 CATNAP

这里介绍的是模型的更基本形式。目的在于从已有的客观测量资料，来预测响度评定值、收听效果评分、会话意见评分和话音电平。它是用一个名叫 SUBMOD (SUBJECT MODEL 的记忆符）的程序来实现的。该程序的设计具有改变模型参数的功能，以便改善理论和观察结果的一致性，该模型的早期版本在参考文献［16］中介绍。

该模型研究到目前的水平，可以较满意地评定电路损耗、衰减频率失真、电路噪声、量化噪声、室内噪声和侧音通道的主观影响。这些损伤因素可以任意结合，数值可以在与实际相当的较宽范围内变化。模型还能对其它一些现象的影响作出近似估计，但目前尚未包括进去。至于对音控开关效应或声编码和其它一些降低信息率的复杂方案的特性，该模型到目前为止尚无任何尝试。请与7/XII［14］列出的一组因素进行对照。

程序 CATPASS［16］— 计算机辅助电话性能评定（COMPUTER-AIDED TEIEPHONY PERFORMANCE ASSESSMENT）的记忆符一包括用简化固定参数实现的同样模型，还可以对通用设备（例如电话机、电缆、馈电桥、中继线和滤波器）组成的完整连接，计算灵敏度/频率特性。CATPASS 与参考文献［17］和［18］介绍的模型类似，但程序的编排不一样。它仅能用于对称的电话连接，即传输特性、室内噪声、侧音和其它相应特性，对会话双方都是一样的那些连接。现在 CATPASS 已经被称为 CATNAP（计算机辅助电话网络评定程序）的新程序所取代。CATNAP 包括一个固定参数模型的扩展形式，可以用于不对称的连接，也具有对几种连接进行性能统计的功能，见参考文献［19］。

2.3 表示的情况

让我们用 A 和 B 表示在连接上用手柄电话机进行会话的两个“平均”参加人，电话机所在的室内噪声恒定，且不存在异常的混响。所谓“平均”的意思，就是假定会话双方的收听和讲话特性，以及使用电话的习惯等都具有代表性。因此，用增补2号所述会话试验得出的平均会话意见得分（Yc）和困难率（%D），可以衡量他们对电信链路的满意度。Yc 的数值是0到4之间的任意值，评分尺度是：4＝优，3＝良，2＝中，1＝差和0＝劣。而困难率当然在0（对应最好的连接）和100%（对应最坏的连接）之间的任意值。

对一个给定的连接，最感兴趣的量值是会话双方的 Yc、%D 和话音电平。然而在模型运行的中间过程中，也会产生一些有用的其它附加参量，例如各个通道的响度评定值（按建议 P. 79计算）和平均收听效果评分 Y_{LE}。后者是用增补2号简述的收听意见试验得到的结果。在这类收听试验中，把一组组试验语句，以标准输入电平通过被测连接电路传输到接收端。在几个不同的收听声级上，收听人按照“听懂语句的内容所需付出努力的程度”对这些试验语句进行评定，评定的尺度如下：

A　可以完全放松，无需任何努力；

B　需要留心听，但无需明显努力；

C　需要中等努力程度；

D　需要付出很大努力；

E　无论怎样努力都听不懂意思。

以上各档评定尺度的对应评分是 A＝4、B＝3、C＝2、C＝1和 E＝0。对应每一个电路条件和特定的收听

声级，将所有收听人的评分求平均值，就叫做收听效果得分 Y_{LE}。

有关会话试验和收听试验的更详细资料可查阅参考文献［22］和增补2号。

2.4 模型的概貌

该模型需要以下输入数据：

1） 每条传输通道（从发话人的嘴，经过连接到收话人的耳朵）和侧音通道（从发话人的嘴，到他自己的耳朵）的全程灵敏度/频率特性。该特性可以用 P.64所介绍的方法测量，也可以用参考文献［17］所介绍的方法来计算。

2） 每位收听人的耳朵入口处的噪声频谱和声级。噪声有来自电路的噪声、直接到达耳朵的室内噪声和经侧音通道到达耳朵的室内噪声三部分组成。如果没有专门的测量数据，可采用标准噪声频谱和声级。例如，室内噪声可以用 Hoth 频谱，声级取50dBA；电路噪声可用有限带宽的频谱，取特定的杂音计加权电平。

3） 平均语声频谱和平均闻阈。与参考文献［23］的例子中所给出的相同。

由上面的这些输入数据，就可以把响度评定值计算出来。对确定的讲话声级，也可以将每个评定人的 Y_{LE}和 Y_c 初始数据估算出来。接着，可以进一步利用 Y_c 与每一端的讲话声级之间的关系，对这两个数值本身进行修正，最终就可以估算出在实际会话的讲话声级条件下，连接电路可能达到的性能。

2.5 响度和响度评定值的计算

在该模型中，把每个发话人的讲话声级，一开始都先设定为标准声级。然后计算达到每个收听人耳朵的话音和噪声最终形成的频谱和声级。收听响度可按它与信号声级、噪声声级和闻阈之间的函数关系来计算，积分的频率范围从179到4472Hz（14个频带，中心频率最低为200Hz、最高为4000Hz）。侧音信号的响度计算方法也基本相同，但考虑到话音（通过空气通道和骨导通道）自然到达耳朵，会产生附加的掩蔽效应，在计算时要把相应的容差考虑进去。接着，将收听响度与经过 IRS（中间参考系统）传送后的语声响度进行比较，就可以估算出连接电路各部分的响度评定值：每一端的 SLR、RLR 和 STMR，以及每个方向的 OLR。

参考文献［24］对计算方法进行了论述，这里就不再详细介绍。模型的响度计算部分，就其本身来说是很重要的（例如研究课题19/XII［25］），但与模型的其它部分并非不可分开。这个程序不但可以输出按建议 P.79计算的响度评定值，也可以按照以前的方法［26］计算出一组响度当量，供进一步计算时使用。

2.6 收听效果得分的计算

模型的这一部分是为了重现收听意见试验可能产生的试验结果。

已经发现，用大家熟知的计算响度和清晰度的类似过程，也能实现对 Y_{LE}的估算。首先可按下面的方法计算出一个中间参数——收听意见指数（LOI），而在频率范围内的每一个基本带宽，都按乘积 $B'_f \cdot P(Z_f)$，对 LOI 起一定的作用。这里的 B'_f 称为频率加权因子，它表示基本带宽对于“轻松理解”的相对重要性；P 是对应于感觉级 Z（前面的响度计算中已求得）的增长函数。频率加权的实际数值与响度和清晰度计算时略有不同。在清晰度计算时，增长函数限制在0与1之间，但我们这里使用的公式是：

$$P(Z) = 10^{\frac{Z+3.8}{10}} \qquad \text{当 } Z < -11 \text{时}$$

$$P(Z) = 1 - 10^{\frac{-0.3(Z+14)}{10}} \qquad \text{当 } Z \text{ 为其它值时}$$

LOI 正比于$\int B'_f \cdot P(Z_f)\,df$，但在实际计算中，常用若干频带（一般为14个）的和来代替上面的积分。在每个频带内，可以把 Z_f 和 B'_f 看成常数。跟响度计算时一样，实际使用的计算公式是：

$$LOI = AD \sum_i B'_i P\ (Z_i)$$

式中

B'_i 是第 i 个频带的频率加权（用图2-1表示），

Z_i 是第 i 个频带的平均 Z，

P 是相应的增长函数（用图2-2说明）。

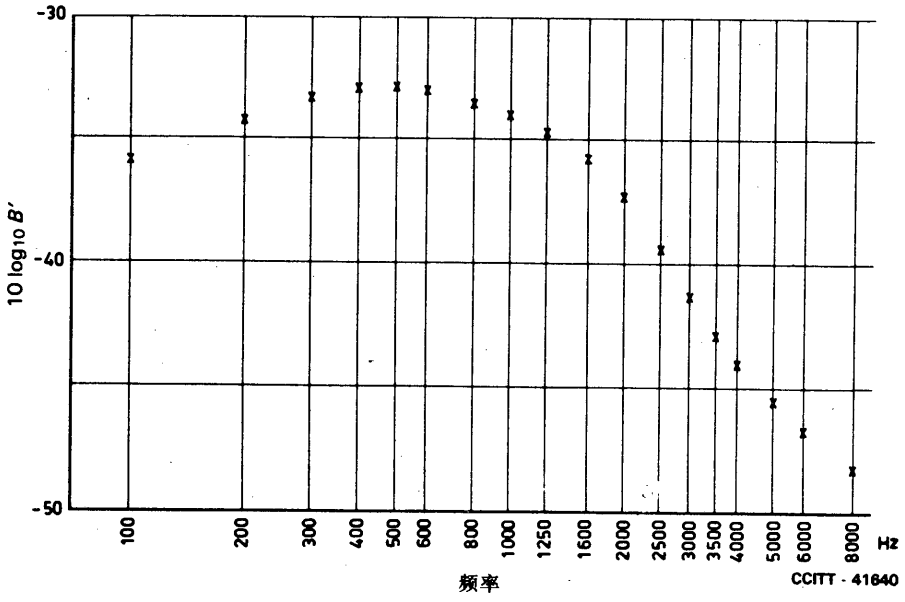


图2-1

对收听意见指数的频率加权因子 B′

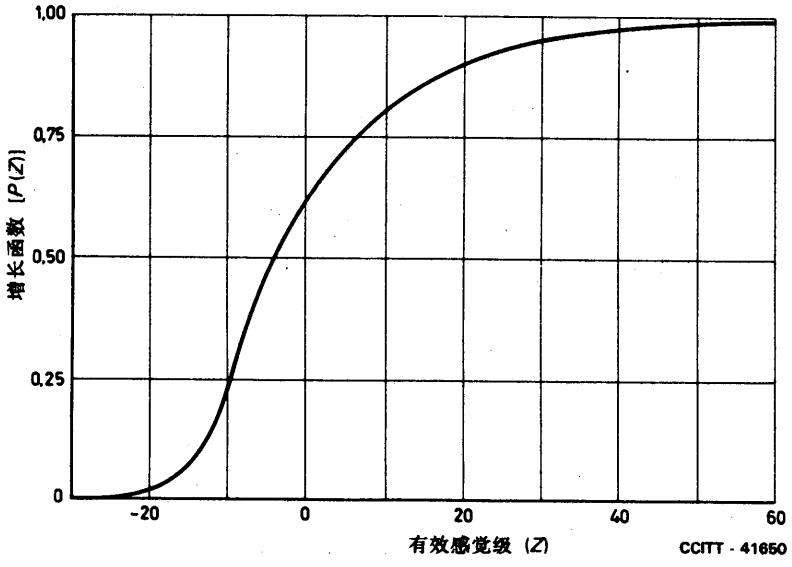


图2-2

增长函数 P（Z）

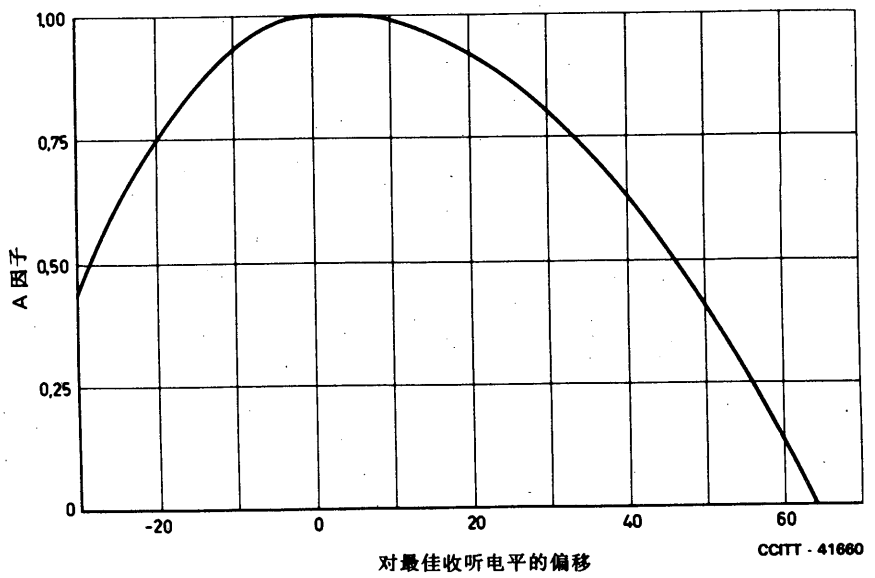


图2-3

收听声级对收听意见指数的影响

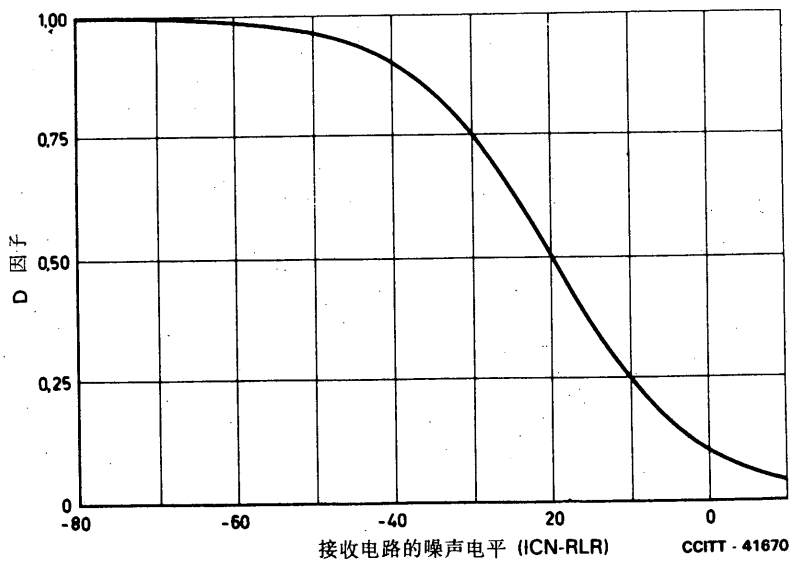


图2-4

接收噪声声级对收听意见指数的影响

A 是取决于收听声级的倍乘系数。在最佳收听声级附近的很小范围，该系数为1，但超出这个范围即迅速下降。

D 是取决于收听噪声声级的倍乘系数。当噪声从可忽略的声级变到很高声级时，该系数从1慢慢地变为0（见图2-4）。

由此可见，只有宽带、无噪声、无失真和收听声级为最佳的语声，其 LOI 才有可能达到最大值1。

另外，Y_{LE}与收听意见指数的关系，还与收听评定人近期的经历、已经习惯的传输水平有关。我们发现所进行试验的最好电路条件，或实际通话中常常遇到的最好连接的质量水平，对评定人的判断标准影响最大。举例来说，如果某试验的最好电路条件差不多可以得4分；但在同样的试验中加进一个近乎理想的条件，原电路条件的评分也许会降到3分；对同样的试验，如果用与英国电信系统常见的最好连接相当的水平，作为最好的电路条件，则原来那个电路条件的评分可能接近3.5分。因此，为了考虑这种影响，可以引入一个新的参数 LOI_{LIM}。通常将被评定的连接电路，以英国电信网的现有水平为参考标准，一般 $LOI_{LIM}=0.885$。Y_{LE}与 LOI 和 LOI_{LIM}的关系为

$$\ln\left(\frac{Y_{LE}}{4-Y_{LE}}\right)=1.465\left[\ln\left(\frac{LOI}{LOI_{LIM}-LOI}\right)-0.75\right]$$

如图2-5所示。至此，我们可以看到：对于每个评定人，Y_{LE}可以用它与收听声级的函数关系来估算。特别是对方以参考文献［27］中定义的参考讲话声级（RVL）发话时，对每个评定人产生的收听声级，是计算中最典型的应用数据。

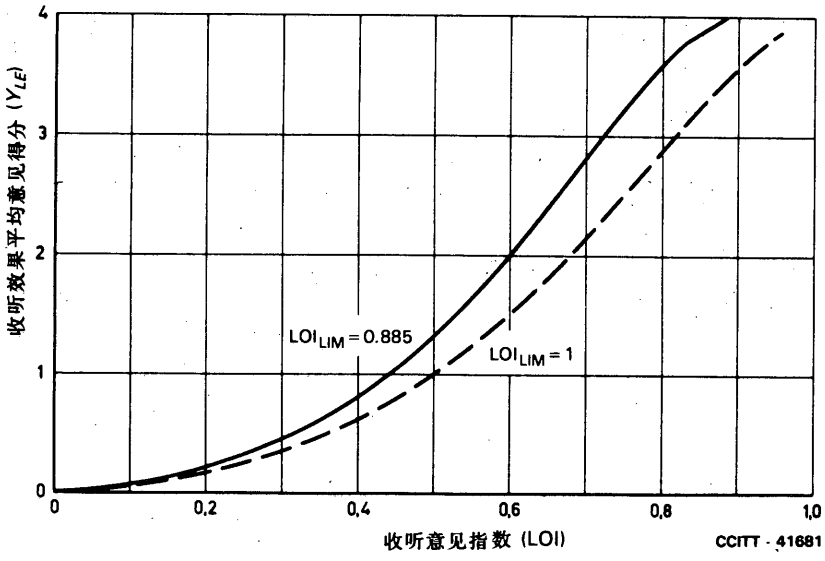


图2-5

收听意见得分与收听意见指数的关系

2.7 会话意见得分的计算

为了把适当收听声级的 Y_{LE}，转换为对应的会话意见得分（Y_c），还必须考虑平均讲话声级相对于 RVL 的偏移。

当输入（在嘴参考点）声级为 PVL 时，将发送输出端的话音电平（电信号）用符号 V_L 来表示，单位为 dBV。而在会话时，同一点上往往会产生不同的话音电平（V_c）。显然，如果来话的声音很轻或质量很差，评定人就趋于提高讲话声级；反之，若来话的声音很响，评定人就会降低讲话声级。换句话说，A 端的 V_c 决定于 A 端的 Y_{LE}，而 A 端的 Y_{LE}又取决于 B 端的 V_c，B 端的 V_c 又取决于 B 端的 Y_{LE}，而 B 端的 Y_{LE}又取决于 A

端的 V_c。因此说，这里存在一种循环依赖关系或反馈效应。

当 STMR<13dB 时，侧音通道将给模型增加复杂性（除前面介绍过的，它会把环境噪声引入接收通道中去以外）。如果保持其它条件不变，当 STMR<13dB 时，每降低3dBSTMR，每个发话人的讲话声级就要降低约1dB。毫无疑问，由于反馈效应的作用，要对两端的意见和讲话声级作进一步修正。

除此以外，过高的侧音声级，本身就让人听起来不舒服。如果由于其它原因，连接的质量本来就很差，则这个问题就更加突出了。

我们发现可以用下列方程，较合理地表示上述反馈效应的复杂依赖关系。

Y'_c 是一个下面将要解释的中间参量。

$$\ln\left(\frac{Y'_C}{4-Y'_C}\right) = 0.7\left[\ln\left(\frac{Y_{LE}}{4-Y_{LE}}\right) + 0.5 - \frac{K(13-\mathrm{STMR})}{20}\left(\frac{4-Y_{LE}}{Y_{LE}}\right)^2\right] \tag{2-1}$$

$$V_C - V_L = 4.0 - 2.1\,Y'_C - 0.3\,K\,(13-\mathrm{STMR}) \tag{2-2}$$

$$\ln\left(\frac{Y_C}{4-Y_C}\right) = 0.8451\,\ln\left(\frac{Y'_C}{4-Y'_C}\right) - 0.2727 \tag{2-3}$$

式中

当 STMR<13时，K=1。

否则，　　K=0。

用 A 端已经求得的 Y_{LE}（适用于 B 端在 $V_c=V_L$ 的条件）代入方程（2-1），可以得到 Y'_c 的第一次逼近值。接着由（2-2）式，可以得到 A 端的第一次 V_c 逼近值。用这个话音电平，重复进行前面的计算，就可以求得 B 端的一个新 Y_{LE}，从而得到 B 端的 Y'_c 和 V_c 的逼近值。这个过程反复循环，直至 Y'_c 值收敛到某一个恒量，此时，方程（2-1）和（2-2）就可以同时得到满足。

图2-6的曲线表示了 Y_{LE}和 Y'_c 的相互关系。图中，STMR 可以取两个不同的数值，而 V_c 则为合适的电平。然后可以用图2-7所表明的转换公式（2-3），把中间得分 Y'_c 转换为估计的会话意见得分 Y_c。Y_c 与 Y_{LE}的关系可以用图2-8的曲线表示出来。

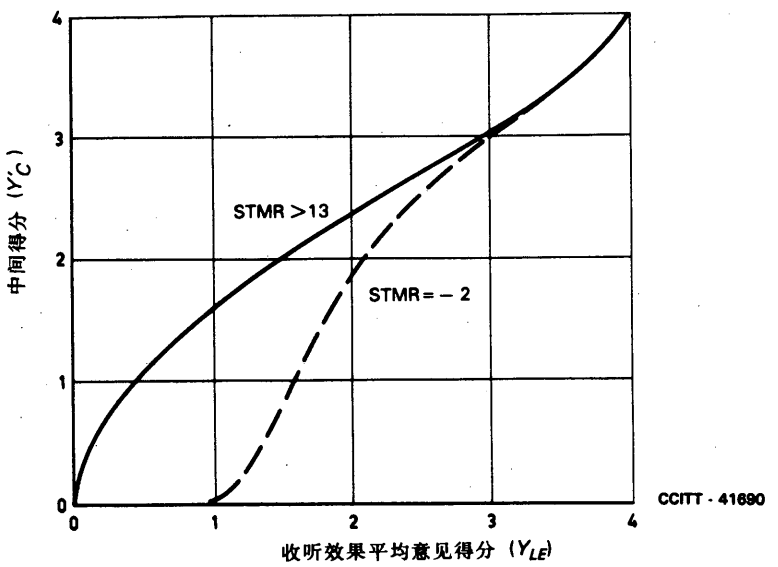


图2-6

中间得分与收听意见得分的关系

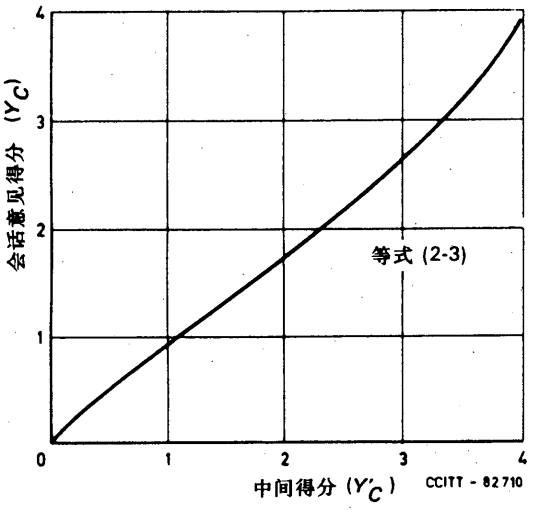


图2-7
会话意见得分与中间得分的关系

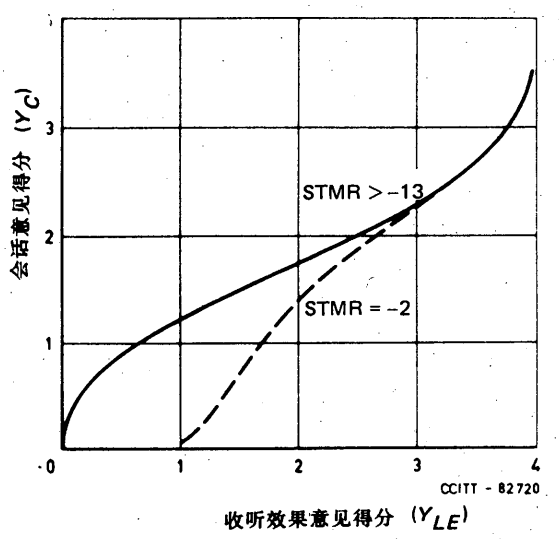


图2-8
会话意见得分与收听意见得分的关系

2.8 其它主观性能测定的估算

评分尺度的各种分档 — 例如评分大于2（即评分为“优”或“良”）的比例 — 与对“困难”问题（增补2号）回答为“有”的百分比之间的关系，目前已有研究结果。

例如，困难率的百分比可以用下面的方程来表示：

$$\ln\left(\frac{D}{1-D}\right)=2.3\ln\left(\frac{Y_c}{4-Y_c}\right)$$

式中

$D\times100=\%D$

然而，这种相互关系的适用范围仅限于某些损伤的影响，目前还正在进一步研究之中。

2.9 计算结果与试验结果的符合性

就对称连接而言，如果不考虑过高的侧音声级和过高的室内噪声声级，该模型可以较合理地预测英国进行的实验室会话试验结果。但近期进行的绝大多数实验室会话试验的结果，表明了一种讲话声级的下降，从而评分意见较过去略有下降的趋向。然而，不同电路条件之间的相互关系受此影响却不大。虽然到目前为止还没有完全确认这一点，但可以相信，对于其它选择评定人的群体 — 特别是习惯于英国电信系统的普通电话用户，试验结果也会较好地保持这样的相对关系。当然，如若使用其它评定人的群体或使用不同的试验程序，就有可能产生不同的绝对值。

对于非对称电话连接，目前可引用的试验数据相对来说要少得多。但从已有的证据可以看出，模型对这类连接的预测结果，两端相差较大，特别是 V_c 的差异很大，而 Y_c 的差别则略小些。我们建议在模型中引入一个反馈特性，来减少两端的 V_c 差值，但一定要慎重对待，不要因此使 Y_c 的区别缩小得太过份。附件 B 中的 HRC4举出了一个用 CATNAP 程序计算一组非对称损耗连接的例子：请把例中的预测结果与那一节引用的参考文献［30］作比较。

由 CATNAP 和 CATNAP83估计的 Y_c 和 V_c 已与英国1976年以来的一些会话试验结果进行了比较。具符

合程度摘录在表2-1表中。

表 2-1

测量值（o）和两种模型估计值（p）的比较

程序	连接类型	会话数目	偏差 (O − P)			
			平均		有效值	
			V_C	Y_C	V_C	Y_C
CATNAP	对称	680	−0.8	−0.29	4.1	0.41
CATNAP	对称和非对称	883	−1.0	−0.22	3.8	0.38
CATNAP83	对称	680	−0.2	−0.02	4.0	0.26
CATNAP83	对称和非对称	883	−0.4	+0.14	3.8	0.44

由表可见，计算对称连接时的 Y_c 改善，是以包括非对称连接时略稍微增大 Y_c 的有效值偏移为代价的。因此要对非对称连接的性能作正确估计，对模型要作进一步改进，但在目前阶段，主要考虑对称连接的结果是合适的。

2.10 纳入各类损伤的影响

2.10.1 PCM 量化失真

对于 PCM 系统中的量化失真的影响，参考资料 [25] 介绍了对它的处理方法。该资料阐明：对任何规定的 PCM 类型，参量 Q（有效话音对量化噪声比，用 dB 表示）都可以按从输入话音电平的函数关系推算出来。已经发现，当 Q 为某一确定值时，其主观影响可以近似地用较话音电平低 GdB 的某个连续电路噪声的影响来等效。而

$$G=1.07+0.285Q+0.0602Q^2$$

由此可见，对于一个包含 PCM 链路的连接，在确定 V_c 的反复循环过程中，还应包括对等效噪声电平的计算：每次对 V_c 的逐步逼近，都产生一个新的 Q 值，因而有新的 G 值。因此，在重新计算 Y_{LE}时，要把它在电路噪声中所起的新作用考虑在内。而在实际电路中，这种修改一般对结果的影响并不大，可以忽略不计。但若 PCM 的输入电平低于 −25dBV 或在同一点上的电路噪声非常高，或话音输入电平太高（例如 >−5dBV）而引起了明显的限幅，其影响就不能忽略了。

2.10.2 音节压扩

对于音节压扩为2:1的情况，也可以用寻求主观等效连续噪声电平的方法，来考虑音节压扩的影响。

设 S 为压缩器输入端的话音电压，N 为压缩器和扩展器间产生的噪声电平（杂音计加权）。扩展器输出端所形成的电平可用表2-2来说明。

请注意，因为 S 和 N 通常为负值，因此噪声的改善量是正值。如果在压扩器输入端具有任何噪声，扩展器输出端便会产生相同电平的噪声，并与该点上的其它噪声按功率迭加起来。

拿走压扩器，用满足条件的连续噪声电平取而代之，就可得出主观等效性能：

$$
\begin{aligned}
\text{总的改善量} &= 1/3\text{（话音存在时的改善量）} \\
&\quad +2/3\text{（话音不存在时的改善量）} \\
&= -S/6-2N/3\text{。}
\end{aligned}
$$

因此

$$
\begin{aligned}
\text{等效噪声电平} &= N-\text{改善量} \\
&= N+S/6+2N/3=S/6+5N/3
\end{aligned}
$$

在每次重复时，用 V_c 将该噪声电平再计算一次，并用它再去计算 Y_{LE}的下一个数值。

表 2-2

	话 音	有话音时的噪声	无话音时的噪声
压缩器输入电平	S	—	—
压缩器的增益（dB）	−S/2	—	—
压缩器输入和扩展器输出电平	S/2	N	N
扩展器的增益（dB）	S/2	S/2	N
扩展器输出电平	S	N+S/2	2N
去除压扩器后，同一点上的电平	S	N	N
改善量	—	−S/2	−N

2.10.3 时延和回声

回声的可闻性和厌烦性可以用回声通道的时延和响度评定值的简单函数适当地表示。但对于回声和主通道时延使会话撕裂的更严重影响，目前还只能对已知性能的电路条件，在邻近范围进行专门的估计。

2.10.4 串话

模型的响度部分可以用来估计各种衰减条件下的串话可闻性，从而找出要加入多少衰减量，才能将串话降低到不可闻或可以接受的程度。

2.11 模型的实际应用

在学术研究的水平上，这种模型的主要用途是促进人们对电信基本原理的理解和探讨电信系统技术的可能改善措施。

在实际应用水平上，有了这种模型的最重要的好处在于：模型把与电话连接主要性能有关的主要知识，以非常经济的方法进行了解释，从而免除了对大量复杂图表的需求。对于仅仅具有“自然”衰变的连接电路，程序 CATNAP 使模型的常规使用非常方便。程序的使用人无需通晓任何理论，只要对用到的术语和符号，知道其意义就行了，一般也不需要进行任何特别的测量。在模型中，对连接的定义是用标准名词术语和量值来进行的。例如噪声电平、电话机型号、给出每公里电阻值和电容值的用户线长度和给出衰减值的衰减器等。程序以这些基本数据为起点，完成所有必要的计算，并打印出响度评定值、讲话电平和意见得分（Y_{LE}和 Y_c）。根据使用人的要求，也可以打印出更详细的资料。

当然，如果要对包括各种各样连接电路的试验结果，制作出庞大的图表，并不是不可能。但这种表格，要么就是大得不切合实际；要么就要对许多变量武断地选择，以限制图表的复杂性。以上无论哪一种情况，

都会使应用模型的优越性（即以经济的方式保持信息，然后根据用户的要求仅仅输出有用的部分）不复存在。

假如需要确定连接电路的某一个变量（独立变量）为何值，才能使某个从属变量达到某一个给定值，当然 CATNAP 还可以反过来使用。首先，使用人可以用独立变量的几个不同数值来操作程序，找出达到预定结果的数值所在范围。接着就可以用更小的数值间隔重复计算，直到符合一定精度的最终数值计算出来为止。举例来说，如果除用户线以外，连接的其它条件均已确定，可以用程序确定用户线长度（设电缆型号已定），以保证连接的 OLR 小于某一规定值，或 Y_c 高于某一规定的最低值。毫无疑问，对一个以上的独立变量，也可以用这个程序对它们同时进行调整，但要找到能满足要求的组合，相应要做的工作也更多。

这些性能的实用意义是显而易见的。

3 用信息指数方法从客观测量结果计算传输性能（法国供稿）

3.1 引言：模型的类型

信息指数理论在参考文献［31］中介绍。信息指数量值可由客观测量结果和讲话与收听的基本数据计算出来。在课题 7/XII［32］列出的各种因素中，本模型可处理传输损耗、电路噪声、室内噪声、衰减/频率失真、侧音和数字传输产生的各种失真（课题 18/XII）。有关其它各类非线性失真的影响正在研究之中。

由于该模型反映输入（所考虑连接的特性、声环境、讲话与收听特性等）和输出（发话者与收话者之间的相关资料）之间的关系，它属于参考文献［33］和该增补§2.1 所提到的第二类模型。本书仅介绍实现信息指数计算的实际方法。参考文献［31］和本增补表 3-4 和表 3-7 的数据表明，计算结果与一些国家的主观评定试验结果紧密相关。

3.2 对数字传输的应用

3.2.1 定义

表 3-1 定义了所讨论的各种信噪比（用 dB 表示）。

表 3-1

表示符号		定 义
见注 1	见注 2	
Q_M	Q，Q_j	信噪比，由 MNRU 保持恒定
Q_{seg}	Q_s	分段信噪比或信号失真比（dB） （在 16 或 32ms 分段计算的平均比率）
Q_p		平均信号功率对平均噪声或失真功率比（dB） 用于与话音相关噪声

注 1 — 在传输频带内。

注 2 — 在频率 f_j。

设 S 为原来的讲话信号，r 为复原后的信号。我们得到：

$$Q_p = 10\log_{10}\left[\sum s^2 / \sum (s-r)^2\right] \text{dB} \tag{3-1}$$

如果在全部讲话发声时间取和，Q_p 不是满意的质量标准；对 8kHz 抽样频率，我们有：

$$Q_{seg}=\frac{1}{M}\sum_{m=0}^{M-1}10\log_{10}\frac{\sum_{j=1}^{128}s^2\ (j+128m)}{\sum_{j=1}^{128}[s\ (j+128m)\ -r\ (j+128m)]^2}\text{dB} \tag{3-2}$$

式中 M 是 16ms 段数

为了决定 Q_s，对 256 个 32ms 长的样值计算信号的频谱 s 和失真的频谱（s—r），并划分为合适的频带。该段的信号失真比在各频带内计算。

3.2.2 基本公式

参考文献［31］定义的信息指数 I_1（dB）由下式给出：

$$I_1=\sum_j B_j\times V_j \tag{3-3}$$

式中

$$V_j=\frac{3}{0.10+10^{-(Q_j+C_j)/10}} \tag{3-4}$$

B_j 是对 j 号窄带的加权；

$C_j=10\log_{10}\ (f_j/\triangle f_c)$，$\Delta f_c$ 为临界带宽。

表 3-2 给出了用于§3.2.4 举例窄带的 B_j 和 C_j；附录 I 的第 70 和 80 行也列出了这些数据。从 0.1 到 8kHz 范围按 ISO 规定频率（三分之一倍频程间隔）的 B_j 和 C_j 数值给在附录 II 的 180—370 行，列在 B_J 和 C_J 下面。

表 3-2

频率加权

j	等清晰度带宽边界频率(Hz)		$B_j\times10^5$	C_j (dB)
1	200	330	5 457	4.1
2	330	430	4 733	5.6
3	430	560	6 682	6.4
4	560	700	7 497	6.9
5	700	840	6 546	7.4
6	840	1 000	6 622	7.8
7	1 000	1 150	5 585	8.0
8	1 150	1 310	5 400	8.0
9	1 310	1 480	5 273	8.2
10	1 480	1 660	5 117	8.2
11	1 660	1 830	4 517	8.2
12	1 830	2 020	4 706	8.2
13	2 020	2 240	5 073	8.2
14	2 240	2 500	5 561	8.2
15	2 500	2 820	6 310	8.2
16	2 820	3 200	6 886	8.1
	总和		102 158	

3.2.3 数字传输时信噪比的关系

对使用均匀噪声或成型噪声的 MNRU 的情况，由其操作的基本原则，$Q_s=Q_j$。如果每个窄带的 Q_s 已知，可直接使用式（3-4）。

对数字编码器，使用了附录 I 第 150—170 行的等效规则。该规则决定于 K_1 和 d（$=Q_{seg}-Q_p$）两个参数。数字计算结果表明，该规则适用于 PCM（$K_1=5.2$；$d=0$）也适用于自然语声（$K_1=5.2$；$d=-5.3$）[31]，§3.2.4 的例子证明，它对各类编码器均给出相符合的结果。

3.2.4 程序和应用举例

所用的程序再现在附录 I 中。

表 3-3 给出了前面对 MNRU 和各种编码器定义的信噪比测量值。同时列出了由这些结果计算出的信息指数值和 CNET 实验室由主观收听试验得到的平均意见得分 MOS [34]。

表 3-4 给出了 MOS 与信息指数（表 3-3）和其它提议的传输性能客观测量结果的关系。

3.3 模拟传输的应用

3.3.1 概述；程序的使用

在模拟传输情况时，信息指数的计算可按附录 II 转载的程序进行解释。它适用于由两部 NTT600 型话机，一个 SRAEN 滤波器和各种衰减构成的连接。在 §3.4 中讨论适用于其它连接的程序。

该程序可按以下方法运行：

a） 根据第 30-60 行的规定，输入 RN、STMR、ICN_0；按“L”键，输入 OLR；读 IN＝信息指数（收听）；

b） 如果需要 I_c （会话条件下的信息指数，按“C”键读 $IN=I_c$；

c） 按“T”键。

3.3.2 数据

程序的第 170-370 行。

第 180-370 行对应于 0.1 到 8kHz 范围内的 1/3 倍频程间隔频率。

3.3.2.1 基本数据

这些与所使用的电话机无关。

BK＝ 耳参考点的连续频谱声音的听力门限（Q_s [31] 中的 L_s）；

S ＝ 嘴参考点的语声频谱密度（长时平均强度）；S＋0.4dB 对应于话音电平－4.7dB/1Pa；

BJ ＝ 频率加权（见 [31]）；

CJ ＝ 给出 V_j 的公式3.4中的校正项。

3.3.2.2 电声特性

电声特性取决于所考虑的连接。

---

⑤ 见表 3-5

表 3-3

Q(dB)测量值和 I_1 计算值举例

系统		MOS (0-4)	在总带宽内		在某带宽的 Q_s																I_1 (dB)
			Q_P	Q_{seg}	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	
MNRU	15 dB	1.19	15	14.9	20.1	27.9	15.3	11.5	8.1	5,5	3.3	1.7	2.2	1.9	0.9	0.5	0.3	0.6	0.4	−0.6	17.1
	20	1.84	20	19.8	25.1	23	20.3	16.6	13.2	10.6	8.3	6.8	7.2	6.9	5.9	5.4	5.3	5.6	5.4	4.4	22.5
	25	2.44	25	24.9	30.4	28.5	25.6	21.3	17.5	15	12.6	10.8	11.4	11.1	10.1	9.6	9.5	9.8	9.4	8.2	25.2
	30	2.81	30	29.9	35.6	33.5	30.4	26.2	22.2	19.6	17.3	15.5	16.1	15.9	14.9	14.4	14.2	14.6	14.2	13	26.7
MNRUS	15	2.22	15.1	15.4	13.6	13.8	13.1	10.8	8.8	7.7	6.6	6	7.7	8.2	7.9	8.2	8.7	9.7	10.1	9.7	22.8
	20	2.59	20.1	20.4	18.6	18.9	18.1	15.7	13.6	12.5	11.5	10.8	12.5	13.1	12.8	13	13.6	14.7	15	14.6	25.8
	25	3.25	25.1	25.4	23.9	24.2	23.2	20.8	18.6	17.3	16.4	15.7	17.3	17.9	17.7	17.9	18.4	19.4	19.8	19.1	27.0
	30	3.31	30.1	30.4	29.1	29.3	28.2	25.8	23.4	22.2	21.2	20.5	22.1	22.8	22.5	22.7	23.1	24.1	24.5	23.9	27.4
F 16 kbit/s		0.81	14.2	11.4	15.2	13.5	10.8	7.3	4.1	1.7	−0.9	−2.1	−1.5	−1.9	−2.8	−3.3	−3.2	−2.5	−2.5	−2.7	16.6
24		1.59	20	17.7	21.7	19.8	17.4	13.9	10.6	8.1	5.9	4.7	5	4.5	3.8	3.5	3.1	3.6	3.4	2.8	23.4
32		2.59	25.2	22.8	27.1	25.4	22.6	19.2	16	13.7	11.4	10	10.3	9.8	9	8.6	8.4	8.8	8.5	7.9	26.0
V 16 kbit/s		2.03	12.8	14.5	16.2	14.2	11.9	8.6	6.1	4.2	2.5	1.9	2.6	2.2	2.1	2	2.4	2.8	2.9	2.8	24.3
24		3.06	19.7	21.8	25.1	23.2	20.6	17	14.1	11.8	9.3	8.2	8.8	8.3	7.3	7.1	7	7.7	7.7	7.2	26.7
32		3.28	25.7	28.3	32.1	30.1	27.6	24	20.5	18.3	15.6	14.4	14.8	14.3	13.3	13.1	12.8	13.3	13.2	12.3	27.4
SB 24 kbit/s		2.84	17.1	15	16.7	14.7	13	16.7	15.3	13.4	12.9	14.8	14.9	12.4	11.7	11.3	11.3	11.6	7.4	6.3	26.2
32		3.22	20.4	19.4	22.1	20	18.4	21.9	20.3	18.5	17.1	19.6	20	20.2	19.9	17.3	16.7	16.4	12.7	11.4	27.2

MNRUS = 带成形噪声的 MNRU

F = 带固定预测器的 ADPCM

V = 带可变预测器的 ADPCM

SB = 子带编码

表3-4

MOS 与数字系统传输性能各种主观测量结果的关系

客观测量 (注)	系统									
	B 组 PCM, ADM, ADPCM-F		A 组 与 B 组相同 + ATC APC − AB		F 组 ADPCM-F, ADPCM-V		E 组 与 F 组相同+子带编码		D 组 与 E 组相同+MNRU 成形 MNRU	
	R	S	R	S	R	S	R	S	R	S
Q_P (SNR)	0.798	0.578	0.803	0.559	0.687	0.680	0.590	0.711	0.650	
Q_{seg} (SNR seg)	0.950	0.301	0.894	0.430	0.906	0.396	0.725	0.606	0.720	
"Log likelihood ratio"	0.943	0.213	0.924	0.341						
Cepstrale distance	0.954	0.208	0.929	0.331						
SRNF									0.884	
Information index					0.994	0.101	0.993	0.102	0.976	0.175

注—符号参见表 3-1,也见文稿 COM XII —N0.8(1985—1988)。

SNRF = 频率加权的 QS

R = 相类因子

S = 标准偏差(用 0 到 4 分或 1 到 5 分评分尺度的 MOS 表示)

SRL＝本地系统的损耗（发送＋接收）
D1 ＝线路滤波器的损耗

3.3.2.3 噪声成份

考虑以下噪声成份（与连接有关）：
BDFE＝ 经远端电话机的远端室内噪声频谱；
BDCN＝ 电路噪声频谱；
BDST＝ 近端噪声经侧音通路的频谱；
BDEL＝ 近端噪声经耳承声漏的频谱；
第180-370行的数据对应一条典型连接。即
FE ＝ 在 RN＝50dBA、全程响度评定值（OLR）为5dB（按建议 P.79）条件算得的 BDFE。
CN ＝ 由 ICN_0为－60dBmp 时算得的 BDCN；
ST ＝ 由 RN 为50dBA 和 STMR 为15dB 计算得的 BDST；
EL ＝ 由 RN 为50dBA 算得的 BDEL。
计算结果根据［36］给出的频率特性而获得［35］，用类似从表2推导表3所使用的方法［33］。

3.3.3 信噪比的计算

3.3.3.1 信号电平

若 OLR 小于最佳值，首先修正它（见附录Ⅱ的第100-160行）。该最佳值由子程序（720-810行）决定，所用公式与［38］的公式相似，但按［36］发表的主观评定结果修正。

3.3.3.2 信噪比（第425-440行）

对噪声分量按功率迭加，从而得出信噪比 Z_n。

3.3.3.3 门限的影响（第450-480行）

Z_a 由计算得出（见［31］），由它推导出等效信噪比 Z_e。将对应于 Z_n 和 Z_e 的噪声按功率迭加可获得合成 Z。

3.3.4 恒定讲话电平的信息指数，I_L

Z 和 Q 间的等效是由［37］的表1中，“日本”一栏下的数值获得。然后对每个频率计算 V（650-700行），可获得收听的 IN（500-550行）。

3.3.5 会话信息指数，I_c

首先考虑讲话侧音的影响，对讲话功率进行修正（第90行和第560-610行），类似前面§2.7所述。
如［31］所解释，用620行进行第二次修正。用§3.3.4的等效规则，目前模型用于13-2p-27型电话机时，有

$$V_c - V_L = 9.87 - 0.4085 I_L$$

3.3.6 举例

表3-5列出了在同样条件下，由两个主观试验（一个收听试验和一个会话试验）测定的 MOS。

表3-6列出了由各种噪声条件得到的 MOS 和相应的收听信息指数。

表3-7显示主观 MOS 与表3-5和表3-6给出信息指数值的关系。同时也给出类似于13-2p-27型电话机计算的结果。

表3-5

NTT600型话机（7dB 用户线）带 SRAEN 滤波器的信息指数 I

STMR=7.1dB，意见评分取自试验2和6

RN (dBA)	CN (dBmp)	ICN_0 (dBmp)	OLR (dB)	Y_L	I_L (dB)	Y_C	I_C (dB)
(1)	(2)	(3)	(4)	(5)	(6)	(7)	(8)
60	−62.1	−58.2	1.4	3.13	23.48	2.94	23.27
			11.4	2.5	22.75	2.34	22.50
			21.4	2.31	19.44	1.58	19.52
			31.4	0.65	12.28	0.2	15.13
60	−59.8	−55.9	1.4	3.1	23.52		
			11.4	2.91	22.73		
			21.4	1.75	19.35		
			31.4	0.8	12.02		
60	−55.8	−51.9	1.4	2.83	23.59	2.99	23.38
			11.4	2.75	22.65	2.39	22.39
			21.4	1.79	19.03	1.28	19.20
			31.4	0.5	11.24	0.43	14.71
60	−51.4	−47.5	1.4	3.06	23.66	3.08	23.43
			11.4	2.24	22.44	2.17	22.16
			21.4	1.05	18.27	1.29	18.64
			31.4	0.09	9.3	0.22	14.11
60	−45.6	−41.7	1.4	2.31	23.64	2.63	23.37
			11.4	1.4	21.67	1.73	21.39
			21.4	0.64	16.2	0.77	17.23
			31.4	0.05	5.57	0.13	12.08

栏目的解释

(1)室内噪声,dBA

(2)接收端输入的电路噪声,dBmp

(3)$5CN_O$=CN+3.9dB

(4)OLR(建议 P.79)

(5)收听 MOS(按 0 到 4 尺度),[36]的试验 2,P.4−4

(6)收听信息指数(附录Ⅱ的位置 L)

(7)会话 MOS,[36]的试验 6,P.4−9

(8)会话意见指数(附录Ⅱ的位置 C)

表3-6

NTT600型话机（7dB 用户线）带 SRAEN 滤波器的收听信息指数

STMR＝7.1dB，收听意见评分取自试验4

RN (dBA)	CN (dBmp)	ICN_0 (dBmp)	OLR (dB)	Y_L	I_L (dB)
0	（见注）	−100 （见注）	−3.6 1.4 6.4 11.4 16.4 21.4 26.4 31.4	2.30 2.83 3.26 2.92 2.59 2.12 1.89 1.23	22.87 23.40 23.85 23.55 23.05 22.45 21.73 20.91
60	−55.8	−51.9	−3.6 1.4 6.4 11.4 16.4 21.4 26.4 31.4	2.61 2.94 3.00 2.38 1.80 1.41 0.91 0.44	22.78 23.59 23.51 22.65 21.24 19.03 15.95 11.44
60	−56.9	−53	1.4 11.4 21.4 31.4	3.20 2.53 1.24 0.24	23.57 22.68 19.15 11.51
50	−55.8	−51.9	1.4 11.4 21.4 31.4	3.21 2.64 1.58 0.35	23.88 23.24 21.04 15.94
45	−64.9	−61	1.4 13.4	3.23 2.62	23.77 23.24

注－在这些情况，会话试验时没有电路噪声，但在 OPINE 模型中使用了对应 CN＝－76.9（ICN_0＝－73）的噪声。在计算信息指数时可使用任意低的噪声。

表3-7

模拟传输情况的 MOS 与信息指数的相关性

连接类型	条件的范围(见注)			MOS 类型	相关系数	用 Y 表示的偏差	
	RN (dBA)	ICN_0 (dBmp)	OLR (dB)			标准误差	极限偏差
NTT 600 型话机+SRAEN 滤波器	0 到 60	$-\infty$ 和 -61 到 -52	-3.6 to $+31.4$	Y_L	0.978	0.15	-0.34 + 0.31
	60	-58.2 到 -41.7	$+1.4$ to $+31.4$	Y_C	0.977	0.16	-0.32 + 0.32
13-2P-27 型电话机+衰减器	50	$-\infty$ 和 -71 to -49	$+4$ to $+48$	Y_C	0.995	0.07	-0.17 + 0.16

注—附录Ⅱ的符号

3.4 可能的功能扩展

3.4.1 频率特性

附录Ⅱ给出了一个在§3.3已予解释的例子。如果使用不同的电话机、平衡网络、用户线或线路滤波器，附录Ⅱ的相应数据要作适当变动，而且要重新计算噪声数据。这里的程序与前面§2.4所述模型介绍的程序相同，详见［33］。

OLR 和 STMR 用作独立变量，应按建议 P.79重新计算。

3.4.2 包括数字处理过程的连接

为了在最佳讲话电平附近对各种编码器进行比较，前面§3.2和附录Ⅰ适用于话音接近最佳电平的情况。如果编码器引起明显的剪音，由这种影响产生的信息损失应加以计算，按［31］介绍决定的Q值也要加以计算。

无论如何，当电话网连接中包含数字处理过程时，应在每一个频率带宽，结合附录Ⅱ的Q值，用噪声和失真功率迭加的方法计算相应的 Q_m 值。

4 网络评定的总性能指数模型（NTT 供稿）

4.1 引言

NTT一直在研究评定电话传输性能的客观模型［39］、［40］、［41］、［42］。这里主要介绍 OPINE（网络评定的总性能指数模型）的实际应用。

OPINE 可以处理传输损耗、电路噪声、室内噪声、衰减/频率失真（基本因素）、量化失真、发话回声和侧音。它模拟用户对这些因素评定电话传输性能的听觉－生理过程。因此按§2（英国电信部门）对模型的分类，它属于第二类。该模型以生理因素（不是物理因素）的评定在生理尺度上可相加为基本原则。该模型从第一版本进一步扩大，把物理因素也能考虑在内。

OPINE 于1983年建立［39］，由于研究上述基本因素。用于系数确定和验证的评定试验数据，主要来自于1975年 NTT 电器通信研究所进行的试验结果。它的主要目的是研究意见评分、作为话音质量量度和电话传输标准的基础。［40］和［43］报告了原始数据。该试验使用 NTT600型电话机，考虑了各种因素，规模颇大。

1985年，组织了对量化失真的主观意见评定试验。建立和验证了也能处理量化失真的模型新版本［41］。

对发话者回声和侧音研究的评定试验是同时进行的［44］，［45］。后来又对发话者回声的评定特性及其与响度的相互作用进行了试验。

OPINE 的2.0版本于1986年完成［43］，把它的所有参数均用响度评定值（LR）为单位改写。后来该模型再经改进，更新为2.1版本。主要作了以下小小的变动：

— 对 Δf 按建议 P.79进行了修正，

— 删除了2.0版本中的 Fortran 试验程序包。

当研究模型结构时，以传输损耗和电路噪声为变量，对意见评定的生理特性也进行了研究［46］。其主要结论如下：

— 若试验设计、评定人类型和其它条件不变，意见得分的重复性良好。

— 试验条件的范围对意见得分的影响很大，损耗条件范围尤其影响绝对意见得分。

尽管有上面的结论，但对给定网络条件的绝对评定需要为实际使用所规定。

因此我们规定了以下两类主观意见评分试验：

— 第1类，评分反映普通电话用户对网络评定的平均值；

— 第2类，给出相对评分，只对少数给定物理因素敏感。

第1类试验的目的是获得绝对意见评分。因此试验条件的范围应与目前商用网的实际损伤程度相当。在意见评定试验中考虑的因素越多，评分也越接近绝对值。评定人应多于60。另一方面，第2类试验则用于研究几个因素间的相互影响。它更实际，但得到的意见评分是相对的。对这一类试验，要求评定人的职业与话音质量这个主题有关。

在研究 OPINE 时，我们把1975年的评定数据库定为第1类。其它数据划入第2类。

1983年以后得到的意见评分数据，主要用来对各种因素的评定特性在生理尺度上的相加特性，进行质的验证。

在扩展 OPINE 时，对新进因素的因子进行了修改，使之与1975年第1类试验的绝对评分相符。

4.2 模型概述

在以前研究的基础上，选择了5个影响电话话音质量的生理因素：

1）衰减/频率失真引起的话音失真，

2）有效响度损耗或话音过响，

3）讲话间隔间或无话间隔间的噪声，

4）发话者回声引起的损伤，

5）侧音引起的损伤。

对以上每个因素都引入一个 PI（性能指数），以表示生理损伤程度。把所有的 PI 迭加起来就得出全性能指数（OPI），由它可估计出 MOS。

为了计算每个因素的 PI，先要知道响度、失真等物理因素，且每个 PI 用适当的函数变换。这些函数是用试探法确定的。其必要的常数由主观数据估计。这些常数反映每个因素对评定影响的程度。图4-1表示 OPINE 的概念方块图。该模型由四部分组成：1）全程电声计算，2）听力参数推导，3）性能指数推导，4）评定结果推导。图中的数字对应§4.3列出公式的编号。

4.3 OPINE 的结构

全部符号分为以下5类：

［A］类： 模型参数

［A-1］类：适应标准的常数和系数

［A-2］类：OPINE 接收其它研究结果的常数和系数。

［A-3］类：由 NTT 的主观试验估计的因子

［B］类： 本节描述部分的输入变量

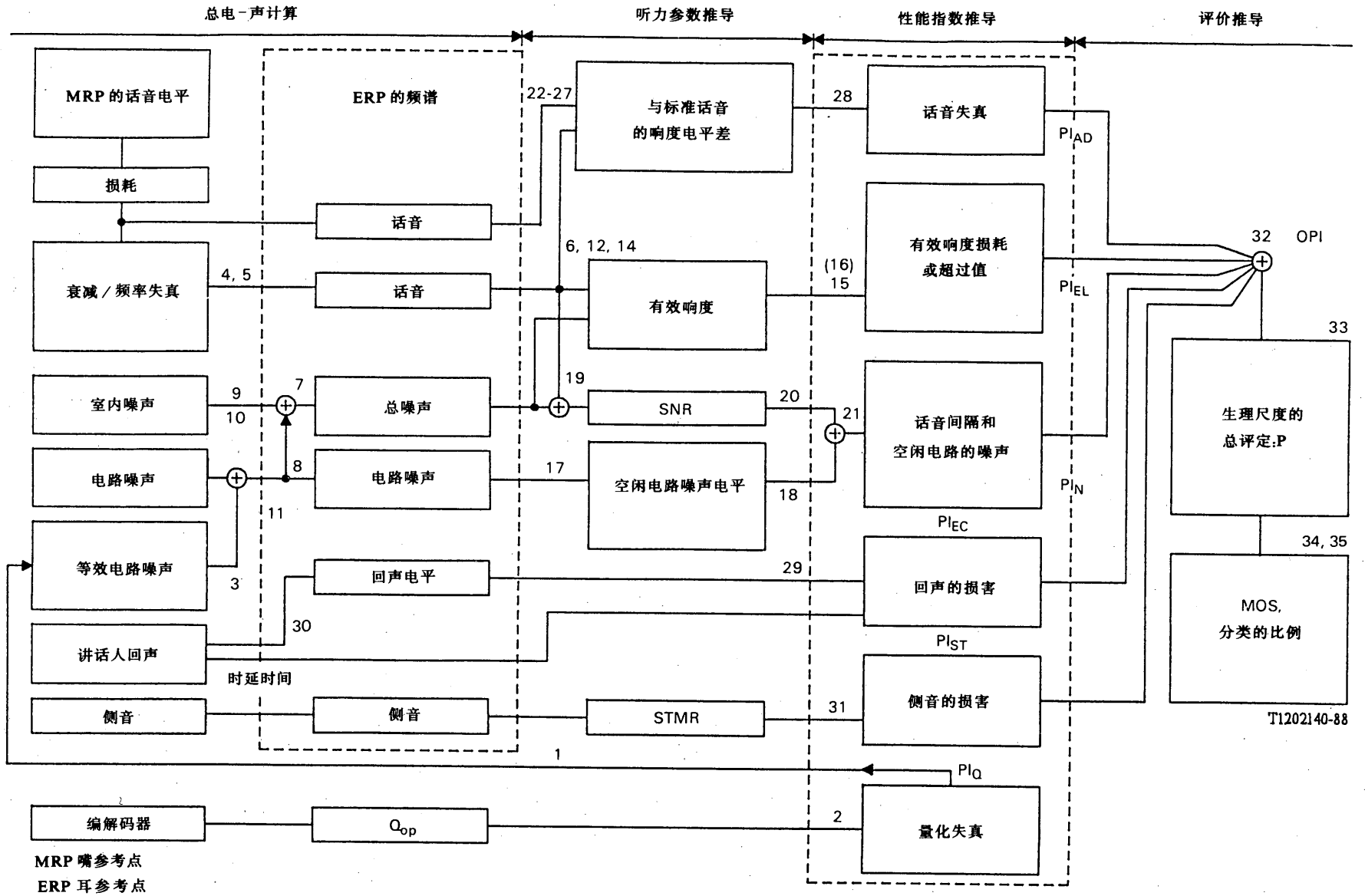
［C］类： 本节描述的 OPINE 中间输出

§4.4列出了该模型的输入变量和模型参数。在以下方程中，c_j（j=1，13）表示常数（［A-3］类），下标 i 表示1/3倍频程窄带的编号。对应于每部分的变量之间的关系由图4-3至图4-10表示。这些图中使用的图形符号由图4-2说明。

4.3.1 全电声计算

4.3.1.1 量化失真的等效评分白噪声

模型用话音对与话音有关的噪声比的评分等效量(Q_{op})表示编解码器的主观评定性能。然后用 MNRU 主观意见试验结果求得它的等效白噪声电平。如果已知某种编解码器及其串联的 A_{op}，就可以用它作为输入。这里适用的各种编解码器和 Q_{op}列在表4-1中。



MRP 嘴参考点

ERP 耳参考点

Q_{OP} 意见等效语声对与语声相关的噪声比

注—图中的数字与§4.3的方程编号对应

图4-1

OPINE 的方框图

表4-1

PCM 和 ADPCM 的 Q_{op}值

传输系统	Q_{op}
PCM μ—255，8bit	36.0
7	32.8
6	27.7
5	22.5
4	16.7
$ADPCM_V$	29.2

$$PI_Q = -0.0000218Q_{op}^3 + 0.00489Q_{op}^2 - 0.283Q_{op} + 4.915 \quad (4\text{-}1)$$

$$V_{Wop} = -2.022PI_Q^3 - 7.51PI_Q^2 + 21.9PI_Q - 76.9 - (OLR - 6.4) - (RLR + 3.8) \quad (4\text{-}2)$$

$$V_{CQ} = V_C \ (+) \ V_{wop} \quad (4\text{-}3)$$

式中

（+）　求功率和操作

[B] 类符号

Q_{op}　话音对与话音相关噪声比的评分等效量（dB）

V_c　本地电话电路接收输入端的电路噪声电平（dBmp）

OLR　所研究电话系统的全程响度评定值（dB）

RLR　所研究电话系统的接收响度评定值（dB）

[C] 类符号

V_{wop}　本地电话电路接收输入端的评分（PI）等效白噪声电平（dBmp）。

PI_Q　量化失真的 PI。

V_{CQ}　电路噪声与量化失真同时存在时的等效电路噪声电平。

注 — 若测试条件未考虑数字系统，不必用式（4-1）和（4-2），可将式（4-3）的 V_{wop}设定任意低的电平，例如—100。

4.3.1.2　ERP 的话音电平和总噪声电平（也见附件 C）

$$S_i = B_{Si} - L_{MEi} + 10\log_{10}\Delta f_i \quad (4\text{-}4)$$

$$S_{Pi} = B_{Pi} - L_{MEi} \quad (4\text{-}5)$$

$$X_i = B_{0i} - K_i \quad (4\text{-}6)$$

$$N_i = N_{CQi} \ (+) \ N_{RNSTi} \ (+) \ N_{RNEi} + 10\log_{10}\Delta f_i \quad (4\text{-}7)$$

$$N_{CQi} = V_{CQi} + S_{JEi} \quad (4\text{-}8)$$

$$N_{RNSTi} = B_{RNi} + L_{RNSTi} \tag{4-9}$$

$$N_{RNEi} = B_{RNi} + L_{RNEi} \tag{4-10}$$

$$N'_{CQi} = N_{CQi} + 10 \log_{10} \Delta f_i \tag{4-11}$$

式中

（十） 功率求和操作

[A-1] 类符号

B_{si} MRP 的话音频谱密度（dB，相对于20μPa/Hz）

Δf_i ISO 采用的1/3倍频程窄带宽（Hz）

[A-2] 类符号

B_{pi} MRP 的峰值话音频谱电平（dB，相对于20μPa/Hz）

X_i ERP 的连续声信号闻阈（dB，相对于20μPa/Hz）

B_{oi} 纯音闻阈（dB，相对于20μPa/Hz）

K_i 临界带宽（Hz）

L_{RNEi} 受话者 ERP 的声漏传输损耗

[B] 类符号

L_{MEi} 嘴到耳的全程损耗（dB）

S_{TEi} 本地电话系统中从电输入到 ERP 的接收灵敏度（dB，相对于1Pa/V）

B_{RNi} 室内噪声频谱密度（dB，相对于20μPa/Hz）B_{RNi}的 A 加权值为 RN（dBA）

L_{RNSTi} 从 MRP 到 ERP 的侧音传输损耗（dB）

V_{CQi} 电路噪声与量化噪声同时存在时的等效电路噪声（dBV/Hz）

V_{CQi} 的杂音计加权为 V_{CQ}

[C] 类符号

S_i ERP 的窄带话音频谱电平（dB，相对20μPa/Hz）

S_{pi} ERP 的峰值话音频谱电平（dB，相对20μPa/Hz）

N_i ERP 的总窄带噪声电平（dB，相对于20μPa）

N_{CQi} 静态电路噪声和量化失真在 ERP 形成的噪声电平（dB，相对于20μPa/Hz）

N'_{CQi} NCQ 的窄带电平（dB，相对于20μPa）

N_{RNSTi} 室内噪声在 ERP 引起的噪声侧音电平（dB，相对于20μPa/Hz）

N_{RNEi} 经耳承泄漏的室内噪声电平

4.3.2 听力参数和性能指数（PI）的推导

4.3.2.1 PI_{EL}（有效响度或过量的 PI）

$$\lambda_E = C \sum_{i=1}^{M} 10^{\frac{-m(L_{MEi}+b_n)}{10}} G_i \Delta f_i \quad \text{(来自建议 P.79)} \tag{4-12}$$

$$b_n = 44.38 \exp(-0.0869\ e_n) \tag{4-13}$$

$$e_n = \left[S_{Pi} - \left\{X_i(+)(N_i - 10\log_{10}\Delta f_i)\right\}\right]_{\max} \tag{4-14}$$

$$PI_{EL} = \sqrt{\frac{C_2}{C_1}\left(10\log_{10}\frac{\lambda_E}{\lambda_0}\right)^2 + C_2} - \sqrt{C_2} \tag{4-15}$$

式中

Max　　表示窄带最大值的下标

[A-1] 类符号

G_i　　在无损耗系统中，频带 i 的响度与总响度（响度函数）之比。

Δf_i　　第 i 个窄频的宽度（Hz）

m　　耳朵的指数系数（=0.175）

M　　取部分窄带的数目（=19）

[A-3] 类符号

λ_0　　ERP 的最佳响度。

c　　常数·因方程（4-15）中，c 被抵消，故该常数不需要。

[B] 类符号

L_{MEi}　　由 MRP 到 ERP 的传输损耗/频率特性（dB）

[C] 类符号

PI_{EL}　　不论噪声存在与否的响度 PI。

λ_E　　考虑噪声影响的 ERP 有效响度

b_n　　噪声存在时的等效响度损耗（dB）

e_n　　最大话音感觉峰值电平。

4.3.2.2　用响度评定值（LR）表示的 PI_{EL}

将方程（4-15）从理论上用 LR 表示，从方程（4-15）推导方程（4-16）的方法见附件 E。

$$PI_{EL} = \sqrt{\frac{C_2}{C_1} m^2 (OLR + b_n - OLR_0)^2 + C_2} - \sqrt{C_2} \tag{4-16}$$

式中

[A-3] 类符号

OLR_0　　电话系统提供最佳响度的全程响度评定值（dB）。

[B] 类符号

OLR　　所研究电话系统的全程响度评定值（dB）。

4.3.2.3 PIN（噪声的 PI）

$$N_i' = \begin{cases} N'_{CQi} - N_{th}, & 当\ N'_{CQi} \geqslant N_{th} \\ 0 \quad , & 当\ N'_{CQi} < N_{th} \end{cases} \tag{4-17}$$

$$PI_{IN} = C_3 \sum_{i=1}^{M} \left\{ 10^{\frac{A_i}{10}} \left(10^{\frac{nN_i'}{10}} - 1 \right) \right\} \tag{4-18}$$

式中

[A-1] 类符号

A_i 频率窄带 i 的 A-特性加权（dB）

[A-3] 类符号

N_{th} 噪声门限（dB，相对于20μPa）。

n 指数

[B] 类符号

N'_{CQi} （见§4.3.1.2）

[C] 类符号

PI_{IN} 空间电路（无话音间隔）噪声的 PI

N'_i 高于噪声门限的电平（dB）。

$$SNR = 10 \log_{10} \left(\sum_{i=1}^{M} 10^{\frac{S_i}{10}} \Big/ \sum_{i=1}^{M} 10^{\frac{N_i}{10}} \right) \tag{4-19}$$

$$PI_{SN} = \begin{cases} C_4 (SNR - SNR_{th}), & 当\ SNR \leqslant SNR_{th} \\ 0 \quad , & 当\ SNR > SNR_{th} \end{cases} \tag{4-20}$$

$$PI_N = PI_{IN} + PI_{SN} \tag{4-21}$$

式中

[A-3] 类符号

SNR_{th} 信噪比对评定结果无影响的门限（dB）

[B] 类符号

S_i （见§4.3.1.2）

N_i （见§4.3.1.2）

[C] 类符号

PI_{SN}　话音间隔噪声的 PI

SNR　ERP 的信噪比（dB）

4.3.2.4　PI_{AD}（衰减/频率失真的 PI）

$$D_1 = \sqrt{\frac{1}{M_s}\sum_{i=1}^{M_s}\Lambda_i^2} \tag{4-22}$$

$$D_u = \sqrt{\frac{1}{M - M_s}\sum_{i=M_s+1}^{M}\Lambda_i^2} \tag{4-23}$$

$$\Lambda_i = \begin{cases} \Lambda_{li} - \Lambda_{di}, & 当\ \Lambda_{li} - \Lambda_{di} \leqslant \Lambda_{th} \\ \Lambda_{th}\quad, & 当\ \Lambda_i > \Lambda_{th} \end{cases} \tag{4-24}$$

$$\Lambda_{li} = g_i(S_i + d_i) \tag{4-25}$$

$$\Lambda_{di} = g_i(S_i) \tag{4-26}$$

$$g_i(x_i) = \begin{cases} a_i + b_i x_i + c_i x_i^2, & 当\ a_i + b_i x_i + c_i x_i^2 \geqslant L_{th} \\ L_{th}\quad, & 当\ a_i + b_i x_i + c_i x_i^2 < L_{th} \end{cases} \tag{4-27}$$

$$PI_{BL} = C_5 D_1 + C_6 D_u \tag{4-28}$$

式中

g_i　用等响曲线将话音功率频谱变为响度电平的转换函数。

x_i　任一窄带的讲话电平（dB，相对于20μPa）

[A-1] 类符号

M　部分窄带的数目（=19）

a_i, b_i, c_i　转换响度级（方）的参数，是频率的函数。

[A-2] 类符号

M_s　包含1kHz 的窄带编号（=11）

[A-3] 类符号

L_{th}　响度门限（方）

Λ_{th}　Λ_i 的门限

[B] 类符号

d_i　中继之间的衰减/频率失真所产生的相对损耗（dB）。

在800Hz 时为0dB。s+d 表示没有衰减/频率失真时在 ERP 的假想窄带讲话电平。

[C] 类符号

Λ_i　参考话音与失真话音之差（方）

Λ_l　由参考话音转换来的响度级（方）

Λ_d　在损耗和窄带极限值，由话音转换来的响度级（方）

D_u　Λ_l 与 Λ_d 在1kHz 以上的差别

D_l　Λ_l 与 Λ_d 在1kHz 以下的差别

PI_{AD}　衰减/频率失真的 PI

4.3.2.5　PI_{EC}（发话者回声的 PI）

$$PI_{EC} = \sqrt{\frac{C_8}{C_7}(-E + E_0)^2 + C_8} + \sqrt{\frac{C_8}{C_7}}(-E + E_0) \tag{4-29}$$

$$E_0 \begin{cases} C_9 \log_{10} D + C_{10}, & \text{当 } 0 < D < 60 \\ C_{11} \log_{10} D + C_{12}, & \text{当 } D \geqslant 60 \end{cases} \tag{4-30}$$

式中

[B] 类符号

E　发话者回声 LR（dB）

D　发话者回声的时延时间（ms）

[C] 类符号

PI_{EC}　发话者回声的性能指数

E_0　临界发话者回声 LR（dB）

4.3.2.6　PI_{ST}（侧音 PI）

$$PI_{ST} = \sqrt{\frac{C_{13}}{C_7}(-St + St_0)^2 + C_{13}} + \sqrt{\frac{C_{13}}{C_7}}(-St + St_0) \tag{4-31}$$

式中

[A-3] 类符号

S_{t_0}　临界 STMR（dB）

[B] 类符号

S_t　STMR（侧音掩蔽评定值）（dB）

[C] 类符号

PI_{ST}　侧音性能指数

4.3.3 评定结果推导（也见附件D）

$$OPI = PI_{EL} + PI_N + PI_{AD} + PI_{EC} + PI_{ST} \tag{4-32}$$

$$P = P_0 - OPI \tag{4-33}$$

式中

[A-3] 类符号

P_0 无损伤影响的P

[C] 类符号

OPI 总性能指数

P 按下式生理尺度的平均全程评定结果。

$$MOS = \sum_{k=0}^{4} k\, p_k \tag{4-34}$$

或用它的实际形式

$$MOS = 4 - \sum_{k=0}^{3} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{(k+0.5-P)/\sigma} \exp(-t^2/2)\mathrm{d}t \tag{4-35}$$

式中

[A-3] 类符号

σ P和OPI正态分布的标准偏差

[C] 类符号

MOS 平均意见得分，从0到4

P_k 评定类目k与所有类目之比

方程（4-35）用标准正态分布表计算。由式（4-34）推导（4-35）的方法见附件F。

方程（4-34）和（4-35）是［49］所述模型所用。

4.4 符号类型和数值

表4-2列出了模型的输入变量。可用建议P.79的方法预先将L_{MC}和STMR计算出来。

a_i，b_i和c_i［（A-1）类］的数值在表4-3中给出。其它模型参数（［A-1］类和［A-2］类参数）如表4-4所示，由主观测试结果估计的常数和因子（［A-3］类参数）如表4-5所示。

表4-2

模型的输入变量

符号	定义
V_C	见 § 4.3.1.1
Q_{op}	见 § 4.3.1.1
OLR	见 §§ 4.3.1.1, 4.3.2.2
RLR	见 § 4.3.1.1
S_{MJi}	嘴到中继的损耗(dB)相对于V／Pa）
S_{JEi}	见 § 4.3.1.2
L	800Hz 时中继到中继的损耗(dB)
d_i	见 § 4.3.2.4
L_{MEi}	见 § 4.3.1.2
R_N	见 § 4.3.1.2
L_{RNSTi}	见 § 4.3.1.2
E	见 § 4.3.2.5
D	见 § 4.3.2.5
L_{MESTi}	嘴到耳的侧音损耗(dB)
St	见 § 4.3.2.6

注 1　$L_{MEi} = -S_{MJi} - S_{JEi} + (L + d_i)$.

注 2　St 按建议 P.79 的 § 8 计算

注 3　S_{MJi}, L 和 L_{MEST} 仅用于计算 L_{MEi} 和 S_t

注 4　应将 R_N 扩展为 B_{RNi}。

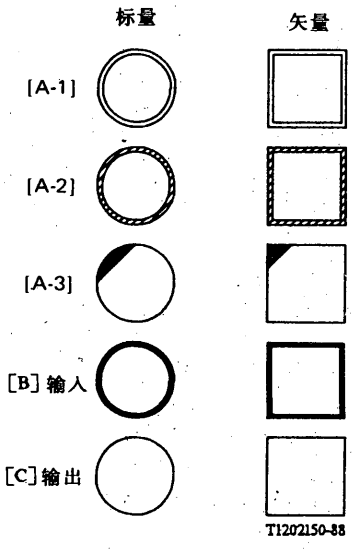


图4-2

图4-3至4-10中使用的图形符号

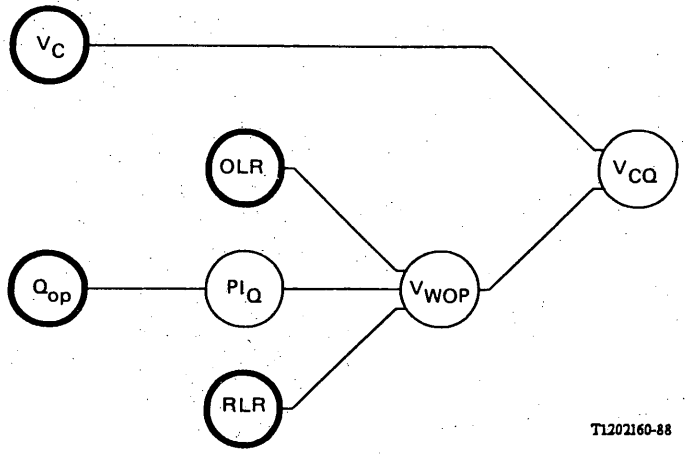


图4-3

计算 V_{co}的方框图

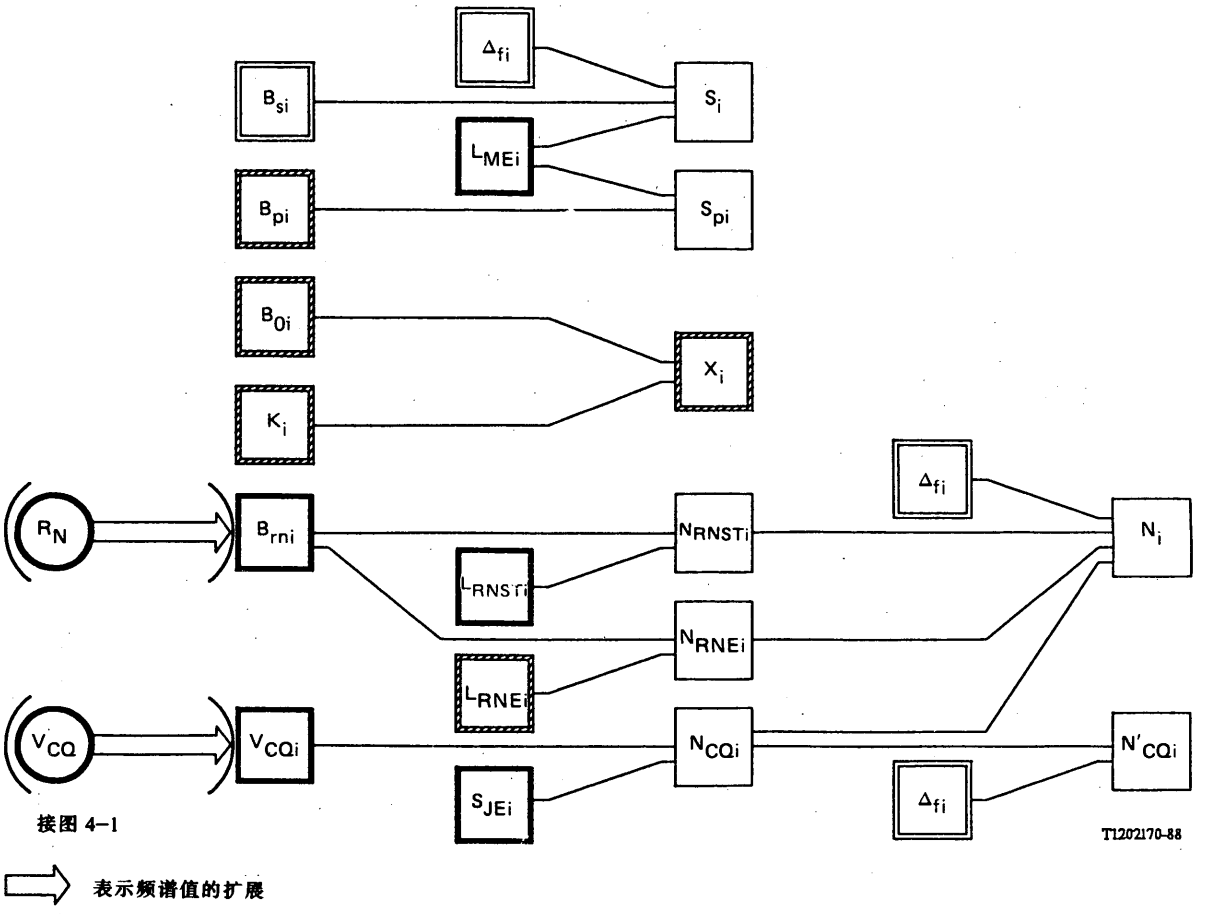
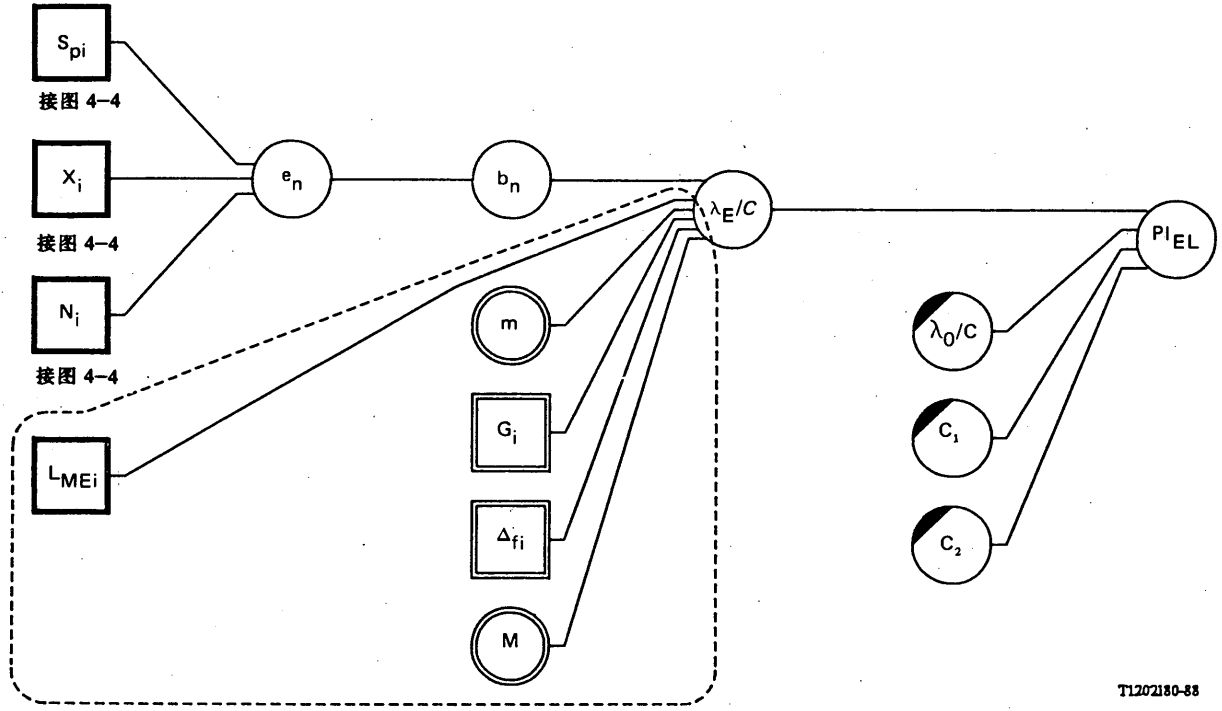


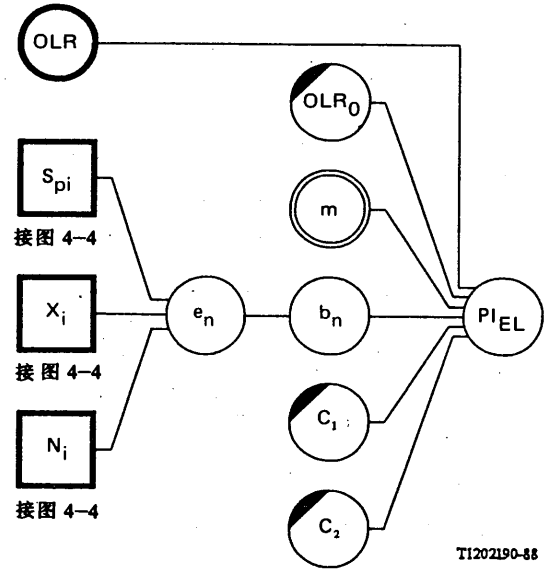
图4-4

计算话音和噪声频谱的方框图



符合建议 P.79

a)



b)

图 4-5

计算 PI_{EL} 的方框图

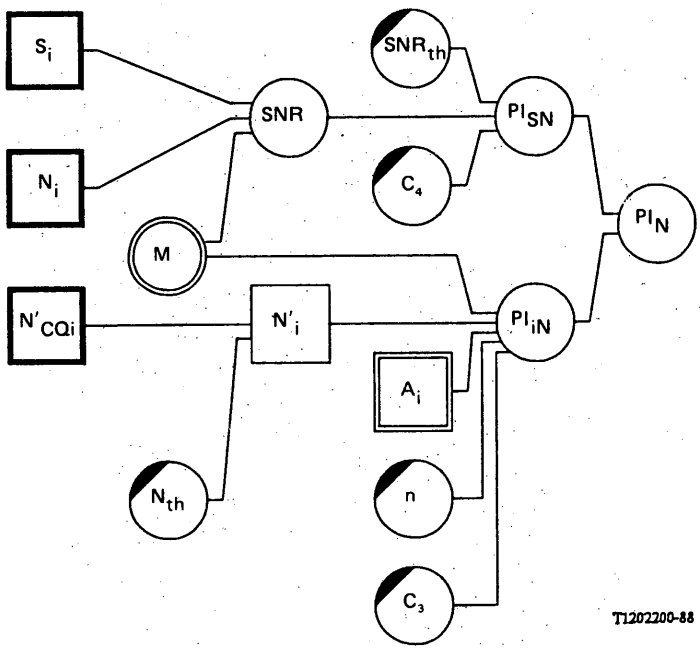


图4-6

计算 PI_N 的方框图

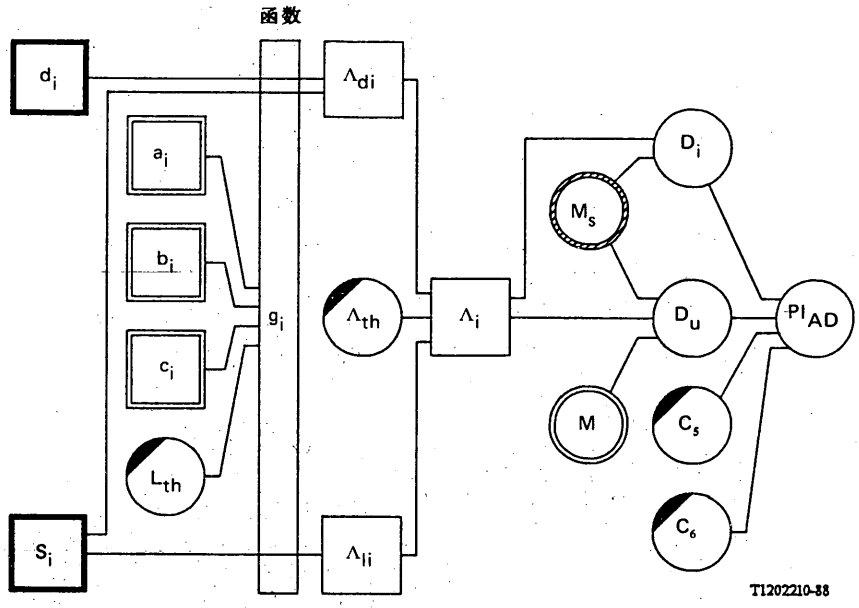


图4-7

计算 PI_{AD}的方框图

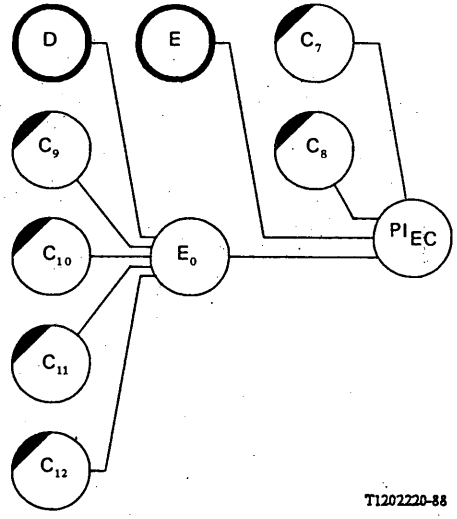


图4-8

计算 PI_{EC}的方框图

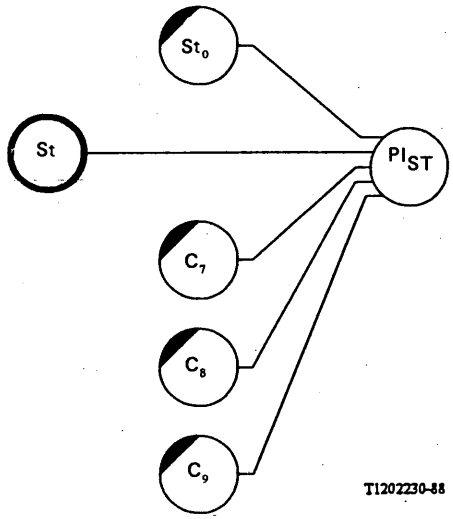


图4-9
计算 PI_{ST}的方框图

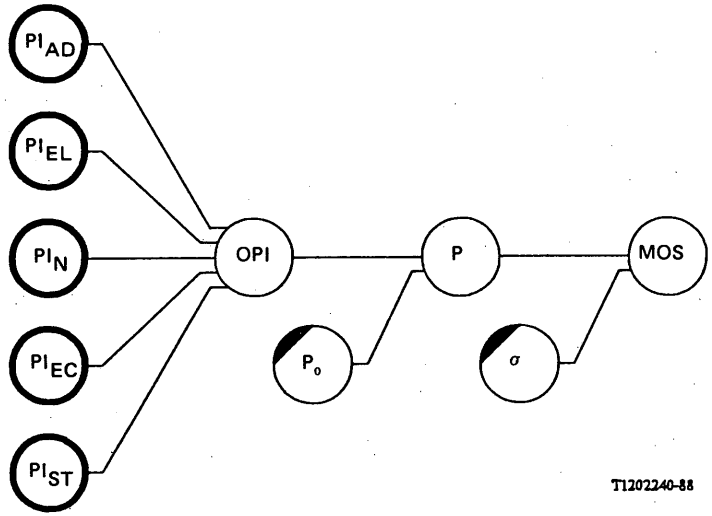


图4-10
计算 MOS 的方框图

表4-3

a_i、b_i 和 c_i 的数值

（由［48］结果内插）

序号	频率 (Hz)	a_i	b_i	c_i
1	100	−33.5	1.570	−0.00269
2	125	−25.7	1.500	−0.00258
3	160	−19.4	1.444	−0.00248
4	200	−14.7	1.404	−0.00242
5	250	−10.8	1.362	−0.00231
6	315	−7.4	1.314	−0.00214
7	400	−4.7	1.259	−0.00185
8	500	−3.0	1.205	−0.00151
9	630	−1.5	1.141	−0.00107
10	800	−0.5	1.064	−0.00050
11	1000	0.0	1.000	0.00000
12	1250	0.6	0.967	0.00028
13	1600	1.7	0.037	0.00071
14	2000	3.3	0.924	0.00100
15	2500	5.3	0.928	0.00118
16	3150	7.3	0.940	0.00119
17	4000	7.9	0.954	0.00098
18	5000	5.3	0.973	0.00059
19	6300	−2.6	1.028	0.00013

表 4-4

模型参数

	序号	频率	Δ_i	B_{si}	B_{pi}	X_i	L_{RNE}	$10\log_{10} G_i$	A_i
参数类型				[A-1]	[A-2]	[A-2]	[A-2]	[A-1]	[A-1]
来源				建议 P.51	$B_{si}+12$	NTT 1968	NTT 1968	建议 P.79	ISO
		(Hz)	(Hz)	(dB) 20 μPa/Hz	(dB) 20 μPa/Hz	(dB) 20 μPa/Hz	(dB)	(dB)	(dB)
	1	100	22.4	57.2	69.2	11.0	0.0	−32.63	−19.1
	2	125	29.6	60.0	72.0	8.9	0.0	−29.12	−16.1
	3	160	37.5	62.1	74.1	5.5	0.0	−27.64	−13.4
	4	200	44.7	62.9	74.9	2.2	0.0	−28.46	−10.9
	5	250	57.0	63.0	75.0	0.0	0.0	−28.58	−8.6
	6	315	74.3	62.4	74.4	−3.0	0.7	−31.10	−6.6
	7	400	92.2	61.0	73.0	−6.0	0.0	−29.78	−4.8
	8	500	114.0	59.3	71.3	−8.0	0.0	−32.68	−3.2
	9	630	149.0	57.0	69.0	−9.5	2.2	−33.21	−1.9
	10	800	184.0	54.2	66.2	−10.3	8.5	−34.14	−0.8
	11	1000	224.0	51.4	63.4	−11.0	13.5	−35.33	0.0
	12	1250	296.0	48.5	60.5	−11.8	15.5	−37.90	0.6
	13	1600	375.0	45.2	57.2	−13.0	20.0	−38.41	1.0
	14	2000	447.0	42.2	54.2	−16.0	23.7	−41.25	1.2
	15	2500	570.0	39.4	51.4	−19.8	30.0	−41.71	1.3
	16	3150	743.0	36.8	48.8	−23.0	27.0	−45.80	1.2
	17	4000	922.0	34.5	46.5	−26.0	33.5	−43.50	1.0
	18	5000	1140.0	32.7	44.7	−27.0	41.0	−47.13	0.5
	19	6300	1490.0	31.4	43.4	−24.0	50.0	−48.27	−0.1

注 $X_i\,(=B_{0i}-k_i)$ 和 L_{RNE} 可以是输入参数

表 4-5

估计出的常数和因子值

编号	有关章节	输出	符号	数值
1	4.3.2.1 4.3.2.2	PI_{EL}	C_1 C_2 λ_0/c OLR_0	0.0475 0.010 0.780 5.34
2	4.3.2.3	PI_{IN}	N_{th} n C_3	33.0 0.50 0.012
3	4.3.2.3	PI_{SN}	SNR_{th} C_4	7.5 −0.005
4	4.3.2.4	PI_{AD}	L_{th} C_5 C_6 Λ_{th}	57.5 0.043 0.043 15.0
5	4.3.2.5	PI_{EC}	C_7 C_8 C_9 C_{10} C_{11} C_{12}	13.69 0.01 26.4 2.65 14.00 24.6
6	4.3.2.6	PI_{ST}	C_{13} ST_0	0.00856 9.000
7	4.3.3	MOS	P_0 σ	3.558 0.730

附 件 A

（附于增补3号 — 参考 § 1.1）

传输损伤的意见评分

A.1 概述

本附件中的曲线图表示典型传输损伤对意见评分的相对影响。它们都是以上述传输率模型为根据而绘

制出来的。意见评分用五级评定刻度（优、良、中、差、劣），结果用良或更好（良＋优）或差或更差（差＋劣）的评分百分比来表示。增补的正文介绍了把传输率转换到意见评分的三个公式。在本附件中使用的公式，对几个主管部门，在1973—1976研究期向 CCITT 报告的会话试验结果具有代表性。

A.2 全程响度评定值和电路噪声

图 A-1和 A-2表示 OLR（L'_c，dB）和电路噪声（N'_c，dBmp）综合影响的意见评分。电路噪声以 RLR 为0dB 的接收系统为参考。在这些图中，室内噪声的等效电路噪声 N'_{Rc}为－58.63dBmp；带宽/形状因子 K_{BW}为1；对量化噪声、收话人回声、发话人回声和侧音的影响未加考虑。

A.3 PCM 处理产生的量化噪声

图 A-3和 A-4表示7位与8位 μ 律和 A 律 PCM 串接时，其量化噪声对意见评分的影响。对这些结果，假定 OLR（L'_c）为16dB；电路噪声（N'_c）为－56dBmp；室内噪声、带宽/形状因子和侧音条件与 A.2节相同。并假设在 SLR 为0dB 的电话机输出端，话音电平为－10VU。

A.4 带宽

图 A-5和 A-6表示带宽对意见评分的影响。带宽上下限频率相对于1000Hz 的损耗为10dB。对这些结果，假定 OLR（L'_c）为16dB；电路噪声（N'_c）为－56dBmp；室内噪声的等效电路噪声（N'_{Rc}）为－58.63dBmp；低端和高端斜率因子（S_l 和 S_u）分别为2和3；收话人回声，发话人回声和侧音的影响未加考虑。

A.5 收话人回声

图 A-7和图 A-8表示收话人回声对意见评分的影响。图中把意见评分表示为加权收话人回声通道损耗（WEPL，dB）和收话人回声通道环路时延（D_L，ms）的函数（根据增补中所介绍的原始模型和替代的模型）。在计算这些曲线时，假设 OLR（L'_c）为16dB、电路噪声（N'_c）为－56dBmp、室内噪声的等效电路噪声（N'_{Rc}）为－58.63dBmp 和带宽/形状因子为1。发话人回声和侧音的影响没有考虑进去。

A.6 发话人回声

图 A-9和 A-10表示发话人回声对意见评分的影响。图中把意见评分表示为发话人回声通道（E）的 OLR（dB）和发话人回声通道环路时延（D，ms）的函数。仍然假设全程 OLR（L'_c）为16dB、电路噪声（N'_c）为－56dBmp、室内噪声的等效电路噪声（N'_{Rc}）为－58.63dBmp 和带宽/形状因子为1。不包括收话人回声和侧音的影响。

A.7 侧音

图 A-11和图 A-12用侧音掩蔽评定值（dB）和侧音响应形状（dB/oct），表示发话人回声对意见评分的影响。在计算这些曲线时，各种损伤程度的选择要维持 R_{LN}数值恒定，等于北美长途呼叫的典型数据，并按北美长途呼叫可能遇到的情况选择 R_E 的数值范围。

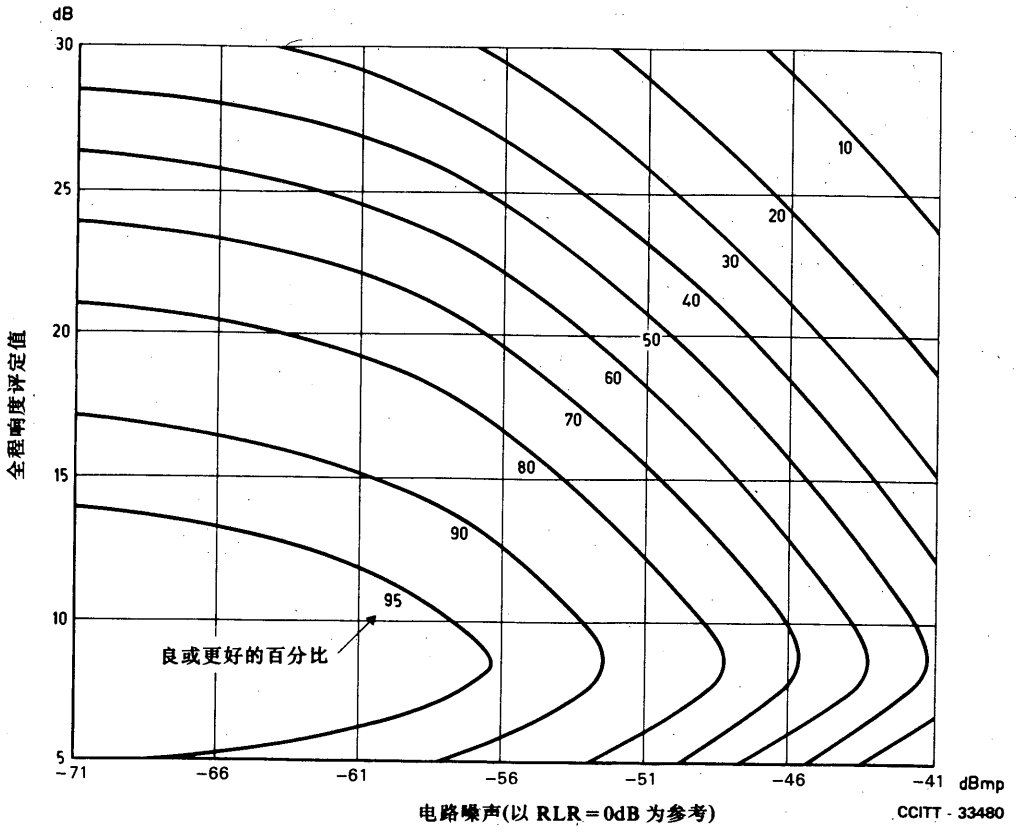


图 A-1

全程响度评定值和电路噪声影响的意见评分

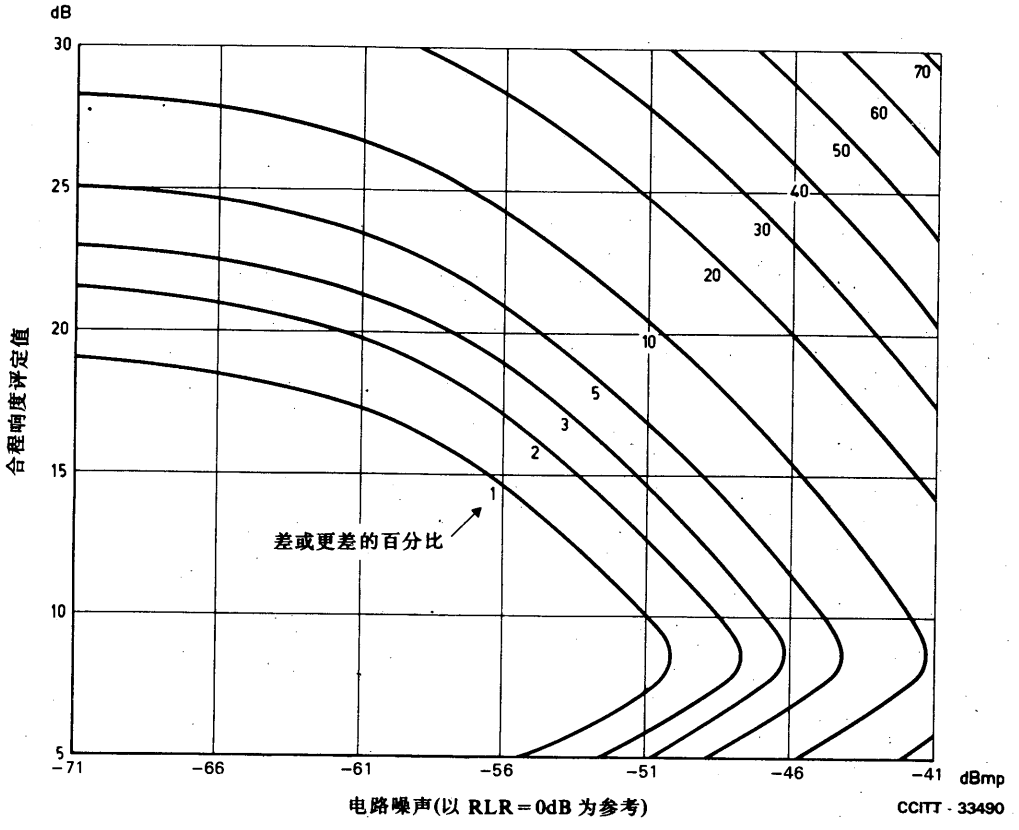


图 A-2

全程响度评定值和电路噪声影响的意见评分

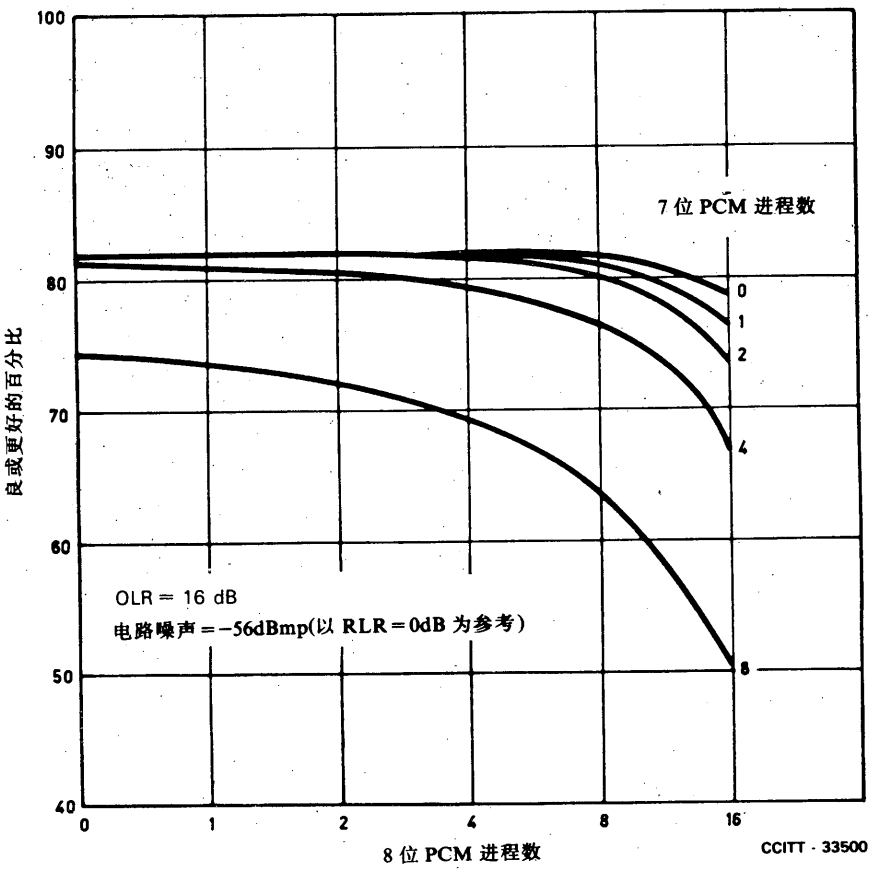


图 A-3

PCM 的串联个数对意见评分的影响

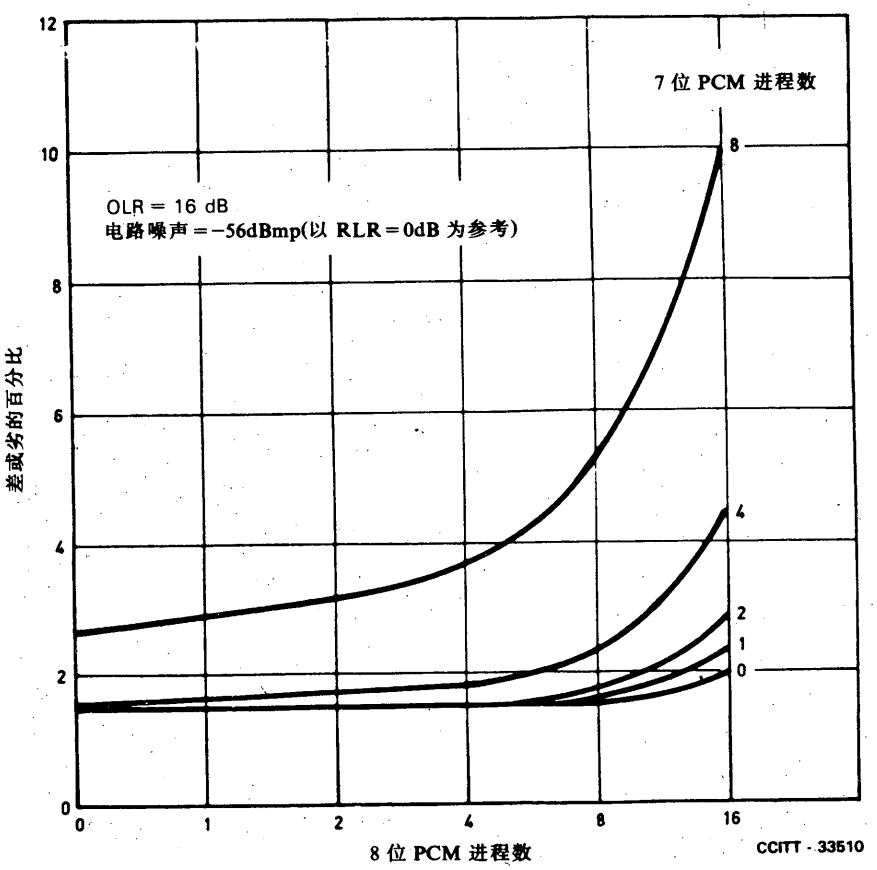


图 A-4

PCM 的串联个数对意见评分的影响

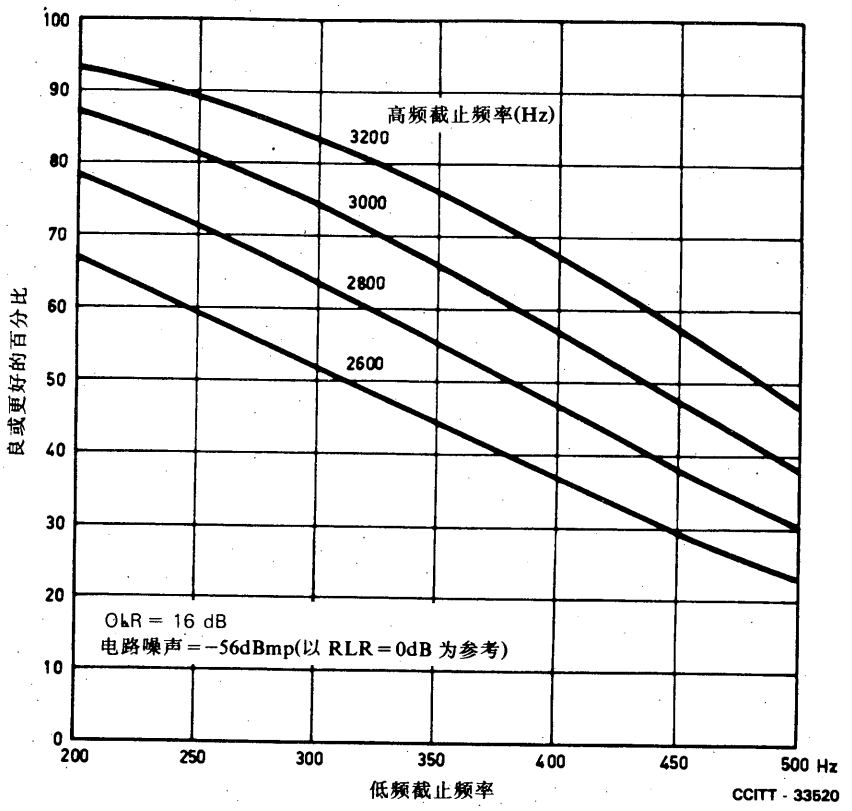


图 A-5

带影响的意见评分

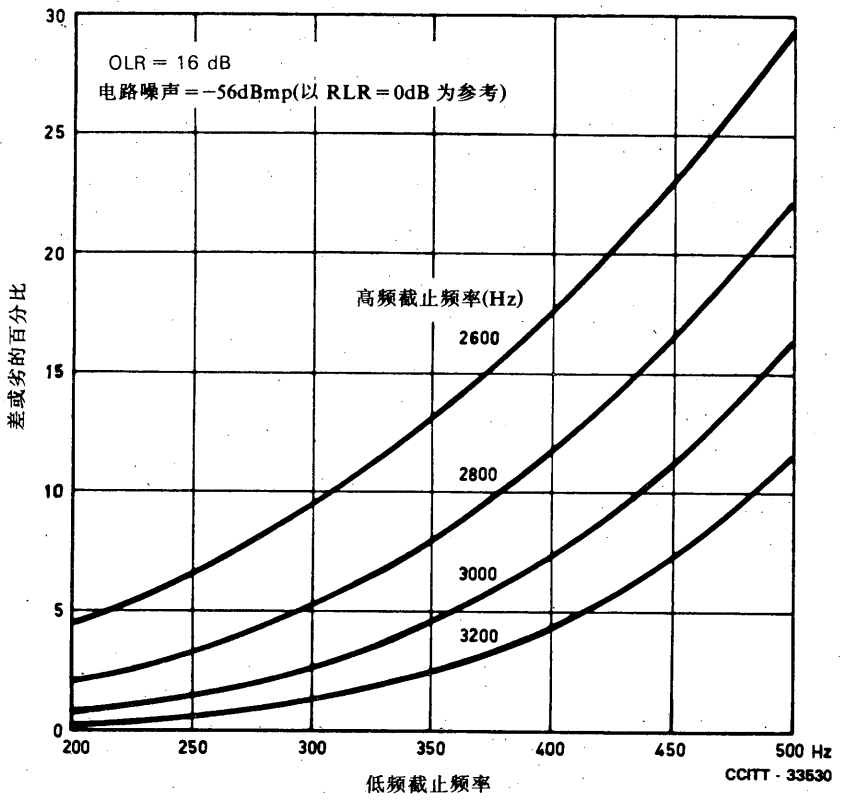


图 A-6

带宽影响的意见评分

ARCHIVES U.I.T. GENÈVE

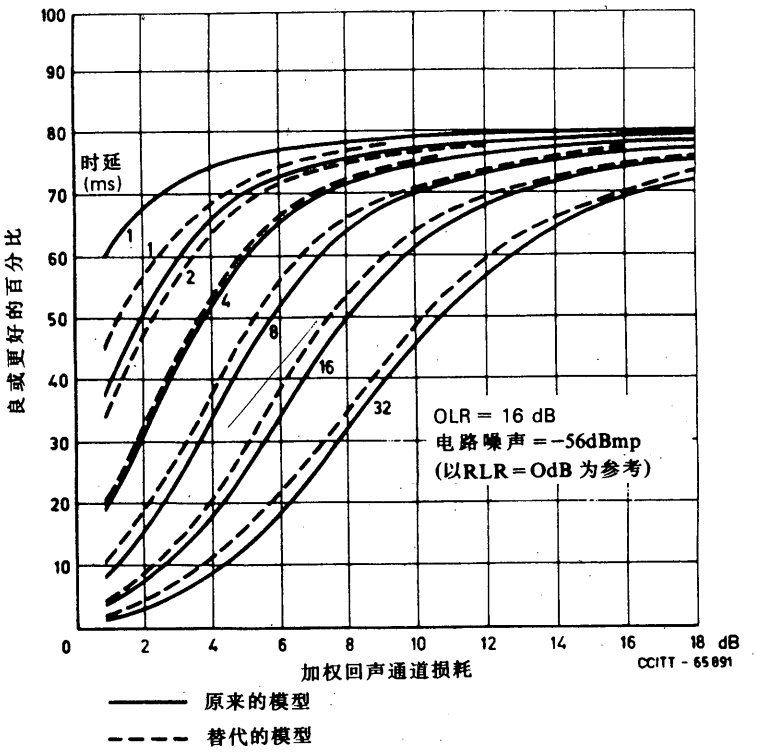


图 A-7

OLR、电路噪声和发话人回声影响的意见评分

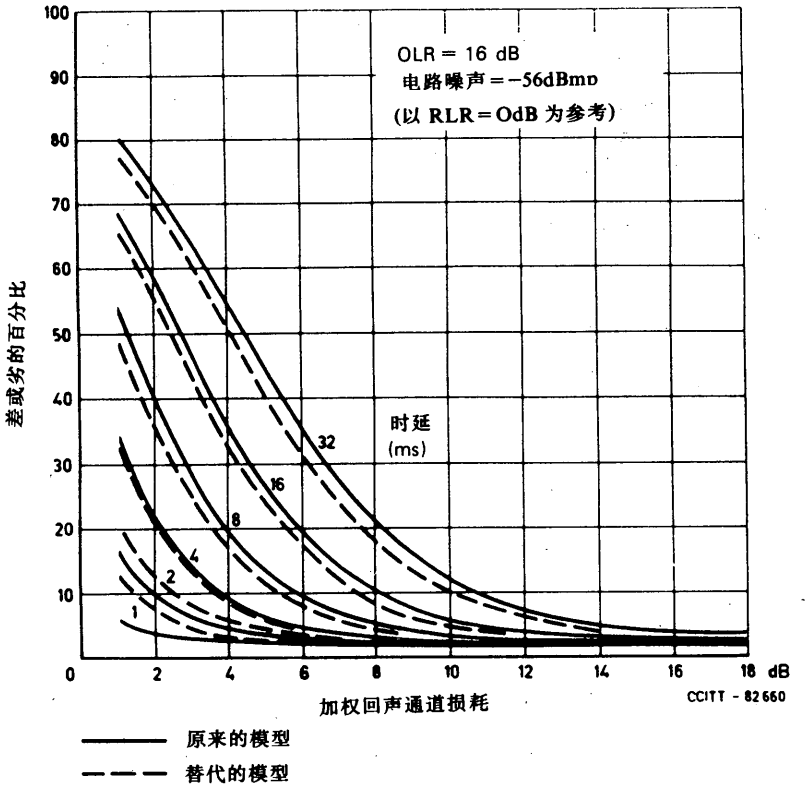


图 A-8

OLR、电路噪声和发话人回声影响的意见评分

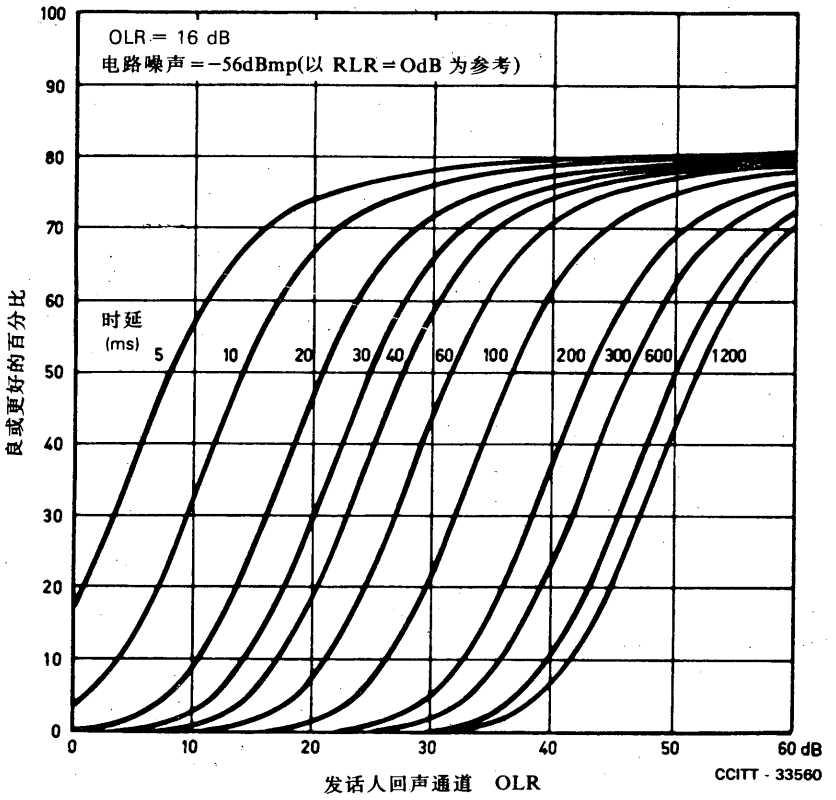


图 A-9

OLR、电路噪声和收话人回声影响的意见评分

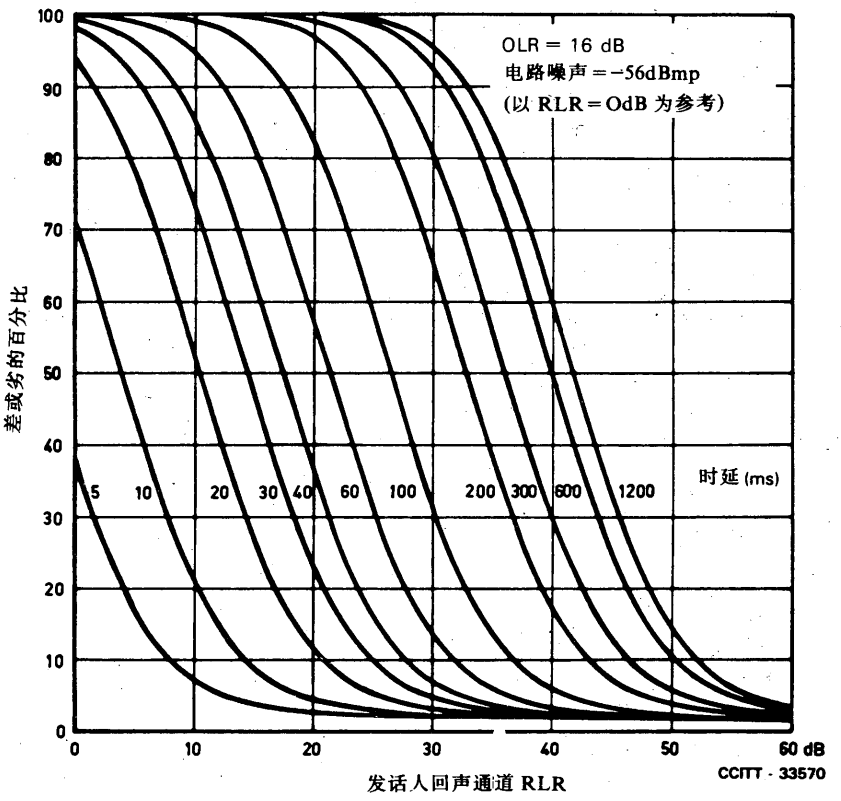


图 A-10

OLR、电路噪声和收话人回声影响的意见评分

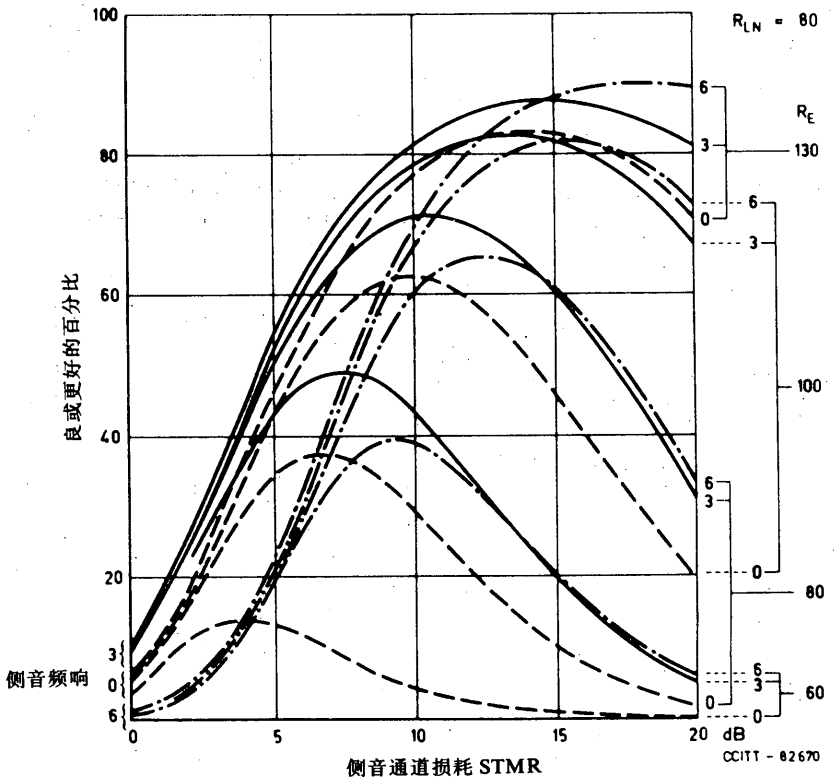


图 A-11

OLR、电路噪声、发话人回声和侧音影响的意见评分

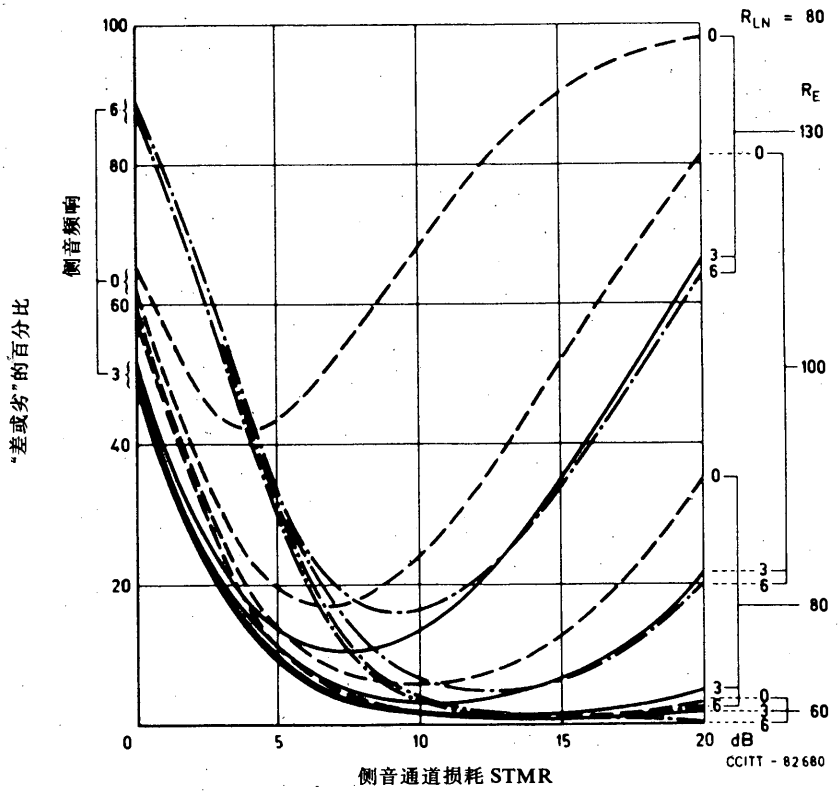


图 A-12

OLR、电路噪声、收话人回声和侧音影响的意见评分

附 件 B

（附于增补4号 — 参考§2.9）

计算得到的电话网传输性能

B.1 引言

本附件是为了对 BT CATNAP（计算机辅助电话网评定程序）的主观模型，举出一些应用的例子。CATNAP 程序是由主观模型和传输计算两部分组成。传输计算部分是连接电路的组成部分，能以通常可识别的术语（如电缆长度、馈电桥等）输入程序。附件中的这些结果，是对网络中会遇到的或规划人员可能用到的“假设参考连接（HRC）”的计算举例。

例中引用的响度评定值是按照建议 P.79计算出来的，使用的频带为200Hz 到4kHz。Y_{LE}和 Y_C 采用从0到4的五级评分，分别对应收听努力和会话意见评分尺度（见增补2号）。结果中还同时给出了线路电流，它是根据市话系统的特性，由程序决定的。市话系统可以选择若干合适的标准线路电流，由此确定应该使用的电话机特性数据。程序还包括在控制讲话条件下的话音电平（V_L）和会话条件下的话音电平（V_C）。这两个电平和响度评定值都以下列各图中的接口 NI 和 FI 为参考。

图中数据是用现在的模型（1983年版本）计算的结果。但为了改善计算值与试验结果的相关性，研究工作仍在继续，因此模型有可能要进一步修改。

B.2 HRC1 — 本局呼叫（见图 B-1）

这是一条对称连接，用户线取平均长度；侧音抑制比较好；而且室内噪声和电路噪声都比较低。会话意见得分良好，但全程响度损耗很小，这意味着收听声级比喜爱值还要响。因此，如果连接的响度略轻一些，意见得分还会更高。

B.3 HRC2 — 极限国内呼叫（见图 B-2）

这两条假设参考连接都是对称连接。它们是由1000Ω/10dB 的极限用户线、4.5dB 的市话中继线和每段损耗为3.5dB 的两条四线中继线组成。这种连接代表英国传输规划的极限连接（见参考［29］）。

HRC2（a）使用0.5mm 线径的铜线作用户线；HRC2（b）使用0.9mm 线径的铜线作用户线。后者对侧音的平衡较前者差一些。由于侧音声级的变化（>10dB），使会话意见得分从1.9降低到0.8（从“中”到“差”）。

B.4 HRC3 — 含有 PCM 中继的长途呼叫（见图 B-3）

这种连接电路的全程损耗（OLR＝13.4dB）较 HRC 小得多。用户线用0.5mm 线径，取平均长度，侧音平衡得相当好。这种连接电路只含有一条市话中继线，它采用损耗为3dB 的四线 PCM 中继。该 PCM 中断在程序中作为单独的一项输入，用2/4线终端装置的终端和平衡阻抗、两个方向的平衡损耗和环路相位时延表示其特性。从 CATNAP 对这种连接电路计算出来的输入话音电平来看，量化噪声的影响可以忽略不计。

这种连接电路的双向传输损耗是对称的，但两端的侧音声级略有差别，所以会话意见得分也略有差

异。

B.5 HRC4 — 非对称传输损耗（见图 B-4）

为了研究不对称程度的影响，对 HRC 进行了若干计算。图中所示曲线不是用拟合方程得到的，仅仅是把图中各点直接连起来而已。由曲线可以看出，仅在一个方向上（从近端到远端）改变传输损耗，对会话意见得分和会话时的语声电压的影响。由于本例中，连接电路从远端到近端方向上的损耗保持不变，因此对近端用户意见评分的影响甚小。令人疑惑的问题是图中两端的语声电压曲线之间的差别太大，其原因有待进一步研究。但意见评分曲线的趋势与 Boeryd 所得的结果相近 [30]。

传输损耗变化时，假设不影响侧音声级。

B.6 HRC5 — 室内噪声的影响（见图 B-5）

对于这种近端用户侧音响、远端用户侧音轻的 HRC，可用计算结果表明室内噪声声级变化对平均意见得分的影响。曲线的处理方法与 HRC4相同，图 B-5的曲线也是把计算点直接连起来得到的。

B.7 HRC6 — 电路噪声和带宽的影响（见图 B-6）

为了使侧音可控，这种连接电路采用了四线电话参考系统。其 STMR 保持在20dB，这时大多数用户感觉不出侧音来。

这种连接电路可以用来研究独立变化的特定传输损伤的影响。本例的计算结果，说明了注入电路噪声电平和带宽限制（用低通）对收听效果和会话意见得分的影响。损耗的变化范围选用电话网中可能产生的变化范围。

与前面的曲线一样，是把各计算点直接连接而成的。

B.8 HRC7 — 含有随机选择项的多重计算（见图 B-7）

CATNAP 的研制目的与其说是为了评定单条连接电路的性能，倒不如说是为了评价电话网的方案更合适。该程序可以对一组连接电路，也可以对从基础数据任意选择其组成部分的单条连接电路进行多重计算。

本例以1800种现有线路的调查数据为基础，从中任意选择用户线。这种方法表明，CATNAP 可以用来按照实际网络条件所遇到的变化范围，对连接电路的特定部分，进行性能测定。由于该项研究反映了实际网络中线路长度和线径的分布情况，因此这种评定方法可以更准确地展示现行网络的面貌。

本例中只进行了少量的计算，用以说明程序的功能，并将计算结果打印出来。如果计算结果可以存贮起来，并按要求进行处理（例如画出分布曲线或进行统计分析），则可以不需要大量的计算。

每次计算的结果中都标明了线路编号和径向距离。

B.9 HRC8 — 使用 CATNAP 达到设计标准的例子（见图 B-8）

这是一个单个网络部件的设计，采用 CATNAP 使它达到设计目标的计算例子。

当使用电子电话机时，设计人员将有更大的自由选择与电话机特性适配的其它参数。例如要达到完全抑制电话机侧音，应如何设计连接到电话机的线路阻抗（Z_{so}）。

用逐次逼近程序可以计算出 Z_{so}的最佳值。作为举例，我们曾对英国706型标准话机，以及改变 Z_{so}后的706型电话机，进行了一系列的计算。在计算中按照几种规定长度的英国标准线径的铜心电缆用户线，以及0.5mm 线径的平均长度用户线，确定 Z_{so}的试验数值。对一部标准706型电话机和每一个可能采用的 Z_{so}，都分别进行了四十次计算。计算中用到的用户线特性，是从 HRC7的1800种基础数据中任意选取的。计算结果一律用 STMR 分布的平均值和标准偏差表示。由这些结果可以看出，Z_{so}的试探值的确可以改善侧音性能。虽然

对于0.63mm和0.9mm线径的极限连接电路，性能有所下降，但它们在市话网中并不如0.5mm用户线使用得那么普遍。

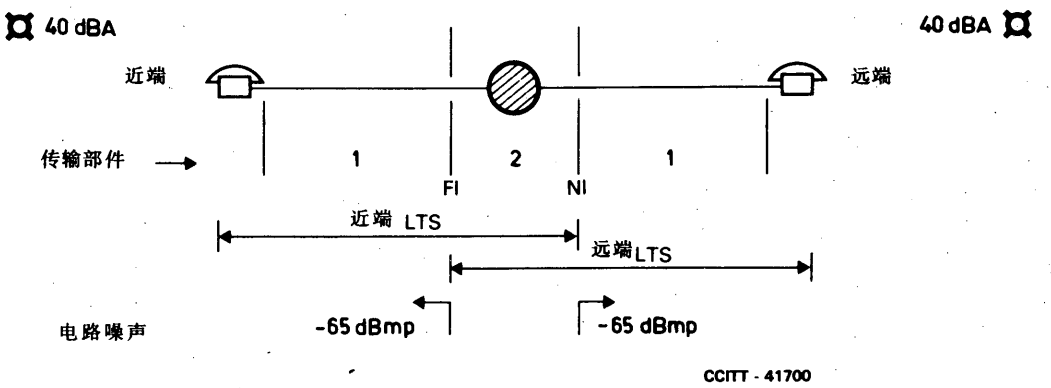
作为一种设计工具，这个程序还可以进一步用来验证性能的改善情况，进一步检查Z_{so}的容差对性能的影响，并考虑对这些数值的进一步改善。

B.10 HRC9 — 改变线路长度的影响（见图B-9）

这条HRC除了与HRC2的电缆线径不同以外，其它都一样。本例中使用了0.63mm的铜心电缆，长度从0km变化到10km，超出了英国的极限长度（7.2km）。

计算结果分别用会话意见得分、OLR和会话时语声电压随用户线长度变化的曲线来表示。曲线的处理与前面相同，是把各计算点直接相连得出的。

在对HRC的计算中，也包括对CATNAP“反向”应用的说明。由于OLR的极限值是已知的（由传输规划决定），因此可以把电缆长度的适用范围计算出来。由计算得出用会话意见得分表示的传输性能，可以用来规定规划的极限值。它比用响度表示的极限值更接近实际的性能。



传输部件

电话机用英国706型

1 线径为0.5mm,长度为1.6km的未加感电缆（168Ω/km,50nF/km）

2 斯登馈电桥(2×200Ω,2+2μF,50V)

近端					
STMR	= 9.02	I_L	= 64		
RLR	= −5.15	SLR	= 4.76		
Y_{LE}	= 3.48	OLR	= −0.27		
Y_C	= 3.15	V_L	= −18.24		
RN	= 40.00	V_C	= −22.69		
		ICN	= −65.00		
I_L	= 64	远端			
OLR	= −0.27	RLR	= −5.15		
SLR	= 4.76	STMR	= 9.02		
V_L	= −18.24	Y_{LE}	= 3.48		
V_C	= −22.69	Y_C	= 3.15		
ICN	= −65.00	RN	= 40.00		

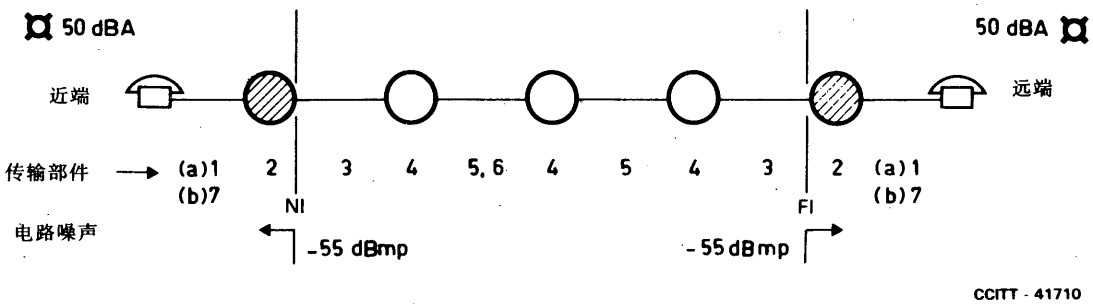
I_L	线路电流(mA)
SLR	发送响度评定值(dB)
RLR	接收响度评定值(dB)
OLR	全程响度评定值(dB)
STMR	掩蔽侧音响度评定值(dB)
Y_{LE}	收听努力得分
Y_C	会话意见得分
V_L	在控制讲话条件下,接口点的讲话电压(dBV)
V_C	在会话条件下,接口点的讲话电压(dBV)
RN	室内(环境)噪声声级(dBA),霍斯频谱
ICN	以0dB RLR接收端为参考的注入电路噪声电平
NI	近端接口
FI	远端接口
LTS	市话系统

注1—室内噪声为霍斯频谱。

注2—左边给出的OLR是近端方向上的;右边给出的OLR是远端方向上的。

图B-1

HRC1—本局呼叫



传输部件

电话机用英国 706 型

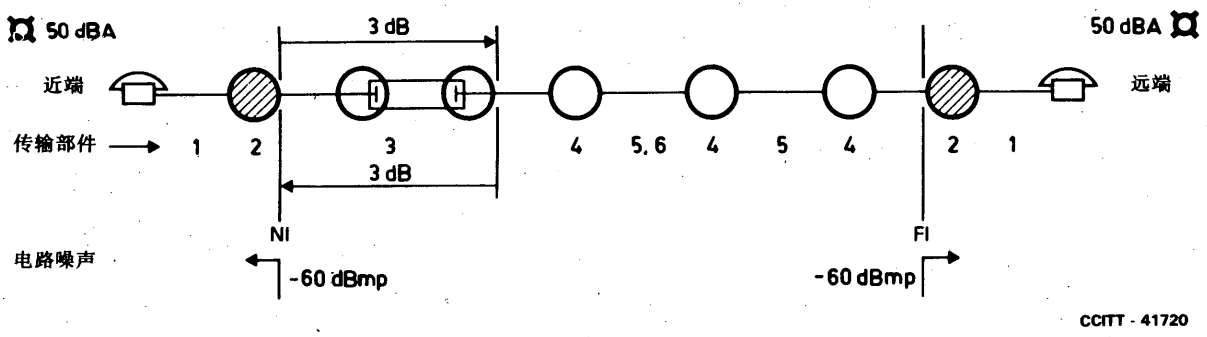
1 线径为 0.5mm,长度为 6km 的未加感电缆(168Ω / km,50nF / km)
2 斯登馈电桥(2 × 200Ω,2+2μF,50V)
3 线径为 0.9mm,长度为19.6km 的加感中继线,每1.83km 加感 88mH
4 变压器馈电桥(50V)
5 衰减为 3.5dB,与频率无关,阻抗为600Ω
6 300Hz 到 3.4kHz 的信道滤波器,阻抗为600Ω
7 线径为 0.9mm,长度为 10km 的未加感电缆(55Ω / km,50nF / km)

近端				远端			
		IL = 32		IL = 32			
STMR =	11.19	SLR =	8.21	OLR =	25.07	RLR =	−1.32
RLR =	−1.32	OLR =	25.07	SLR =	8.21	STMR =	11.19
Y_{LE} =	1.98	V_L =	−21.40	V_L =	−21.40	Y_{LE} =	1.98
Y_C =	1.86	V_C =	−22.46	V_C =	−22.46	Y_C =	1.86
RN =	50.00	ICN =	−55.00	ICN =	−55.00	RN =	50.00

近端				远端			
		IL = 50		IL = 50			
STMR =	−0.14	SLR =	6.62	OLR =	24.04	RLR =	−2.05
RLR =	−2.05	OLR =	24.04	SLR =	6.62	STMR =	−0.14
Y_{LE} =	1.72	V_L =	−19.75	V_L =	−19.75	Y_{LE} =	1.72
Y_C =	0.81	V_C =	−21.52	V_C =	−21.52	Y_C =	0.81
RN =	50.00	ICN =	−55.00	ICN =	−55.00	RN =	50.00

图 B-2

HRC2—极限国内呼叫



传输部件

电话机用英国 706 型

1 线径为 0.5mm,长度为 6km 的未加感电缆(168Ω / km,50nF / km)

2 斯登馈电桥(2 × 200Ω,2+2μF,50V)

3 PCM 系统,到 3.4k Hz 的损耗为3dB,阻抗为 600Ω

4 变压器馈电桥(50V)

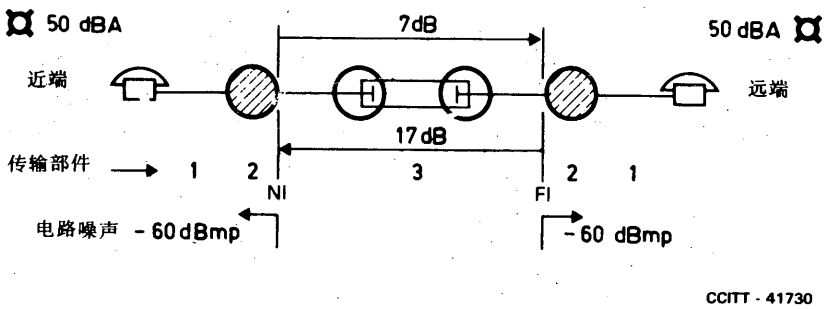
5 3.5dB 衰减,与频率无关,阻抗为 600Ω

6 300Hz 到 3.4k Hz 的信道滤波器,阻抗为 600Ω

近端								远端		
		IL	=	64	IL	=	64			
STMR	=	9.31	SLR	=	4.95	OLR	=	13.38	RLR	=	−4.95
RLR	=	−4.95	OLR	=	13.38	SLR	=	4.95	STMR	=	8.55
Y_{LE}	=	3.34	V_L	=	−18.60	V_L	=	−18.60	Y_{LE}	=	3.34
Y_C	=	2.73	V_C	=	−22.19	V_C	=	−22.45	Y_C	=	2.75
RN	=	50.00	ICN	=	−60.00	ICN	=	−60.00	RN	=	50.00

图 B-3

HRC3—只有 PCM 中继的长途呼叫



传输部件

电话机用英国 706 型

1 线径为 0.5mm,长度为 6km 的未加感电缆(168Ω / km,50nF / km)

2 斯登馈电桥(2×200Ω,2+2μF.50V)

3 FDM 系统,至 3.4kHz 的损耗如图中所示,阻抗为 600Ω

近端								远端		
			IL	=	32	IL	= 32			
STMR	=	13.89	SLR	=	8.21	OLR	= 14.35	RLR	=	−1 31
RLR	=	−1.31	OLR	=	24.22	SLR	= 8.21	STMR	=	13.89
Y_{LE}	=	2.62	V_L	=	−21.40	V_L	= −21.40	Y_{LE}	=	3.40
Y_C	=	2.18	V_C	=	−22.69	V_C	= −24.22	Y_C	=	2.90
RN	=	50.00	ICN	=	−60.00	ICN	= −60.00	RN	=	50.00

下图中曲线所示的结果适用于同一条连接。但从近端到远端的方向上,把 FDM 系统的损耗从 2dB 变化到 32dB,而从远端到近端的方向上,损耗维持 17dB 不变。

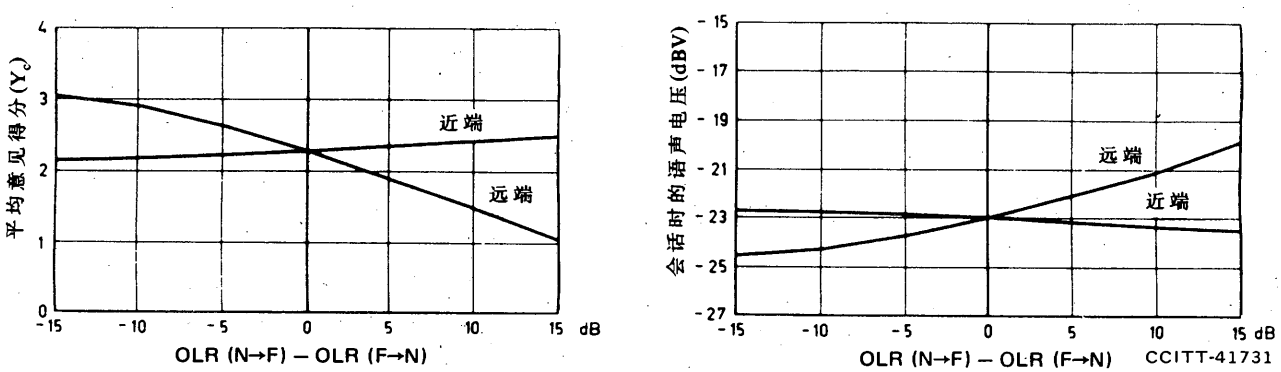
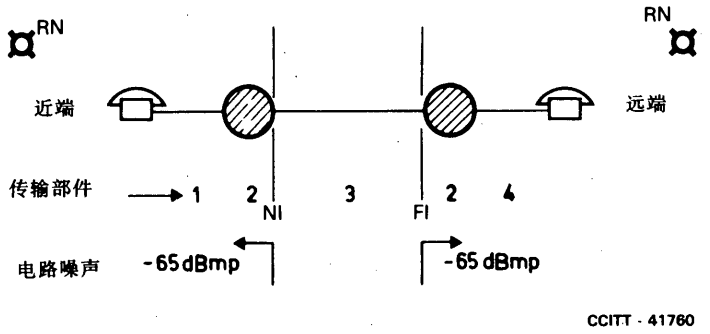


图 B-4

HRC4—非对称传输损耗的影响



传输部件

电话机用英国 706 型

1 线径为 0.5mm.长度为 6km 的未加感电缆(168Ω／km,50nF／km)

2 斯登馈电桥(2×200Ω,2+2μF,50V)

3 20dB 衰减,与频率无关,阻抗为 600Ω

4 线径为 0.5mm,长度为 1.6km 的未加感电缆(168Ω／km,50nF／km)

近端								远端		
			IL	=	50	IL	= 32			
STMR	=	0.28	SLR	=	6.62	OLR	= 24.69	RLR	=	−1.32
RLR	=	−2.04	OLR	=	25.53	SLR	= 8.82	STMR	=	13.66
Y_{LE}	=	2.63	V_L	=	−19.75	V_L	= −21.40	Y_{LE}	=	2.87
Y_C	=	2.17	V_C	=	−24.83	V_C	= −22.67	Y_C	=	2.17
RN	=	40.00	ICN	=	−65.00	ICN	= −65.00	RN	=	40.00

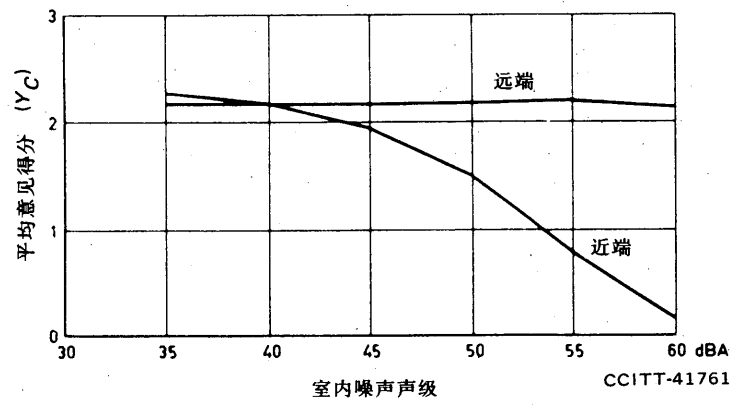
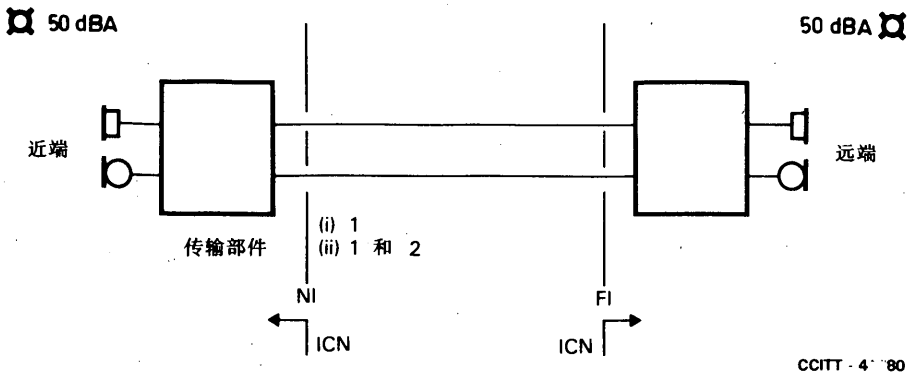


图 B-5

HRC5—室内噪声声级的影响

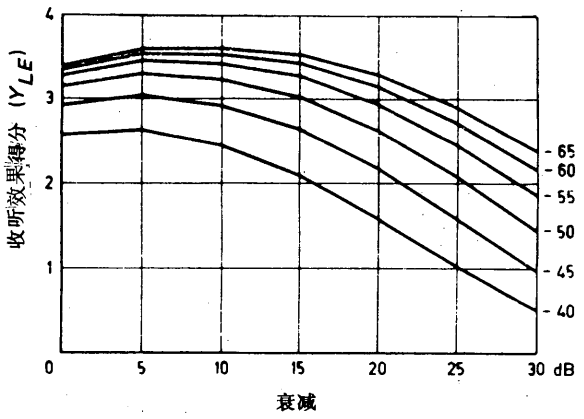


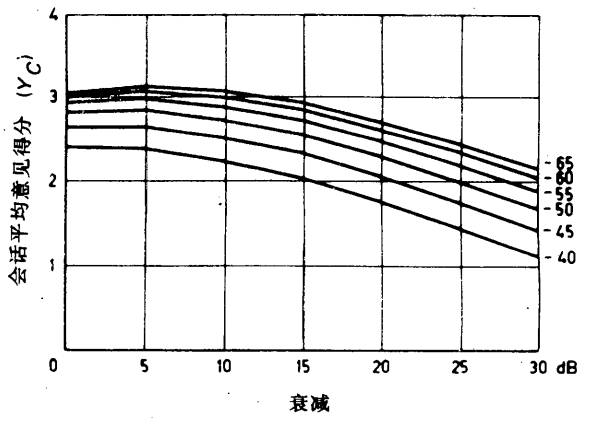
传输部件

电话机用中间参考系统(见建议 P.48),侧音通道的 STMR＝20dB

1 衰减为 0–30dB,无频率无关,阻抗为600Ω

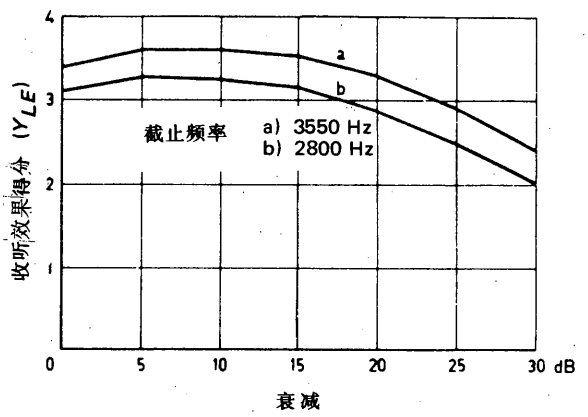
2 600Ω 的滤波器,(a)0－3.55kHz (b)0–2.80kHz

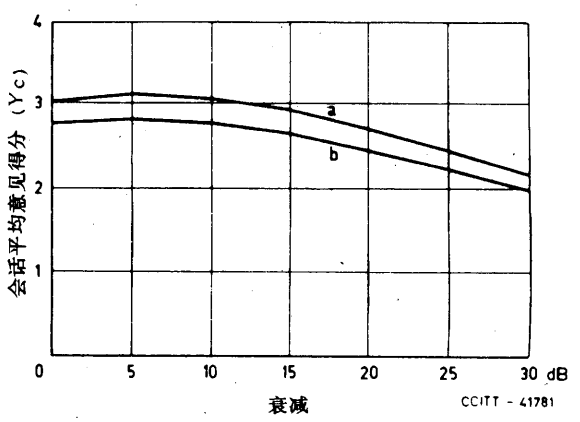




注–这些曲线表示注入噪声声级从–65dBmp 变化到–40dBmp 时,对 Y_{LE} 和 Y_c 的影响。图中噪声是以 0dB 的 RLR 为参考

a) 注入电路噪声声级和全程损耗对收听效果得分和会话意见得分的影响。



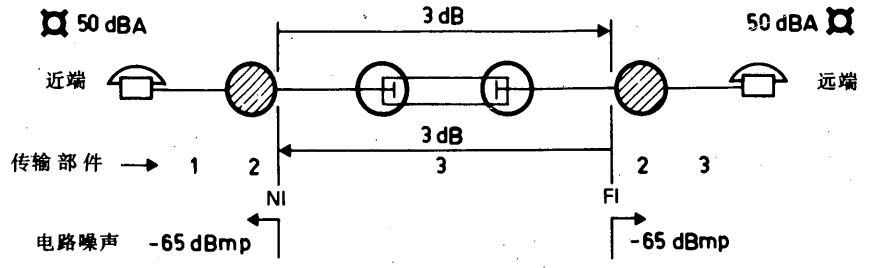


注–这些曲线表示用理想低通滤波器进行带宽限制的影响。

b) 带宽限制(低通)和损耗对收听效果得分和会话意见得分的影响。

图 B-6

HRC6－注入电路噪声电平和带宽限制的影响



传输部件 CCITT-41831

电话机用英国 706 型

1 用户线:从1800 种现有用户线实例中任意选择

2 斯登馈电桥(2× 200Ω,2+2μF,50V)

3 PCM 系统:600Ω,3dB

4 用户线:从 1800 种现有用户线实例中(与 1 相同)任意选择

43 号线路(1.3km)

近端								远端		
			IL	=	64	IL	= 64			
STMR	=	10.38	SLR	=	5.45	OLR	= 4.77	RLR	=	−4.44
RLR	=	−4.46	OLR	=	4.77	SLR	= 5.47	STMR	=	8.59
Y_{LE}	=	3.56	V_L	=	−19.07	V_L	= −19.11	Y_{LE}	=	3.57
Y_C	=	3.06	V_C	=	−22.96	V_C	= −23.56	Y_C	=	3.07
RN	=	50.00	ICN	=	−65.00	ICN	= −65.00	RN	=	50.00

121 号线路(0.9km)

731 号线路(0.3km)

近端								远端		
			IL	=	75	IL	= 64			
STMR	=	7.19	SLR	=	4.08	OLR	= 2.42	RLR	=	−5.41
RLR	=	−5.74	OLR	=	2.53	SLR	= 4.50	STMR	=	6.77
Y_{LE}	=	3.45	V_L	=	−17.46	V_L	= −18.16	Y_{LE}	=	3.50
Y_C	=	3.05	V_C	=	−22.29	V_C	= −23.13	Y_C	=	3.06
RN	=	50.00	ICN	=	65.00	ICN	= −65.00	RN	=	50.00

87 号线路(0.5km)

4 号线路(2.0km)

近端								远端		
			IL	=	50	IL	= 75			
STMR	=	4.33	SLR	=	4.05	OLR	= 2.45	RLR	=	−5.38
RLR	=	−4.65	OLR	=	3.54	SLR	= 4.45	STMR	=	7.28
Y_{LE}	=	3.53	V_L	=	−17.84	V_L	= −17.83	Y_{LE}	=	3.47
Y_C	=	3.05	V_C	=	−23.53	V_C	= −22.60	Y_C	=	3.03
RN	=	50.00	ICN	=	−65.00	ICN	= −65.00	RN	=	50.00

776 号线路(0.9km)

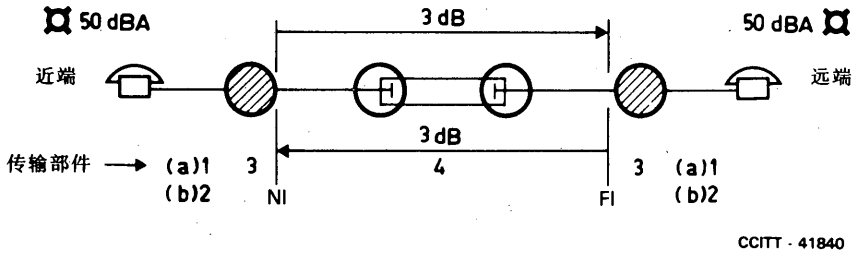
1018 号线路(2.2km)

近端								远端		
			IL	=	50	IL	= 40			
STMR	=	8.95	SLR	=	3.41	OLR	= 4.37	RLR	=	−2.72
RLR	=	−5.27	OLR	=	4.59	SLR	= 6.18	STMR	=	8.94
Y_{LE}	=	3.54	V_L	=	−17.17	V_L	= −19.54	Y_{LE}	=	3.56
Y_C	=	3.03	V_C	=	−21.42	V_C	= −23.88	Y_C	=	3.07
RN	=	50.00	ICN	=	−65.00	ICN	= −65.00	RN	=	50.00

1647 号线路(2.5km)

图 B-7

HRC7-任意选择用户线的例子



传输部件

电话机用英国 706 型,但其 Zso 按要求修改

1 未加感电缆:如下所规定。
2 用户线:从现有 1800 种用户线的一组实例中任意选择。
3 斯登馈电桥 (2× 200Ω,2+2μF,50V)
4 PCM 系统:600Ω,3dB。

注—同时参见表 B-1 和 B-2。

图 B-8

HRC8—使用 CATNAP 设计的例子

表 B-1

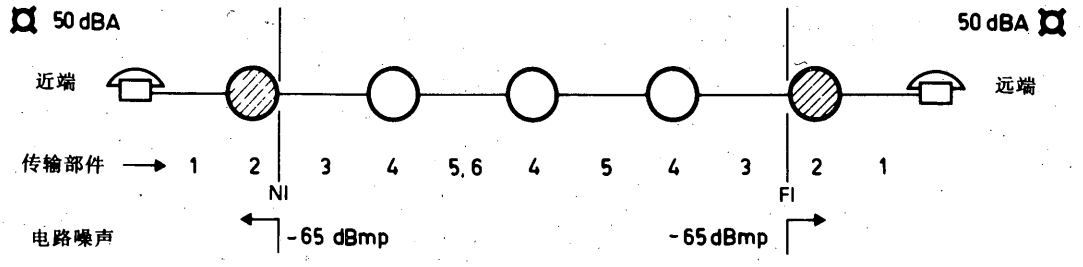
规定用户线（铜导体）的 STMR 数值（dB）

Z_{so}	1.6 km 0.5 mm (中间值)	6 km 0.5 mm	3.7 km 0.4 mm	7.2 km 0.63 mm	10 km 0.9 mm
		←(极限长度)→			
706	9.9	15.7	7.2	[illegible].5	0.0
与输入 Z 共轭	1.8	1.1	0.6	−0.2	−0.6
600 Ω	6.6	−0.8	−1.2	−2.0	−3.0
建议值	10.2	13.4	13.8	4.4	−1.3

表 B-2

对标准706型电话机和 Z_{so}的建议值用40种抽样用户线计算的 STMR 分布

Z_{so}	平均值	标准偏差	最大值	最小值
706	8.3	± 2.5	14.1	3.8
建议值	9.4	± 3.1	17.9	4.2



传输部件

电话机用英国 706 型

1 线径为 0.63mm,长度为 0–10km 的未加感电缆(109Ω,50nF／km)

2 斯登馈电桥(2×200Ω,50nF／km)

3 线径为 0.9mm,长度为 19.6km 的加感中继线,每 1.83km 加感 88mH

4 变压器馈电桥(50V)

5 衰减为 3.5dB,与频率无关,阻抗为 600Ω

6 300Hz–3.4kHz 的信道滤波器,阻抗为 600Ω

结果如曲线所示

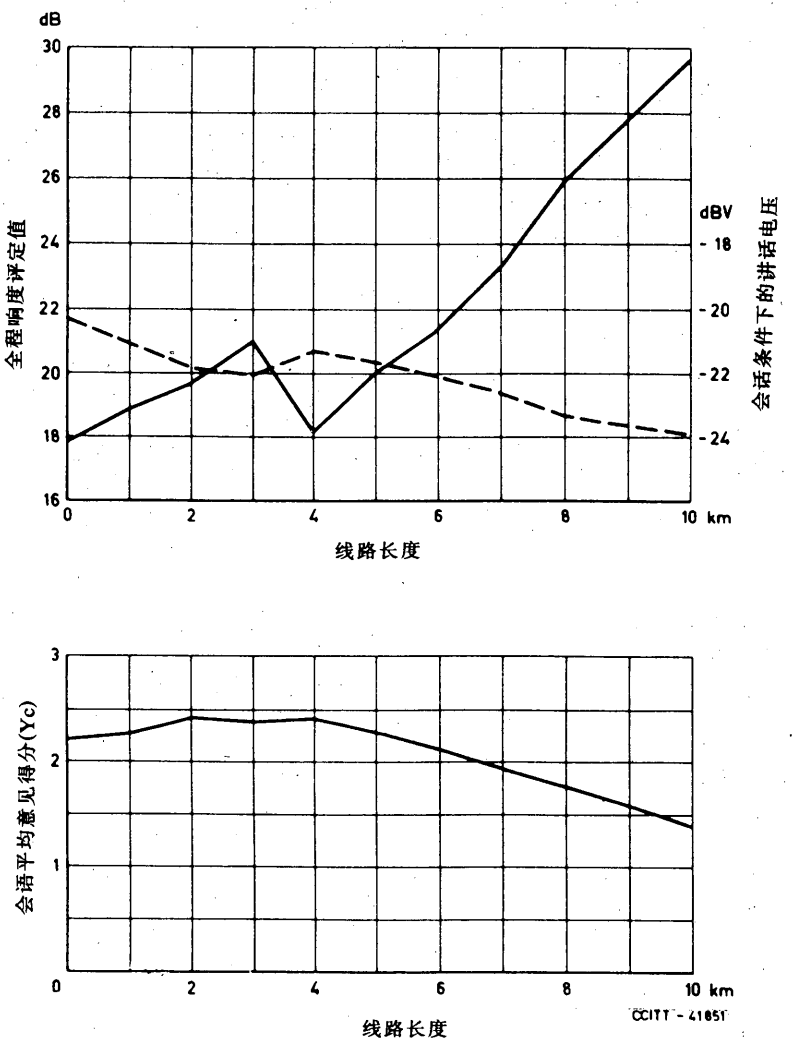


图 B-9

HRC9—变化用户线长度的影响

附 件 C

（附于增补3号 — 参考§4.3.1.2）

噪声频谱计算

噪声的标称值必须扩展为室内噪声和电路噪声的频谱值（见图4-4）。R_N（60dBA）和 V_C（−56.0dBmp）的频谱值数据如表 C-1所示。室内噪声值取自于图2/P.45［50］和增补13号的图1。V_C 是电路噪声和交换局噪声的混合，它们可分别用平坦噪声和−8dB/倍频程噪声表示。若测试条件仅知道标称噪声电平，而不知道其频谱，OPINE 使用混合噪声频谱，取−8dB/倍频程噪声较平坦噪声低10dB。还有，平坦噪声特性应带 SRAEN 特性加权。

表 C-1

OPINE 使用的噪声频谱

R_N = 60 dBA　　V_C = −56.0 dBmp

序号	频率	B_{RNi}	V_{flat} + SRAEN	$V_{-8/oct}$	V_{CQi} = V_{flat} (+) $V_{-8/oct}$
	(Hz)	(dB) 20 μPa/Hz	(dBV/Hz)	(dBV/Hz)	(dBV/Hz)
1	100	42.07	−112.91	−75.25	−75.25
2	125	40.67	−102.61	−77.95	−77.93
3	160	39.07	−98.11	−80.55	−80.47
4	200	37.37	−96.81	−83.25	−83.06
5	250	35.87	−95.21	−85.95	−85.46
6	315	34.37	−93.31	−88.55	−87.29
7	400	32.87	−92.41	−91.25	−88.78
8	500	31.17	−91.91	−93.85	−89.76
9	630	29.57	−91.51	−96.55	−90.32
10	800	27.87	−91.21	−99.25	−90.57
11	1000	26.37	−91.21	−101.95	−90.86
12	1250	24.77	−91.21	−104.55	−91.01
13	1600	23.07	−91.11	−107.25	−91.00
14	2000	21.37	−91.01	−109.95	−90.95
15	2500	19.57	−91.01	−112.55	−90.98
16	3150	17.37	−91.21	−115.25	−91.19
17	4000	14.87	−178.71	−117.95	−117.95
18	5000	12.17	−291.21	−120.55	−120.55
19	6300	9.37	−291.21	−123.25	−123.25
			−56.4 dBmp	−66.4 dBmp	

附 件 D

（附于增补3号 — 参考§4.3.3）

MDS 计算举例

这里的测试条件以 NTT600 型电话机带 0.4mm.7dB 用户线作为本地电话电路(LTC)。有关 LTC 的输入数据如表 D-1 所示。该连接的 SLR＝6.6dB，RLR＝－3.8dB。测试条件和对基本因素的计算结果如表 D-2 所示。

按表 D-2 的 11 号计算条件计算得出的总电声输出（§4.3.1）如表 D-1 所示，OLR 取 6.4dB。

表 D-1

本地电话电路灵敏度

(NTT600 型电话机，0.4mm、7dB 用户线)

序号	频率	S_{MJi}	S_{JEi}	L_{MESTi}	L_{RNSTi}
	(Hz)	(dB) 相对于 V／Pa	(dB) 相对于 Pa／V	(dB)	(dB)
1	100	－22.3	－40.0	5.3	28.6
2	125	－25.1	－2.7	6.7	26.3
3	160	－23.8	2.5	5.0	20.8
4	200	－18.8	7.3	2.3	14.1
5	250	－14.4	11.3	－3.0	5.6
6	315	－12.3	14.6	－6.4	－1.3
7	400	－12.5	15.9	－5.6	－1.8
8	500	－12.6	15.7	－3.6	－0.3
9	630	－12.3	14.9	－2.1	2.8
10	800	－11.9	14.4	－0.4	3.9
11	1000	－11.6	14.5	0.1	3.4
12	1250	－12.0	14.8	0.0	3.1
13	1600	－12.0	14.1	0.1	0.1
14	2000	－9.8	14.4	－3.3	－2.1
15	2500	－10.0	16.2	－5.0	3.4
16	3150	－11.0	11.5	2.7	15.0
17	4000	－16.8	8.9	11.1	22.3
18	5000	－27.9	－30.0	28.1	35.1
19	6300	－32.0	－30.0	32.7	35.3

表 D-2

OPINE 对基本因素估计结果的举例

测试条件 (STMR = 7.1 dB)						转换为 OPINE 的输入			输出					
序号	噪声 OLR (dB)	R_N (dBA)	电路噪声 (dBmp)	交换噪声 (dBmp)	频率特性 (见表 D-3)	OLR (dB)	L (dB)	V_C (dBmp)	PI_{EL}	PI_N	PI_{AD}	PI_{ST}	OPI	MOS
1	−3.8	0			1	−3.6	−7.3	−95.1	0.63	0.00	0.19	0.15	0.97	2.58
2	1.2	0			1	1.4	−2.3	−95.1	0.23	0.00	0.10	0.15	0.49	3.04
3	6.2	0			1	6.4	2.7	−95.1	0.03	0.00	0.09	0.15	0.27	3.23
4	11.2	0			1	11.4	7.7	−95.1	0.40	0.00	0.12	0.15	0.67	2.88
5	16.2	0			1	16.4	12.7	−95.1	0.80	0.00	0.08	0.15	1.03	2.52
6	21.2	0			1	21.4	17.7	−95.1	1.20	0.00	0.04	0.15	1.40	2.16
7	26.2	0			1	26.4	22.7	−95.1	1.61	0.00	0.04	0.15	1.81	1.75
8	31.2	0			1	31.4	27.7	−95.1	2.02	0.00	0.02	0.15	2.20	1.37
9	−3.8	60	−56.9	−62.2	1	−3.6	−7.3	−55.8	0.56	0.21	0.19	0.15	1.12	2.44
10	1.2	60	−56.9	−62.2	1	1.4	−2.3	−55.8	0.14	0.21	0.10	0.15	0.61	2.93
11	6.2	60	−56.9	−62.2	1	6.4	2.7	−55.8	0.15	0.21	0.09	0.15	0.60	2.94
12	11.2	60	−56.9	−62.2	1	11.4	7.7	−55.8	0.60	0.21	0.12	0.15	1.08	2.48
13	16.2	60	−56.9	−62.2	1	16.4	12.7	−55.8	1.09	0.21	0.08	0.15	1.54	2.02
14	21.2	60	−56.9	−62.2	1	21.4	17.7	−55.8	1.62	0.21	0.04	0.15	2.03	1.53
15	26.2	60	−56.9	−62.2	1	26.4	22.7	−55.8	2.21	0.23	0.04	0.15	2.64	0.95
16	31.2	60	−56.9	−62.2	1	31.4	27.7	−55.8	2.87	0.26	0.02	0.15	3.30	0.41
17	1.2	60	−56.9		1	1.4	−2.3	−57.0	0.15	0.16	0.10	0.15	0.57	2.97
18	11.2	60	−56.9		1	11.4	7.7	−57.0	0.59	0.16	0.12	0.15	1.02	2.53
19	21.2	60	−56.9		1	21.4	17.7	−57.0	1.61	0.16	0.04	0.15	1.96	1.60
20	31.2	60	−56.9		1	31.4	27.7	−57.0	2.84	0.21	0.02	0.15	3.23	0.47
21	1.2	50	−56.9	−62.2	1	1.4	−2.3	−55.8	0.17	0.21	0.10	0.15	0.64	2.90
22	11.2	50	−56.9	−62.2	1	11.4	7.7	−55.8	0.53	0.21	0.12	0.15	1.01	2.54
23	21.2	50	−56.9	−62.2	1	21.4	17.7	−55.8	1.48	0.21	0.04	0.15	1.89	1.67
24	31.2	50	−56.9	−62.2	1	31.4	27.7	−55.8	2.59	0.22	0.02	0.15	2.99	0.65
25	1.2	45	−68.2	−68.2	1	1.4	−2.3	−65.2	0.20	0.02	0.10	0.15	0.48	3.05
26	13.2	45	−68.2	−68.2	1	13.4	9.7	−65.2	0.63	0.02	0.12	0.15	0.92	2.63
27	26.2	45	−68.2	−68.2	1	26.4	22.7	−65.2	1.80	0.02	0.04	0.15	2.02	1.55
28	1.2	45	−63.8	−68.2	1	1.4	−2.3	−62.5	0.20	0.04	0.10	0.15	0.50	3.03
29	13.2	45	−63.8	−68.2	1	13.4	9.7	−62.5	0.65	0.04	0.12	0.15	0.96	2.60
30	26.2	45	−63.8	−68.2	1	26.4	22.7	−62.5	1.84	0.04	0.04	0.15	2.07	1.49
31	2.2	60	−56.9	−62.2	3	2.5	−2.4	−55.8	0.07	0.21	0.28	0.15	0.72	2.83
32	12.2	60	−56.9	−62.2	3	12.5	7.6	−55.8	0.69	0.21	0.20	0.15	1.25	2.30
33	22.2	60	−56.9	−62.2	3	22.5	17.6	−55.8	1.71	0.21	0.12	0.15	2.19	1.37
34	32.2	60	−56.9	−62.2	3	32.5	27.6	−55.8	2.95	0.26	0.04	0.15	3.41	0.35
35	4.1	60	−56.9	−62.2	7	5.1	−2.3	−55.8	0.02	0.21	0.45	0.15	0.84	2.71
36	14.1	60	−56.9	−62.2	7	15.1	7.7	−55.8	0.89	0.21	0.31	0.15	1.57	1.99
37	24.1	60	−56.9	−62.2	7	25.1	17.7	−55.8	1.92	0.22	0.18	0.15	2.47	1.10
38	34.1	60	−56.9	−62.2	7	35.1	27.7	−55.8	3.16	0.27	0.06	0.15	2.64	0.23

表 D-3

表 D-2 使用的衰减/频率特性

频率	1	2	3
(Hz)	SRAEN (dB)	(注 1) (dB)	(注 2) (dB)
100	21.7	40.0	76.0
125	11.4	32.0	60.0
160	6.9	23.0	47.0
200	5.6	17.2	36.0
250	4.0	12.0	24.5
315	2.1	6.5	15.0
400	1.2	2.5	7.0
500	0.7	1.0	2.5
630	0.3	0.5	0.5
800	0.0	0.0	0.0
1000	0.0	−0.1	0.0
1250	0.0	−0.1	0.0
1600	−0.1	−0.3	0.2
2000	−0.2	−0.1	0.9
2500	−0.2	0.5	2.5
3150	0.0	4.0	9.0
4000	87.5	12.5	19.5
5000	200.0	22.0	30.0
6300	200.0	32.0	41.0

注 1—3 个四线电路链,50%极限特性。

注 2—7 个四线电路链,95.5%极限特性 。

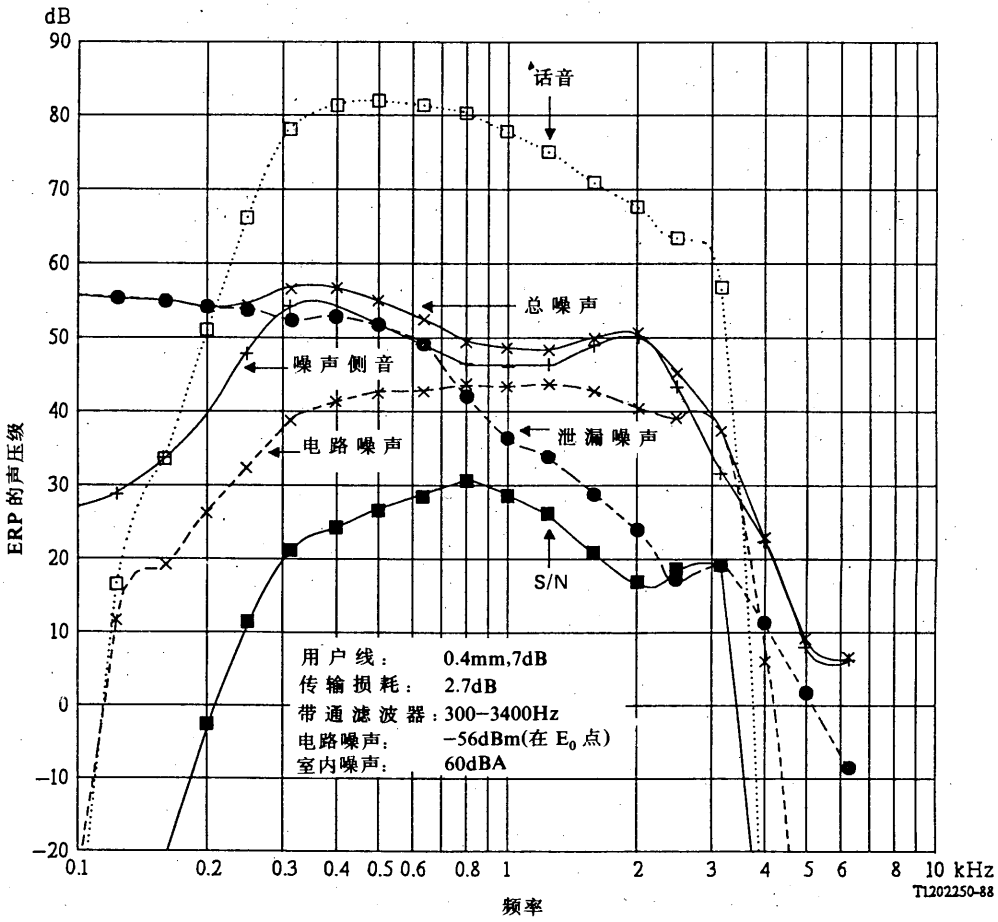


图 D-1

ERP 的话音和噪声声级

附 件 E

（附于增补 3 号 — 参考 § 4.3.2.2）

方程（4-16）的推导

由建议 P7.9 的式(4−9)和(4−10)可得出

$$OLR = \overline{L_{ME}} - \overline{L_{RNE}} = -\frac{1}{m}\,10\log_{10}\sum_{i=1}^{M} 10^{\frac{-mL_{MEi}}{10}}\,G_i\,\Delta f_i - \left(-\frac{1}{m}\right)10\log_{10}\sum_{i=1}^{M} 10^{\frac{-mL_{RMEi}}{10}}\,G_i\,\Delta f_i \qquad \text{(E-1)}$$

对式(4−12)两边取对数,则:

$$10\log_{10}\lambda_E = 10\log_{10}C + 10\log_{10}\left[\sum_{i=1}^{M} 10^{\frac{-mb_n}{10}}\cdot 10^{\frac{-mL_{MEi}}{10}}\,G_i\,\Delta f_i\right] = K - mb_n - m\overline{L_{ME}} \qquad \text{(E-2)}$$

同样：

$$10\log_{10}\lambda_0 = 10\log_{10}C + 10\log_{10}\left[\sum_{i=1}^{M} 10^{\frac{-mL_{\Phi MEi}}{10}} G_i\,\Delta f_i\right] = K - m\overline{L_{\Phi ME}} \tag{E-3}$$

式中 $L_{\Phi MEi}$ 是无噪声时,给出最佳响度的损耗 。

将这些公式代入式(4–15),得到

$$PI_{EL} = \sqrt{\frac{C_2}{C_1}\left(10\log_{10}\frac{\lambda_E}{\lambda_0}\right)^2 + C_2} - \sqrt{C_2} = \sqrt{\frac{C_2}{C_1}\left\{-mb_n - m\overline{L_{ME}} - (-m\overline{L_{\Phi ME}})\right\}^2 + C_2} - \sqrt{C_2}$$

因为 $OLR_0 = L_{\Phi ME} - L_{RNE}$,因此：

$$PI_{EL} = \sqrt{\frac{C_2}{C_1}m^2(b_n + OLR - OLR_0)^2 + C_2} - \sqrt{C_2} \tag{E-4}$$

该式与式（4-16）相同。

当使用式（4-15）和式（4-16）时，各需要一个常数，即式（4-15）用 λ_0/C，式（4-16）用 OLR_0。对两种不同的 PI_{EL}计算，表 4-5 的数值允许 0.004 的误差。但这种误差不会使以下的计算产生更多误差。

附 件 F

（附于增补 3 号 — 参考 § 4.3.3）

生理评定模型

本附件详细介绍式（4-34）和式（4-35）的推导过程，该模型完全适应［49］。

F.1 评定结果的生理模型

按照参考［49］的模型，在某测试条件按生理连续集的评定值如图 F-1 所示。P_k 按参考资料第 10 页定义。它是在某测试条件，评定意见得分 K 的概率。意见得分与生理连续集范围的对应关系如下：

连续集范围		意见得分
$-\infty$	0.5	0
0.5	1.5	1
1.5	2.5	2
2.5	3.5	3
3.5	∞	4

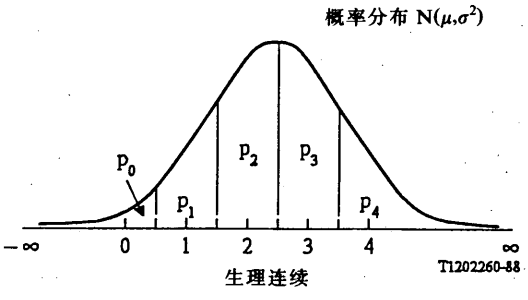


图 F-1

按生理连续集对某测试条件的评定值分布

这些假设使下式成立：

$$MOS=\sum_{k=0}^{4} kp_k \tag{F-1}$$

该式与式（4-34）相同。

F.2 由式（4-34）推导式（4-35）

用标准正态分布函数表示 N（μ. σ^2）的累加概率，如下式所示：

$$p=\frac{1}{\sqrt{2\pi}}\int_{-\infty}^{(x-\mu)/\sigma}\exp(-t^2/2)\mathrm{d}t \tag{F-2}$$

使用式(F-2)可将式(4-34)表示为：

$$MOS=\frac{1}{\sqrt{2\pi}}\left\{0\times\int_{-\infty}^{(0.5-\mu)/\sigma}\exp(-t^2/2)\mathrm{d}t+1\times\int_{(0,5-\mu)/\sigma}^{(1.5-\mu)/\sigma}\exp(-t^2/2)\mathrm{d}t+2\times\int_{(1,5-\mu)/\sigma}^{(2.5-\mu)/\sigma}\exp(-t^2/2)\mathrm{d}t\right.$$
$$\left.+3\times\int_{(2.5-\mu)/\sigma}^{(3.5-\mu)/\sigma}\exp(-t^2/2)\mathrm{d}t+4\times\int_{(3.5-\mu)/\sigma}^{\infty}\exp(-t^2/2)\mathrm{d}t\right\} \tag{F-3}$$

把乘法变为重复相加,改变加法结合,可将式(F-3)变为：

$$MOS=\frac{1}{\sqrt{2\pi}}\left\{\int_{(0.5-\mu)/\sigma}^{\infty}\exp(-t^2/2)\mathrm{d}t+\int_{(1.5-\mu)/\sigma}^{\infty}\exp(-t^2/2)\mathrm{d}t+\int_{(2.5-\mu)/\sigma}^{\infty}\exp(-t^2/2)\mathrm{d}t\right.$$
$$\left.+\int_{(3.5-\mu)/\sigma}^{\infty}\exp(-t^2/2)\mathrm{d}t\right\} \tag{F-4}$$

由于：

$$\frac{1}{\sqrt{2\pi}}\int_{a}^{\infty}\exp(-t^2/2)\mathrm{d}t=1-\frac{1}{\sqrt{2\pi}}\int_{-\infty}^{a}\exp(-t^2/2)\mathrm{d}t \tag{F-5}$$

因此有：

$$MOS=4-\sum_{k=0}^{3}\frac{1}{\sqrt{2\pi}}\int_{-\infty}^{(k+0.5-\mu)/\sigma}\exp(-t^2/2)\mathrm{d}t \tag{F-6}$$

用式（4-35）的 P 值代替 μ，这样就可以直接应用标准正态分布表了。

附 录 I

（附于增补 3 号 — 参考 § 3.2.2）

```
10  PRINT "CALCULATION OF INFORMATION INDEX FOR CODECS AND MNRU"
20  REM New frequency weighting, Ti from BOSQUET, new equivalence with MNRU
30  REM PROGRAM ICQSKBE2, BAS, June 1987, written in MF BASIC
40  INPUT "SYSTEM"; S$
50  INPUT "MOS"; Y$
60  INPUT "K1(0 for MNRU, 5.2 in other cases)="; K1
70  DATA .05457, 4.1, .04733, 5.6, .06682, 6.4, .07497, 6.9, .06546, 7.4, .06622, 7.8, .05585, 8, .054, 8, .05273, 8.2,
    .05117, 8.2
80  DATA .04517, 8.2, .04706, 8.2, .05073, 8.2, .05561, 8.2, .0631, 8.2, 06886, 8.1
90  INPUT "QSEG over the band-QP=d(0 for MNRU and PCM)"; SM
100 REM calculation for codecs (for MNRU if K1=d=0)
110 FOR J=1 to 16
120 PRINT "Qseg over the band No"; J
130 INPUT QS
140 READ B, C
150 QC=QS+C
160 K2=1(1+EXP(-.159673*QC+.157246))
170 Q=K1+QC+K2*SM
180 V=3/(.1+10^(-Q/10))
190 I=B*V
200 II=II+I
210 NEXT J
220 REM Display of results
230 PRINT S$,"II="; II
240 LPRINT"        "; S$; TAB(20); K1; TAB(30); SM; TAB(40); II; TAB(50); Y$; TAB(60)
250 END
```

附 录 Ⅱ

（附于增补 3 号 — 参考 § 3.2.2 和 § 3.3）

```
10  PRINT "Calculation of Information Index for NTT 600 sets (7 dB line)"
20  REM Program INT600E5 , written in MF Basic, September 1987
30  INPUT "Room noise,dBA="; RN
40  INPUT "STMR,dB="; STMR
50  INPUT "Circuit noise level (dBm, sign changed) at input to 0 dB
    RLR end"; I
60  ICNO=-I
70  INPUT "Listening (L) or conversation (C) or terminate (T)"; A$
80  IP A$="T" GOTO 640
90  IF A$="C" GOTO 560
100 INPUT "Overall loudness rating (P79),dB="; OLR
110 LPRINT "        OLR="; OLR
120 GOSUB 730
130 REM Correction for excessive loudness
140 IF OLR>OPT GOTO 380
150 x=2*OPT-OLR
160 GOTO 390
170 DIM FE (20), CN(20), ST(20), EL(20), BK(20), S(20), BJ(20), CJ(20), SRL(20), B1(20)
180 DATA -36.2, -76.9, -4.1, 32.4, 17.5, 56.0, .00804, 0 , 62.3, 21.7
190 DATA -26.2, -34.9, -3 , 31.2, 14.4, 61.1, .01042, 1.25, 27.8, 11.4
200 DATA -18.3, -24 , .8, 29.5, 10 , 62.5, .0138 , 2 , 21.3, 6.9
210 DATA -9.9, -13.2, 5.6, 27.6, 5 , 64.3, .01788, 2.6 , 11.5, 5.6
220 DATA -2.1, -3.1, 12.7, 26.2, 2.5, 64 , .02392, 3.5 , 3.1, 4
230 DATA 2.2, 6.9, 16.4, 22.3, -.4, 60.7, .03246, 4.9 , -2.3, 2.1
240 DATA 3.9, 11.1, 16.6, 22.7, -3 , 59.8, .04471, 5.8 , -3.4, 1.2
250 DATA 3.2, 13 , 13.5, 21.1, -5 , 59.4, .05981, 6.35, -3.1, .7
260 DATA .8, 12.9, 8.9, 17.4, -6.3, 56.3, .07789, 7.25, -2.6, .3
270 DATA .3, 13.2, 6 , 9.3, -8 , 52.4, .0839 , 7.35, -2.5, 0
280 DATA 0 , 12.4, 4.9, 2.7, -9 , 47.6, .0899 , 7.8 , -2.9, 0
290 DATA -1.8, 11.5, 3.6, -.9, -8.5, 45.2, .09627, 8.05, -2.8, 0
300 DATA -.3, 9.7, 4.9, -7.1, -8 , 44 , .10376, 8.25, -2.1, -.1
310 DATA -.8, 6.4, 5.5, -12.4, -9 , 41.4, .11097, 8.3 , -4.6, -.2
320 DATA -9.9, 4.9, -1.7, -20.4, -11.5, 38.8, .11859, 8.18, -6.2, -.2
330 DATA -17.1, -2.4, -15.4, -19.2, -13.8, 34.7, .12694, 7.95, -.5, 0
340 DATA-111.4, -54.7, -24.8, -28.1, -13 , 31 , .13607, 7.57, 7.9, 87.5
350 DATA-233.6, -144.8, -40.4, -38.4, -12.5, 27.8, .14506, 7.25, 57.9, 200
360 DATA-237.2, -147.3, -44.5, -51.3, -11.1, 26.1, .15487, 7.2 , 62 , 200
370 DATA-292.9, -199.8, -104.5, -66.6, -9 , 25.5, .16554, 6.8 , 80 , 200
380 X=OLR
390 DEF FNP (Y)=10 ^ (Y/10)
400 IN=0
```

```
410 FOR J=1 TO 20
420 READ FE, CN, ST, EL, BK, S, BJ, CJ, SRL, D1
425 REM Calculation and composition of signal to noise and equivalent ratio
430 PN=FNP(FE+RN-50-X+5)+FNP(CN+ICNO+60)+FNP(ST+RN-50-STMR+15)
    +FNP(EL+RN-50)
440 ZN=S+.4-SRL-D1-X+6.4-4.343*LOG(PN)
450 ZA=S+.8-SRL-D1-X-BK
460 IF ZA>0 THEN PE =(1+ZA/9.5)^2-1: GOTO 470
465 PE=1E-10
470 P=FNP (-ZN)+1/PE
480 Z=-4.343*LOG(P)
490 GOSUB 660
500 G=BJ*V
510 IN=IN+G
520 NEXT J
530 PRINT "IN="; IN
540 LPRINT "        RN(dBA)="; RN; "STMR(dB)="; STMR; "X(dB)="; X; "ICN0(dB)="; ICN0;
    "IN(dB)="; IN
550 GOTO 70
560 RESTORE
570 REM Speech power correction for sidetone and quality of conversation
580 IF STMR>13 THEN 590 ELSE 610
590 CS=0
600 GOTO 620
610 CS=.3*(STMR-13)
620 X=X-CS+.4085*IN-9.87
630 GOTO 390
640 END
650 REM Equivalence law and calculation of V
660 IF Z<1.74 THEN 670 ELSE 690
670 Q=Z+CJ
680 GOTO 700
690 Q=.494*Z+.88+CJ
700 V=3/(.1+10^(-Q/10))
710 RETURN
720 REM Determination of optimum OLR
730 RNS=RN-115+.006*(RN-30)^2-STMR-7.9
740 RNL=RN-121
750 PC=10^(ICN0/10)
760 PRL=10^(RNL/10)
770 PRS=10^(RNS/10)
780 N1=4.343*LOG(PC+PRL+PRS)
790 IF N1<-80 THEN OPT=7.2:RETURN
800 OPT=7.2-(N1+80)/8
810 RETURN
```

参 考 文 献

[1] CAVANAUGH (J. R.), HATCH (R. W.) and SULLIVAN (J. L.): Models for the subjective effects of loss, noise and talker echo on telephone connections, *B.S.T.J.*, Vol. 55, No. 9, pp. 1319-1371, November, 1976.

[2] SULLIVAN (J. L.): A laboratory system for measuring loudness loss of telephone connections, *B.S.T.J.*, Vol. 50, No. 8, pp. 2663-2739, October 1971.

[3] CCITT – Question 4/XII, Contribution COM XII-No. R12, Study Period 1985-1988, Geneva, 1986.

[4] CAVANAUGH (J. R.), HATCH (R. W.) and NEIGH (J. L.): A model for the subjective effects of listener echo on telephone connections, *B.S.T.J.*, Vol. 59, No. 6, pp. 1009-1060, July-August 1980.

[5] CCITT – Contribution COM XII-No. 13, (Bell-Northern Research), Study Period 1981-1984, Geneva, 1981.

[6] CCITT – Contribution COM XII-No. 14, (Bell-Northern Research), Study Period 1981-1984, Geneva, 1981.

[7] DAUMER (W. R.) and CAVANAUGH (J. R.): A subjective comparison of selected digital codecs for speech, *B.S.T.J.*, Vol. 57, No. 9, pp. 3119-3165, November 1978.

[8] CCITT – Contribution COM XII-No. 173, (American Telephone and Telegraph Company), Study Period 1977-1980, Geneva, 1979.

[9] CCITT – Contribution COM XII-No. 94, (American Telephone and Telegraph Company), Study Period 1981-1984, Geneva, 1982.

[10] CCITT – Contribution COM XII-No. 159, (American Telephone and Telegraph Company), Study Period 1977-1980, Geneva, 1979.

[11] CCITT – Contribution COM XII-No. 158, (American Telephone and Telegraph Company), Study Period 1981-1984, Geneva, 1983.

[12] AHERN (W. C.), DUFFY (F. P.) and MAHER (J. A.): Speech signal power in the switched message network, *B.S.T.J.*, Vol. 57, No. 7, pp. 2695-2726, September 1978.

[13] CUMMISKEY (P.), JAYANT (N. S.) and FLANAGAN (J. L.): Adaptive quantization in differential PCM coding of speech, *B.S.T.J.*, Vol. 52, No. 7, pp. 1105-1118, September 1973.

[14] CCITT – Question 7/XII, Contribution COM XII-No. 1, Study Period 1985-1988, Geneva.

[15] RICHARDS (D. L.): Calculation of opinion scores for telephone connections, *Proc. I.E.E.*, Vol. 121, No. 5, pp. 313-323, May 1974.

[16] CCITT – Question 7/XII, Annex 2, Contribution COM XII-No. 1, Study Period 1977-1980, Geneva, 1977.

[17] CCITT Contribution COM XII-No. 113, *Some remarks on the structure of a telephone connection assessment model*, Study Period 1977-1980, Geneva, October 1978.

[18] CCITT Contribution COM XII-No. 129, *Use of a telephone connection assessment model in the study of Question 15/XII*, Study Period 1977-1980, Geneva, February 1979.

[19] WEBB (P. K.): The background and philosophy of the telephone network assessment program (CATNAP), British Post Office Research Department Report No. 752, 1979.

[20] CCITT Draft Recommendation P.XXE, Question 15/XII, Annex 2 (II), Contribution COM XII-No.1, Study Period 1977-1980, Geneva, 1977.

[21] *Prediction of transmission qualities from objective measurements*, Yellow Book, Volume V, Supplement No. 4, ITU, Geneva, 1981.

[22] RICHARDS (D. L.): Telecommunication by speech: The transmission performance of telephone networks, Chapter 3, *Butterworths*, London, 1973.

[23] RICHARDS (D. L.): Telecommunication by speech: The transmission performance of telephone networks, Chapter 2, *Butterworths*, London, 1973.

[24] CCITT – Question 15/XII, Annex 1, § 3, Contribution COM XII-No. 1, Study Period 1981-1984, Geneva, 1981.

[25] CCITT – Question 19/X11, Contribution COM XII-No. 1, Study Period 1981-1984, Geneva, 1981.

[26] CCITT – Question 15/XII, Contribution COM XII-No. 1, Study Period 1977-1980, Geneva, 1977.

[27] RICHARDS (D. L.): Telecommunication by speech: The transmission performance of telephone networks, p. 57, *Butterworths*, London, 1973.

[28] RICHARDS (D. L.): Transmission performance of telephone networks containing P.C.M. links, *Proceedings of the I.E.E.*, Vol. 115, No. 9, pp. 1245-1258, September 1968.

[29] CCITT Handbook *Transmission planning of switched telephone network*, Chapter II, Annex 3, ITU, Geneva, 1976.

[30] BOERYD (A.): Subscriber reaction due to unbalanced transmission levels, *Third International Symposium on Human Factors in Telephony*, 1966, pp. 39-43, The Hague, 1967.

[31] LALOU (J.): a paper to be published in *Annales des Télécommunications.*

[32] CCITT – Question 7/XII, Contribution COM XII-No. 1, Study Period 1985-1988.

[33] RICHARDS (D. L.): Calculation of opinion scores for telephone connections, *Proc. I.E.E.*, Vol. 121, No. 5, pp. 313-323, May 1974.

[34] ALCAIM (A.): Essai de détermination d'un indice objectif de mesure de la qualité des codeurs. *CNET*, Report RP/LAA/TSS/208, May 1984.

[35] RICHARDS (D. L.): private communication

[36] OPINE (Rev. 2.0.), Electrical Communication Laboratories NTT, September 1986.

[37] RICHARDS (D. L.), BARNES (G. J.): Pay-off between quantizing distortion and injected circuit noise, in *Proc. ICASSP 82* Vol. 2, pp. 984-987, Paris, May 1982.

[38] CCITT-Contribution COM XII-R.17, Report of WP XII/3 meeting in Budapest, May 1987 (Reply to Question 4/XII).

[39] CCITT-Contribution COM XII-No. 174, Transmission performance objective evaluation model for fundamental factors, (NTT), Geneva, 1983.

[40] CCITT-Contribution COM XII-235, Calculation method of OPINE, (NTT), Geneva 1984.

[41] CCITT-Contribution COM XII-10, Objective evaluation model of telephone transmission performance for fundamental transmission factors and quantizing distortion, (NTT), Geneva 1985.

[42] OSAKA (N.) and KAKEHI (K.): Objective model for evaluating telephone transmission performance, *Review of ECL*, Vol. 34, No. 4, 1986.

[43] NTT: OPINE (Rev. 2.0), private communication, Sept. 1986

[44] IAI (S.) and IRII (H.): Subjective assessment of echo delay time effect, *Conference record of Acous. Soc. of Japan*, 2-7-8, (1983-03) (in Japanese).

[45] IAI (S.) *et al.*: A study on subjective assessment of telephone speech sidetone *Conference record of Acous. Soc. of Japan*, 2-2-3, (1978-05) (in Japanese).

[46] OSAKA (N.) and KAKEHI (K.): A study on the psychological factors that affect the opinion evaluation of telephone transmission performance., *Trans. IECE*, Vol. J69-A, No. 5, 1986 (in Japanese).

[47] IRII (H.): Loudness equivalent attenuation of speech in the presence of noise, *Conference Record of Acous. Soc. of Japan*, 1-4-6 (1975-05) (in Japanese).

[48] ISO Recommendation R226: Normal equal loudness contours for pure tones and normal threshold of hearing under free-field listening conditions, Dec. 1961.

[49] CAVANAUGH, (J. R.), HATCH, (R. W.) and SULLIVAN (J. L.): Models for the subjective effects of loss, noise and talker echo on telephone connections, *B.S.T.I.* Vol. 55, No. 9, 1976.

[50] CCITT Recommendation *Measurement of the AEN Value of a commercial telephone system.* Yellow Book, Vol. V, Rec. P.45, ITU, Geneva, 1981.

有关手柄电话机特性的一些考虑

（1984 年于马拉加-托雷莫里诺斯制订；1988 年于墨尔本修订）

1　引言

本增补基于参考资料［9］，总结了已有的关于如何将手柄话机的一些特性进行最佳化的资料。

增补中包括了有关发送和接收灵敏度、频率响应、侧音特性和阻抗的影响等方面的材料。必须记住，进行最佳化有许多不同的方法。例如自由度的数目是最基本的。由于不同的国家有不同的观点（例如作了不同的假设），最佳化的结果将会不一样。本增补讨论其中的一些方面。

2　接收频率响应

看来大部分主管部门都希望 300Hz 到 3400Hz 之间的频率响应比较平坦。这大概是根据早期电话网得出的。当时决定高频部分可能需要的预加重应放在发送部分，以取得最佳的全程信噪比性能。假定以自由场中双耳收听（面对面谈话）作为参考，并假定频响与频率无关（平直的频响），则在单耳的电话收听情况下，原则上也应该模拟这些条件。

这样，在用耳机收听时，就应有图 1 那样的耳机频率响应，以模拟自由场中双耳收听时所产生的衍射效应［1］。然而，大多数主管部门似乎喜欢平坦的频响，而把相应的修正放到发送端去。如果所求的目标是平坦的频响，则制作一种效率较高的受话器也是比较容易的。参考资料［2］中提出了一种按照平均市话线路进行最佳化的频响，如图 2 所示。在可能有电源噪声影响的地方，低频部分（如 200Hz 或更低的频率下）具有较大损耗的频响可能是合适的。

3　接收灵敏度

当今接收灵敏度的代表值通常取 RLR 为－4dB 到－12dB。

从技术上讲，使用放大器来进一步提高灵敏度是可能的。但是可闻串话的概率将随灵敏度的增加而增加。为此，应该考虑建议 P.16 中所收集的材料，而对于能不能建议把灵敏度进一步增加到比 RLR 为－12dB 更高，是值得怀疑的。

接收灵敏度的增加还会降低连接电路中的空闲噪声余量，如 PCM 系统中所不希望的调制产物影响的余量。同时还会影响抗振鸣的稳定性。

4　发送频率响应

选取平坦的接收频响以后，就可以对发送频响进行最佳化，以获得合适的全程特性。参考资料［3］提出了一种通过征求收听人关于哪一种是“所喜欢的”频响所取得的最佳化。其结果示于图 3。参考资料［4］提出的随着频率的增高频响每倍频程提高 2 到 3dB，这个结果是针对“自然度”所作的测试得到的。参考资料［2］提出了一种较陡的频响（图 4），它是根据最高的响度、最少的收听努力和最低的输出电平三者的综合进行最佳化的结果。［2］中用到的自由度当然少于［3］和［4］。这里可能对最佳化必须包括哪些不同的假设存在不同的观点。假如存在信噪比的问题，可以按［2］说明的方法增高数分贝（以不引起过载为度）。如果不存在信噪比的问题，可以采用［3］和［4］中考虑的最好自然度所进行的最佳化。因此结果将取决于假设。

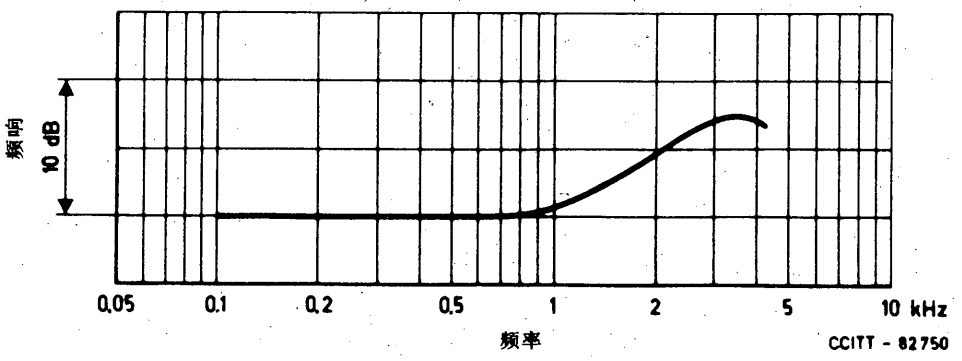


图 1
在自由声场 1 米距离处
人头周围的衍射效应 [1]

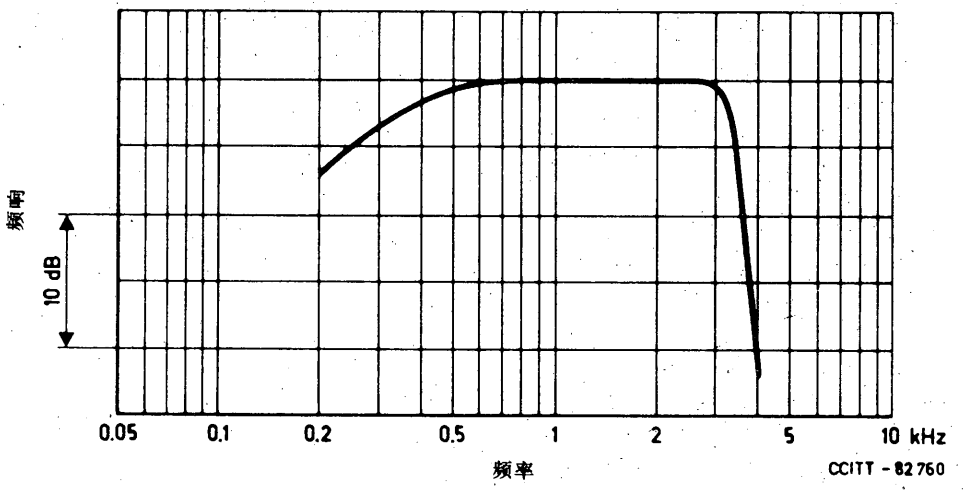


图 2
按照 [2] **的接收频率响应**

对频率响应进行最佳化时所使用的市话电缆长度，以及要不要补偿长线路下的高频损耗也不同的意见。参考文献 [2] 提出应该针对平均市话线路，这将对于绝大部分用户（由于电缆长度的统计分布）都是最佳的。

按照图 4 和 [4] 给出的曲线，与平坦的接收频率响应结合起来所得到的全程特性，接近于自由声场收听下由衍射效应形成的特性。然而这可能并不是对所喜欢的曲线的完整解释。尽管在紧贴的测量条件下，接收频响是平坦的，但是在实际通话时，很少有人会把耳机紧贴住耳朵。因此在通话时，实际的频响，可能伴随有附加的低频截止，它必然会对结果产生影响，（也见参考 [51]）。

5 发送灵敏度

当需要选定发送灵敏度时，我们所具有的自由度比接收端少一个。我们必须同时考虑串话的概率和电话系统中其他部分过载的可能性。必须考虑电话机的实际输出电平。如 [6] 中所述，同样的 SRE 值在不同的国家中所对应的输出电平是不同的。然而这些不同的结果却显示了一个共同的重要特点：正常会话时的输出电平总是低于参考当量测量时的电平。假如我们使用建议 P. 76 的附件 A 所定义的测量响度评定值的

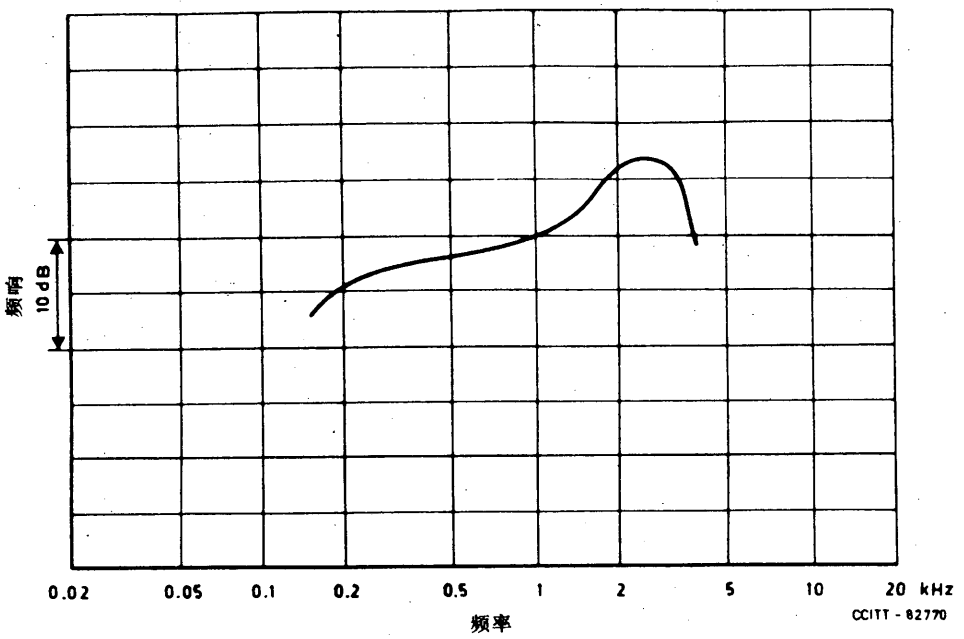


图 3

按照［3］的发送频率响应

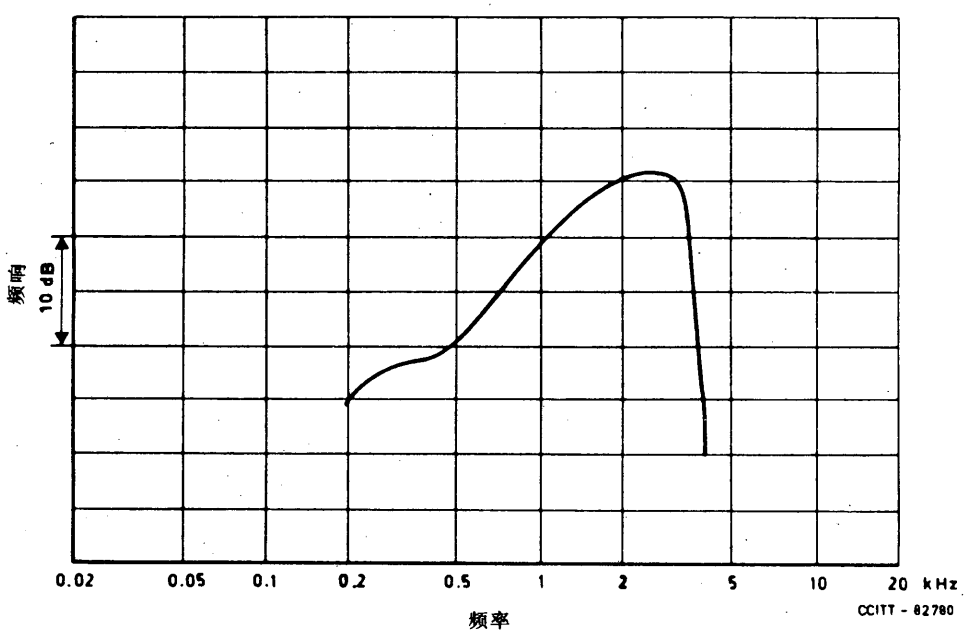


图 4

按照［2］的发送频率响应

距离，就有希望能在将来对这个问题取得更好的一致性。

6 调节

假如采用与线路长度有关的发送调节，就有可能在长线路下增加发送灵敏度。若平均功率仍保持现今同样的数值，过载的概率和远端串音的概率将不会增加，参见［2］。但市话电缆的近端串音概率当然会增加，故必须加以考虑。

如果发送和接收同时加入调节，则有更多用户可以在接近最佳全程响度评定值下通话，即只有比较少的呼叫才会被评定为差或不满意。加入调节的另一个好处是，可以在短线和长线下，都具有较好的侧音性能。

7 对线路呈现的阻抗

关于这个问题的一些考虑为：

— 与线路共轭匹配可以使转换功率最大，但是在短线情况下会引起侧音问题，另外在长途呼叫中还会产生稳定度/回声问题；

— 与线路影象匹配可以缩小对交换机呈现的阻抗范围。除了经过短用户线连接到电阻性的中继设备（如 PCM 电路）的情况外，侧音问题也可以得到缓和；

— 采用近似于参考电阻（如 600 欧）的阻抗可以简化标准化的问题，当市话线路用于非话业务时尤其是这样，但是在各种不同的市话线路长度下，不能都获得侧音的最佳化。

参考文献［2］、［7］和［11］涉及这个课题。

8 侧音平衡阻抗

侧音抑制的程度受以下参数制约：

— 送话器灵敏度；

— 受话器灵敏度；

— 电话机电路中的侧音平衡装置；

— 电话机所连接的线路阻抗。

送受话器的灵敏度和电话机的电路在某种程度上受所需的发送和接收灵敏度的控制。但与电话机连接的线路阻抗则往往不受话机设计人员的控制。对电话机设计人员来说，唯一可以自由选用以控制侧音声级的参数是 Z_{so}，即侧音平衡阻抗［7］、［8］，这是接到电话机上可以使侧音全部抑制的阻抗（也见参考文献［12］）。假如电话机采用的是变压器式感应线圈，则电话机内的侧音平衡网络阻抗要等于经变压器改变变压比后的侧音平衡阻抗 Z_{so}。当然，如果电路中不采用变压器，而是采用其他型式的侧音平衡装置，则 Z_{so}的概念不受影响。

9 与现存网络的协同工作

打算进入电话网的新的手柄话机设计必须考虑到不管是把它直接接入还是经过长途网接到现有的市话电路中去，各种连接都要能够具有满意的传输性能。参考文献［7］中有涉及这方面内容的材料。

参考文献［10］是北美采用的指标的例子。其中给出了所要求的发送和接收电平的指南，以及关于接到公众交换网去的许多特性的最低要求。应该注意这个指标用的是 IEEE 的术语，它与 CCITT 建议中出现的术语有所不同。

参 考 文 献

[1] CCITT Recommendation *Description of the ARAEN*, Green Book, Vol. V, Rec. P.41, Fig. 4, ITU, Geneva, 1972.

[2] CCITT Contribution COM XII-No. 32 (U.K. Post Office), Study Period 1973-1976.

[3] CCITT Contribution COM XII-No. 22 (Australia), Study Period 1973-1976.

[4] GLEISS (N.): Sound transmission quality, Tele. No. 1, 1972, pp. 44-53.

[5] CCITT Contribution COM XII-No. 229 (Sweden), Study Period 1985-1988.

[6] CCITT Recommendation *Subjective effects of direct crosstalk; thresholds of audibility and intelligibility*, Yellow Book, Vol. V, Rec. P.16, ITU, Geneva, 1981.

[7] CCITT *Manual Transmission planning of switched telephone networks*, Chapter V, Annex 1, ITU, Geneva, 1976.

[8] RICHARDS (D. L.): Telecommunications by speech, Chapter 5, *Butterworths*, London, 1973.

[9] CCITT Contribution COM XII-No. 105 (LME), Study Period 1973-1976.

[10] EIA Specification RS 470.

[11] CCITT Contribution COM XII-No. 144 (British Telecom), Study Period 1981-1984.

[12] CCITT Handbook on *Telephonometry*, Geneva, 1987.

增　补　11　号

侧音的某些影响

（1984 年于马拉加-托雷莫里诺斯制订，1988 年于墨尔本修订）

（参考建议 P. 11 和 P. 79）

1　引言

侧音已经在 CCITT 第XII研究组研究了许多年。从用户分别以讲话人或受话人的姿态出现的角度，已经取得了一些重要的初步结论。这些初步结论包括讲话人听到他自己的讲话声音所造成的主观影响，侧音对讲话声级所造成的影响，以及用户在中、高环境噪声下，侧音对受听的影响。这些影响概括在下面的图 1 和图 3 中。

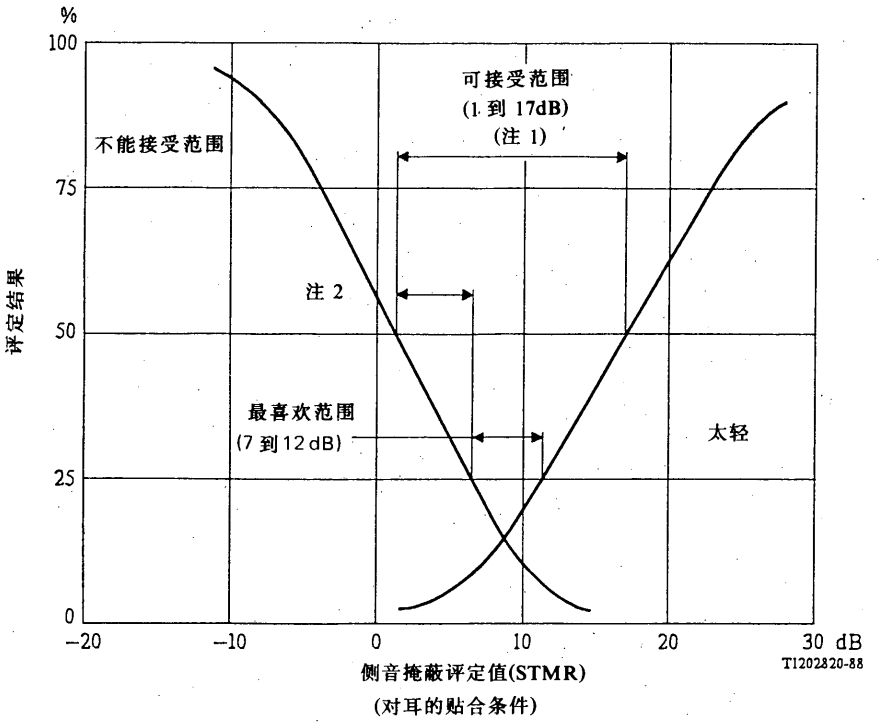
2　发话者侧音

图 1 表示用户在安静的环境下讲话时，有一个喜欢的侧音范围。侧音响度从用户无法接受到感到太轻之间约有 20dB 的差值。(这些结果是用单纯讲话测试获得的，还需要进一步用会话测试验证)。所喜欢的范围为 7 到 10dB 的 STMR（侧音掩蔽评定值—建议 P. 76）[1]，[5] 之间。

STMR 的可接受范围较宽，在 1dB 到 17dB 之间（虽然应该说明，STMR 增加到 17dB 以上看来仅影响发话电平，它只是边际值），该范围对应于两条曲线在 50%处的差值。这里并不一定要将 17dB 定为最大值，但若 STMR 大于 20dB，连接听起来就“死”了。

对 OLR 取最佳范围的连接，STMR 值应同样地取在以上给出的最佳范围。若连接的损耗大，STMR 应取接近或大于 12dB。对低损耗连接，有时允许 STMR 小于 7dB，但仅很少情况下（例如，接收音量可调的电话机），才允许 STMR 低到 1dB，建议 G. 121 对传输规划用的指标作了解释。

图 2 表示讲话声级随侧音声级变化的规律 [1]、[2]、[3]、[4]。这些结果是对一个具有接近最佳全程损耗的连接，用会话试验的方法获得的 [6]。在连接条件相同的情况下，话音电压也是室内噪声的函数。



注 1　会话条件将确定该范围的哪一部分适用于给定的连接

注 2　可接受范围的该段(1 到 7dB)要小心使用,例如仅用于低损耗连接(见建议 G.121)或带接收音量控制的电路。

图 1

当用户为发话人时，表示侧音不可接受或太轻以及喜欢范围的曲线

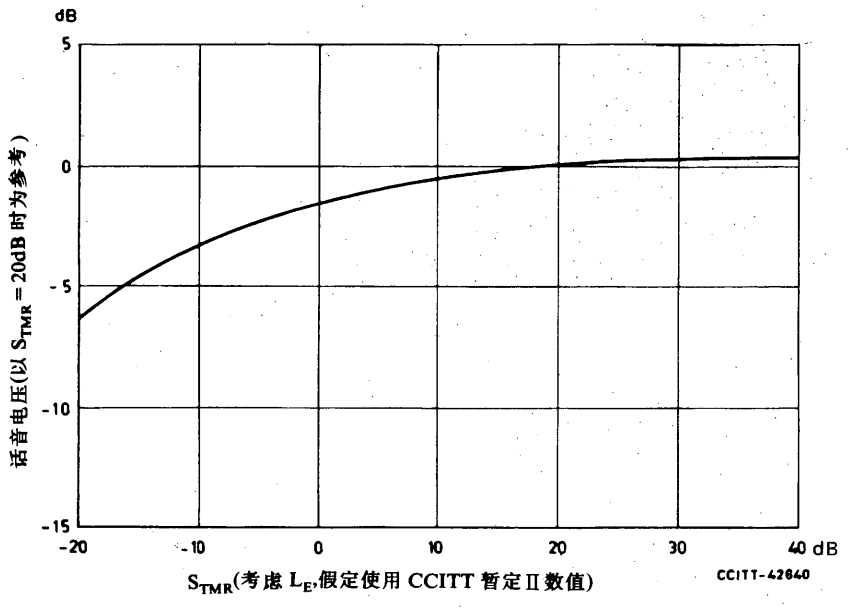


图 2

以 STMR 为函数话音电平

3　受话者侧音

用户环境的高室内噪声从以下两个途径影响接收到的话音：

i)　手柄送话器拾取的噪声经电侧音通路送到手柄受话器，

ii） 从手柄受话器的耳承的噪声泄漏。

研究表明，在低频时，耳承泄漏通路对电侧音通路影响情况与发话者侧音时的人头侧音极其相象。因此适用于计算 STMR 的加权因子也同样适用于受话情况，我们引入受话者侧音评定值（LSTR，建议 P. 76），用 STMR 的计算方法（建议 P. 79），改用室内噪声侧音灵敏度（建议 P. 64，§9）就可以计算 LSTR。

图 3 给出两个主管部门的主观试验结果［7］、［8］（该情况下使用的平均意见尺度为 0-10）。对每种情况，都是在计算 LSTR 之前，先用$\triangle_{sm}$（见建议 P. 10、P. 64、P. 79 和电话电声测量手册），将侧音灵敏度 S_{mest} 转换为 S_{RNST}（澳大利亚结果）或按建议 G. 111 § A. 4. 3. 3 的介绍，对 STMR 进行加权修正。在室内噪声为 55 至 59dBA 范围可比较。

按照建议 G. 121 的结果，LSTR 的建议值应以 13dB 为奋斗目标。

因为从一些实验结果来看，LSTR 为 10dB 可以认为是最小值，再增加 LSTR 不可能对平均意见得分有所改善（图 3），再考虑有些办公室的室内噪声有可能超过这些实验的使用值，需再加 3dB 修正值，这样就得出以上的 13dB，其它一些实验结果（瑞典）也表明 LSTR 高一些也许更合适。

在给定电话连接中，LSTR 的满意值决定于室内噪声电平，连接的 OLR 和所用的讲话电平等因素，目前正在课题 9/XII 中研究。

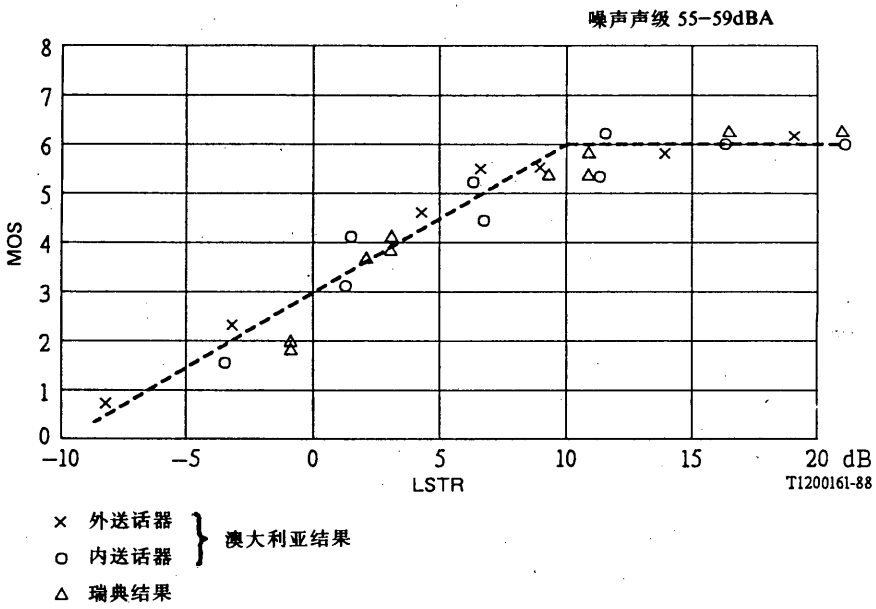


图 3

由澳大利亚和瑞典试验结果计算得出的 MOS 与 LSTR 的关系

参 考 文 献

[1] CCITT Contribution COM XII-No. 50, Study Period 1977-1980 (ITT).

[2] CCITT Contribution COM XII-No. 171, Study Period 1977-1980.

[3] CCITT Contribution COM XII-No. 199, Study Period 1977-1980 (Australia).

[4] CCITT Contribution COM XII-No. 116, Study Period 1977-1980 (Hungary).

[5] CCITT Contribution COM XII-No. 152, Study Period 1981-1984 (NTT).

[6] Results of conversation tests sent directly to Special Rapporteur for Question 9/XII, British Telecom, 1978.

[7] CCITT Contribution COM XII-No.151, Study Period 1981-1984 (Australia).

[8] CCITT Contribution COM XII-No.70, Study Period 1985-1988 (Sweden).

噪声频谱

（1984 年于马拉加-托雷莫里诺斯制订）
（建议 P. 44 和 P. 55（桔皮书卷 V）以及课题 24/XII引用）
（英国电信公司供稿）

1　引言

这个增补介绍传输性能评定时所用的噪声频谱。它们是 CCITT 建议的，或是在XII研究组的课题研究中已经采用的噪声频谱。

在一些主观评定中，采用了加以控制的环境噪声。例如：

a）　建议 P. 44［1］和 P. 45 所述的 AEN 测定；

b）　增补 2 号所述的会话和收听试验。

这里介绍两种不同环境的噪声频谱。一个频谱用于室内噪声环境；另两个频谱用于汽车内的环境。

2　室内噪声

室内噪声的功率频谱密度应符合霍斯（Hoth）发表的频谱密度［4］。表 1 给出了声级调到 50dBA 的频谱密度。声级用符合 IEC179 公告的声级计测量。图 1 是按表 1 数据画出的曲线。这个频谱形状与声级的大小无关，如果声级为 40dBA，每个窄带的声级将较表 1 数据低 10dB。表 1 中还给出了每个 1/3 倍频程带宽的功率，作为附加资料。

3　汽车内噪声

在课题 24/XII对移动无线电系统的研究中，CCITT 建议使用两种代表汽车内噪声的频谱［6］、［7］。它们可以用简化的曲线来恰当地表示［9］。行驶的汽车用一种噪声频谱；静止的汽车用另一种频谱。表 2 给出了这两个频谱密度的数据，还给出了有关每个 1/3 倍频程带宽的功率，作为附加资料。图 2（a）的曲线表示行驶的汽车用的频谱密度；图 2（b）的曲线表示静止的汽车用的频谱密度。两个频谱的形状都与噪声声级的大小无关。

表 3 给出对各种行驶速度的汽车，计算出来的未加权声压级。计算范围按 ISO 的 1/3 倍频程带宽，中心频率从 63Hz 到 8000Hz。

表 1

室内噪声频谱密度

频率 (Hz)	频谱密度 (dB SPL/Hz)	带宽 $10 \log_{10} \Delta f$ (dB)	每个 1/3 倍频程窄带内的总功率 (dB SPL)	容差 (dB)
100	32.4	13.5	45.9	± 3
125	30.9	14.7	45.5	
160	29.1	15.7	44.9	
200	27.6	16.5	44.1	
250	26.0	17.6	43.6	
315	24.4	18.7	43.1	
400	22.7	19.7	42.3	
500	21.1	20.6	41.7	
630	19.5	21.7	41.2	
800	17.8	22.7	40.4	
1000	16.2	23.5	39.7	
1250	14.6	24.7	39.3	
1600	12.9	25.7	38.7	
2000	11.3	26.5	37.8	
2500	9.6	27.6	37.2	
3150	7.8	28.7	36.5	
4000	5.4	29.7	34.8	
5000	[illegible].6	30.6	33.2	
6300	−1.3	31.7	30.4	
8000	−6.6	32.7	26.0	

注 1—输入信号(例如白噪声)将按 1/3 倍频程的频带限制带宽,中心频率在 100Hz 到 800Hz 范围内取 ISO 规定的优选频率(ISO266), 频带边沿应符合 IEC255 规定的滤波器特性。

注 2—室内噪声在低频很难控制,特别在 100Hz 以下的未定义区域内尤其如此。其原因在于典型试验房间的体积、试验房间的衰减特性不好和外界噪声(例如空调机)的影响。因此最好对试验房间进行选择,把不需要的低频声压级降低到最小。

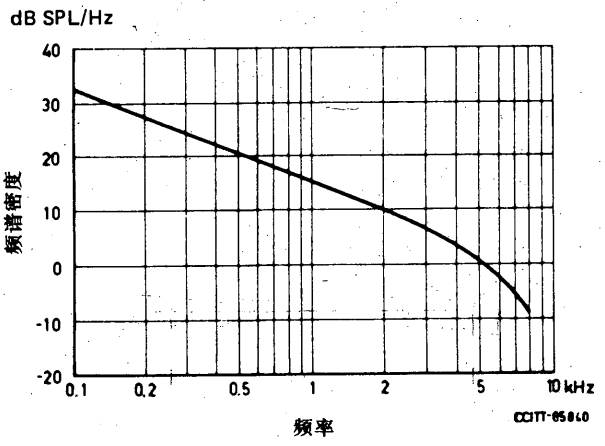
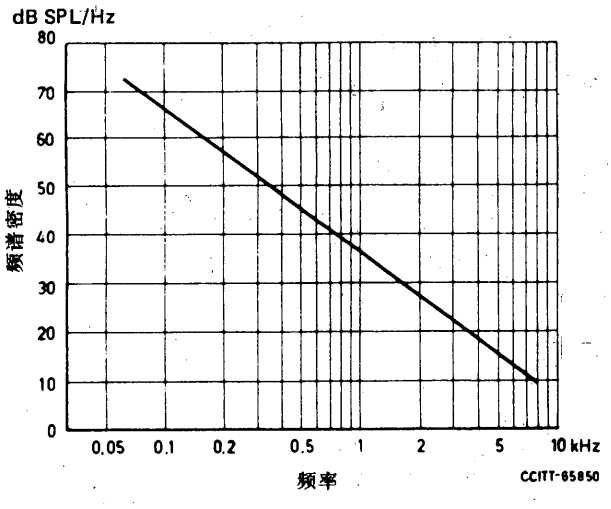
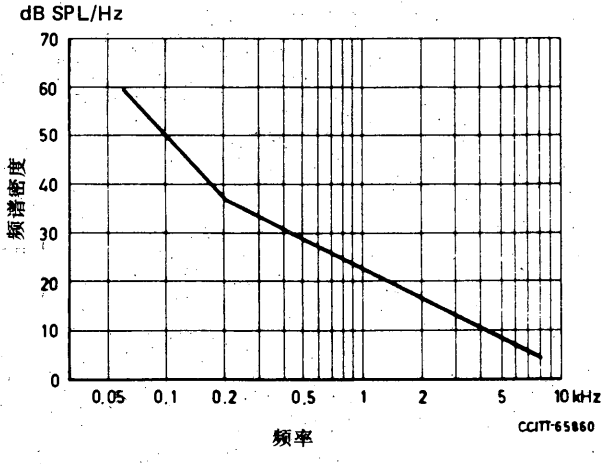


图 1

室内噪声频谱密度



a)行驶汽车的频谱密度



b)静止汽车的频谱密度

图 2

表 2

汽车内的噪声频谱

频率 (Hz)	频谱密度 (dB SPL/Hz)		带宽 $10 \log_{10} \Delta f$ (dB)	每个 1/3 倍频程窄带内的总功率 (dB SPL)		容差 (dB)
	行驶	静止		行驶	静止	
63	72.3	58.3	11.7	84.0	70.0	± 3
80	69.3	55.0	12.7	82.0	66.7	
100	66.5	49.8	13.5	80.0	63.3	
125	63.3	45.1	14.7	78.0	60.0	
160	60.3	42.0	15.7	76.0	56.7	
200	57.5	36.8	16.5	74.0	53.3	
250	54.4	34.7	17.6	72.0	52.3	
315	51.3	32.6	18.7	70.0	51.3	
400	48.3	30.6	19.7	68.0	50.3	
500	45.4	28.7	20.6	66.0	49.3	
630	42.3	26.6	21.7	64.0	48.3	
800	39.3	24.6	22.7	62.0	47.3	
1000	36.5	22.8	23.5	60.0	46.3	
1250	33.3	20.6	24.7	58.0	45.3	
1600	30.3	18.6	25.7	56.0	44.3	
2000	27.5	16.8	26.5	54.0	43.3	
2500	24.4	14.7	27.6	52.0	42.3	
3150	21.3	12.6	28.7	50.0	41.3	
4000	18.3	10.6	29.7	48.0	40.3	
5000	15.4	8.7	30.6	46.0	39.3	
6300	12.3	6.6	31.7	44.0	38.3	
8000	9.3	4.6	32.7	42.0	37.3	

表 3

计算的频谱声压级

频谱		未加权声压级 (dB SPL)
行驶	30 km/h	80
	80 km/h	85
	110 km/h	90
静止		75

表 2 和表 3 的注：

注 1—这些数值适用于典型的汽车。请注意：对高级汽车，声级要取低些；对噪声大的汽车，声级要取高些。

注 2—由于在低频时，产生这样高的声压级有实际困难，又因为通常语声在 63Hz 以下没有明显的能量，且耳朵在这个频率范围也相对不灵敏，因此把建议的噪声频谱范围限制在 63Hz 以上，这样做也许是建设性的。然而应该牢记，低频和中频的振动对人会产生重要的生理和心理上的影响，对此应按这些特性的要求加以研究。

注 3—电输入信号（例如白噪声）将按 1/3 倍频程频带来限制带宽。中心频率按 ISO 规定，在 100Hz 到 8000Hz 范围内取优选的频率（ISO266），频带边沿应符合 IEC225 规定的滤波器特性。

注 4—室内噪声在低频时很难控制，特别是在 63Hz 以下的未定义区域内尤其如此。其原因在于典型试验房间的体积，试验房间的衰减特性不好和外界噪声（如空调机）的影响。因此最好对试验房间进行选择，把不需要的低频声压级降到最低。

参 考 文 献

[1] CCITT Recommendation *Description and adjustment of the reference system for the determination of AEN (SRAEN)*, Yellow Book, Vol. V, Rec. P.44, ITU, Geneva, 1981.

[2] CCITT Recommendation *Measurement of the AEN value of a commercial telephone system (sending and receiving) by comparison with the SRAEN*, Yellow Book, Vol. V, Rec. P.45, ITU, Geneva, 1981.

[3] *Methods used for assessing telephony transmission performance*, Supplement No. 2, Yellow Book, Vol. V, ITU, Geneva, 1981.

[4] HOTH (D. F.). Room noise spectra at subscribers' telephone locations, *J.A.S.A.*, Vol. 12, pp. 499-504, April 1941.

[5] IEC Recommendation Publication 179, *Precision sound level meters*, 1965.

[6] CCITT Question 24/XII, Contribution COM XII-No. 120, (Noise inside light motor vehicles), Study Period 1981-1984.

[7] CCITT Question 24/XII, Contribution COM XII-No. 134, (Internal vehicle noise spectra), Study Period 1981-1984.

[8] CCITT Question 24/XII, Contribution COM XII-No. 1, (Link with mobile stations), Study Period 1981-1984.

[9] CCITT Contribution COM XII-No. 208, (Comparison of the results of vehicle noise submitted by France and BT), Study Period 1981-1984.

增 补 14 号

使用调制噪声参考单元（MNRU）对数字处理过程进行主观性能评定

（1984 年于马加拉-托雷莫里诺斯，1988 年于墨尔本修订）

（建议 P. 81 中引用）

1 引言

这个增补的主要目的是，规定一个评定数字过程的专用主观试验方法。以便在发展中的国际电话网中，能够对这些数字过程的量化失真影响加以考虑。它意味着既要对每种数字过程的影响有分配单一数值的能力；又要能利用这种分配的数值，并综合其它损伤的影响，以估计电话连接的性能。

增补的第二个目的是，提出分析处理主观试验结果的方法。由此可以得出特定数字过程的分配损伤级，并找出用这些分配的损伤级，去分析传输性能的途径。

2 数字过程的损伤参考尺度

数字过程的性能评定使用了两种参考尺度，a）连续随机噪声（相加噪声）参考尺度，b）振幅正比于瞬时信号幅度的随机噪声（相乘噪声）参考尺度。根据建议 P. 81 定义的 MNRU，振幅、正比于瞬时信号幅度的随机噪声尺度应该用 Q 率来表示。

所以这样提议的理由是：

1) 信号经 MNRU 处理后的主观感觉特性与经过各种数字处理后的信号很相似，这就在原理上使评定人的评定更容易进行。

2) 已经积累了有关 MNRU 的丰富经验和资料。

注 — 目前还没有文件阐明 Q 是比连续随机噪声更合适的参考尺度。

3 比较方法

用 Q 值表征数字过程的性能可以有多种方法，本增补讨论的是纯收听试验。纯收听试验法可用表 1 扼要说明。

可能提到其它方法有：

1) 在全部被测系统和参考条件之间进行多重成对比较/$X_1/X_2 \cdots X_i/X_j \cdots X_j/X_i$，

2) 在相同试验中对 MNRU 条件和数字系统进行清晰度试验。

这两种方法在这里不作介绍。

表 1

与 MNRU 的间接比较法				与 MNRU 的直接比较法	
ACR 方法		DCR 方法		等质量门限	
X_1 X_2 · · · X_n R_i	(SSR)	X_0/X_1 X_0/X_1 · · · X_0/X_n X_0/R_i	(PC)	X_1/R_i X_2/R_i · · · X_n/R_i	(PC)
附件 A		附件 B		附件 C	

$X_1, X_2, \ldots\ldots X_n$ 被测试验系统

X_0 未处理(参考)系统

R_i MNRU 参考(Q 级“i”)

PC 成对比较

SSR 单激励评定

ACR 绝对等级评定

DCR 衰变等级评定

4 试验方法的背景

4.1 附件 A 所述 ACR 试验法的背景

ACR 法是以 IEEE（电气电子工程师协会）的一个工作组进行的实验程序为基础的。参加该工作组的代表来自七个国家（加拿大、法国、意大利、日本、挪威、英国和美国）[2]。这个实验的目的是为了弄清当

几个国家进行一项同样的试验时，其试验结果可否相比拟。语言样品磁带是在各参加国用其本国语言录制的。然后把这些磁带送到中心试验地，在那里通过 38 种通信电路条件对它进行处理。处理后的录音带再分别寄回各个国家，由这些国家的收听人，按 5 级评分尺度，对其质量进行主观评定。

通信电路包括 22 种参考条件（连续随机噪声、MNRU、μ-255PCM）和 16 种自适应差分 PCM（ADPCM）系统（所用的 ADPCM 方式是一级固定预测器 [3]）。数据分析的一个重要部分是在同一地点对 16 种 ADPCM 条件的质量进行估计，从而衡量别处 ADPCM 的质量水平。

虽然从各国试验得到的结果（平均意见得分 [MOS]）各不相同 [2]。然而对这些结果的分析表明：如果估计的精度合乎情理，那么 B 国对 ADPCM 质量估计，应该是 A 国的质量估计值加上一个修正常数。

1982 年在巴黎召开的 IEEE 工作组会议讨论了试验方法的修改问题。同年 6 月，CCITTXII研究组建议根据这个修改后的试验方法，对待选定的 32kbit/s 算法进行评定，以实现 CCITT 标准化的 ADPCM 算法。采用这种方法的主观试验是在 1982 年下半年，由 XVIII研究组开始组织进行的。该项试验的结果是选择了一个编解码算法和明确了改进之处（对传输非语言信息而言）。接着在 1983 年下半年，又进行了另一个系列的主观试验，其结果确认改进算法的电话语言传输性能是合适的（1982 和 1983 年的 CCITT 试验也发现了各参加组织的试验结果有差异）。

由上面的讨论，不应该认为该项试验方法已经十全十美，而且引起各国间差别 [2]、[4] 的原因也远没有查清。然而，这个试验方法的重要事实是，已被一些国家所采用。

4.2 附件 B 所介绍衰变等级评定（DCR）方法的背景

附件 B 介绍 ACR 试验方法的修改方案—DCR 试验方法。由一个主管部门的试验结果发现，DCR 试验方法提供的条件之间的分辨能力较 ACR 方法高 [5]。

而由另一主管部门的试验结果与以上结论不同 [6]。

5 试验结果分析

对数字过程进行主观试验的目的在于确定它在电话网中的适用性。用建议 P. 81 的参考系统确定的 Q 值，对有关数字过程进行分配是已经采用的一种步骤。但可以采用的数据分析方法有很多种，大家看来很希望规定一种统一的使用方法，以便用共同的术语来表达试验结果。目前临时提议使用的方法是以 MOS 值（平均意见得分）的应用为基础的，MOS 值可按附件 A 的步骤求得。

图 1 至 4 表示按增补的附件 A 方法进行主观试验，所得到的假想结果（数据点直接用直线连接）。由这些结果基本上可以看出，在非常好（高 MOS 值）和非常差（低 MOS 值）的条件及其邻近范围内，存在饱和效应（对高 MOS 值，这种饱和现象是由于 5 级评分尺度，也可能是在主观试验系统还未加入诸如电路噪声、Q、编解码器的量化失真之类的附加损伤之前，系统固有的空闲电路噪声所引起的；对低 MOS 值，饱和现象是由于 5 级评分尺度引起的）。由参考资料 [2] 的经验表明，由于这种饱和效应的存在，Q 的确定范围在 5dB 到 25dB 之间时，可获得满意的精度。

该分析的目的之一是确定函数 $Q_2=F$（2），式中 Q_2 是编码的 Q 值，L 是线路比特率。确定该函数的一种简便方法是利用图 2 和图 3 衍生出图 5 所示的函数曲线。该方法可用图 6 表示，如果线路速率从中选定（例如 L_2），其相应的 MOS 也就确定了。然后将此 MOS 值引入右图就可以求得相应的 Q，此时应为 Q_2 相当于 MOS 值。用类似的方法可求得对应不同 L 值的 Q 值，将其结果示于图 5 表示 L_i 与 Q_i 的关系。

试验结果的分析应包括统计方法，以确保 MOS 值是由电路条件决定的，从而排除其它因素的影响。学生氏测定法可能适用于这种分析。但已有资料表明，方差分析法可能更适用于这种目的。

增补的附件 D 介绍了一个组织所采用的分析方法的原理。该方法使用了由主观试验结果计算出来的分析值、即拟合平均值。而这些分析值与从试验结果计算出来的 MOS 值是差不多的。试验所需结果之一是对被测处理过程的 Q 估计。附件 D 介绍了推导这种估计结果的方法。

由实际试验获得的 MOS 随 Q 的变化关系（如图 2 所示）在参考资料 [5]、[7]、[18] 和附件 B 中给出。

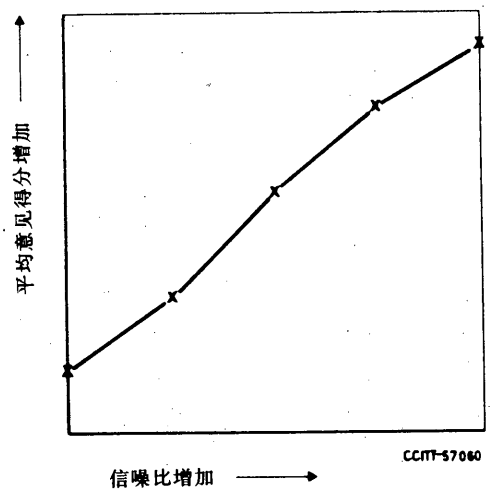


图 1
平均意见得分与 SNR 的关系；
语声功率用 dBm 为单位，
空闲电路噪声用 dBm 为单位

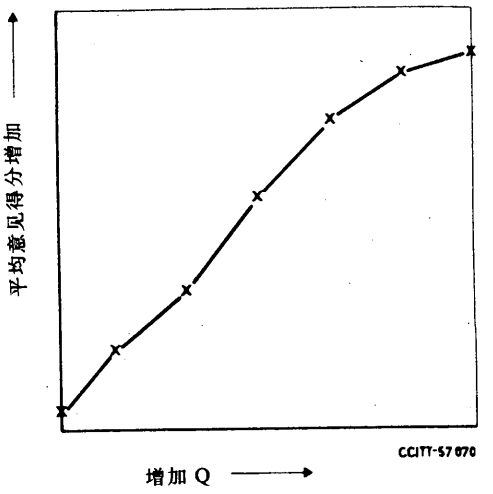


图 2
平均意见得分与 Q 的关系
Q 的 MNRU 的指示值

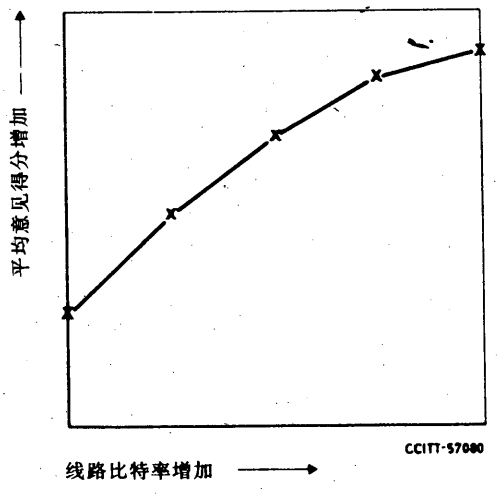


图 3
单个编解码器在不同线路比特率时
的平均意见得分

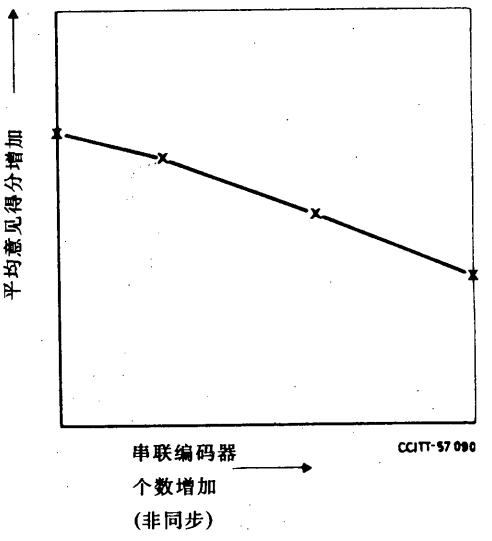


图 4
编解码器串联时的平均意见得分

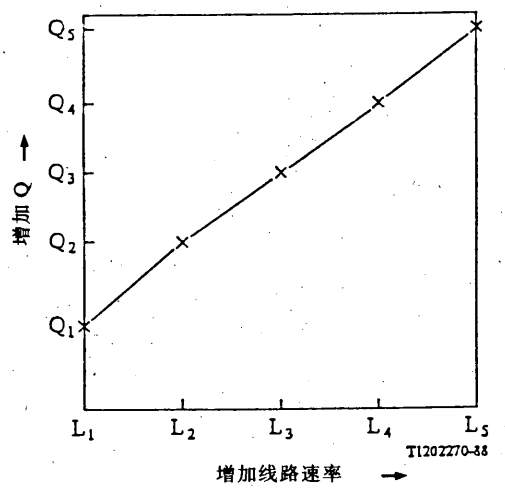


图 5

单对编解码器的误码率与 Q 的关系

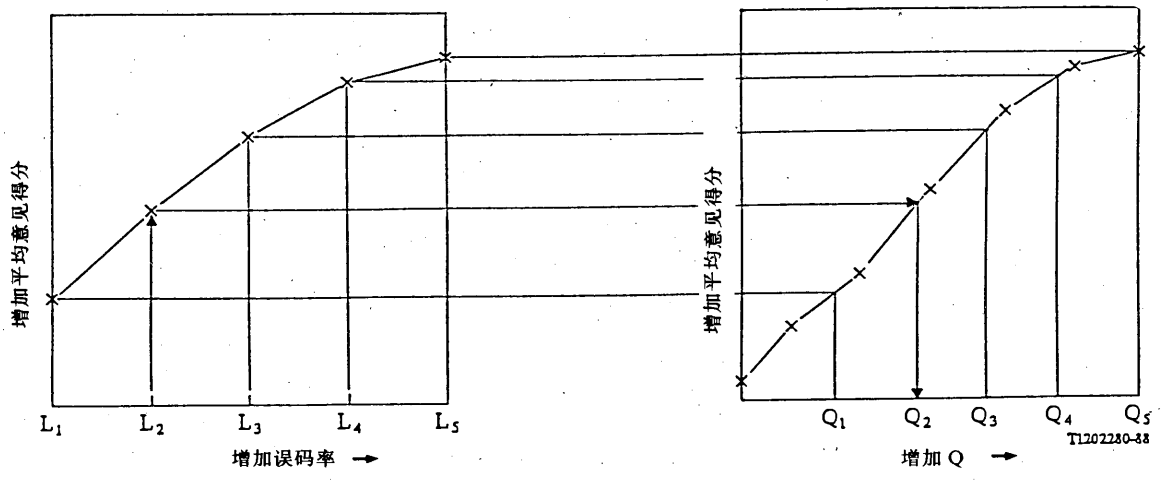


图 6

由已有的图 2 和图 3 推导出图 5 的图解法

附 件 A

（附于增补 14 号）

数字过程主观试验的绝对等级评定（ACR）方法

A.1 引言

纯收听试验基本上可以包括三个部分：源带的准备；对源带进行处理、得到包含有关试验条件的激励带；使用激励带进行主观评定试验。如果不需要在不同地点之间交换源带和激励带，某些步骤也可以合起来做。

这种试验方法的基本想法是模拟一条试验连接电路，它包括一个发送系统、一个接收系统和一个用以插入相关损伤（空闲通道噪声、由 MNRU 和数字过程产生的量化失真）的中间连接系统。

主观试验的收听响应受若干变化因素的影响，如讲话材料、发话人的话音特性、试验的先后次序、时间效应等。除非对这些因素用一定的方法加以控制，否则就会使试验结果产生偏差。因此建议采用合适的实验设计，把这些问题都考虑进去。实验设计的原理可以参考有关统计学的教科书。

A.2 源带的准备

录音系统包括一个磁带录音机，以及用来注入校准音的辅助设备和符合适当规定的发送系统。

A.2.1 磁带录音机

磁带录音机应用高质量（播音室用）双轨机。其均衡方式要加以说明，但最好用 IEC 均衡方式。一条轨迹用来录语言样品；另一条轨迹准备用于其它目的，例如录指令音，以控制录音机的启动和停止。录音机的走带速度应选用 19cm/s。

试验应选用低透印和低噪声的磁带。存放时带尾在外面，故放音时需要先倒带。

注 — 当录制和存贮高质量源带和试验带时，应考虑使用 A/D 变换器和电视盒式录相机。

A.2.2 校准音

建议把校准音录制在源带上，以便检查从源带录音机的输入，到激励带放音录音机的输出；这条模拟连接电路的灵敏度/频率特性。校准音的录音按 250、500、1000、2000、3000 和 4000Hz 的顺序进行，每个单音的延续周期均为 5 秒，电平较录音机的最大输入电平有效值低 6dB。校准音之后应该录 15 秒长的 1kHz 测试音，其电平为录音机的最大输入电平有效值。该测试音用以校准中间连接系统和收听系统。测试音之后应该留一段数米长的引导带。

A.2.3 发送系统

不同国家的发送系统，灵敏度/频率特性也可能不一样，因此由于衰减失真的影响，其试验结果也可能

表 A-1

不带 SRAEN 滤波器的 IRS 特性

频率 (Hz)	S_{MJ} (dB V/Pa)	S_{je} (dB Pa/V)
100	−22.00	−21.00
125	−18.00	−17.00
160	−14.00	−13.00
200	−10.00	− 9.00
250	− 6.80	− 5.70
315	− 4.60	− 2.90
400	− 3.30	− 1.30
500	− 2.60	− 0.60
630	− 2.20	− 0.10
800	− 1.20	+ 0.00
1000	+ 0.00	+ 0.00
1250	+ 1.20	+ 0.20
1600	+ 2.80	+ 0.40
2000	+ 3.20	+ 0.40
2500	+ 4.00	− 0.30
3150	+ 4.30	− 0.50
4000	+ 0.00	−11.00
5000	− 6.00	−23.00
6300	−12.00	−35.00
8000	−18.00	−53.00

不同。再说，复杂数字编解码器的算法，也可能与发送系统的灵敏度/频率特性有关。因此，我们希望至少试验中有些试验条件，其发送系统的灵敏度/频率特性应符合表 A-1 的要求（模拟不带滤波器的 IRS 发送部分）。

最好在有些试验条件中，所用的发送系统能代表试验组织（或国家）的网络或需要的典型（平均）市话系统。这个系统包括一部手柄电话机、一条模拟实体电缆对的仿真线、一个馈电桥和一个电阻终端（如 600Ω、900Ω），源带录音机就接在这个终端上。电话机可以使用具有实际话音灵敏度/频率特性的线性送话器，因此该发送系统的声—电响应就能代表该组织的平均市话系统。有关碳粒电话送话器的条件，也希望能包括进去，碳粒送话器的选用应能代表该组织（或国家）网络上所使用的典型产品（见建议 P. 64），其特性（和馈电电流）应加以说明。另外还希望能报告用仿真声源（见建议 P. 51 和 P. 64）测得的特性。

A. 2. 4　录音环境

录音环境应该是安静的居室或办公室。室内噪声声级应为 25 到 30dB（A）。如果有可能的话，噪声频谱的形状应符合增补 13 号的霍斯频谱。如果使用其它噪声声级或频谱特性（如打字机噪声等），则可能需要进行专门的测试。

对室内噪声的特性，应尽可能全面地报告［例如 dB（A）、长时频谱、振幅/时间的分布等］。

在校准音之后，应通过市话系统，对室内噪声录音 30 秒。录噪声时要求讲话人把电话机手柄握于通常使用的状态（若有必要，还需特别注意防止呼吸声的影响）。

A. 2. 5　语言样品试验

一盘源带由 4×C 个语言样品组成（4 个发话人，语言样品包括练习、参考和试验条件）。每个语言样品

应由至少相隔 1 秒的 2 个或 3 个语句构成。

全部语言样品都不应该相同，要防止试验中出现重复语句。写报告时，最好能提供所用的试验语句清单（即 8×C 或 12×C 个语句）。

每个语言样品的长度最好控制在 6 到 10 秒钟。语言样品的间隔为 5 秒空白带，用作控制（如开、关录音机）和评定人打分所需的时间。

为了防止录音机对语言样品的峰值削波，并便于测量实际话音电平的有效值，应把语言样品的电平有效值（有效话音功率）调到较 1kHz 测试音的电平有效值低 12dB 的电平上。

A.2.6 发话人

至少要用四个话音特性不同的发话人（2 男，2 女）。对发话人的选择要由实验人员判断确定。

A.3 激励带的准备

中间连接系统是由源带录音机（电阻性，600Ω或 900Ω）、输入滤波器、用来插入试验条件的装置、输出滤波器和激励带录音机（电阻性，600Ω或 900Ω）等部分组成。滤波器的特性需要加以说明。

A.3.1 试验条件

试验条件包括要研究的编解码器。对编解码器要尽可能简要地给以完整的定义（如 A 律/μ 律、一级固定预测器的 ADPCM 等）。这样才能保证同类编解码器有统一的性能指标。

由于编解码器的性能会随其输入电平的不同而不同，因此对它的试验最好不仅在通常的负荷条件下进行，而且也要在高于或低于满负荷的电平条件（如±10dB）进行试验。但在变化编解码器的输入电平时，输出应作相应的调节来“补偿”，以保持其输出电平近似恒定（收听声级也可能影响各类数字过程的相对性能，也见§A.4.4）。

对编解码器应分别进行单个（一个编码器/解码器对）试验，以及把 2 个、4 个和（可能的话）8 个用非同步串接起来试验（同步串接的条件最好也能包括进去）。至于编解码器的实现，用硬件或软件都可以。但如果采用软件实现编解码器，应把实际编解码器预期会有的引入电路噪声考虑在内。

对于单个编解码器的试验条件，线路比特率应采用设计值。但若有可能的话，对设计值上下的比特率也要做试验（高比特率试验可探讨主观评定的饱和现象；低比特率则可研究衰变性能）。这些条件可能对弄清编解码器的性能水平有用处。（例如：对于正常的 32kbit/sADPCM 算法，也应在 16、24、40 和 48kbit/s 做试验。）

对于编解码器的串接条件，应采用线路比特率的设计值做试验。

有线路误码的编解码器也应包括在试验条件中。误码率的试验范围应从 10^{-3}变化到 10^{-6}。

A.3.2 参考条件

试验的参考条件应包括 5dB 到 25dB 的 Q 值变化范围，变化步级最少为四档。（Q 值的变化范围扩大到 0dB 和 30dB 可能会更满意。）

要使试验满意还要有注入电路噪声的条件，SNR 要能有 5dB 到 45dB 的变化范围，变化步级最少为四档。[SNR 是有效话音功率（mW）与注入电路噪声功率（mW）的比值，用 dB 表示；电路噪声的带宽应采用与 MNRU 滤波器特性相同的滤波器来限制。] 注意，SNR 的上限为 45dB 可能是由于系统的固有噪声所决定的，例如源带准备过程中所产生的噪声、源带录音机的噪声等。

源条件也应包括在参考条件之内（把注入空闲电路噪声去除，即可得到这些条件）。

所以把注入噪声条件也包括在内，是为了在新的试验结果与有关损耗和电路噪声影响的已有结果（课题 4/XII）之间，建立某种联系。也为了可以利用主观意见模型研究中已经取得的结果（课题 7/XII）。

各参加试验的组织还可以自行增加一些其它的参考条件，例如，某些组织已经从以往的试验中获得了A-律/μ-律压扩PCM的有关资料，它们就可能希望增加一些PCM条件，以便能与以前的试验结果进行比较。

A.3.3 校准

对于中间连接，电阻性阻抗的输入端与连接终端之间的1kHz损耗应为0dB。它适用于较好的试验条件，如Q＝25dB、SNR＝45dB和试验编解码器工作在设计比特率的条件。

在中间连接电路的输入端，1kHz校准音的电平有效值应比编解码器的过载电平（该电平应引证）低3dB。这样做，将保证话音的电平有效值比编解码器的正弦信号过载电平有效值低15dB。

用上面的方法校准时，应参考1kHz校准音输出电平（dBm），将电阻终端上测得的注入电路噪声(dBm)，调到一个合适的电平上。特别要注意的是，只能让电路噪声的损伤在语言样品的空闲间隙期中出现，而不应在语言样品的前后出现。

放激励带用的录音机，应采用与源带录音机相同的方法来校准。

A.3.4 激励带

激励带的开头应录1kHz校准音（无损伤），接下去录12个练习条件，然后才是试验和参考条件。

练习条件的选择标准，应让试验的评定人员熟悉试验的格式和话音质量的范围。这些练习试验条件是分别用四个发话人，每人都分配三个试验条件组成的。

基本试验和参考条件的总数是正常试验条件乘4（即发话人数）。试验中，将这些试验条件按随机顺序排列。至少应采用两盘随机序列不同的激励带（或用来让不同的评定组进行不同的试验）。

如果对一些试验/参考条件尽可能地重复一下试验，也可能会有好处。但由于主观试验的实际规模所限，往往不能这样做。

激励带上试验条件的时间控制与源带的要求要一致，例如每个条件的延续周期约为6到10秒（2句或3句），条件之间为5秒空白带。

源带上的校准音不需要在激励带上出现（但前面提到的1kHz校准音除外）。但在中间连接系统的输出电阻性负载上，应对这些校准音的电平进行测量。这样就可以在各种试验条件下，检查系统的灵敏度/频率特性，并写入试验报告。

A.4 试验步骤

A.4.1 收话人

试验用32位收话人较为合适。每盘试验带各用16人。试验用评定人最少不得少于12名。评定人员的选择最好能代表典型的用户群体（如评定组男女各占一半，年令的组成接近群体的年令分布，听力正常等）。

A.4.2 收话系统

根据§A.2.3第一段所述的理由，收话系统的特性应符合表A-1的要求（模拟不带滤波器的IRS接收部分）。

如果收话系统的特性选择，能够模拟试验参加组织的典型（如平均）市话系统，将会更加令人满意。即系统特性要能代表中心电话局、源阻抗、馈电桥、实际电缆对和电话机等的特性。对收话系统的灵敏度/频率特性应进行测量（见建议P.64），收话系统的侧音应加以抑制。

A.4.3 收话的环境

收听用的手柄所在房间的室内噪声应≤40dB（A）。但若能达到 25 到 30dB（A）会更好（模拟寂静的办公室或居室条件）。如果可能的话，噪声频谱应符合增补 13 号中的霍斯频谱要求。当实际室内噪声声级和频谱不符合上面的要求时，应在报告中加以说明。

A.4.4 收听语声声级

当用激励带通过收话系统放音时，应对 1kHz 校准音的声级加以调节，以保证用 CCITT 建议的仿真耳（见建议 P.51），对 1kHz 声信号的测量声级为－3dBPa。这样语声声级就可以保持在－15dBPa 左右，接近喜爱的收听声级。因为收听声级会影响不同数字处理过程的相对性能，最好能将语声声级分别降低和提高 10dB 的情况，也要包括在试验中①。

A.4.5 试验指南

在练习试验条件之前，应向参加评定的人员提供一份书面的试验指南，同时还要给他们读一遍（由试验组织人读或用录音机放一遍）。但不应向评定人员透露练习的条件代表试验中将会遇到的整个质量范围。在听完练习条件以后，应留有足够的时间对评定人提出的疑问给于回答。

应要求评定人按下表的五级记分尺度评分

分数	质量评定
5	优
4	良
3	中
2	差
1	劣

对于非英语国家，应该用恰当的本国语言来表达这个对应的五级尺度。

在收听试验进行之前，有必要进行练习试验，以使评定人完全适应试验条件，并获得稳定的评定结果。

A.4.6 数据收集

评定人给出的结果可以用计算机记录，也可以用纸或其它合适的方法记录。但如果让评定人用纸和笔记录，每个条件都要更换记录纸，这样评定人在进行新的评分时，就不会去参考以前的评分。

A.5 结果的报告

把全部原始数据报告出来当然更好，但这样做会使报告太冗长。因此，合适的做法可能是综合四个发话人的数据，对每个条件（如 Q＝15dB、SNR＝25dB 等）报告五级评分中每个等级的得票数目（对发话人的

① 某些资料表明，如果语声声级为－5dBPa（1kHz 校准音调在＋7dBPa）将会比－15dBPa 更适合于鉴别编码器的条件。

可能影响，应报告研究分析的结论）。另外，在数据分析中计算出来的平均意见得分（MOS）、标准偏差、95%置信区间和其它统计数据都要一一写进报告。

下面列出应该写入报告的其它事项：

a) 送话器型号；

b) 发送系统的灵敏度/频率特性（建议 P. 64）；

c) 对录音室和环境噪声声级的说明；

d) 语声声级的调整和测量步骤；

e) 所有试验和参考条件下，中间连接系统的灵敏度/频率特性；

f) 收话系统的灵敏度/频率特性；

g) 收听室和环境噪声声级的说明；

h) 记录试验评定人意见评分的方式；

i) 评定人小组的介绍，包括年令、性别、人数、以前的经验。如果可能的话，也包括闻阈；

j) 手柄尺寸。

文 献 目 录

KIRK (R. E.): Experimental design procedures for the behavioral sciences, *Brooks/Cole Publishing Company*, Belmont California, 1968.

CCITT Recommendation P.64.

CCITT Recommendation P.74.

附 件 B

（附于增补 14 号）

使用衰变等级评定程序（DCR）对数字编解码器的主观性能评定

（法国主管部门供稿）

B. 1 引言

CCITT 第XII研究组起草了一种用以评定数字编解码器主观性能的纯收听试验方法（见附件 A）。当利用绝对等级评定试验法（ACR），在话音性能良好的编码器（在 6—8 位 PCM 编码器的质量范围内）之间进行评定时，会产生分辨灵敏度较差的问题。如果需要提高这种分辨灵敏度，提议使用一种 ACR 的修改型方法，该方法可以定义为衰变等级评定试验（DCR）。CCITT 对于图象试验，建议了两种可供选择的试验方法 [6]，即绝对等级评定法和衰变等级评定法。DCR 程序特地采用了一种衰变评定尺度，并在每次评定之前都先给评定人员一个高质量的参考条件。看来这种方法很适用于评定高质量的图象性能。因此我们对这种方法进行了修改，用作对语声质量的评定。

本附件首先介绍使 DCR 步骤适用于语声质量评定所作的相应修改。然后对同一电路条件，将该方法的灵敏度与 ACR 方法的灵敏度加以比较。在这里我们只介绍了 ACR 与 DCR 试验方法的不同之处，对于本附件中没有介绍的共同之处可参见附件 A。

B.2 衰变等级评定步骤

B.2.1 试验语言样品

每一个评定结构用四个发话人读两个不同的语言样品，由评定人对这四个发话人的语言样品质量进行评定。每个语言样品由间隔至少为一秒的两条语句构成。这两个语言样品（S_1、S_2），即四条不同的语句，应从语音平衡组成的较大母体中选择。因此，用这四条语句评定 MNRU 电路所得到的意见评分，就可以与用它的母体所得到的意见评分基本一致。为此，8 个语言样品按以下规定方式组成母体：

发话人 T1 读语言样品 S1、S2；

发话人 T2 读语言样品 S1、S2；

发话人 T3 读语言样品 S1、S2；

发话人 T4 读语言样品 S1、S2。

这样一来，就在试验中有了两个语言样品的重复。但我们感到，由于试验步骤中对衰变的评定是相对于参考条件进行的，故这种重复的影响无关紧要。对语言可懂度近于理想良好的电话质量的评定尤其如此。在 ACR 试验中，每个评定语言样品结构中都使用完全不重复的语言样品，很可能就是导致这种方法分辨灵敏度差的原因之一。

B.2.2 参考条件

参考条件应包括 10dB 到 30dB 的 Q 变化范围，变化步级至少为四档的噪声条件（如 Q 的可变范围为 5 到 35dB，也许会更好）。

在每次评定之前应插入一个高质量的参考条件。通常使用源条件为参考条件，即语言样品的质量除了受发送系统和带宽限制的影响外，没有附加任何其它损伤条件。试验中加进了四个“无效对”（A-A），用以检查收话人评定时的定标水准。

B.2.3 激励带的输出

激励带上的语言样品以成对的方式（A-B）或成对重复的方式（A-B-A-B）放给收话人听。这里的 A 代表高质量的参考语言样品，B 表示经过编解码器处理过的语言样品。插入参考语言样品的目的在于稳定收话人每次评定的标准。使用参考条件，并相对于参考条件进行主观评定是心理声学非常通用的试验步骤。这种方法趋于对收话人的整个评定范围产生良好的灵敏度。A 和 B 两个语言样品的间隔为 0.75 秒，而用成对重复方式时，两个语言样品对之间的间隔为 2 秒。

在单语言样品试验（如 ACR 法）中常见的试验顺序的影响，看来不会在 DCR 试验结果中出现。因此 DCR 只需用一种试验顺序即可。其基本试验和参考条件的总数应该是正常条件的 8 倍（4 个发话人×2 个语言样品）。

留给收话人评定的时间与 ACR 试验相同，即两对语言样品或两个重复对之间的间隔为 5 秒。

B.2.4 试验指南

应该指导评定人按下列五级衰变评定尺度对试验条件进行评分：

5 — 衰变听不出来；

4 — 衰变能听出来，但不讨厌；

3 — 衰变使人略感讨厌；

2 — 衰变使人讨厌；

1 — 衰变令人非常讨厌。

B.3 ACR 和 DCR 方法用于对相同编码器评定时的灵敏度比较

表 B-1 和 B-2 分别摘自 ACR 和 DCR 试验方法对三个 32kbit/s ADPCM 算法的评定结果。

图 B-1、B-2 和 B-3 表示分别用两种试验方法（ACR 和 DCR）对相同条件评定所得到的平均意见得分（MOS）和衰变平均意见得分（DMOS）。

由这些图表可以看出：

— 两种方法的评定结果有良好的一致性；

— 对 Q 范围为 10 到 35dB 的 MNRU 电路，所得 DMOS 有较大的变化范围，而且收话人的评分定标较理想（“无效对”的得分为 4.98）；

— 对电话质量良好（20<Q<35dB）的范围，DCR 方法有较高的灵敏度。

灵敏度可以进一步用多重统计比较检定法来进行定量分析。若需对编解码器进行后验比较，Tuckey 的诚实有效差值（HSD）检定法 [7] 是很实用的。HSD 检定的设计使得全部成对的比较都在平均值之间进行，并可确定平均值的明显差别。对于相同的条件（$\alpha=0.01$、$k=2$、$N=225$、固定程式），HSD 的极限值（$q_{\alpha,k,N}$）为 3.70。由于 ACR 和 DCR 方法的剩余误差大约相同（0.42），如果有

$$\triangle=|\overline{X_i}-\overline{X_j}|>0.21$$

可以断言两个平均值的差别显著。

我们可以把这种差别用 Q 值来表示，其对应关系如下表所示：

Q'的范围 (dB)	ACR 试验 △	Q 的范围 (dB)	DCR 试验 △
15—20	1.48	15—20	1.07
20—25	1.87	20—25	1.14
25—30	3.00	25—30	1.36

这就意味着，当 Q 值处在话音质量良好的范围时，DCR 试验的分辨率可以达到 ACR 试验的两倍。

B.4 总结

利用两种方法（ACR 和 DCR）的试验结果表明一致性良好。在 DCR 试验中，由于每次评定之前出现的参考条件起到了对收话人评定标准的稳定作用，因此对编码器试验所得到的衰变平均意见得分（DMOS）有较大的变化范围。而在 DCR 试验中，由于以相同的重复试验语言样品为评定基础，使得对编码器的评定精度提高了，但它是以降低在整个质量评定中，为听懂语言样品需作努力的重要性为代价的。因此，衰变等级评定程序看来很适合对话音性能良好的编解码器的质量评定。

ARCHIVES U.I.T. GENÈVE

表 B-1

ACR 试验的平均意见得分（MOS）和 95%置信区间（INT）试验条件

试验条件	X		Y		Z	
	MOS	INT	MOS	INT	MOS	INT
PCM	3.81	0.45	3.89	0.13	4.16	0.13
PCM 2A	3.99	0.13	4.10	0.13	3.90	0.14
PCM 4A	3.35	0.12	4.02	0.14	3.70	0.14
PCM 8A	3.39	0.14	3.48	0.14	3.46	0.12
PCM 10^{-4}	3.31	0.15	3.55	0.14	3.15	0.16
PCM 10^{-3}	1.90	0.15	1.78	0.13	2.10	0.17
PCM + 10 dB	3.94	0.15	4.02	0.12	4.14	0.11
PCM − 15 dB	3.49	0.16	3.60	0.14	3.41	0.16
ADPCM	3.60	0.15	3.41	0.13	3.65	0.12
ADPCM 2A	3.72	0.13	3.30	0.12	3.38	0.13
ADPCM 4A	3.14	0.13	2.85	0.13	2.63	0.13
ADPCM 8A	2.51	0.14	2.09	0.14	2.23	0.15
ADPCM 2T	3.77	0.12	3.33	0.13	3.42	0.13
ADPCM 4T	3.86	0.14	3.01	0.14	3.80	0.13
ADPCM 10^{-4}	3.54	0.11	3.28	0.12	2.81	0.15
ADPCM 10^{-3}	2.88	0.16	2.55	0.15	1.93	0.13
ADPCM + 10 dB	3.80	0.14	3.55	0.14	3.61	0.13
ADPCM − 15 dB	3.20	0.15	3.02	0.15	2.92	0.14
ADPCM, C 2A	2.44	0.16	2.62	0.16	2.23	0.14
ADPCM, C 4A	2.13	0.15	2.14	0.13	1.90	0.13
ADPCM, C 8A	1.98	0.14	1.84	0.13	1.59	0.12
S/N 40	3.52	0.15				
S/N 35	3.18	0.17				
S/N 25	2.04	0.15				
S/N 15	1.23	0.09				
Q 10	1.41	0.10				
Q 15	2.34	0.11				
Q 20	3.04	0.10				
Q 25	3.61	0.09				
Q 30	3.96	0.09				

注 1–综合四个发话人和两个语句的评分

注 2–评分的数目,除 N 为 25 的 Q 条件外,共 128 个

表 B-2

DCR 试验的衰变平均意见得分（DMOS）和 95%置信区间（INT）

试验条件	X		Y		Z	
	DMOS	INT	DMOS	INT	DMOS	INT
PCM	4.35	0.10			4.41	0.11
PCM 8A	3.48	0.16			3.33	0.15
PCM 10^{-3}	2.21	0.11			2.25	0.14
ADPCM	4.33	0.11	4.22	0.11	4.05	0.12
ADPCM 8A	2.63	0.14	2.35	0.14	2.38	0.17
ADPCM 10^{-3}	3.14	0.16	2.83	0.14	1.85	0.14
ADPCM 4T	4.29	0.10	3.69	0.14	4.09	0.13
Q 15	1.99	0.15				
Q 20	2.97	0.17				
Q 25	3.89	0.18				
Q 30	4.66	0.10				
Q 35	4.81	0.09				
原点	4.98	0.03				

注 1–综合四个发话人和两个语句的评分。

注 2–评分的数目＝128。

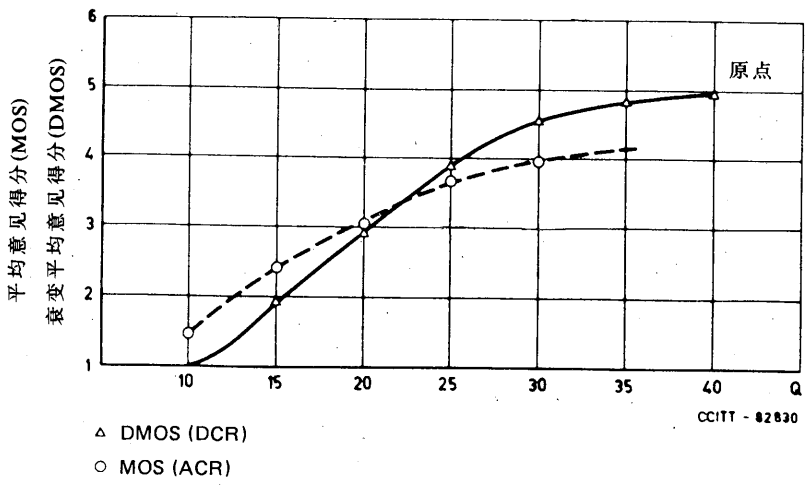
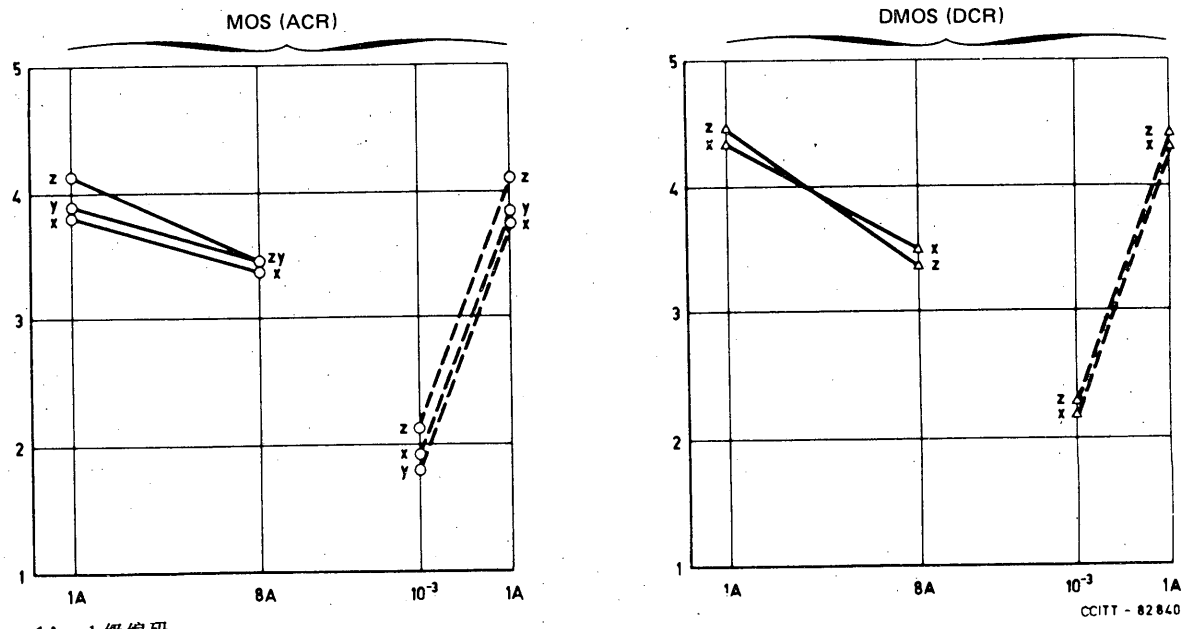


图 B-1

MNRU 参考条件

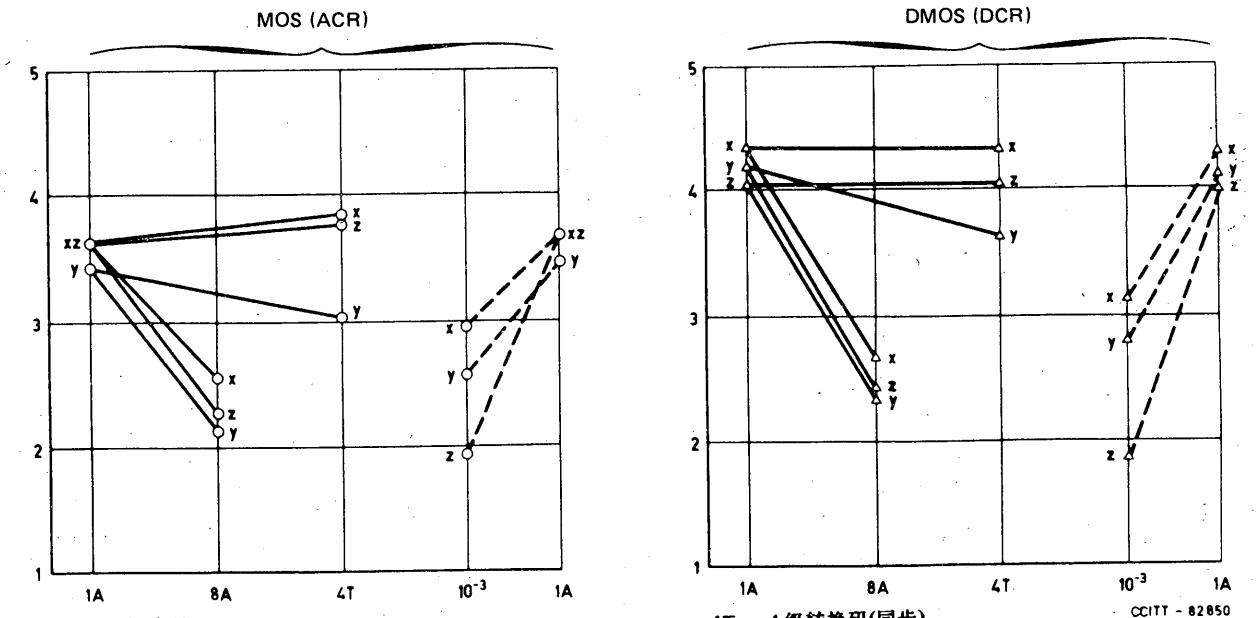


1A = 1 级编码
8A = 8 级非同步编码

10^{-3} = 注入线路误码率为 10^{-3}

图 B-2

PCM 参考条件



1A = 1 级编码
8A = 8 级非同步编码

4T = 4 级转换码(同步)
10^{-3} = 注入线路误码的误码率为 10^{-3}

图 B-3

ADPCM 编码条件

附 件 C

（附于增补 14 号）

用调制噪声参考单元（MNRU）进行数字编码器直接比较的门限法

C.1 引言

将数字系统与 MNRU 直接比较；可以评定反映被测系统性能的 Q 值。这里介绍的方法引入了一个等量门限，它规定在 MNRU 与数字系统间的 50%喜欢水平。

利用门限方法有望得到稳定和精确的结果，即使对高质量的数字处理过程亦然。对宽带数字编码器，建议使用建议 P. 81 介绍的宽带 MNRU。

C.2 测试程序

使用收听试验程序。由参考信号和测试信号构成的成对信号让收听人去听。要求收听人指明两个信号中哪一个质量高（偏爱评定）。把与偏爱评分拟合曲线与 50%偏爱水平的交点相对应参考 SNR 规定为主观等效 SNR（Q）。图 C-1 表示用假设偏爱评分获得 Q 的例子。

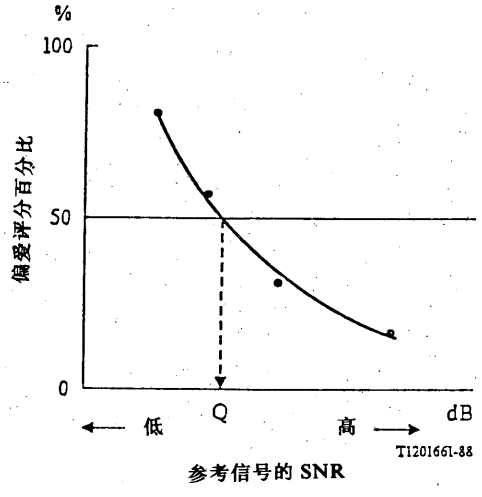


图 C-1

用假设偏爱评分求 Q 的例子

C.3 信号的呈现

参考信号 A 和测试信号 B 按 A-B 对和 B-A 对数目相等安排，以随机序列呈现给受听人。对参考信号引入一定间隔（例如 2dB 间隔）的几个失真级，使偏爱评分范围从 20%延伸到 80%，而 50%偏爱点落在失真范围的中间。图 C-2 说明信号呈现的时间关系。

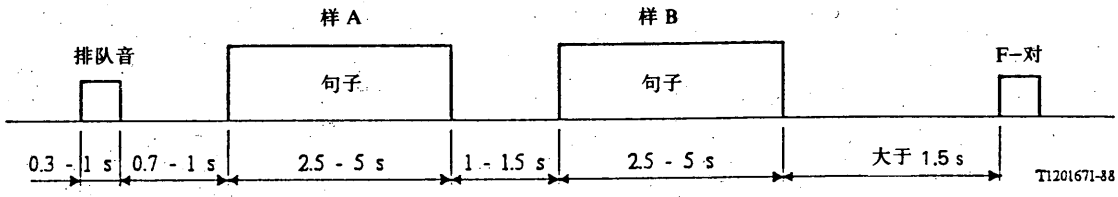


图 C-2

信号呈现的时标图

要求评定人作出评定，并以“A 较好”或“B 较好”作答（强迫选择）。禁止回答“A 等于 B”或“无差别”。呈现周期不能超过 6 分钟，以免受听者疲劳。在适当休息时间以后，可再呈现收听语样。建议语样至少重复两次，最好四次或五次（用相同的重复次数）

注 — 如果 MNRU 是硬件实现的，在语样呈现间隔中容易改变 SNR，可以使用简单的程序。这时可由评定人平衡到相同的接收质量，在两对信号的间隔期进行调节。每次都是先呈现参考信号，并连续送信号对，直至评定人作出等质量门限已经达到的判断。

C.4 语样源

需要用短语句，至少由二男和二女发出，男女各 4 人或 5 人更好。每个讲话人的语句要不一样。语句的延续时间为 2.5 至 5 秒；音乐信号的持续时间应小于 10-15 秒。在语样的开始和结束要防止出现喀咧声。源信号的录音用有足够带宽的线性送话器在吸音室内进行，吸音室的环境噪声应小于 20dBA，混响时间在 125 至 8000Hz 范围内短于 0.3 秒。如果用数字录音设备，量化噪声电平应小于 $14-b_1t$ 线性 PCM 的噪声电平。

C.5 受听环境

受听试验应使用高传真放音设备。如果用扬声器收听，则放音设备要选用播音室水平，受听间应符合 CCIR 报告 797 的要求。如果用头戴机，最好用双耳收听。带宽至少应于被测数字系统一样。

C.6 受听人

虽然按 ACR 方法（见 § A.4.1）的介绍挑选受听人最合适。但对成对比较试验来说，这不是严格的条件。如果收听试验目的是为了获得普通评定人的意见评分，则使用未经训练的普通评定人。如果不是为此目的，可以用训练过的评定人。对每个受听人增加重复次数可以提高收听试验的可靠性。受听人最少为 6 名，但最好用 12 人或更多。几个受听人可以同时收听，但一定要确保独立评定。

C.7 可靠性

由于主观试验中偏爱得分的方差服从 t 分布，对试验次数（即每个呈现对的重复次数与原信号评定人的个数的乘积），在评分 μ（0≤1），产生 95%可靠性的评分方差宽度 r 可用式（C-1）表示

$$r=\pm t\ (n-1,\ 0.05)、\sqrt{\mu\ (1-\mu)\ /\ (n-1)} \qquad \text{(C-1)}$$

若 n 为 95%，μ 为 0.5（偏爱评分为 50%），则 r 等于 10%。

附 件 D

（附于增补 14 号）

一个组织分析数字编解码器所用方法的原理
（贝尔通信研究公司）

按照附件 A 的方法进行主观试验，所得假设平均意见得分（MOS）的结果如增补 14 号中图 1 至图 4 所示（数据点用直线直接连接）。通常在非常好的条件（高 MOS 值）和非常差的条件（低 MOS 值），以及这些条件的邻近区域，其结果会出现饱和效应（对于高 MOS 值，这种饱和现象是五级评定尺度所致，也可能是在主观试验系统还没有加入诸如电路噪声、Q、编解码器的量化失真之类的附加损伤之前，系统固有的空闲电路噪声仍有影响的缘故；对于低 MOS 值，饱和现象则是由于五级评分尺度所引起的）。

在贝尔通信研究公司使用的数据分析方法中，对每个试验条件都使用了一个称为“拟合平均值”的分析值 [8]。然后用拟合平均值对数据进行分析（在中等 MOS 值范围，拟合平均值与 MOS 近似相等；但对于极好和极差的条件，拟合平均值就不像 MOS 那样受数值的限制）。用拟合平均值表示结果的曲线与图 1 至图 4 很接近，但数值变化范围更大。

这种分析方法的目标是确定一个函数，即

$$Q_s = f\ (L) \tag{D-1}$$

式中

Q_s= 编解码器量化失真的 Q 值；

L= 线路的比特率（以 kbit/s 为单位）。

（在某些情况下，Q_s 和 L 可能是简单的线性关系；但对其它情况，往往需要用更复杂的函数才能表示）。

Q 可以用公式（C-1）来估计。

公式（C-1）的确定，必须对前面讨论过的饱和效应妥善处理。例如，图 3 看上去有中度的饱和效应，因此编解码器的设计线路比特率，可以对应图 3 中间的数据来考虑。

同样，对试验中的等效函数（SNR 对 Q），也可能有必要加以研究 [对类似图 1 和图 2 的曲线进行拟合的适当函数（但用拟合平均值表示）可用来确定这种等效函数]。

这种分析的预期目的是预测编解码器的性能值（拟合平均值 Q），使预测结果尽可能接近实际性能值（用拟合平均值表示的曲线与图 3 和图 4 的曲线相似；或者用对拟合平均值数据点进行拟合的合适函数，对拟合平均值进行转换所得到的 Q 值曲线与图 2 的数据在形式上相似）。（对于目前的研究，假设非同步串联编解码器的迭加规律为 $15\log_{10}n$，这里 n 表示相同编解码器的串联个数。如果在分析中也考虑到对迭加规律的研究，效果可能会更好）。

按照上述步骤求得的数字过程的 Q 值，可在多种方法中用以评定量化失真对电话连接性能的影响。增补 3 号所述的主观意见模型是以修正参考当量和空闲电路噪声来表示的。如果现在要利用这个模型来评定数字过程，就必须将全程连接的 Q 转换为 SNR，然后根据相关连接的语声电平的数据，由 SNR 求出相应的空闲电路噪声电平。

我们已经发现为此目的求得的等效函数的一致性并不好（见 [9]、[10]、[11]、[12] 和 [13]）。现在还不清楚是否存在一种适用的单一等效函数，以及这个等效函数如何表示（也许要根据会话试验的结果分析，才能得到基本等效函数）。

对于数字过程来说，用 8 位、μ－255 编解码器的非同步串接个数表示的 Q 值，可以用来作为规定编解

码器组成网络应用规则的基础。对于增补 3 号所述的模型，这种编解码器的串联个数与 Q 的关系（根据 $15\log_{10}n$ 规律）可以表示如下：

数目②	1	2	3	4	5	6	8	10	12	14
Q (dB)	37	32.5	30	28	26.5	25.5	23.5	22	21	20

根据增补 3 号所述的模型可以得出：一个 7 位、μ－255PCM 编解码器的性能，大约可与 2.5 个非同步串联的 8 位、μ－255PCM 编解码器相对应。(注意：Q＝37dB 较建议 G.712 [15] 中最小 S/D 值要高 3 到 4dB；假定条件是平均 8 位系统的性能更高一些)。

参 考 文 献

[1] CCITT Recommendation *32 kbit/s adaptive differential pulse code modulation (ADPCM)*, Vol. III, Rec. G.721, ITU.

[2] GOODMAN (D. J.), NASH (R. D.): Subjective quality of the same speech transmission conditions in seven different countries, *Proc. ICASSP 82* (International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing), Vol. 2, Paris, May 1982.

[3] DAUMER (W. R.), CAVANAUGH (J. R.): A subjective comparison of selected digital codecs for speech, *Bell System Technical Journal*, Vol. 57, No. 9, November 1978.

[4] RICHARDS (D. L.), BARNES (G. J.): Pay-off between quantizing distortion and injected circuit noise, *Proc. ICASSP 82* (International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing), Vol. 2, Paris, May 1982.

[5] COMBESCURE (P.) *et al.* Quality evaluation of speech coded at 32 kbit/s by means of degradation category ratings, *Proc. ICASSP 82* (International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing), Vol. 2, Paris, May 1982.

[6] CCIR Doc. 11/17 *Subjective assessment of the quality of television pictures* (EBU), Study Period 1978-1982.

[7] TUCKEY: The problem of multiple comparisons, *Ditton*, Princeton University, Ed. 1953.

[8] CAVANAUGH (J. R.), HATCH (R. W.), SULLIVAN (J. L.) Models for the subjective effects of loss, noise and echo on telephone connections, *Bell System Technical Journal*, Vol. 55, November 1976.

[9] CCITT Contribution COM XII-No. 24 (Study on determination of subjectively equivalent noise (NTT)), Study Period 1981-1984.

[10] CCITT Contribution COM XII-No. 61 (Subjectively equivalent noise for linear and carbon microphone originated speech signals – Bell Northern Research, Canada), Study Period 1981-1984.

[11] CCITT Contribution COM XII-No. 124 (Application of information index to quantizing noise in PCM – France), Study Period 1981-1984.

[12] CCITT Contribution COM XII-No. 130 (Subjective equivalence functions for consideration in a quantization distortion opinion model – Bell Northern Research, Canada), Study Period 1981-1984.

[13] CCITT Contribution COM XII-No. 162 (Transmission performance of digital systems – COMSAT), Study Period 1981-1984.

[14] CCITT Recommendation *Transmission impairments*, Yellow Book, Vol. III.1, Rec. G.113, ITU, Geneva, 1981.

[15] CCITT Recommendation *Performance characteristics of PCM channels audio frequencies*, Yellow Book, Vol. III.3, Rec. G.712, ITU, Geneva, 1981.

[16] CCITT Contribution COM XII-No. 222 (Evaluation of speech transmission quality by ACR and DCR methods – USSR Telecommunications Administration), Study Period 1985-1988.

[17] CCITT Contribution COM XII-No. 223 (Results of determination of typical dependence of average subscriber's evaluation from *Q* values – USSR Telecommunications Administration) Study Period 1985-1988.

[18] CCITT Contribution COM XII-R5, page 49 and pages 76-78, June 1985.

② 不应把它当成国际规划中使用的 qdU 数目 [14]；编解码器个数与 Q 的关系适用于增补 3 号的模型，该模型已经在美国用于网络研究。

增　补 15 号

带噪声成形的宽带(7kHz)调制噪声参考单元

(墨尔本，1988)
(建议 P.81 引用)
(日本 NTT 供稿)

1　引言

考虑到宽带 MNRU 要作为通用参考信号来使用，其结构考虑到以下三点：

a)　产生参考信号的程序要简单明了；

b)　参考信号的话音质量特性应与测试信号相似；

c)　损伤程度应能随意控制。

与窄带 MNRU 相比，宽带 MNRU 的频带展宽了（70—7000Hz），并增加了一个固定的噪声频谱成形滤波器，以降低高频噪声，使参考信号的噪声频谱与宽带编码器的输出相似。

2　宽带 MNRU 的组成

宽带 MNRU 的基本组成如图 1 所示。宽带高斯噪声与源信号相乘后，即送入频谱形成滤波器。源信号和成形频谱噪声经带宽限制、衰减或放大，以获得需要的 SNR。然后两者相加以产生失真了的信号。

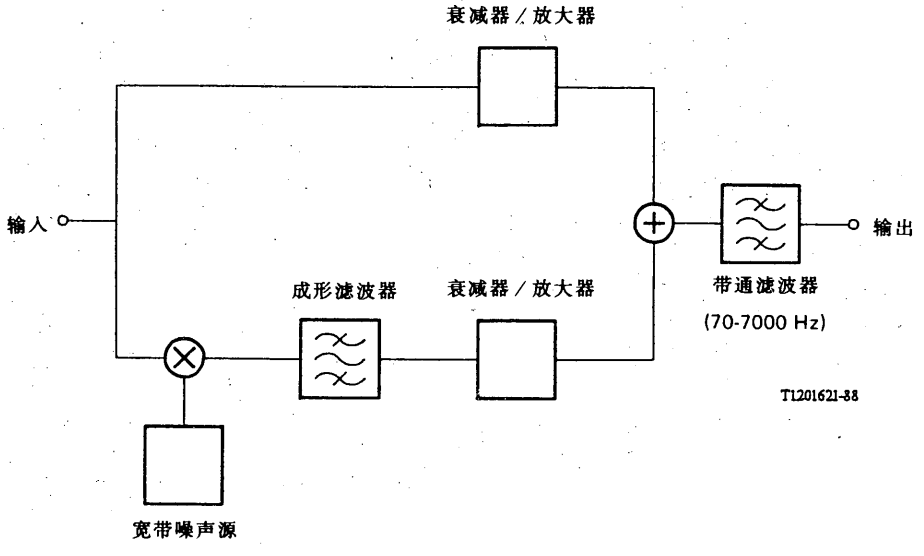


图 1
带噪声成形滤波器的宽带 MNRU 方框图

3　频谱成形滤波器

噪声频谱用图 2 所示的一阶自动拟合滤波器成形。取样频率为 16kHz 和带宽为 7kHz 的计算机模拟，产生的滤波器系数为 0.8，它接近宽带源信号的长时话音频谱包络。

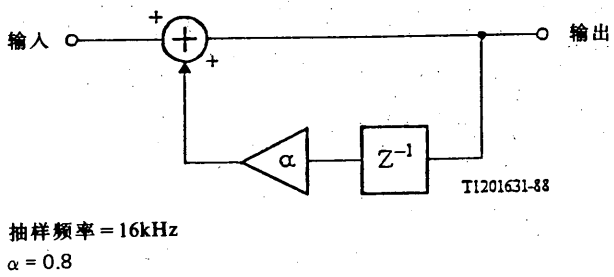


图 2

噪声成形滤波器

4 带通滤波器

宽带 MNRU 的带宽应与宽带话音编码器相应，按目前建议 P. 81 的输出滤波器要求，对 7kHz 带通滤波器的暂定频响要求如图 3 所示。

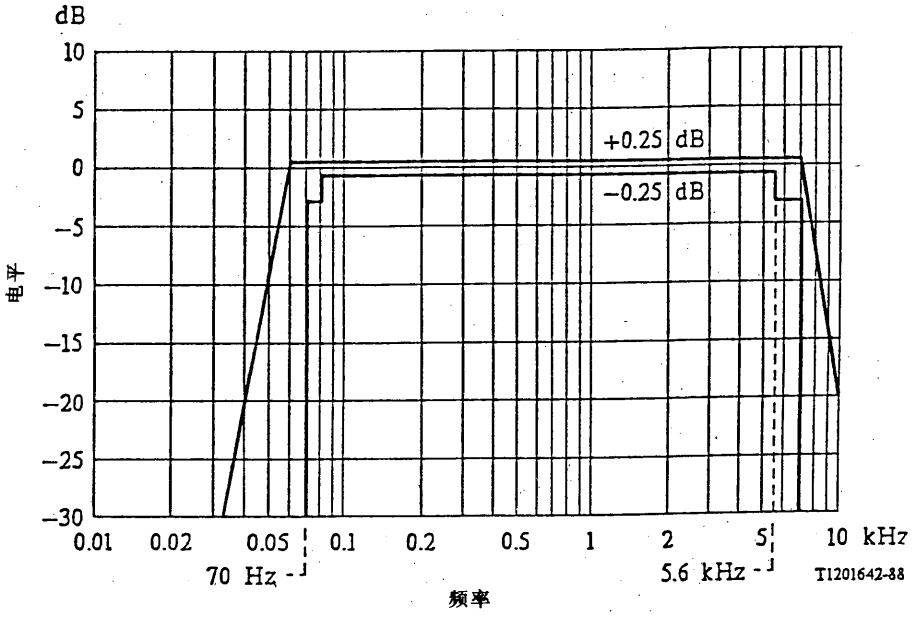


图 3

对宽带 MNRU 的输出滤波器要求

5 信噪比

在计算机模拟时，对经带通滤波器的源信号和噪声，用 8—20ms 时间常数求平均功率，可计算出 SNR。当用正弦信号对 MNRU 设定 SNR 时，噪声功率应用真正的有效值电压表测量，不可像对正弦信号那样，简单地校准噪声通路的损耗或增益。

6 其它指标

抽样频率：建议抽样频率高于通带上限频率的两倍；按照建议 G. 722 编码器的实验，建议抽样频率为 16kHz。

噪声源：MNRU 应使用足够带宽的高斯噪声。如果用计算机产生噪声，要求频谱在半抽样频率带宽内完全平直。对大于三倍有效值的振幅要限幅。

增　补 16 号①

关于在电话会议室中安放传声器和扬声器[1]，以及会议电话机(GAT)的指南

（马拉加-托雷莫里诺斯，1984；1988 年于墨尔本修改）
（建议 G.172 和 P.30 中引用）

1　引言

下面的指南提供了评定电话会议室声学特性的基本规则，以及依照最高的语言可懂度和易于识别讲话者来安放会议电话机的基本规则。

2　电话会议室的声学特性—总的要求

设计和安放满足合理的价格和性能指标的电话会议系统或会议电话机，涉及到大量的判断和权衡。这些指南将使得规划者和安装工程师能够评定一个房间的声学特性，进行必要的选择和作出决定，正确地安装合适的设备，从而提供满意的服务。

一个会议电话机的音响部分包括装在会议室中的带有若干传声器和扬声器的终端设备，它们之间用音频传输设备连接起来。这个传输设备可以是公众交换电话连接，也可以是私人线路设备。

不管是公众的或者私人的系统，通常传输都是经过一个多点的会议电桥互相连接起来的，这使得每一个房间都可以与其他任何一个地点同时通信。做这件事时，最重要的是电桥应该放在网络的电损耗中心处，以减少从不同的房间中所发出的话音电平有悬殊差别。

与手柄电话不同，会议室的声学特性和室内传声器的放置严格地确定了所传输的话音的电平、话音信号与室内噪声之比和混响质量（雨桶效应）。特别在多点的会议中，这三个因素都会被用户很容易地觉察出来，并提出苛刻的要求。

一般来说，室内的噪声和混响越大，就越不适合于会议方式的通信。在发送的话音中存在噪声或混响会造成系统的性能不满意。在极端情况下，经验已表明一个房间的噪声太大，就如同头上飞过的飞机，会把一个多点系统的各房间之间的传输暂时阻塞掉。超量的混响会造成收听到的话音有空洞声、造成识别讲话者和听懂他讲话的困难。导致用户容易疲劳和拒绝使用这个系统。

原则上，如果遵照这些指南行事，所有的房间都适合于会议方式的通信。然而在嘈杂或有混响的房间中，这些指南要求讲话者必须象用手柄讲话那样，很近地对传声器讲话。要求安装设备的用户必须面临以下一种或几种选择：

1）　选另外一个会议室；
2）　对房间作声学处理；或
3）　按指南的要求，讲话者与传声器离得很近。

---

① 原为（红皮书）Ⅲ.1 分卷中的增补 25 号

必须同时满足几个非常重要的标准，以确保电话会议系统的满意的音响性能。这一节的剩余部分叙述这些标准的确定。简略地说，这些标准是：

1） 必须选用适合于一通常面对面会议的房间。

2） 必须确定与噪声有关的讲话者与传声器之间的距离。

3） 必须确定与混响有关的讲话者与传声器之间的距离。

4） 传声器和扬声器必须按照这两个距离来定位。

3 室内噪声级的考虑

随着会议室的大小增加，和会议参加人数的增加，室内噪声级的要求在表 1 中给出。由于房间大小和与会人数的增加，与会者将坐得更加分散。当然，对于舒适的讲话和收听，房间中的室内噪声级必须随着人数的增加而降低。

表 1

对会议室的室内噪声级的限制

房间说明	声级计读数最大值	声学环境
50 个人的会议室	35	很静。适合于长度为 6—9 米的会议桌的大型会议
20 个人的会议室	40	安静。适合于长度为 4.5 米的会议桌的会议
10 个人的会议室	45	对会议桌长 1.5—2.5 米的会议是满意的
6 个人的会议室	50	对会议桌长 1.0—1.5 米的会议是满意的

表 1 中所规定的噪声测量应该在处于正常工作状态的、但没有人在场的会议桌旁进行。这些噪声测量应该在距离任何物体表面至少 0.6 米的地方进行。

用 dBA 的噪声测量可以用一个具有 A 加权的声级计来进行，其参考声压级为 20 微帕斯卡，其他方面满足建议 P.54。在这些指南中用的是 A 加权，因为它接近噪声使人耳感到厌烦的程度。

讲话者与传声器之间的最长距离是受室内噪声限制的。图 1 画出了讲话者和传声器之间的最长距离，它能确保所发出的话音有 20dB 以上的可接受的信噪比。不应该作任何尝试来忽视或增大根据图 1 所确定的距离。作为一个例子，在室内噪声级为 50dBA 的情况下，图 1 表明对具有裕量的可接受程度，讲话者与传声器之间的最大距离（D_{max}）为 0.5 米。图 1 适用于无方向性的传声器。当使用具有方向性的传声器时，如使用心形指向性或 8 字形指向性的传声器时，由图 1 所确定的 D_{max}值可以增加百分之五十。

如果用不止一个传声器来复盖两个或三个以上的讲话者、而且所有的传声器在同一时间均处于工作状态的话，则通过传声器检拾的室内噪声和在电路上传输的室内噪声的数量都将增加。究竟增加多少是很难完全预测的，但是一种实用的估计办法是传声器的数目每增加一倍，那末表现出来的噪声级将增加 3dB。这种有效噪声级的明显的增加，可以在用表 1 确定 D_{max}之前，先把它加到所测得的噪声级上来加以考虑。

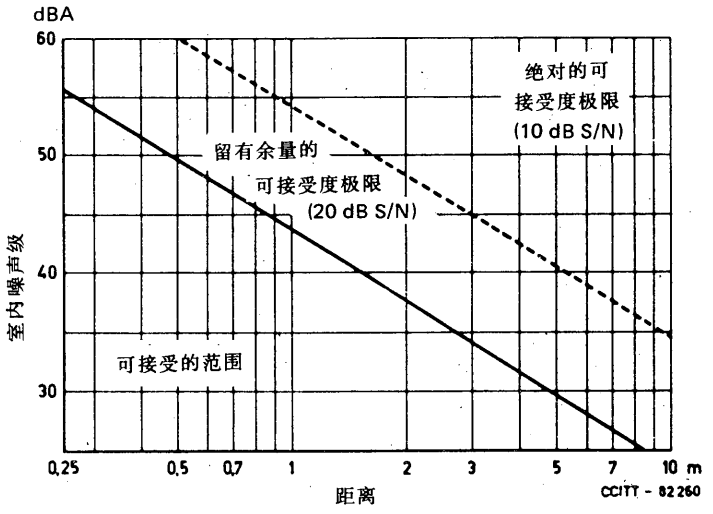


图 1

讲话人与传声器之音的最长距离

4 混响的考虑

大多数用作电话会议室的房间的声学特性是不能改变的，因此以房间为起点的声音发送质量只能通过传声器布位来加以控制。当传声器靠近讲话者时，它所捡拾的绝大部分声音都是直接来自讲话者，因此相对来说房间中的混响只发挥了很小的影响。随着传声器和讲话者之间距离的增加，距离每增加一倍则到达传声器的直达声级便降低 6dB。然而混响声的平均声级则大致上没有变化。

在描述一个房间的时候，临界距离（D_c）是一个有用的概念。它是从声源（讲话者、扬声器）到某一点的距离。在这一点上，从声源传来的直达声能量等于从所有的室内物体表面（墙壁、天花板、家具、地板等）反射来的混响声的能量。会议室中的临界距离通常在 0.2 到 1.5 米的范围内。

临界距离可以表示为：

$$D_c = 0.056\sqrt{\frac{V}{T_R}}\ \text{米} \qquad (\text{见 ISO 35}\mu)$$

式中

V 是房间的体积，单位为立方米，

T_R 是房间的混响时间，单位为秒。

由于把传声器和讲话者分得越开，直达声与混响声能量之比就更为降低，使重放的语言变得不大容易听懂，具有较差的质量、难以识别和疲于收听。它获得一种空洞声，即听起来象一个人在一个雨桶的底部讲话一样。为取得良好的性能，传声器应放在距讲话者不到临界距离一半（$0.5D_c$）的地方。通常这就需要在会议桌上装上多路传声器，或者让到会者戴上项链式传声器①，以及完全不可以把传声器放在天花板上。许多用于会议方式通信的设施安装失败了，是因为把传声器装到了天花板上，而没有重视上述的声学要求。

当使用（心形或双向形）指向性的传声器时，传声器和讲话者之间的距离可以增加百分之五十，到四分之三的临界距离（$0.75D_c$）。为了取得最好的结果，讲话者必须坐在具有心形指向形的传声器的正前方；对一个垂直方向安装的双方向形传声器，它具有余弦（8字形）式灵敏度指向性图，讲话者可以坐在任何一边。表2给出了对于小型（墙壁、天花板和地板表面积60－300m²）和大型（300－1000m²）长方型会议室的典型

① 带有一条可以附着的，可调节的带子的传声器。这条带子可以挂在使用者的脖子附近。

的传声器和讲话者之间的距离，以及估计的临界距离（D_c）。在这些指南中用的是单位为平方米的面积，它与常常提及的房间体积相比，与会议室的声学特性有更直接的关系。

表2

典型的传声器与讲话者的间距（米）

会议室	无方向性传声器	指向性传声器	临界距离
小房间 (60—300m²) 适度的室内声处理[a)]	0.3	0.5	0.6
大房间 (300—1000m²) 少量的室内声处理[a)] 大量的室内声处理[a)]	 0.6 0.9	 0.9 1.4	 1.2 1.8

a）文中适度的声处理过的房间指可能有经过声处理的天花板，和地板上铺有地毯；少量的声处理的房间指可能有经过声处理的天花板、或者铺有地毯；然而经过大量声处理的房间，除了有高质量的悬吊式声学天花板和粘有底毡的厚地毯以外，墙壁的一半面积上可以装上厚的帷幕。

5 传声器类型和放置

如前面所述，当使用无方向性传声器时，传声器与讲话者之间的距离必须小于根据图1所确定的最大距离（D_{max}），以确保适当的信噪比。当使用指向性的传声器时，传声器与讲话者之间的距离可以增加一些，但必须小于$1.5D_{max}$。

前面还提到了，当使用无方向性的传声器时，传声器与讲话者之间的间距必须小于临界距离的一半，以确保高可懂度、易于识别和不伴有混响的语言。当使用指向性的传声器时，传声器与讲话者的距离可以增加一些，但必须小于$0.75D_c$。

传声器必须按同时满足上述这两个规则来放置。换句话说，传声器与讲话者之间的距离必须不超过其中较短的一个。

为了使所有的讲话者都能满足上述的传声器与讲话者距离的标准，通常需要不止一个传声器。典型情况是每三个讲话者必须用一个传声器。传声器的数目每增加一倍，房间中的有效噪声级就要增加3dB。因此在§3的例子中，假如用了四个传声器，就要把50dBA 的读数提高到56dBA 的有效数值。这个噪声将会使从图1确定的 D_{max}缩短为25cm。很明显，一种实际的解决办法是使用项链式传声器，它能使讲话者与传声器的距离保持在25厘米以内。

6 扬声器的安放

在会议室中安放扬声器的要求与安放传声器相比是很不苛刻的。一般所考虑的良好的实践经验，是把室内的任何一个收听者到最近的扬声器的距离限制在不超过临界距离的一倍。

扬声器应该分布在天花板、墙壁上或会议桌上，以确保在收听者位置的最低声压级为65dBA。假如存在较强的噪声、则声压级至少应该比室内噪声级高20dB。当把扬声器放在会议桌上或会议桌的边缘处时，可以取得更具有“现场感”，和较少的“话音从高处下来”的感觉。

通常在天花板上安装扬声器比较方便，而且不易被人觉察。一般来说，装在可以看得见的网格中的、悬空的声学天花嵌板中的扬声器应该位于会议桌的边缘大约0.6米以外。当扬声器不是对称地安装，而是无规则地安装时，可以得到最好的结果。这可以防止激发起明显的房间振动方式。

参 考 文 献

[1] *Teleconference center construction guidelines*, Bell System Technical Reference, PUB 42903, May 1980, American Telephone and Telegraph Co.

增 补 17 号

对照中间参考系统（IRS）作直接响度平衡以主观测定响度评定值

（墨尔本，1988）
（建议 P. 78中引用）
（中国提供的文稿）

1 引言

在按建议 P. 78主观测定响度评定值时，除了使用中间参考系统（IRS）外，宽带的基本参考系统 NOSFER 也总是要使用的。用这种间接方法进行响度评定值主观测定的主要理由是，在进行响度平衡时用一只手同时握持两个手柄，其中一个是 IRS 的手柄，另一个是被测系统的手柄，有一些困难。从1982年以来，CCITT 实验室和其他一些实验室尝试了用一个切割后的手柄，以直接响度平衡的方法来主观测定响度评定值。结果表明不仅测试能够简化，而且测试结果的离散性可以明显降低。典型的情况下，测试结果的标准偏差只有用建议 P. 78方法的一半。此外，在响度评定值的主观测定中，NOSFER 的介入将不再是必要的了。

本增补叙述在直接响度平衡法中所采用的基本安排。

2 方法

2.1 手柄

装有送话器的 IRS 发送手柄以响度评定值保护环位置（LRGP）固定在支架上。但是，IRS 的接收手柄的握柄和放送话器的地方必须割去，使在进行 RLR 和 OLR 的主观平衡时，便于用一只手同时握持被测手柄和割剩下来的 IRS 受话器部分。

2.2 讲话音量

实验表明当实验员以“标准音量”（见红皮书中的建议 P. 72），在 LRGP 对 IRS 的发送手柄的送话器讲话时，接在 IRS 发送系统输出的 VU 表的平均读数大约为－17dB*。如果使用的音量表不同，这个数值也不同。实验结果表明没有必要对每个实验员建立个别的“标准音量”和接在 IRS 发送系统的输出处的表头的读数之间的关系。

由于 IRS 发送系统的带宽是有限制的，因此当讲话者在讲话时表头指针的拌动要比宽带系统的情况下

要大一些。然而，实验员可以不困难地用他自己的读表方法把他的音量控制在1～2dB 的范围内。

2.3 收听声级

插在全程 IRS 连接中的损耗固定为18dB。这个数值接近于 CCITT 实验室近期的测试小组和其他实验室所测定的“X_2”数值（见建议 P.78）。

2.4 测试装置

测定 SLR、RLR、OLR 和 JLR 的测试装置分别示于图1到图4中。

2.5 平衡方法

采用了“边际”法。其细节类似于 R25当量的主观测定，见建议 P.72（红皮书）。

在 RLR 和 OLR 的测定中，实验员会自动地倾向于用较大的力气把切割后的手柄合在他的耳朵上。这是因为切割后的手柄是他用手指直接握持的，而同时他握住的是“被测”手柄的握柄部分。这就是为什么有些实验室测得的 RLR 和 OLR 结果要比他们用建议 P.78方法所测得的要大（较轻）1到2dB。假如告诉实验员，不管是“被测”系统的手柄还是切割后的 IRS 手柄的耳承合在他的耳朵上时，他的耳朵必须感觉到同样的压力的话，这个影响就可以被消除掉。

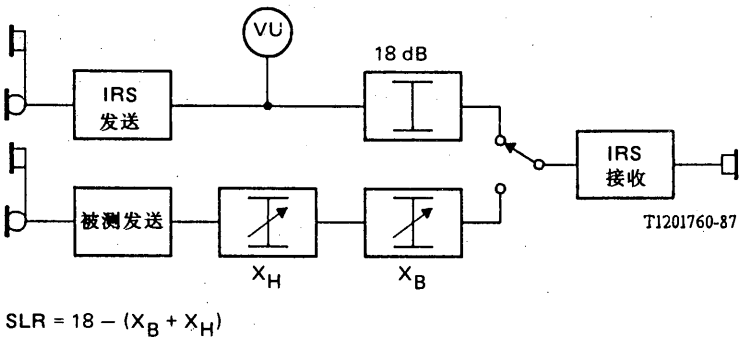


图1
SLR 的测定

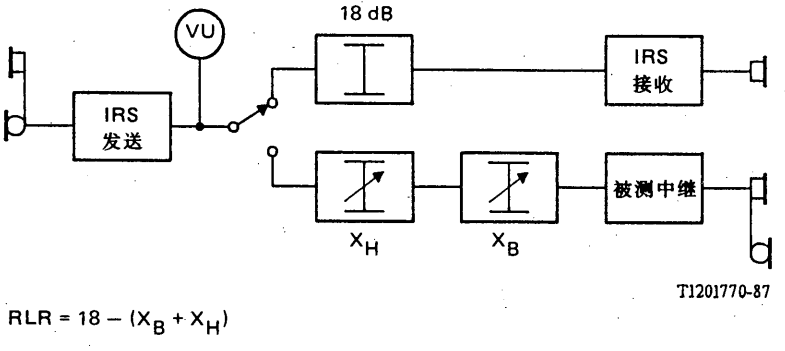


图2
RLR 的测定

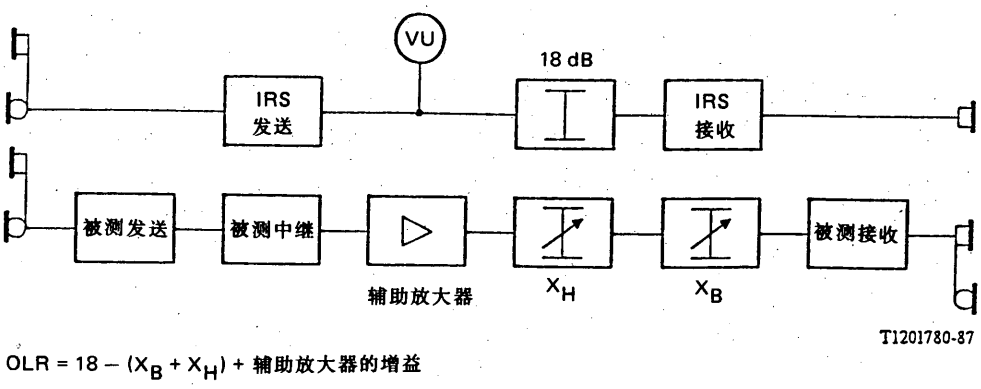


图3
OLR 的测定

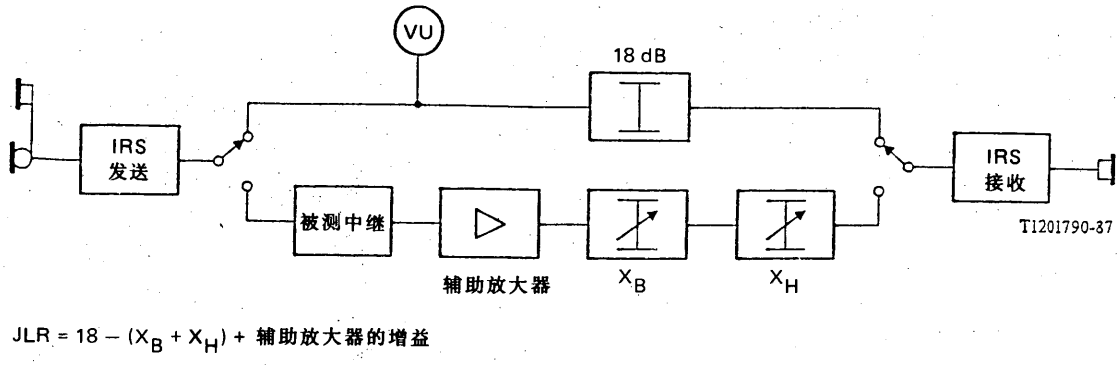


图4
JLR 的测定

增　补　18 号

用满足建议 P. 52和 P. 56的仪表对话音测定读数的比较

1　引言

本增补给出了国际性比较实验的一些情况。该实验比较了用满足建议 P. 52的 VU 表 [1]、ARAEN 音量表 [2] 和峰值节目表 [3]、和满足建议 P. 56的话音电压表对标准的录音的读数。

2　录音带的组成

录下的材料包括三种语言：英语、波兰语和锡兰语。男、女讲话者都需要，以提供范围广泛的话音频率

和音色。

每个讲话者录下了由五个短句组成的清单，两个句子之间的间隙约5秒。接下去是大约1分钟的散文的过渡。然后是每一对讲话者以他们的母语进行几分钟的交谈。为了促进交谈，给每一个讲话者发了一套通常在会话试验中使用的画片（见增补2号）。

录下的讲话电平没有加以改变，这是因为录音带是试图用来测试各种测量仪表和测量方法的能力的。实际上电平的范围约15dB。

3 频响

实验选择了两种频响：IRS 发送端的频响（建议 P. 48）和宽带的平直频响（在100到6300Hz 的频率范围内±0. 5dB）。

4 关于录音带的情况

录音带是按为双轨（双通道）磁带录音机、具有每秒7. 5英寸带速和带有 IEC 均衡的条件准备的。

每一条磁轨的格式如下：

在每条磁带的开头，有持续约12秒的1kHz 单音（考虑作为参考电平）。接下去是大约5秒钟的寂静，然后是待测量的第一种话音条件。每一种话音条件后跟有5秒的寂静，然后有4秒钟的单音，表示再过几秒钟的寂静之后下一种讲话条件即将开始。

磁带中的内容全部示于表1中。

放音用的磁带录音机的输出以以下方式置定：每一条磁轨的起始部分的1kHz 单音在600欧上应在$0dB_m$到$-10dB_m$的范围内（即－2. 2dBv 到－12. 2dBv）。

5 结果

当 VU 表用于测量连续的讲话时，它规定为大约每10秒钟取指针的各次最大偏转的平均值，在平均之前应先舍去二个或三个最大的读数。对 ARAEN 音量表，读数规定为按照 CCITT 的规则来解释，即每三秒钟超过平均值一次的读数。

这就会自然地在解释任何一个读数中由于人为的原因带来误差。

国际性的比较性实验的结果示于表2中。对实验中的各个变量，即语言、带宽、讲话材料、讲话者等没有观察到明显的区别。因此对表1中所提供的结果，对所有的变量，包括读数人作了平均。所有满足建议 P. 52的仪表的读数与满足建议 P. 56的仪表的读数作了比较。

从结果中可以看出变化的范围很大。对 VU 表这个范围约为6dB。必须记住如果考虑读数人的每个单次读数的话，特别是有的实验室用了不止一个读数人，这个范围就更大。事实上，总的范围为比8dB 稍许大一些。这些发现与［4］中所述的一致。

一般来说，在同一个实验室内读数是比较一致的，但各实验室之间就不大一致了。如在美国、实验室之间的平均差值接近6dB。

这些发现与 ARAEN 音量表如峰值节目表（PPM）的情况相似。

由满足建议 P. 56的仪表所获得的结果表明，一般来说所有读数人之间的差别小于1dB。

这些结果可以与英国电信公司的较老的数据相比较，结果表明与 VU 表的“国际”平均值与这些数据符合得很好。但是对 ARAEN 音量表则两者大约有3dB 的差别。然而，英国电信公司的新的结果与这些较老的数据是一致的。

很明显，当比较不同的国家用满足建议 P. 52的仪表所测得的结果时要小心从事。本实验所得到的结果对可能出现的差异提供了指南。

表1

磁带中的内容

磁带1-磁轨1（宽带）			
条件	讲话者	语言	讲话材料
1kHz 单音			
1	男	英语	短句
2	男	英语	叙述性
3	男	英语	交谈
4	女	波兰语	短句
5	女	波兰语	叙述性
6	女	波兰语	交谈
7	女	锡兰语	短句
8	女	锡兰语	叙述性
9	女	锡兰语	交谈
磁带1-磁轨2（宽带）			
1kHz 单音			
10	女	英语	短句
11	女	英语	叙述性
12	女	英语	交谈
13	男	波兰语	短句
14	男	波兰语	叙述性
15	男	波兰语	交谈
16	男	锡兰语	短句
17	男	锡兰语	叙述性
18	男	锡兰语	交谈
磁带2-磁轨1（IRS 发送）			
1kHz 单音			
19	男	英语	短句
20	男	英语	叙述性
21	男	英语	交谈
22	女	波兰语	短句
23	女	波兰语	叙述性
24	女	波兰语	交谈
25	女	锡兰语	短句
26	女	锡兰语	叙述性
27	女	锡兰语	交谈
磁带2-磁轨2（IRS 发送）			
1kHz 单音			
28	女	英语	短句
29	女	英语	叙述性
30	女	英语	交谈
31	男	波兰语	短句
32	男	波兰语	叙述性
33	男	波兰语	交谈
34	男	锡兰语	短句
35	男	锡兰语	叙述性
36	男	锡兰语	交谈

表 2

满足 P. 52和 P. 56的仪表所测结果的比较

（相对于满足建议 P. 56的仪表的读数的 dB 值）

来源	VU	ARAEN	PPM
美国 AT&T 贝尔实验室	+4.5 −1.2		
瑞典 电信总局 LME	+0.7 −1.1	+0.3	
澳大利亚 电信总局	+0.3		
挪威 电信总局	+0.4		
中华人民共和国 *	+2.9		
英国 STL 英国电信公司	−1.3	+1.4 +5.0	+10.3
CCITT	0.0	+1.8	
法国 CNET	−2.1[a]A 计权 +1.7修正后		
日本 NTT		+3.0	
平均值	+0.7[b]	+2.3	+10.3

a) 法国的结果系用“A 加权”测得的。用了一个修正值以消除其影响。

b) “国际”平均值用的是修正后的法国结果。

参 考 文 献

[1] CCITT *Volume Meter Standardised in the United States of America, Termec VU Meter*, Supplement No. 11, White Book, Volume V, 1969.

[2] CCITT *ARAEN Volume Meter or Speech Voltmeter*, Supplement No. 10, White Book, Volume V, 1969.

[3] CCITT *Modulation Meter Used by the British Broadcasting Corporation*, Supplement No. 12, White Book, Volume V, 1969.

[4] CCITT *Comparison of the readings given on conversational speech by different types of volume meter*, Supplement No. 14, White Book, Volume V, 1969.

[5] RICHARDS (D. L.): Telecommunication by speech, page 59, *Butterworths*, London, 1973.

增　补 19 号

与响度损耗有关的一些评定值的资料

（墨尔本，1988）

（建议 P. 79和 G. 111中引用）

引言

用一种得到普遍承认的标准来确定电话机的电声性能是很重要的。建议 P. 79给出了 CCITT 所同意的用来计算电话机的响度评定值（LR）的算法。为了避免混淆，这种算法在1989－1992研究期中不应该予以改动。然而，从一些独自进行的研究结果已经可以清楚地看到，建议 P. 79只能以很有限的精度来代表“一般人”的讲话和听觉特性。本增补给 P 系列建议的读者提供一种可能性，来研究与这个问题有关的背景情况，并提供一些已经在使用的其他响度评定体系的材料。

特别是一些主管部门已经断定在§1、§7和§8中给出的算法的实例对他们各自的国内规划是有用的。

为了避免在讨论响度评定值时产生混淆，读者应该注意到在本卷的予注中所给出的说明。

用§3中所叙述的中国算法所算得的（CCITT）LR 和 R25E 结果与 CCITT 实验室以前获得的主观测定值符合得很好。这种算法将被 CCITT 实验室用来为各主管部门和其他组织客观测定 R25E。

1　IEEE 用于计算“客观响度评定值”的算法（加拿大 BNR 供稿）

摘要

本节叙述了一种计算响度评定值的算法。这种算法是基于用指定的方法所进行的客观测量和计算。这种方法是使所得到的数值能够反映响度的特性，但是其中也用了某些简化的假设，以把简单性，以及客观测得的结果与主观的反应的合理的符合程度两者结合在一起。

1.1　引言

以下所介绍的算法是基于一种已经在北美广为流传使用了好多年的方法[1]。已经证明了这种方法对于电话网的规划，以及对于特性化各种单独的部件都是非常合适的。

所叙述的方法可以用来确定电话连接的一部分，或者一个完整的电话连接的响度评定值。对于一个完整的电话连接，包括全程的或侧音的传输通路，这个过程必须包括输入和输出声压的测量。对于一个部分的电话连接，包括发送、接收或者电气连接的通路，必须包括声压和电压的测量。对于规划这种用途而言，这个方法的一个突出的优点是对一个电话连接的各个组成部分所测得的响度损耗之和很接近于该全程连接的响度（损耗）。

1.2 定义

1.2.1 响度评定值

为了使从被测系统和从参考系统传出的语声在响度上相等，而必须在被测系统中插入的与频率无关的增益的总值（见§1.3.2）。

1.2.2 参考系统

在嘴参考点和耳参考点之间的声增益为0dB的系统。嘴参考点位于讲话者唇正前方25mm处，耳参考点位于正在使用耳机的收听者的耳道入口处。给这个系统所指定的响度评定值为0dB。该系统的频率特性在300—3300Hz范围内应该是平直的，在此范围之外应为无穷大的衰减。

1.2.3 客观响度评定值（OLR）

按§1中所叙述的方法所测得的一个电话连接，或它的其中一部分的评定值。

1.2.4 全程客观响度评定值（OOLR）

$$OOLR = -20\log_{10}\frac{S_E}{S_M} \tag{1-1}$$

式中

S_M 为嘴参考点处的声压（单位为帕斯卡）

S_E 为耳参考点处的声压（单位为帕斯卡）

1.2.5 发送客观响度评定值（TOLR）

$$TOLR = -20\log_{10}\frac{V_T}{S_M} \tag{1-2}$$

式中

S_M 为嘴参考点处的声压（单位为帕斯卡）

V_T 为发送部分的输出电压（单位为毫伏）

1.2.6 接收客观响度评定值（ROLR）

$$ROLR = -20\log_{10}\frac{S_E}{\frac{1}{2}V_W} \tag{1-3}$$

式中

V_W 为电信号源的开路电压（单位为毫伏）

S_E 为耳参考点处的声压（单位为帕斯卡）

1.2.7　电气客观响度评定值（EOLR）

对于一个电网络，

$$EOLR = -20\log_{10}\frac{V_T}{y_z V_W} \tag{1-4}$$

式中

V_W 为电信号源的开路电压（单位为毫伏）

V_T 为网络的输出电压（单位为毫伏）

1.2.8　响度等式

响度电压（单位为毫伏）和声压（单位为帕斯卡）均按式（1-5）确定。

$$X = \left\{ \frac{\sum_{j=2}^{N}\left(\log_{10}\frac{f_j}{f_{j-1}}\right)\left[\frac{\left(10^{\frac{x_j}{20}}\right)^{1/2.2} + \left(10^{\frac{x_{j-1}}{20}}\right)^{1/2.2}}{2}\right]}{\log_{10} f_N / f_1} \right\}^{2.2} \tag{1-5}$$

式中

x_j　为频率 f_j 处的 S_E、S_M、V_W 或 V_T 的信号声级或电平（单位为 dBPa 或 dBmV）

X　按照所用的 x_j 值所对应的 S_E、S_M、V_W 或 V_T 值

f_j　选择用作分析的 N 个频率中的指定的频率。

响度电压和声压用式（1-6）表达为分贝式样的型式。

$$S'_E,\ S'_M,\ V'_W \text{ 或 } V'_T = 20\log_{10}X \tag{1-6}$$

1.3　实际的考虑

1.3.1　电压电平和声压级

在上述定义中所使用的电压电平和声压级（V_T、V_W、S_M 和 S_E）可以用建议 P.64中测量相应的电平或声级（即 V_J、E_J，P_M，P_E）的完全一样的步骤来测得。

1.3.2　分析用的带宽

上面式（1-5）中给出的响度等式可以普遍地用于各种任意选定的带宽。然而，对于大多数的传输规划的意图，带宽总是选为300－3300Hz。这是由于对于任何一条给定的电话连接，把部分的连接的评定值当作工程上用的工具毫无疑问地需要做到这些部分的评定值之和（如发送加上接收）应该近似地等于全程评定值。因此用来获得这些评定值的带宽应该近似于带宽最窄的部件的带宽，以防止在相加各部分的评定值时累计带宽所带来的不良后果。基于具有4kHz 通路间隔的宽带载波系统的带宽容量，所规定的300Hz 到3300Hz 的极限是被广泛地采用的。有些情况下，如在评价电话侧音通路时，使用较宽的分析频带（如100－5000Hz）可

以较好地估计响度损耗。上面所叙述的方法仍然可以用在这些情况下。

应该注意，假如为了主观比较而需要制作一个实际的参考系统时，该系统在300和3300Hz 处的频响应该比通带中点的频响低3±1dB。系统的增益应该调节到补偿掉滤波器边缘的有限的斜率（即与§1.2.2中的定义所具有的无限大的斜率相比较），以及补偿掉通带波动。需要调整的数值可以这样确定：首先在一个至少包括实际频响的－50dB 点的频率范围中计算 OLR（§1.2.3），然后在同一个频率范围中计算理想的频响的 OLR。两个 OLR 之差就是所需要的增益调整量。

1.3.3 频率点的数量

作为一个实际问题，藉以作为响度计算的基础的测量频率既可以用（1）线性频率刻度分割，也可以用（2）对数频率刻度分割。对第（1）种情况，所使用的频率应不少于31个。对第（2）种情况，应不少于12个，但是使用20个以上的频率对精度并不会有明显的改善。

1.3.4 IEEE 响度评定值和建议 P.79响度评定值的换算因子

对于使用 G－手柄的500型（或相当的）电话机，北美的一些电信主管部门发现以下的经验换算因子对于把按照上述的 IEEE 方法所推得的响度评定值换算为按照建议 P.79所推得的响度评定值是有用的：

发送： SLR（P.79）＝TOLR（IEEE）＋56dB

接收： RLR（P.79）＝ROLR（IEEE）－50dB

全程： OLR（P.79）＝OOLR（IEEE）＋6dB

侧音： STMR（P.79）＝SOLR＋8dB

对发送、接收和全程，这些关系式对不同的评定值之间的符合程度为误差约为±1dB；对侧音误差约为±2dB。

1.4 结论

本文叙述了一种计算响度评定值用的普通的算法。这种算法已经在北美广泛地使用了好几年，并且发觉它对于传输规划和表征各个网络部件都是非常满意的。它的主要优点之一是相对简单性。

2 计算响度评定值用的算法（澳大利亚主管部门供稿）

2.1 引言

越来越多的证据表明（见§4）建议 P.79中定义的用于计算响度评定值（LR）的算法不是最佳的，它对于较低的频率给予了不适当的加权。这就促进了澳大利亚电信总局进行研究，以找出一种更好的算法。所采用的方法是先测定许多电路通路的响度评定值，然后将算法中的参数予以最佳化，以取得主观值与计算值的最佳符合。

在研究计划中也包括了一台耳塞机型的头戴机和一台（假）扬声电话机。由于它们的外型与手柄话机不同，特别是在接收部分，因此可能需要一些不同的算法。

2.2 基本算法

一种用于响度评定值（LR）计算的方法在建议 P.79中作了推导，其结果以以下形式的公式表示：

$$LR = -10/m \quad \log \sum 10^{(S_i - W_{oi})m/10}$$

式中

m　为响度生长系数

S_i　为被测电话通路（如果必要的话，将由 IRS 将它完整化）用 dB 表示的全程声—声灵敏度。

W_{oi}　为（负的）频率加权函数，单位 dB

i　为1/3倍频程（严格来说是1/10的十倍频程）的频段号。

在推导中，S_i 指真嘴和真耳灵敏度，但是如果在 W_{oi}的定义中包括了使用仿真嘴和仿真耳的修正系数，那么 S_i 将可以重新定义为使用仿真嘴和仿真耳所测得的灵敏度。W_{oi}中也包括了其他的成分，如人的语言频谱密度、人耳的频率灵敏度，以及进行了归一，使得 IRS＋IRS 连接的所算得的响度评定值是0dB。

2.3　各参数的确定

建议 P.79中的加权函数是通过确定上述的各个成分，然后把它们组合起来后推导出来的。这里，加权函数是直接推出的。这个直接推导的方案自然会导致去考虑非手柄式电话机，如可能使用耳塞型受话器的头戴机，和免提式扬声电话机。对于后一种情况，加权函数必须考虑人头周围的声衍射、用双耳而不是用单耳收听的效应，以及以开放式的耳朵，而不是用罩起来的耳朵来收听。

这种方法包括了把五个成系列的低通滤波器和五个成系列的高通滤波器插入到各种电话连接中去，对每一种情况主观测量它们的 LR，然后（在最小方差的意义上）最佳化这些参数，使它们与计算值符合得最好。每一个电话连接的全程声—声灵敏度是先用仿真嘴（B&K4219型），和手柄式话机用仿真耳（B&K 的 IEC318型）、耳塞机用 IEC711型（B&K4157型）测得的。

2.4　电话通路

选用的电话通路包括几种在澳大利亚使用的不同类型的电话机，它们列在表2-1到2-5的第一列中。如果必要的话，这个电话连接用 IRS 的某一端将其完整化。由于802型话机中装的是炭粒送话器，它的发送和接收灵敏度是用话音加权的随机噪声信号测得的。假扬声电话机（LST）通路也是用与此类似的方法测得的，以减少驻波的影响。其他的电话机都是用正弦波测得的。经过均衡的 IRS 连接是这样获得的：首先均衡出一个比较平直的全程灵敏度（用客观方法测得），然后再加上一些均衡器以取得上升的或下降的频响（两种情况均大约为6dB/倍频程）。Featherset 头戴机使用耳塞型受话器及消噪型驻极体送话器，该送话器用一根细管放在靠近嘴的一侧。

用于发送测量的假扬声电话机由一个$\frac{1}{2}$英寸的电容传声器加上具有 A－计权功能的声级计的测量放大器组成。传声器固定在一个鹅颈式延伸架上，它使传声器刚好高于桌面。对于接收测量，这个设备由一个功率放大器和一个合在外壳的较长的一边的小扬声器组成。扬声器的轴是水平的，并指向收听者。这里并没有使用真的扬声电话机，以避免由话音开关带来的复杂性。

2.5　加权函数的形式

曾经尝试过各种参量形式的加权函数，但是抛物线给出了与其他更复杂的形式几乎一样好的结果。抛物线可以通过所谓“完全平方”的过程，用它的（在这种情况下的）最小值的坐标，以及控制它的宽度的系数来表示，即

$$W_{oi}=A+C\ (i-B)^2$$

为了比较使用不同的响度生长系数 m 所推得的加权函数，考虑 $W_{oi}m$ 的乘积将是更有意义的。这个量可以解释为正比于乘上了在每一个$\frac{1}{3}$倍频程（$\frac{1}{10}$的十倍频程）频带内的频带响度（它与频带功率截然不同）的

加权函数的分贝等效值的负值。

对从100Hz 到5012Hz 的频率，i 的值的范围为从0到17。

2.6 最佳的参数

对于各种所考虑的电话通路，m，Am，B，C 和 Cm 的最佳值在表2-1中给出。表中还包括了主客观误差的标准偏差（平均值＝0dB）和计算得到的 IRS＋IRS 连接的 LR（理想情况下它应该是0dB）。

标准偏差的范围从0.1到0.4dB，表明当对特定的通路最佳化后该模型的良好符合性。对于各别的误差的分布的检验表明，它在滤波器的截止频率处没有转折。B，Cm 和 m 的数值对于不同的通路非常一致，B 的最大差别发生在与 IRS 一起使用的不同均衡器频响。注意虽然 Featherset 头戴机和扬声电话机具有十分不同的接收特性，B、Cm 和 m 仍落在通常的手柄电话机的范围内。然而 Am 则十分不相同，这反映在所算得的 IRS＋IRS 连接的 LR 的误差上。这说明一种单一的频率加权形状可以满意地用于所有的电话机，不管是手柄话机、头戴机和免提话机，只要在某些情况下加上一个常数修正值就可以了。

注意用于扬声话机的接收的数值 A（因此也包括 Am），现在相信是错了。这一点将在后面§2.11中讨论。

表2-1

对于各通路的最佳参数和误差统计

通路	参数						误差	
	m	A	Am	B	C	Cm	标准偏差	IRS
802 发送	0.255	39.67	10.12	9.64	1.225	0.312	0.2	−0.6
802 接收	0.249	42.72	10.63	9.04	0.889	0.221	0.3	0.1
Flip-phone 发送	0.308	34.72	10.69	9.35	0.732	0.226	0.3	−1.6
Flip-phone 接收	0.286	40.69	11.63	8.85	0.513	0.147	0.4	0.5
807 发送	0.315	36.38	11.46	9.66	0.648	0.204	0.2	−0.3
807 接收	0.263	43.37	11.41	8.95	0.533	0.140	0.1	0.1
Commander T210 发送	0.312	33.84	10.56	9.45	0.934	0.291	0.5	−0.9
Commander T210 接收	0.279	38.28	10.68	8.72	0.704	0.196	0.4	−0.9
Siemens Trans. Cour. 发送	0.290	35.83	10.39	9.50	1.119	0.325	0.4	−0.2
Siemens Trans. Cour. 接收	0.337	35.69	12.03	9.33	0.751	0.253	0.3	2.3
均衡后,IRS 平直	0.270	42.47	11.47	9.64	0.581	0.157	0.3	−0.1
均衡后,IRS 下降	0.299	40.21	12.02	10.31	0.398	0.119	0.2	−0.6
均衡后,IRS 上升	0.300	35.07	10.52	6.66	0.496	0.149	0.3	0.3
Featherset 发送	0.285	36.48	10.40	9.55	0.684	0.195	0.3	−3.2
Featherset 接收	0.330	42.63	14.07	9.28	0.525	0.173	0.3	6.9
假 LST 发送	0.244	40.29	9.83	8.89	0.776	0.189	0.4	−3.8
假 LST 接收	0.232	27.36	6.35	9.40	0.352	0.082	0.3	−23.4

2.7 球形最佳化

参数 A、B 和 C 部分地依赖于响度评定值的规定，但是 m 是纯生理声学现象。表2-1中 m 的平均值是0.2855（中间值＝0.29）。因此最佳化的过程就以把 m 保持为0.2855下重复进行，其结果在表2-2中给出。标

准偏差只增加了一点点（大约0.1dB），验证了单一的 m 值是现实可取的。

下一步，对参数 m，B 和 C 进行球形最佳化，但是允许使用各别的 A 值，以研究使用同一种加权函数形状的便利性。该形状适合于所有各种类型的电话（手柄机、头戴机和免提机），但必要时允许使用一个修正用的常数。最佳化得出 m＝0.2855，B＝9.19和 C＝0.7723，所连同的 A 和误差如表2-3所示。现在标准偏差有了明显的增加，最差的是对于具有上升的频响的 IRS。该通路的误差也表现出在滤波器截止频率处有明显的转折，表明模型缺乏符合性。但是要注意头戴机和免提机的标准偏差一般来说仍与手柄话机可以相比拟。为了使得 IRS 计算得到的 LR 为0dB，A 的数值为38.45。

表2-4给出了基于上述数据的一种新的算法（为方便起见，标为 D4）的误差。最大的平均误差，对于扬声电话的接收是－22.4dB（但请参见§2.11），对于头戴机的接收是6.9dB，对于扬声电话的发送是－3.6dB，和对头戴机的发送是－3.0dB。有明显的理由说明为什么接收方面的平均误差会不是零，但是发送方面的误差的主要原因可能是由于仿真嘴（B&K4219型）作为距离函数的声压分布不正确所引起的。另一个理由可能是由于手柄口承影响了装在仿真嘴中的反馈传声器的声压，但是对头戴机和扬声电话则不会产生明显的影响。对于手柄话机的误差是比较小的，但是，不幸的是它并不可以被忽略。其原因可能主要是由于仿真嘴和仿真耳的限制所引起的，包括还没有被规范化的耳承声泄漏的影响，而这种声泄漏是必须包括进加权函数中去的。

表2-2

m＝0.2855下的最佳参数和误差统计

通路	参数					误差	
	A	Am	B	C	Cm	标准偏差	IRS
802 发送	39.91	10.25	9.64	1.208	0.345	0.3	－0.4
802 接收	37.68	10.76	9.08	0.901	0.257	0.4	0.3
Flip-phone 发送	37.31	10.65	9.29	0.712	0.203	0.3	－1.7
Flip-phone 接收	40.70	11.62	8.85	0.513	0.147	0.4	0.5
807 发送	39.76	11.35	9.57	0.603	0.172	0.3	－0.5
807 接收	40.17	11.47	9.03	0.569	0.162	0.2	0.3
Commander T210 发送	36.55	10.44	9.38	0.919	0.262	0.5	－1.1
Commander T210 接收	37.46	10.69	8.74	0.711	0.203	0.4	－0.8
Siemens Trans. Cour. 发送	36.42	10.40	9.49	1.111	0.317	0.4	－0.2
Siemens Trans. Cour. 接收	41.05	11.72	9.21	0.691	0.197	0.5	1.9
均衡后,IRS 平直	40.16	11.47	9.63	0.606	0.173	0.3	－0.1
均衡后,IRS 下降	42.03	12.00	10.43	0.373	0.107	0.3	－0.6
均衡后,IRS 上升	36.92	10.54	6.56	0.476	0.136	0.3	0.3
Featherset 发送	36.42	10.40	9.55	0.685	0.196	0.3	－3.1
Featherset 接收	47.08	13.44	9.06	0.490	0.140	0.4	6.4
假 LST 发送	34.42	9.83	9.02	0.817	0.233	0.5	－3.4
假 LST 接收	18.75	5.35	9.28	0.390	0.111	0.4	－23.1

表2-3

其它参数球形最佳化后的最佳化 A 和误差

通路	A	高通 (Hz)					低通 (Hz)					误差	
		158	225	380	630	1020	630	780	1260	2040	3120	标准偏差	IRS
802 发送	38.03	-0.3	-0.6	-0.2	-0.2	-0.6	2.2	0.7	-0.2	-0.4	-0.5	0.9	-0.4
802 接收	38.62	-0.6	0.1	0.3	0.6	0.9	0.0	-0.8	-0.1	-0.5	-0.1	0.5	0.2
Flip-phone 发送	36.82	0.0	0.0	-0.2	0.0	-0.8	0.3	0.2	0.4	-0.3	0.5	0.4	-1.6
Flip-phone 接收	38.95	0.3	0.0	-0.3	0.9	-0.3	-0.3	-0.5	0.5	0.5	-0.7	0.5	0.5
807 发送	38.42	-0.4	-0.2	-0.3	-0.5	-1.9	1.2	1.1	0.6	0.5	0.1	0.9	-0.1
807 接收	38.84	-0.2	-0.2	0.1	0.2	0.2	-0.3	0.1	0.5	-0.1	-0.5	0.3	0.4
Commander T210 发送	37.27	-0.3	0.2	0.5	0.7	-1.0	0.8	-0.1	-0.3	-0.2	-0.3	0.6	-1.2
Commander T210 接收	37.30	0.0	0.4	0.2	1.3	0.9	-1.0	-1.4	-0.1	-0.3	-0.1	0.8	-1.2
Siemens Trans. Cour. 发送	38.25	-0.1	-0.3	-0.1	0.4	-0.9	1.5	0.4	-0.6	-0.1	0.0	0.7	-0.2
Siemens Trans. Cour. 接收	40.53	1.0	0.0	0.1	-0.2	-0.8	-0.3	0.0	0.1	-0.2	0.2	0.5	2.1
均衡后,IRS 平直	38.89	-0.5	0.0	-0.9	-0.7	-1.1	1.0	0.9	1.2	0.5	-0.4	0.8	0.4
均衡后,IRS 下降	39.37	0.1	0.1	-0.1	-0.1	-2.2	0.1	1.0	0.8	0.6	-0.3	0.9	0.9
均衡后,IRS 上升	37.39	0.8	1.2	2.1	3.8	5.4	-7.1	-4.2	-1.8	0.0	-0.2	3.7	-1.1
Featherset 发送	35.47	-0.3	-0.3	0.0	-0.4	-1.4	1.6	0.8	0.6	0.4	-1.0	0.9	-3.0
Featherset 接收	45.31	0.2	0.0	0.2	0.3	-1.5	-0.1	0.8	0.3	0.2	-0.3	0.6	6.9
假 LST 发送	34.81	-0.2	-0.3	0.3	0.9	0.9	-0.1	-0.7	0.2	-0.8	0.0	0.6	-3.6
假 LST 接收	16.07	-0.4	-0.5	-0.6	0.3	0.0	-0.4	0.9	0.9	0.4	-0.4	0.6	-22.3

表2-4

D4算法的误差

通路	高通 (Hz)					低通 (Hz)					误差	
	158	225	380	630	1020	630	780	1260	2040	3120	Mean	标准偏差
802 发送	-0.7	-1.0	-0.6	-0.7	-1.0	1.8	0.3	-0.7	-0.8	-0.9	-0.4	0.9
802 接收	-0.4	0.2	0.5	0.7	1.1	0.2	-0.6	0.1	-0.3	0.1	0.2	0.5
Flip-phone 发送	-1.6	-1.7	-1.9	-1.6	-2.4	-1.4	-1.4	-1.2	-1.9	-1.1	-1.6	0.4
Flip-phone 接收	0.8	0.5	0.2	1.4	0.2	0.2	0.0	1.0	1.0	-0.2	0.5	0.5
807 发送	-0.5	-0.3	-0.4	-0.5	-2.0	1.1	1.0	0.5	0.4	0.1	-0.1	0.9
807 接收	0.2	0.2	0.5	0.6	0.6	0.1	0.5	0.9	0.3	-0.1	0.4	0.3
Commander T210 发送	-1.4	-0.9	-0.7	-0.5	-2.1	-0.4	-1.3	-1.5	-1.4	-1.4	-1.2	0.5
Commander T210 接收	-1.1	-0.8	-1.0	0.2	-0.2	-2.1	-2.5	-1.2	-1.5	-1.2	-1.1	0.8
Siemens Trans. Cour. 发送	-0.3	-0.5	-0.3	0.2	-1.1	1.3	0.2	-0.8	-0.3	-0.2	-0.2	0.7
Siemens Trans. Cour. 接收	3.1	2.1	2.1	1.9	1.2	1.8	2.1	2.2	1.9	2.3	2.1	0.5
均衡后,IRS 平直	0.0	0.4	-0.4	-0.2	-0.6	1.4	1.4	1.7	1.0	0.0	0.5	0.8
均衡后,IRS 下降	1.0	1.0	0.8	0.8	-1.3	1.1	1.9	1.7	1.6	0.6	0.9	0.9
均衡后,IRS 上升	-0.3	0.1	1.1	2.7	4.3	-8.2	-5.2	-2.8	-1.1	-1.3	-1.1	3.7
Featherset 发送	-3.2	-3.3	-3.0	-3.4	-4.4	-1.4	-2.1	-2.4	-2.6	-4.0	-3.0	0.9
Featherset 接收	7.0	6.9	7.0	7.1	5.4	6.7	7.7	7.1	7.1	6.6	6.9	0.6
假 LST 发送	-3.9	-3.9	-3.3	-2.8	-2.7	-3.8	-4.4	-3.4	-4.4	-3.7	-3.6	0.6
假 LST 接收	-22.8	-22.9	-23.0	-22.1	-22.3	-22.8	-21.5	-21.5	-22.0	-22.8	-22.4	0.6

2.8 与其他算法的比较

表2-5把D4算法与其他算法作了比较。D2是一种基于初步工作的算法，其 m＝0.2976，加权函数由 A＝40.50，B＝9.867和 C＝0.423。P.79是目前的建议，而 P.XXE 是基于它的建议草案。注意［2］中发表的建议草案 P.XXE 是错的。在178页上提到平均 L_{RME}是－4.72dB，而实际上它应该是－0.1dB。因此如果使用表格中的数据的话，应该减去4.6dB。Z_w 是一种基于 E.Zwicker 的工作的复杂的算法，它作为 ISO 建议 R532B 发表。

表中除了第一项是早期的工作［3］所提到的一组14种侧音频响外，其他通路都是前面所讨论的。

对于所有的算法，手柄电话机的分组平均误差都是很小的，但是对 P.79的分组标准偏差大约是其他算法的一倍。注意复杂的 Z_w 算法看来并不具有明显的好处，对于 IRS＋IRS＋均衡器的连接，它仍给出相当大的误差。当然 D4给出了良好的符合，因为它是对于这些条件进行最佳化的。

P.XXE、P.79、D2和 D4算法的作为频率函数的 Woim 值在图2-1中给出。注意 P.XXE 和 D4非常相似，而 P.79表明在低频处有较小的（负）加权。

表2-5

五种算法误差的比较

通路	D2		D4		P.79		P.XXE		Zw	
	平均值	标准偏差	平均值	标准偏差	平均值	标准偏差	平均值	标准偏差	平均值	标准偏差
侧音 [3]	-1.2	0.5	-1.2	0.7	1.9	1.4	-0.8	0.6	-0.6	0.7
802 发送	-0.7	0.9	-0.4	0.8	-1.4	3.4	-1.0	1.2	-0.4	1.8
802 接收	-0.4	1.5	0.2	0.5	0.1	2.2	-0.1	0.5	0.6	0.9
Flip-phone 发送	-2.2	1.0	-1.6	0.4	-1.9	3.0	-1.9	0.7	-1.1	1.7
Flip-phone 接收	0.1	1.6	0.5	0.5	-0.5	2.6	0.2	0.5	1.3	1.3
807 发送	-0.6	0.5	0.0	0.9	-0.5	3.6	-0.3	1.1	0.7	2.1
807 接收	-0.2	1.2	0.4	0.3	-0.3	2.6	0.0	0.3	1.0	1.4
Commander T210 发送	-1.6	1.4	-1.2	0.5	-2.7	2.5	-1.6	0.8	-0.6	1.7
Commander T210 接收	-2.1	1.7	-1.2	0.8	-1.3	1.8	-1.5	0.6	-0.7	1.0
Siemens Trans. Cour. 发送	-0.9	1.0	-0.2	0.6	-0.6	3.1	-0.6	1.0	0.0	2.1
Siemens Trans. Cour. 接收	1.1	1.0	2.1	0.4	2.1	2.7	1.8	0.8	2.8	1.3
均衡后,IRS 平直	0.0	0.4	0.4	0.8	3.2	3.6	0.5	0.9	1.4	2.1
均衡后,IRS 下降	0.1	0.5	0.9	0.8	4.7	3.8	0.9	1.2	2.1	2.2
均衡后,IRS 上升	-1.1	4.7	-1.1	3.5	0.3	1.5	-1.0	3.4	-0.5	2.5
Featherset 发送	-3.3	0.8	-3.0	0.8	-4.1	3.1	-3.3	1.0	-2.4	2.0
Featherset 接收	6.2	1.1	6.9	0.6	5.0	2.5	6.3	0.8	7.2	1.6
假 LST 发送	-4.4	1.6	-3.6	0.6	-4.3	1.8	-4.0	0.5	-3.3	0.9
假 LST 接收	-23.4	0.7	-22.4	0.5	-22.0	2.5	-22.7	0.6	-21.9	1.0
手柄	-0.61	0.95	-0.09	1.02	-0.09	2.09	-0.35	1.06	0.51	1.19

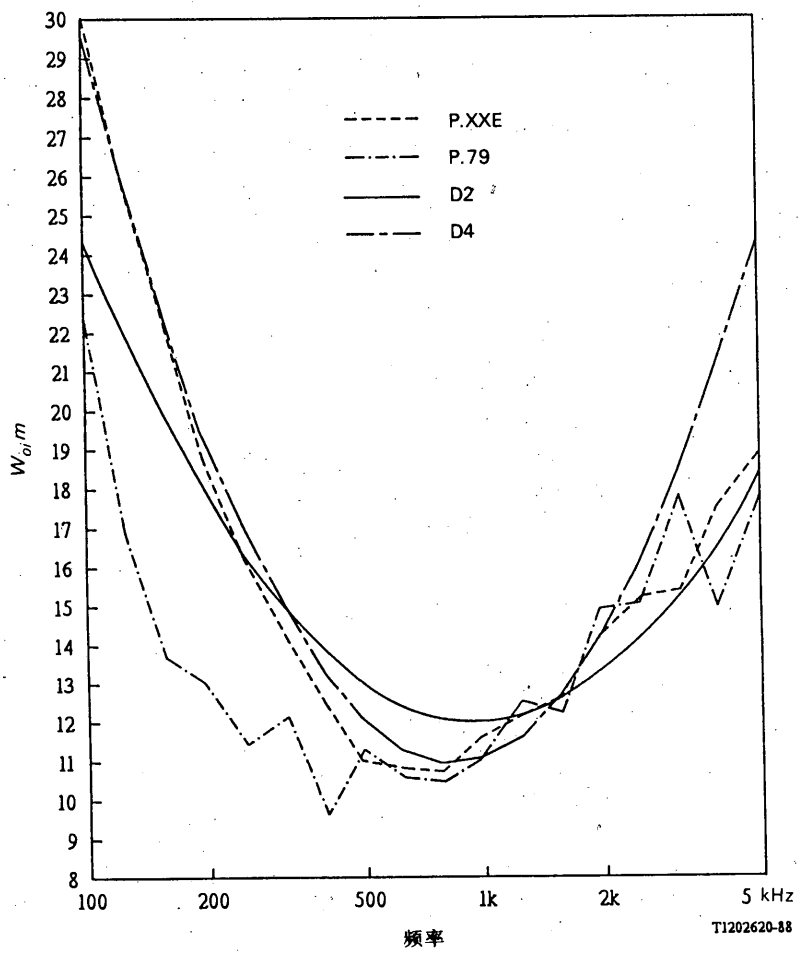


图2-1

作为频率函数的响度加权函数 W_{ol}

2.9 新算法的有效性

表2-6给出了在推导 D4中所没有使用的测试结果的主客观误差。两台802话机样机（这里标为82/YZ 和82/IA）分别装上四个20E 型非炭粒送话器中的一个，(四个送话器标为101，165，310和313）来进行发送测量。每个话机只进行一次接收测量。使用了三种线路，即零、0.4mm 电缆1.6km 和4.2km。

有一个一致性的倾向是当线路长度增加会使误差变为向正向偏移，其范围从对 D2的0.6dB，对 D4、P.XXE 和 Z_w 的0.9dB，到对 P.79的1.2dB。造成这种倾向的一种可能的原因是随着线路长度所逐步增加造成的高频损耗，而响度模型并没有适当地仿效这一点。这也与表2-5所列出的与均衡过的 IRS 结果有关的误差一致，其中这三组结果中下降的频响得出最正的误差，而上升的频响得出最负的误差。

表2-6

五种算法的802话机（20E 非碳粒送话器）加上线路的误差

算法	线路 (km)	82/YA 发送 送话器 101	165	310	313	82/YA 接收	82/IA 发送 送话器 101	165	310	313	82/IA 接收	平均值	标准偏差
D2	零	0.2	0.0	-0.4	-0.5	-0.1	0.1	-0.1	-0.9	-0.1	-0.5	-0.2	0.3
	1.6	-0.2	0.1	0.3	-0.1	-0.3	0.8	-0.3	-0.1	0.6	0.5	0.1	0.4
	4.2	0.8	0.7	0.6	0.5	0.2	0.4	-0.1	0.1	0.6	0.0	0.4	0.3
D4	零	0.8	0.6	0.2	0.0	-0.3	0.7	0.6	-0.2	0.5	-0.6	0.2	0.5
	1.6	0.5	0.8	1.0	0.5	-0.4	1.5	0.4	0.7	1.2	0.5	0.7	0.5
	4.2	1.7	1.6	1.5	1.3	0.5	1.3	0.9	1.1	1.4	0.2	1.1	0.5
P.79	零	1.1	1.0	0.5	0.2	0.1	1.1	0.9	0.2	0.8	-0.2	0.6	0.4
	1.6	0.9	1.2	1.4	0.8	0.2	1.9	0.8	1.1	1.5	1.1	1.1	0.4
	4.2	2.3	2.2	2.1	1.7	1.3	1.9	1.5	1.7	2.0	1.1	1.8	0.4
P.XXE	零	0.5	0.4	-0.1	-0.4	-0.3	0.4	0.3	-0.6	0.1	-0.6	0.0	0.4
	1.6	0.2	0.5	0.6	0.1	-0.4	1.2	0.2	0.3	0.8	0.5	0.4	0.4
	4.2	1.4	1.3	1.1	0.9	0.4	1.0	0.6	0.7	1.1	0.2	0.9	0.4
Zw	零	0.2	0.1	-0.4	-0.7	0.0	0.1	0.1	-0.8	-0.2	0.0	-0.2	0.3
	1.6	0.0	0.3	0.3	-0.2	-0.2	1.0	-0.1	0.0	0.5	1.0	0.3	0.4
	4.2	1.2	1.1	0.9	0.6	0.5	0.8	0.4	0.5	0.8	0.5	0.7	0.3

2.10 减少误差的尝试

为了探索是不是还有另一种加权函数可以对802这一种话机在带有滤波器和线路这两种情况下都能同时得到小的误差，我们把上述802加上线路的数据与先前叙述的802加上滤波器的数据组合起来。一个新的加权函数，在把 A 钳为对 IRS 的 LR 得出0dB 的误差下，可以最佳化出来。但是发现这些最佳化的参数与 D4的参数并没有很大的不同，带有一定长度线路下的误差范围只降低了0.1dB 到0.8dB。

也曾经想到过对加权函数用强制性的多项式逼近可能要对这种差的符合性负有一部分责任，因此试用了一种折线式的加权函数，其断点频率在 i=4，7，10和13处（f=250、500、1000和2000Hz）。结果发现带有一定长度线路的误差范围保持0.8dB 不变。因此不能把加权函数的形状看成是失败的。

从 P.XXE 到 D4的所有算法内作了简化的是，加权函数并不会造成任何的频带被掩蔽掉，而是在这些模型的推导中假定仅是超过闻阈的频带响度才对响度起作用。因此把基本公式改为包括进一个门限，而不是一个加权函数。取和只在那些高于门限的频带内进行。这个方法的一个缺点是现在不可能把响度评定值当作公式的主题，所以必须要有一个重复性的方案。假定了一种抛物线型的门限函数，此时发现带有一定长度线路的误差范围只进一步降低了0.1dB 到0.7dB。这种有限度的改进并不能证明这个方法的额外的复杂性是有道理的。

最后，通过研究是不是可以找到一种使用 Zwicker 的响度算法的更好的方法，来把频率掩蔽的影响包括进去。除了 Zwicker 的算法中已内含有听觉灵敏度外，一种 LR 的算法还必须包括话音信号的频谱密度和声级，耳承声泄漏损耗和中继损耗，使得通过 IRS+IRS 通路与 NOSFER 系统在中继带有25dB 的通路得到相同的响度。这些可以组合起来形成一个模拟加到电话通路的输入信号的辅助函数，而把它的输出送到 Zwicker

的响度算法中去。假定辅助函数具有抛物线的形状，发现带有一定长度线路的平均误差的范围为0.8dB，因此它与以前的算法，例如D4是可以比拟的。

对于为什么没有一种方法成功地把误差降到一个既小，而且是随机的（即与线路长度没有倾向性的规律）数值的一种可能的理由是，或许被测人在从一条滤波器条件转到下一种条件时改变了他们收听讲话的基点。他们可能没有把信号作为一个整体来收听，而是基于他们对主要的能量（谐振区）所在的较少的一个或几个频带的比较。这一个或几个频带的位置可能依赖于滤波器的截止频率而变化。Zwicker 把他的方法立足于所收集到的非语言信号的主观数据上，但是已经知道人们用与收听其他的声音不同的方式来收听语言，这有可能会影响对响度的判断。其他可能的造成偏离的根源也是有可能的，包括在进行研究的过程中改变了讲话—收听小组中的成员的影响。

2.11 再谈对于扬声电话接收的修正因素

最初对于扬声器和放大器组合所发现的接收修正因素大约是－22.4dB。但是以后的工作发现这个数值有所偏移。到现在还不能确定它是由于实验装置有误、硬件故障还是讲话—收听小组改变了他们评定响度的基点所造成的。接下去的重复以上所报告的那些，和其他的一些测试所得到的修正因素约为－14.0dB，现在相信这个数值是更为正确的。（在重复测试中，D4响度算法继续给出良好的一致性，它在所有滤波器的范围内的标准偏差为0.7dB）。

2.12 结论

找到了一种修改后的算法，它非常类似于作为目前的建议 P.79基础的建议草案。用这两种方法中的任一种，所得到的主观和客观测量之差的标准偏差只是用建议 P.79所得到的一半。一般能达到大约±2dB 的精度，这与主观测试的精度的数量级相同，但是它具有较好的重复性和较低的价格。

虽然曾经期望需要有一种用于头戴机和扬声话机的不同的加权函数，但是事实上发现对于实际的应用来说，只需要对每种通路类型加上常数修正就行了。特别是以下的修正值应该加到算得的 LR 上：

头戴机

发送：　－3.0dB

接收：　6.9dB（仅对耳塞型受话器）

扬声电话机

发送：　－3.6dB

接收：　－14.0dB

就建议 P.79的修改而言，有两种行动方针看来是可能的。最好，

i) 汇集国际上所有的现成数据，用上述原理进行球状平均，或者变通地，

ii) 回到建议草案 P.XXE 算法的加权系数。

3 计算 R25当量和响度评定值的一致算法（由中华人民共和国邮电部供稿）

3.1 引言

CCITT 实验室的主观测试班子自1985年起作了变动。根据 CCITT 实验室的定期稳定性检查报告，可以确定最近主观测得的 x_2数值（见建议 P.78）大约是18dB，这个数值与其他实验室测得的数值很接近，但是它和以前测得的数值12dB 不同。另外，最近由 CCITT 实验室测得的多种电话系统的 SR25E 和 RR25E 数值要比以前得到的结果低几个分贝，但是接近于其他实验室测得的结果。

根据这种情况，我们就有可能用一种类似于建议 P.79的简单算法的一致性算法，来计算 R25当量和响度评定值。这种算法中斜率参数 m 和 G 函数的数值与建议 P.79中所给出的不同。

为了获得一种合适的算法和适当的参数，用了四种不同的算法来计算 R25E 和 LR 值，并把结果作了对比。其中的三种类似于建议 P. 79中叙述的用于计算响度评定值的算法，但是它们使用了不同的斜率参数 m 和 G 函数值。

这些数值为：

— 取自建议草案 P. XXE [2]；

— 对应于中国的测试班子；

— 对应于老的 CCITT 实验室测试班子，但是在 NOSFER 接收系统中对 L_E 作了修正。

所用的第四种算法是 ISO-532B（Zwicker）算法。

3.2 各种算法的比较

这里使用的四种算法分别标为 P. XXE、中国、P. 79Cor. 和 ISO—532B 算法。

3.2.1 参考系统的 SFC

3.2.1.1 NOSFER 的发送系统和接收系统（无声泄漏）的灵敏度/频率特性（SFC）数据取自建议 P. 42（红皮书）。计算中，在接收 SFC 中加入了 NOSFER 接收部分的耦合损耗。

几年以前，中国主管部门指出，用 IEC318仿真耳加上平板以后所测得的 NOSFER 接收系统的 SFC 数据与用实验员的耳朵所测得的数据有很大的不同。中国主管部门还测量了在 NOSFER 接收系统中对应于中国测试小组所使用的 DR-701型耳机的 L_E 值。

这个观点已经被许多主管部门作了验证，并已被 CCITT 第XII研究组所一致接受。这里所使用的 L_E 值是由法国主管部门所给出的对应于 CCITT 实验室测试小组的数据（文稿 COM XII-111，1985-1988）（见表3-1）。

3.2.1.2 IRS 的 SFC 数据取自建议 P. 48，其接收系统的 SFC 数值用建议 P. 79中给出的 L_E 作了修正。

3.2.2 斜率参数 m 和 G 函数

估算 m 和 G 的方法在文稿 COM XII-3和 COM XII-10（1985—1988）中叙述。

3.2.2.1 P. 79Cor. 算法（m＝0. 175）

建议 P. 79中的斜率参数 m 和 G 函数的数值是从老的 CCITT 实验室测试小组的滤波器响度损耗测试结果推导出来的，其中实验员的耳朵和 NOSFER 耳机之间的声泄漏没有被包括进去。因此建议 P. 79中给出的 G 函数值必须加以修正。经过 L_E 修正的 G 函数结果在表3-2中列出。

表3-1

计算中使用的声耦俣损耗 L_E

频率	L_E NOSFER	L_E P.79
100	0.9	20.0
125	0.2	16.5
160	−0.6	12.5
200	−1.6	8.4
250	−2.9	4.9
315	−4.2	1.0
400	−5.3	−0.7
500	−5.4	−2.2
630	−4.9	−2.6
800	−4.6	−3.2
1000	−4.5	−2.3
1250	−3.9	−1.2
1600	−4.6	−0.1
2000	−3.3	3.6
2500	−3.2	7.4
3150	−3.3	6.7
4000	−3.7	8.8
5000	−2.9	10.0
6300	−0.8	12.5
8000	−0.8	15.0

表3-2

各种算法的$10\log_{10}G$

频率	P.79 Cor.	P.XXE	中国
100	−31.86	−35.90	−30.67
125	−28.58	−34.11	−30.63
160	−27.14	−32.94	−30.68
200	−28.13	−31.50	−30.81
250	−28.48	−30.96	−31.02
315	−31.22	−31.21	−31.35
400	−30.10	−31.15	−31.79
500	−33.02	−30.97	−32.33
630	−33.46	−32.13	−33.00
800	−34.34	−33.05	−33.83
1000	−35.51	−34.50	−34.74
1250	−37.97	−35.91	−35.78
1600	−38.60	−37.14	−37.10
2000	−41.22	−38.50	−38.46
2500	−41.66	−39.66	−39.96
3150	−45.77	−41.11	−41.70
4000	−43.54	−43.45	−43.68
5000	−47.03	−45.37	−45.71
6300	−48.03		−48.01
8000	−46.32		−50.60

3.2.2.2　P.XXE 算法（m＝0.225）

斜率参数 m 和 G 函数的数值取自 COM XII.1［2］第185页的表1。也请见本增补的表3-2。

3.2.2.3　中国算法（m＝0.2）

使用了平滑后的 G 函数结果［见文稿 COM XII-233（1981－1984）］。这些数值也在表3-2中给出。

在估算 G 函数时 NOSFER 耳机的耦合损耗没有计入，但它对平滑后的 G 函数结果只有很小的影响。

3.2.3　计算 R25E 用的 W 加权系数

推导 W 加权系数的方法在文稿 COM XII-3和 COM XII-10（1981－1984）中叙述。

3.2.3.1　P.79Cor 算法

加权系数是由§3.2.1.1中叙述的 NOSFER 的 SFC 数据，和§3.2.2.1中给出的 m 和 G 函数的数据推出的。

3.2.3.2　P.XXE 算法

W 加权系数是由§3.2.1.1中叙述的 NOSFER 的 SFC 数据，和§3.2.2.2中给出的 m 和 G 函数的数据推出的。在缺少高、低频处完整的 G 函数数据的情况下，本文稿不得不选择了一些任意的数据。

3.2.3.3　中国算法

W 加权系数是由§3.2.1.1中叙述的 NOSFER 的 SFC 数据，和§3.2.2.3中给出的 m 和 G 函数的数据推出的。

上面讨论的三种算法所推导得到的用于计算 R25E 的 W 加权系数列在表3-3中。

3.2.4　计算 LR 用的 W 加权系数

对这三种算法，所使用的 W 加权系数的推导方法与§3.2.3中所叙述的方法相似。所不同的是使用了 IRS（带有 P.79的 L_E）的 SFC 数据，而不是 NOSFER 的 SFC 数据。

上面讨论的三种算法所推导得到的用于计算 LR 的 W 加权系数列在表3-4中。

3.2.5　电话系统的 SFC 数据和 R25E 和 LR 的主观测定值的来源

在进行主观测定结果和计算结果的比较中，只能使用那些具有由新的 CCITT 测试小组所主观测定的数据，以及具有对应的 SFC 数值的电话系统。

3.2.5.1　对 SR25E

只有由三个线性话机在 O/L 线路条件下（即带或不带线路）提供的六组发送 SFC 数据。这些数据摘自 CCITT 实验室技术报告808号（第XII/1工作组临时文件第84号，1987年4月）；其他的主观测定值摘自 CCITT 实验室技术报告797号（第XII/1工作组临时文件第78号，1987年4月）。

表3-3

计算 R25E 用的 W 加权系数

	P.79 Cor.		P.XXE		中国	
频率	W_S	W_R	W_S	W_R	W_S	W_R
100	109.6	116.6	106.9	113.9	92.2	99.2
125	82.4	89.8	92.1	99.5	84.5	91.9
160	67.2	75.2	81.2	89.2	78.5	86.5
200	66.6	76.3	69.5	79.2	73.4	83.1
250	60.6	72.7	60.4	72.5	67.2	79.3
315	67.6	82.2	54.3	68.9	61.0	75.6
400	53.8	70.2	47.9	64.3	56.6	73.0
500	63.5	80.8	41.3	58.6	52.9	70.2
630	60.5	75.5	42.4	57.4	51.5	66.5
800	60.8	74.3	42.9	56.4	51.6	65.1
1000	62.6	75.1	45.5	58.0	51.9	64.4
1250	70.5	81.9	47.2	58.6	51.9	63.3
1600	67.3	79.9	47.1	59.7	52.3	64.9
2000	78.4	90.1	50.3	62.0	55.8	67.5
2500	74.8	86.6	50.6	62.4	57.9	69.7
3150	93.2	102.1	53.5	62.4	62.3	71.2
4000	76.7	84.6	61.3	69.2	69.2	77.1
5000	88.8	103.3	63.2	77.7	72.2	86.7
6300	84.9	110.0	92.2	117.3	74.9	100.0
8000	80.4	99.1	102.7	121.4	93.8	112.5
	$m = 0.175$		$m = 0.225$		$m = 0.2$	

3.2.5.2　对 RR25E

一些电话系统的 RR25E 主观测定数值摘自 CCITT 实验室技术报告797号，其相应的 SFC 数据是 CCITT 实验室主任在1986年10月提供的。

3.2.5.3　对 SLR 和 RLR

主观测定值摘自 CCITT 实验室技术报告771号（第XII/1工作组临时文件第42号，1986年5月），其相应的 SFC 数据［发送数据系在 LRGP（响度评定值保护环位置）下测得］也是由 CCITT 实验室提供的。

3.2.6　计算方法

3.2.6.1　P.79Cor.，P.XXE 和中国算法用来计算 SR25E、RR25E、SLR 和 RLR 的公式如下：

$$SR25E = -\frac{10}{m}\log_{10}\sum_{i}^{N} 10^{m(S_{UMJ}-W_S)}/10$$

$$RR25E = -\frac{10}{m}\log_{10}\sum_{i}^{N} 10^{m(S_{UJE}-W_R)}/10$$

$$SLR = -\frac{10}{m}\log_{10}\sum_{i}^{N} 10^{m(S_{UMJ}-W_S)}/10$$

$$RLR = -\frac{10}{m}\log_{10}\sum_{i}^{N} 10^{m(S_{UJE}-W_R)}/10$$

表3-4

计算 LR 用的 W 加权系数

	P.79 Cor.		P.XXE		中国	
频率	W_S	W_R	W_S	W_R	W_S	W_R
100	149.3	147.6	150.0	150.0	135.7	134.0
125	111.4	112.2	150.0	150.0	117.2	118.0
160	85.3	87.6	150.0	150.0	100.3	102.5
200	74.4	82.5	82.5	90.6	85.0	93.1
250	61.5	73.6	66.7	78.8	71.9	84.0
315	62.2	79.2	54.0	71.0	59.3	76.3
400	46.0	65.0	45.1	64.1	52.4	71.4
500	54.6	75.0	37.4	57.8	47.6	68.0
630	49.4	70.0	36.1	56.7	44.2	64.8
800	48.2	68.6	35.5	55.9	42.6	63.0
1000	50.6	69.2	38.8	57.4	43.6	62.2
1250	59.0	75.0	41.0	57.0	44.2	60.2
1600	57.3	71.0	42.3	56.0	45.8	59.5
2000	71.5	80.7	48.6	57.8	52.5	61.7
2500	71.8	75.7	52.7	56.6	58.8	62.7
3150	88.5	92.6	54.0	58.1	61.5	65.6
4000	116.7	113.5	106.5	103.3	112.7	109.5
5000	155.9	143.2	150.0	150.0	143.0	130.3
6300	170.0	163.6	150.0	150.0	163.8	157.4
8000	180.0	165.0	150.0	150.0	196.7	181.7

$m = 0.175$　　$m = 0.225$　　$m = 0.2$

应该注意的是：

— 对于上面讨论的三种不同的算法，应该使用不同的 m 和 W 加权系数值；

— 计算 SR25E 所使用的 W_S 数值与计算 SLR 所使用的 W_S 数值，即使对于同一种算法也是不同的。这一点也适用于计算 RR25E 和 RLR 所使用的 W_R。

— S_{UMJ}是计算 SR25E 和 SLR 时电话系统分别在 RESP（参考当量讲话位置）和 LRGP 的发送 SFC 值；和

— 计算 RR25E 和 RLR 时，列在建议 P. 79中的 L_E 值用来修正电话接收系统。

3. 2. 6. 2　用 ISO-532B 算法的方法

a)　输入信号：建议 P. 50中的语言长时频谱。使用了1/3倍频程的数据。

b)　参考系统：对 R25E 为 NOSFER 发送＋25dB＋NOSFER 接收，对 LR 为 IRS 发送＋18dB＋IRS 接收。

c)　被测系统：随测试项目不同而异。如对 SR25E，为被测发送＋可变衰减器（X）＋NOSFER 接收。

按以下步骤进行：

1)　基于参考系统在各1/3倍频程频带内的输出声级，用 ISO-532B 算法计算参考系统的响度。

2)　基于被测系统在各1/3倍频程频带内的输出声级，用 ISO-532B 算法计算被测系统的响度。改变可变衰减器的衰减值 X，直到所算得的响度与参考系统的相等。

3)　然后：

$$R25E = 25 - X$$

$$LR = 18 - X$$

在用 ISO-532B 计算 R25E 和 LR 时，参考系统和电话系统的 SFC 数据与上面讨论的其他算法中所使用的数据相同。

3. 2. 7　计算结果

主观测定的 SR25E、RR25E、SLR 和 RLR 值，用各种算法算得的结果，以及主观测定值和计算结果之差均在表3-5a）到3-5d）中给出。

为了比较的方便，由四种算法所算得的平均结果汇总在表3-6中。

3. 3　讨论

在分析计算结果之前，必须记住由人头引起的声衍射和测试室混响对 NOSFER 发送 SFC 的影响。这种影响会造成 NOSFER 系统的嘴参考点和实验员嘴唇正前方140mm 的点之间的发送 SFC 之差会小于理想条件下的13. 46dB。所谓理想条件是指把嘴唇后面6mm 的虚声源作为实际的讲话声源，以及声音是在自由声场中传播的。在中国的主观测试室中，已经测量了这种差别。得到的各个频率下的平均修正值为1到1. 5dB（见文稿 COM XII－209（1985－1988））。这个影响在上面讨论的四种算法中都没有被包括进去。

3. 3. 1　用 P. 79Cor. 算法算得的 SR25E 和 RR25E 结果比主观测定值大约高1. 5到2dB。这是可以理解的，因为斜率参数 m 和 G 函数是在老的 CCITT 测试小组的滤波器测试结果的基础上估算得到的。

3. 3. 2　P. XXE 和中国算法都可以用作计算 R25E 和 LR 的一致算法。用 P. XXE 算法算得的 SR25E 约比主观结果低1dB，但是在作了§3. 3中所讨论的人头声衍射和测试室混响的修正以后，SR25E 的主客观值的符合

可能相当好。考虑到 P. XXE 算法中使用的 G 函数和 W 加权系数在高频和低频处的一些数值是任意选定的，以及对 NOSFER 的发送 SFC 必须进行修正，因此在使用上，中国算法可能比 P. XXE 算法更好一些。

3.3.3 用 ISO－532B 算得的结果与相应的主观测试结果符合一致。然而注意到对于 SR25E、SLR 和 RLR 的平均差值的标准偏差要比其他的算法大一些。还有 ISO-532B 算法要比其他算法要复杂得多。因此这种算法将不是最好的选择。

3.3.4 用 P. 79Cor. 算法和用原来的 P. 79算法分别算得的 SLR 和 RLR 结果之差，一般总小于0. 1dB。

3.3.5 由于用 P. 79Cor. 算法计算 R25E，计算值和主观测定值之间有可观的差异，因此不主张用这种算法来计算 R25E。

由新、老测试小组分别对电话机的 SR25E 的主观测定值之差大约为4到6dB，但是用 P. 79Cor. 算法和中国算法所算得的差别约为2dB。

用 P. 79Cor. 算法所算得的 R25E 值也不能和老的测试小组的主观测定值相符合。

3.4 结论

一种简单的算法，例如中国算法，可以用作计算 R25E 和 LR 的标准算法。计算值和 CCITT 实验室的新测试小组的主观测定结果符合良好。

一些建议中关于简单算法不能用来比较宽带系统响度的提法应该加以修改。

表3-5

a）主观结果和用 P. 79Cor 算法的计算结果的比较

SR25E

话机	主观 1	主观 2	计算	差值 1	差值 2
F6/0	+3.35	+2.45	+4.37	+1.02	+1.92
F6/L	+10.97	+10.93	+13.29	+2.32	+2.36
Q1/0	+5.62	+5.33	+6.52	+0.90	+1.19
Q1/L	+15.72	+14.85	+16.01	+0.29	+1.16
E5/0	+11.23	+11.23	+13.39	+2.16	+2.16
E5/L	+20.85	+20.85	+23.52	+2.67	+2.67
平均值				+1.56 dB	+1.91 dB
标准偏差				0.87 dB	0.57 dB

RR25E

话机	主观	计算	差值
D3/0	−5.45	−2.37	+3.08
D3/L	+0.15	+2.35	+2.20
E5/0	−4.98	−2.97	+2.01
E5/L	+1.58	+2.49	+0.91
F6/0	−1.55	+1.80	+3.35
F6/L	+7.00	+9.47	+2.47
G5/0	−6.67	−5.59	+1.08
G5/L	−0.23	+0.43	+0.66
Q1/0	−2.35	−1.12	+1.23
Q1/L	+6.48	+6.87	+0.39
R2/0	−8.80	−6.95	+1.85
R2/L	−1.13	+0.43	+1.56
T1/0	−2.98	−0.44	+2.54
T1/L	+1.88	+3.82	+1.94
U1/0	−5.25	−2.54	+2.71
U1/L	−1.03	+0.37	+1.40
V1/0	−8.95	−7.25	+1.70
V1/L	−1.75	+0.09	+1.84
平均值			+1.83 dB
标准偏差			0.79 dB

SLR

话机	主观	计算	差值
D3/0	+4.45	+3.11	−1.34
D3/L	+5.75	+4.16	−1.59
D4/0	+2.55	+2.28	−0.27
D4/L	+3.65	+3.42	−0.23
F6/0	−0.55	+0.64	+1.19
F6/L	+8.95	+9.26	+0.31
F7/0	+1.10	+0.83	−0.27
F7/L	+10.20	+9.59	−0.61
T1/0	+7.80	+8.40	+0.60
T1/L	+12.00	+12.25	+0.25
T2/0	+10.45	+9.12	−1.33
T2/L	+15.00	+13.09	−1.91
U1/0	+5.55	+5.52	−0.03
U1/L	+10.30	+10.02	−0.28
平均值			−0.39 dB
标准偏差			0.85 dB

RLR

话机	主观	计算	差值
D3/0	−6.85	−6.31	+0.54
D3/L	−1.45	−1.41	+0.04
D4/0	−9.15	−6.98	+2.17
D4/L	−3.75	−2.08	+1.67
F6/0	−2.45	−2.76	−0.31
F6/L	+5.55	+5.04	−0.51
F7/0	−1.50	−2.88	−1.38
F7/L	+6.05	+4.95	−1.10
T1/0	−5.55	−4.17	+1.38
T1/L	−0.30	+0.12	+0.42
T2/0	−3.75	−4.05	−0.30
T2/L	+2.25	+0.78	−1.47
U1/0	−6.85	−6.65	+0.20
U1/L	−2.30	−3.52	−1.22
平均值			+0.01 dB
标准偏差			1.11 dB

表3-5（续）

b）主观结果和用 P. XXE 算法的计算结果的比较

SR25E

话机	主观 1	主观 2	计算	差值 1	差值 2
F6/0	+3.35	+2.45	+0.92	−2.43	−1.53
F6/L	+10.97	+10.93	+10.61	−0.36	−0.32
Q1/0	+5.62	+5.33	+4.33	−1.29	−1.00
Q1/L	+15.72	+14.85	+14.02	−1.70	−0.83
E5/0	+11.23	+11.23	+9.54	−1.69	−1.69
E5/L	+20.85	+20.85	+19.84	−1.01	−1.01
平均值				−1.41 dB	−1.06 dB
标准偏差				0.64 dB	0.45 dB

RR25E

话机	主观	计算	差值
D3/0	−5.45	−4.79	+0.66
D3/L	+0.15	+0.68	+0.53
E5/0	−4.98	−5.87	−0.89
E5/L	+1.58	−0.08	−1.66
F6/0	−1.55	−1.58	−0.03
F6/L	+7.00	+6.69	−0.31
G5/0	−6.67	−7.34	−0.67
G5/L	−0.23	−1.00	−0.77
Q1/0	−2.35	−3.08	−0.73
Q1/L	+6.48	+5.00	−1.48
R2/0	−8.80	−8.87	−0.07
R2/L	−1.13	−1.10	+0.03
T1/0	−2.98	−2.91	+0.07
T1/L	+1.88	+1.91	+0.03
U1/0	−5.25	−5.11	+0.14
U1/L	−1.03	−1.43	−0.40
V1/0	−8.95	−9.35	−0.40
V1/L	−1.75	−1.79	−0.04
平均值			−0.33 dB
标准偏差			0.60 dB

SLR

话机	主观	计算	差值
D3/0	+4.45	+3.81	−0.64
D3/L	+5.75	+4.64	−1.11
D4/0	+2.55	+3.08	+0.53
D4/L	+3.65	+3.95	+0.30
F6/0	−0.55	+0.09	+0.64
F6/L	+8.95	+9.46	+0.51
F7/0	+1.10	+0.29	−0.81
F7/L	+10.20	+9.80	−0.40
T1/0	+7.80	+9.02	+1.22
T1/L	+12.00	+13.38	+1.38
T2/0	+10.45	+9.70	−0.75
T2/L	+15.00	+14.13	−0.87
U1/0	+5.55	+6.16	+0.61
U1/L	+10.30	+11.32	+1.02
平均值			+0.12 dB
标准偏差			0.82 dB

RLR

话机	主观	计算	差值
D3/0	−6.85	−5.61	+1.24
D3/L	−1.45	−0.01	+1.44
D4/0	−9.15	−6.22	+2.93
D4/L	−3.75	−0.53	+3.22
F6/0	−2.45	−2.77	−0.32
F6/L	+5.55	+5.69	+0.14
F7/0	−1.50	−2.86	−1.36
F7/L	+6.05	+5.54	−0.51
T1/0	−5.55	−3.63	+1.92
T1/L	−0.30	+1.25	+1.55
T2/0	−3.75	−3.42	+0.33
T2/L	+2.25	+2.01	−0.24
U1/0	−6.85	−6.06	+0.79
U1/L	−2.30	−2.18	+0.12
平均值			+0.80 dB
标准偏差			1.27 dB

表3-5（续）

c）主观结果和用中法算法的计算结果的比较

SR25E

话机	主观 1	主观 2	计算	差值 1	差值 2
F6/0	+3.35	+2.45	+1.78	−1.57	−0.67
F6/L	+10.97	+10.93	+11.52	+0.55	+0.59
Q1/0	+5.62	+5.33	+5.00	−0.62	−0.33
Q1/L	+15.72	+14.85	+14.82	−0.90	−0.03
E5/0	+11.23	+11.23	+10.37	−0.86	−0.86
E5/L	+20.85	+20.85	+20.85	+0.00	+0.00
平均值				−0.57 dB	−0.22 dB
标准偏差				0.68 dB	0.48 dB

RR25E

话机	主观	计算	差值
D3/0	−5.45	−3.89	+1.56
D3/L	+0.15	+1.54	+1.39
E5/0	−4.98	−4.72	+0.26
E5/L	+1.58	+1.16	−0.42
F6/0	−1.55	−0.44	+1.11
F6/L	+7.00	+7.91	+0.91
G5/0	−6.67	−6.33	+0.34
G5/L	−0.23	+0.07	+0.30
Q1/0	−2.35	−2.18	+0.17
Q1/L	+6.48	+6.01	−0.47
R2/0	−8.80	−8.02	+0.78
R2/L	−1.13	−0.11	+1.02
T1/0	−2.98	−2.10	+0.88
T1/L	+1.88	+2.75	+0.87
U1/0	−5.25	−4.17	+1.08
U1/L	−1.03	−0.47	+0.56
V1/0	−8.95	−8.41	+0.54
V1/L	−1.75	−0.67	+1.08
平均值			+0.67 dB
标准偏差			0.54 dB

SLR

话机	主观	计算	差值
D3/0	+4.45	+3.72	−0.73
D3/L	+5.75	+4.61	−1.14
D4/0	+2.55	+3.01	+0.46
D4/L	+3.65	+3.96	+0.31
F6/0	−0.55	+0.12	+0.67
F6/L	+8.95	+9.55	+0.60
F7/0	+1.10	+0.28	−0.82
F7/L	+10.20	+9.83	−0.37
T1/0	+7.80	+9.02	+1.22
T1/L	+12.00	+13.44	+1.44
T2/0	+10.45	+9.71	−0.74
T2/L	+15.00	+14.21	−0.79
U1/0	+5.55	+6.08	+0.53
U1/L	+10.30	+11.31	+1.01
平均值			+0.12 dB
标准偏差			0.83 dB

RLR

话机	主观	计算	Differ
D3/0	−6.85	−5.82	+1.03
D3/L	−1.45	−0.26	+1.19
D4/0	−9.15	−6.42	+2.73
D4/L	−3.75	−0.77	+2.98
F6/0	−2.45	−2.83	−0.38
F6/L	+5.55	+5.70	+0.15
F7/0	−1.50	−2.90	−1.40
F7/L	+6.05	+5.56	−0.49
T1/0	−5.55	−3.90	+1.65
T1/L	−0.30	+1.00	+1.30
T2/0	−3.75	−3.71	+0.04
T2/L	+2.25	+1.75	−0.50
U1/0	−6.85	−6.24	+0.61
U1/L	−2.30	−2.34	−0.04
平均值			+0.63 dB
标准偏差			1.21 dB

表 3-5（续）

d） 主观结果和用 ISO-532B 算法的计算结果的比较

SR25E

话机	主观 1	主观 2	计算	差值 1	差值 2
F6/0	+3.35	+2.45	+0.33	−3.02	−2.12
F6/L	+10.97	+10.93	+10.62	−0.35	−0.31
Q1/0	+5.62	+5.33	+4.87	−0.75	−0.46
Q1/L	+15.72	+14.85	+14.79	−0.93	−0.06
E5/0	+11.23	+11.23	+9.74	−1.49	−1.49
E5/L	+20.85	+20.85	+20.49	−0.36	−0.36
平均值				−1.15 dB	−0.06 dB
标准偏差				0.92 dB	1.05 dB

RR25E

话机	主观	计算	差值
D3/0	−5.45	−4.33	+1.12
D3/L	+0.15	+1.14	+0.99
E5/0	−4.98	−5.14	−0.16
E5/L	+1.58	+0.70	−0.88
F6/0	−1.55	−1.61	−0.06
F6/L	+7.00	+6.95	−0.05
G5/0	−6.67	−6.78	−0.11
G5/L	−0.23	−0.35	−0.12
Q1/0	−2.35	−2.28	+0.07
Q1/L	+6.48	+5.78	−0.70
R2/0	−8.80	−8.35	+0.45
R2/L	−1.13	−0.54	+0.59
T1/0	−2.98	−2.39	+0.59
T1/L	+1.88	+2.45	+0.57
U1/0	−5.25	−4.45	+0.80
U1/L	−1.03	−0.75	+0.28
V1/0	−8.95	−8.83	+0.12
V1/L	−1.75	−1.16	+0.59
平均值			+0.23 dB
标准偏差			0.52 dB

SLR

话机	主观	计算	差值
D3/0	+4.45	+4.13	−0.32
D3/L	+5.75	+5.03	−0.72
D4/0	+2.55	+3.36	+0.81
D4/L	+3.65	+4.34	+0.69
F6/0	−0.55	−0.86	−0.31
F6/L	+8.95	+9.21	+0.26
F7/0	+1.10	−0.70	−1.80
F7/L	+10.20	+9.56	−0.64
T1/0	+7.80	+9.15	+1.35
T1/L	+12.00	+13.72	+1.72
T2/0	+10.45	+9.89	−0.56
T2/L	+15.00	+14.53	−0.47
U1/0	+5.55	+5.79	+0.24
U1/L	+10.30	+11.48	+1.18
平均值			+0.10 dB
标准偏差			0.93 dB

RLR

话机	主观	计算	差值
D3/0	−6.85	−5.87	+0.98
D3/L	−1.45	+0.04	+1.49
D4/0	−9.15	−6.37	+2.78
D4/L	−3.75	−0.37	+3.38
F6/0	−2.45	−3.51	−1.06
F6/L	+5.55	+5.51	−0.04
F7/0	−1.50	−3.60	−2.10
F7/L	+6.05	+5.36	−0.69
T1/0	−5.55	−4.03	+1.52
T1/L	−0.30	+1.26	+1.56
T2/0	−3.75	−3.67	+0.08
T2/L	+2.25	+2.16	−0.09
U1/0	−6.85	−5.88	+0.97
U1/L	−2.30	−1.66	+0.64
平均值			+0.67 dB
标准偏差			1.42 dB

表3-6

说明主观的和用各种算法算得的R25E和LR的平均差值和标准偏差的汇总结果

	SR25E		RR25E		SLR		RLR	
	平均值 a)	标准偏差a)	平均值	标准偏差	平均值	标准偏差	平均值	标准偏差
中国	−0.57 −0.22	0.68 0.48	+0.67	0.54	+0.12	0.83	+0.63	1.21
P.XXE	−1.41 −1.06	0.64 0.45	−0.33	0.60	+0.12	0.82	+0.80	1.27
P.79 Cor	+1.56 +1.91	0.87 0.57	+1.83	0.79	−0.39	0.85	+0.01	1.11
ISO-532B	−1.15 −0.06	0.92 1.05	+0.23	0.52	+0.10	0.93	+0.67	1.42

a) 该栏每格的两个数值对应于从不同的CCITT实验室技术报告中所引用的主观测量结果。

4 从经过高通（HP）和低通（LP）滤波的话音主观测量推导得到的响度评定值系数

（瑞典的ELLEMTEL供稿）

4.1 引言

在为日常的规划评价计算响度评定值（LR）数值时，LR算法的频率加权的确切形状并不是很要紧的。但是对于进行更详细的分析，如衰减失真和带宽限制的影响时，需要有合理的、现实的系数值。

响度评定值参数可以从已知的“平均”话音功率谱和“平均的”闻阈频响曲线的统计特性推导出来。

一种普通的直接方法是在NOSFER类型电路中进行可变低通和高通滤波器的影响的主观收听测试。这类测试过去已经做过好多次。这一节中使用了四组数据，其中三组来源于STL[4]和一组来源于中华人民共和国[5]。

正象所熟知的，主观的响度评价有它的困难处。首先要求测试小组就话音和听觉而言必须代表“普通的人”。还有，必须指导他们只判断带宽限制的“响度印象”，而不判断“音质印象”。CCITT测试小组在进行提供给P.79算法的测量时看来并没有满足这些标准。

4.2 响度评定值系数的推导

对于性质为不随时间而变的复杂噪声频谱，各频带之间的掩蔽效应是必须加以考虑的，即必须用Zwicker算法来评价响度。然而，对于话音信号，这种复杂的方法是否必须采用（或者甚至是是否正确），却是很有疑问的。取而代之的是将试用较简单的常规“生理响度印象”模型来解释主观的结果。

将给出从嘴到耳的语声传输通路中的电气部分引入滤波器所造成的响度损耗A的表达式。为了便于数学处理，通常对一连串三分之一倍频程频带的求和用在对数频率刻度上的连续积分来代替。

因此，响度损耗变为

$$A=-\frac{10}{m}\log_{10}\int_{-\infty}^{\infty}K(X)\cdot 10^{-0.1mL(X)}dX \qquad (4\text{-}1)$$

式中

m	是响度生长系素	
X	$\log_{10}\{F/F_o\}$；$F_o=1kHz$	(4-2)
K（X）	是响度加权系素	
L（X）	是滤波器的衰减	

对K（X），它被规定为

$$\int_{-\infty}^{\infty} K(X)=1 \tag{4-3}$$

此外，K（X）和m的值一样都是待定的。[然而在式（4-1）中，正象在别的文稿中已经讨论过的那样，m的确切数值只具有次要的影响。]

对于通带损耗可以忽略不计的，并在$F=F_c$（$X=X_c$）有很陡的截止特性的高通滤波器，我们有

$$A_H=-\frac{10}{m}\log_{10}\int_{X_c}^{\infty} K(X)\,dX \tag{4-4}$$

同样，对低通滤波器

$$A_L=-\frac{10}{m}\log_{10}\int_{-\infty}^{X_c} K(X)\,dX \tag{4-5}$$

用式（4-3），我们得到

$$Y=\int_{-\infty}^{X_c} K(X)\,dX=10^{-0.1mA_L(X_c)}=1-10^{-0.1mA_H(X_c)} \tag{4-6}$$

对于一个选定的m值，我们现在可以作为X_c的函数画出

$$\left.\begin{aligned} Y_L&=10^{-0.1mA_L(X_c)}\\ Y_H&=1-10^{-0.1mA_H(X_c)}\end{aligned}\right\} \tag{4-7}$$

得到如图4-1a）那样的S形曲线。如果两条曲线如图4-1b）那样或多或少地重合，就可以找到“最好的”m值。接着与重合的曲线较好地叠合的曲线Y_o的数字表达式就可以找到。这样由推出的Y_0就给出了K（X）。

当然S形状的曲线可以用无数种数字函数来表示。然而，正态误差积分法将是一个合适的选择。在“正态分布图”的纸上画出Y（A），实质上给出的应是直线。

图4-2、4-3和4-4提供了根据［4］中给出的数据所得到的结果。（这些测量是1986年1月，1975年5月和1975年2月在STL进行的）。注意到这些点是如此地集积在直线的周围是很有意思的，特别是在图4-2中。相应的K（X）曲线，连同在［6］中给出的根据［5］所推得的曲线一并画在图4-5中。

4.3 讨论和结论

值得注意的是图4-5中所画出的加权系数曲线的一致性是如此地好，尽管它们是由完全不同的测试小组

得出的。

图4-5中的曲线4在接着进行的“简化”算法 P. 79A 中已经被用作一种参考标准。STL 的高低通滤波器测量看来确认了这个“加权参考标准”是十分合适的。因此，P. 79A 算法将合理地估计出衰减失真和频带限制的影响。

另一个结论是由衰减失真和带宽限制所引起的响度损耗可以用简单的响度评定模式来解释，而用不到求助于 Zwicker 算法。

图4-5中的曲线4是用来计算从0. 1kHz 到8kHz 频带内的求和级数所对应的1/3倍频程频率的20个加权系数的［6］。这些加权系数，连同等效于 P. 79的 K_i 值示于图4-6中。可以看出，P. 79曲线有一些不合理的峰点，以及它对低频作了较多的强调，但对高频则偏少了。可以期望 P. 79对于作为频率函数的衰减斜率是如何影响一个电话连接的响度损耗的效果会得出偏低的估计。这一点看来已经被实验所验证了，见［7］中的报告。

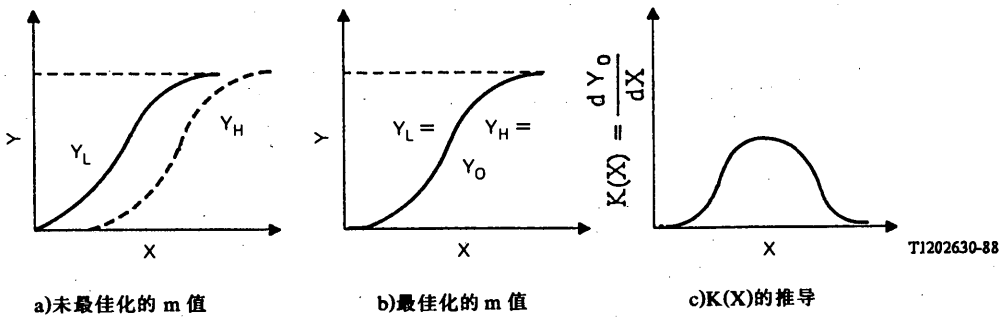


图4-1

响度损耗加权因素 K（X）的图形化推导

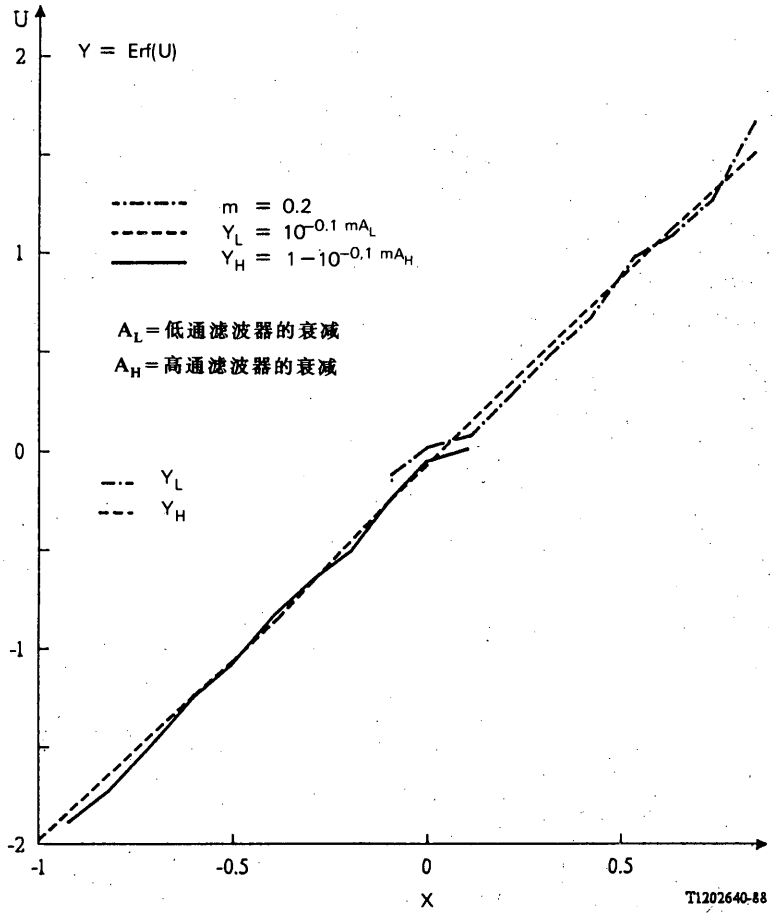


图4-2
（根据 STL，1986年1月）

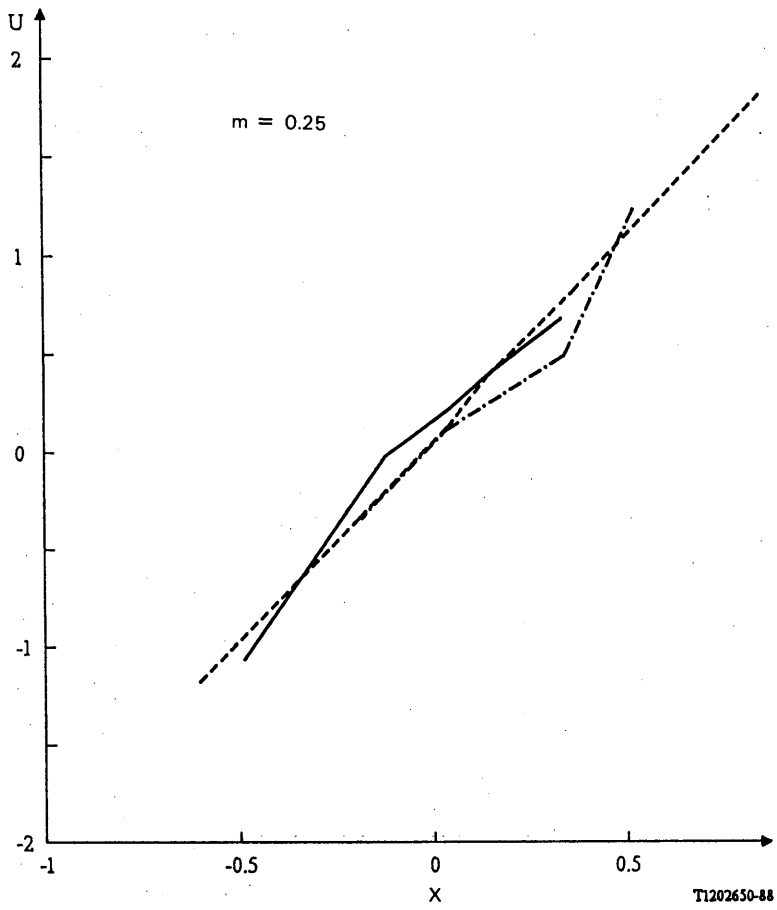


图4-3
（根据 STL，1975年5月）

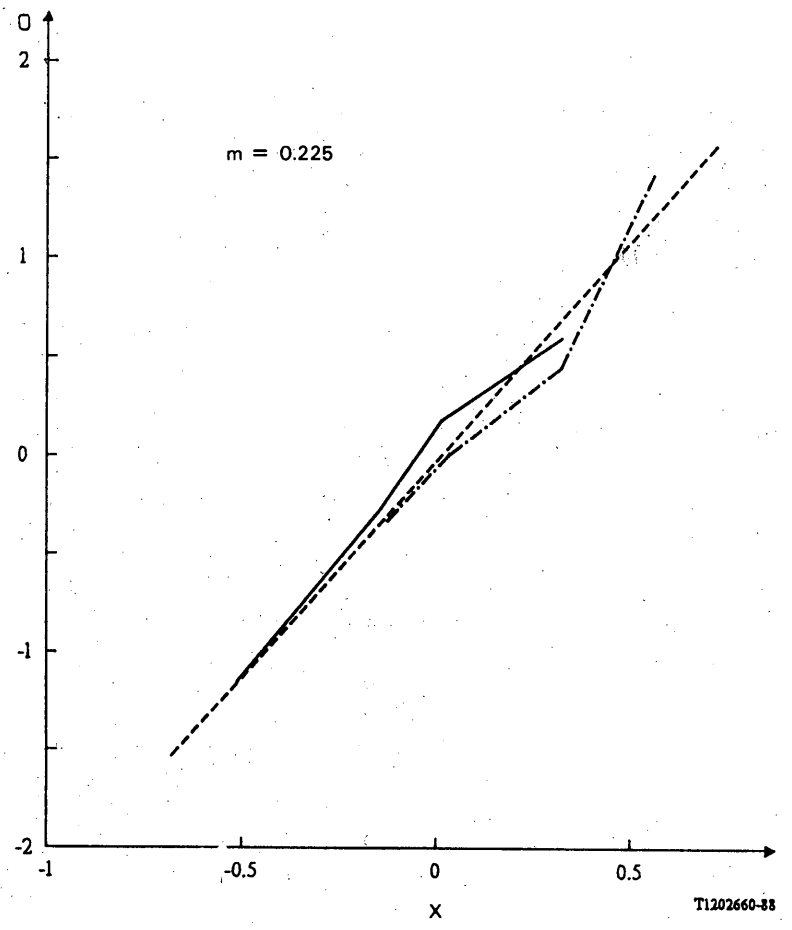
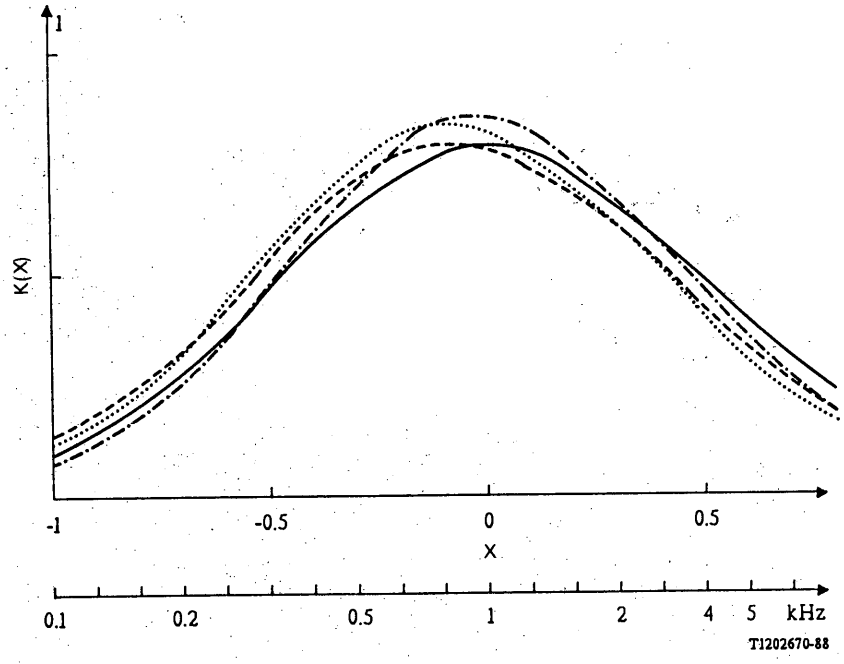


图4-4

（根据 STL，1975年2月）



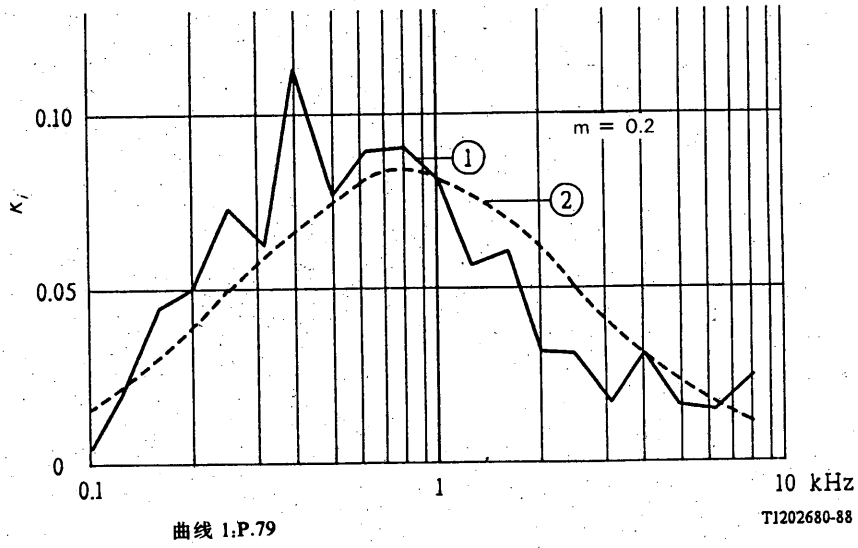
STL:1986 年 1 月

STL:1975 年 5 月

STL:1975 年 1 月

中华人民共和国[5]

图4-5



曲线 1:P.79

曲线 2:根据图 4-5 中的曲线 4

图4-6

LR 加权系数 K_i，1/3倍频程频率，0.1-8kHz

5 传输规划中的响度评定值和带宽（瑞典 ELLEMTEL 供稿）

下面说明响度评定值在0.3～3.4kHz 的“共用”频带中，辅之以低到0.2kHz 和高到4kHz 的频带边缘的E 因子，可以作为“基本的”参数予以规范。E 因子的数值可以通过衰减值或者通过一些简单的网络规则加以确定。对于传输规划者，这种方法的优点在于它的简单。

5.1 引言

许多主管部门试图在频带为200到4000Hz 的电话通路中，至少在用户网中维持良好的传输特性。在这些情况下，看来很自然的是用对于这个频带所规定的参数来计算响度评定值（LR）[8]。由于在这种情况下，损耗失真被限制在这个频带之中，LR_S 的可加性将会是满意的，即

$$OLR = SLR + JLR + RLR$$

然而，一个电话连接常常可以包含一些具有可以感觉得到的频带边缘衰减失真的链路，把频带实质上限制在300－3400Hz（对许多国际呼叫，它将是真实的。）这种剧烈的频带限制对应于 LR 有几个分贝的增加。假如 LR 是对0.1－8kHz 的频带，或者甚至是0.2－4kHz 的频带进行计算，它们就不再能够相加而又不引入明显的误差 [9]，这个误差会在传输规划中引起混淆。

原则上有几种解决这种困境的办法。第一种方法是把一些“宽带的”本地电话连接所具有的几个 dB 的改善量简单地忽略掉。因此，美国的 IEEE 实际使用的客观响度评定值在计算（或测量）LR 时用的是0.3～3.4kHz 的频带。

第二种方法是对 LR 加上频宽修正因子。我们可以比较一下 CCITT 的“修正参考当量”的概念，它是迎合于用户的实际响度感受的。一个200－4000Hz 的电路的 CRE 值要比一个300－3400Hz 电路的要低，而这两个电话的频带中段具有相同的损耗。通过按照某些规则加上所谓的 D 因子，频带限制的后果就可以通过修正宽带的数值来得到满足。[然而 CCITT 的 D 因子未必十分正确，因为它们是用 SRAEN 滤波器做的测量中推导出来的。这些滤波器并不能真实地代表现代的传输电路 [10]]。

考虑到近代有改善电话通路的低频响应的倾向，LR 的计算用“宽带”的方法进行再加上修正，看来是合适的。

这种方法将在下面说明。它可以用在传输规划上。

LR 基本上是对0.3－3.4kHz 的窄“共用频带”中算得的。这些 LR 可以相加而不失去精度。对于频带边缘的传输，算出一个修正值 E 因子。把“共用频带”OLR 减去 E 因子，就可以得到“宽带”的 OLR（W）。

5.2 作为 LR 频带边缘修正的 E 因子

一般来说，可以认为响度评定值是电声衰减的“频率加权平均”。

按照建议 P.79，电声特性应该在0.1－8kHz 的频带内评定。由于实用方面的原因，计算通常限于0.2－4kHz 的频带。（然后把 W_i 加权系数减少3dB）。然而，只有0.3－3.4的频带才能确保在所有情况下的信号的真实传递。在频带的边缘，即0.2到0.3和3.4到4kHz，一个电话连接中的某一个特定的链路的衰减可能高到不能传输的地步。这在主观测得的话音信号的响度感觉上会造成几个分贝的降低。

掌握这个特性以后，就可以方便地把“共用频带”0.3－3.4kHz 和频带边缘的电声衰减分别予以表征。

在共用频带中，每个链路用电声损耗的加权平均来表征，即 SLR、RLR 或 JLR，这些 LR 是可以相加的。例如对图5-1所示的电路，两个电话机通过一系列传输链路连接起来，在任何两个链路的接口点 P 都应该有以下的关系：

ARCHIVES U.I.T. GENEVE

$$SLR_P = SLR_o + \sum_{i=1}^{p} JLR_i$$

$$RLR_P = \sum_{i=p+1}^{N} JLR_i + RLR_o \tag{5-1}$$

（接口处的任何失配衰减效应可以作为 JLR 的特殊形式来处理）。

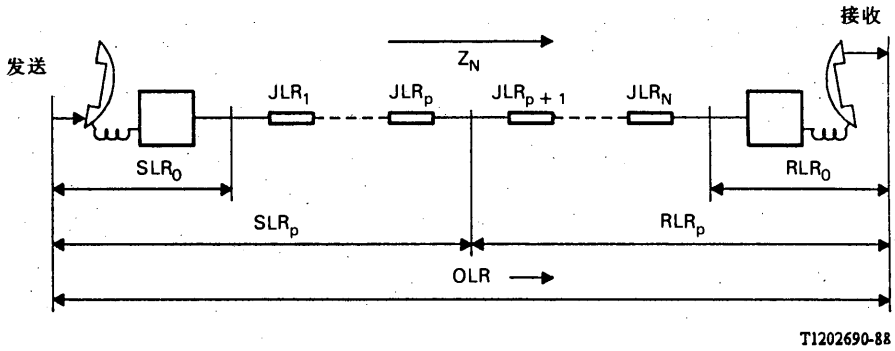


图5-1

串联链路的 LR

在频带的边缘，电话连接是用它的传输话音信号的能力，即 E 因子来特性化的。频带边缘的零损耗意味着 E＝2.5dB。（详细说明将在后面给出）。

对于一个象图5-1那样的完整的电话连接，全程响度评定值为：

在共用频带0.3－3.4kHz 内　　OLR＝SLR＋RLR　　(5-2)

在完整的0.2－4kHz 频带内　　OLR（W）＝OLR－E　　(5-3)

下面给出了 LR 和 E 因子的一般性数学表达式。还说明了如何将其用于电话机和各种传输链路。

E 因子可以叫作“响度改善值”。

5.3　一般性数学表达式

在0.3－3.4kHz 的共用频带中，一般性的 LR 算法可以写为：

$$LR = L_o + \overline{L} \tag{5-4}$$

$$\overline{L} = -\frac{10}{m}\log_{10}\sum_{i=1}^{N} K_i \cdot 10^{-0.1mL_i} \tag{5-5}$$

（对 f_i＝0.315，……3.15，即 ISO $\frac{1}{3}$倍频程频率进行求和）

式中

L_i　　为对于所讨论的 LR 的电声损耗值

L_o，K_i，m　　为下面将要规定的常数。

注 — 式5-4和5-5在数学上等效于“W_i 算法”，如在［11］中所说明的。但是它们在下面的使用将更为方便。

如果 L_i 的最大值和最小值之间的离散性是适中的话，可以用下面的表达式计算$\overline{L}$：

$$\overline{L} = \sum_{i=1}^{11} K_i L_i \tag{5-6}$$

0.2—4kHz 完整的频带的全程响度评定值由式5-3给出，即

$$OLR\ (w) = OLR - E$$

对于 E 因子的表达式为：

$$E = C_1 \cdot 10^{-0.1m(L_{01}-\overline{L})} + C_2 \cdot 10^{-0.1m(L_{02}-\overline{L})} + C_3 \cdot 10^{-0.1m(L_{03}-\overline{L})} \tag{5-7}$$

式中

L_{01}、L_{02}、L_{03}为分别在0.2，0.25和4kHz 处的频带边缘损耗。

C_1、C_2和 C_3为下面将要规定的常数（关于推导过程，见附件 A）。

原则上式5-4和式5-5中的常数可以由任何已定义的 LR 算法推出。然而，如在［11］和［7］中所讨论的那样，由于精度不够，建议 P.79不大适合于在传输规划的过程中使用。［11］中称之为“C”的那种非常简单的算法，看来与各种到目前为止已研究过的算法一样精确，因此在这里就选中了它。（它还有一个优点是它非常类似于 IEEE 客观响度评定值。）

式（5-4）、（5-5）、（5-6）和（5-7）中的常数在表5-1和5-2中给出。

表5-1

式（5-4）、（5-5）和（5-6）中使用的常数

对 f_i=0.315 和3.15kHz，K_i=0.05

对 f_i=0.4、0.5……2.25kHz，K_i=0.1

m = 0.2

LR	SLR	RLR	OLR	JLR
L_0	−3	12	9	0

表 5-2

式（5-7）中所用的常数

C_1=0.5	C_2=1	C_3=1

在0.2—4kHz 频带内，从嘴到耳的声频响如果是完全平直的，则 E=0.5+1+1=2.5dB，即 OLR（w）比被限制于0.3—3.4kHz 的“平直”频响的通路的 OLR 低2.5dB。

下面，对于许多种情况，包括“宽带”和“窄带”话机与各种类型的传输链路的组合，计算了 E 因子。它证明对 E 因子的近似确定可以建立一些比较简单的规则。

5.4 电话机

假定从发送话机到接收话机之间的传输通路在0.2—4kHz 频带内的频响是平直的。则 E 因子，即响度改

善值表征了话机的带宽性能。令其称为 E_T。表5-3给出了一些例子。值得注意的是 E 分布在平均值1.3附近是很适度的。

5.5 传输链路

要照此表征传输链路的响度改善量，在假定电话机在0.2—4kHz 的频带内具有平直的频响的情况下计算 E 因子是方便的。令这种传输通路 E 因子称为 E_C。在§5.6中将给出对各种典型的 E_T 和 E_C 组合所得到的 E 因子。

表5-3

对一些电话机的 E 因子的例子

话机类型	E_T
1）老型号的炭粒送话器	1.9
2）老型号的炭粒送话器	1.5
3）老型号的炭粒送话器	1.1
4）W.E. 500型	1.3
5）驻极体送话器	1.8
6）数字话机，新的指标	0.8
7）90种电话机的平均	1.3

当把几个传输链路串接在一起时，可能产生失配。然而通过在用户网中采用标称复数阻抗，正象许多主管部门所已经做的那样，这些影响可以忽略不计。

一般说来，失配损耗可以通过计算它们的 JLR 来加以考虑。

链路的“共用频带”性能通过按照式（5-4）、（5-5）和表5-1由 JLR＝$\overline{L}$来表征。由于在这个频带内不允许大的衰减失真，故可以用非常简单的式（5-6）来计算$\overline{L}$。（有意思的是这一点在效果上对应于在对数频率刻度上平均损耗，即一种在很早以前即被经验所验证了的方法）。

把几个链路串接起来时，E_C 当然可以由总的频带边缘损耗计算出来。然而，可以用一些简单的近似规则来组合与 JLR 有关的各个 E_C 因子。

5.5.1 用户电缆

奇怪的是，非加感的用户电缆的典型损耗曲线得出了与完整频带通路相同的响度改善值，即 E_C＝2.5dB。这是由于在低频段的边缘，损耗比平均的$\overline{L}$小，从而补偿了高频段边缘的较大的损耗。

当用户电缆与一个窄频带设备相连接时，可以证明对应于该设备的 E_C 因子是适用的。

5.5.2 限制频带的设备

电话连接中的频带限制可能由重加感用户电缆、FDM 和 PCM 设备所引起。图5-2画出了一些理想化的衰减曲线。E_C 因子就是根据它们计算出来的。

对图5-2的衰减曲线，可以得出下列 E_C 值：

	E_C
重加感用户电缆	1.2dB

1个 FDM 链路　　1.4dB

1个 PCM 链路　　1.9dB

当几个 PCM 和 FDM 链路串接起来后，可得到按表5-4的 E_c 值。

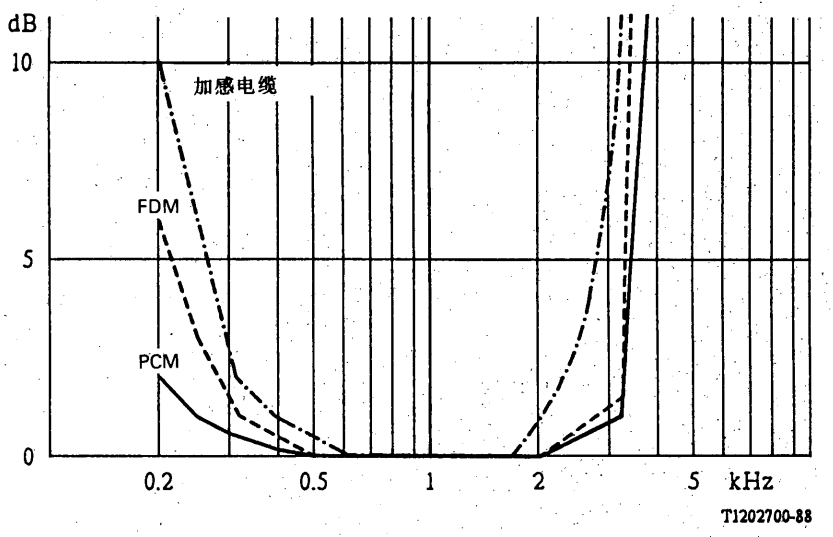


图5-2

限制频带的设备的例子：PCM、FDM 和重加感用户电缆的理想化的损耗曲线

5.6　完整的电话连接

已经计算了许多电话机和传输链路组合的响度改善值 E 因子。对每一种电话特性，画出了相对于“通路”的 E_c 因子的“总”E 因子。结果在图5-3和5-4中提供。

表5-4

PCM 链路和 FDM 链路相串联时的 E_c

FDM 链路数 \ PCM 链路数	0	1	2	3	4	5
0	2.5	1.9	1.6	1.4	1.3	1.2
1	1.4	1.3	1.2	1.1	1.0	1.0
2	1.1	1.0	1.0	0.9	0.9	0.8
3	0.9	0.9	0.8	0.8	0.7	0.7
4	0.8	0.7	0.7	0.7	0.6	0.6
5	0.7	0.6	0.6	0.6	0.5	0.5

图5-3画出了对于“平均的”摸拟电话机和“数字”电话机的E因子。(“平均”系取自90种不同类型的市售话机的平均值。“数字”对应于新的CCITT的数字话机指标)。

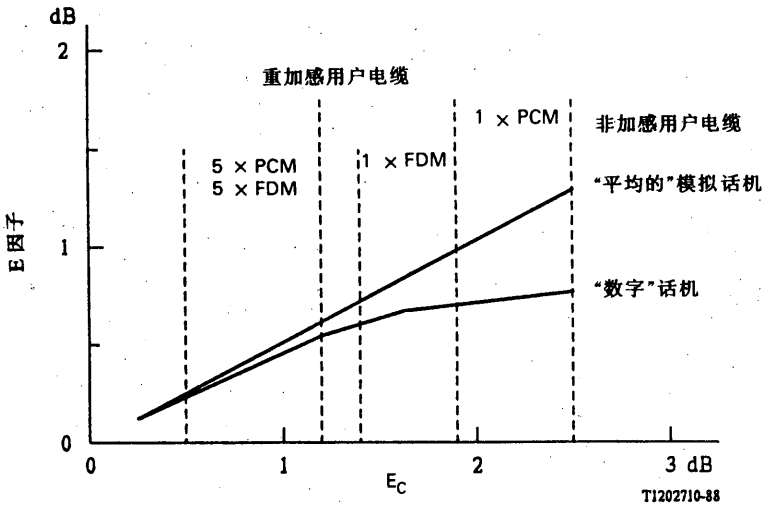


图5-3

对“平均的”模拟和数字话机，作为信道E_c函数的E因子

图5-4说明对许多变化范围很大的模拟电话机特性的E因子的离散性。(值得注意的是不管怎么说，离散性是十分适度的)。

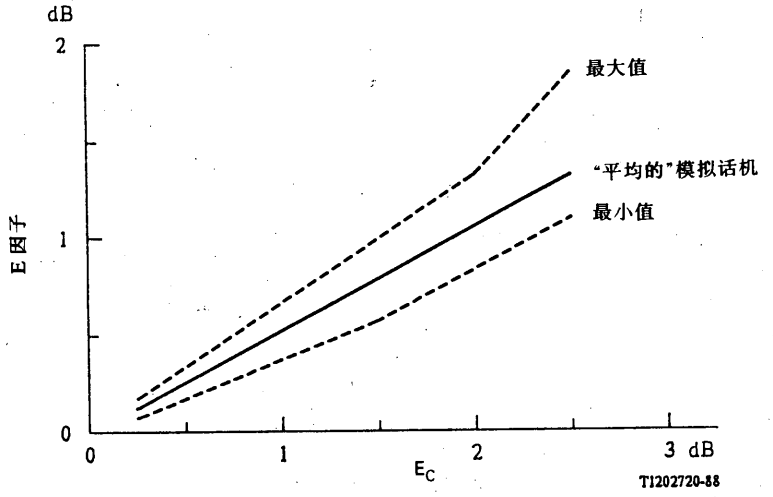


图5-4

对“典型的”模拟话机，作为信道E_c函数的E因子

考虑到传输规划的一般要求，很少需要把响度改善值 E 因子规定为比以0.5dB 分档更为精细。因此只要遵照表5-5和5-6中分别用于模拟和数字话机的规则即可，用不到对每一种情况都计算 E 值。

表5-5

模拟话机的 E 值

E	串联的链路
1.5	非加感用户电缆
1.0	1×PCM……3×PCM
	1×FDM
0.5	重加感用户电缆
	4×PCM
	2×FDM
0	5×PCM+5×FDM

注：非加感用户电缆的线径不影响 E 因子

表5-6

数字话机的 E 因子

E	串连的链路
1.0	全数字连接
0.5	一个 D/A—A/D 到六个 D/A—A/D 的连接
0	七个 D/A—A/D 的连接

5.7 结论

传输规划者可以通过十分简单的计算方法获得响度评定值：对0.3—3.4kHz 的“共用频带”计算和相加各个 LR，并通过减去 E 因子来修正频带边缘的传输。E 因子可以用一些不太复杂的规则来确定。

所得结果可以期望比基于建议 P.79的计算更精确。

6 传输规划使用的算法（瑞典 Ellemtel 供稿）

这一节把由 IEEE、OREM-B 和建议 P.79标准所定义的算法所算得的响度评定值与用于传输规划的、作为建议 P.79的修改方法 P.79A 所算得的响度评定值进行比较。计算围绕着71种不同的电话机特性和27种用户电缆的衰减失真实例进行。

结果表明在典型的传输规划情况下，由 P.79A 得到的响度评定值与用其他方法得到的紧密相关。除此之外，P.79A 具有最好的相加精度和最简单的形式。因此极力主张各主管部门在传输规划中使用本 P.79A 进行一些比较性的研究。

6.1 引言

这里提供了一些用于电话网传输规划的各种不同的响度损耗的估算方法的初步比较（但没有讨论侧音的算法）。所讨论的方法都基于对电话机的客观测量。

传输规划者有一些基本的要求：

1) 对于与讲话用户的嘴到收听用户的耳之间的声损耗有关的电话语言传输质量要获得一种有意义的和可靠的表示方法；
2) 用数值来表征一个电话连接的各个部分，其方法是要使这些数值之和等于这个完整的电话连接的声损耗尺度；
3) 要确保这些数值可以用测量的方法可靠地、不很昂贵地测定并具有足够精度。

这第三个要求意味着对于质量控制和日常的应用，只能考虑客观的电声测量。当然，主观测量在过去建立总的参考标准时是绝对必要的。但是进行主观测量的化费较大，以及甚至在良好的条件下，仍得到重复性很差的结果。例如 CCITT 实验室自1981年以来对同一部稳定的电话机进行定期的主观参考当量测量，所得数值看来随着时间变化在3dB 的范围内缓慢地波动。见［12］。

6.2 各种不同的响度评定值方法

客观的电声损耗（或灵敏度）测量形成了各主管部门对于他们的国内网所使用的几种规划方法的基础。这些“响度评定值”中最重要的，按它们的使用广泛程度在下面依次列出。

1) IEEE 标准。这种方法现在在美国和加拿大使用。它具备完整的文件和可靠的测量仪表（见§1和［1］）。
2) OREM-B 标准（有几种不同的版本）。值得比较的版本是当前已经被德意志联邦共和国的一个标准化机构所精确地重新定义的那一种。
3) 参考当量，但指的是用某些类型的仪表客观测定的。应该注意一个中继电路的“参考损耗”通常是作为对数频率刻度上的 dB 平均被确定的。
4) 建议 P. 79。这是一个“最年轻的”标准。英国对它的运用有最丰富的经验。从传输规划者的观点来看，它没有做到一些所希望的东西。［13］中叙述了一种可能的修改。

当然，为了保证国际电话连接中的话音响度质量，希望各主管部门使用的响度评定方法是能够兼容的，甚至最好是相同的。本说明的目的是表明对于传输规划而言，建议 P. 79的一种修改的，或者说修正的版本将可以和 IEEE，OREM-B 和原来的建议 P. 79标准，以及和参考当量习惯做法的某些方面是兼容的。除此之外，修正的 P. 79算法只需要很小的计算工作量（其原理在［13］和§5中给出）。

对一个传输规划者来说，最重要的响度参数是发送、接收和侧音响度评定值。注意用于传输规划的发送和接收响度评定值并不必须与通过和一些参考电话系统装置作比较所测定的主观值符合得极好。重要的方面是（发送＋接收＋中继）响度评定值加起来得到正确的全程响度评定值（OLR），反过来 OLR 应该和主观尺度有良好的相关性。（但是这并不意味着不同的国家可以采用以不同的方法来细分 OLR 的不同的评定值！）

需要什么等级的计算精度？考虑到响度评定值的可加性以及对国内传输规划设定极限值的需要，0.5dB 的精度或许是比较恰当的。对于各种不同标准之间的转换，1.5dB 看来是足够了。（对电话机生产中响度评定值的容差不得不更宽一些）。

6.3 响度评定值方法的基本点

响度评定值方法的生理学背景如下：

耳朵的功能象一排窄带带通滤波器。（大约有 64 个等效滤波器，它们的带宽从 50－500Hz 不等。这些带宽称之为“临界频带”）。在某一个特定的频带中，声能超过闻阈的部分作为一种刺激传递给大脑。大脑

把复杂的声波（如人的讲话）的所有的滤波器输出组合起来，成为响度感觉。

每一个滤波器与它的输出功率的 m 次方成比例地起一份作用。对于一般的讲话声级，m 为 0.2—0.3 的数量级。对于很低的声级，即接近于闻阈，以及对于很高的声级，m 等于 1，即相对应于功率相加。但是必须充分注意到对于一般的电话讲话声，较微弱的频谱分量对总的响觉感觉所起的作用要比把这些分量的能量直接加起来还要大。事实上，它们近似于以线性的 dB 刻度相加。

按照 Zwicker 的一种更完整的听觉理论，还应该考虑由不同的频带传来的刺激的一些掩蔽效应。但是，对电话上的应用而言，看来 Zwicker 方法并不能取得与主观值的更好的符合。见［11］和［7］。

在一个正在使用的电话连接中，收听者的响度感觉受到他自己的听觉灵敏度/频率曲线和讲话者的语言频谱的影响。为此一种普遍性的响度评定值必须考虑人口的统计平均。

所提到的响度评定值算法能够写成以下形式：

$$LR = L_o + \overline{L} \tag{6-1a}$$

$$\overline{L} = -\frac{10}{m}\log_{10}\sum_{i=1}^{N} K_i \cdot 10^{-0.1ml_i} \tag{6-1b}$$

式中

$$\sum_{i=1}^{N} K_i = 1 \tag{6-2}$$

L_o、m 和 K_i 是常数。标志“i”与频率 f_i 对应。

L_i 是单位为 dB 的、分别用于发送、接收和中继评定值的、测得的或算得的适当的电声损耗。

系数 K_i 依赖于“平均的”讲话和听觉特性、一个典型电路的一些平均的传输特性，以及频率 f_i 之间的间隔。因此一般来说 k_i 是随频率而异的，并在频带边缘有相对而言的较低的数值。（一个如何确定 K_i 的实例可以在［6］中找到）。然而，K_i 变化的确切形式并不是非常严格的，正象下面将要说明的。

对响度评定值公式的数学行为作有用的观察，可以根据泰勒级数展开进行。使

$$L_m = \sum_{i=1}^{N} K_i \cdot L_i \tag{6-3}$$

式（6-16）现在可以写为

$$\overline{L} = L_m - a\sum_{i=1}^{N} K_i\ (L_i - L_m)^2 \tag{6-4}$$

忽略高次项。这里

$$a = \frac{m}{20}\ln(10) = 0.115m \tag{6-5}$$

系数 a 是很小的，对 m 在 0.175 到 0.3 的范围内时，a 的范围是 0.02 到 0.03。

因此，确切的 m 值是十分不严格的，正象下面将用数字所表示出来的。实际上，假如 L_i 只与平均的 L_m 偏离适度，即对于大多数电话发送和接收特性的情况，式（6-4）的第二项几乎可以忽略不计。

这就解释了为什么发送、接收和中继响度评定值加起来就可以得到全程响度评定值，至少在频率范围内没有包括很陡的限制带宽的特性的情况下是这样。

不同算法之间系数 K_i 的适度变化当然可以解释为将加到 L_i 中去的小的修正项。因此，根据不同的算法得到的结果可以期望只相差一些常数，而和电话机的特性没有关系。

与此相似，其他只涉及少量的与频率有关的修正也可以作为加到响度评定值的常数处理。（如耳承声泄漏、测量仪表之间的差异等。）

实际上，一个电话连接的传输带宽当然可能是不一样的，这依赖于它包括了什么类型的链路。在确定响度评定值时关于如何处理这个问题的讨论可以在［13］和§5中找到。它们提供了一种对P.79作修改的方法。

为了研究各种响度评定值算法的特点，对大量典型的电话机特性进行计算是有用的。在下面，用了七十一种十分不同的特性，以求得到一个统计的概貌。详见附件B。

6.4 有关的一些算法的特点

这里只讨论各种算法的数学方面的问题，而不考虑测量装置方面的差别。这里的统计是指用上面提到过的71种不同的电话机特性所进行的计算。计算结果以0.01dB的精度给提供出来只是为了清楚地看出这些差别。这种精度在实际使用中当然是完全不必要的。

6.4.1 IEEE标准

计算的频率范围是0.3—3.4kHz，m＝0.22。在对数频率刻度上，K_i加权系数是平直的，即所有的k_i值都是相等的，只有位于频带两端的点的数值是它们的一半。(从生理学的观点来看，加权系数在频带边缘应该稍微降低一些)。

在这里所给出的计算中，采用了43个频率点。

6.4.2 OREM-B标准

OREM值的测量传统上是用专门的电声仪进行的。然而最近德意志联邦共和国的FTZ发现用测得的灵敏度曲线按照式（6-1）是可以计算OREM-B值的［14］。

计算的频率范围是0.2—4kHz，m＝0.3。与IEEE方法一样，K_i加权系数在对数频率刻度上是平直的，但是对发送和全程响度评定值，SFERT滤波器的损耗加到式（6-1）中的L_i上去。采用了53个频率点。

6.4.3 建议P.79标准

常用的计算频率范围是0.2到4kHz，m＝0.175。常数L_0和K_i化为所谓的W加权系数，并把它们加到L_i上去。在RLR和OLR中包括进去了耳承声泄漏L_E。

W_i当然已在建议P.79中用表格列出。相应的K_i在［7］中的图表中给出。采用了间隔为1/3倍频程的14个频率点。

建议P.79的常数被修裁成使得算出的响度评定值与好几年前的特定的CCITT实验室测试小组所测得的相应主观值符合一致。因此在某些方面建议P.79并不能充分代表由“普通的”人所主观测得的数值。建议P.79对低频给予了过份的强调，而且加权系数表现出一些奇怪的不规则性。(见［11］和［7］中的讨论。)而且，如果一个电话连接包含几个不同带宽的链路，会发生一些模棱两可的解释。

在实践中应用建议P.79时，最常用的是计算机程序。输入数据为电话机灵敏度曲线和各链路的链矩阵数据，SLR和RLR是对一个用600欧终端的接口算出的。(偶然它可能并非在该点的标称阻抗!)。JLR则不经常进行计算。

6.4.4 一种修正的建议P.79标准：P.79A

这个提案的细节在［13］中给出。

采用了相隔1/3倍频程的11个频率点。计算频率从0.315kHz起，到3.15kHz止，使频率范围实际上扩展到0.3到3.4kHz。

K_i都等于0.1，但在两个端点上K_i等于0.05。因此这个梯形的加权对语言频谱和听觉灵敏度曲线的一

些生理上的实际情况作了一些考虑。

对于比 0.3—3.4kHz 还要宽一些的频带的串连链路的响度评定值通过“响度改善值”E 因子来满足需要。这个因子要从 OLR 中减去。

在这种修正的更“精确的”版本中，m＝0.2。这在这里称为“P.79A1”。

一种简便的方案是令 m＝0，即按照式（6-3）进行加权的损耗平均。这种版本在这里称为“P.79A”。

式（6-1）中常数 L_o 为：

对 SLR：　—3

对 RLR：　12

对 OLR：　9

对 JLR：　0

当使用 P.79A1或 P.79A 时，不需要复杂的计算机程序。各链路的 LR 可以以良好的精度相加起来。

6.4.5　对 m 值的依赖性

这里用“d”来表示响度评定值作为系数 m 的函数的变化量。每个特定的标准的“标准”值对应于 d＝0。

从表6-1可以看出 m 的选择是很不严格的。这就解释了为什么 m＝0.2的 P.79A1和 m＝0的 P.79A 非常等效的原因。

表6-1

作为 m 函数的 d 值（即 LR 的改变量）

（根据71种话机特性的统计）

标准	m	发送		接收	
		平均值	标准偏差	平均值	标准偏差
IEEE	0.175	—0.15	0.05	—0.22	0.02
	0.2	—0.05	0.02	—0.08	0.01
	0.22	0	0	0	0
OREM—B	0.175	—0.21	0.13	—0.22	0.11
	0.2	—0.13	0.10	—0.14	0.08
	0.3	0	0	0	0
P.79A1	0.02	0.33	0.21	0.07	0.07
	0.175	0.05	0.03	0.01	0.01
	0.2	0	0	0	0

6.4.6　可相加性

某一种算法对于规划应用而言适合程度如何的标志，是发送、中继和接收评定值之和与全程评定值的接近程度如何。OLR 和 SLR＋JLR＋RLR 之和的差值称为“D”。

特别要注意的是如何处理具有不同带宽的链路。在一个模拟的本地网中传输的频率范围可以考虑为 0.2—4kHz。在一个长途网中（包括国际链路）人们很难保证超出0.3—3.4kHz 的频率范围的传输。现代的 PCM 系统、数字交换机等可能具有0.2—3.4kHz 的有效频带。

IEEE 标准仅讨论0.3—3.4KHz 的“窄频带”。

修正后的 P.79标准（P.79A1和 P.79A）对 SLR、RLR 和 JLR 的计算使用相同的“窄频带”。假如实际的传输频带比较宽，则总数要减去一个“响度改善因子”E，使得到的 OLR 与主观响度感觉有良好的相关性。（见［13］和§5）。

未经修改的 P.79标准对于各种实际情况均使用0.2—4kHz 的频率范围。依赖于链路的带宽和 SLR、RLR

计算中所针对的接口的选择，可能会发生一些模棱两可的情况。

表6-2给出了 D 的数值。同时为了简单起见，把中继考虑为在所考虑的频带内具有平直的频响。

注意当把 P. 79应用于象在国际呼叫中可能遇到的一条“窄频带”的电话连接去的时候，具有大的误差。

IEEE 标准具有第二名最坏的可加性（但是在实践中当然是满意的）。

表6-2

D 的数值。D=OLR－SLR－RLR；JLR=0

（根据71种电话机特性的统计）

算法	频带（kHz）	D（平均值）	标准偏差	D（最大值）	D（最小值）
IEEE	0.3－3.4	0.84	0.24	1.42	0.08
OREM－B	0.2－4	0.19	0.24	0.62	－0.48
P. 79	0.2－4	－0.48	0.19	－0.11	－0.98
P. 79	0.2－3.4	－0.12	0.13	0.17	0.56
P. 79	0.3－3.4	－1.78	0.09	－1.60	－2.09
P. 79A1	0.3－3.4	－0.06	0.20	0.45	－0.70
P. 79A	0.3－3.4	0	0	0	0

6.5 各种标准的响度评定值的数值比较

6.5.1 P. 79算法

从一个传输规划者的观点出发，使用简单的响度评定值算法 P. 79A 是有吸引力的。因此将是特别有兴趣来比较用“通常的”P. 79算法所得到的结果。

表6-3表明了对于具有不同带宽的电话连接的 SLR、RLR 和 OLR 之差。（然而假定了在通带内的频响是平直的）。

表6-3

D 的数值。D=LR（P. 79）－LR（P. 79A）

LR	频带（kHz）	D（平均值）	标准偏差	D（最大值）	D（最小值）
SLR	0.2－4	－1.12	0.53	0.15	－2.61
	0.2－3.4	－0.93	0.55	0.32	－2.47
	0.3－3.4	1.0	0.38	1.68	－0.03
RLR	0.2－4	－0.65	0.46	0.43	1.95
	0.2－3.4	－0.46	0.47	0.61	－1.73
	0.3－3.4	1.52	0.31	2.06	0.55
OLR	0.2－4	－0.85	0.69	0.58	－2.57
	0.2－3.4	－0.77	0.71	0.72	－2.54
	0.3－3.4	0.75	0.54	1.78	－0.59

考虑到 P. 79的带宽的任意性，从表6-3能够看出 P. 79和 P. 79A 算法在合理的程度上互相等同。它们看来对于一个在实际情况下可能经常碰到的一种比0.2－3.4kHz 稍许窄一些，但比0.3－3.4kHz 宽一些的有

效频带，（就平均值而言）给出了相同的数值。

正如前面已提到的，在实践中使用 P. 79时，中继响度评定值 JLR 的重要性较小。事实上 JLR（P. 79）会给出可能引起误解的结果，这是由于前面讨论过的该算法的频带边缘的特异性所造成的。

有几个理由说明用 P. 79A1和 P. 79A 算法计算得到的 JLR 数值对网络规划者来说更为有用。其可加性较好，以及过去的一些研究指出它与响度损耗的主观测量有良好的符合性［15］。（事实上瑞典主管部门用类似的算法已经有20年了）。

更“完整的”算法 P. 79A1可以保险地假定为与主观测得的 JLR 有最接近的符合性。对传输规划者而言，与下列情况进行比较是有好处的：

a） 用更简单的 P. 79A 算法得到的 JLR 结果。

b） 用相对电平之差所定义的电路损耗（$=L_1$）。

当频响曲线是平直的时候，当然这些量是相同的。但是典型的非加感用户电缆会在电话通路中引入很大的衰减失真。对许多情况（27种）作了研究，包括不同的电缆线径、直流电阻（长度）和终端情况。

在这些研究中电缆的数据为：电容45nF/km、线径0. 4、0. 5和0. 7mm、相应于300、600和1200欧直流电阻的长度。终端为600、900欧和一种典型的复数阻抗（200欧，和820欧和115nF 并联组合相串连）。

用两种算法算得的 JLR 之差在图6-1给出，它是作为电缆的衰减失真，即在4kHz 时的损耗与在0. 2kHz 时的损耗之差的函数画出的。（对相同长度的电缆、用复数阻抗作终端时得出的失真最大。在实际运用中，由于各种各样的理由，应该避免大于约15dB 的失真）。

从图6-1可以看出，对 JLR 的计算而言，用 P. 79A 算法是足够精确了，对高达15dB 的失真，差值小于0. 3dB。

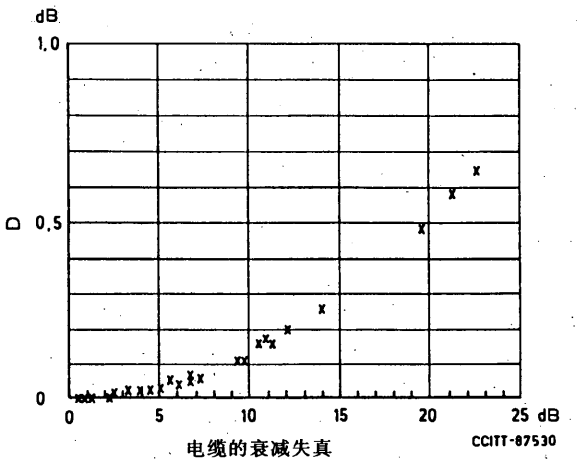


图6-1

D=JLR（P. 79A）-JLR（P. 79AI）对用户电缆而言

由 L_1所定义的用户电缆损耗，即相对电平之差，按照 CCITT 的定义简单地就是1kHz 时的（组合）损耗（即使对复数阻抗终端也是如此）。图6-2说明它与“真正的”JLR 之差总是小于1dB，以及在大多数实际情况下可能都小于0. 5dB。

因此相对电平之差 L_1也可以以良好的精度作为响度评定值 JLR 改变的尺度使用。对网络规划者来说会使这项任务变得更为简单。

6. 5. 2 IEEE 和 OREM-B 算法

对 P. 79A 和 IEEE、OREM-B 标准进行简单的转换，有可能达到什么程度？即下式的差值是多少：

$$D=LR-LR\ (P.\ 79A)? \tag{6-6}$$

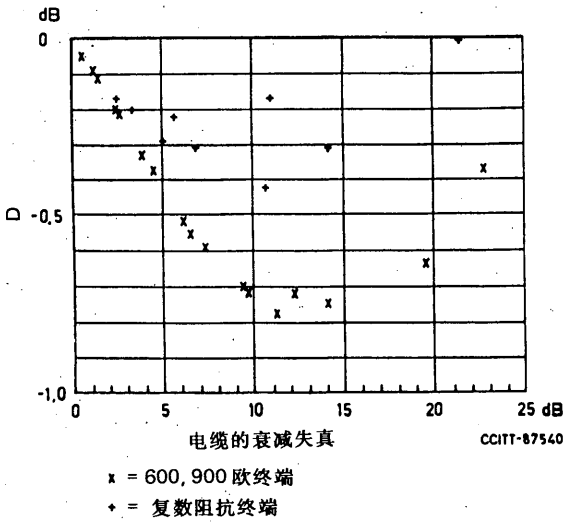


图6-2

$D=L_1$-JLR（P. 79AI）对用户电缆而言
L_1为相对电平之差，等于1kHz 下的损耗

感兴趣的是对于典型的电话机特性，平均的 D（均值）和标准偏差。由于测量装置所可能具有的差异还没有进行研究，因此这里只与研究标准偏差有关。

计算结果在表6-4中给出。标准偏差十分小，表示确实可以方便地进行简单的换算。

表6-4

[LR－LR（P. 79A）] 的标准偏差

（71种电话机特性的统计）

标准	LR	频带（kHz）	标准偏差
IEEE	发送 接收 全程	0. 3－3. 4	0. 31 0. 1 0. 4
OREM－B	发送 接收 全程	0. 2－4	0. 52 0. 38 0. 5

6. 6 结论

对响度评定值建议 P. 79的一种所提议的修正方法已经作了研究，并发现修正方法适合于传输规划的用途。（原则上 P. 79A 算法对应于在对数频率刻度上取加权的 dB 平均。见 § 6. 4. 4和 [13]）。

P. 79A 算法已经表明可以在典型的传输规划情况下以足够的精度给出与 P. 79数值上相等的结果。有足够的理由可以期望与主观值的符合性比 P. 79更好。

看来也有可能在 P. 79A、IEEE 和 OREM-B 之间进行简单的转换。

P. 79A 具有最好的相加精度和最简单的形式。

因此极力主张各主管部门在传输规划中使用 P. 79A 算法进行比较性的研究。

7 关于法国主管部门所使用的 Zwicker 响度评定方法的情况（法国主管部门供稿）

7.1 引言

用响度来评价通信质量所建议的方法是响度评定值（LR）方法。这些当量的主观测定方法在建议 P.78 中叙述，客观测定方法在建议 P.79中叙述。

然而，也用了一些其他的参数（如 R25E），而且没有普遍适用的公式来把这些参数转换成响度评定值（LR）。因此有一个关于如何用一种指定的仪表能够把这两种数值（如 R25E 和 LR）都客观测得的说明，将是有用的。

这一节打算说明一种法国主管部门所使用的响度损耗（R25当量和响度评定值）的客观测量方法，如已在1987年5月在匈牙利的 Boglarlelle 召开的 SGⅫ/3会议报告中所陈述的（修改后的临时文件第64号）。

7.2 该方法的特点

当把用 Zwicker 算法计算稳态型信号的响度的方法用到 R25当量和 LR 的客观测量中去时，所得到的结果与用相应的主观测量方法所得到的结果符合良好［16］。

这种算法的一种特有的性质是它可以用来比较那些发送频带不是被限制在300－3400Hz 的系统的响度。

分别在单耳和双耳收听方式中采纳 Zwicker 算法，是用来评定不同类型的终端，手柄电话机［16］、话务员头戴机［17］和扬声电话机［18］。

用建议 P.51中所定义的“复杂”话音来测量非线系统是必要的。这种算法在使用这种输入话音测量免提话机［19］中已经取得了满意的结果。

7.3 Zwicker 算法计算响度的原理

该方法基于使用 ISO532建议中的方法 B（Zwicker 方法）。

7.3.1 在响度计算中所考虑的基本现象

这种算法对刺激（物理的）和听感（生理声学的）两者之间建立了一种关系。响度是由三种主要的现象组合而成的，即临界频带、掩蔽和等响声级。

7.3.1.1 临界频带

人耳中，对宽带声听起来要比具有相同的声压级的纯音或窄频带声要响一些。也有可能证明，在一个给定的频率附近，以及对于一个固定的声压级，只要声音的带宽不超过一个叫做临界频带的定值，响度仍保持不变。假如声音的带宽超过了这个数值，就能够注意到响度的明显增加。按这种方式，耳朵把可闻频率域划分为24个临界频带，在频带之内的任何激励都不经加权地综合起来。因此响度测量是基于声频谱的分析。

7.3.1.2 掩蔽效应

掩蔽效应是由一个（参考）声的闻阈，当同时发送另一个频率较低的（或较高的，但比例系数较小）（掩蔽）噪声时，被抬高所构成的。这可以通过特定的响度概念来解释。

7.3.1.2.1　特定的响度

一个频谱能量集中在频段内某一点处的窄频带噪声，会造成一大部份的基底膜（基本的听觉器官之一）振动起来。这不仅造成了中心的激励，也造成了两旁的激励，特别是对高于信号频率的那部分频率区更为明显。这些两旁的激励的影响是通过掩蔽效应自己表现出来的。中心和两旁的激励对特定的信号响度起作用。

7.3.1.2.2　被掩蔽的或部分被掩蔽的响度

如果一个微弱的声音落在上面所述的最高的频率区内，它就能够被两旁的激励部份地或全部掩蔽掉，因此它并不产生特定的响度。

7.3.1.3　等响声级

耳朵对不同的频率并不是同样灵敏的；可以用等响级曲线来比较信号声级已经被物理方法测得的不同频率的声音所产生的声响度。在一个“声压级与频率的关系”的图上，这些曲线把对应于等声响感觉的点连起来，包括那些位于闻阈处的点。

7.3.2　一个复杂的声音的总响度

用三分之一倍频程①的频谱分析，Zwicker 方法［20］与下列的双重修正一同用来计算稳态信号的响度：

— 通过把每个三分之一倍频程频带内的声压级转换为特定的响度，
— 通过经过掩蔽效应加权的特定的响度的求和。

7.3.3　响度的计算机测量

由于每个三分之一倍频程频带的声压级是已知的，所以这种测量是可能的。可用于这种响度计算的 FORTRAN 程序在［21］中叙述。

注—Zwicker 算法有两种不同的变形：一种用于自由场收听，第二种用于扩散场收听。在［16］、［17］中所指的结果是用的第一种变形。这两种变形用来确定 R25和 LR 时都能够获得满意的结果。

7.4　Zwicker 方法在测量响度损耗（LL），即 R25当量（R25E）和响度评定值（LR）中的应用

7.4.1. 客观 LL 测量方法的基本原理

作为下面的仪表测量方法的基础的原理，类似于在图7-1和7-2中所说明的用于 R25当量和 LR 的主观测定方法。在这种方法之中：

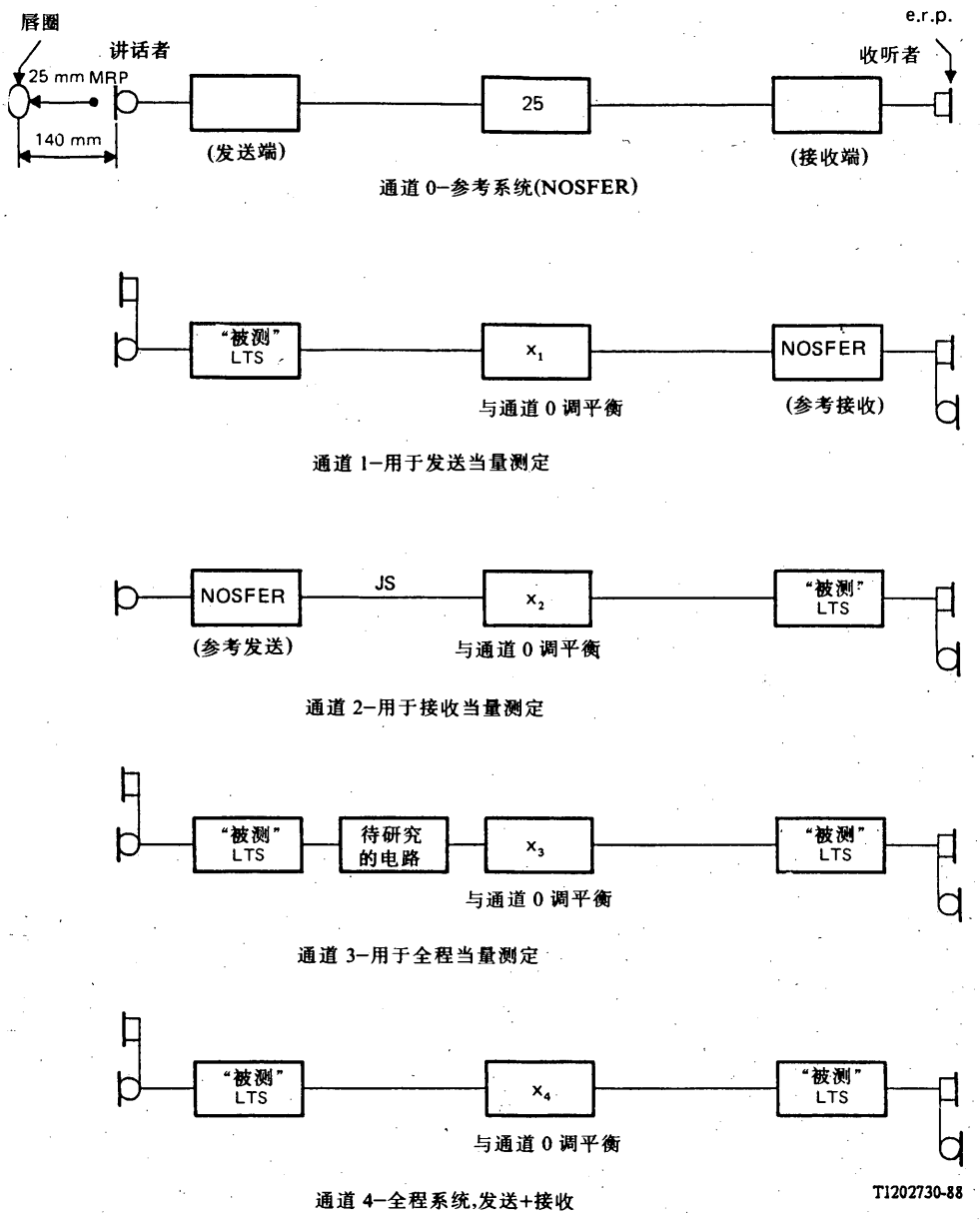
a）　话音信号用声仿真话音代替。声仿真话音的频谱特性在建议 P. 51中给出。
b）　参考的参数和信号是根据 P. 42（红皮书）和 P. 48中定义的 NOSFER 和 IRS 的作为频率函数的标称效率特性计算得到的。它们是：
　— 声仿真话音通过参考传输系统传输后得到的电仿真话音，
　— NOSFER 的参考响度（RL），

① 假如低于280Hz 的频带用合适的方法组合起来的话，三分之一倍频程频带是临带频带的很好的近似。

— 比较 NOSFER 和 IRS 通路等响所得到的损耗 x_2。

c) 把对应于声泄漏的“LE”值用作为仿真耳与真耳差别的修正项。

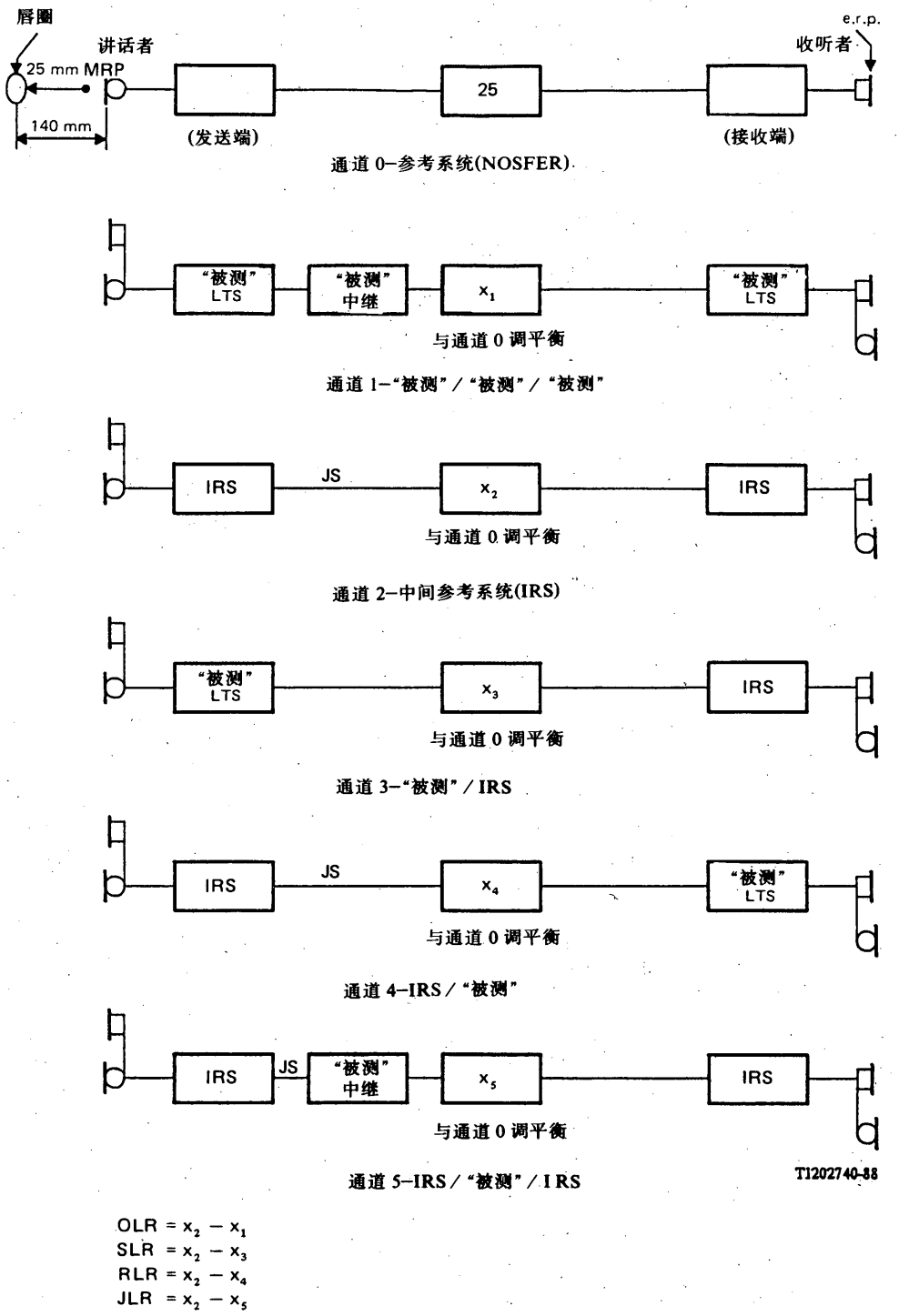
d) 话务员对声响度的评定改为稳态噪声响度的计算。稳态噪声是用标准化的仿真耳测听的。计算按 Zwicker 算法进行。



SR25E = 25 − x_1
RR25E = 25 − x_2
OSR = 25 − x_3
OVE = 25 − x_4
LTS 市话系统

图7-1

按建议 P. 72（红皮书）测定 R25当量的主观方法所使用的通道设置



$OLR = x_2 - x_1$
$SLR = x_2 - x_3$
$RLR = x_2 - x_4$
$JLR = x_2 - x_5$

图7-2

按建议 P. 48（红皮书）测定响度评定值的主观方法所使用的通道设置

7.4.2 参考信号和参数的特性

用于客观地表征图7-1和7-2中的语言通信的参考信号和参数在这里予以定义。

注 — 不管是真嘴真耳，还是仿真嘴仿真耳，嘴和耳的参考点（MRP 和 ERP）都不会改变（建议 P.64 的附件 A），而且标准化过的讲话位置也是相同的。

— 声仿真话音：在 MRP 处定义。对其频谱特性，见表2/P.51。
— 电仿真话音：这些话音在图7-1和7-2的 JS 点处替代经由 NOSFER 或 IRS 传来的真实话音。对其频谱特性，见表7-1和7-2（分别在 N_T 和 N_S 列中）。
— 参考响度（RL）：当声仿真话音加到 MRP 时，在“通道0”的 ERP 处的声信号响度。

$$RL = 21.1 \text{ 音}$$

— x_2按图7-4的流程图，对（图7-2的）通道0和通道2取得等响对所算得的损耗。

$$x_2 = 21.5 \text{ dB}$$

— 声泄漏“LE”：在两种情况下作了规定：
  i) 对电话机受话器（表4/P.79）
  ii) 对 NOSFER 耳机（表7-3中的 LE_R）。

表7-1
NOSFER 的电仿真话音
（NOSFER 发送系统的输出）

频率（Hz）	N_T（dBV）	频率（Hz）	N_T（dBV）
100	−29.7	1000	−20.3
125	−24.7	1250	−22.1
160	−21.4	1600	−24.3
200	−19.2	2000	−26.0
250	−18.6	2500	−27.8
315	−18.4	3150	−28.1
400	−18.7	4000	−29.9
500	−18.7	5000	−34.8
630	−18.8	6300	−42.7
800	−19.4	8000	−46.4

表7-2

IRS 的电仿真话音

（IRS 发送系统的输出）

频率（Hz）	N_S（dBV）	频率（Hz）	N_S（dBV）
100	−68.9	1000	−22.6
125	−55.3	1250	−23.3
160	−42.0	1600	−23.6
200	−33.6	2000	−24.8
250	−27.7	2500	−25.1
315	−23.8	3150	−26.8
400	−21.7	4000	−67.0
500	−21.0	5000	−82.8
630	−21.5	6300	−104.5
800	−21.9	8000	−120.5

表7-3

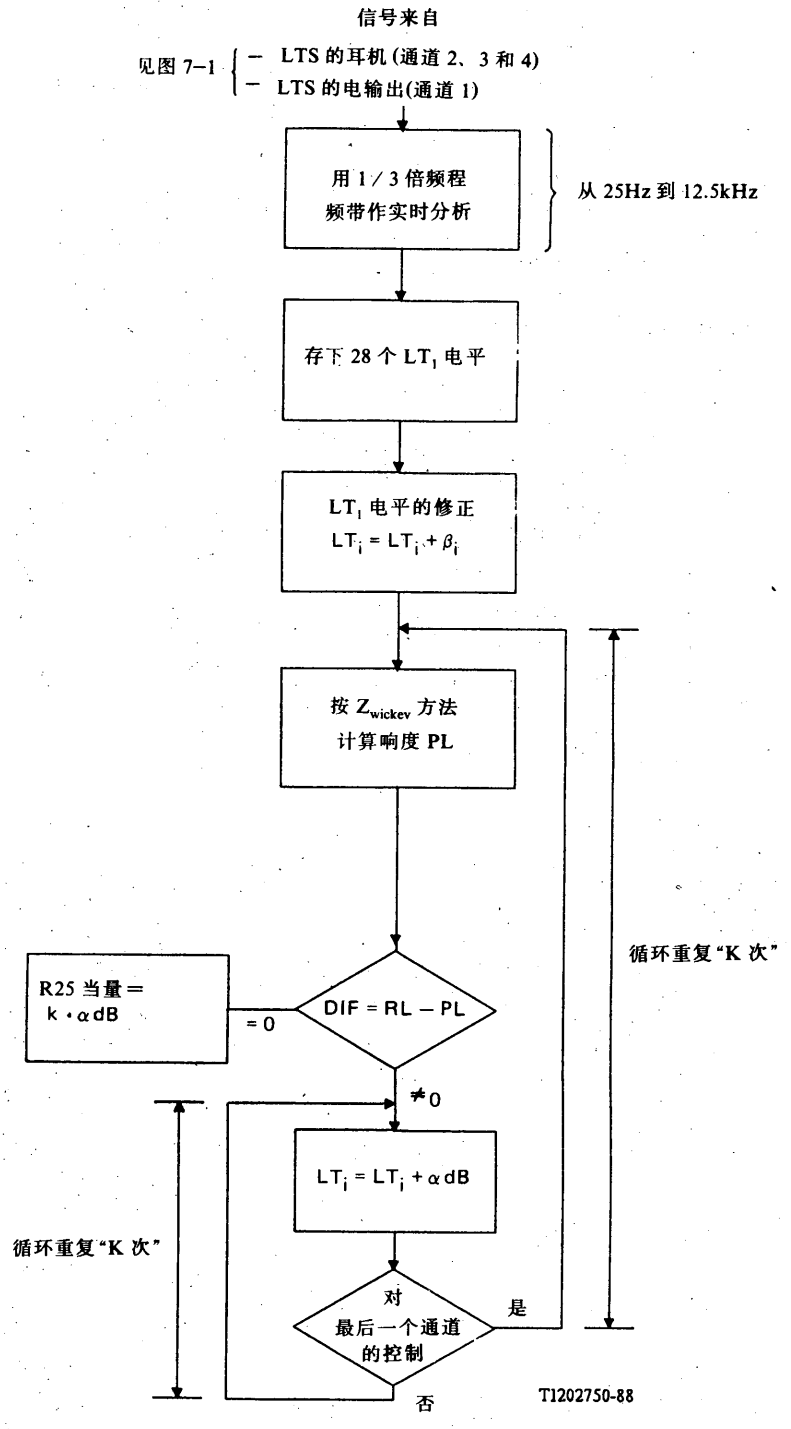
NOSFER 耳机的声泄漏

频率（Hz）	LE_R（dB）	频率（Hz）	LE_R（dB）
100	0.9	1000	−4.5
125	0.2	1250	−3.9
160	−0.6	1600	−4.6
200	−1.6	2000	−3.3
250	−2.9	2500	−3.2
315	−4.2	3150	−3.3
400	−5.3	4000	−3.7
500	−5.4	5000	−2.9
630	−4.9	6300	−0.8
800	−4.6	8000	−0.8

7.4.3 响度损耗计算

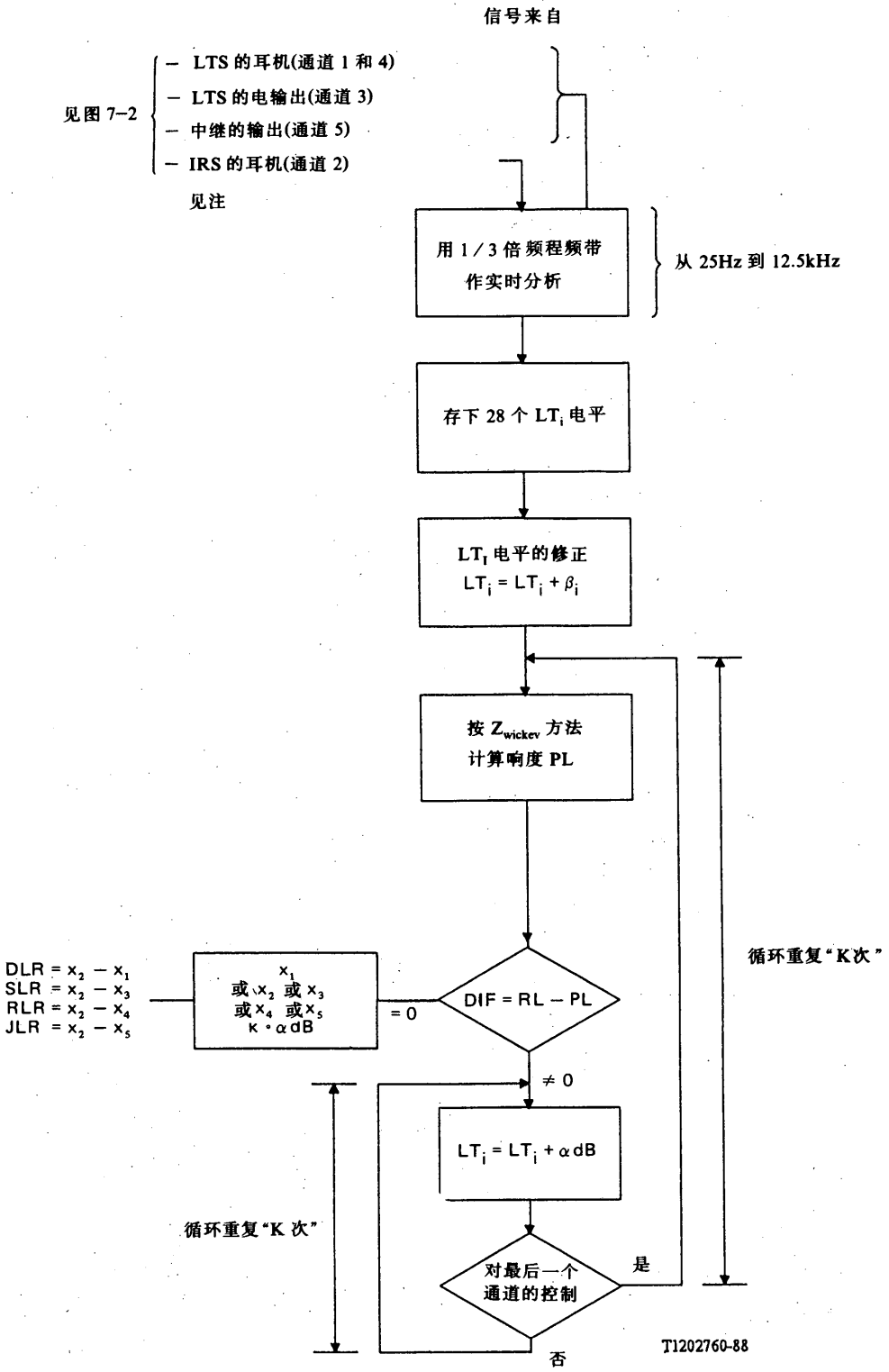
总的来说，测量是在于比较和使得参考响度（RL）等于待研究的各种各样的通道的响度（图7-1和7-2）。然而，考虑到这些通道结构上的改变（见§7.4.2），因此主观和客观方法之间的类比只有在计算这些通道的响度、和将其与参考系统相比较之前，先把表征这些通路的信号加以修正后才成为可能。（图7-3和7-4的 β_i 项：它是参考接收系统的标称灵敏度/频率的声泄漏）。

然后 R25当量和 LR 就按图7-3和7-4中的流程图算得。



PL: 待研究的通道响度
RL: 参考响度
i: 从 1 到 28 之间变化
αdB: LTi 声级按 dB 变化的分档(正或负)
k: 对应于 R25 当量的循环次数
β_i: 对接收和全程:声泄漏 LE(建议 P.79)
对发送:NOSFER 耳机的声泄漏 LE$_R$
NOSFER 系统的灵敏度:25dB

图7-3
计算 R25当量用的流程图



PL: 待研究的通道响度
LR: 参考响度
i: 从 1 到 28 之间变化
αdB: LTi 声级按 dB 变化的分档(正或负)
k: 对应于 X_i 值的循环次数
β_i: 对接收和全程:声泄漏 LE(建议 P.79)
对发送和中继:IRS 接收灵敏度的声泄漏 LE(建议 P.79)

注—作为一个例子,画出了计算 X_2 的步骤。X_2= 常数=21.5dB。

图7-4

计算 LR 用的流程图

7.5 法国主管部门的 CERF 仪器的总的构成

图7-5的方框图表明该完成上述性能的测量仪器的各主要部件是如何组合在一起的。[22] 中给出该仪器的各种功能和特点的更详细的说明。

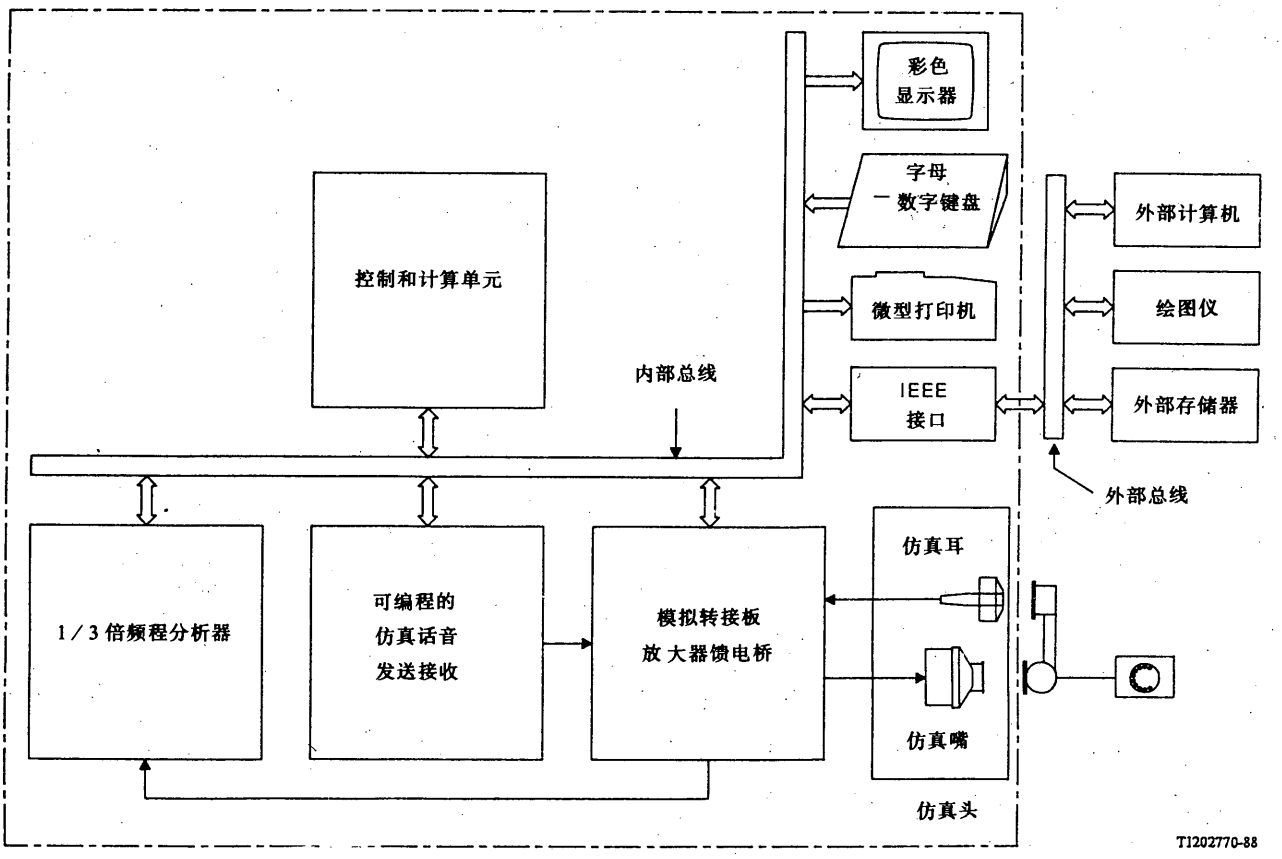


图7-5

法国主管部门的 CERF 系统的方框图

8 德意志联邦共和国主管部门所使用的 OREM-B 响度损耗方法的情况

（德意志联邦共和国主管部门供稿）

8.1 定义

在德意志邮政总局的管辖范围内，响度评定值的测量是按照 DIN44013“客观参考当量测量仪 OREM-B，其构造和应用”进行的。

8.1.1 OREM-B 与响度相关的评定值，BD

根据定义，在 DIN44013所规定的测量条件下，如果到达 SFERT 传声器的声压为1.6P_a，而在 Braun 耳中的声压为1.07P_a 时，BD 为零。

8.1.2　OREM-B 发送响度，SBD

发送响度是通过使测试对象（如连同馈电桥，以及可能还连同所连接的线路和其他设备的电话机）作为一个电的发送器工作，并把在600欧的终端阻抗上所测得的电压与参考电压相比较而确定的。

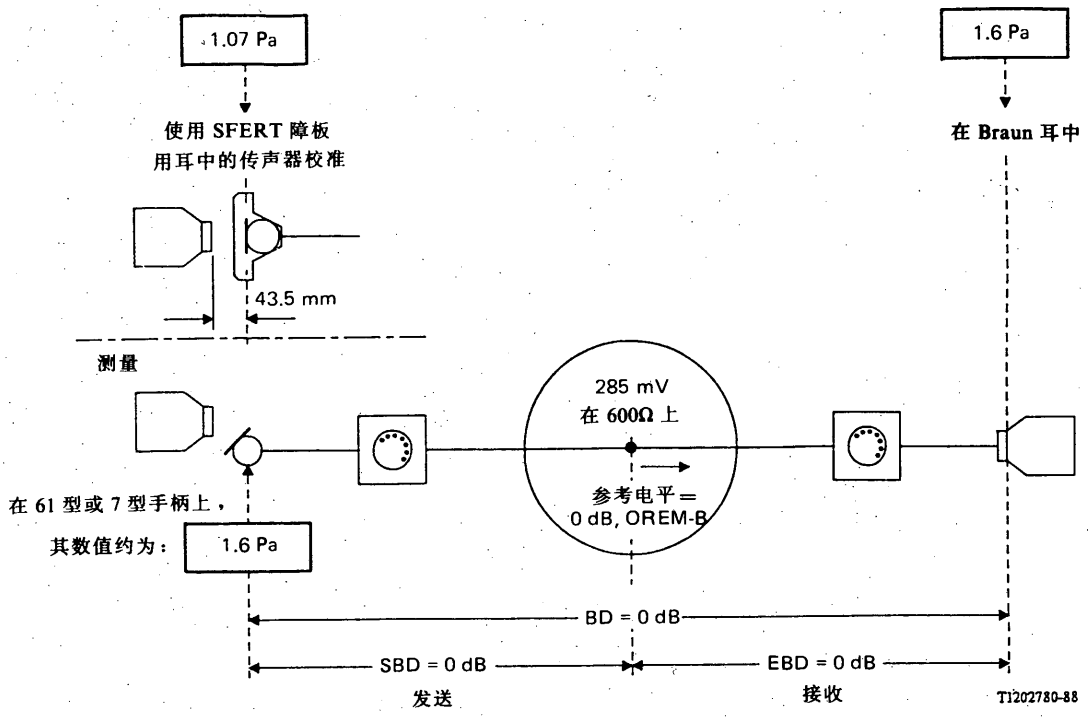


图8-1

OREM-B 仪器的方框图

根据定义，如果在 SFERT 传声器处存在1.07Pa 的声压时，它的输出电压为285mV，则“SBD”为零（见图8-1）。

8.1.3　OREM-B 接收响度，EBD

接收响度是通过使测试对象（如连同馈电桥，以及可能还连同所连接的线路和其他设备的电话机）作为一个电的接收器工作，并把在 Braun 耳中所测得的声压与参考声压相比较而确定的。

根据定义，如果在发送器的开路电压为570mV 时（内阻为600欧），所测得的声压为1.6Pa，则“EBD”为零（见图8-1）。

8.1.4　OREM-B 全程响度，OBD

（一个电话连接的全程响度（OBD））：通过把一个完整的电话连接，可能还连同内部插入的线路和其他设备，与 OREM-B 参考发送器和接收器相比较而确定的参考当量（见图8-1）。

8.1.5　OREM-B 侧音响度，RBD

侧音响度是通过同一个测试对象（如接有特定的终端阻抗的电话机）从送话器到受话器的传输中，把

受话器的声压与参考声压相比较而确定的。

根据定义，如果在 SFERT 传声器上的声压为1.07Pa 时，在 Braun 耳中的声压为1.6Pa，则 RBD 为零。

8.2 与建议 P.64所不同的测量条件

— 不是用按照建议 P.76的附件 A 中的手柄位置[响度评定值保护环位置(LRGP)]，而是用按照建议 P.72的位置［参考当量讲话位置（RESP）（红皮书)]。

— 不是用 IEC 耦合器，而是用 Braun 耦合器。

— 使用了按照建议 P.51的仿真嘴。

— 仿真嘴的校准不是在自由声场条件下进行的，而是借助于 SFERT 声障板进行的。在 SFERT 声障板中所建立起来的声压是通过在信号发生器部分的一个适当的滤波器来补偿的。在 SFERT 声障板中的与嘴唇平面的距离为43.5mm 的传声器膜片上（见图8-2)，声压定为1.07Pa（声压级：94.6dB)。在200Hz 到4000Hz 的范围内，声压应该尽可能地不随频率而变。在这个过程中，SFERT 滤波器是在起作用的。

— 通过调整环路，声压保持在校准值不变（与测试对象无关)。

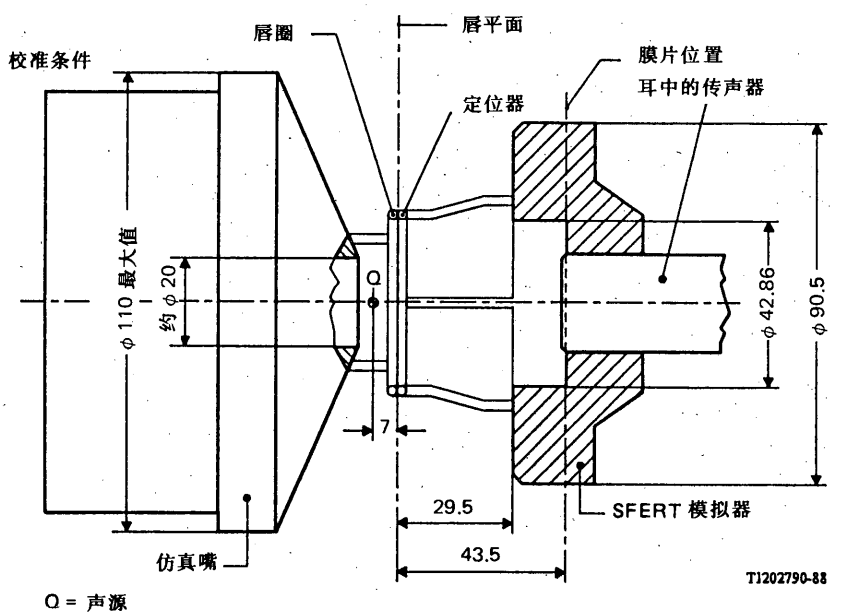


图8-2

仿真嘴的校准装置

8.3 算法

扫频正弦信号的连续电压 u_1、u_2……u_n 按照下列规律相加：

$$u^m = (u_1^m \cdot t_1 + u_2^m \cdot t_2 + u_3^m \cdot t_3 + \cdots u_n^m \cdot t_n) \cdot \frac{1}{\sum ti}$$

对趋近于0的 t_i：

$$u^m = (1/T) \int_0^T [u(t)]^m dt$$

指数 m 为0.6。
指示器的暂态稳定时间为3.5秒。
扫描频率200…4000…200Hz 与时间成对数关系，每秒一个完整的扫描循环。

附 件 A

（附于增补19号，§5.3中引用）

E 因子系数

对“宽带的”f_1……f_N，给出了衰减值 L_i。“宽带的”LR（W）用以下算法计算：

$$\left.\begin{aligned} LR\ (W) &= L_o\ (W) + L_m\ (W) \\ L_m\ (W) &= -\ (1/b)\ \log_{10}\sum_{i=1}^{N} K_{wi} 10^{-bLi} \end{aligned}\right\} \tag{A-1}$$

为简短起见，我们用以下标记：

$$b = m/10 \tag{A-2}$$

“共用”频带 LR 在较窄的范围内计算：

$$f_{N1} \cdots f_{N2} \qquad f_{N1} > f_1;\ f_{N2} < f_N$$

$$\left.\begin{aligned} LR &= L_o + L_m \\ L_m &= -\ (1/b)\ \log_{10}\sum_{i=N_1}^{N_2} K_i 10^{-bLi} \end{aligned}\right\} \tag{A-3}$$

按照 K_i 系数的定义，我们有

$$\left.\begin{aligned} \sum_{i=1}^{N} K_{wi} &= 1 \\ \sum_{i=N_1}^{N_2} K_i &= 1 \end{aligned}\right\} \tag{A-4}$$

两种算法之间的关系按下述定义：
对一个频带被严格限制的系统，即它的 $L_1 \cdots L_{N1} = \infty$，我们令

$$LR\ (W) = LR \tag{A-5}$$

再设定

$$K_{wi}/K_i = D; \qquad \text{一个常数} \tag{A-6}$$

因此我们得到

$$D=\sum_{i=N_1}^{N_2}K_{wi} \tag{A-7}$$

和

$$L_o=L_o\ (W)\ -\ (1/b)\ \log_{10}D \tag{A-8}$$

我们将使用以下的标记：

$$\sum{}'\ =\sum_{i=1}^{N_1-1}+\sum_{i=N_2+1}^{N} \tag{A-9}$$

在一般情况下，我们有：

$$LR\ (W)\ =L_o\ (W)\ -\ (1/b)\ \log_{10}\left\{\sum_{i=N_1}^{N_2}K_{Wi}10^{-bLi}+\sum{}'\ K_{Wi}10^{-bLi}\right\} \tag{A-10}$$

它使得

$$LR\ (W)\ =LR-\ (1/b)\ \log_{10}\left\{1+\sum{}'\ (K_{Wi}/D)\ 10^{-bLi}\right\} \tag{A-11}$$

由于式（A-11）中的求和 Σ' 项是小量，我们可以用一个级数表达式。因此：

$$LR\ (W)\ =LR-\Sigma'\ C_i10^{-bLi} \tag{A-12}$$

式中

$$C_i=K_{Wi}/\ (bD\ln10) \tag{A-13}$$

式（A-12）中的最后一项称作为响度改善值 E 因子。

$$E=\Sigma'\ C_i10^{-bLi} \tag{A-14}$$

在实际情况下“宽带”可以用来包括 $f_1=200$Hz 到 $f_{14}=4000$Hz 的范围，以及“共用频带”可用来包括 $f_3=315$Hz 到 $f_{13}=3150$Hz 的范围。“频带边缘”的频率是200、250和4000Hz。

用对于 OLR 的如在表 A-1中所列的 K_i 值，已对所讨论的几种 LR 算法算出了系数 C_i。（这些算法的细节，以及把 W_i 加权系数换算成 K_i 加权系数的方法在［11］和［7］中给出。）C_i 值在表 A-2中提供。

P. 79算法，或其平滑后的版本 P. 79/S 对频带边缘的特性不适合。分析原因是由于它们的频率加权已经表明是不大正确的（对低频作了过份的强调［7］）。

从表 A-2可以明显地看出这三种算法的 C_i 系数并没有很大的区别。由于可以期望在频带边缘处人的讲话和听觉特性有很大的不同，所以实际的 C_i 值不能是严格的。因此有理由可以使用“四舍五入”的数值：

$$C\ (0.2)\ =0.5;\ C\ (0.25)\ =1;\ C\ (4)\ =1\ \text{dB} \tag{A-15}$$

并取定 m＝0.2。

当计算“共用频带”LR 时应该使用什么算法?如在［11］和［7］中所表明的，有几种算法与主观测量几乎有同样好的相关性。最简单的一种是“C”算法，因此它就被选中了。

表 A-1

算法	m	K_{wi}		
		0.2kHz	0.25kHz	4kHz
P.XXE	0.225	0.0227	0.0389	0.0292
CH	0.2	0.0306	0.0439	0.0324
B	0.2	0.031	0.042	0.042
P.79/s	0.175	0.0536	0.0765	0.0243

表 A-2

算法	C_i			$\sum C_i$
	0.2kHz	0.25kHz	4kHz	
P.XXE	0.48	0.83	0.62	1.93
CH	0.74	1.06	0.79	2.59
B	0.76	1.03	1.03	2.82
平均	0.66	0.97	0.81	2.45

附 件 B

（附于增补19号，§6.3中引用）

获得了七十三种电话机的特性。其中：

a） 十三种取自 CCITT COM XII—No. 164（1977—1980），和

b） 五十三种来自 Barnes 先生的私人通信。

这些发送和接收灵敏度曲线的统计特性见图 B-1和 B-2。这些曲线通过用式（6-1b）计算后，减去了它们的“平均”灵敏度。

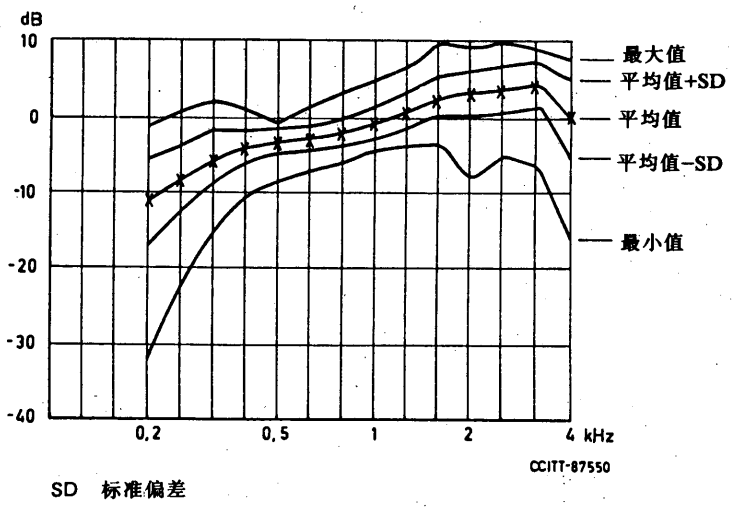


图 B-1

标称化后的发送曲线的统计特性

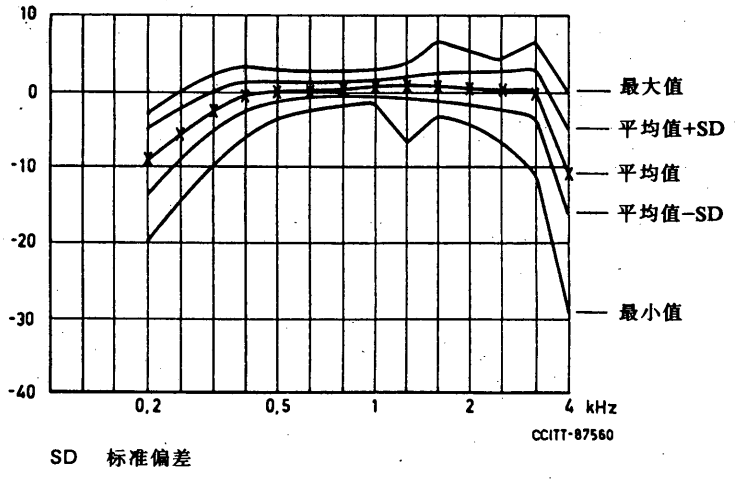


图 B-2

标称化后的接收曲线的统计特性

参 考 文 献

[1] IEEE Standard 661-1979, *Standard method for determining objective loudness ratings of telephone connections, IEEE*, New York.

[2] CCITT Draft Recommendation P.XXE, Question 15/XII, Annex 2 (II) Contribution COM XII-No. 1, Study Period 1977-1980, Geneva, 1976

[3] CCITT Contribution COM XII-No. 160, *Use of Zwicker's method for computing loudness ratings* (Australia), Study Period 1981-1984, Geneva, 1983.

[4] BARNES (J.): Private Communication, STL.

[5] CCITT Contribution COM XII-No. 10 (People's Republic of China), Study Period 1981-1984.

[6] CCITT Contribution COM XII-No. 55 (ELLEMTEL), Study Period 1981-1984.

[7] CCITT Contribution COM XII-No. 194 (ELLEMTEL), Study Period 1981-1984.

[8] CCITT Contribution COM XII-No. 98, *Calculation of loudness ratings for different bandwidths* (British Telecom), Study Period 1981-1984, Geneva, 1982.

[9] CCITT Contribution COM XII-No. 78, *Additivity of loudness ratings* (ELLEMTEL), Study Period 1981-1984, Geneva, 1982.

[10] CCITT Contribution COM XII-No. 111, *Choice of representative loss/frequency characteristics for electrical elements* (ITT/STL), Study Period 1981-1984, Geneva, 1983.

[11] CCITT Contribution COM XII-No. 176, *Loudness rating algorithms applied to some published data* (ELLEMTEL), Study Period 1981-1984, Geneva, 1984.

[12] CCITT Contribution COM XII-No. 4, *The stability of the CCITT test team.* Some comments. (ELLEMTEL), Study Period 1985-1988, Geneva, 1985.

[13] CCITT Contribution COM XII-No. 1, Question 15/XII (Annex 2), *Adapting loudness ratings for transmission planning*, Study Period 1985-1988.

[14] Private Communication from FTZ (Federal Republic of Germany).

[15] CCITT Contribution COM XII-No. 15, *Objective measurement and calculation of the reference attenuation of local cables* (Sweden), Study Period 1964-1968.

[16] CCITT Contribution COM XII-No. 111, *Subjective and objective comparison of results concerning loudness ratings (LR) and R25-equivalents (R25E)*, Study Period 1985-1988.

[17] CCITT Contribution COM XII-No. 58, *Determination of loudness ratings and R25 equivalents for operator headsets, taking acoustical leakage into account*, Study Period 1985-1988.

[18] CCITT Contribution COM XII-D.44 – WPXII/2 – Shangaï, 12-16 October 1987 Status Report of Question 17: "Loudspeaking telephones" (see COM XII-R 20, Study Period 1985-1988).

[19] CCITT Contribution COM XII-235, *Sending objective measurements of hands-free sets. Influence of artificial voices characteristics*, Study Period 1985-1988.

[20] ZWICKER, FELDTKELLER: Das Ohr als Nachrichtenempfänger, *S. Hirzel Verlag*, Stuttgart.

[21] PAULUS (E.) and ZWICKER (E.): Computer programmes for calculating loudness from third-octave band levels or from critical band levels, *Acustica*, 1972, Vol. 27, pp. 253-266.

[22] CCITT Handbook on telephonometry (CERF: an equipment for the objective measurement of various sorts of loudness used by the French Postal and Telecommunication Administration), ITU, Geneva, 1987.

中国印刷 ISBN 92-61-03445-4