



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

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

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

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

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

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



国 际 电 信 联 盟

CCITT

国 际 电 报 电 话 咨 询 委 员 会

蓝 皮 书

卷 Ⅲ.1

国际电话连接和电路的一般特性

建议 G.100-G.181



第 九 次 全 体 会 议

1988年11月14—25日 墨尔本

1989年 日内瓦



国际电信联盟

CCITT

国际电报电话咨询委员会

蓝皮书

卷 III.I

国际电话连接和电路的一般特性

建议 G.100-G.181



第九次全体会议

1988年11月14—25日 墨尔本

1989年 日内瓦

ISBN 92-61-03315-6



© 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 — 国际电话连接和电路的一般特性 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. 956 (第 XV 和第 XVIII 研究组)
- 卷 III. 6 — 非话信号的线路传输 声音节目和电视信号的传输 H 和 J 系列建议 (第 XV 研究组)
- 卷 III. 7 — 综合业务数字网 (ISDN) — 一般结构和服务能力 建议 I. 110-I. 257 (第 XVIII 研究组)
- 卷 III. 8 — 综合业务数字网 (ISDN) — 全网概貌和功能、ISDN 用户—网络接口 建议 I. 310-I. 470 (第 XVIII 研究组)
- 卷 III. 9 — 综合业务数字网 (ISDN) — 网间接口和维护原则 建议 I. 500-I. 605 (第 XVIII 研究组)

卷 IV

- 卷 IV. 1 — 一般维护原则：国际传输系统和电话电路的维护 建议 M. 10-M. 782 (第 IV 研究组)
- 卷 IV. 2 — 国际电报、相片传真和租用电路的维护 国际公用电话网的维护 海事卫星和数据传输系统的维护 建议 M. 800-M. 1375 (第 IV 研究组)
- 卷 IV. 3 — 国际声音节目和电视传输电路的维护 N 系列建议 (第 IV 研究组)
- 卷 IV. 4 — 测量设备技术规程 O 系列建议 (第 IV 研究组)

- 卷 V — 电话传输质量 P 系列建议 (第 XII 研究组)

卷 VI

- 卷 VI. 1 — 电话交换和信令的一般建议 ISDN 中服务的功能和信息流 增补 建议 Q. 1-Q. 118 (乙) (第 XI 研究组)
- 卷 VI. 2 — 四号和五号信令系统技术规程 建议 Q. 120-Q. 180 (第 XI 研究组)
- 卷 VI. 3 — 六号信令系统技术规程 建议 Q. 251-Q. 300 (第 XI 研究组)
- 卷 VI. 4 — R1 和 R2 信令系统技术规程 建议 Q. 310-Q. 490 (第 XI 研究组)
- 卷 VI. 5 — 综合数字网和模拟—数字混合网中的数字本地、转接、组合交换机和国际交换机 增补 建议 Q. 500-Q. 554 (第 XI 研究组)
- 卷 VI. 6 — 各信令系统之间的配合 建议 Q. 601-Q. 699 (第 XI 研究组)
- 卷 VI. 7 — 七号信令系统技术规程 建议 Q. 700-Q. 716 (第 XI 研究组)
- 卷 VI. 8 — 七号信令系统技术规程 建议 Q. 721-Q. 766 (第 XI 研究组)
- 卷 VI. 9 — 七号信令系统技术规程 建议 Q. 771-Q. 795 (第 XI 研究组)
- 卷 VI. 10 — 一号数字用户信令系统 (DSS 1) 数据链路层 建议 Q. 920-Q. 921 (第 XI 研究组)
- 卷 VI. 11 — 一号数字用户信令系统 (DSS 1) 网络层、用户—网路管理 建议 Q. 930-Q. 940 (第 XI 研究组)

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

卷 VII

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

卷 VIII

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

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

卷 X

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

- 卷 X.3 — 建议 Z.100 的附件 F.1: SDL 形式定义 介绍 (第 X 研究组)
 - 卷 X.4 — 建议 Z.100 的附件 F.2: SDL 形式定义 静态语义学 (第 X 研究组)
 - 卷 X.5 — 建议 Z.100 的附件 F.3: SDL 形式定义 动态语义学 (第 X 研究组)
 - 卷 X.6 — CCITT 高级语言 (CHILL) 建议 Z.200 (第 X 研究组)
 - 卷 X.7 — 人机语言 (MML) 建议 Z.301-Z.341 (第 X 研究组)
-

蓝皮书卷 III.1 目录

第一部分 — 建议 G. 100 至 G. 181

国际电话连接和电路的一般特性

建议	页
传输性能建议的索引.....	XI
总结有关线路传输建议的表格.....	XIII

第1章 — 国际电话连接和国际电话电路的一般特性

1.0 一般性建议

G. 100 卷 III.1 中使用的定义	3
G. 101 传输规划	9
G. 102 传输性能指标和建议	25
G. 103 假设参考连接	28
G. 105 用于串话研究的假设参考连接	37

1.1 关于一个完整国际电话连接的传输质量的一般建议

G. 111 国际连接中的响度评定值 (LR)	42
G. 113 传输损伤	63
G. 114 平均单向传播时间	84
G. 117 关于对地不平衡的传输问题 (定义和方法)	94

1.2 构成国际连接一部分的国内系统的一般特性

G. 120 国内网络的传输特性	108
G. 121 国内系统的响度评定值 (LR)	109
G. 122 国内系统对国际连接的稳定性、发话回声和受话回声的影响	126
G. 123 国内网中的电路噪声	138
G. 125 载波系统上的国内电路的特性	143

1. 3	由国际电路和国内延伸电路组成的 4 线链路的一般特性	
G. 131	稳定性与回声.....	143
G. 132	衰减失真.....	155
G. 133	群时延失真.....	156
G. 134	线性串话.....	157
G. 135	重建频率的误差.....	158
1. 4	国际电路 4 线链的一般特性；国际转接	
G. 141	衰减失真.....	159
G. 142	交换局的传输特性.....	160
G. 143	电路噪声和压扩器的使用.....	165
1. 5	国际电话电路和国内延伸电路的一般特性	
G. 151	适用于所有现代国际电路和国内延伸电路的一般性能指标.....	169
G. 152	适用于不超过 2500km 的长途电路的特性.....	174
G. 153	适用于长度大于 2500km 的国际电路的特性.....	175
1. 6	与长途电话电路有关的设备	
G. 161	适用于具有短或长传播时间电路的回声抑制器.....	178
G. 162	用于电话的压扩器特性.....	178
G. 163	呼叫集中系统.....	185
G. 164	回声抑制器.....	186
G. 165	回声抵消器.....	221
G. 166	大容量长途系统中电话用音节压扩器的特性.....	244
1. 7	使用国际电话连接网的专用电路和连接的传输规划情况	
G. 171	专用网的传输规划情况.....	251
G. 172	国际会议呼叫的传输规划情况.....	269
1. 8	传输系统的保护和修复	
G. 180	用于数字段、链路或设备的 N+M 型传输直接恢复系统的特性	272
G. 181	用于数字传输链路的 1+1 型恢复系统的特性	283

第二部分 — G 系列建议第 1 章的增补

增补 1	根据传输和交换规划而建立的国际连接的稳定度计算.....	289
增补 2	国际连接中的发话回声.....	289
增补 3	回声控制设备的评估.....	296
增补 10	有关使用分贝的建议 B. 4 的应用	296
增补 20	在假设参考连接中基本传输损伤的可能组合.....	296
增补 21	在国际连接规划中量化失真单元的使用.....	297
增补 24	关于一些处理编码信号的数字设备的量化失真单元的考虑.....	297
增补 25	在电话会议室安放话筒和扬声器的导则.....	297
增补 29	模/数混合 4 线电路链的指标	297
增补 30	陆地移动电话网的传输规划情况.....	308

卷 首 说 明

1. 在本卷中，“主管部门”一词是电信主管部门和被认可的私人营业机构的简略说法。
2. 红皮书中的建议 G. 106、G. 107 和 G. 108，已分别地以建议号 E. 800、E. 801 和 E. 830 转录到蓝皮书卷 II. 3 中。
3. 在本卷中，已中止使用“参考当量”(RE) 和“修改参考当量”(CRE)，而仅在建议中引用响度评定值(LR)。有关参考当量、修改参考当量和响度评定值之间的关系，在红皮书卷 III. 1 中有详尽的讨论。

PAGE INTENTIONALLY LEFT BLANK

PAGE LAISSEE EN BLANC INTENTIONNELLEMENT

传输性能建议的索引

(见注)

0 定义	建议
0.1 假设参考连接	G. 103、212、215、222、801
0.2 电平(语音信号、数据)	G. 101, § 5.3
0.3 参考点	G. 101、223, M. 120、580, G. 111、121
1 电平	
1.1 响度评定值	G. 111、121, P. 76
1.2 稳定度	G. 122、131
1.3 全程损耗变化	G. 122、131
2 幅度频率特性	
2.1 有效传输频带	G. 132、151
2.2 衰减失真	G. 132、141、151、165、232, H. 12
3 延时时间和群时延	
3.1 全程延时时间	G. 114、151, H. 12
3.2 群时延失真	G. 113、114、133、232、242
3.3 相位失真	G. 113、133
4 串话	
4.1 社会性串话	G. 134、221, P. 16
4.2 近端串话	G. 151, P. 16
4.3 去一回方向串话	G. 151、232
4.4 远端串话	G. 151
5 噪声	
5.1 电路噪声	G. 123、153、222、223
5.2 互调噪声	G. 223
5.3 空闲信道噪声	G. 712、713、792
5.4 数字量化噪声	G. 113、712、713
6 阻抗	
6.1 标称阻抗	G. 712、142
6.2 回损	G. 121、142、232
6.3 不平衡	G. 117
6.4 开环损耗	G. 122
6.5 回声	G. 131
6.6 线路阻抗	G. 111、121

7	非线性失真	
7.1	非线性失真	G. 151
7.2	幅度限制（峰值限制）	G. 232
7.3	量化失真	G. 111、712、713、714、733、792
8	瞬态损伤	
8.1	脉冲噪声	G. 113
8.2	相位突变	G. 113
8.3	增益突变	G. 113
8.4	跌落	G. 113
9	专用电路	
9.1	专用网	G. 171
9.2	会议连接	G. 172

注 — 本索引给出了有关传输性能的一些建议的部分目录，它不是全部性能建议的完整目录。关于传输质量方面的资料应参考 P 系列的建议。

总结有关线路传输建议的表格

表 1
由 CCITT 规定的有关国际电话电路^{a)}
和国际连接主要特性的摘要
(这个非常压缩的表格不是一个建议,
应查阅完整的建议)

		对一个国际电路 (1)	对一个完整连接或它的一部分 (2)
响度评定值		G. 111, § 2	对连接和对国内系统 G. 111, § 1; G. 121
标称 4 线 (传输规划见 G. 101)		0.0dB G. 101 数字 0.5dB G. 101 模拟 回声效果 (G. 131, § 2)	4 线链国内电路 G. 101, § 2.2; G. 121; G. 122
传输稳定性		G. 131, § 1	国内网平衡回损 G. 122
有效传输频带	以 Hz 为单位的限值	至少 300-3400 (G. 151, § 1)	6 个电路的 4 线链: 300-3400 (G. 132)
	在频率限值上的附加衰减	9dB (G. 151, § 1 和 G. 132)	9dB (G. 151, § 1 和 G. 132)
衰减/频率失真		G. 151, § 1; 图 1/G. 151	对 12 个电路的指标 (图 1/G. 132) 对数据: 见 H. 12
群时延 (t)		G. 114	对连接 (G. 114) $t \leq 150\text{ms}$, 无条件 $t \leq 400\text{ms}$, 有条件接受 对数据: 见 H. 12
相位失真 (来自群时延 t)		$t_m - t_{min} \leq 30\text{ms}^b)$ $t_M - t_{min} \leq 15\text{ms}^b)$ (G. 133)	对 4 线链 (G. 133) $t_m - t_{min} \leq 60\text{ms}$ $t_M - t_{min} \leq 30\text{ms}$ 对每一国内 4 线链 (G. 133) $t_m - t_{min} \leq 15\text{ms}$ $t_M - t_{min} \leq 7.5\text{ms}$
全程损耗随时间的变化		偏离标称值的平均值 $\leq \pm 0.5\text{dB}$ 标准偏差 $\leq 1\text{dB}$ 或 1.5dB (G. 151, § 3)	延伸电路: 如 (1) (G. 151) 所示 对数据: 见 H. 12
不同电路间的线性串话 (近端或远端串话比 Δ)		$\Delta \geq 65\text{dB}$ (G. 151, § 4 注 1 和 3)	延伸电路: 如 (1) (G. 151) 所示
两个传输方向间近端串话比		一般电路: $\geq 43\text{dB}$ (G. 151, § 4) 有话音集中器 $\geq 58\text{dB}$ 有回声控制器 $\geq 55\text{dB}$ (G. 151, § 4) (注 4)	延伸电路: 如 (1) (G. 151) 所示

表 1 (续)

		对一个国际电路 (1)	对一个完整连接或它的一部分 (2)
电路噪声		见表 1 的副表	
通路转换设备的 VF 阻抗		标称值 600Ω (G. 232, § 11.2)	
载波电路两端的频差		$\leq 2\text{Hz}$ (G. 135, G. 225)	
零相对电 平点功率	电话, 忙时平均功率	话音电流等 $22\mu\text{W}^{\text{c)}$ (G. 223) 电气信号+单音 $10\mu\text{W}$ (G. 223) (信令脉冲的功率见 G. 224)	
	话音频率电报	幅度调制, 当发送连续标志时功率 [H. 23, § 2.a)]	频率调制平均功率 [H. 23, § 2.b)]
	VFT 系统每通路最大功 率有:		
	24 路	$9\mu\text{W}$	$5.6\mu\text{W}$
	18 路	$15\mu\text{W}$	$7.5\mu\text{W}$
	12 路或更少一些	$35\mu\text{W}$	$11.25\mu\text{W}$
专用线电报和电话		电报电平 $\leq -13\text{dBm0}$ (H. 32) ^{d)}	
相片传真		幅度调制 -3dBm0 , 频率调制 -13dBm0 (H. 41)	
在租用电路上传输数据的最大功率 (H. 51, § 1) ^{d)}		在用户线上 1mW 频率 $\geq 2400\text{Hz}$ 见 G. 224	
		频率调制: -13dBm0 或 -20dBm0 幅度调制: $\geq -13\text{dBm0}$	
在交换网电路上传输数据的最大功率 (H. 51, § 2) ^{d)}		在用户线上 1mW 频率 $\geq 2400\text{Hz}$, 见 G. 224	
		频率调制或相位调制: $\geq 13\text{dBm0}$ 幅度调制: $\geq -13\text{dBm0}$	

m =有效传送的标称最小频率。

M =有效传送的标称最大频率。

\min =相应于最小群时延时间的频率。

a) 除非有其它的说明, 音频电报或相片传真的电路有相同的特性。

b) 这些数值适用于国际电路链。

c) 对假设参考电路的计算目标值或一般值。

d) 本建议含有使用的限制, 同样见建议 H. 34。

一 贯 表

表 1 的副表
由 CCITT 和 CCIR 对电话电路规定的噪声指标的摘要
(这个压缩的表不是一个建议, 应查阅完整的建议)

系统类型			一般指标					
			电缆 ^{a)} 或无线中继链路		单跳卫星链路	海底电缆 ^{a)}	所有系统	
考虑的电话电路 ^{b)}			国内 4 线延伸 电路 和从 250 至 2500km 的 国际电路	5000km 的电路	从 2500 至 约 25000km 的电 路 ^{c)}	从 7500 至 约 15000km 的电 路	从 2500 至 约 25000km 的电 路	6 个国际电路的链路
CCITT 的建议			G. 152 G. 212 ^{d)} G. 222 G. 226	G. 215	G. 153	G. 153	G. 143	G. 143
CCIR 的建议			391, 392 393, 395 396, 397			352 353		
假设参考电路(HRC)或考虑的典型电路			2500km ^{e)} 的 HRC 或类似 的实际电路	5000km ^{e)} 的 电 路	7500km ^{e)} 的 电 路	至少是 7500km 的基本 HRC	约 25000km 的 链路	大 于 25000km 的链路
建议的 指标	噪声计 功率	每小时平均值	总功率	10000pW			50000pW	
			终端设备	25000pW	2500pW0p		约 5000 至 7000pW0p	
			线路	75000pW 即 3pW/km	7500pW0p 2pW0p/km	15000pW ^{f)} 2pW/km 或 更 好 ^{g)}	10000pW ^{f)}	1pW/km ^{h)}
		对 1 分钟而言, 在每月 20% 的期 间内可超出的噪声值	线路	10000pW0p	5000pW0p	10000pW ^{f)}		约 1.5pW/km
		对 1 分钟而言, 能超出所示线路 噪声功率的时间占一个月的百 分数	475000pW 50000pW 63000pW	0.1	0.1	0.3 ^{f)}	0.3 ^{f)}	1pW/km, 对大 于 2500km 的 每一段
未加权的噪声		允许超出 10 ⁶ pW(5ms) 的时间占 一个月的百分数		0.1		0.3 ^{f)}	0.3 ^{f)}	

表 1 的副表(续)

		特殊指标							
在国内网中		无线—中继链路				在特定情况下,对流层无线—中继链路		明线线路	
由于国内传输系统引起的噪声	与 HRC 稍有不同的电路 $280 < L < 2500\text{km}$	与 HRC 非常不同的链路的组成				在一个全球连接中最多一个或两个电路	直到 2500km	大于 2500km	
		$50 \leq L < 280\text{km}$	$280 \leq L \leq 840\text{km}$	$840 \leq L < 1670\text{km}$	$1670 \leq L \leq 2500\text{km}$				
G. 123							G. 311	G. 153	
CCIR 建议	395	395	395	395	395	396; 392			
在国内链中长线路 FDM 载波系统的总长度 L 以 km 为单位						2500km ^{a)} 的 HRC	2500km ^{a)} 的 HRC	10000km 的电路	
$(4000+4L)\text{pW}$ 或 $(7000+2L)\text{pW}^{\text{b)}$							20000pW ⁱ⁾	50000pW ⁱ⁾	
							2500pW		
	$3L\text{pW}$	$(3L+200)\text{pW}$		$(3L+400)\text{pW}$	$(3L+600)\text{pW}$		17500pW		
	$3L\text{pW}$	$(3L+200)\text{pW}$		$(3L+400)\text{pW}$	$(3L+600)\text{pW}$	25000km			
	$\frac{L}{2500} \times 0.1$	$\frac{280}{2500} \times 0.1$	$\frac{L}{2500} \times 0.1$	$\frac{L}{2500} \times 0.1$	$\frac{L}{2500} \times 0.1$	0.5			
						0.5			

- a) 对这些系统,检查每小时平均达到的指标是足够的。
- b) 在建议 G. 143、G. 153 和 G. 442 中表示出电报的特殊指标。在建议 G. 143 和 G. 153 中表示出数据传输的指标。
- c) 对非常大的一些国家参见建议 G. 222, § 3。
- d) 参见本建议中考虑的假设参考电路细节。
- e) 在线路较短的场合,线路噪声指标在同一列中正比于长度。
- f) 暂时的。
- g) 对最坏电路的指标 $3\text{pW}/\text{km}$,如果实际电路大于 40000pW 它应装置压扩器。
- h) 对规划目的而言。
- i) 除了在极端不利的气候条件下。

一般说明:在表中所列出的全部数值,是相对于建立在所考虑系统上的电话电路(对于链为第一个电路)的零相对电平点而言的。此外(G. 123),在用户装置的线路终端由电力线感应的噪声计 e. m. f 应不超过 1mV 。
通过 4 线国内交换机的忙时噪声功率平均值: $\leq 200\text{pW}_p$ 。通过交换机的不加权噪声的限值: 100000pW 。

一 范 表

表 2

由 CCITT 规定的有关载波终端设备主要特性的摘要

(这个非常压缩的表格不是一个建议, 应查阅完整的建议)

	全部在电缆中的系统 (G. 232)	明线系统	
		3 路 G. 361	12 路 G. 232
在线路上的载漏电平			
a) 在 60—108kHz 频带内			
每路	≤-26dBm0	≤-17dBm0	≤-26dBm0
每群 ^{a)}	≤-20dBm0	≤-14. 5dBm0	≤-20dBm0
b) 在 60—108kHz 频带外	≤-50dBm0		≤-50dBm0
衰减/频带失真	图 1/G. 232 和 2/G. 232		
群时延	表 1/G. 232		
非线性失真	图 3/G. 232		
幅度限制	定义 (G. 232, § 8)		
串话比	可懂串话 ≥ 65dB (G. 232, § 9) 相邻通路间不可懂串话 ≥ 60dB (G. 232, § 9)		
HF 点间近端串话比 (A)	无回声抑制器 ≥ 47dB (G. 232, § 9) 有回声抑制器 ≥ 62dB (G. 232, § 9)		
音频点间近端串话比 (X)	无回声抑制器 ≥ 53dB (G. 232, § 9) 有回声抑制器 ≥ 68dB (G. 232, § 9)		
相对电平	G. 232, § 11; 表 2/G. 232		
阻抗	600Ω (G. 232, § 12)		
导频的保护和抑制	G. 232, § 13		

a) 在明线上传送部分基群时 (见建议 G. 232, § 5. 1)。

注 — 对 8 路和 16 路设备, 分别见建议 G. 234 和 G. 235。

表 3
由 CCITT 规定的有关基群和超群主要特性的摘要
(这个非常压缩的表格不是一个建议, 应查阅完整的建议)

	基群	超群	
有用分量与在 G. 242, § 1. 2 中规定的下述分量间的比	在 84kHz (G. 242) (dB) —可懂串话 ^{a)} 70 —不可懂串话 ^{a)} 70 —可能的串话 35 —带外有害 40 —带内无害 17	在 412kHz (G. 242) (dB) 70 70 35 40 17	
对保护导频频率的附加抑制 (G. 243)		在 308kHz±8Hz 至少 40dB 在 556kHz 和 30kHz±40Hz 至少 20dB (相对于 412kHz 值)	
对保护附加测量频率的附加抑制 (G. 243)		在 308 和 556kHz±20Hz 至少 20dB 在 308 和 556kHz±50Hz 至少 15dB (相对于 412kHz) (见图 1/G. 243)	
直通连接设备通带插入损耗的范围	相对于 84kHz 为±1dB (G. 242)	在 412kHz 为±1dB 对 SG1 和 $3 \leq 3dB$ (G. 242)	
直通连接设备在 10°C 和 40°C 之间插入损耗的范围	相对于在 25°C 的插入损耗在 84kHz 为±1dB (G. 242)	相对于 25°C 的插入损耗在 412kHz 为±1dB (G. 242)	
导频频率 (G. 241)	频率 (kHz) ^{b)}	精度 (Hz)	在零相对电平点处的绝对功率电平 (允差, 见 G. 241) (dBm0)
	84. 080	±1	-20
	84. 140	±3	-25
	104. 080	±1	-20
—基础超群	411. 860	±3	-25
	411. 920	±1	-20
	547. 920	±1	-20

a) 对电话 (G. 242)。

b) 对这些频率的使用见建议 G. 241。

c) 对 8 路群同样适用 (G. 234)。

表 3 的副表
由 CCITT 规定有关主群、超主群和 15 个超群组合主要特性的摘要

	主群	超主群	15 个超群组合
有用分量与在 G. 242, § 1.2 中规定的下述分量间的比	在 1552kHz (G. 242) (dB) 70	在 11096kHz (G. 242) (dB) 70	在 1552kHz (G. 242) (dB) 70
—可懂串话 ^{a)}	70	70	70
—不可懂串话 ^{a)}	70	70	70
—可能的串话	35	35	35
—带外有害	40	40	40
—带内无害	17	17	17
直通连接设备通带中插入损耗的变化	相对于在 1552kHz 的值为 ±1dB (G. 242)	相对于在 11096kHz 的值为 ±1.5dB, 在每一个主群中 为±1dB (G. 242)	相对于在 1552kHz 的值为 ±1.5dB, 在每一个超群中 为±1dB (G. 242)
直通连接设备在 10°C 和 40°C 之间插入损耗的变化	相对于 25°C 的插入损耗在 1552kHz 为±1dB (G. 242)	相对于 25°C 的插入损耗在 11096kHz 为 ± 1dB (G. 242)	相对于 25°C 的插入损耗在 1552kHz 为±1dB (G. 242)
在配线架上的相对电平 (G. 233)	(dB) -36	(dB) -33	(dB) -33
—发送	-36	-33	-33
—接收	-23	-25	-25 或 -33
在调制器输入端的回损	(dB) ≥20	(dB) ≥20	(dB) ≥20
主群、超主群或 15 个超群组合导频 (G. 241):	频率 (kHz)	频率 Hz	电平 (允差, 见 G. 241) dBm0
—基础主群	1552	±2	-20
—基础超主群	11096	±10	-20
—基础 15 个超群	1522	±2	-20

a) 对电话 (G. 242)。

表 4
由 CCITT 规定的有关明线载波系统特性的摘要
(这个非常压缩的表格不是一个建议, 应查阅完整的建议)

	在每一线对上工作的系统		
	3 路系统	8 路系统 G. 314c)	12 路系统
线路频率 一对单个系统	图 1/G. 361; (同样见 G. 361, § 1.1, 2.1, 2.2) 图 1/G. 361	图 1/G. 314 [G. 134, c)]	图 1/G. 311 或图 2/G. 311 见图 3/G. 311 和图 4/G. 311
导频 —频率	16.110 和 31.110kHz 或 17.800kHz ^{a)} (G. 361, § 1.3)	[G. 314, d)]	(G. 311, § 5)
—电平	-15dBm0		-20dBm0 ^{b)}
终端设备和中间增音机输出, 在相当于每路 800Hz 频率上的相对电平	≤17dBr (G. 361, § 1.2)	≤17dBr [G. 314, b)]	≤17dBr±1dBr (终端设备) ≤17dBr±2dBr (中间增音机设备) (G. 311, § 3)
导频和载频发生器的频率精度	2.5×10^{-5} (G. 361, §§ 1.3 和 1.8)	1×10^{-5} [G. 314, d)]	5×10^{-6} (G. 311, § 6)

a) 仅按照主管部门间协议使用。

b) 临时性的建议。

c) 本建议的文本见桔皮书卷 III.1, 日内瓦, 1976。

表 5

由 CCITT 规定的有关对称电缆线对载波系统特性摘要^{a)}

(这个非常压缩的表格不是一个建议, 应查阅完整的建议)

	系统			
	1、2 或 3 基群	4 基群	5 基群	2 超群
线路频率	图 2a) /G. 322	图 2b) /G. 322 方案 1 方案 1bis ^{b)}	图 2c/G. 322 方案 2 方案 2bis ^{b)}	图 4/G. 322 方案 3 和 4 方案 3bis ^{b)}
增音机输出相对电平 ^{c)} (低增益系统) (G. 322, § 2.2.1)	-11dB _r	-14dB _r	-14dB _r	-14dB _r
增音机输出相对电平 ^{c)} (电子管型系统) (G. 324, B, b)) ^{d)}	+4.5dB _r ±2dB	+1.75dB _r ±2dB	+1.75dB _r ±2dB	+1.75dB _r ±2dB
增音机和线路阻抗的回损	$\leq 0.15 \sqrt{\frac{f_{\max}}{f}}$ 或者 ≤ 0.25	$\leq \sqrt{\frac{f_{\max}}{f}}$ 或者 ≤ 0.10	$\leq 0.15 \sqrt{\frac{f_{\max}}{f}}$ 或 ≤ 0.10 (低绝缘电缆) $\leq 0.15 \sqrt{\frac{f_{\max}}{f}}$ 或 ≤ 0.17 (II bis 类型和 III bis 类型电缆 ^{b)} , G. 611)	
增音机输入处相对电平 ^{c)}	$\geq -56.5 \text{dB}_r$ [G. 324, B, b)]			
导频	对另一个方法见图 5/G. 322			60kHz ± 1Hz 和 556kHz ± 3Hz (G. 322, § 1.4.2)
监示频率 (低增益系统)	(G. 322, § 2.2.2)			
谐波失真 (低增益系统)	见表 1/G. 322			
谐波失真 (电子管型系统)	见表 1/G. 324 ^{d)}			

a) 对 12+12 系统, 见建议 G. 325 和 G. 327。

b) 仅按照主管部门间协议使用。

c) 不适用于供电增音机。

d) 本建议的文本见桔皮书卷 III.1, 目内瓦, 1976。

表 6
由 CCITT 规定的有关 2.6/9.5mm 同轴
电缆载波系统特性的摘要

(这个非常压缩的表格不是一个建议, 应查阅完整的建议)

	系 统			
	2.6MHz ^{a)} (1)	4MHz (2)	12MHz (3)	60MHz (4)
线路频率	图 1/G. 337 ^{d)} 和图 1/G. 338 ^{d)}	图 1/G. 338 ^{d)} 和图 3/G. 332	图 1/G. 332 到 图 4/G. 332	图 1/G. 333 和 图 2/G. 333
导频频率 —线路调节导频	60kHz±1Hz 或 308kHz±3Hz 2604kHz±30kHz [G. 337 ^{d)} , A, b)]	60kHz±1Hz 或 308kHz±3Hz 4092kHz±40Hz 和见 G. 338 ^{d), b) 1)}	对电子管型系统 4287kHz±49.2Hz [G. 339 ^{d)} , b) 1)] 对晶体管系统 12435kHz± 124.3Hz (G. 332, § 2.1)	4287kHz±42.9Hz 12435kHz ±124.3Hz 22 372kHz ±223.7Hz 40 920kHz ±409.2Hz (G. 333, § 2.1)
—辅助线路调节导频	[G. 337 ^{d)} , A, b)]	[G. 338 ^{d)} , b) 1)]	对电子管型系统 308kHz±3Hz 和 12435kHz ±124.3Hz [G. 339 ^{d)} b) 1)] 对晶体管系统 308kHz±3Hz 4287kHz±42.9Hz (G. 332, § 2.1)	
频率比较导频 —国内	如 (2) 所示	60 或 308kHz 1800kHz ^{b)} [G. 338 ^{d)} , b) 2)]	300 或 308kHz (G. 332, § 2.2)	
—国际	如 (2) 所示	1800kHz [G. 338 ^{b)} b) 2)]	308 和 1800kHz 300kHz ^{b)} 808kHz ^{b)} 和 1552kHz ^{b)} (G. 332, § 2.2)	4200 或 8316kHz (G. 333, § 2.2)
附加测量频率	[G. 337 ^{d)} , A, c)]	[G. 338 ^{d)} , b) 4)]	(G. 332, § 2.3) 和 [G. 339 ^{d)} , b), 3)]	(G. 333, § 2.3)
线路调节导频和附加测量频率的电平 —调节值	如 (2) 所示	-10dBm0 ±0.5dB [G. 338 ^{d)} , b)]	-10dBm0 ±0.5dB [G. 332, b) 1)]	如 (2) 所示
—电平误错	如 (3) 所示	对相同系统 -1.2Nm0 [G. 338 ^{b)} b)]	对电子管系统 -1.2Nm0 [G. 339 ^{d)} , b)]	如 (3) 所示
—随时间的变化	如 (3) 所示	如 (3) 所示	±0.1dB (G. 332, § 2.1)	如 (3) 所示
		如 (3) 所示	±0.3dB (G. 332, § 2.1)	如 (3) 所示

表 6 (续)

	系 统			
	2. 6MHz ^{a)} (1)	4MHz (2)	12MHz (3)	60MHz (4)
增音机和线路间的阻抗失配 N (如 G. 332, § 3 中的规定)	对 $f < 300\text{kHz}$ $N \geq 40\text{dB}$ [G. 338 ^{b)} , e)] 对 $f > 300\text{kHz}$ $N \geq 45\text{dB}$ [G. 338 ^{d)} , e)]		对 $300 \leq f \leq 5564\text{kHz}$ $N \geq 48\text{dB}$ [电子管型系统 G. 339 ^{d)} , e)] 对 $f = 300\text{kHz}$ $N \geq 48\text{dB}$ 和 $f = 800\text{kHz}$ $N \geq 55\text{dB}$ (晶体管系统 G. 332, § 5)	$N = 65\text{dB}^c)$ (G. 333, § 5)
在线路上的相对电平			[G. 332, f)] 和 [G. 339 ^{d)} , f)]	(G. 333, § 6)

- a) 此外, 还规定电话使用 6MHz 系统 (见 G. 337^{d)} B)。
- b) 仅按照主管部门间协议使用。
- c) 对电话传输 65dB 值是有效的。
- d) 建议 G. 337、G. 338 和 G. 339 的文本, 见桔皮书卷 III. 1, 日内瓦, 1976。

表 7
由 CCITT 规定的有关 1.2/4.4mm 同轴电缆
载波系统特性的摘要

(这个非常压缩的表格不是一个建议，应查阅完整的建议)

	系 统			
	1.3MHz	4MHz	6MHz	12MHz
线路频率	图 1/G. 341	图 1/G. 343 的方案 1 和 2	图 1/G. 344 的方案 1、2 和 3	(G. 345)
导频频率 —线路调节导频	1364kHz±13.6Hz (G. 341, § 2.1)	见 G. 343, § 2.1 和方案 1 [G. 338, b) ^{c)} 1]; 方案 2 (G. 332, § 2.1)	308kHz±3Hz (G. 344)	除了匹配之外，本建议的一些规定出现在建议 G. 332 中(见前表 6)。
—辅助线路调节导频	60kHz±1Hz 或 308kHz±3Hz (G. 341, § 2.1)	4287kHz ±42.8Hz ^{a)} (G. 343, § 2.1)	4287kHz ±42.8Hz ^{b)} 6200kHz ±62Hz (G. 344, § 2.1)	
—频率比较导频	60kHz 或 308kHz (G. 341, § 2.2)	方案 1 [G. 338 ^{c)} , b) 2] 和方案 2 (G. 332, § 2.2)	方案 1 和 2 [G. 338 ^{c)} , b) 2] 方案 3 (G. 332, § 2.2)	
附加测试频率	(G. 341, § 2.3)	(G. 343, § 2.3)	(G. 344, § 2.3)	
线路调节导频电平 和附加测量频率 —调节值	-10dBm0 或 对某些系统 -1.2Nm0 (G. 341, § 2)	-10dBm0 (G. 343, § 2)	-10dBm0 (G. 344, § 2)	
—容差		(G. 343, § 2)	(G. 344, § 2)	
增音机和线路 间的阻抗匹配	对 6km 增音段 $N \geq 54\text{dB}$ 对 8km 增音段 $N \geq 52\text{dB}$ (G. 341, § 5)	对 $f = 60\text{kHz}$ $N \geq 50\text{dB}$ 对 $f \geq 300\text{kHz}$ $N \geq 57\text{dB}$ (4km 增音段, G. 343, § 5)	对 $f \geq 300\text{kHz}$ $N \geq 60\text{dB}$ 对 $f = 60\text{kHz}$ $N = 50\text{dB}$ (3km 增音段, G. 344, § 5)	对 2km 增音段 $N = 63\text{dB}$ (G. 345)
在线路上和相互连接 处的相对电平	(G. 341, § 6)	在 4028kHz 处 -9dB _r 或在 4287kHz 处 -8.5dB _r (G. 343, § 6)	-17dB _r (G. 344, § 5)	(G. 332, § 6)

a) 仅按照主管部门间协议使用。

b) 仅按照主管部门间协议使用。

c) 本建议的文本，见桔皮书卷 III.1，日内瓦，1976。

表 8
由 CCITT 规定的有关国际电路节目
传送主要特性的摘要

(这个非常压缩的表格不是一个建议，应查阅完整的建议)

	电路类型 ^{a), b)}			
	15kHz ^{c), d)}	10kHz ^{e)}	5kHz ^{b)}	7kHz
由整个链路传送的有效频带 (kHz) 在这些限值频率上的附加衰减	0.04 至 15 在 0.04kHz 处 1.5dB 在 15kHz 处 3dB (J. 21) ^{d)}	0.05 至 10 4.3dB J. 22	0.07 至 5 3dB J. 23	0.05 至 7 3dB J. 23
衰减/频率失真	0.125 至 10kHz ±0.5dB (J. 21, § A. 3.1.1)			
在相对于群时延最小值的频率 $f(\tau_f)$ 处的群时延	15kHz $\leq 12\text{ms}$ 14kHz $\leq 8\text{ms}$ 0.075kHz $\leq 24\text{ms}$ 0.04kHz $\leq 55\text{ms}$ (J. 21)	10000Hz $\leq 8\text{ms}$ 1000Hz $\leq 20\text{ms}$ 50Hz $\leq 80\text{ms}$ (J. 22, § A. 3.2)	0.07kHz $\leq 60\text{ms}$ 5kHz $\leq 15\text{ms}$ J. 23	0.5kHz $\leq 80\text{ms}$ 0.1kHz $\leq 20\text{ms}$ 6.4kHz $\leq 5\text{ms}$ 7kHz $\leq 10\text{ms}$ J. 23
在声音节目零相对电平点的最大绝对电压电平	+9dB (J. 14) — 峰值电压 3.1V (图 3/J. 13)			
在载波电路中某一点处零相对电平的定义	不大于替换电话通道所给出负荷的电平 (J. 31, § 2)	如对电话是在 ±3dB 以内 (J. 14)		
在 J. 13 中规定的电路输入和输出处的标称相对电压电平	6dB (J. 14)			
相对电平随时间的变化	≤ ±0.5dB (日变化) (J. 21, § A. 2.3)	≤ ±0.5dB (日变化) (J. 22, § A. 2.3)	≤ ±0.5dB (日变化) (J. 23, § A. 2.3)	
可懂串话衰减 (近端或远端比)	0.04kHz $\geq 50\text{dB}$ 0.5kHz $\geq 74\text{dB}$ 5kHz $\geq 74\text{dB}$ 15kHz $\geq 60\text{dB}$ (J. 21, § A. 3.1.8)	在两个广播节目传输电路间或者进入声音节目中的电话间: $\geq 74\text{dB}$ 进入电话中的声音节目间: $\geq 65\text{dB}$ (分别见 J. 22 和 J. 23) ^{e)}		

表 8 (续)

	电路类型 ^{a),b)}			
	15kHz ^{c),d)}	10kHz ^{e)}	5kHz ^{f)}	7kHz
包含非线性串话的电路噪声	电平 $\leq -47\text{dBm}0\text{ps}$ (依照 J. 16 的新加权网络)	在下述终端处的噪 声计电压 1) 电缆电路 $\leq 6.2\text{mV}$ 2) 明线电路 $\leq 15.6\text{mV}$		

- a) 适用于规定在建议 J. 11 中的假设参考电路的特性。
- b) 在建议 J. 12 中描述的电路类型。
- c) 由 CCITT 规定的对 15kHz 立体声节目电路的附加特性 (见建议 J. 21)。
- d) 见 CCIR 建议 505。
- e) 对两个传输方向间的串话需要特别谨慎 (见建议 J. 18 和 J. 22)。
- f) 减少在基群链路中 (见建议 J. 17) 噪声影响采取的测量。
- g) 见 CCIR 建议 504。
- h) 见 CCIR 建议 503。

表 9
由 CCITT 规定的有关 PCM 终端设备音频模拟信号主要特性的摘要
(这个非常压缩的表格不是一个建议, 应查阅完整的建议)

在输入和输出端口测量的模拟特性 ^{a), b)}	测试信号			
	信号	频率范围	功率电平, x (dBm0)	
衰减/频率失真			优先选用的值: -10 另一个值: 0	图 1/G. 712
包络-时延失真			0	图 2/G. 712
空闲信道噪声 —加权 —单频 —由接收设备引起的				-65dBm0p -50dBm0p -75dBm0p
镜像频率	正弦波	>4kHz	x	<x-25dBm0
带外镜像信号的电平	正弦波	300~3400Hz	0	<-25dBm0
互调产物 — $2f_1-f_2$ —任何互调产物	两个正弦波 正弦波 正弦波	f_1 和 f_2 (Hz) 300-3400Hz 50Hz	-21< x <-4 -9 -23	<x-35dBm0 <-49dBm0
增益变化 —随输入电平 (基准 =在 -10dBm0 输入电平处的增益) —随时间 (稳定性)	白噪声 正弦波 正弦波	700-1100Hz 700-1100Hz	-55< x <-10 -10< x <3 -55< x <3	图 7a) /G. 712 图 7b) /G. 712 图 7c) /G. 712 在 10 分钟内 ±0.2dB 在一年内 ±0.5dB
串话 —通路间 —去-回	正弦波 白噪声 正弦波	700-1100Hz 300-3400Hz	0 0	<-65dBm0 <-60dBm0 >60
失真	高斯噪声 正弦波	700-1100Hz	-55< x <3 -45< x <0	图 5/G. 712 图 6/G. 712

a) 输入和输出端口的参数:

—600Ω 平衡, 4 线端口;
—在 300-3400Hz 频段内回损优于 20dB (临时建议)。

b) 对设备的正确应用见建议 G. 712 § 1。

第一部分

建议 G. 100 至 G. 181

国际电话连接和电路的一般特性



PAGE INTENTIONALLY LEFT BLANK

PAGE LAISSEE EN BLANC INTENTIONNELLEMENT

第 1 章

国际电话连接和国际电话电路的一般特性

1.0 一般性建议

建 议 G. 100

卷 III.1 中使用的定义

(1988 年订于墨尔本)

引言

已经发现下面给出的定义在研究电话连接和电话电路时是有用的。

出现在建议 G. 102 中的详细定义可作为参考，但在此不重述。

在此处没有叙述到的专用术语的定义，可在下述建议中找到：

- 建议 G. 106，对可用性和可靠性；
- 建议 G. 117，关于对地不平衡；
- 建议 G. 111 附件 A，关于语言传输性能；
- 本卷 1.6 节，关于回声抑制器、回声抵消器、压扩器等。

1 一般术语

1.1 假设参考连接 (HRX)

F: *communication fictive de référence*

S: *conexión fictiva de referencia (CFR)*

为了模拟或数字（或混合的）信号传输，在电信网中具有规定结构、长度和性能的一种假设连接。它用作一个模型，在这个模型中可以进行有关总的研究，从而允许与标准和指标相比较。

1.2 输入/输出 (建议 G. 111、G. 121 等)

F: *entrée/sortie*

S: *entrada/salida*

为指出在一个设备实体接口的传输方向所使用的术语。这些术语避免了在使用“传送/接收”或“发送/接收”时遇到的含糊不清的缺点。

1.3 相对电平（在电路的一点上）

F: *niveau relatif (en un point d'un circuit)*

S: *nivel relativo (en un punto de un circuito)*

用表达式 $10\log_{10} (P/P_0)$ dB 表示，式中 P 代表在相关点上 1000Hz 测试信号的功率， P_0 代表在传输参考点上该信号的功率。

注 — 这个数值与 P_0 无关，它是合成的增益（电平差）。进一步的说明见建议 G. 101，§ 5.3.2。

1.4 传输参考点

F: *point de référence pour la transmission*

S: *punto de referencia para la transmisión*

在每一通路的发送端或接近发送端的假想点（在 CCITT 规定的虚拟交换点之前），在计算标称相对电平时，把它作为“零相对电平点”来使用。

1.5 回损

F: *affaiblissement d'adaptation*

S: *pérdida de retorno*

表征两个阻抗 Z_1 和 Z_2 间匹配程度的量，它由下式给出：

$$L_R = 20\log_{10} \left| \frac{Z_1 + Z_2}{Z_1 - Z_2} \right| \text{dB}$$

2 传输性能指标

2.1 性能指标

F: *objectif pour la qualité de fonctionnement*

S: *objetivo de calidad de funcionamiento*

（在建议 G. 102 中规定）

2.2 设计指标

F: *objectif pour les projets*

S: *objetivo de diseño*

（在建议 G. 102 中规定）

2.3 交付指标

F: *objectif pour la mise en service*

S: *objetivo de puesta en servicio inicial*

（在建议 G. 102 中规定）

2.4 为维护目的用的限值（维护限值）

F: *limites de maintenance*

S: *limites de mantenimiento*

（在建议 G. 102 中规定）

3 传输损伤

3.1 群时延失真

F: distorsion de temps de propagation de groupe

S: distorsión por retardo de grupo

在所关心的频带中，给定频率群时延和最小群时延之间的差值。

3.2 量化失真单元 (qdu)

F: unité de distorsion de quantification (udq)

S: unidad de distorsión de cuantificación (udc)

(这个概念见建议 G. 113)

4 传播时间、回声和稳定度

4.1 平衡回损

F: affaiblissement d'équilibrage

S: atenuación de equilibrado

在 4 线终端装置 (混线线圈)，由于连接到 2 线终端的阻抗 Z_2 和平衡阻抗 Z_B 之间匹配程度引起的那部分半环损耗。它由下式近似地给出：

$$L_{BR} = 20 \log_{10} \left| \frac{Z_2 + Z_B}{Z_2 - Z_B} \right| \text{dB}$$

注 — 在大多数情况下，这个表达式是足够准确的。然而对于某些最坏情况，计算必须使用精确的表达式。精确表达式是：

$$L_{BR} = 20 \log_{10} \left| \frac{Z_0 + Z_B}{2Z_0} \cdot \frac{Z_2 + Z_0}{Z_2 - Z_B} \right| \text{dB}$$

式中 Z_0 是 2 线输入阻抗 (如果 $Z_0 = Z_B$ 则两个表达式相同)。

* 译注：原文 $L_{BR} = 20 \log_{10} \left| \frac{Z_0 + Z_B}{2Z_0} - \frac{Z_2 + Z_0}{Z_2 - Z_B} \right|$ 有误。

4.2 回声

F: écho

S: eco

达到这样一种程度的延迟的无用信号，例如在电话中，能觉察到它与有用的信号 (即直接传送的信号) 不同。

注 1 — 发话人回声和受话人回声有差别。

注 2 — 相对有用信号而言，回声通常是相当小的。

4.3 回声平衡回损

F: affaiblissement d'équilibrage pour l'écho

S: atenuación de equilibrado para el eco

按照建议 G. 122, § 4，在电话频带内，用 $1/f$ 功率加权平均的平衡回损。

4.4 回声控制设备

F: dispositif de réduction de l'écho

S: dispositivo de control de eco

放置在电路 4 线部分并用来降低回声影响的话音操作装置。

注 — 实际上，可以从电路回声中减去一个估计的回声（即消除它）或在传输通道中引入损耗以抑制回声（回声抑制），来减小回声的影响。

4.5 回声损耗

F: affaiblissement d'écho A_{ECHO}

S: atenuación de eco, A_{ECO}

按照建议 G. 122, § 4, 在电话频带内，用 $1/f$ 功率加权平均的半环损耗。

注 1 — 在 t 点（2 线点）存在的情况下，回声损耗近似地等于传输损耗 $a-t$ 和 $t-b$ 以及回声平衡回损之和。（点 a 和点 b 表示在建议 G. 122 中）

注 2 — 可以区别一个给定设备的回声损耗和一个国内系统的回声损耗（参见 § 4.11 中定义的注 2）。

4.6 发话人回声响度评定值（一个国际连接的）

F: l'équivalent à la sonie pour l'écho pour la personne qui parle (d'une communication internationale)

S: índice de sonoridad del eco para el hablante (en una conexión internacional)

发话人国内系统发送响度评定值、接收响度评定值、二倍的国际链路损耗和在虚拟交换点所规定的收话人国内系统回声损耗 ($a-b$) 的总和。（点 a 和点 b 表示在建议 G. 122 中）

4.7 受话人回声（接收端回声）

F: l'écho à la réception

S: eco para el oyente (eco en la recepción)

由二次反射信号产生的并且干扰受话人、干扰接收话带数据设备等的回声。

注 1 — 有些主管部门喜欢使用“接收端回声”这一术语。

注 2 — 相对于有用信号时延小的（小于 3ms）受话人回声可以在电话中产生空桶声。在话带数据信号的传输中，受话人回声可以产生比特错误，在任何情况下都降低了对其它干扰的防卫能力。

4.8 受话人回声损耗（接收回声损耗）

F: affaiblissement de l'écho à la réception

S: atenuación para el oyente (atenuación de eco en la recepción)

二次反射信号相对于有用信号衰减的程度。根据两个信号的绝对损耗，受话人回声损耗（见图 1/G. 100）是： $LE = L_2 - L_1$

注 — 实际上，受话人回声损耗等于开环损耗（如果开环损耗超过 8dB 的话）。受话人回声损耗表征着受空桶声干扰的程度，以及对话带数据调制解调接收器的干扰影响。

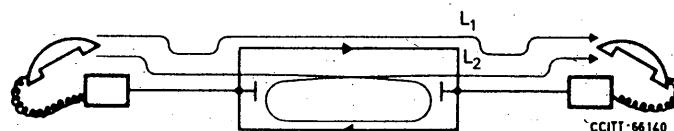


图 1/G. 100

4.9 空桶声

F: son caverneux

S: cavernosidad

由两次反射信号产生的电话失真，在主观上感觉到像一种“空桶声”，即仿佛发话人对着空的桶讲话似的。

注 — 空桶声不同于受话人回声。

4.10 开环损耗 (OLL)

F: affaiblissement en boucle ouverte

S: atenuación en bucle abierto (ABA)

由 4 线电路（或由两个或多个 4 线电路串接）和 2 线终端（即在两端有“4 线终端设备”或混合线圈）形成的环路中，在某一点断开环路，注入一个信号，并在开断处测量得到的损耗。在进行测量的同时应保持所有的阻抗状态。见图 2/G. 100。

注 1 — 实际上，OLL 等于受话人回声损耗。

注 2 — OLL 也等于与这个环路有关的两个半环损耗的总和。

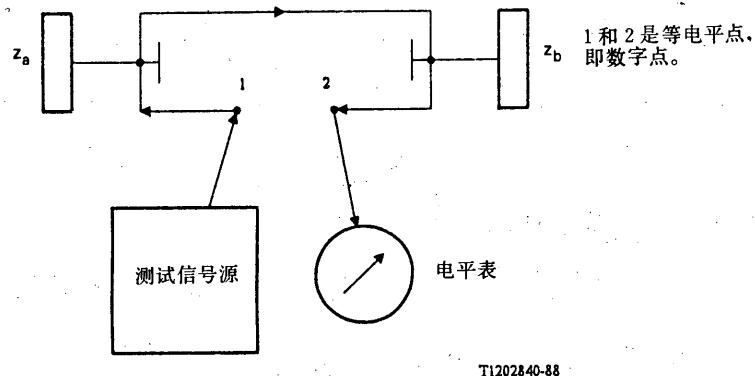


图 2/G. 100

4.11 a-t-b 通道 (……的传输损耗); 半环损耗

F: affaiblissement du trajet a-t-b; affaiblissement en demi-boucle

S: atenuación del trayecto a-t-b; atenuación en semibucle

4 线终端“a”和“b”点（如在虚拟交换点处规定的那样）之间的传输损耗，与实际的 t 点存在与否无关。

4.11.1 对 § 4.11 中定义的另一种可能的定义半环损耗

F: affaiblissement en demi-boucle

S: atenuación en semibucle

在包含电路终端的去和回方向之间有不需要的耦合的 4 线电路（或由几个 4 线电路串接）的安排中 — 通常经过一个 4 线终端设备或经过声耦合 — 在输入和输出之间测量的损耗。见图 3/G. 100。

注 1 — 在确定回声平衡回损、回声损耗、受话人回声损耗时，半环损耗是一个重要的数值（参见开环损耗）。

注 2 — 可以区别一个给定设备的半环损耗和国内系统的半环损耗。国内系统的半环损耗是在作为国内出口局的 ISC 的等电平点上测量的。

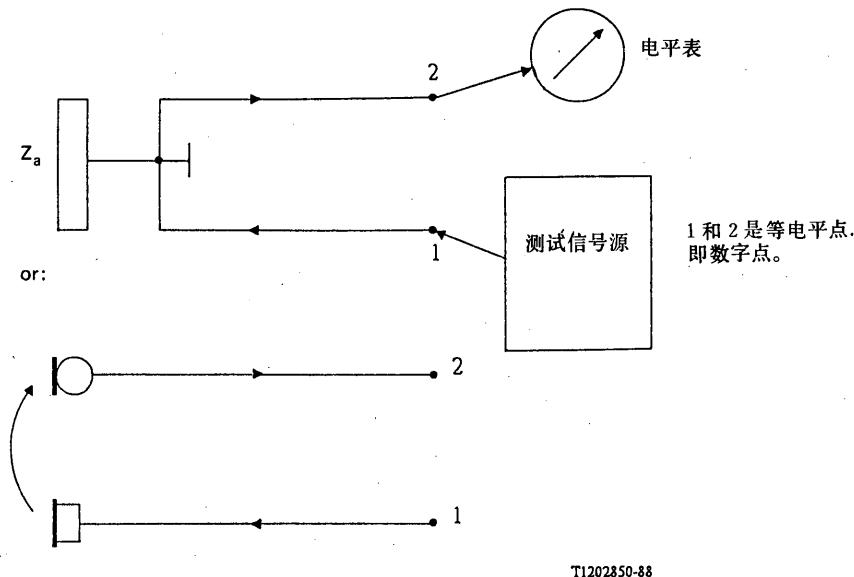


图 3/G. 100

4.12 稳定度损耗

F: *affaiblissement pour la stabilité*

S: *atenuación para la estabilidad*

在所考虑的频段内半环损耗的最低值。

4.13 发话人回声

F: *echo pour la personne qui parle*

S: *eco para el hablante*

由靠近一个连接的受话端反射而产生的并且影响发话人的回声。

4.14 测试平衡回损 (TBRL)

F: *affaiblissement d'équilibrage en position de mesure*

S: *atenuación de equilibrado en posición de medida (AEPM)*

针对测试阻抗测量的平衡回损（即在此场合下，阻抗 Z_2 — 参见平衡回损定义 — 是一个规定的测试阻抗）。

注 — TBRL 表征了平衡网络的精确性。

4.15 平均单向传播时间

F: temps de propagation moyen dans un sens

S: tiempo medio de propagación en un sentido

在一个连接中，在两个传输方向上传播时间的平均值。

注 — 在建议 G. 114 中解释了本概念的使用。

5 设备

5.1 R 或 T 衰减器（在电话延伸部分）

F: compléments de ligne R ou T (dans un système national)

S: atenuadores R o T (en la prolongación telefónica)

R 或 T 衰减器分别表示在数/模编解码器 0dB 点和 2/4 线终端单元的 2 线侧之间或在相反方向上的传输损耗。

注 — 传输损耗由 CCITT 建议的 R 和 T 衰减器的组合引入。

建议 G. 101

传 输 规 划^①

(1964 年订于日内瓦；1968 年于马德普拉塔，
1972、1976、1980 年于日内瓦，1984 年于
马拉加-托雷莫里诺斯修订)

1 原则

CCITT 在 1964 年制定的传输规划，是以利用在国际业务中由 4 线交换提供的优点为目的而起草的，已把它归入到 G 系列建议第一部分的第一章的各项建议中。然而，如果不使用下面所述的技术手段，而在国际交换局可以给出相同的性能，则仍可认为满足本规划的各项建议。

建议 G. 121 和 G. 122 描述了为实施这个传输规划需要由国内网实现的条件。

注 1 — 从传输规划观点看，洲际电路和其它国际电路没有差别。

注 2 — 本规划不包括穿过边界的短距离电路，它应由相关主管部门协商解决。

注 3 — G 系列建议第一章的附录包含了建议 G. 121 中修正参考当量值的论证。

2 连接的各组成部分的定义

2.1 国际电路链和国内系统

一个完整的国际电话连接由三部分组成，如图 1/G. 101 所示。这些部分之间的划分是由发端/终端国际交换中心 (ISC) 的虚拟模拟交换点来确定的。这些点是具有规定相对电平的理论点（见本建议的 §§ 5.1、5.2 和图 2/G. 101）。

① 在建议 Q. 40 [1] 中部分地重述了本建议。

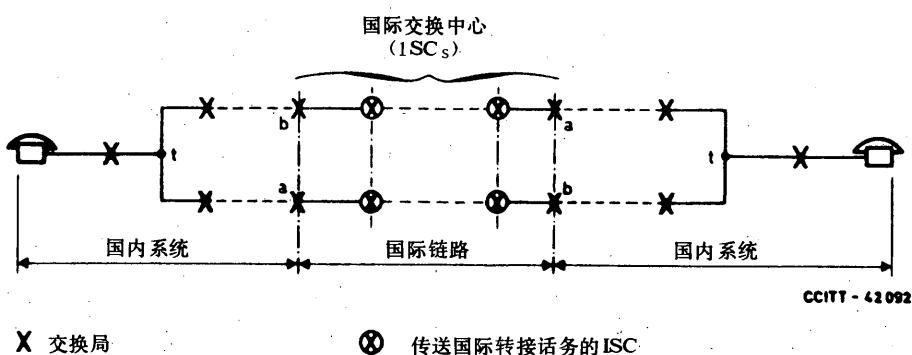
连接的三个部分是：

- 两个国内系统，每端一个。它们可能包括用 4 线相互连接的一个或多个 4 线国内长途电路，以及 2 线连接到本地交换局的电路和用用户线连接的用户话机。
- 一个国际链，它由一个或多个 4 线国际电路组成。这些 4 线国际电路以 4 线为基础与提供转接话务的国际中心互连，并且也以 4 线为基础连接到国际中心的国内系统。

一个国际 4 线电路是由国际交换中心的虚拟模拟交换点来分界的。

注 1 — 原则上，在国内系统侧的虚拟模拟交换点相对电平数值的选取是国内的事情。实际上，一些国家对发送和对接收已经选取为 -3.5 dBr 。这些数值是一个理论值；它们并不需要像专用设备那样实在地出现；然而它们用来确定国内网中另一些点的相对电平。例如假若 “ $t-b$ ” 或 “ $a-t$ ” 的损耗为 3.5 dB （在一些国家是这个情况，参见表 A-1/G. 121），则由此得出在 t 点的相对电平是 0 dBr （输入）和 -7 dBr （输出）。

注 2 — 虚拟模拟交换点和在交换设备中电路实际终端的点可以不同，后者称为电路终端；在每种情况下，这些终端的确切位置由相关主管部门决定。

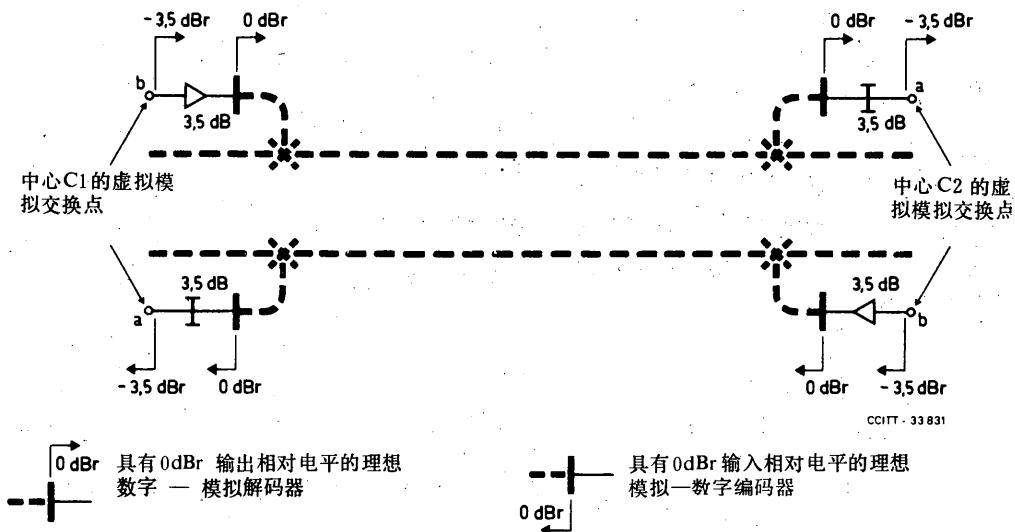


2.2 国内延伸电路：4 线链

当一个国际交换局和能够通达的用户之间的最大距离不超过约 1000 km ，或个别情况下不超过 1500 km 时，这样的国家被认为是中等大小的。在这些国家中，大多数情况下，最多有 3 条国内电路在 4 线基础上相互连接并且连接到国际电路上。这些电路应符合 1.2 节的建议。

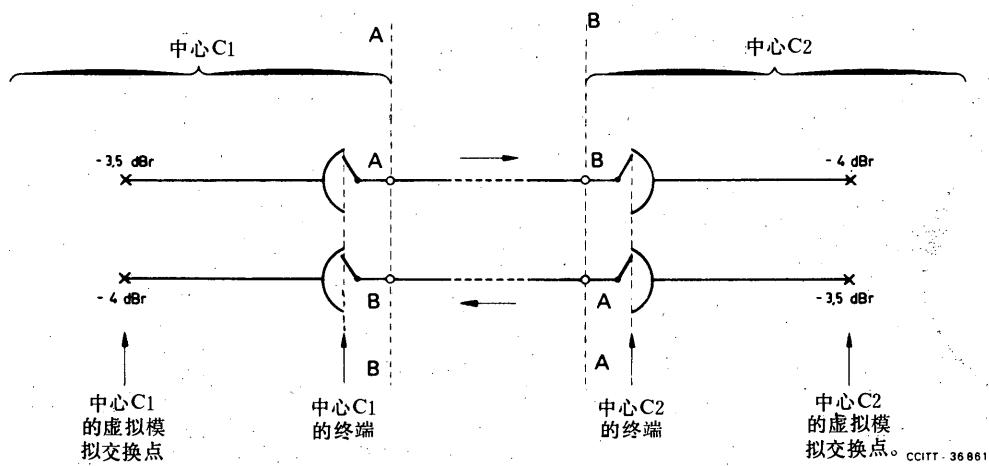
在大的国家，第 4 条或许还有第 5 条国内电路可能包含在 4 线链中，只要它们具有用于 4 线链中的国际电路建议的标称传输损耗和性能（见建议 G. 141，§ 1，本建议的 § 4 和 1.5 节的建议）。

注 — 缩写“4 线链”（见图 3/G. 101），表示无论是用 4 线交换还是用某种相当的方法（如上述 § 1 中所说明的）由国际链和连接至国际链的国内延伸电路组成的链路。



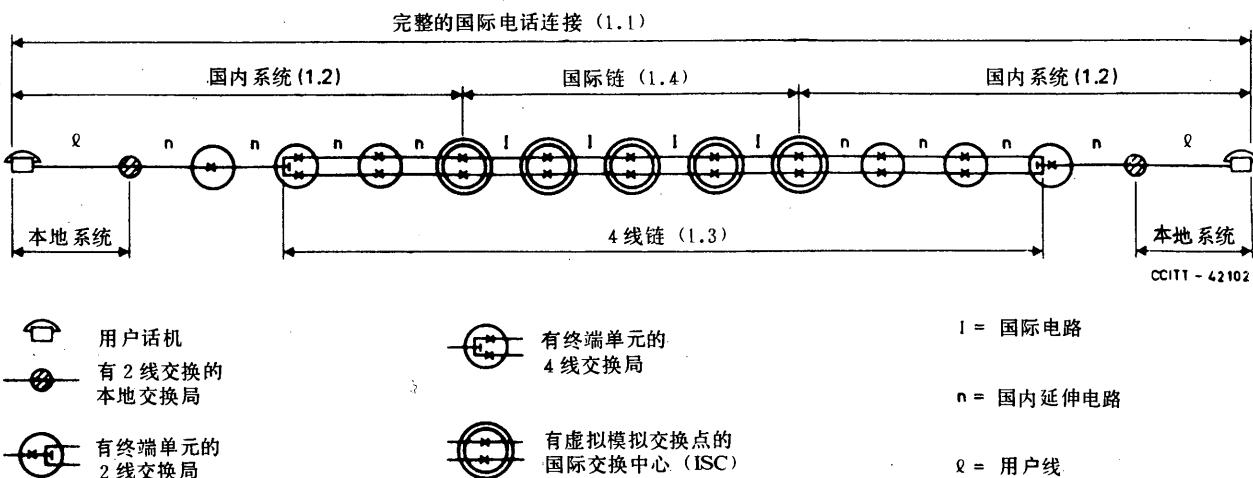
注 — 这里假设的理想编码器和解码器表示出模拟和数字信号之间的关系，并且严格地与建议 G. 711 [2] 中 A-律或 μ-律相应的表格相对应。

a) 数字国际中心之间的数字国际电路虚拟模拟交换点的定义



b) 模拟国际中心之间的模拟国际电路虚拟模拟交换点的定义

图 2/G. 101
国际电路的定义



注 — 所示的国内系统的安排，仅是一些例子。括号中的数字是指第 1 章（卷 III.1）中的章节号，从中可以找到有关连接部分的建议。此外，组成这个链路的各个电路还必须分别满足第 1.5 节的要求。

图 3/G. 101
说明所采用术语的国际连接

3 一个连接中电路的数量

3.1 国内电路

假设在大多数国家中，利用 4 条（或更少的）国内电路的链，把任一本地交换局连接到国际网看来是合理的。在某些国家内，可能需要 5 条国内电路；但是，未必有任何国家需要用 5 条以上的电路。因此，CCITT 得出的结论是，对于大多数国际连接，采用 4 条电路是有代表性的。

在大多数现代的国内网中，4 条电路可能包含 3 条 4 线放大的电路（一般建立在 FDM 载波系统上）和 1 条可能没有放大的 2 线电路。然而，经 4 条有放大的电路（其中一般至少有 1 条 PCM 电路）达到本地交换局的情况变得愈来愈多。所有这些电路可以是 4 线电路。

3.2 国际电路

根据国际电话路由选择规划（建议 E. 171），把国际电路的数目限制到四条。

3.3 假设参考连接

见建议 G. 103。

3.4 根据 1973 年对于大约 270 万个国际电话连接的调查，所计算的在国际连接中遇到的电路数量的相对频次和累积频次的百分数，由表 1/G. 101、2/G. 101 和 3/G. 101 给出。这些表考虑了话务量加权。

表 1/G. 101
两个国内延伸部分和国际链中电路
数量的相对频次（用百分数表示）

电路数量	发端 LE-CT3	国际 CT3-CT3'	终端 CT3'-LE'
1	33.8	95.1	32.9
2	38.9	4.5	39.5
3	20.2	0.3	20.4
4	6.0	—	6.1
5	1.0	—	1.0

注 — 在发端国内系统中，6 和 7 条电路的相对频次分别为 0.005% 和 0.0005%。4、5 和 6 条国际电路的相对频次分别为 0.03%、0.00007% 和 0.00009%。

国内电路的平均数和最常见的数值都等于 2。这对于发端和终端的国内延伸电路都适用，国际电路的平均数为 1.1，而最常见的数值为 1。

表 2/G. 101
本地交换局之间电路总数的相对频次
和累积频次（用百分数表示）

电路数量 LE 至 LE'	相对频次 (%)	累积频次 LE 至 LE (%)
3	10.61	10.61
4	25.44	36.05
5	28.77	64.82
6	20.39	85.20
7	10.08	95.29
8	3.60	98.89
9	0.93	99.81
10	0.17	99.98
11	0.02	100.00

注 — 含有 12、13、14 条电路的连接的相对频次分别为 0.0012%、0.000088% 和 0.0000049%。平均值等于 5.1，而最常见的数值为 5。

4 未综合的各种数字处理的引入

4.1 概述

目前世界范围的电话网正从以模拟运行为主向模拟/数字混合运行过渡。可以预见在一个较长的时期内将继续向以数字运行为主过渡。

图 4/G. 101 试图通过说明一个国内网从全模拟向全数字发展过程中可能出现的阶段，来表明未综合的各种模拟/数字 PCM 处理怎样出现在国际网中。如图所示，在传输系统和电话交换是全数字和完全综合的国家中，可能出现若干个子网。这些子网（有些人称为“数字细胞”）为了和网路的其余部分相连，需要模拟/数字变换处理。此外，在一些国家，可由适用于模拟交换局的 7bit PCM 系统提供长市中继电路和长途电路。相反地，一些数字交换局可能必须转接模拟电路。也允许有一些人工辅助交换台、PBX 和采用 PCM 数字技术的用户复用系统。当然，以 7bit PCM 表示的任何电路可以是模拟电路或 8bit PCM 电路；图示的是最坏情况中的一种。

表 3/G. 101

**4 线链中电路数量的相对频次
和累积频次（用百分数表示）**

4 线链中的电路数量	相对频次 (%)	累积频次 (%)
1	2.65	2.65
2	14.16	16.81
3	27.49	44.30
4	26.43	70.73
5	17.28	88.01
6	8.33	96.34
7	2.83	99.18
8	0.70	99.88
9	0.11	99.99
10	0.0065	100.00

注 — 估计含有 11 和 12 条电路的 4 线链的相对频次分别为 0.000475% 和 0.0000322%。平均值等于 3.8，而最常见的数值为 4。

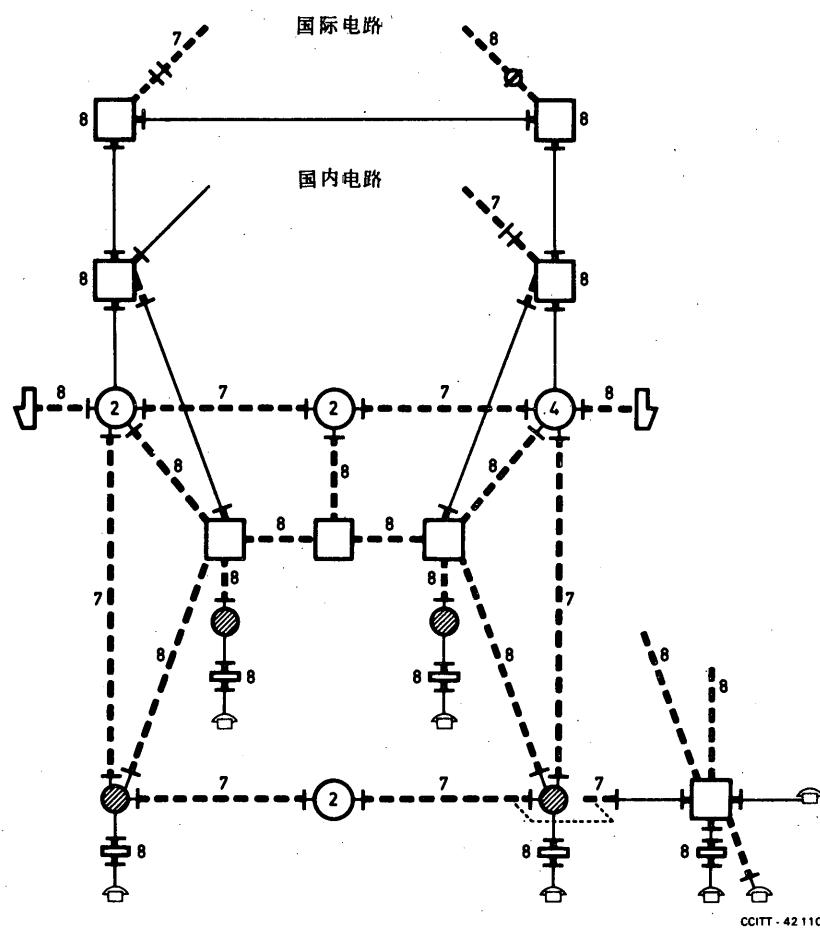
表 1/G. 101、2/G. 101 和 3/G. 101 的注

1 — 表 1/G. 101 给出的基本资料，是 1973 年在 CCITT 第 X III 研究组的赞助下，由 23 个国家参加、从约为 2.7 亿个电话连接路由选择的详细分析中得到的。LE 表示本地交换局。

2 — 表 2/G. 101 是从表 1/G. 101 中推导出来的。推导中假设表 1/G. 101 中的三部分互不相关。

3 — 表 3/G. 101 是以下面的假设为基础，从表 1/G. 101 中推导出来的：

- 所有的国际业务都由初级中心处理。30% 的业务来自于（或终端在）与初级中心设在同一地点的本地交换局。其余的 70% 涉及到本地局和初级中心间的长市中继。
- 在选择多于一条国内电路的情况下，假设有 50% 的 4 线电路，在 CT3 上进行 4 线交换，因而包括在 4 线链中。其余 50% 假设在 CT3 上进行 2 线交换，因此不包含在 4 线链中。假定是两个国内延伸部分相互独立的情况。
- 任一包括 5 到 7 条国内电路的国内路由选择将接入一条 2 线交换的长市中继。
- 对所有其它的路由选择（即包括 2 至 4 条国内电路）而言，带有或不带有 2 线交换长市中继的比例为 7 : 3。
- 两个国家中的路由选择是不相关的。



● 本地交换局
 ○ 2 转接中心 (2 线或 4 线)
 □ 4 人工台
 □ 2 PBX 或用户复用设备
 □ 转接中心

交换模拟信号的模拟交换局

交换经编码的话音样值的数字交换局

—+— 编码器/解码器
(可以是 2 线 / 4 线混合终端)

—○— 用户线和电话设备

—— 模拟传输

—○— A-律 / μ-律交换器

- - - 数字传输

7 = 7bit PCM
8 = 8bit A-律或μ-律PCM

图 4/G. 101
国内网发展过程中可能出现的一个中间阶段

应该指出的是，CCITT 并不推荐 7bit PCM 系统，对电话业务唯一推荐的模拟/数字变换处理是 8bit PCM 处理 [参见 CCITT 建议 G. 711 [2]]。一些国家在建议 G. 711 发表之前就已经设计并安装了 7bit PCM 系统，应当像现有的系统那样来考虑它们；而不管这些系统只是临时存在的，一旦它们实际上不能使用时，将有可能把它们从业务中撤出。

根据上述看法，国际电话连接在一段时间内可能包括一个国内 7bit PCM 长市中继（长途连接中继）或在特殊情况下包括两个 7bit PCM 电路。此外，还会遇到使用 7bit PCM 编码的国际卫星电路和 A-律/ μ -律变换处理以及数字衰减器的情况。

可以预计，模拟/数字混合时期要持续许多年。因此，在这个期间必须保证传输性能维持在一个满意的水平上。

4.2 电话电路的类型

在模拟/数字混合时期，实际上国际电路可能由图 5/G. 101 所示的各种类型组成。在所有各种情况下，都对虚拟模拟交换点予以识别，并规定这些点的相对电平。

虽然图 5/G. 101 所示的各种电路类型都归为国际电路，但所包含的各种配置也同样会出现在国内电话网中。然而，在国内网中，各个电路虚拟模拟交换点的相对电平不同于国际电路的相对电平。

图 5a) /G. 101 中的第一类电路代表了整个电路中使用数字传输并在两端使用数字交换的情况。由于这些电路表现出的传输特性（即损耗随时间变化相对地小），所以这种电路一般可以在图中所示的 0dB 标称传输损耗下工作。

图 5b) /G. 101 中的第二类电路代表了用一个数字传输通道和一个模拟传输通路串接建立传输通道的情况。在数字端采用数字交换，而在模拟端采用模拟交换。

在某些情况下，例如在由模拟部分提供必要的增益稳定性的情况下和衰减失真允许的情况下，第二类电路或许可能以 0dB 标称损耗在每个传输方向上运行。

图 5c) /G. 101 中的第三类电路代表了经图中所示的数字/模拟/数字通路组成的串接安排而构成传输通道的情况。在两端假设是数字交换。

图 5d) /G. 101 中的第四类电路代表了经图中所示的模拟/数字/模拟通路组成的串接安排而构成传输通道的情况。在两端假设是模拟交换。

图 5e) /G. 101 中的第五类电路代表了整个电路采用模拟传输，并在两端采用模拟交换的情况。

这种类型的国际电路一般是以损耗 L 运行在虚拟模拟交换点之间， L 的标称值等于 0.5dB。

注 — 在模拟/数字混合电路中有关损耗分配的一般说明。

在第 2、3 和 4 类电路中，在两个传输方向以对称形式表示出控制模拟电路段的任何变化（由损耗随时间变化或衰减失真引起的）所需的衰减器。然而在实际上，在各电路段之间的交界处，这些配置可能要求采用非标准电平。向各主管部门建议，最好应当采用非对称的衰减配置，例如将所有的损耗都只加到电路（或电路段）一端的接收方向；那么，只要损耗很小，例如总值不超过 1dB，在传输规划方面就不会有什么问题。

考虑到在大多数实际连接中遇到的国际电路的数量是较少的，在连接的国际部分中，产生少量的不对称可以接受。

就国内电路来说，各主管部门可以采用他们愿意的任何方案，只要这些方案遵守建议 G. 121，§ 2.2 中的要求。

在某些使用复用转换设备的情况下，在图 5/G. 101 的各图中使用衰减器符号之处，电路可能不适合在音频工作。若由于模拟部分的可变性应加入附加损耗时，损耗插入电路所用的精确方法由双方主管部门来决定。

4.3 未综合的各种 PCM 数字处理的数量由于传输损伤的限制

在模拟/数字混合时期，在国际电话连接中可能需要包括很多未综合的各种数字处理。为了保证由这些处理产生的传输损伤（量化、衰减和群时延失真）不累积到对总的传输质量有明显损害的程度，建议遵守在建议 G. 113 § 3 中给出的规划规则。这个规则的作用是要限制在电话连接的国内和国际部分中未综合的各种数字处理的数量。

在全数字连接的情况下，由于插入各种数字处理（例如，数字衰减器），传输损伤也可能累积。在全数字条件下，这些损伤的累积问题也在建议 G. 113，§ 3 中予以论述。

4.4 模拟和数字数据的传输

在模拟和数字混合时期，在电话连接中存在的模拟/数字变换器、编码律转换器、数字衰减器或其它类型的数字处理，将不会妨碍模拟数据的传输。然而，在全数字连接中，数字型的数据有可能受编码律转换器和数字衰减器等装置的不利影响，这是因为它们包含有信号再编码的处理。因此，为了传输数字数据，要去掉或旁路使得数字数据信号进行再编码操作的装置。

4.5 总的原则

必须承认，在模拟/数字混合时期，世界范围电话网中可能存在相当数量的未综合的各种数字处理。因此，重要的是引入这些处理应当采用这样一种方式，即当出现各种功能的综合时，在全数字网中将不再保留不必要的设备。

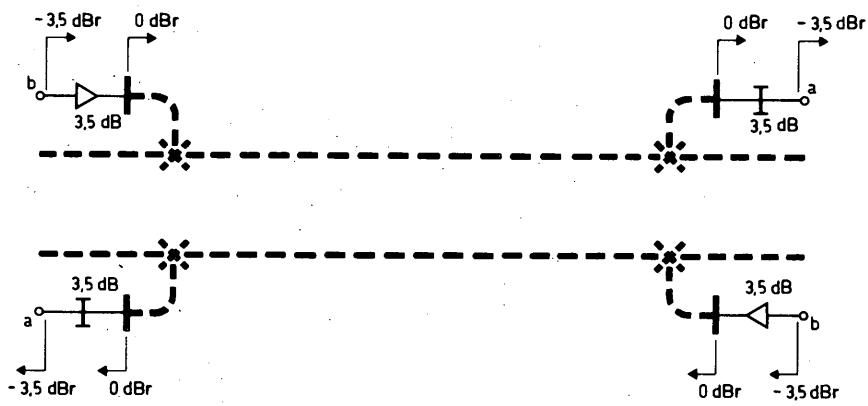
5 规定和定义

5.1 虚拟模拟交换点

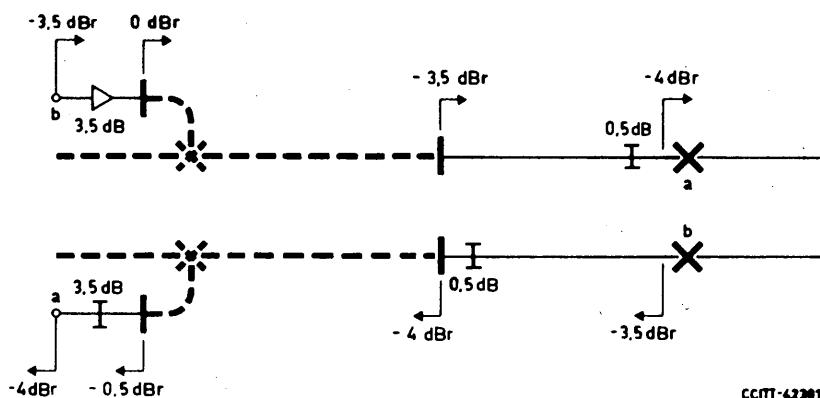
在对全模拟连接进行传输研究时，“虚拟交换点”的概念是非常有用的。例如，已经用这些点来确定国际电路之间的分界以及国际电路和国内延伸电路间的分界，这些“虚拟交换点”还提供了可以作为传输量参考的适宜位置。

在世界范围内的电话网中引入数字编码处理后，还想在所有情况下确定相应于全模拟连接“虚拟交换点”的理论点看来已经不可能了。因为希望在模拟/数字混合连接中有模拟点，所以已经采用了“虚拟模拟交换点”的概念。这个概念以存在理想的编解码器为前提条件，通过它可以得到所希望的模拟点。

“虚拟模拟交换点”这一术语也用于全模拟的情况，并替代过去的术语“虚拟交换点”。



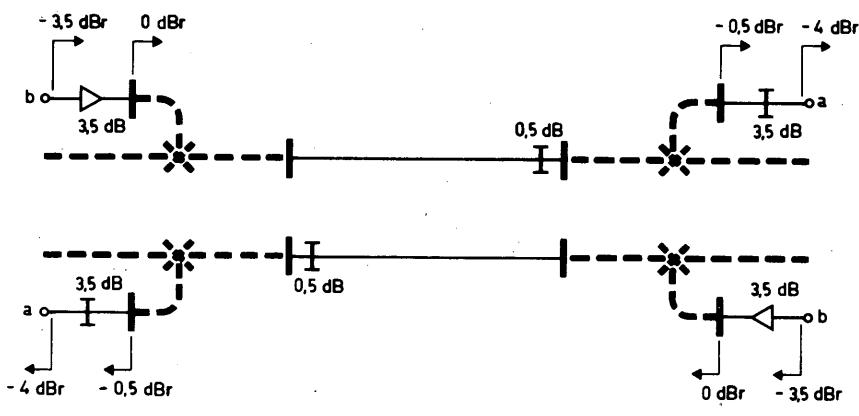
a) 第一类电路—两端为数字交换的全数字电路



CCITT - 42201

注 — 如果模拟电路部分引入明显的衰减失真或随时间变化时，需加衰减器。

b) 第二类电路—一端为数字交换，而另一端为模拟交换的数字/模拟电路



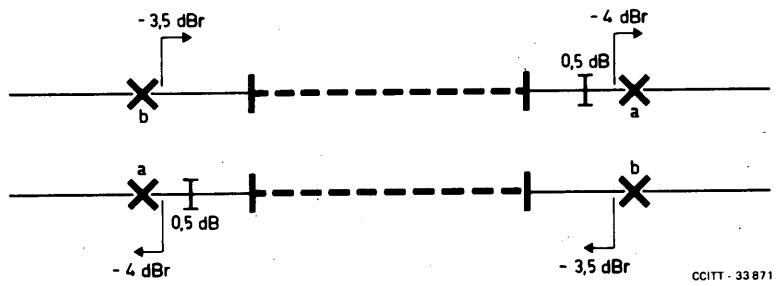
CCITT - 33861

注 — 如果模拟电路部分引入明显的衰减失真或随时间变化时，需加衰减器。

c) 第三类电路—两端均为数字交换的数字/模拟/数字电路

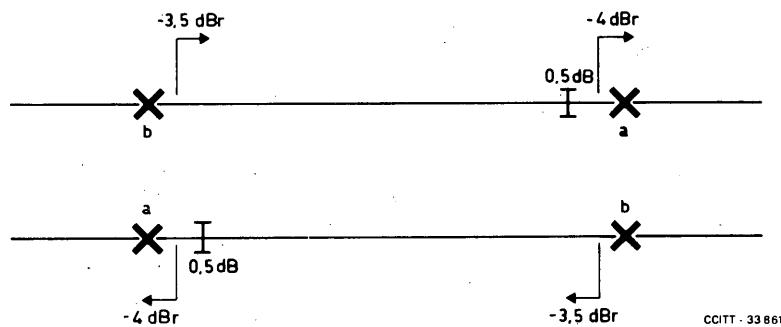
注 — 对“实际的”和理想的编解码器采用的规定和符号：

- 假设理想的编码器和解码器表示出模拟信号和数字信号之间的关系，并且反过来精确地与建议 G.711 中 A 律或 μ 律的相应表格相一致。
- 假定“实际”编码器和解码器具有那样的性能，使得音频口之间的一对编码器/解码器的性能特性将满足建议 G.712 的要求。
- “实际”编码器的符号不包含模拟输入口或输出口的相对电平。如果希望规定相对电平，则在编解码器的模拟传输侧应当注明相对电平。这样将避免与理想编解码器符号有任何可能的混淆。

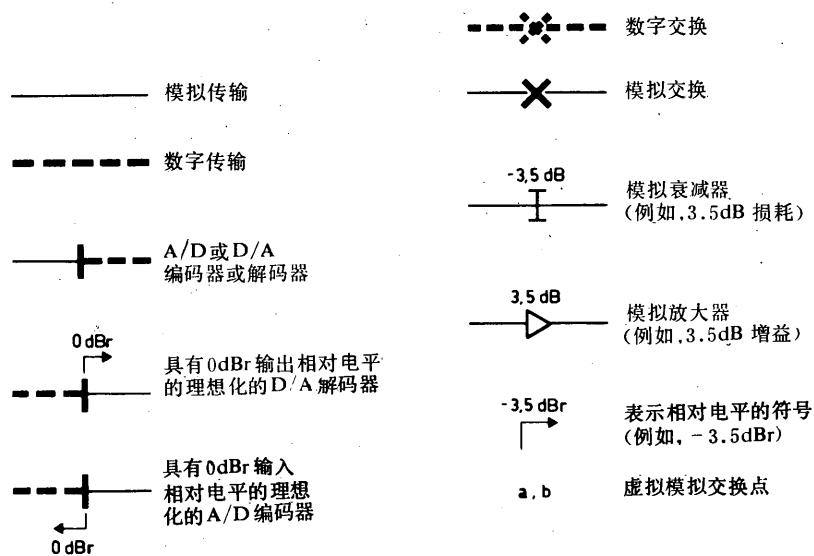


注 — 如果模拟电路部分引入明显的衰减失真或随时间变化时，需加衰减器。

d) 第四类电路—两端均为模拟交换的模拟/数字/模拟电路



e) 第五类电路—两端均为模拟交换的全模拟电路



注 — 电路中衰减器的符号并不意味着必须有实际的衰减器。这些符号是传输规划工程师们商定的。

图 5/G. 101
国际电路的类型

5.2 在国际电路的虚拟模拟交换点规定的相对电平

按照惯例，把在参考频率下的标称相对电平是下述值的那些点规定为国际 4 线电话电路的虚拟模拟交换点：

- 发送：-3.5dB_r；
- 接收：-4.0dB_r，对模拟或模拟/数字混合电路；
- -3.5dB_r，对数字电路或下面注 3 中提到的非常短的电路。

因此在虚拟模拟交换点之间，该电路在参考频率下的标称传输损耗，对模拟电路为 0.5dB，对数字电路为 0dB。

注 1 — 见下面 § 5.3 中的定义。虚拟模拟交换点的位置示于图 2/G. 101 和图 1/G. 122。

注 2 — 由于 4 线终端单元构成部分国内系统，又因它的实际衰减取决于各主管部门所采用的国内传输规划，所以不再可能参考终端单元的 2 线端来规定国际 4 线电路的相对电平。特别是由一对终端单元接到一个 4 线国际电路产生终端业务的链路的传输损耗，按照建议不能确定为单一的数值。因此可以选择任意相对电平的点作为电路的虚拟模拟交换点。然而一般来说，上面所采用的数值可以使得老的规划向新的规划过渡时产生的困难最小。

注 3 — 如果构成部分 4 线链的 4 线模拟电路提供很小的时延和传输损耗随时间的变化，则在虚拟模拟交换点之间，它可以工作在零标称传输损耗。这种放宽特别适用于在交换中心之间的短 4 线接续电路，例如同一个城市内两个国际交换中心之间的电路。

5.3 定义

5.3.1 传输参考点

F: *point de référence pour la transmission*

S: *punto de referencia para la transmisión*

在计算标称相对电平时，用零相对电平点作为假设点。在电话电路上的这些点，当检验传输系统是否符合建议 G. 222 [4] 中规定的噪声指标时，应采用建议 G. 223 [3] 所规定的标称平均功率电平（-15dBm）。

注 — 对于某些系统，例如海底电缆系统（建议 G. 371 [5]），应采用其它数值。

在虚拟交换点之前的各 4 线交换电路的每个通路发送端，均存在一个这样的点；在同一条国际电路上，规定这个点的信号电平比虚拟交换点的电平高 +3.5dB。

在频分复用设备中，把一个具有平坦的零相对电平（即所有通路都具有相同的相对电平）的假想点规定为这样一点，在这个点上，就考虑到互调作用而言，复用信号可以用有符合建议 G. 223 [6] 所规定的平均功率电平的均匀频谱随机噪声信号来表示。每个电话通路的标称平均功率电平是建议 G. 223 [3] 中所规定的-15dBm。

5.3.2 相对（功率）电平

F: *niveau relatif de puissance*

S: *nivel relativo (de potencia)*

5.3.2.1 FDM 系统中相对电平的基本含义

在传输系统的一点上的相对电平表征了在该点的信号功率相对于零相对电平点的常规功率电平的处理能力^②。

② 考虑到诸如（基本）噪声、互调噪声、峰值功率等（见建议 G. 223）。

例如，如果在为大量通路设计的 FDM 系统的一个特定点上，每个话路的平均功率处理能力相当于 S_{dBm} 绝对功率电平，则该点的相对电平是 $(S+15) dB$ 。实际上，在 $0dB$ 点一个话路的常规平均功率电平是 $-15dBm$ 。

5.3.2.2 一般适用于所有系统的相对电平的定义

电路某一点上的相对电平由表达式 $10\log_{10} (P/P_0) dB$ 给出。其中 P 代表在相关点上正弦测试信号的功率， P_0 表示在传输参考点上该信号的功率。对 1000Hz 标称频率来说，相对电平在数值上等于传输参考点和这个相关点之间的合成的增益（见黄皮书卷 X.1 中的定义）。例如，如果在传输参考点注入一个 1000Hz 的 $0dBm$ 参考信号，则 $x dB$ 点的电平将为 $x dBm$ （视在功率 $P_x = 10^{x/10} mW$ ）。此外，应用数字参考序列 (DRS, § 5.3.3) 将给出在 $x dB$ 点的电平为 $x dBm$ 。在 $x dB$ 点，任一话带频率上的 $0dBm$ 单音的电压由下式给出：

$$V = \sqrt{10^{x/10} \times 1W \times 10^{-3} |Z_R|} 1000 V$$

式中 $|Z_R| 1000$ 是在标称频率 1000Hz 时该点标称阻抗的模数。

注 1 — 1000Hz 标称参考频率是符合建议 G.712, § 16 的。对现有的（模拟）传输系统，可能继续使用 800Hz 的参考频率。

注 2 — 在传输系统内特定点上的相对电平（例如，配线架的输入和输出或类似通路变频器的设备输入和输出）指常规通常由制造厂家和用户之间协商确定。

CCITT 的各建议是用这样一种方法详细描述的，即一旦确定了一个特定传输系统输入口的相对电平时，则可以明确地确定加在该系统输入口的任一测试信号的绝对功率电平，以检验该系统是否符合这些建议。

注 3 — 阻抗 Z_R 可能是纯电阻的或是复合的阻抗，在复合阻抗的情况下，功率 P_x 是视在功率。

注 4 — 假定在国际传输系统上建立的一条电路的虚拟模拟交换点之间，只把系统中那些相对电平相等的点相互连接起来，以便电路的传输损耗将等于在各虚拟模拟交换点的相对电平之差值（见本建议 § 5.2）。

5.3.2.3 修正发送参考当量、响度评定值和相对电平间的关系

在由 CCITT 标准化的 PCM 编码/解码处理中， $0dB$ 点和 T_{max} 电平之间的关系已在建议 G.711 [2] 中说明。实际上，如果关于 PCM 编码器 $0dB$ 点的本地系统最小标称修正发送参考当量 (CSRE) 不小于 $3.5dB$ ，或者在相同情况下最小发送响度评定值 (SLR) 不小于 $-1.5dB$ ，并且这一处理的 T_{max} 值调整在 $3.0dBm$ （更精确地说，对于 A-律为 $3.14dBm$ ，对于 μ -律为 $3.17dBm$ ），那么根据建议 G.121 的 § 3，话音的峰值功率将得到适当的控制。

5.3.2.4 模拟和数字系统相对电平的兼容

当信号负荷如 § 5.3.2.3 所阐述的那样得到控制时，FDM 和 PCM 电路的相等相对电平的各点可以直接地互连起来，并且每一个系统都遵守其它系统的设计标准。当在两个复用系统中的各点用复用转换器、编解码器或调制解调器等连接起来时，这是特别重要的。

5.3.2.5 相对电平的确定

图 6/G.101 说明了怎样能确定一个“实际”编解码器的输入口模拟点和输出口模拟点相对电平的原理。

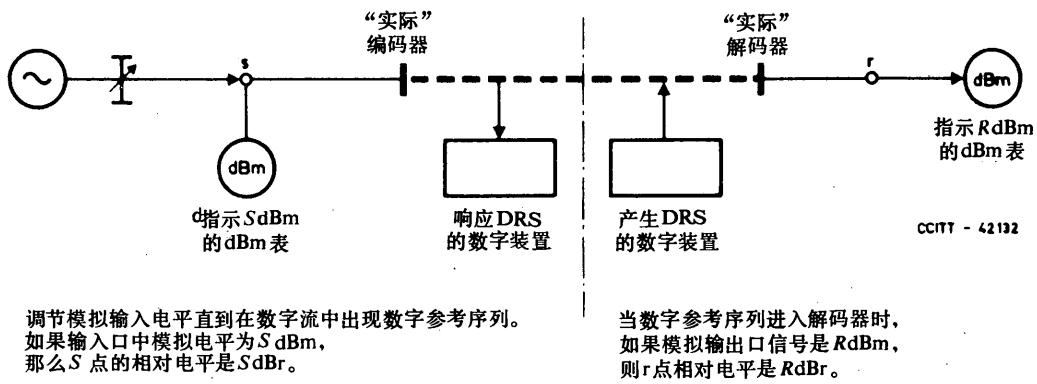


图 6/G. 101
在“实际”编解码器输入口和输出口模拟点
使用数字参考序列确定相对电平的安排

当使用图 6/G. 101 确定在模拟输入和输出口具有非电阻性阻抗的“实际”编解码器相对电平时，必须注意下述各点：

- i) 测试频率应当是有适当频偏的 1000Hz；
- ii) 在点 s 和 r 处的功率表示为视在功率，即：

$$\text{视在功率电平} = 10 \log_{10} \left[\frac{(\text{该点的电压})^2 \times 10^3}{(\text{在 } 1000\text{Hz 的标称阻抗的模数}) (1\text{W})} \right] \text{dBm}$$

- iii) 点 r 是用解码器的标称设计阻抗终接的，以避免明显的阻抗失配误差。

注 — 当然，上述 ii)、iii) 两点同样地适用于纯电阻输入和输出阻抗情况，并且通常是由常规测试程序来观察的。但是，因为标称阻抗随测试频率而变，上述 i) 中的使参考频率标准化主要是对复数阻抗而言的。

5.3.2.6 数字链路中某一点的相对电平

在一个携载着按照上述 § 5.3.2.3 原则调整的编码器产生的数字比特流的数字通道上，与其中某一点相关的相对电平，是由所考虑的那一点和编码器输出口之间的数字损耗或增益值确定的。如果没有损耗或增益，则该点的相对电平通常是 0dB_r。

如图 7/G. 101 所示，可以利用一个理想的解码器来确定数字链路的等效绝对功率电平。把理想解码器输出口的功率与发出数字信号的模拟零相对电平点的功率进行比较，就能确定比特流中 X 点的相对电平。

5.3.3 PCM 数字参考序列 (DRS)

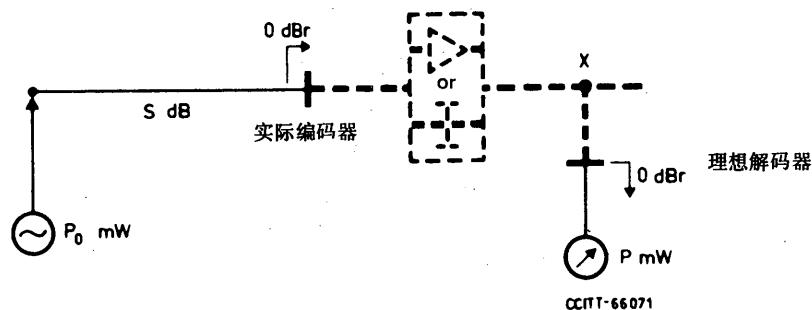
F: séquence numérique de référence MIC

S: secuencia de referencia digital MIC (SRD)

5.3.3.1 一个 PCM 数字参考序列是一组可能的 PCM 代码序列中的一个；当用一个理想解码器将它解码后，在议定的测试参考频率（即经过适当偏移的标称 800Hz 或 1000Hz 信号）产生一个 0dBm0 的模拟正弦信号。

与此相反，一个在测试参考频率电平为 0dBm0 的模拟正弦信号加到一个理想编码器的输入口，将产生一个 PCM 数字参考序列。

在建议 G.711 [2] 中，已规定了若干个对 A-律和 μ-律编解码器的特定 PCM 数字参考序列。



过程

在 0dBr 点，把一个 P_0 mW 电平的模拟输入信号加到编码器，如果在理想解码器输出端产生电平为 P mW 的模拟信号，那么

$$\text{在点 } X \text{ 处的相对电平} = 10 \log_{10} \left(\frac{P}{P_0} \right) \text{ dBr}$$

注 — 可以理解信号总是在变换过程的动态范围内。

图 7/G. 101
确定数字链路中某一点
相对电平的过程

5.3.3.2 在研究模拟/数字混合网中的电路和连接时，使用数字参考序列是有帮助的。例如，图 8/G. 101 表示了在一端终接于数字交换机而另一端终接于模拟交换机的第 2 类国际电路上得到的（概念性地）各类电平的关系。在图 8/G. 101 的例子中，模拟部分假设需要 0.5dB 的损耗，这一损耗通过在模拟交换局的接收方向引入一个 1.0dB 的衰减器（每个传输方向 0.5dB）提供。这一例子是经过精心选择的，为的是说明数字参考序列概念的应用。

图 8/G. 101 给出了在模拟局的输出方向引入全部模拟损耗的例子。在此情况下，在各个编解码器上的相对电平可以准确地从 DRS 中导出，或者从国际电路输入口的传输参考点导出。

然而，在图 8/G. 101 中，如果调整模拟电路部分以便给出在 b_1-a_2 方向的总损耗时，必须小心地使用 DRS，在此情况下，0dBm0 正弦参考信号和 DRS 可能在 a_2 点产生不同的电平。当为模拟/数字混合电路设计调整程序时，必须考虑这个影响。

作为一条总的原则，在一条模拟/数字混合电路上的相对电平，应是相对于这个电路输入端处的传输参考点而言的。

5.3.4 电路测试接入点

CCITT 已经明确规定电路测试接入点是“4 线测试接入点，这样设置的点，使得把尽可能多的国际电路包括到两个相关中心的相应各对接入点之间”。这些点以及相对电平（以传输参考点为基准）由相关主管部门按各种情况自行确定。实际上把这些点作为已知相对电平点，其它传输测量都与此有关。换句话说，为了测量和调整的目的，在适当的电路测试接入点上的相对电平，就是其它电平据以进行调节的相对电平。

5.3.5 测量频率

对所有国际电路，建议用 800Hz 的频率进行单一频率维护测量。然而，通过有关主管部门之间的协商，可以把 1000Hz 用于这些测量。

事实上，目前在一些国际电路上广泛地使用 1000Hz 频率进行单一频率测量。

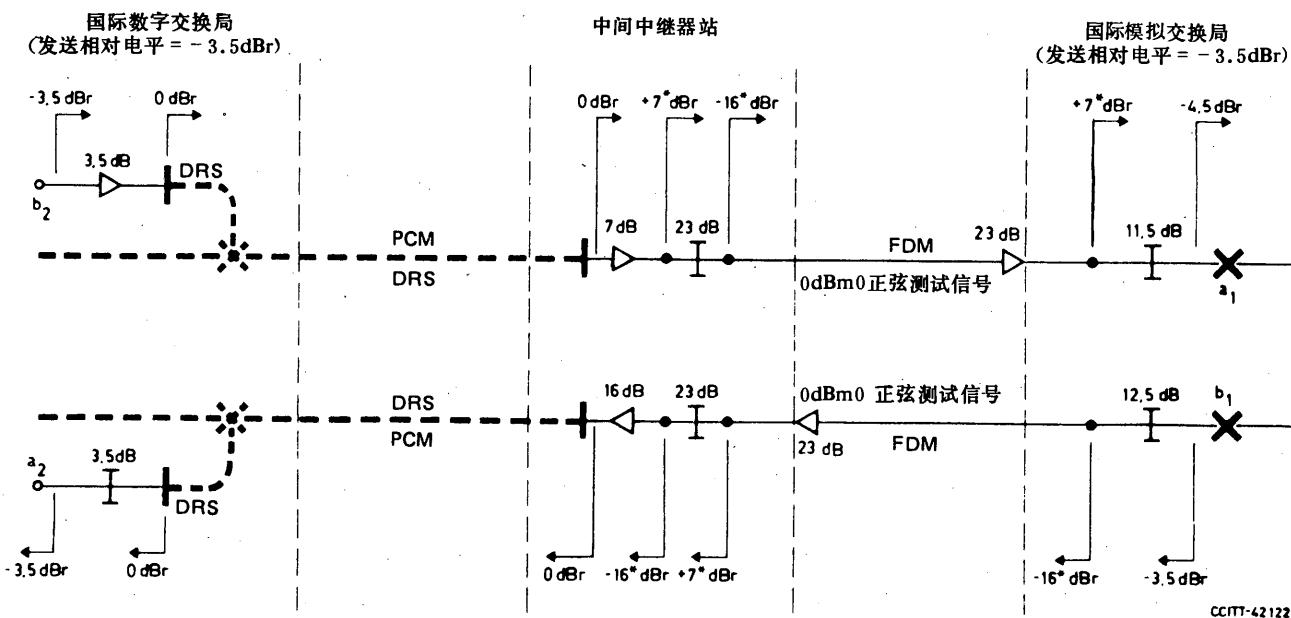
确定损耗/频率特性的多频测量将包括 800Hz 的测量，并且对于这些特性的参考测量信号的频率仍可以是 800Hz。

注 1 — 在第 12 研究组的工作中使用 §§ 5.3.1 和 5.3.2 的定义，为供参考，包括了取自建议 M.567 [7] 和 M.580 [8] §§ 5.3.4 和 5.3.5 中的定义。

注 2 — 为考虑 PCM 电路和电路段，标称频率 800Hz 和 1000Hz 在实际上要偏移一个适当的数量，以避免和抽样频率互相影响，有关细节可在卷 IV [9] 的第 3.5 号增补中找到。

5.4 在转接中心国际电路的互连

在转接中心，认为需要互连的两个国际电路的虚拟模拟交换点是直接相连的，而不用附加任何损耗或增益。用这种方法，一个国际电路链在转接中具有的标称传输损耗等于各个电路损耗的总和。



DRS 数字参考序列
PCM PCM 通路
FDM FDM 通路

* 为说明目的，引用 [10]
中一组 VF 相对电平之一

—●— 复用设备 VF 输入/输出点

传输损耗：
 $b_2 - a_1 = 1.0 \text{ dB}$
 $b_1 - a_2 = 0 \text{ dB}$

注—其它符号的意义见图 5/G.101 的说明。

图 8/G.101
在第 2 类国际电路的设计和调整中数字参考序列的使用

参 考 文 献

- [1] CCITT Recommendation *Transmission Plan*, Vol. VI, Rec. Q.40.
- [2] CCITT Recommendation *Pulse Code Modulation (PCM) of Voice Frequencies*, Vol. III, Rec. G.711.
- [3] CCITT Recommendation *Assumption for the Calculation of Noise on Hypothetical Reference Circuits for Telephony*, Vol. III, Rec. G.223, § 1.
- [4] CCITT Recommendation *Noise Objectives for Design of Carrier-Transmission Systems*, Vol. III, Rec. G.222.
- [5] CCITT Recommendation *Carrier Systems for Submarine Cable*, Vol. III, Rec. G.371.
- [6] CCITT Recommendation *Assumption for the Calculation of Noise on Hypothetical Reference Circuits for Telephony*, Vol. III, Rec. G.223, § 2.
- [7] CCITT Recommendation *Access points for international telephone circuits*, Vol. IV, Rec. M.565.
- [8] CCITT Recommendation *Setting-Up and Lining-Up an International Circuit for Public Telephony*, Vol. IV, Rec. M.580.
- [9] *Test frequencies on circuits routed over PCM systems*, Vol. IV, Supplement No. 3.5.
- [10] CCITT Recommendation *12-Channel Terminal Equipments*, Vol. III, Rec. G.232, § 11.

建 议 G. 102

传输性能指标和建议

(1980 年订于日内瓦)

1 概述

为了得到满意的网络性能，CCITT 起草了（或正在研究）关于各项传输损伤及其允许值的建议。这样的损伤至少包括如下各项：

- a) 响度评定值 (LR) 和损耗
- b) 噪声
- c) 衰减失真
- d) 串话
- e) 单音干扰
- f) 寄生调制
- g) 数字系统中误码的影响

一些建议说明损伤的各项指标，隐含着其它损伤（例如噪声和损耗）都为其最大值的假设条件。

在许多情况下，指标基本上是以电话为基础的。但当在网络或其组成部分内有其它的多种业务要求（例如声音节目传输）时，就需要采用一些专门的措施。

不同类型指标可分类如下：

- 1) 网络性能指标
- 2) 电路、传输和交换设备的性能指标
- 3) 传输和交换设备的设计指标
- 4) 电路、传输和交换设备的交付指标
- 5) 电路、传输和交换设备的维护/业务限值

2 性能指标的解释

对于网络、整个的连接、构成国际连接一部分的国内系统、国际电路链、单个系统等，其可测量的传输损伤的性能指标，经常是以统计术语（平均值、标准偏差或超过给定值的概率等等）来描述传输网络和系统规划中要达到的值。它描述的性能是以主观的或其它的性能评定为依据的，最理想的目标是向用户提供令人满意的服务。

构成网络的各实体（电路、系统、设备）通常假定具有与性能指标所建议的有关的性能。在一些情况下，将采用业务加权计算。

在分析有关网络指标及其是否符合这些指标时，建议 G. 103 中叙述的各种假设参考连接是强有力的工具。

3 设计指标的解释

设备实体（例如线路系统、电话交换机）的一个可测量的传输损伤（例如噪声、误码率、衰减失真）的“设计指标”，是该实体工作在一定的电气/物理环境中的数值。这个环境可以用电源电压、信号负荷、温度、湿度等参数来规定。这些参数中有一些可能是 CCITT 各项建议的课题，而另一些参数则不是；各主管部门在制定技术条件时，规定它们具有一定数值。对老化也可取适当的容限。常常假定所规定的参数的最坏组合。

“设计指标”的目的，是为一个实体提供相关性能的设计依据。图 1/G. 102 及 2/G. 102 分别说明实体设计指标的意义及损伤值的相对频次的例子。

在许多场合，设计指标将直接作为研制和/或订购设备的技术规范的基础。

和应用设计指标一起使用的一套有力工具，是假设参考(HR)电路和假设参考(HR)数字通道(见 G. 100 和 G. 700 系列中的相关建议)。

4 交付指标的解释

在实际电路和已安装好的设备上遇到的条件，可能不同于假设参考电路和设备设计所假设的条件。因此，在交付时，所预期的性能不能唯一地从假设参考电路的建议中导出。对于用不同设计的设备建立的电路和长度上明显不同于均匀段的线路系统等，可有适当的容差(见有关实际链路上噪声的建议 G. 226 [1] 中的例子)。

交付指标一般不是 CCITT 建议的课题。

5 用于维护的各项限值的解释

在开放业务时，实体或实体集合的各项性能可能由于各种原因而恶化，如老化、过载、过劣的环境条件、操作错误、元件失效等等，如果要总是保持这个恶化小到可以忽略，在业务费用上就有一个经济成本问题。因此在选定设计指标时，要给予一个尽可能大的余量，以保证有一个满意的开放业务性能。

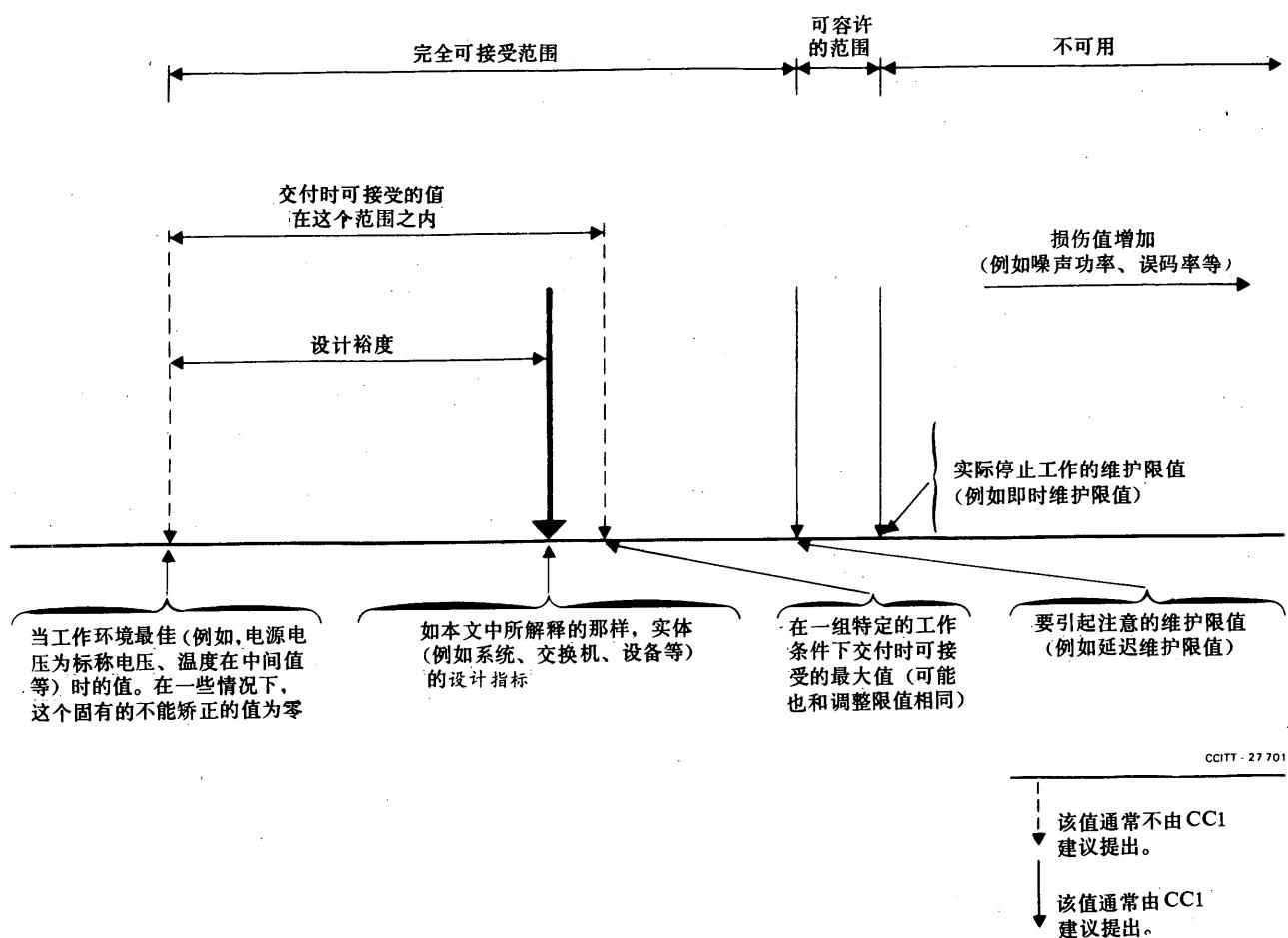


图 1/G. 102
一个实体的设计指标的意义的说明

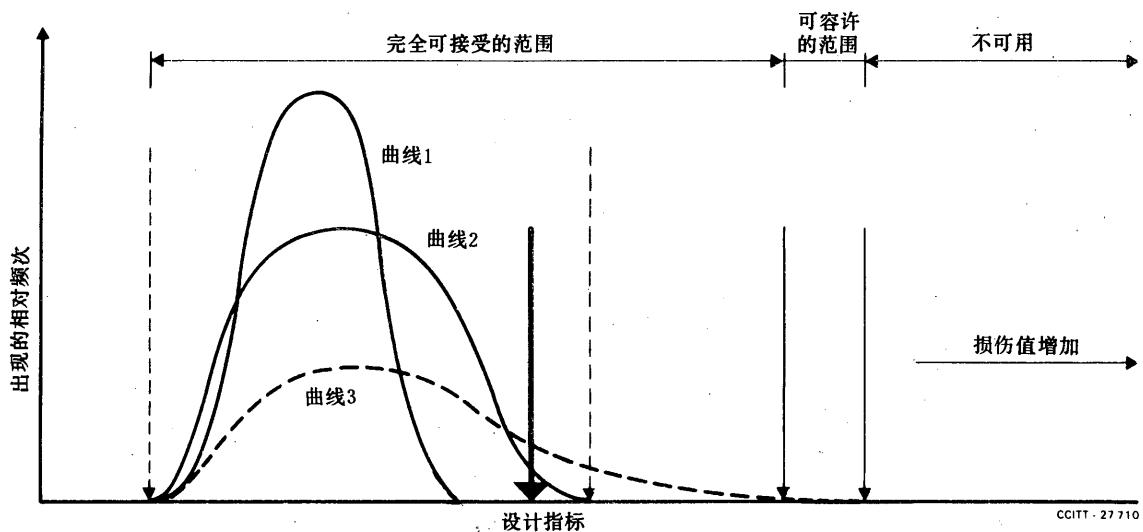
关于传输损伤，通常没有一个数值能清楚地分开“可容许的”和“不能使用的”性能的界限。实际上，损伤范围超过了设计指标给出的范围仍能给用户以满意的服务。这只是对电话业务来说的，对其它业务可能就不同了。

然而通常规定出一个特定的损伤值是需要的。超过这个值，就认为该实体“不可用”；达到这个值，则一有机会就应从业务中换下这个实体，并采取补救措施来恢复其性能，使其符合某些规定的限值（例如，即时维护动作的限值）。

规定出一个性能限值常常是有用的。到这个限值时发出告警，但（也许）不立即采取行动（例如延迟维护动作的限值）。

这些限值通常与特定实体所传送的业务类型无关。但有时必须对特定类型业务规定一个性能限值，超过这个限值将不能再向用户提供满意的服务质量。这个限值对各种业务可以是不同的；有些可以和即时维护限值（业务限值）一致。

这些损伤的限值（如有需要，还包括其它一些限值）总是大于损伤的设计指标。这些限值在图 1/G. 102 中说明，它们的通用名称是“维护限值”。



一些设备实体集合在交付使用时，能得到这样的曲线。此外可以另外绘制一些曲线来代表实体在使用期限内的性能。

曲线 1—交付时损伤出现的相对频次的例子，这时达到设计值并有些余量。如果环境条件的影响可以忽略，那么，在设备实体的全部寿命期间在开放业务时可以得到类似的分布。变压器的衰减失真就是一个例子。

曲线 2—交付时损伤出现的相对频次的例子；因为设备实体在比它的设计指标有更高要求的情况下使用，所以此时在某些同意的概率下，损伤超过设计值。无线或有线系统的增音间隔比预计大的影响可能是一个例子。

曲线 3—当工作环境的各种参数比规定的更差或有额外的参数时，开放业务中损伤出现的相对频次的例子。过载、元件失效或操作错误的影响可能是一些实例。

图 2/G. 102
各种损伤的相对频次的例子

参 考 文 献

- [1] CCITT Recommendation *Noise on a real link*, Vol. III, Rec. G.226.

建 议 G. 103

假设参考连接

(1968 年订于马德普拉塔；1972、1976
和 1980 年于日内瓦，1984 年于马拉加—托雷莫里诺斯修订)

本建议主要论述模拟网，建议 G. 104 论述了全数字网；本建议的 § 4 论述了在把一些数字电路引入到模拟网时的过渡问题。最终，可以设想所有的参考连接，无论它们是模拟系统还是数字系统，都将要合并在一个建议内。

1 目的

为研究传输损伤的假设参考连接是一个模型，用这个模型来描述电路和交换机所产生的各种损伤。

这个模型可由主管部门用来：

- 检查国内网中路由选择的结构、噪声分配和传输损耗的各种可能的变化对传输质量的影响。
- 检验国内规划规则是否确实符合 CCITT 对国内系统的任何统计的损伤标准。

为了这些目的，希望有几种模型。下面描述的三种假设参考连接应当包括需要进行研究的大多数情况。

不能认为假设参考连接是为损耗或噪声或者其它损伤建议的特定值，尽管在许多情况下引用的各种数值就是所建议的值。不打算把假设参考连接用于各种传输系统的设计。

2 假设参考连接的构成

2.1 图 1/G. 103、2/G. 103 和 3/G. 103 规定了各种连接的构成。

图 1/G. 103—是预期实际上出现的有最大数量的国际和国内电路的最长国际连接。这样一个连接典型地具有高修正参考当量和高噪声值，并且来自国际电路的噪声可能是主要的。衰减失真、群时延、群时延失真也都特别高。这种连接是很罕见的。

图 2/G. 103—中等长度的国际连接（也就是说不超过 2000km），它包括大多数常见的国际和国内电路数。在这样一个连接中，预计国内系统的噪声起主要作用。在大部分国际呼叫中使用这样的连接。

图 3/G. 103—几乎是由最大数量的国际电路和最少数量的国内电路所组成的国际连接。这样的连接是很多的。

2.2 用于图 1/G. 103、2/G. 103 和 3/G. 103 的总说明

2.2.1 假设参考连接表示国际电路在 0dB_r 和 -0.5dB_r 虚拟交换点连接在一起，而不是在 -3.5dB_r 和 -4.0dB_r 点连接。这样对于那些在研究中必须使用参考连接的人员来说更为直接有用。

可能会认为，假设参考连接不使用“传统”的 -3.5/-4.0dB_r 虚拟交换点，有些不合逻辑，但是，如果使用“传统”电平点描述参考连接，那么图中的噪声功率值就不再是其它建议中出现的惯用值。附件 A 作了进一步的说明。

2.2.2 采用的名称以建议 E. 171 中推荐的国际选路规划为依据，即 ISC=国际交换中心（以前为 CT 3），ITC=国际转接中心。

2.2.3 在每种情况下只表示一个传输方向。

2.2.4 按照现有的建议表示平均噪声功率的设计指标。对于长距离载波电路，它们与长度成正比。根据基本的假设参考电路长度是 2500km 还是 7500km，采用相应的噪声功率比 4pW/km 或 18W/km。

2.2.5 缩写 pW_{0p} 表示相对于零相对电平点的微微瓦噪声计功率。在交换局噪声的情况下，该点是在紧接交换局的出局电路中。电路的噪声功率是指参考电路本身的零相对电平点的，而不是参考连接上的某个点的。

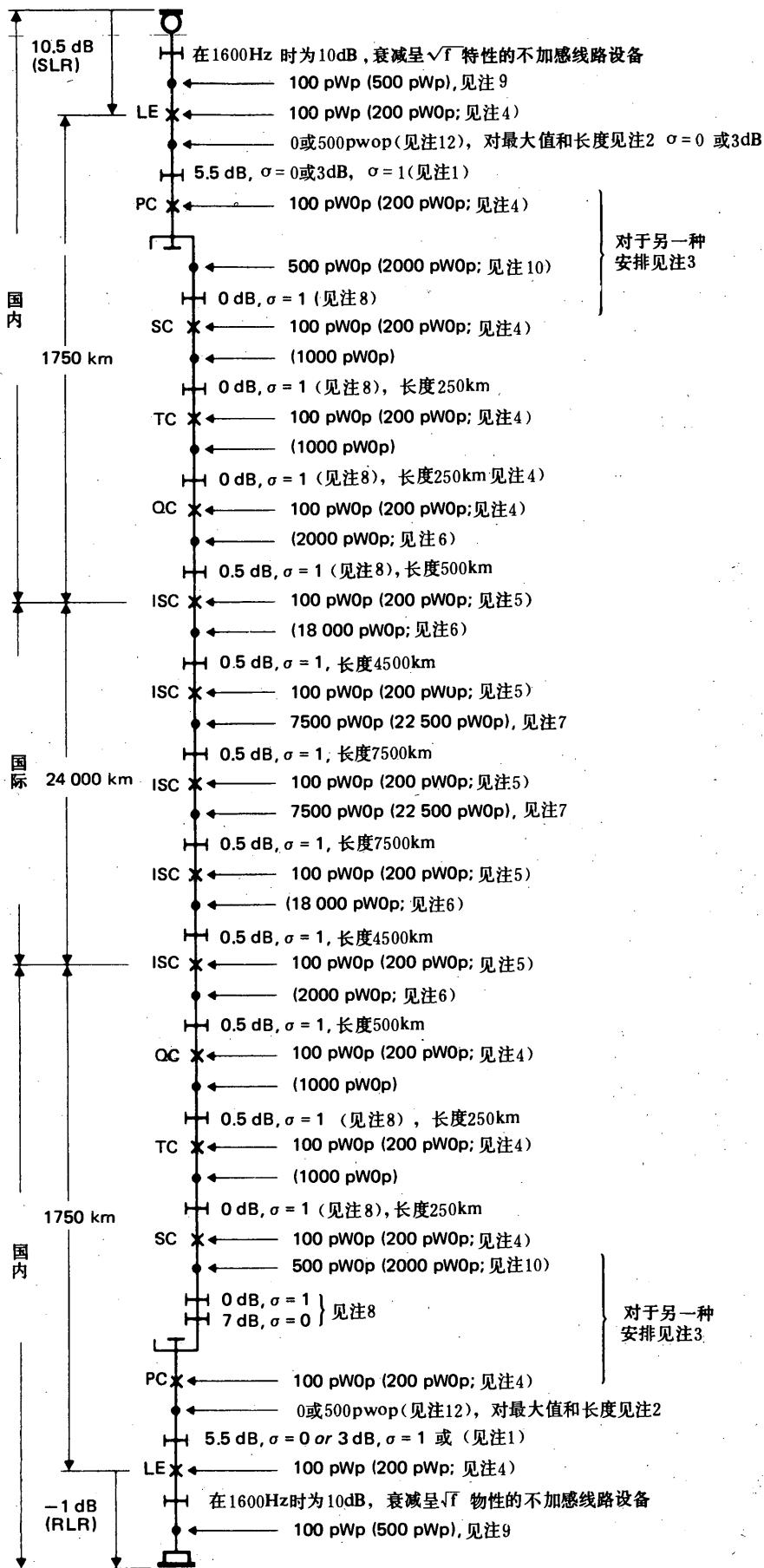


图1/G.103、2/G103和3/G.103的符号

CCITT - 20571

SLR 发送响度评定值

RLR 接收响度评定值

LE 本地交换局

PC 初级中心

SC 二级中心

TC 三级中心

QC 四级中心

ISC 国际交换中心

图1/G.103.

在实际中可能出现的最长的国际连接

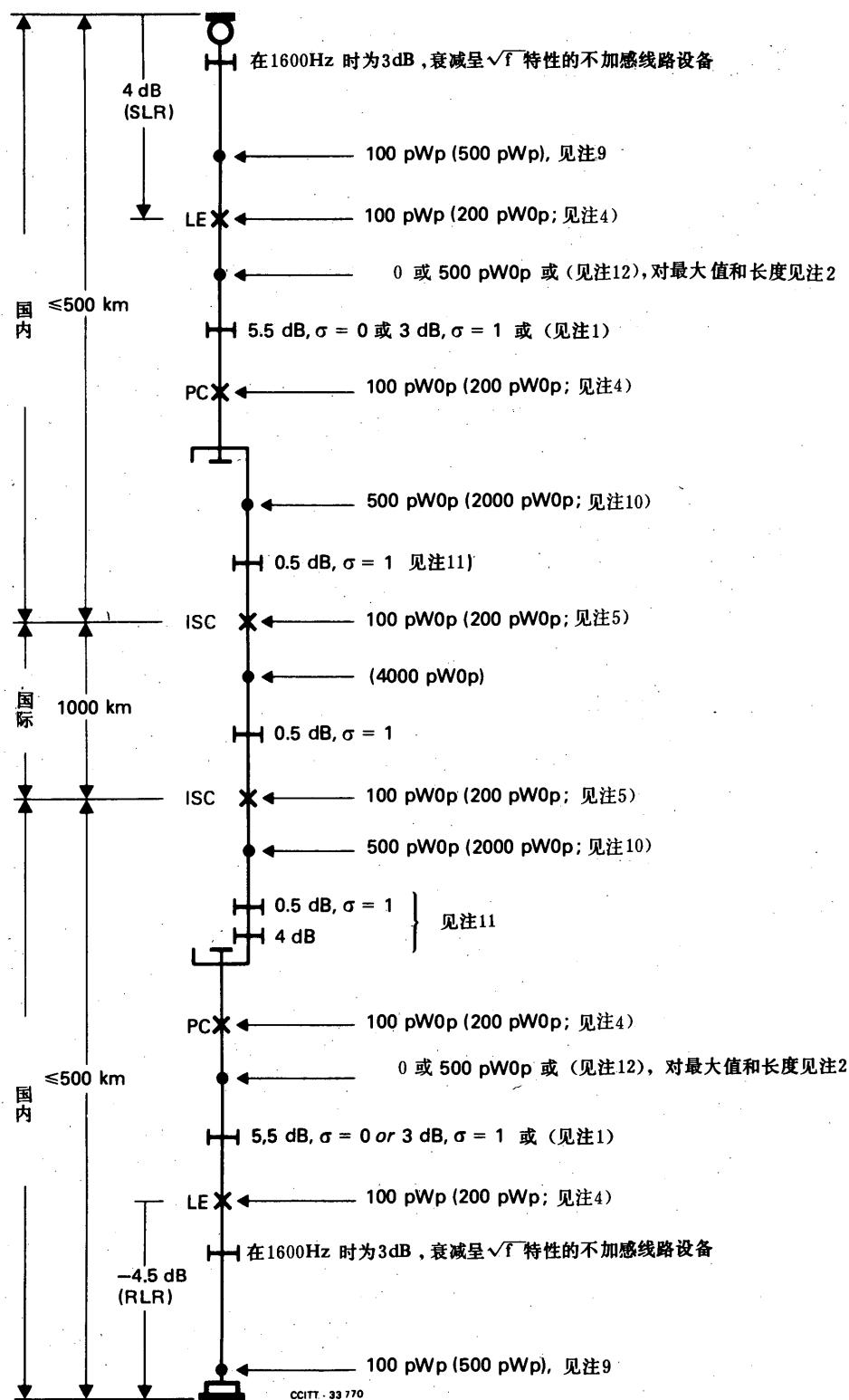


图 2/G. 103
仅有一个国际电路的中等长度国际连接的例子

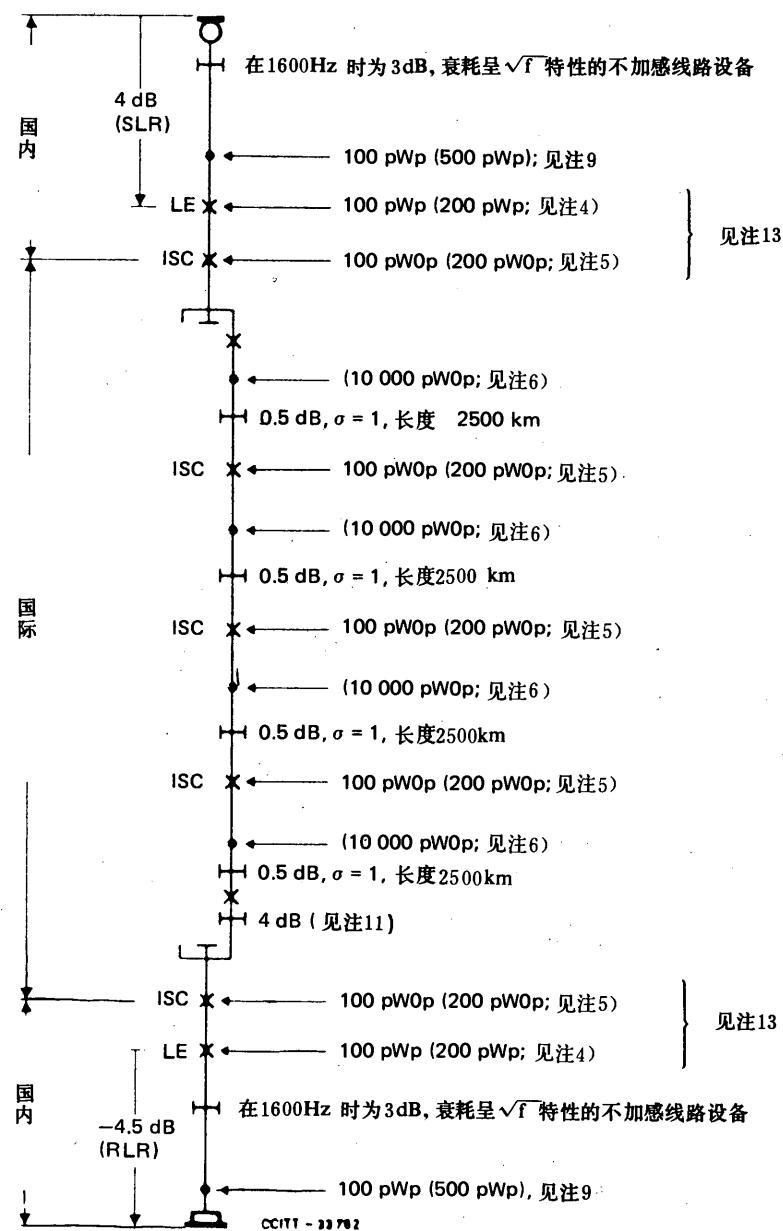


图 3/G. 103
位于终端 ISC 附近的用户之间的由 4 段
国际电路组成的国际连接的例子

图 1/G. 103、2/G. 103 和 3/G. 103 的注

注 1 — 对于实线设备的电路而言，LR 可以取 $\sigma=0$ 的标称最大值 6dB。用下面的方法可以得到这个数值：对于涉及到国际电路在 IC 处的 -3.5dB 的发送响度评定值 (SLR) 为 20dB 时，建议 G. 121 给出了 97% 的极限范围，而在国内和国际电路链输入端（也就是初级中心）的零相对电平点 SLR 为 16.5dB。参考文献 [3] 指出，对最长的本地线路来说，10.5dB 发送响度评定值 (SLR) 是一个典型的数值，因此，余下的 6dB 是由本地交换局至初级交换中心的电路损耗，包括交换损耗在内（见总说明 2.2.10）。

对于初级中心是 2 线交换的 FDM 或 TDM 的短距离载波电路，电路损耗的标称值可取为 3dB，其 $\sigma=1$ 。这个损耗值等于电路的 LR 值，它的损耗失真影响由包括在连接中一条附加的长距离电路来估计（建议 G. 111，§ A. 3.2）。例如，这个电路可以用 7bit 编码 ($\mu=100$ 或 $A=87.6$) 的 PCM 系统或者 8bit 编码 ($\mu=100$ 或 $A=87.6$) 的 PCM 系统来提供。虽然 CCITT 只建议了 8bit 编码，但在一些国家中也使用了非建议的 7bit 编码。

注 2 — 对于不超过 250km 的短距离 FDM 或 TDM 载波电路，噪声功率的最大值可取 1000pW0p。见建议 G. 123。

注 3 — 如果在初级中心使用 4 线交换（空分或时分）时，可能遇到下面的安排。虽然在实际中会与一种或另一种安排有关，但很明显，原则上终端设备可置于 2 线交换和 4 线交换间的任一点上。



如果采用 b) 的安排，因为在 4 线链路中会加入一个额外的电路，所以不论国内传输规划使用的是 $3.5+0+0+0$ 或是 $2.5+0.5+0.5+0.5$ ，仍必须保证 $a-t-b$ 的最小损耗（符合建议 G. 122 的要求）。在需要外加一个 0.5dB 的地方，原则上可以通过把第三级中心/ISC 的电路损耗从 0 改变至 0.5dB 来得到，或者把它分配到 PC/LE 的电路上来得到。这种配置可能在连接的两端都会遇到。

注 4 — 从建议 G. 123，§ 3 中得到国内 4 线自动交换局的最大噪声功率设计指标为 200pW0p。对于国内 2 线交换局，临时假定绝对噪声功率为同样的值，即 200pW0p。关于任何国内零相对电平点的位置没有作任何假设。

注 5 — 在建议 Q. 45 [4] 中，推荐国际交换局最大噪声功率的设计指标为 200pW0p。

注 6 — 这个噪声值相当于忙时最坏噪声功率 4pW0p/km 的设计指标。

注 7 — 对于 ISC/ISC 电路的平均值 7500pW0p，假定线路噪声功率的平均值为 1pW/km。在最坏电路上 3pW/km 为设计指标，可导出其极限值为 22500pW0p。仅当超过 40000pW0p 时，才使用压扩器来改善噪声（见建议 G. 143）。

注 8 — 假设两个国家都使用 $3.5+0+0+0$ dB 类型的规划。初级中心接收方向衰耗器的标称值包括了终端设备的损耗（见总说明 2.2.10）。

注 9 — 100pW0p 被认为是用户线路噪声平均值的一个典型值，至少有一个主管部门用它作为接收端处的最大噪声指标。

注 10 — 电路长度约为 500km 时的最大值为 2000pW0p，具有一定富余度。

注 11 — 假设两个国家都使用 $2.5+0.5+0.5+0.5$ dB 类型的规划。初级中心接收方向衰耗器的标称值包括了终端设备的损耗（见总说明 2.2.10）。

注 12 — 如果用实线设备提供电路，则噪声功率电平可以忽略不计。如果这个电路是用 FDM 或 TDM 的短距离载波系统，则 500pW0p 的平均值是合适的。

注 13 — 假设本地交换局和初级中心位于两个 ISC 的同一地点。

2.2.6 衰减器符号表示了特定通路或电路的标称损耗。并且，噪声发生器和衰减器的相对位置表明，如果噪声是相对于电路的接收端的，那么这个噪声必须用对应于衰减器损耗的功率比来修正。

如果需要表示连接上某个特定点的噪声功率（例如，接收本地交换局或第一条国际电路上的零相对电平点），则要采用如下规则：

如果 A 点的噪声功率电平是指相对于在其位置下游的 B 点而言的，它可用 B 点的电平加上 A 到 B 的损耗总和来得到。如果 A 点的噪声功率电平是指相对于在其位置上游的 C 点而言的，则它可用 C 点的电平减去 A 到 C 的全部损耗总和来得到。

2.2.7 与 4 线链中最右侧电路相关的一个衰减器表示了连接的标称终端损耗[即正常的总损耗小于各单个电路的转接损耗（通过净损耗）之和]。这个方法使得噪声功率能像把它们在各单个电路的零相对电平点注入那样来表示，如附件 A 中所述。

2.2.8 关于衰减失真和群时延失真分布的信息可在建议 G. 113 的附件 A 中得到。在红皮书卷 III.1 的增补 NO. 20 中给出了基本传输损伤的一些可能组合的计算值。

建议 G. 114 给出了有关群时延的信息。

2.2.9 电路传输损耗的标准偏差是符合建议 G. 151 § 3 的指标，并且也符合在实际中得到的结果以及 [1] 中的规定。

2.2.10 按建议 M. 700 [2] 的意见，把这些参考连接中的“电路”定义为整个线路和线路上的设备；它从一个交换局的交换机一直延伸至下一个交换局的交换机。由此可见，电路的传输损耗值包含了交换机和局内电缆的损耗以及由传输系统引入的损耗（或增益）。如果需要单独区别交换局的损耗，则可使用具有适当值的附加衰减器符号。

还应该注意到，按照习惯，通常分配给终端设备的 3.5dB 衰耗在 2 线/4 线电路上没有明确地表示出来，这个数值也包括在分配给电路的损耗中。

3 调制和解调设备的数目

为了研究传输性能，可以认为，预计出现的最长国际连接（见图 1/G. 103）在 4 线链路中有下述安排的调制/解调器对。

表 1/G. 103

	在整个模拟 4 线链路中调制/解调器对的数量		
	8 个国内电路	ISCs 间电路数	总数
通路	8	4	12
基群	12	10	22
超群	16	20	36

在 12 对通路调制/解调器中，最多可能有 3 对是特殊类型（每个基群多于 12 个话路）的调制/解调器。

4 PCM 数字处理引入后的发展

世界电话网正从以模拟网为主的网向模拟/数字混合网过渡。展望未来，预期这个过渡将不断地进行并且将使数字网在网中占主要地位。建议 G. 101 § 4 和 G. 104 给出了这个过渡过程的背景情况。

参照图 1/G. 103、2/G. 103 和 3/G. 103 的假设参考连接，其中所使用的与电路数目和交换局数目有关的各种配置，同样应适合于模拟/数字混合时期的网络情况。但是，对于与模拟/数字混合连接有关的传输的研究，还必须要考虑目前未综合的各种数字处理。这些未综合的各种数字处理可能对总的传输性能，特别是像量化失真（建议 G. 113）和传输时延那样的参数有着重要的影响。在附件 B 中，对用于模拟/数字混合网的各种适当的假设参考连接的使用提供了指导。

当世界网络成为全数字网时，在模拟/数字混合时期由于引入未综合的各种数字处理而出现的传输损伤将会消除。但是有些处理可能保留，这可能会使传输恶化。这些处理是在把比特流重新编码的基础上工作的，例如就像数字衰减器工作的情况。虽然这些处理引入累积的传输损伤是在建议的限值之内，但由此引起的比特完整性的破坏仍是一个很重要的缺点。尤其当各种业务要求端一端保持比特完整时，这个缺点更为严重。因此，应尽可能地避免这类处理，或者在受影响的连接上传送要求比特完整性的业务时，要进行适当的安排以防止上述情况发生。

附 件 A

（附于建议 G. 103）

假设全部发送交换电平均为 0dB_r 时，如何绘制假设参考连接的说明

A1 考虑图 A-1/G. 103 表示的连接。在这个连接中具有损耗为 1dB、6dB 和 2dB 的三条电路，由具有实际发送电平为 -2、+1 和 -3dB_r 的各交换局连接在一起。

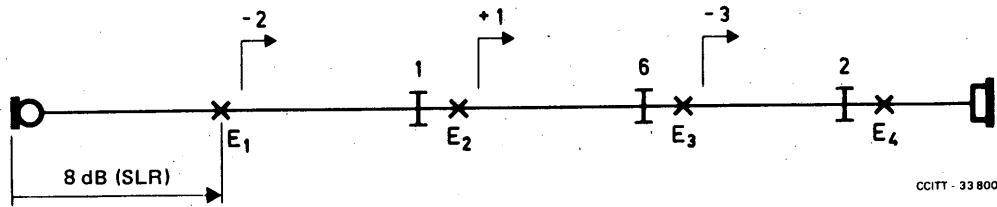


图 A-1/G. 103
具有各种发送交换电平的连接

A2 我们假设这些电路的噪声功率分别是 N_1 、 N_2 和 N_3 pW_{0p}。为了确认有关交换电平并省去箭头符号，图 A-2/G. 103 表示出经过选择适当值的衰减器进入它们的电路的噪声功率。

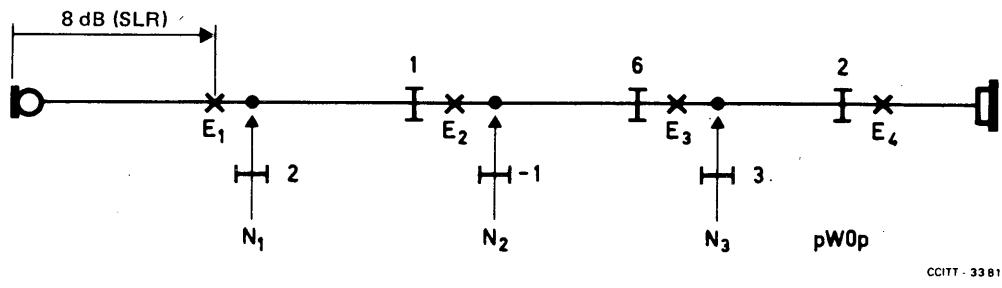


图 A-2/G. 103
相加的噪声功率

A.3 我们注意到 N_1 通过总数为 11dB 的衰减到达 E_4 , N_2 通过的衰减总数为 7dB, 而 N_3 通过的衰减总数为 5dB。此外，在每个交换局上累积的发送响度评定值 (SLR) 与相应的电路噪声电平之差分别为 6dB (对于 N_1)、10dB (对于 N_2)、12dB (对于 N_3)。因此，我们可画出如图 A-3/G. 103 所示的重新分配损耗的连接，其中全部发送交换电平为 0dB_r 并且也满足其它全部条件。

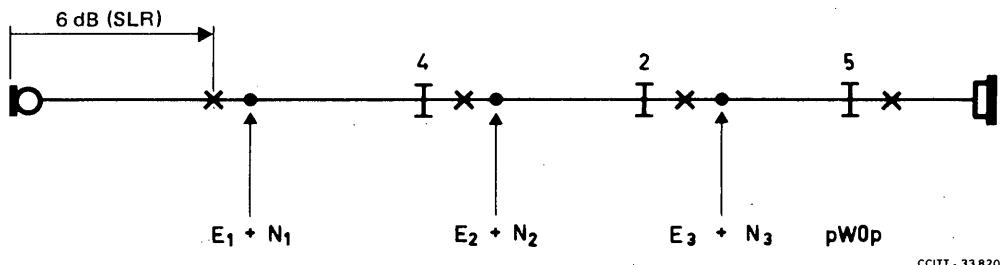


图 A-3/G. 103
所有发送交换电平为 0dB_r

A.4 由于在每个交换点上紧接着下游电路的相对电平现在为 0dB_r，所以可以像建议 G. 103 的假设参考连接那样加入交换局的噪声功率。

附 件 B

(附于建议 G. 103)

对于模拟/数字混合连接的假设 参考连接的指导

本附件对制定一个模拟/数字混合网模型的方法提供了指导：为了与全模拟网比较时简便和容易，保持目前在图 1/G. 103 至 2/G. 103 的网络配置是非常合适的。实际上，图 1/G. 103 和图 2/G. 103 分别表示了最长的然而少有的连接类型和最常出现的中等长度的连接的例子。对大多数场合，这三种连接提供了足够范围的各种连接类型。但是希望对于各种电路和交换局应选择模拟的还是数字的给出一些指导。这种选择可以根据进一步研究来决定。对每一种连接指出两个例子：一个数字处理数量最多，另一个将是具有代

表性的正在发展中的网络。最坏的情况可以用所有的交换局是数字的而所有的电路是模拟的来代表。通过定义具有数字连接性的数字岛，使得在每个连接中独立的数字处理的数量接近于最大数量的一半，可以得到一组更有代表性的连接。对于有代表性的各连接来说，假定所有交换局是数字的。此外，在表 B-1/G. 103 中指出的各具体电路也假定为数字的，并且到电路每一端的数字交换机是数字连接的。这具有产生有综合数字处理的数字岛的效果，以致每个数字岛可以认为是一个单个的数字处理。

表 B-1/G. 103

假定的数字电路 (从上到下排列)		
图1/G.103	图2/G.103	图3/G.103
PC至SC TC至QC 第1 ISC至第2 ISC ISC 第4 ISC 至第5 ISC QC至TC SC至PC	PC至ISC ISC至PC	LE至ISC 第2 ISC至第4 ISC a) ISC至LE

a) 单个数字岛。

注一对缩写的解说见图1/G.103。

参 考 文 献

- [1] CCITT *Green Book*, Vol. IV.2, Section 4, Supplements, ITU, Geneva, 1973.
- [2] CCITT Recommendation *Definitions for the maintenance organization*, Vol. IV, Rec. M.700.
- [3] CCITT manual *Transmission planning of switched telephone networks*, ITU, Geneva, 1976.
- [4] CCITT Recommendation *Transmission characteristics of an international exchange*, Vol. VI, Rec. Q.45.

建 议 G. 105

用于串话研究的假设参考连接

(1980 年订于日内瓦)

1 目的

本建议给出了关于综合交换电话网中应用建议 P. 16 [1] 的指导原则，并提出为研究串话而专门设计的假设参考连接的结构和参数的建议。

2 综合要点

2.1 基本数据的精确性

2.1.1 在采用实际的通话主观试验中，要求主观上注意地收听以检验是否存在可懂串话；这种试验的结果总会有一定程度的不准确性，而且不能期望这种试验能够会可靠地指明，用户在私人通话中无意地听到其它会话而其信心受到破坏的程度。因此通常应尽可能地减少潜在的可懂串话的危险。

2.1.2 在采用建议 P. 16 [1] 给出的计算方法时，如果串话衰减和响度评定值的分布是不对称的而不是正态的，或者被验收测试过程截尾，就会产生误差。这是因为通常我们总是追求低概率的可懂串话，而这又主要取决于精确决定的分布的尾部。避免这个误差的一个方法是采用在文献 [2] 中引用的 CCITT 手册中所叙述的 Monte-Carlo 方法，为了保证必须的精确度一定要多次地重复。

2.1.3 必须充分注意取得所研究的串话路径中噪声和损耗的有代表性的值。特别是平均值的一个微小变化所产生的误差，就可能容易地引起串话计算概率有 10 倍以上的误差（见 [3] 的例子）。

2.2 线路和室内噪声的影响

2.2.1 线路噪声的遮蔽效应是另一个很重要的方面，而且还产生了一些困难。一方面，为了建立串话的限值，如果假设线路的噪声电平可以忽略不计，则对由各项设备引入的串话所提出的串话衰减的要求是不真实的。另一方面，如果假设电路和交换局在使用中产生的噪声功率电平和它们的设计指标类似，例如众所周知的 $4\mu W/0\mu/km$ ，则串话的影响范围很大程度上不可接受，特别是当网络负荷很轻，使得噪声功率可以认为是在它们最低值的情况下更是如此。

像在许多传输研究中一样，必须在这些极端的情况之中进行一些折衷。在某些情况下，可能必须在业务空闲和繁忙期间，测量已装置设备的噪声功率电平。但一定不要忽视现在所设计的这个限值；如果可能的话，还必须考虑将来的情况。有一条合理的原则，即在网络某一部分内设备的良好性能，应与网络其它部分的缺陷无关，特别是如果在将来这些缺陷很可能被克服和减少（例如通过新设计本地交换局或广泛使用数字长途传输系统）的话。

2.2.2 和线路噪声不一样，室内噪声的影响可由于确定的收听者减少。因此在建议 P. 16 [1] 中建议，当推导设备的设计指标时，可以假定室内噪声忽略不计。

2.3 有关的概率和分布

2.3.1 当画出由设备和电缆产生的串话衰减分布图时，只考虑其（可以接受的）最差值是恰当的。例如，在一条 10 对电缆中，对每一对电缆应仅考虑其最坏的干扰源，也就是有 10 个值。不能用其它的 80 个较好的值来改变这个分布。在忙时，一个特定线对的最坏干扰源和它的使用程度有关。

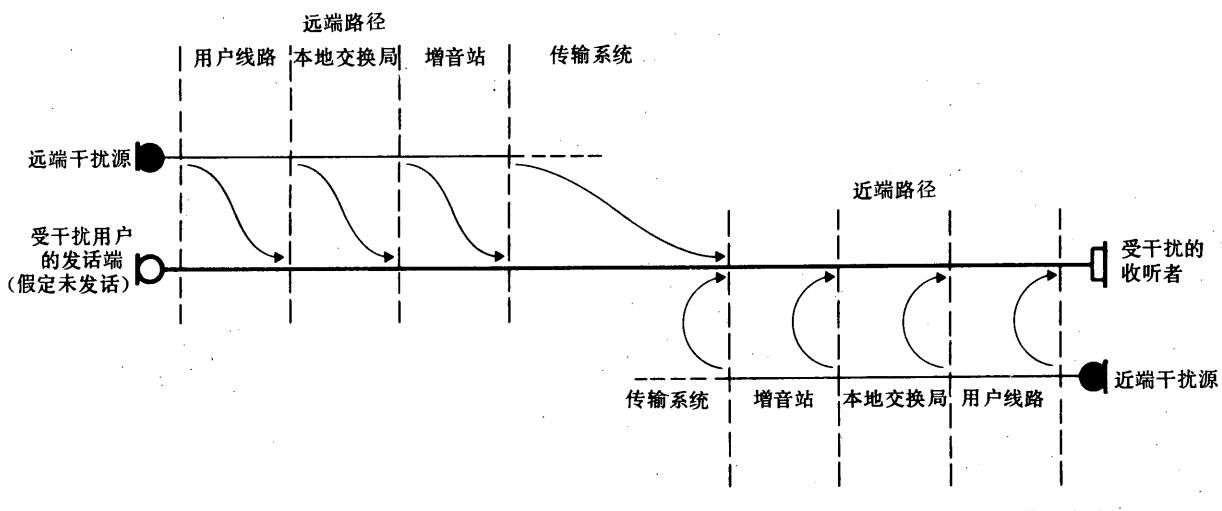
2.3.2 就同一个本地交换网内的本地呼叫之间的可懂串话而言，在居民用户情况下，潜在的主串用户进行呼叫而同时又作为被串用户的概率可能是非常低的，而对商业用户和用户小交换机则很可能不是这样。[4] 中给出有关这个问题的资料并指出了如何计算有关的概率。

2.3.3 多个可懂串话信号进入电话连接，不会都具有较高的电平，而且不会都来自一个干扰源；为了求得设计极限，可以不考虑这种偶然事件。因此在推导限值时，可以假定只有一种主要的串话机理，而且所有其它的源都可以忽略，这样就要“占用”全部容限。

但当必需把串话的网络性能指标在构成连接的交换局和电路中分配时，则一定要考虑到从不同干扰源来的许多潜在的串话途径。例如，串话限值可以分配在有交换局的完整通路上和整个中继电路或长途电路上。因此，在一个简单的它局交换的连接上，有3个主要的串话源（暂时忽略本地电缆中产生的串话）。如果对这样的连接，其指标不大于1%，那么从每个串话源来的串话概率应减少到1/300（假设等概率，而且串话源之间不相关）。图1/G.105和2/G.105说明了某些重要的串话路径。

3 串话的假设参考连接

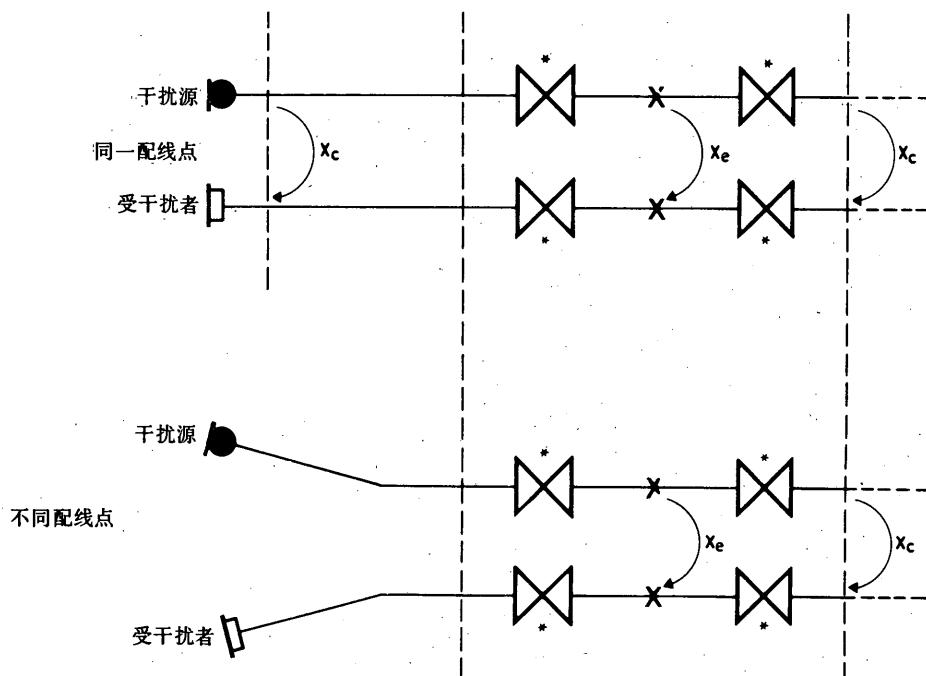
图3/G.105说明了两个适用于电话电路和交换局串话研究的假设参考连接的基本原理。可以看到这些连接比在G.103建议中给出的研究噪声和损耗的连接简单得多。在由一对12条电路构成的接近最大长度和噪声的连接之间，研究其潜在可懂串话的危险，以便得到通路设备串话的限值是不适用的，因为按技术规范购置和安装的大多数通路设备都是在非常简单、噪声很小和众多的连接中使用的。



CCITT - 23 160

注—“增音站”（例如，多路复用设备）和“传输系统”的单个串话限值不是本建议的研究课题，本建议只涉及用户线路、交换局和交换局间电路的串话限值。具体地说，对电路建议的串话限值，应由各主管CCI研究组来分配。

图1/G.105
当考虑电话连接之间潜在的可懂串话时，一些重要的
远端和近端串话路径



*这里表示出的所有用户线路都有附加放大，而实际中不都是这样。

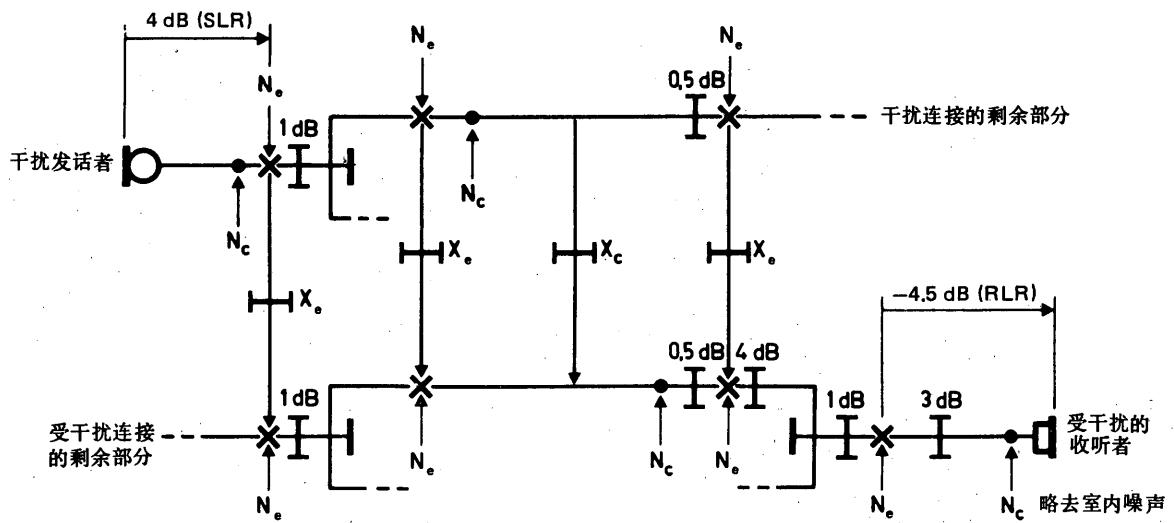
CCITT - 23170

注 1—本局交换呼叫中，不同配线点上用户之间的串话可以假设只是由交换局串话产生的，或只是交换局的交换机设备远端侧的局内电缆（近端或远端）产生的串话。它局交换呼叫中，假设串话发生在交换局内和长市中继线或长途电路之间。

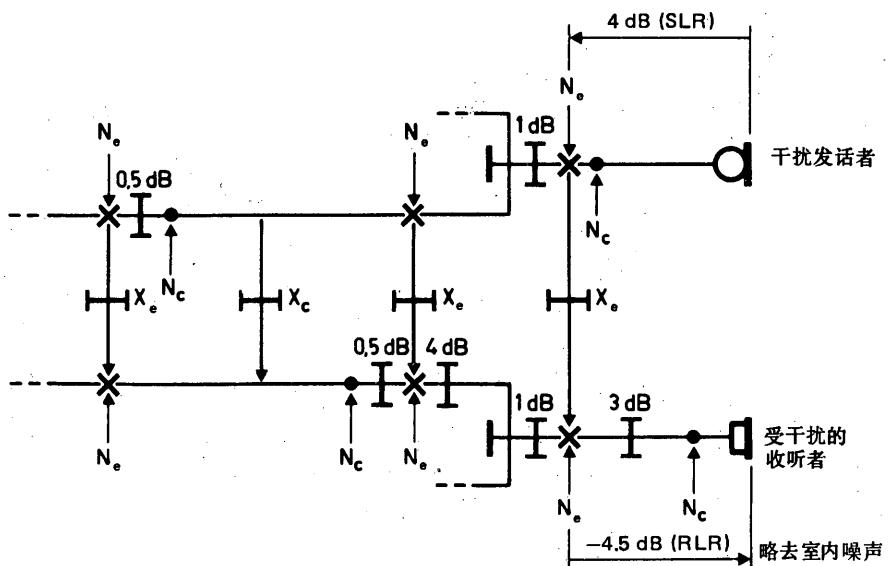
注 2—在同一配线点上的用户之间，还应假设其串话可能产生于本地电缆（近端串话）或其它固定连接的设备。在这个方面处于不利的特殊用户的串话，在很大程度上和使用的本地电话电路种类有关。当使用电流调节的电话机时，本地线路长度为极限长度的用户最为危险，因为这些线路上的电话机灵敏度最高。

注 3—应当适当地计入有时与长线路有关联的附加交换放大的影响。

图 2/G. 105
在本地交换网中研究串话用的一些假设串话参考路径



a) 远端串话路径



b) 近端串话路径

注 1—受干扰的连接是一个很简单的连接，受干扰的收听者被连接到与长话局（例如，第一个 ISC 或国内初级中心）设在一起的本地交换局上。

注 2—适合于各种电路和交换局的噪声功率值为：

电路噪声 (N_e)： 用户本地线路： 100pW_0

4 线电路： 500pW_0

(卫星电路： 10000pW_0)

交换局噪声 (N_e)：

本地交换： 50pW_0 或 pW_0 (适当选用)

4 线交换： 100pW_0

注 3—根据 G. 103 建议中采用的习惯，在所有交换局上的发送电平为 0dB_{r} 。实践中还遇到其它的相对电平值，因而在研究中必须予以注意。

注 4—在任何一个时间，假定只有一个主要的串话机理。

图 3/G. 105
研究交换电话连接之间
串话的假设参考连接

参 考 文 献

- [1] CCITT Recommendation *Subjective effects of direct crosstalk; Thresholds of audibility and intelligibility*, Vol. V, Rec. P.16.
- [2] CCITT Manual *Transmission planning of switched telephone networks*, ITU, Geneva, 1976.
- [3] *Social Crosstalk in the Local Area Network*, Electrical Communication (ITT), Vol. 49, No. 4, pp. 406-417, 1974.
- [4] LAPSA (P. M.): Calculation of multidisturber crosstalk probabilities, *Bell System Technical Journal*, Vol. 55, No. 7, September 1976.

1.1 关于一个完整国际电话连接的传输质量的一般建议

建 议 G. 111

国际连接中的响度评定值 (LR)

(1964 年订于日内瓦；1968 年于马德普拉塔，
1972、1976 和 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)

序言

本建议的第 1 节至第 5 节一般适用于全模拟、模拟/数字混合和全数字的国际电话连接。然而，在对模拟/数字混合连接或全数字连接的特殊情况制定建议时，§ 6 将给予指导。

在国际传输规划中，对两个用户之间的响度评定值 (LR) 没有严格的限制，它的最大值由下面指出的各个建议产生。

CCITT

考虑到

- (a) 在建议 P. 76 中所规定的响度评定值 (LR) 已经由建议 P. 78 所叙述的主观测试确定，并且由各个实验室（包括 CCITT 实验室）所确定的数值之间的差异小于参考当量的差别。
- (b) 为规划目的，LR 是由建议 P. 65、P. 64 和 P. 79 所叙述的客观方法来确定的。
- (c) 来自参考当量 (RE) 和修正参考当量 (CRE)（见附件 C）的转换公式应用于特定的话机上是不精确的。因此，仍依赖于关于所用话机类型的参考当量值（由 CCITT 实验室以前所确定的）的主管部门，将需要在 CCITT 文件中取得修正参考当量的建议值。

建议

下面给出的值，不论用哪一个 LR，都可用于检验提供一个有足够响度接收话音的国际电话连接。

使用 CREs 的各主管部门应当使用本建议附件 C 给出的方法，或者应用红皮书卷 III 中给出的数值作为第二种选择，适当地把本建议的 LR 变换到其国内的 CRE。

注 1 — 在附件 A 中，规定和/或解释了在本建议中使用的主要术语。

注 2 — 对于使用碳粒送话器的很多电话机，仅能以有限的精确度确定 SLR 和 STMR 的数值。

1 国内系统的标称响度评定值

1.1 国内系统的标称响度评定值的定义

原则上，可在电话网的任一接口上分别地确定发送和接收响度评定值 SLR 和 RLR，然而当规定国内系统的 SLR 和 RLR 时，把接口选在位于国际交换局。

日益增加的大量国际系统，将通过相对电平规定为 0dB_r 的数字接口连接到国内系统。因此在本建议和在建议 G. 121 中，国内系统的 SLR 和 RLR 是以国际交换局为 0dB_r 点作为参考的。（见建议 G. 101，§ 5）。这种习惯的用法适用于国内系统和国际系统之间的模拟互连和数字互连（除非在特定情况下有别的规定）。

但是，如果在模拟的基础上互连，可由有关主管部门选择接口处的实际相对电平。如果在模拟接口的标准相对电平对于（国内）发送和接收系统分别为 SdB_r 和 QdB_r，则在接口的实际 LRs 和 0dB_r 点之间的关系是：

$$SLR \text{ (接口)} = SLR - S$$

$$RLR \text{ (接口)} = RLR + Q$$

（见图 1/G. 111）。

此外，为传输规划目的，已经常使用虚拟模拟交换点的概念（VASP）。通常 VASP 并不实际存在，但是已经发现在研究完全模拟和模拟/数字混合连接时，它可以带来方便。如果国际段是模拟或模拟/数字混合的，则按常规，在 VASP 的相对电平是：

$$S = -3.5 \text{ dB}_r$$

$$Q = -4.0 \text{ dB}_r$$

注 1 — $Q = -4.0 \text{ dB}_r$ 相当于国际电路的 VASP 之间有 0.5dB 标称损耗。但是，如果单个国际电路仅用于比较短的或者简单的国际连接，若增加这个损耗可以避免使用回声控制装置，则可以增加这个损耗。参见建议 G. 131，§ 2.1。因此，在这种情况下，Q 值将相应地减少。

注 2 — 如果国际模拟电路随频率变化呈现出一个适当的衰减失真，则国际连接的全程响度评定值（OLR）可能比 VASP 之间的标称损耗稍有增加。见 § A. 4.2。

当国际电路是数字电路时，同样使用 VASP 的概念。常规是：

$$S = -3.5 \text{ dB}_r$$

$$Q = -3.5 \text{ dB}_r$$

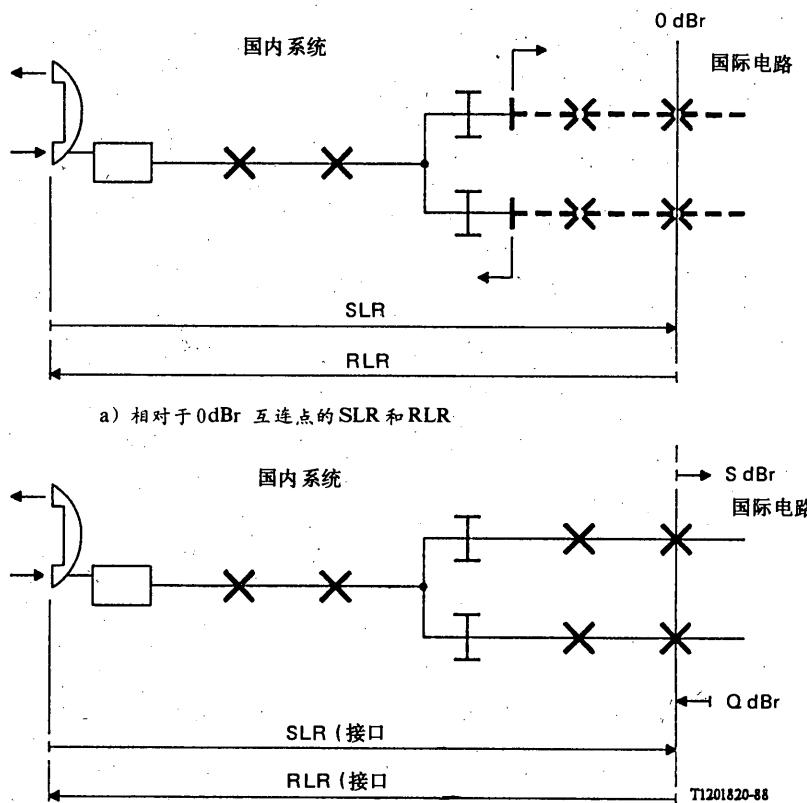


图 1/G. 111
国内系统的 SLR 和 RLR 参考点的定义

1.2 建议值

建议 G. 121 给出了国内系统标称 SLR 和 RLR 的指标。

2 国际链的标称全程损耗

每个国际模拟电路的虚拟交换点之间在 1020Hz 的标称损耗原则上是 0.5dB。然而有些电路可以以更大的损耗工作（见建议 G. 131，§ 2.1），而有些模拟电路可以工作在零损耗（见建议 G. 101，§ 5 中的注 3）。数字电路的标称传输损耗为 0dB（见 § 6）。

就所涉及的传输来说，只要串接的每个国际电路在转接状态下虚拟交换点之间具有 0.5dB 标称损耗，并以 4 线互连，则对串接的国际模拟电路数目没有严格的限制。当然，互连的电路数目越少，则传输性能会越好（见建议 G. 101，§ 3）。

注 — 在建议 G. 101，§ 3 中给出了国际连接中存在的实际电路数目的资料。

3 在一个完整连接中的响度评定值和方向的影响

3.1 每个传输方向的标称响度评定值

附件 A 的 A.3 节和 A.4 节指出了如何计算一个完整连接的全程响度评定值 OLR。一个国际连接的标称 OLR 是下述各项之和：

- 标称 SLR，国内发送系统发送响度评定值（见建议 G.121 § 4 和附件 A）；
- 标称 CLR，国际链的电路响度评定值（见附件 A）；
- 标称 RLR，国内接收系统的接收响度评定值（见建议 G.121, § 4 和附件 A）。

3.2 OLR 的业务加权平均值

对于实际情况中的连接，在大多数场合下 OLR 的适宜数值看来是 10dB。

注 — 对于完全没有回声和侧音问题的连接，经调查表明最佳的 OLR 稍低一些，约为 5dB。但是这个最佳值是相当平坦的，以致与给定数值的适度偏离会稍有一些主观的影响。（然而，在实际应用中“最佳的 OLR”在某种程度上将决定于用户已经习惯于什么。因此，在一些模拟 PBX 中内部呼叫有一个很低的 OLR。如果用具有较高 OLR 的数字 PBX 代替那样的 PBX，就可能会引起用户对“低话音电平”的批评。一些主管部门利用在话机的接收部分进行人工控制的方法，已经解决了这个问题，变化的总范围为 10—12dB。要注意到在移动电话中，一般的做法是包含一个音量控制，它将影响对方的发送侧和接收侧二者。）

业务加权平均值的长期指标应当在 8 至 12dB 范围内。

需要有一个平均值的指标，以保证向大多数用户提供满意的传输。

注 1 — 在不能达到长期指标时，OLR 的适当短期指标在 8 至 21dB 范围内。

注 2 — 由于注意到国际连接中遇到的国际电路的平均数为 1.1（见建议 G.101, § 3），已允许在国际链中每个模拟电路的传输损耗为 0.5dB。

因此，上述范围不包括下述的国家之间连接的容差：

- 包含多于一个的损耗为 0.5dB 的国际电路；
- 包含单个的国际电路，而这个国际电路损耗高于 0.5dB，如建议 G.131, § 2.1 中允许的那样。

注 3 — 建议 G.121, § 1 给出了以本建议全程指标为基础的国内系统的数值。

注 4 — 对 OLR 所述的范围是为规划用的，并不包含测量和制造的容差。

注 5 — 除响度外，在传输规划中还必须考虑其它一些重要因素。侧音、回声和稳定度问题可能会恶化连接中的全程话音质量。因此，在国内传输规划中采取适当的阻抗策略，以避免网中有害的失配是非常重要的（卷 V1 的增补 10 给出了一个例子）。

3.3 两个传输方向之间的传输损耗的差值

在本地交换局之间的国际连接中，建议 G.121, § 2.2 的规定限制了两个国内系统引入不对称性的影响。在建议 G.101, § 4 的总的说明概括的实际情况中，国际电路可能引入附加的不对称性，但这个附加的不对称性将是较小的，是可以接受的。

4 电路噪声随时间的变化和影响

4.1 随时间的变化

对国内系统计算的 LR 值（建议 G. 121，§ 4）不包含国内系统各部分的损耗随时间的变化。对于与其标称值相比国际电路和国内延伸电路传输损耗的变化，建议 G. 151，§ 3 给出了由 CCITT 建议的指标。

4.2 电路噪声的影响

见建议 G. 113。

5 对两个话务员之间或一个话务员与一个用户之间的 OLR 的实际限值

与适用于两个用户之间响度评定值的限值相同。

6 在国际连接中 PCM 数字处理的引入

6.1 数字 4 线链路延伸到本地交换局的连接

随着国内网的发展，一个国际电话连接可以具有图 2/G. 111 所表示的配置，其中模拟/数字接口出现在本地交换局。在这样一个连接中，由国内和国际数字电路的 4 线链引入的标称传输损耗为 0dB。因此，4 线链通常对控制回声和稳定性不起作用。但是为控制稳定性回声所需的损耗部分是在本地交换局，用 R 和 T 衰减器来表示，剩余的损耗部分要由 2 线/4 线终端单元的平衡回损来提供（见建议 G. 122）。

在建议 G. 121，§ 6 中讨论了 R 和 T 的数值，在建议中确定了为满足国内损耗和电平所能选择的数值，所提供的值总能满足有关国际连接的 CCITT 建议。例如 R 和 T 的总和至少需要达到满足建议 G. 122 要求的那样的高。在 2 线/4 线终端单元的稳定平衡回损接近于 0dB 的情况下，应当特别注意这个问题。在建议 G. 121 的附件 C 中给出了由一些建议所采用的 R 和 T 值的例子。

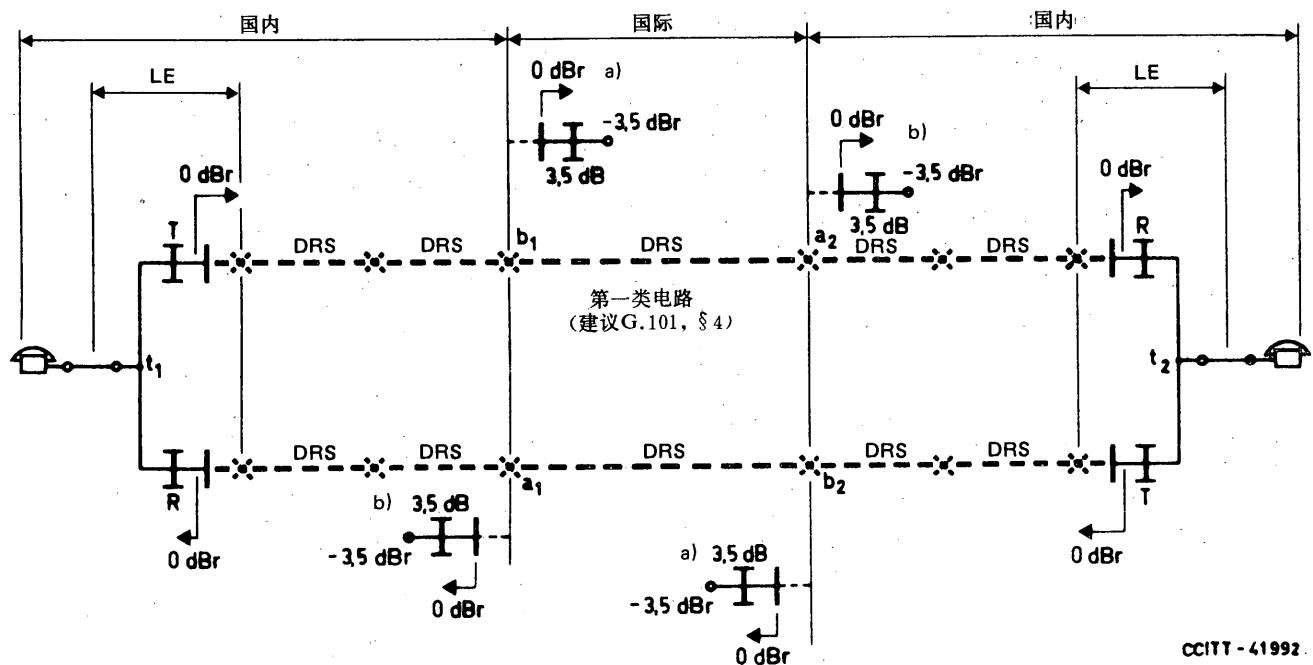
在对模拟/数字混合网中包含 4 线本地交换局的连接进行规划时，所要考虑的其它传输问题包括系统负荷和串话。

图 2/G. 111 也表示出作为模拟衰减器的 R 和 T。并不是在所有情况下都需要这样的衰减器，因为在某些情况下，使用数字衰减器引入所需的损耗可能更为实际和必要。但是如果使用数字衰减器的话，则必须像在建议 G. 101，§ 4.4 和 G. 103，§ 4 所述的那样，要考虑到它们对数字数据或要求端—端比特完整的其它业务的不利影响。

6.2 模拟/数字混合连接

在模拟/数字混合时期，为了在国际连接上提供满意的传输，很可能必须对现有的国内传输规划进行修改或研究新的国内传输规划，以提供适用于国内延伸部分，且应符合所有相关的 CCITT 建议。建议 G. 121，§ 6 给出了具有延伸到 4 线本地交换局的 4 线链有关国内延伸的建议。

因此，过渡阶段的传输规划最好不给原有的质量带来任何恶化。



CCITT - 41992

DRS	数字参考序列
—	模拟传输
- - -	数字传输
R	模拟衰减器(表示4线接线器和2线点之间的标称损耗,包括2线/4线终端单元损耗)
- - - -	数字交换
a)、b)	虚拟模拟交换点
	具有0dB输出相对电平的理想数字/模拟解码器
	具有0dB输入相对电平的理想模拟/数字编码器
LE	本地交换局

图 2/G. 111
一个国际连接的例子。在该连接中，
数字 4 线链延伸到具有 2 线模拟用户线的 4 线本地交换局

附 件 A

(附于建议 G. 111)

关于建议 G. 111、G. 121、G. 122 的说明， 响度评定值的特性和使用

注 — 可以在卷 V 中找到 CCITT 对响度评定值的定义

A. 1 在 G 系列建议中使用的响度评定值术语的总说明

A. 1. 1 响度评定值 (LR)

为规划目的在 G 系列建议中使用的响度评定值是响度损耗的一种客观度量，也就是在电话网中某些接口之间的经加权的电—声损耗。(加权的特性将在后面叙述。) 如果接口间的电路划分为各个段，则各个段的 LRs 之和等于总的 LR。

在 § A. 3 和 § A. 4 中叙述了在 G 系列中如何确定和应用 LRs。在所有实际场合这个方法是足够精确的（从根本上讲，响度评定值是以建议 P. 76 和 P. 78 中叙述的主观方法为基础的。然而，一般地说，对传输规划切实有用的主观测量的数值随时间和测试人员的变化很大）。

在响度评定情况下，从测量观点看，用户分别由明确规定的人工嘴和人工耳来表示。

A. 1. 2 全程响度评定值 (OLR)

在发话用户的嘴和收听用户的耳之间经过一个连接的响度损耗。

A. 1. 3 发送响度评定值 (SLR)

发送用户的嘴和网中电气接口之间的响度损耗。[在这里，把响度损耗规定为激励声压到被测电压的加权 (dB) 平均值]

A. 1. 4 接收响度评定值 (RLR)

网中的电气接口和受话用户的耳之间的响度损耗。[在这里，把响度损耗规定为激励电动势到被测声压的加权 (dB) 平均值]

A. 1. 5 电路响度评定值 (CLR)

网中的两个电气接口之间（通过一条电路）的响度损耗，每个接口以其标称阻抗终接，这个阻抗可以是复数的。[这里的响度损耗近似地等于合成电气损耗的加权 (dB) 平均值]

注 — 中继响度评定值 (JLR) 是 CLR 的一个特殊情况，终端是 600Ω 电阻。

A. 1. 6 侧音响度损耗

A. 1. 6. 1 发话人侧音 侧音掩蔽评定值 (STMR)

在一个用户的嘴和它的耳（耳机）之间经电气侧音途径的响度损耗（完整的定义见建议 P. 10）。

A. 1.6.2 受话人侧音评定值 (LSTR)

在 Hoth 型室内噪声源和用户耳（耳机）之间经电气侧音途径的响度损耗（完整的定义见建议 P. 10）。

A. 1.7 回声响度损耗

A. 1.7.1 发话人回声响度评定值 (TELR)

作为被延迟的回声到达发话人耳朵的发话人话音的响度损耗。

A. 1.7.2 受话人回声响度评定值 (LELR)

达到受话用户耳朵上的发话人的直达话音与其被延迟的回声之间响度损耗的差值。

A. 1.8 串话接收响度评定值 (XRLR)

从干扰的电气接口经串话途径到受干扰用户的耳朵的响度损耗。

A. 2 响度评定值的心理 — 听觉模型

根据响度评定值的基本定义，在通道中引入的平坦损耗（即随着频率变化损耗是常数），增加了相同量值的响度评定值。然而在估计与频率有关的损耗的影响时，就需要一个把智力翻译为响度效果的心理—听觉模型。因此，将对得到适合于响度评定值规划考虑的简单模型给出简要的描述。（对于比较完整的解释参见建议 P. 79）。

可以设想人的耳朵是在对数频率刻度上近似于等间隔配置的一组带通滤波器。如果声音信号在某一频带内超过了听觉的门限，则相应的滤波器产生一个输出。所有滤波器的输出相加以产生一个响度效果，相加的规则取决于声级。

对于非常低的声级（接近于听觉的门限）滤波器的输出在功率基础上相加。对于正常话音电平，响度的度量既不是用功率相加也不是电压相加，而更确切地说是用滤波器输出的对数之和来描述的。这个相加过程可以用式 (A. 2-1) 来描述，式中包含了从非常低的声级到正常的声级。（这个算法的效果与在建议 P. 79 给出的相同，仅在公式的写法上稍有不同）

$$LR = L_0 - \frac{10}{m} \log_{10} \left\{ \sum_{i=1}^N k_i \cdot 10^{-0.1m t_i} \right\} \quad (A. 2-1)$$

式中

L_0 是一个常数（例如对 CLR、LELR， $L_0=0$ ），与正讨论中的特定 LR 有关。

N 是等效带通滤波器的数目，下标 i 系指在频率 f_i 处滤波器的编号。（通常在频率刻度上以 1/3 的倍频程间隔来选择滤波器。在后面将讨论要考虑的适当频带范围）

L_i 是正在研究中的在 f_i 处通道的损耗（假定在该频率上的声级位于听觉门限之上）。

m （“响度增长因素”）是决定于声级的一个常数：

对正常话音电平， $m=0.2$ ；

对“较低的”声级， $m=0.5$ （相当于电压相加）；

对接近于可听门限的非常低的声级， $m=1$ （相当于功率相加）。

$m=0.2$ 适用于 OLR、SLR、RLR、JLR、CLR 和侧音现象，而 $m=0.5$ 和 1 适用于回声和串话。 K_i 是在 f_i 的加权系数。

在所考虑的频率范围内，所有 K_i 的和为 1：

$$\sum_{i=1}^N K_i = 1 \quad (\text{A. 2-2})$$

K'_i 由下列因素所决定：

- a) “普通”发话人的话音频谱；
- b) “普通”受话人的听觉分辨能力；
- c) 对于在讨论中的特定 LR 有代表性的“正规通道”的频率响应。

K_i 的加权形式并不要求十分严格，对传输规划来说最常用的是一个平坦的加权。在下面的 §§ A. 3 和 §§ A. 4 中论述这个问题。

公式 (A. 2-1) 可以应用于有关各种响度评定值的计算中。在卷 V 第 19 号增补中可以找到这样一些例子。

在计算中应当使用什么频率范围，对 LR 规划的目的来说，应该只考虑能保证传输的频率范围。通常，对国际呼叫来说，这意味着从 300Hz 到 3400Hz。然而对像刚好能觉察到的串话那样很弱的话音来说，适用于计算的频带是较窄的，在 500Hz 至 2000Hz 范围内。这是因为在频带的边缘；对低电平的声音来说，人们听觉的分辨能力下降。

注 — 对 300—3400Hz 的频段和 500—2000Hz 频段的各个 K'_i 是不同的。

由公式 (A. 2-1) 和 (A. 2-2) 中再次立即可以看出， L_{dB} 的平坦特性的损耗将使 LR 增加相同数量。同时也证明，如果 L_i 值的离散是适度的话，则可以把 (A. 2-1) 简化为：

$$LR = L_0 + \sum_{i=1}^N K_i L_i \quad (\text{A. 2-3})$$

线性的近似就是为什么一个连接的全程响度评定值可以由其各部分的响度评定值简单相加来计算的原因。随后的过程将在 § A. 4 中讨论。[根据经验，如果 $m=0.2$ 并且 L_i 的离散小于 10-15dB，可以使用公式 (A. 2-3)]

A. 3 话机响度评定值的测量

话机的响度评定值是用符合建议 P. 64、P. 65 和 P. 79 的测量仪表客观地确定的，上述建议分别对于实际实现和计算方法作了规定。对于模拟话机，测量装置必须提供一个有代表性的电流供电桥，还可能包含或可能不包含不同长度的（仿真）不加感用户线，一般测量的参数是 SLR、RLR 和 STMR。

然而，在对带宽和终端阻抗进行考察之前，对传输规划来说，不应直接使用这些结果。

遵循建议 P. 79 的商用仪器，使用了 200 至 4000Hz 或者甚至 100 至 8000Hz 的测量频带。这些频带比 CCITT 建议规定保证传输的带宽，即 300~3400Hz 要宽得多（参见建议 G. 132 和 G. 151 的例子）。因此，在可能包含于一个国际连接内的国内系统中，必须考虑到模拟话机的响度稍小于 P. 79 的测量值。

同时要注意，对 P. 64-P. 79 响度评定值的测量是规定在终端 600Ω 阻抗时进行的。在大多数情况下，在网路的 2 线部分出现的阻抗不是 600Ω 。由于各种原因，目前很多主管部门都规定了一个复合标称阻抗。因此将会有个失配影响。

对于 SLR 和 RLR，已经对典型模拟话机的灵敏度范围和阻抗特性以及标称阻抗进行了调查。其结果是，倘若要有足够的实用精确度的话，在对国际连接中可以包括的网路的 LR 进行规划时，对模拟话机的 SLR 和 RLR 的测量值应当加上 1dB。因此，对测量值用 SLR_w 和 RLR_w 来标记：

$$SLR = SLR_w + 1 \quad (A. 3-1)$$

$$RLR = RLR_w + 1$$

注意到，当在 P. 79 测量中包括不加感电缆时，同样的修正也适用。

然而，对于数字话机，因为在话机中的编码器和滤波器在一定程度上限制了带宽，所以不需要作修正。

在下面，标记 SLR 和 RLR 总是指规划的数值。特别是 SLR（话机）和 RLR（话机）是指话机本身，不含用户电缆，并且在模拟情况下含有 1.0dB 的修正。

规划人员更进一步关心的参数当然是话机的输入阻抗 Z_o 和/或其针对标称电路阻抗的回损。

要注意，在对 STMR 测量时，必须使所规定的线路终端阻抗能够体现出网路的真实情况，也就是说终端不必是 600 欧姆。

除了直接进行 STMR 测量外，确定所谓的“无侧音线路阻抗” Z_o 或等效侧音平衡阻抗是很有用的。除了知道 SLR 和 RLR 外还了解 Z_o ，在网中可能出现很大范围变化的情况下，传输规划人员有能力更好地估计侧音特性。进一步的详细情况见 § A. 4. 3（注意到 Z_o 可能随线路电流而变化）。

当现代化的具有线性发话器的高灵敏度话机用于有噪声的环境中时，受话人侧音可能使一些用户产生困难。为了得到对这个问题定量的了解，应该测量直接（语言）声音和散射（室内噪声）声音两者的话机发送灵敏度曲线（对于详细的情况，见电话电声测量 手册 [4] 和建议 P. 64）。其结果以下面的差值更好地表达出来：

$$DESLM = S_s(\text{散射}) - S_s(\text{直接}) \quad (A. 3-2)$$

（见 § A. 4. 3. 3）

注 1 — DESLM 几乎不随频率变化（散射场灵敏度的测量应该在手柄发话器前面有一个类似于人头的障碍物情况下进行。目前，实际上是使用 LR 的人工嘴作为障碍物。详细的测量过程正在研究中）。

注 2 — 在用于话机测量的 P. 79 的算法中，与频率有关的 K_f 加权的实际形式与传输规划人员没有直接的关系。然而，P. 79 加权看来没有很好地表示出“普通人们的”讲话与听力。因此，如果仅试图分析衰减失真和带宽限制对响度的影响，则必须谨慎地解释说明 P. 79 的结果。

注 3 — 迄今为止在制定国内传输规划时，大多数国家已使用其它形式的客观测量仪表去表征话机的特性。把传输规划转换到响度评定值这个术语意味着“原有”的话机数据要作相应的变换。应当通过对现用话机典型样品响度评定值进行实际测量来做到这一变换。（通常对于从 RE、CRE、OREM-B、IEEE-客观 LR 等得到 LR 的变换式是非常不精确的）



A.4 响度评定值在 G 系列建议中的应用

A.4.1 综述

理论上，可以确定在输入口和输出口之间总的衰减/频率响应，并且使用在 § A.2 中所给的算法计算上述的 LR。但是，对于传输规划来说，更方便的是估计各个单独部分的 LR。对于目前在大多数主管部门网内所允许的各类话机的分散状况来说，这是特别实际的。因此，在下文中话机对响度评定值方面的影响将用其 SLR 和/或 RLR 值来表征。

对响度性能来说，在传输规划中最重要的是要有一致性规则——即使它们是简单的。在计算中力争高的精度相当虚幻。例如，用户可用其话柄相当显著地控制响度：自觉地将话柄压紧到他的耳朵上或放松一些（10dB 范围？）以及不知不觉地移动，离开其最佳位置。

A.4.2 正常的话音传输

图 A-1/G. 111 描述了两个用户之间的话音连接，这个连接由若干个串接部分组成。

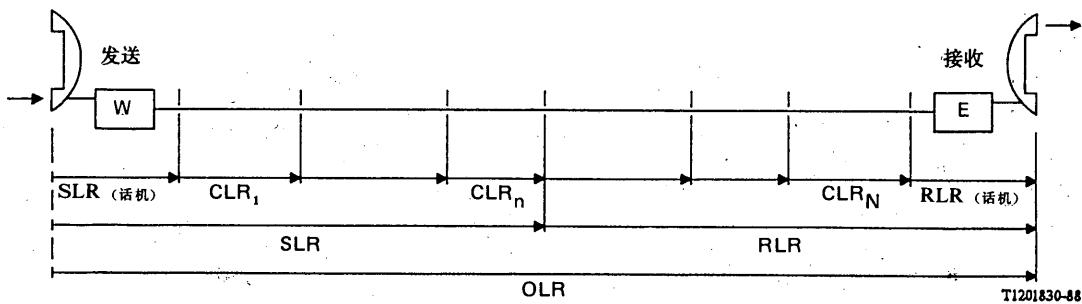


图 A-1/G. 111
在正常话音连接中的 LR_s

把话机本身的发送和接收响度评定值分别标记为 $SLR_{(话机)}$ 和 $RLR_{(话机)}$ ，电路响度评定值标记为 CLR_i （说明见 § A.1）。这样，从 S 至 R 方向在接口 $i=n$ 处，我们有：

$$SLR = SLR_{(话机)} + \sum_{i=1}^n CLR_i$$

$$RLR = RLR_{(话机)} + \sum_{i=n+1}^N CLR_i$$

$$OLR = SLR + RLR$$
(A. 4-1)

$SLR_{(话机)}$ 和 $RLR_{(话机)}$ 按照在 § A.3 中描述的原理确定（测量）。

当电路损耗是与频率无关的常数时，使用适合于具体接口的标称阻抗，CLR 当然等于在参考频率 1000Hz 的合成损耗。因此，通常各 CLR 等于相应接口之间相对电平的差值。（例外情况出现在电路包含有“跳跃”相对电平的接口时。见建议 G. 121，§ 6.3 的讨论）

如果衰减失真是明显的，则 CLR 等于以对数频率刻度的在 300Hz—3400Hz 频率范围内的平均损耗，也就是说在公式 (A. 2-3) 中平坦的 K 加权且常数 $L_0=0$ 。[如果衰减失真特别高，公式 (A. 2-1) 中应当使用 $m=0.2$]。这个损耗是像电压损耗那样测量或计算的，以按照频率无关的条件进行修正，即该损耗等于在 1020Hz 的合成损耗以及电压损耗与在 1020Hz 的值的偏差之总和（实际的计算依照建议 G. 101，§ 5.3.2.2）。

注 1 — 一些主管部门可能想要使用所谓的合成损耗失真作为在进行国内传输规划时计算电路的 CLR 的基础。此外，整个用户端一端损耗失真的各种情况正在由第 XII 研究组研究。

当损耗由测量来确定时，它应在标称匹配阻抗的条件下进行。实际上，这意味着或者是像通常对 600Ω 测量那样在两个实际阻抗之间测量，或者在一个低阻抗发生器和一个高阻抗指示器之间测量。根据怎样最实用，可以使用任一种方法。测量的结果没有很大差别。在后一种情况，当然必须加以 6dB 的修正。

对于非加感用户电缆段，值得注意的是 CLRs 等于在参考频率 1020Hz 的合成损耗，它对规划目的具有足够高的精确度，也即它们等于在接口的相对电平之差。（从响度观点看，其结果是在频率低于 1020Hz 的较低的损耗补偿了频率高于 1020Hz 的较高的损耗）。

注 2 — 在用户电缆的具体情况下，话机和交换机可能有不同的标称输入阻抗。严格地说，应该把“插入损耗”而不是把“合成损耗”作为 CLR 的基础，因为线路长度为零应该与 $CLR=0$ 相关联。然而，在话机阻抗和交换机阻抗之间的阻抗失配，通常不会在 1020Hz 产生明显的合成损耗。因此，在这种情况下，仍可以使用规定的“合成损耗”。

非加感用户电缆的每公里的 CLR，也可以按照下述的表达式，根据电缆特性作出估计：

$$CLR = \sqrt{R \cdot C} \quad (\text{A. 4-2})$$

式中

R 是电缆的电阻，用 Ω/km 表示。

C 是电缆的电容，用 nf/km 表示。

K 是一个常数，它的值决定于电缆的终端条件：

如果 $Z_0=900\Omega$ 纯电阻， $K=0.014$

如果 $Z_0=600\Omega$ 纯电阻， $K=0.015$

如果 Z_0 是一个复合阻抗， $K=0.016$

注 3 — “复合阻抗”在这里指的是由一些主管部门已经选用的三元件或二元件的 RC 阻抗，它类似于非加感电缆的镜像阻抗。

注 4 — 公式 A. 4-2 给出了 $K=0.014$ 在大约 800Hz 和 $K=0.016$ 在大约 1020Hz 时的镜像衰减。一些主管部门已使用在某一频率（例如 1600Hz）的电缆镜像衰减，作为对于用户网中可允许的衰减的度量。然而在把传输规划转换到响度评定值这一术语时，不应把同样的数值自动地用作可允许的 CLR。

注 5 — 在使用公式 (A. 4-2) 时，CLR 的误差常常小于 0.4dB。

在估计 CLR 时，可以认为包括数字交换机在内的大多数现代化通路设备有一个基本平坦的衰减/频率特性。一个比较明显的通路衰减失真的例子可在建议 G. 132 中找到，该建议论述了串接 12 个 4 线电路的衰减/频率失真的限值。假定最大的衰减变化曲线恰好碰到图 1/G. 132 的上角，计算表明衰减失真对 CLR 产生 2.4dB 的影响，此值加到 1020Hz 的损耗值上（大约每条电路是 0.2dB）。

注 6 — 对一个连接的响度而言可以认为 $OLR = 9\text{dB}$ 是正好处在最佳范围内。有意思的是，在 $OLR = 9\text{dB}$ 的情况下，从讲话人的嘴至受话人的耳朵的平均声损耗在对数频率刻度上约为 0dB 。

A. 4.3 侧音

A. 4.3.1 总论

如上所述，侧音数值 STMR 和 LSTR 具体指的是通过电气侧音通道到达人耳的信号。

A. 4.3.2 发话人的侧音 (STMR)

可以像 § A. 3 中讨论的那样，使用在网中出现的实际终端阻抗测量 STMR。

在很多情况下，根据话机数据和网路数据计算 STMR 可能更方便些。

为了传输规划的目的，可以使用话机响度评定值和在线路阻抗与侧音平衡阻抗之间的平衡回损。实际上，下述的算法通常具有足够的精确度：

$$STMR = SLR_{(\text{话机})} + RLR_{(\text{话机})} + A_m - 1 \quad (\text{A. 4-3})$$

式中

$SLR_{(\text{话机})}$ 、 $RLR_{(\text{话机})}$ 像以前一样指的是话机。 A_m 是侧音平衡回损 $Arst$ 的加权平均值：

$$A_m = -\frac{10}{m} \log_{10} \left\{ \sum_{i=1}^N K_i \cdot 10^{-0.1m Arst} \right\} \quad (\text{A. 4-4})$$

式中

$m = 0.2$ ； K_i 可以从表 A-1/G. 111 中得到；并且

$$Arst = 20 \log_{10} \left| \frac{Z_c + Z_{s0}}{2Z_c} \cdot \frac{Z + Z_c}{Z - Z_{s0}} \right| \quad (\text{A. 4-5})$$

这里

Z_c 是话机的输入阻抗

Z_{s0} 是话机（相当的）的侧音平衡阻抗

Z 是当建立连接时，由话机“看”的线路阻抗

注 1 — $Arst$ 约等于在 Z_{s0} 和 Z 之间的回损

注 2 — 当已知实际话机的发送和接收灵敏度曲线为频率的函数时，按照更为详细的算法（建议 P. 79, § 8) 有可能精密地模拟 STMR 的测量。

可以从表 A-1/G. 111 和图 A-2/G. 111 中看到，在 STMR 加权中较低频率是不太重要的。这是因为在该频率范围内，经过头骨传的“人的侧音”通道支配着电气通道。

注 3 — $STMR = 7$ 或 8dB 正好在发话人侧音的适宜范围内。在该数值的情况下，由发话人的嘴通过电气侧音至他的耳朵的平均声损耗，典型值约为 0dB （用表 A-1/G. 111 给出的 K_i 加权进行平均）。

表 A-1/G. 111

STMR 加权

i	F_i (kHz)	K_i
1	0.2	0
2	0.25	0.01
3	0.315	0.02
4	0.4	0.03
5	0.5	0.04
6	0.63	0.05
7	0.8	0.08
8	1	0.12
9	1.25	0.12
10	1.6	0.12
11	2	0.12
12	2.5	0.12
13	3.15	0.12
14	4	0.05

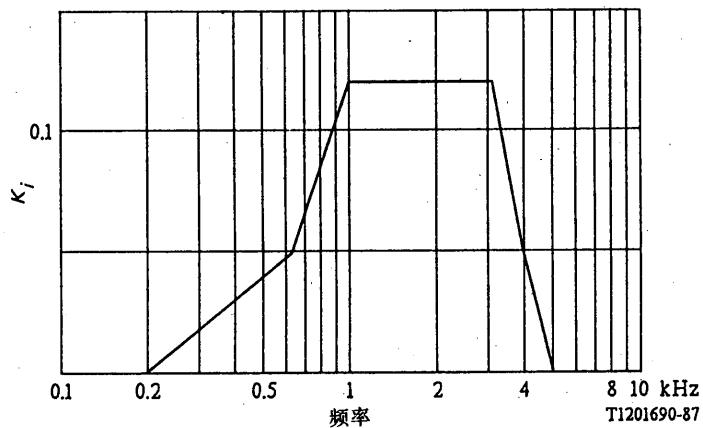


图 A-2/G. 111
在表 A-1/G. 111 中给出的侧音加权值

A. 4. 3. 3 受话人的侧音评定值 (LSTR)

在受话用户所在地的高的室内噪声可以通过几种途径干扰收到的话音：

- a) 由“空闲”的耳朵收到的噪声。由于人脑有立体声的分析能力去切断来自不正常方向的不相干的信号，所以在这里可以对这种干扰忽略不计。
- b) 通过在手柄听筒处经耳朵泄漏的噪声。
- c) 由手柄发话器收到的并经电气侧音通道传送到手柄听筒的噪声。

实际上，c) 项的现象常常是最麻烦的。（当然它们也是在传输规划人员控制范围中的唯一的一个。）

调查已经表明，对于低频率，耳套的泄漏支配着电气侧音通道，它几乎与头骨传导讲话人侧音的途径相同。因此，可以采用与对 STMR 那样相同的 K_i 加权（至少如果耳机套的形状是不太难做出的）。因此，可以根据 STMR 和 DELSM 的加权平均值来计算 LSTR，DELSM 是指话机的散射和直接声音灵敏度曲线间的差值（见 § A. 3）：

$$LSTR = STMR + D$$
$$D = - \sum_{i=1}^N K_i \cdot (DELSM) \quad (\text{A. 4-6})$$

注 1 — 对于具有线性发话器的现代的话机来说， D 在 1.5 至 4dB 范围内。在某种程度上 D 的值决定于手柄的几何形状，而不是决定于室内噪声电平。然而，有炭粒发话器的话机，一般具有一个使它们对室内噪声不太敏感的灵敏度门限。在室内噪声为 60dBA 时， D 值在 6~8dB 范围内。但是，某些使用线性发话器（特别是头戴送受话器）的现代化设计，也包括可使它们对室内噪声不太敏感的灵敏度门限。

注 2 — 实际上，在 800Hz 至 1000Hz 以上，耳套掩盖了直接收到室内噪声的收听耳朵，但是电气途径提供了一个间接的影响。在高室内噪声（60dBA 或更高）和高损耗连接的情况下，收话人的侧音评定值应大于 13dB，它近似地相当于在高频处耳套有 5-6dB 的等效室内噪声掩盖效果。

A. 4. 4 回声和串话

A. 4. 4. 1 总论

回声和串话的声音比正常讲话声音小得多。因此，在评估算法中（公式 A. 2-1）的“响度增长因素” m 应选择高于 0.2。经验表明下面的过程是适用的：

在考虑中的全程响度评定值的通道划分为几个部分，它们的响度评定值是相加的。这些部分是：

- 1) 话机的发送和接收电路，
- 2) 单纯的电气电路。

对话机，使用标称 SLR 和 RLR 值。对于电气电路，用 $m=0.5$ 或 1 估计响度损耗，这相当于电压相加或功率相加。（对每一种应用，将在下面给出使用的频率范围和使用的 m 值）

电气电路的响度损耗 LC 依据公式 (A. 2-1) 计算, 且在 300-3400Hz (对数) 频带内具有平坦的加权特性。把计算的对数频带划分为 $(N-1)$ 个相等的段, 也就是用 N 个点来划分。

$$LC \text{ (m)} = \frac{10}{m} \log_{10} \sum_{i=1}^K K_i \cdot 10^{-0.1mL_i} \quad (\text{A. 4-7})$$

式中

$$K_1 = K_N = \frac{1}{2(N-1)}$$

$$K_i = \frac{1}{N-1}; \quad i = 2, \dots, (N-1) \quad (\text{A. 4-8})$$

如果以线性频率刻度求和 (或积), 则公式 (A. 4-7) 转化为:

$$LC \text{ (m)} = \frac{1}{m} C - \frac{10}{m} \log_{10} \int_{300}^{3400} 10^{-0.1mL(f)} \frac{1}{f} df \quad (\text{A. 4-9})$$

式中

$$C = 10 \log_{10} \left\{ \ln \left(\frac{f_2}{f_1} \right) \right\} \quad (\text{A. 4-10})$$

因此, 如果

$$f_1 = 300 \text{ Hz}, \quad f_2 = 3400 \text{ Hz}, \quad \text{则 } C = 3.9 \text{ dB} \quad (\text{A. 4-11})$$

并且, 如果

$$f_1 = 500 \text{ Hz}, \quad f_2 = 2000 \text{ Hz}, \quad \text{则 } C = 1.4 \text{ dB} \quad (\text{A. 4-12})$$

A. 4.4.2 发话人回声响度评定值 (TELR)

按照在 § A. 4.4.1 中给出的原理, 我们有

$$TELR = SLR_{(\text{话机})} + RLR_{(\text{话机})} + L_e \quad (\text{A. 4-13})$$

式中 $SLR_{(\text{话机})} + RLR_{(\text{话机})}$ 系指所用的话机而言。

回声损耗 L_e 是按照公式 (A. 4-7) 或 (A. 4-8), 在 $m=1$ 和 $f_1=300 \text{ Hz}, f_2=3400 \text{ Hz}$ 的情况下进行计算的。

$$L_e = LC \text{ (m=1)} \quad (\text{A. 4-14})$$

注 1 — 对于 $TELR = 9 \text{ dB}$, 发话人话音的回声到达他的耳朵的损耗, 在对数频率刻度上平均约为 0 dB 。

注 2 — 按照这种方法计算的 L_e 值与使用建议 G. 122, § 4.2 所给方法得到的数值相同。

注 3 — 发话人的侧音和发话人回声之间的差别是后者当然与时延有关。最近的研究表明, 在时延大约为 $2-4 \text{ ms}$ 时, 发话人回声的影响开始可以与甚至很强的发话人侧音明显地区分出来。为避免用户对回声的厌烦, 回声比侧音信号更需要抑制, 时延较长时尤其是这样。这个问题在课题 9/XII 中研究。

注 4 — 对由数字 4 线话机终接的电路，回声通道是由耳机至发话器的声通道造成的。在此情况下，回声通道损耗 [分别在公式 (A. 4-7) 和 (A. 4-9) 中的 L_i 或 $L(f)$] 包含了声通道和手柄的发送和接收特性。使用公式 (A. 4-7) 或 (A. 4-9)，在 $m=1$ 的情况下，使 0dB_r 4 线点和回声通道损耗的加权测量联系起来是可行的，这种加权测量标记为 AEL (0)。

A. 4. 4. 3 受话人回声响度评定值 (LELR)

LELR 是在 300-3400Hz 频带内受话人回声 LE 的加权平均值。应当按照公式 (A. 4-6) 或 (A. 4-8) 在 $m=0.5$ 的情况下进行加权。

注 — 在北美的实际情况中，使用 WEPL “加权回声通道损耗”这一术语。当计算 WEPL 时，因数 $m=0.5$ 而且是在线性频率刻度上平坦地进行加权。通常，LELR 和 WEPL 在数量上并没有多大差别。

A. 4. 4. 4 串话接收响度评定值 (XRLR)

当然，串话的有害影响直接涉及到在受干扰通路中的实际讲话电平。遗憾的是，一些调查表明在电话网中讲话电平与发送响度评定值 (SLR) 之间没有固定的关系。因此，在串话响度评定值中包含 SLR 将会使人误解，必须根据其它网路数据估计期望的讲话电平 (平均值和标准偏差)。这个问题在建议 P. 16 中论述。

按照在 § A. 4. 4. 1 中给出的原理，我们有：

$$XRLR = RLR_{(话机)} + L_z \quad (\text{A. 4-15})$$

式中 $RLR_{(话机)}$ 系指所用的话机而言。

串话 L_z 按照公式 (A. 4-9) 或 (A. 4-8)，在 $m=1$ 、 $f_1=500\text{Hz}$ 、 $f_2=2000\text{Hz}$ 的情况下计算：

$$L_z = LC \quad (m=1) \quad (\text{A. 4-16})$$

注 — 实际上，已经发现在 1020Hz 附近的串话数值较好地表示了 L_z (见建议 G. 134，§ A. 3. 1)。

附 件 B

(附于建议 G. 111)

在国际连接中电路的响度评定值的 建议值和限值

在图 B-1/G. 111 中表示出连接的配置，并且在表 B-1/G. 111 中列出了 LR 的数值。

在数字互连的情况下通常假定在国内和国际段之间的接口相对电平是 0dB_r。在 § 1. 1 中讨论了在 0dB_r 点的 LRs 和在虚拟模拟交换点 (VASP) 的 LRs 之间的关系。也参见表 D-1/G. 111。

注 — 对于像城市、郊区和农村等各类用户的每一主要类型来说，LRs 的长期业务加权平均值应该是相同的。在传输规划中只是对整个国家考虑平均值，这可能导致歧视某些重要的用户群。

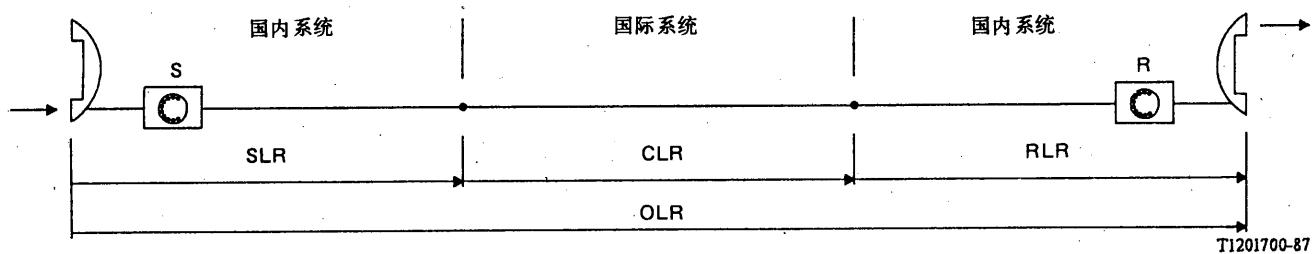


图 B-1/G. 111
在国际连接中 LRs 的标记

表 B-1/G. 111
在建议 G. 111 和 G. 121 中列举的 LR 值

	SLR	CLR	RLR	OLR
话务加权平均值 长期	7.9 ^{b)}	0.05 ^{e)}	1.3 ^{b),f)}	8.12 ^{a),c),f)}
短期	7.15 ^{b)}	0.05 ^{e)}	1.6 ^{b),f)}	8.21 ^{a),c),f)}
一个中等国家的最大值	16.5 ^{c)}		1.3 ^{e)}	
最小值	-1.5 ^{d)}			

a) 建议 G. 111, § 3.2。

b) 建议 G. 121, § 1.

c) 建议 G. 121, § 2.1.

d) 建议 G. 121, § 3.

e) 当国际链是数字链时, CLR=0。如果国际链由一个模拟电路组成, CLR=0.5, 这样 OLR 增加 0.5dB。(若这个电路随频率变化的衰减失真明显的话, CLR 可以另外增加 0.2dB。见 § A. 4.2)。

f) 也见在 § 3.2 中的注。

附 件 C

(附于建议 G. 111)

LR 值到 CRE 值的转换

参考当量 (RE)、修正参考当量 (CRE) 和响度评定值 (LR) 之间的一般关系，在附件 D 中全面讨论。严格地讲，应当区分：

- a) 通过根据主观 RE 的计算而推导出的 CRE，
- b) 主观测量的 R25 当量，
- c) 客观测量的客观 R25 当量 (OR25E)。

但是一些主管部门似乎用术语 CRE 来表示全部三种类型的当量，而且在这里已经采用了这种作法。

CRE 和 LR 之间的关系可以如下表达：

$$\begin{aligned}SCRE &= SLR_w + x \\RCRE &= RLR_w + y\end{aligned}$$

(这里的下标 w 表示按照建议 P. 79 且带宽为 0.2-4kHz 时的测量)。

在红皮书卷 III.1 的建议 G. 111 中，我们得到：

$$x = 5; \quad y = 5$$

然而，这些数值仅是一般平均值。各主管部门对那些在它们国内网中已经指定 CRE 数值的典型话机，应当依据实际客观的 LR 测量确定 x 和 y 。对某些特定的话机，其值与一般的平均值相比，可能有很大的偏差。

附 件 D

(附于建议 G. 111)

在建议 G. 111 和 G. 121 中出现 LR 值的理由

D. 1 概述

D. 1. 1 一般原则

在 1980 年，以 CRE 为基础重新起草建议 G. 111 和 G. 121 的时候，已经注意到下述二个原则：

- a) 使用基于参考当量的规划方法的各主管部门，在使用新建议时不应该有严重的困难。
- b) 为用户提供的传输性能不应恶化。

当在红皮书版本的建议 G. 111 和 G. 121 中建议 LR 值的时候，不可能严格地应用这些原则，这是因为：

- CSRE-SLR 的差值决定于所用手柄的类型；
- 在任何情况下，各类话机的发送和接收的差别都可能是变化的，这是因为在不同的实验室中或者由不同的试验人员可以得到不同的 RE 值。

为了满足上述的原则 b)，经协商取 $SLR = CSRE - 5$ 和 $RLR = CRRE - 5dB$ ，这是在一定时期内，在 CCITT 实验室中得出的差值的平均值（在各类话机上）。它表明，传输性能将作为一个整体得到保证，但是某些主管部门在满足对 CR 的建议值时可能会遇到一些困难。

D. 1.2 最佳数值

以前表示为 RE 的“最佳值”的变换是不确切的。

以 1984 年可用的资料为基础 [1]，建议全程 LR 为 5dB，但在存在回声情况下，认为较大的值可能更为可取。

D. 1.3 在模拟用户话机情况下 LR 的增值

我们规定了国内系统的 CRE (见本建议红皮书版本的 §§ A. 3.3 和 §§ A. 3.4)。连接的全程 CRE 为：

$$Y = CSNRE + CRNRE + X + D_0 + A \quad (D-1)$$

式中 $CSNRE = CSRE + b + c$ (发送) 和 $CRNRE = CRRE + b + c$ (接收)，
式中

$CSRE$ 和 $CRRE$ 与本地系统有关，

b 是长市中继的 CRE，

c 是长途国内电路、交换机和 2 线/4 线终端单元的损耗总和 (在 800Hz 或 1000Hz)，

X 是国际电路的总损耗，

在红皮书版本的附件 B 中规定了 D_0 和 A (ADE)。

类似地，全程 LR 将是：

$$Z = SNLR + RNLR + X + D'_0 + A' \quad (D-2)$$

和

$$SNLR = SLR + b' + c \quad (D-3)$$

式中

D'_0 是可以忽略的，并且

A' 、 b' 实际上等于 A 、 b (见附件 B，红皮书版本)。

如果假定 (上述 § D. 1.1) $SLR = CSRE - 5$, $RLR = CRRE - 5$ 和 $D'_0 = -4$ (因为各建议最初适用于老式用户话机)，那么可得到 $Z = Y - 6$ dB。

事实上，建议值由 $Z = Y - 5$ dB 导出，这并没有明显差别。但是，对国内系统的各建议更严格些，因为在国内系统中包含了国内长途电路的 ADE。

D. 2 在 1988 年建议的 LRs

D. 2.1 已经保留了发送的最大和最小数值；其它数值则不同于 1984 年建议的那些值，下面进行解释。

D. 2.2 最佳数值

在会话测试期间，按照总的 LR (建议 P. 78 或 P. 79) 直接确定的数值是可用的，如下述：

英国电信公司 [1]，在存在室内噪声时，对 $OLR = 3$ dB 得到了最大平均意见得分 (MOS)，并且对 $OLR = 7.2$ dB 得到最小困难的百分数。由此，建议采用 5dB 作为最佳数值，并且在 1 到 10dB 范围内得到几乎一样好的性能。

NTT [2] 按照噪声条件得到的值在 4 至 6dB 之间；在 OPINE 模型中使用的最佳数值 $OLR = 5.34\text{dB}$ 。

按照 TRANSRT 模型 [3]，对于 $L_e = 7.5$ （相当于卷 V 的第 3 号增补 § 1 中 $L'_e = 8.5$ ）得到最大的 MOS，此处 $L_e = OLR$ (EARS)。有理由认为 L_e 高于 OLR (见建议 P. 79) 几个 dB，这样就不应当与上面的取值有明显的差别；这一点在课题 7/XII 中正在进行研究。

在任何情况下，这样的最大值是非常平坦的，并且可以证明，较高的数值将适用于存在回声的情况。可以暂时地断定，为得到最好的性能，OLR (见建议 P. 79) 不应超过约 10dB。但又不应太小。

D. 2.3 业务加权平均值

OLR 的最佳值采用 10dB，使用像对数字用户话机的 LR 那样相同的方法，在发送和接收之间再进行分配（后者是参考 0dB 点），它给出了长期的指标。

当使用模拟用户话机时，用 2dB（每个国内系统为 1dB，见 § A. 3）的固定修正量代替前面使用的 A 值，A 值考虑衰减失真对响度和语言自然度两方面的影响。这样，在上述建议的版本中（见本附件 D. 1.3）同较小余量结合在一起，使得它对发送部分有可能增加话务平均值 4dB 和保持相同的全程数值。

D. 3 结论

表 D-1/G. 111 概括了在 1984 年建议的 LR 值和现在建议的 LR 值。

表 D-1/G. 111
在建议 G. 111 和 G. 121 中列出的发送、接受、电路
和全程响度评定值的数值 (dB)

	1984 年所建议的			1988 年所建议的					
	SLR	RLR	OLR	SLR		RLR		CLR	OLR
	VASP	VASP		0dB	VASP	0dB	VASP		
最佳值			≈5						≈10
话务加权平均值 (最小) 长期指标 (最大)	6.5	-2.5	8	7	10.5	1	-3	注 1	8
短期指标 (最大)	8	-1	11	9	12.5	3	-1	注 1	12
	14	2.5	20.5	15	18.5	6	2	注 1	21
中等国家的最大值	20	9		16.5	20	13	9	$n \times 0.5$ (注 2)	
发送最小值	2			-1.5	2				

注 1—对数字国际电路 $CLR = 0$ ，对模拟国际电路 $CLR = 0.5\text{dB}$ ，国际电路的一般数目约为 1。

注 2— n 是模拟国际电路的数目

注 3—在建议 G. 101 中规定了 VASP。

参 考 文 献

- [1] CCITT Contribution COM XII-97 (British Telecom), Study Period 1981-1984.
- [2] OSAKA (S.) and KAKEHI (N.): Objective model for evaluating telephone transmission performance, *Review of the Electric Communication Laboratories*, Vol. 34, No. 4, pp. 437-444, 1986.
- [3] HATCH (R. W.) and SULLIVAN (J. L.): Transmission rating models for use in planning of telephone networks, *Conference Record NTC 76*, pp. 23.2-1 to 23.2-5, Dallas, 1976.
- [4] CCITT *Handbook on Telephonometry*, ITU, Geneva 1987.

建 议 G. 113

传 输 损 伤

(1980 年订于日内瓦；1984 年于马拉加—托雷莫里斯、
1988 年于墨尔本修订)

1 传输损伤

1.1 建议 G. 132 给出了最长 4 线链的衰减失真指标，在本建议的 § 2 中给出了这种最长连接与信号无关的噪声性能指标。考虑到在不太复杂的连接（大量存在的）中衰减失真和噪声都比较小，所以在建议 G. 121 中建议的响度评定值的最大值、平均值和最小值将保证在国际连接中有足够好的传输性能。

1.2 如果衰减失真或噪声值与 CCITT 为系统和设备建议的数值有很大的差别，关于传输性能可能发生的变化的指导以及在它们之间可能的折衷方案的说明，可以在建议 P. 11 和附件 [1] 中得到。

2 在完整的电话连接中电路噪声的网络性能指标

CCITT 建议，网路性能指标的平均值用 dB 来表示，并在世界范围内大量的连接上取得（每个连接包含 4 条国际电路）；与信号无关的噪声功率的 1 分钟平均值的分布，相对于国际电路链第一条电路的输入口应不超过 -43dBmp 。

3 由于数字处理产生的传输损伤

在国际电话连接中，各种未经综合的数字处理的引入，特别是在模拟/数字混合时期，可能引起传输损伤的明显积累。因此，必须保证这种积累不使全程传输质量严重恶化。

3.1 量化失真

从量化失真观点来看，建议在一个国际电话连接中不引入 14 个以上的量化失真单元（qdu）。

对于引入未经综合数字处理的电话连接，可把分配给单个数字处理的量化失真单元简单地相加，以确定出总的或全程的量化失真。§ 3.2 给出了一些量化失真源及临时分配给它们的单元数。

根据定义，符合建议 G. 711 的一对平均 8bit 编解码器（A/D 和 D/A 变换，A-律或 μ -律）引入一个量化失真单元（1qdu）。一对平均编解码器产生的量化失真比建议 G. 712 指出的限值约小 2dB。对于正弦测试方法，这相当于信号失真比为 35dB；对于噪声测试方法，相当于信号失真比约为 36dB。（若每一处理过程刚好符合建议 G. 712 的信号失真比限值，那么 14 个 8bit PCM 处理过程将是不可接受的）。在为其它数字处理建议量化失真单元的规划数值时，适用同样的原则。

原则上，其它数字处理的单元数目通过与一对 8bit PCM 编解码器相比较来确定，这样如果该数字处理等效于串接的 n 个未经综合的 8bit PCM 处理，则分配给它 n 个量化失真单元。可能有几种比较的方法，包括客观测量（或等效分析）、主观测试以及数据测试。在数据测试中，把在话带数据调制解调器的接收器输出口的比特差错率的影响作为判断的关键。

在目前，客观测量没有能力产生这样的结果（例如 SNR），它们与从目前正在研究的许多数字处理对话音性能影响的主观测量得到的结果紧密相关。因此，数字处理的量化失真单元数目通常应当由诸如在建议 P. 81 给出的那些主观测量方法来确定。在某些情况下，数字处理的量化失真单元数目可以不用主观测量来确定，而是把数字处理分解为两个或两个以上的部分，并且把分配给数字处理的总单元数的适当部分分配给这些部分。然而，虽然这种方法可以看成是确定各部分 qdu 分配的客观方法，但它使用主观地确定的数值作为起点。此外，除了分解不太复杂的相对简单的数字处理之外，这种方法可能是不太可靠的，使用时应谨慎。

规划规则应该适用于话音频带上传输的所有信号。因此，通常必须考虑话音质量和数据性能这两个方面。话音质量应当根据主观试验来评估，而数据性能应当由提供估计期望的比特差错率和信令性能的客观试验来评估。但是，在目前，由于缺乏评估数字处理对话带数据性能影响的客观方法，所以，在本建议中的规划规则仅限于对话音连接的规划目的。§ 4 讨论了与制定适用于传送话带数据和其它非话信号的连接的规划规则有关的一些问题。这样的规则将以单元为基础反映出数字处理产生的损伤，或影响话带内数据调制解调器和/或信令系统的损伤。但这样的单元目前还不存在。

注 — 量化失真对话音传输的影响在课题 18/XII 中研究，量化失真对数据传输的影响在课题 25/XII 中研究。

3.2 量化失真的来源

在表 1/G. 113 中给出了临时分配给若干数字处理的量化失真单元（qdu）。这些分配的背景资料分别在红皮书卷 III. 1 和卷 III. 2 的增补 NOS. 21 和 NOS. 22 中，以及在与表 1/G. 113 有关的注解中。

从概念上讲，对特定的数字处理分配的 qdu 数目应该仅反映出由处理产生的量化噪声对语言的影响。实际上，必须根据实际处理或模拟处理的主观测量来确定 qdu，此时，试验人员将不仅受到量化噪声的影响，而且受到数字处理产生的其它损伤的影响。

因此，如果这些其它损伤的电平或多或少地与 PCM（参考）产生的电平不同，则由于这些其它的损伤将使主观试验的结果具有偏差。这样的偏差将使得到的 qdu 并不是量化失真影响的真实度量，qdu 的分配将反映所有损伤对话音质量的影响。因此，在确定对各种数字处理的 qdu 如何分配时，为减少出现这种偏差的机会，设计主观试验是很重要的，以便

- 1) 使得量化失真之外的其它损伤对主观测试结果的影响减到最小，或者
- 2) 在试验和参考条件下，补偿这些其它损伤的影响程度。

3.3 随机比特差错的影响

随机比特差错的影响在课题 25/XII 中研究。

3.4 衰减失真和群时延失真

§ 3.1 中制订的临时建议规定，在国际电话连接中由未经综合的数字处理引入的总量化失真应限制到最多 14 个单元。如果满足这个临时建议的话，在这些连接中各种未经综合的数字处理引入的累积衰减失真和累积群时延失真，预计也将保持在可接受的限值之内。

注一 在由量化失真、衰减失真和群时延失真施加的各种限制之间的相互关系，由第 X II 研究组研究。

3.5 临时的规划规则

由于在上面 § 3.4 中指出的有关量化失真、衰减失真和群时延失真的关系，有可能建议一个指导合并在国际电话连接中未经综合的数字处理的临时规划规则。这个临时规划规则是用传输损伤单元来表示的，它在数量上与表 1/G. 113 中指出的分配给特定数字处理的量化失真单元数目相同。这个临时规划规则如下：

在国际电话连接上传输损伤的单元数目应不超过：

$$5+4+5=14 \text{ 单元}$$

在上述规则中，允许国际电话连接的两个国内部分中的每一个引入最多 5 个单元传输损伤，国际部分引入最多 4 个单元。

注一 要承认，在模拟/数字混合时期，对一些国家来说，限制其国内提供最多 5 个单元的传输损伤暂时可能是不实际的。为了适应这些国家的情况，允许把临时规划规则暂时放宽。经过放宽，国际电话连接的国内部分将允许引入最多 7 个单元的传输损伤。理论上说，这可能导致国际电话连接具有总数为 18 个 qdu 的传输损伤。就有关的音频电话业务而言，这样的连接将引入附加的传输恶化。认为其国内部分必须允许多于 5 个单元（但不多于 7 个单元）的各主管部门，应当保证在国内延伸部分只有很少的话务百分数超过 5 个单元。

3.6 临时规划规则的限制

在 § 3.5 中，为了评估由于在国际电话连接中存在未经综合的数字处理产生的传输损伤，假设了传输损伤的单元数相当于量化失真的单元数，并且假设可以把这些单元简单地相加。

对于在全数字的环境中含有串接数字处理的国际电话电路，把单个量化失真，相加或许不能精确地反映出累积的量化失真（当然不能反映传输损伤的累积单元数）。可能有这样的情况，因为由单个数字处理产生的单个量化失真功率值并不是无关联的，因此在某些情况下，单个量化失真单元相加可能表示出与实际效果不同的总数值。在红皮书卷 III.1 的第 21 号增补中的一些详细说明对此作了解释。

虽然在 § 3.5 中给出的 $5+4+5=14$ 的规则，在某些条件下只提供一个近似的结果，但仍然认为这个规则适合于大多数规划的目的，特别是包含未经综合的数字处理的情况。在表 1/G. 113 中明确考虑的一些串接数字处理的例子是 A-μ-A 码变换、μ-A-μ 码变换和 PCM—ADPCM—PCM 变换。

表 1/G. 113
量化失真的规划值
 (仅对话音业务; 对话带数据的考虑见 § 4)
 (见注 1、11 和 12)

数字处理	量化失真单元 (qdu)	注
含有 A/D 变换的处理		
8bit PCM 编解码对 (符合建议 G. 711 [2], A 或 μ 律)	1	2, 3
7bit PCM 编解码对 (A 或 μ 律)	3	3, 4, 5
基于 8bit PCM A 或 μ 律的一对复用转换器 (符合建议 G. 792)	1	3
32kbit/s ADPCM (具有适应的预测器)		
(一个 8bit PCM 编解码对和一个 PCM—ADPCM—PCM 串接变换的组合)	3.5	6
纯数字处理		
数字衰减器 (8bit PCM, A 或 μ 律)	0.7	7
A/ μ 律或 μ /A 律变换器 (符合建议 G. 711 [2])	0.5	10
A/ μ /A 律串接变换	0.5	
μ /A/ μ 律串接变换	0.25	
PCM 到 ADPCM 到 PCM 的串接变换 (符合建议 G. 721)	2.5	8, 9
8-7-8 比特编码转换 (A 或 μ 律)	3	9

注 1—作为总注, 不同数字处理的量化失真单元数目是在平均高斯信号电平约为 $-20\text{dBm}0$ 时推导出来的值。在增补 21 (在本卷的最后) 中的情况就是按照这个方法的论述的。

注 2—根据定义。

注 3—为一般的规划目的, 可把所指出的一半值分配给发送或接收部分。

注 4—这个系统不是由 CCITT 所建议的, 但由某些主管部门在它们的国内网中使用。

注 5—对这个处理所表示的损伤是建立在主观试验的基础上, 并且由 XII 研究组提供。

注 6—对于 32kbit/s ADPCM 处理, 由 XII 研究组根据对一对 8bit PCM 编解码器和符合建议 G. 721 的一个 PCM/ADPCM/PCM 变换的组合进行主观测量, 推导出单元数为 3.5。

注 7—对于在 1—8dB 范围内的所有数字衰减器, 损伤是大体相同的。但 6dB A 律衰减器是一个例外情况, 因为在信号降到约 $-30\text{dBm}0$ 时它产生的损伤可以忽略不计, 所以, 产生的量化失真为 0 单元。

注 8—从对一对 8bit PCM 编解码器和一个 PCM/ADPCM/PCM 变换的组合主观确定的单元数 3.5 中, 减去一对 8bit PCM 编解码器的值, 推导出单元数为 2.5。对于诸如 PCM/ADPCM、PCM/ADPCM/PCM 的多次同步数字变换, 分配 2.5 个单元。

注 9—这种处理可能用于数字话音插空系统。

注 10—由编码律变换 (例如 μ 律到 A 律) 产生的 qdu 分配给国际部分。

注 11—对这些数字处理分配的 qdu, 在可能的范围仅反映出量化失真对话音性能的影响。其它一些损伤, 诸如电路噪声、回声和衰减失真也影响话音性能, 因此, 在规划过程中, 必须考虑其它损伤的影响。

注 12—在本表中的 qdu 损伤是在假定无比特差错情况下推导出来的。

4 传输损伤对话带数据性能的影响

传输损伤对话带数据性能的影响在课题 25/XII 中研究。在该课题的附件 4 中内一个主管部门提供的资料是可用的。

正如话音质量受到在电话连接上出现的传输损伤影响一样，传输损伤也会影响话带数据的质量。在一个电话连接上存在着很多不同的损伤。有些是稳态损伤（例如损耗、噪声、量化失真、相位抖动、谐波以及互调失真、包络时延失真，回声和衰减失真）；而另一些是瞬态的（例如脉冲噪声、相位或增益突变以及下落），并且往往是不经常出现的。稳态和瞬态这两种损伤都能够影响话音和话带数据，然而，瞬态损伤对数据信号几乎总是比对话音信号有较大的影响。这对某些稳态损伤（如相位抖动和包络时延失真）来说也是适用的。由于这样的原因，对载送话音的电路，规划规则通常是集中控制稳态损伤，而很少注意瞬态损伤。如果企图控制对话带数据是重要的一些损伤的出现而要制定新的规划规则时，则这些新规则将必须像对待稳态损伤一样地对待瞬态损伤。

某些损伤影响话带数据的程度决定于调制解调器的速率、使用的调制方式和其它特性，诸如调制解调器是否包含了校正包络时延失真的均衡器。工作在 1200bit/s 或更低速率的低速调制解调器，通常比高速调制解调器允许较差的 SNR。它们对包络时延失真的灵敏度也常常比高速率的调制解调器差。工作在 4800bit/s 和更高速率的调制解调器通常含有包络时延失真均衡器，以减少包络时延失真对性能的影响。瞬态损伤影响全部调制解调器，影响程度的大小决定于很多因素。

另外两个因素反映了各种损伤对话带数据性能的影响，它们是：

- a) 是否应用了差错检测和/或纠错技术，和
- b) 对发送的信息如何编码。

如果不使用纠错，则引起损伤的差错将在输出数据中产生差错。然而，如果使用纠错，则引起损伤的差错仅降低数据通过速率。取决于用户信息如何编码，差错可能有较严重的或轻微的影响。例如，由于在表示字母字符的 8 比特中一个比特的差错使得在字母中丢失一个字符，可能不如用来传送关于图像中图示符号的大小，形状或位置信息所用的 8 比特中的一个比特差错重要。

像 ADPCM（符合建 G.712）那样的比特压缩技术，对高速 ($\geq 4800\text{bit/s}$) 调制解调器性能有着非常明显的影响（见附件 C）。

从扩展一个简单的规划规则使之可以用来估计数字处理对话带数据性能的影响这个观点来看，下述几点是很重要的：

- 1) 不同于对话音性能通常测量的损伤（特别是瞬态的），对度量话带数据性能是很重要的。
- 2) 稳态损伤的简单度量（例如，信号对总噪声比）不能成为话带数据规划规则的满意的基础。规划规则可能必须考虑瞬态损伤。
- 3) 必须考虑调制解调器的类型和速率。因此与话音的规划规则不同，对话带数据的规则是要弄清楚调制解调器的特性。
- 4) 数据业务的类型可能会影响到某些种类的数据差错的程度，从而某些损伤是重要的。因此规划规则可能是业务的详细说明。
- 5) 只有考虑上述四点的客观度量方法，才可能为建立有用的规划规则提供良好的基础。

6) 在目前, 不存在这种度量方法。

因此, 在直到确定损伤对话带数据性能的影响, 怎样测量这些损伤, 多大程度的损伤是重要的, 以及可能要考虑在调制解调器的类型、速率和其它特性方面有哪些差别等已经取得很大进展之前, 本建议应该仅限于应用于话音业务。

附 件 A

(附于建议 G. 113)

为规划用的关于由交换电话网中电路和交换机引入的 衰减失真和群时延失真的资料

A.1 在表 A-1/G. 113 到 A-6/G. 113 中给出的资料是从对现代设备^① 的测量中得到的。可以预期, 在交换电话网中实际连接的性能要低于根据表格中所列的数据计算得到的性能, 这是因为:

- 失配和反射;
- 非加感用户的线路;
- 具有低截止频率的加感的长市中继;
- 较老的设备。

表 A-1/G. 113
二线本地和初级交换机

频率 (Hz)	衰减失真		群时延失真	
	平均值	标准偏差	平均值	标准偏差
	(dB)	(dB)	(ms)	(ms)
200	1.69	1.20	0.56	0.07
300	0.63	0.81	0.28	0.05
400	0.30	0.43	0.23	0.05
600	0	0.28	0.11	0.03
800	0	0	0.05	0.02
1000	-0.05	0.11	0.03	0.01
2000	-0.04	0.35	0	0
2400	-0.29	0.45	0	0
2800	-0.45	0.50	0	0
3000	-0.24	0.65	0	0
3400	-0.29	0.63	0	0

注一可以认为群时延失真是相对于约 2000Hz 而言的。

① 由 AT&T、澳大利亚电信、意大利、英国电信、NTT 和瑞士提供。

表 A-2/G. 113
4 线 交 换 机

频率 (Hz)	衰减失真		群时延失真	
	平均值	标准偏差	平均值	标准偏差
	(dB)	(dB)	(ms)	(ms)
200	0.32	0.14	0.40	0.02
300	0.16	0.28	0.14	0.02
400	0.13	0.21	0.14	0.03
600	0.02	0	0.07	0.02
800	0	0	0.03	0.01
1000	0	0	0.02	0.01
2000	0.01	0.14	0	0
2400	0.06	0.21	0	0
2800	0.02	0.02	0	0
3000	0.10	0.07	0	0
3400	0.20	0.50	0	0

注一可以认为群时延失真是相对于约2000Hz 而言的。

表 A-3/G. 113
长市中继

频率 (Hz)	衰减失真		群时延失真	
	平均值	标准偏差	平均值	标准偏差
	(dB)	(dB)	(ms)	(ms)
200	4.29	1.95	3.05	0.36
300	0.86	0.49	1.42	0.18
400	0.36	0.31	0.78	0.09
600	0.09	0.17	0.34	0.06
800	0	0.03	0.16	0.02
1000	-0.03	0.04	0.08	0.02
2000	0.14	0.20	0.02	0.01
2400	0.33	0.29	0.06	0.03
2800	0.58	0.35	0.18	0.06
3000	0.88	0.55	0.31	0.11
3400	2.21	1.06	0.92	0.26

注 1—可以认为群时延失真是相对于约 1500Hz 而言的。

注 2—在长市中继的取样中包含了金属线、FDM 和 PCM 系统的衰减失真和群时延失真。

注 3—在 2000Hz PCM 电路上的衰减失真可能稍低于上面指出的衰减失真。

注 4—长市中继的值包含了 2 线/4 线终端的值。

表 A-4/G. 113
在直达 12 路群中提供的电路

频率 (Hz)	衰减失真		群时延失真	
	平均值 (dB)	标准偏差 (dB)	平均值 (ms)	标准偏差 (ms)
200	1.56	0.92	5.42	0.22
300	0.39	0.43	2.97	0.35
400	0.11	0.30	1.45	0.22
600	0.05	0.18	0.76	0.10
800	0	0	0.44	0.05
1000	-0.01	0.11	0.26	0.02
2000	-0.03	0.19	0.01	0.01
2400	0.04	0.21	0.06	0.02
2800	0.13	0.33	0.21	0.04
3000	0.16	0.43	0.45	0.04
3400	1.03	0.56	1.97	0.20

注 1—可以认为群时延失真是相对于约 1800Hz 而言的。

注 2—这个数据与 4kHz 通路变频设备有关，仅有一个电路段的直达 12 路群的话路是失真的主要来源。

表 A-5/G. 113
在直达 16 路群中提供的电路

频率 (Hz)	衰减失真		群时延失真	
	平均值	标准偏差	平均值	标准偏差
	(dB)	(dB)	(ms)	(ms)
200	2.80	1.63	9.74	0.40
300	0.04	0.19	4.39	0.27
400	-0.07	0.20	2.49	0.09
600	0.02	0.09	1.02	0.56
800	0	0	0.47	0.35
1000	0.09	0.08	0.19	0.28
2000	0.06	0.12	0.03	0.14
2400	0.03	0.14	0.36	0.31
2800	0.03	0.16	1.59	1.06
3000	-0.01	0.28	4.29	0.38

注 1—可以认为群时延失真是相对于约 1200Hz 而言的。

注 2—这个数据与 3kHz FDM 通路变频设备有关，仅有一个电路段的直达 16 路群的话路是失真的主要来源。

表 A-6/G. 113
由三个电路段 ($4\text{kHz} + 3\text{kHz} + 4\text{kHz}$) 组成的电路

频率 (Hz)	衰减失真		群时延失真	
	平均值	标准偏差	平均值	标准偏差
	(dB)	(dB)	(ms)	(ms)
200	5.92	2.09	20.58	0.51
300	0.82	0.64	10.33	0.56
400	0.15	0.47	5.39	0.32
600	0.12	0.27	2.54	0.58
800	0	0	1.35	0.36
1000	0.07	0.17	0.71	0.28
2000	0	0.29	0.05	0.14
2400	0.11	0.33	0.48	0.31
2800	0.29	0.49	2.01	1.06
3000	0.31	0.67	5.19	0.38

注 1—本表是根据表 A-4/G. 113 和表 A-5/G. 113 推导出来的，它与中间段是经由间隔 3kHz 通路设备的国际电路有关，例如海底电路段。

注 2—可以认为群时延是相对于约 1400Hz 而言的。

A. 2 衰减失真的参考频率是 800Hz 。群时延失真的参考频率（即群时延为最小的那个频率）要在每种情况下确定。

A. 3 虽然在一些情况下，交换局的数据中包含了这些失真，但在电路测量结果中没有为线路信令终端留有余量。

参 考 文 献

- [1] CCITT Recommendation *Effect of transmission impairments*, Vol. V, Rec. P.11 and Annexes.
- [2] CCITT Recommendation *Pulse code modulation (PCM) of voice frequencies*, Vol. III, Rec. G.711.

附 件 B

(附于建议 G. 113)

传输损伤对话带数据的影响

(来自 AT&T)

B. 1 引言

关于国际连接的现有传输规划对控制传输性能提供了指导原则。这主要是为了充许满意地传送话音信号，在建议 P. 11 中描述了一些主要的损伤以及它们对话音信号的影响。这些损伤包括响度损耗、电路噪声、侧音响度损耗、室内噪声、衰减失真、发话人回声、受话人回声、量化失真和相位抖动。与在租用电路上的数据性能有关的其它一些建议包括 H. 12、M. 1020 和 M. 1025。

使用国际连接传输像话带数据那样的非话信号，产生了扩大传输规划的要求，使之包含控制附加损伤的指导原则。对话带数据的一些主要损伤包括脉冲噪声、包络时延失真、相位抖动、非线性失真、单音对噪声比、频率偏移、增益瞬变和相位瞬变。下面各节提供了以 AT&T 的实践为基础的这些损伤的资料。所引用的全部参数值说明了解体以前的 AT&T 公众交换网最低的端到端性能指标。在网上得到的典型数值大大地优于这个最低指标。可以认为这些最低数值与速率达到 4.8kbit/s 的调制解调器的良好性能一致。对于速率高达 9.6kbit/s 的良好性能，仅需要更严格的最低指标。所示参数值只是为了说明，而不表示所提出的建议。

B. 2 脉冲噪声

把脉冲噪声定义为在信道上超过规定电平门限值的噪声波形的任何偏移。在一个预定时间间隔内，通过计算偏移的次数来估计信道上的脉冲噪声。为了使热噪声的影响减至最小，通常最小门限值应比噪声的均方根值高出 12 至 18dB。在平均计数率等于每分钟 1 次时的门限定义为脉冲噪声电平。

统计噪声脉冲次数所用的测量仪表可以采用机电式计数表或电子式计数表。在某些仪表中把最大计数率控制在每秒钟 7 次。

当噪声峰值达到比数据信号电平的均方根值低 3 至 12dB 时，脉冲噪声对差错率的影响成为主要的。取决于数据调制解调器所使用的调制类型、以每秒的比特数表示的传输速率以及在信道上的其它传输损伤的数量，最低的脉冲噪声指标是在 15 分钟内不大于 15 次，这是以高于比接收数据电平低 6dB 的门限的电平来计数的。通过工程规则和对被测脉冲噪声电平的限制来进行控制。

因为大多数脉冲噪声产生于继电器和其它交换设备工作的瞬间，所以工程规则和一些调节测量的目的在于使低电平载波信号免受与这些瞬间有关的辐射的影响。

B. 3 包络时延（群时延）

包络时延定义为信道相位特性对频率的导数。测量这些导数是不实际的，所以用差值测量作为一种近似的方法。有很多的包络时延测量仪适用于各种频宽的差值测量。AT&T 的标准是 166-2/3Hz。在测试结果中，这些差值显示为包络时延特性分辨力的波动变化。窄的频宽产生较高的分辨力，但降低了精确度。

在电信信道上最小群时延的频率通常为 1800Hz 左右。因此，通常把在 1800Hz 的包络时延测量标称化为零。把在其它频率上与零的偏移称为包络时延失真。包络时延失真增加了数据传输中的码间干扰，这将引起差错并增加对背景噪声的敏感度。

在网中，当设计信道架滤波器和其它设备时主要控制包络时延。包络时延失真的典型最低指标，在 1004 到 2404Hz 的频带中，最大为 800μs，在 604 到 2804Hz 的频带中最大为 2600μs。

B. 4 相位抖动

相位抖动定义为所传输信号的无用的角度调制。最普遍观察到的特性是它干扰信号的过零点。因为噪声也会干扰信号的过零点，因此即使没有附带的调制，通常也会在相位抖动测量仪上显示出读数来。

相位抖动减少了数据接收器对其他损伤的余量，因此损害了数据传输。相位抖动是由传输设备的设计控制的。虽然相位抖动的特定来源（诸如基本载供）已装置在现场，但是纠错技术通常需要改变特定设备的设计。相位抖动的端到端的最低指标，在 20 到 300Hz 的频带内不超过 10 度峰—峰值，在 4 到 300Hz 的频带内不超过 15 度峰—峰值。

B. 5 非线性失真

在传输设备中的非线性元件引起谐波和交调失真，一般称为非线性失真。通常利用交调失真测量来进行非线性失真的测量。

非线性失真在广义上可定义为由所传输的信号产生新的信号成分，通常它们以不希望的方式加在被传送的信号上。此处所指的非线性失真是在各个话音通路内的非线性失真，不应把它与频分复用系统的复用设备和线路放大器中的非线性引起的交调噪声相混淆。虽然这些非线性在话音频率上可能引起非线性失真，但是它们的影响通常可以忽略不计。

非线性失真一般是通过它对某些信号的影响来测量和识别的。例如，如果信号是具有频率“*A*”的单音，则非线性失真表现为输入信号的谐波，也就是说它表现为频率为 $2A$ 、 $3A$ 等的单音。因为大部分失真产物通常以二次和三次谐波出现，所以常常通过测量这些谐波中的每一个的功率来表示失真的大小，并将这些失真分别称为二次和三次谐波失真。如果非线性失真是以所有谐波的功率和来测量的话，其结果称为总的谐波失真。这些失真功率是没有实际意义的，除非有用信号（基波）的功率是已知的，这样测量结果通常参考于基波功率，称为二次、三次或总谐波失真。

从历史上看，音频通路上使用两种不同的测量非线性失真的方法：单音法和 4 音法。然而，单音法已不再用了。

所谓 4 音法，就是把四个相等电平的单音，以数据电平（-13dBm0）的混合信号功率分两组单音进行传送。一组由单音 856 和 863Hz (7Hz 间隔) 组成。第二组使用 1374 和 1385Hz 频率 (11Hz 间隔)。在每一组单音内的频率间隔不是关键的，但每组单音的频率间隔应是不同的。把这四个单音分别称为 A_1 、 A_2 和 B_1 、 B_2 。二次产物 ($A+B$) 成为 A_1+B_1 、 A_1+B_2 、 A_2+B_1 和 A_2+B_2 。如果 A_1 和 A_2 之间的间隔与 B_1 和 B_2 间的间隔相同，则 $A_1+B_2=A_2+B_1$ ，并且这两个分量将在电压基础上相加，从而给出一个错误的读数。

三次产物 ($2B - A$) 为 $2B_1 - A_1$ 、 $2B_1 - A_2$ 、 $2B_2 - A_2$ 、 $B_1 + B_2 - A_1$ 和 $B_1 + B_2 - A_2$ 。接收器使用 50Hz 带宽的滤波器来选出 $A + B$ 、 $B - A$ 和 $2B - A$ 产物。 R_2 是所接收的组合基本频率的功率与 $A + B$ 产物和 $B - A$ 产物的功率平均值之比。 R_3 是所接收的组合基本频率与 $2B - A$ 产物之比。

AT&T 目前使用的 4 音法的优点是：4 音测试信号有与数据信号相似的振幅密度函数。然而，由于接收滤波器的通带比较宽 (50Hz)，所以用 4 音法进行测量，受到电路噪声的影响较大。

由非线性失真产生的交调产物附加在有用信号上，其干扰作用与噪声很相似。但是，交调产物比噪声的损害性更大。所以，基波与二次或三次产物之比应当在 25 到 38dB 范围内，为达到令人满意的工作效果，这要根据数据传输的类型而定。

非线性失真主要是由设备的设计来控制的。然而，像老设备中的电子管老化和 PCM 信道架校准质量较差都可能引起这种失真，从而超出设计限值。使用 4 音测量法时，由用户到用户全程非线性失真最低指标是 R_2 为 27dB， R_3 为 32dB。

B. 6 单音对噪声比

对话音传输而言，在通路安静期间，可以听到的噪声是最重要的，这应是标准通话电路噪声测量所估算出来的噪声。对于数据传输来说，在正在传输期间通路上的噪声和相应的信噪比是重要的。在采用压扩器或量化器的系统中，必须从测试通路的远端发送一个 $-16\text{dBm}0$ 、 $-13\text{dBm}0$ 或 $-10\text{dBm}0$ 的单音，然后在进入噪声测量仪之前经过滤波。用来去除该单音的滤波器是一个很窄的带阻滤波器，其中心处于该单音频率。这种测量类型也称为单音的噪声测量。现在可用的设备，对这项测量使用的单音是 1004 赫。

当然，噪声可能在数据传输中引起差错，要达到满意的传输性能，单音信号与噪声比的指标至少应保持 24dB。噪声是受到传输设备的设计、传输系统的工程设计（比如中继器间距等因素）以及这些系统的维护等控制的。

B. 7 频率偏移

当单音在通路上传输经历了频率的变化时，就认为该通路有频率偏移或频率偏差。频率偏移可以在通路的两端使用频率计数器来测量。当输入频率不同于输出频率时，两者之差就是通路上的频率偏移。

现代通信设备中，如果有频率偏移的话，通常在 1Hz 或 1Hz 以下。一些老的载波系统可能有较大的频差，例如 15 到 20Hz。

在使用窄带接收滤波器的系统中，诸如电报复用设备和远程仪表读出设备，频率偏移是十分重要的。当使用这些传输类型的系统产生频率偏移时，接收到的信号落在滤波器带宽范围以外。在用单边带抑制载波传输的设备上可能会产生频率偏移。在 AT&T 系统内，采用频率同步网来控制频率偏移。频率偏移的最低指标是 $\pm 5\text{Hz}$ 。

B. 8 增益和相位瞬变

在电信通路上可能会遇到迅速发生的增益和相位的变化。这些现象的一些比较共同的原因是自动倒换到备用设备或载供设备，为进行例行维护而暂时停止现用设备，在微波设备中的衰落或通道变化以及耦合到载频源中的噪声瞬变。通路增益和相位偏移（或频率偏移）在短时间内可返回到它的初始值或无限期地保持在一个新的数值上。

一般通过自动增益控制电路中的变化来检测增益的变化并且用锁相环路来检测相位变化。为了对测试仪的检测器在不相关噪声（脉冲噪声）峰值上发生错误操作提供保护，在增益和相位峰值指示仪中设计有4ms的保护间隔。但遗憾是这种保护间隔也将有效地发现小于4ms的实际相位突跳，而它们又不与峰值振幅的偏移同时出现。只有在证实已知相对的相位突变出现的频率与脉冲噪声的频率相似时，才认为值得这样做。

用于测量增益和相位突跳（通常称为增益和相位的快速变化）的仪器是监测正弦波单音的幅度和相位的。用可调门限电平的计数器来记录并累计突跳的次数。增益突跳计数器一般累计超过2、3、4和6dB门限值的事件，不过它们不能区分幅度的增加和下降。同样，相位突跳计数器累计从5到45度（5度一档）的门限值的变化。它们响应等于或超过所选门限值的任一个突跳。根据用户判断估计可能要产生脉冲相位突跳时，可能希望有去除脉冲噪声消隐特性的转换开关。各种类型的突跳波形，噪声对测量的影响，门限的容差以及测量电路产生的突跳次数，即使在同样设计的各仪器上通常是不同的。这种可变性将导致在用不同厂家的突跳计数器进行测试时发生混乱。一个供选择的完整的突跳计数电路的技术要求正在由电气工程学会进一步研究。

当增益突跳幅度约为2到3dB时，在高速数据传输中开始产生差错。当相位突跳幅度约为20到25度之间时开始产生差错。端到端增益突跳的最低指标是在15分钟内超过3dB的增益突跳不大于8个；相位突跳的最低指标是在20度的门限值15分钟内至多有8个相位突跳。把下落定义为电平的下降大于或等于12dB至少持续4ms。它的最低指标是每小时至多有2次下落。

附 件 C

（附于建议 G. 113）

自适应差分脉冲编码调制（ADPCM） 性能对话带数据的影响

（来自 AT&T）
（按照 G. 721）

提要

本附件主要依据在1985年12月2-5日“IEEE 全球电信会议”上所提供的AT&T 贝尔实验室的文章。当建议G. 113应用于话带数据时，本附件用来支持该建议。一些结果表明，对使用32kbit/s ADPCM的设备（建议G. 721）分配数据的qdu值是一项艰巨的任务，因为这个性能强烈地决定于调制解调器的速率和类型。

本附件报导了一些有关高速话带数据调制解调器差错性能实验测试的汇总结果，这些实验测试是通过包有异步串接的32kbit/s ADPCM（建议G. 721）系统的各通路进行的，把模仿的模拟损伤分散在各串接的系统中。对一个4.8kbit/s传输和两个被测的9.6kbit/s装置的具有代表性的抽样进行测试，一个是工作在9.6kbit/s的全双工调制解调器按照CCITT V. 32标准的实验性设计，另一个是现在可用的9.6kbit/s产品（类似于V. 29调制解调器）。测试结果表明，通过异步串接的ADPCM系统足以能实现4.8kbit/s的数据传输。但是9.6kbit/s的传输受到限制，并且在相同条件下，某些调制解调器是不能接受的。

C. 1 引言

使用每通路的比特率低于 64kbit/s 的自适应差分脉冲编码调制 (ADPCM) 是有可能的。在很多情况下，它的性能低于按比例减少的模拟传输性能。因此，在话音级信道上，使用 32kbit/s ADPCM 的算法实质上是使有关设备的信道容量加倍。

由于增加了容量，所以具有潜在的经济利益，同样也会发生预期的单个信道性能下降。我们的结果表明，在使用这种新技术的情况下，高速率的话带数据（例如 4.8kbit/s 或更高）将遭受到性能的显著恶化。

在本附件中，我们报道一些有关高速话带数据调制解调器差错性能实验测试的汇总结果，这些实验测试是通过包含串接的 CCITT 标准的 32kbit/s ADPCM（建议 G.721）系统的信道进行的，把模仿的模拟损伤数量分散在各系统中。把信道的配置设计为足以代表安装有 ADPCM 系统的公用交换网中可能存在的各种实际拓扑。在这些测试信道范围内包含的异步串接的^② ADPCM 硬件数目是从零到 7，而分散在各系统中的模拟损伤是根据在端局连接的研究 (EOCS) [2]、环路研究 1970 [3] 和 1980 环路调查中所测量到的损伤，对参数进行分配得到的。我们也测试了使用具有异步串接的 64kbit/s PCM 系统的连接的特性。这是在 D 信道架上完成的，以便与显示出特别差的性能的 ADPCM 配置相比较，这样无论是 ADPCM 算法还是根本上是简单的 PCM 编码，就能够确定下来。

用于测试的调制解调器是高速型的，我们测试了一个 4.8kbit/s 传输 (V.29 型) 和两个 9.6kbit/s 调制解调器的具有代表性的抽样：一个为适用于全双工的 V.32 调制解调器标准的实验性的设计，而另一个是目前可用的装置 (V.29 型)。所有这些装置是 2-2 线调制解调器，它们是或者将是为在公用交换网中使用而购置的设备。

我们的测试结果表明：4.8kbit/s 话带数据传输将足以能实现通过多个异步串接的 ADPCM 系统，但是，9.6kbit/s 传输是受到限制的并且在相同的配置中某些调制解调器是不能接受的。

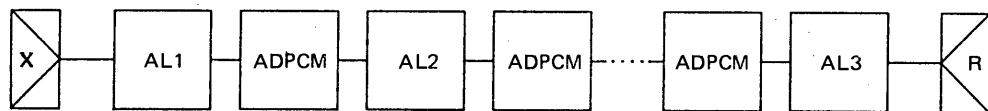
C. 2 测试条件结构

已经知道，ADPCM 算法的精度在很大程度上决定于对信号编码和传送的特性。具有一些或没有随机分量的信号，如纯单音，将有一点儿失真或无失真地很好地通过这些系统。在另一方面，高速话带数据信号其本身含有大量的随机分量，并且实际的带宽显著地受到 ADPCM 编码的影响。由于这个原因，我们的测试条件结构检查了这些类型的高速调制解调器。此外，我们曾尽量设法在我们的试验中使用通用的结构模型，这样可以有效地限制所需的测试数量。

C. 2.1 4.8kbit/s 半双工

图 C-1/G.113 表示出对 4.8kbit/s 半双工测试的测试配置结构。它指明了该配置的两端用调制解调器终端。在图中所加设备的次序从左边以代表模拟环和接入中继 (AT) 的模仿的模拟损伤 (AL_1) 开始。然后是由 ADPCM 系统组成的长距离段，一个等效 500 哩的 L—载波模拟链路 (AL_2)，随后，分别是从第 1 个到第 6 个 ADPCM。这个结构足以代表由多个链路和仿真的段组成的交换局间部分，就好像是全部模拟损伤早就出现在这个段上。虽然模拟损伤的这种布局是有一些保守的，但是，由于事实上这些损伤是单个 L—载波链路的损伤，并且实际上非常接近于对给定长距离部分使用单个损伤模拟器的限制，所以这些损伤是可以弥补的。最后通过另一个代表模拟中继和环路的模拟损伤模拟器 CA (3) 输出到接收器。对于一个连接用这种方式把模拟损伤与 ADPCMs 互相穿插安排比把全部损伤简单地集中在一个地点，更能代表实际网的拓扑和应用。

^② 当把前面的 ADPCM 编码信号解码为其模拟形式，然后再编码为后面的 ADPCM 时，就发生异步串接。



调制解调器	接入	LH			输出	调制解调器
		环路和AT	ADPCM	1 LMX	n(ADPCM)	
4.8 kbit/s	85	无	85	无	85	1
	无	ADPCM	无	1-6 ADPCM	无	6
	无	PCM	无	1-6 PCM	无	6 AN
	$\mu, 85$	ADPCM	$\mu, 85$	1-6 ADPCM	$\mu, 85$	48
	$\mu, 85$	PCM	$\mu, 85$	1-6 PCM	$\mu, 85$	48 AN

T1201840-88

图 C-1/G. 113
4. 8kbit/s 调制解调器的测试条件结构

这种配置，需要明确地确定加入的仿真器 AL1、AL2 和 AL3 中的模拟损伤的类型和实际数值。在使用网路性能模型工具的情况下，作为端局连接研究 (EOCS) 的结果和对高速数据用户通过数据插口连接到网路的假设，我们推导出交换网各个信道损伤主要部分的端到端平均 (M) 情况和 85% 的情况。要注意到，虽然我们具有每种损伤在 85% 程度的信道看作是第 85 个按百分比的信道，但事实上，它稍微差一些，这是因为在一个信道中全部损伤的 85% 同时出现实际将小于 15% 的时间。尽管如此，我们仍然把端到端的值分配给模拟损伤模拟器。在表 C-1/G. 113 中表示了分配的结果、损伤类型和端到端的值。所标出的值是根据端到端的平均数 (M) 分配的，而标有“85”的值是根据 85% 端到端损伤值分配的。通过说明各种模拟损伤值和存在的数字设备数量可以完成对图 C-1/G. 113 的讨论。第一种配置表示没有 ADPCM 但含有根据 85% 信道分配的损伤。接下去，为了附加参考，我们测试了六个仅含有从 2 到 7 个 ADPCM 而无模拟损伤的信道。如果且仅上述相应的 ADPCM 测试表示出较差的性能时，还必需测试只有 PCM 装置异步串接的另外六个信道。最后，根据平均数 (μ) 分配给模拟器的模拟损伤和 85% 的有 2 到 7 个 ADPCM (或在必要时为 PCM) 的信道，完成这些重要的测试。

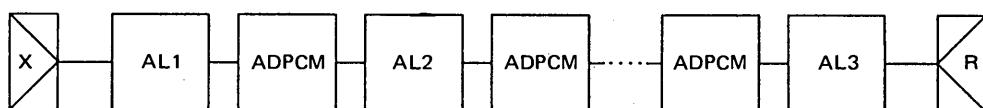
C. 2. 2 9. 6kbit/s 全双工和半双工

在图 C-2/G. 113 中用图表示了测试配置的结构样板。在与 4. 8kbit/s 调制解调器所使用的模拟损伤值相同的情况下，测试了 9. 6kbit/s 全双工调制解调器的 V. 32 调制解调器标准的实验性执行。虽然信道的各段在样板中有相同的表示，我们在长距离部分中仅对 1 到 3 个 ADPCM 进行了测试。根据以前向第十八研究组报告的测试，在相反方向的信道上测试了模拟的全双工工作，在该信道上具有数据、12dB 的信号/受话回声比和 25ms 的受话回声时延。对于这些测试，表 C-1/G. 113 重新列出模拟损伤模拟器的相关数值。

表中还表示出仅在 ADPCMs 情况下的其它 9. 6kbit/s 半双工调制解调器的三个测试。这些调制解调器是专门为了在公用交换网中使用而设计的，并且显示出目前最适合于 9. 6kbit/s 技术的预期性能。

表 C-1/G. 113
由 EOCS 推导的测试条件

	AL1	AL2	AL3	E-E
损伤	$\mu/85$	$\mu/85$	$\mu/85$	M/85
损耗 (dB)	11.0/11.4	1.1/1.7	11.0/11.4	23.0/24.5
C—加权噪声 (dBmC)	32.0/35.6	37.5/38.5	24.0/27.6	29.4/31.0
斜率 (dB)	1.5/3.0	0.0/0.2	1.5/3.0	2.9/6.1
包络时延失真 (μs)	226/388	632/755	226/388	1084/1535
二次交调 (dB)	66.0/50.2	58.4/53.8	66.0/50.2	52.7/46.3
三次交调 (dB)	74.0/53.0	56.9/50.3	74.0/53.0	51.7/44.3
相位抖动 (p-p)	0.5/0.7	1.9/3.7	0.5/0.7	3.5/5.1
电平 (dBm)				-27.0/28.5
S/N (dB)				31.6/28.5



调制解调器	接入	LH			输出	调制解调器
	环路和AT	ADPCM	1 LMX	n(ADPCM)		
V.32	85	无	85	无	85	1
9.6 kbit/s	无	ADPCM	无	1-3 ADPCM	无	3
V.32	无	PCM	无	1-3 PCM	无	3 AN
	$\mu, 85$	ADPCM	$\mu, 85$	1-3 ADPCM	$\mu, 85$	24
	$\mu, 85$	PCM	$\mu, 85$	1-3 PCM	$\mu, 85$	24 AN

T1201850-88

图 C-2/G. 113
对于 9.6kbit/s 调制解调器测试条件结构

C. 2.3 4.8kbit/s ADPCM 性能

对于 4.8kbit/s 传输，在图 C-3/G. 113 中给出了一些明显的结果。我们在轴线上绘制了四条曲线，两条为 1000 比特组差错率 (BLER) 另外两条为比特差错率 (BER)，其中每一种为平均的和 85% 的 EOCS 信道。横座标的标记是在这种连接中异步串接的 ADPCM 数量。由于各测试的结构不同，把它们的数量计为 $1+n$ 。“1”表达了 AL1 和 AL2 之间的 ADPCM，而 n 是 AL2 和 AL3 之间的 ADPCM 系统的数量。

我们从图表中可以清楚地看到，总的差错性能测量随着异步串接的 ADPCM 数量增加而下降，并且在包含最坏模拟损伤的 85% 信道上的性能是低于平均信道的性能。我们假设，调制解调器精确性能的可接受限值是在 85% 上 $\text{BER} < 10^{-5}$ 和在 85% 上 $\text{BLER} < 10^{-2}$ 。因此如果我们把注意力集中在 85% EOCS 通路上，那么我们可以看到，如果对于 BLER 来说 ADPCM 的数目在 4 到 5 之间并且对 BER 来说 ADPCM 数目在 3 到 4 之间的话，4.8kbit/s 性能将处于可以接受的限值。最近一些结果暗示出对某些调制解调器来说，BER 指标比 BLER 的限值要严格，这是因为比特差错表示的是一个较大的突发现象，由于使用具有差错检测/校正规程执行的组传输而使该突发现象在很大程度上得到改善。尽管因为用户数据通信的应用将表示出何种测量更为适合，我们还是测试并提出了两种结果。

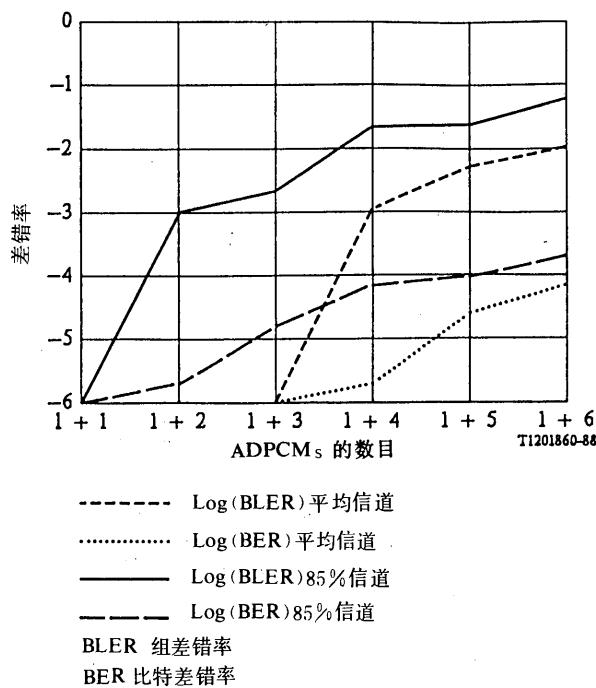


图 C-3/G. 113
在有 4.8kbit/s 调制解调器的情况下
ADPCM 的性能 (平均和 85% 通路)

C. 2.4 V. 32 调制解调器—ADPCM 性能

在图 C-4/G. 113 中指出了对代表符合建议 V. 32 的 9.6kbit/s 装置的试验站测试的结果。要注意到我们已经重新绘制了四条曲线。如前面所述 85% 信道的性能低于平均通路的性能。如果我们现在把注意力集中在 85% 信道的 BLER 上，我们看到可接受性能的限值出现在 2 到 3 个异步串接的 ADPCM 之间，而对 BER 来说，其数目有时在 0 和 1 之间。那一种性能度量是适合的，这决定于用户应用。这里我们观察到数据信号的大量随机分量，使调制解调器有较差的差错性能。在此情况下，9.6kbit/s 的使用表明，对于与 4.8kbit/s 装置相同的结构，其性能有明显的恶化。

同时也感兴趣地看到，如果改变有较坏损伤值的各个段的位置将会影响到调制解调器的性能。图 C-5/G. 113 对于 V. 32 调制解调器指出了三条 BLER 曲线，此外我们把分配的 85% 部分首先分给接入处，然后分给长距离部分，最后分给测试信道的输出口，其它部分，分配损伤的平均值。首先注意到在性能方面这些曲线落在全部 85% 信道和平均信道的性能之间。其次，注意到的是，这些表现略微决定于严重损伤值的位置。靠近发送器的最差损伤比靠近接收器时表现出对调制解调器 BLER 性能具有更有害的影响。这意味着在接入处的模拟损伤比长距离部分或出口处对于调制解调器差错率的影响可能更为显著。然而，观察的结果是有轻微的影响，这或许因为分配给 85% 部分的损伤值并不真正比分配给平均部分的损伤值差很多。

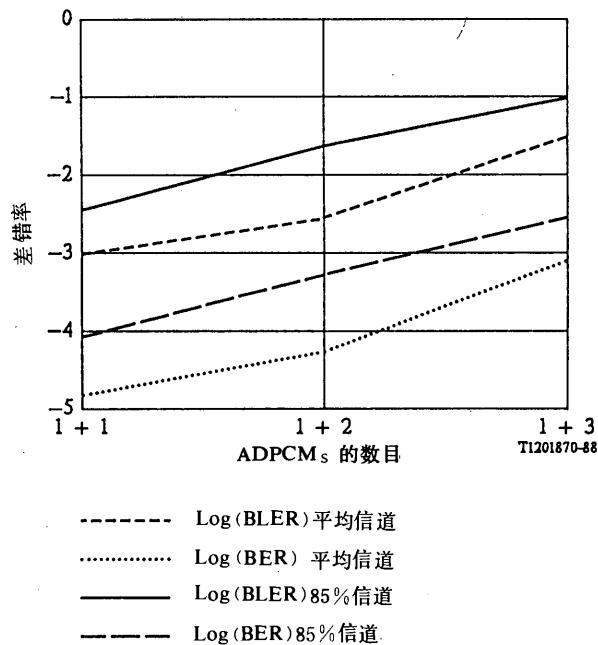


图 C-4/G. 113
在有 V. 32 调制解调情况下，
ADPCM 性能（平均和 85% 信道）

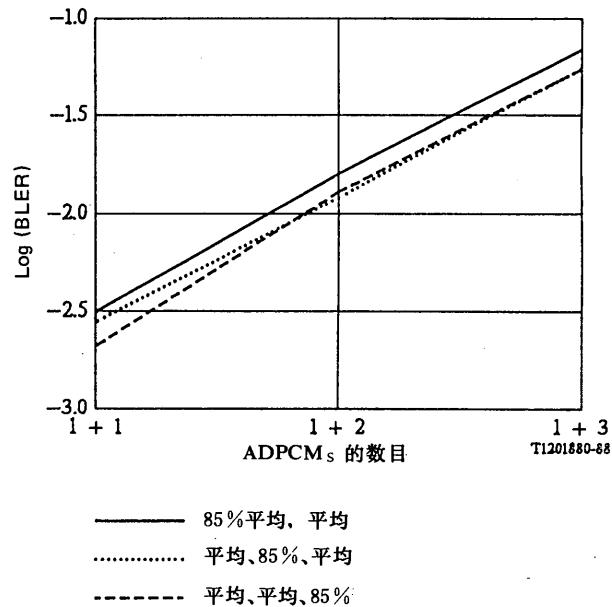


图 C-5/G. 113
在有 V. 32 调制解调器的情况下，
ADPCM 的性能（损伤位置的研究）

C. 2.5 9.6kbit/s ADPCM 性能

当对调制解调器性能作最后测试时，我们把利用更传统技术的另一个 9.6kbit/s 装置加到异步串接的 ADPCM 的序列中。这个调制器是一个 2 线设备，它是由卖方宣传能用于信令速率达 9.6kbit/s 的公用交换网。我们已经在无模拟损伤的所有测试信道中测试了装置的性能。在以这个实验为基础确定的过程中发现，调制解调器开始的次序和 ADPCM 算法相互影响，从而阻止了发送器和接收器之间通信的开始。因此通过允许调制解调器的调整，使其出现在普通 PCM 通路上的测试是必要的，在其后加入 ADPCM 以便观察性能。对任何速率的调制解调器来说，类似的可用性问题也可能会出现，这些调制解调器开始调整的序列与这种 9.6kbit/s 产品相类似。

图 C-6/G. 113 表示出这种调制解调器的性能结果，在没有模拟损伤的情况下，ADPCM 的数量可以简单地顺序读数。BLER 结果表明在 0 和 1 个 ADPCM 之间，编码是全部能满足我们的性能指标的。对于 BER 来说，还是用我们的正常指标来衡量，结果表示出 ADPCM 与调制解调器是不能共同工作的。因为预期很多调制解调器的卖主将要或者已经宣布在公用交换网中使用的高速二线装置，那么在这些信道中 ADPCM 的出现，有可能对于那些装置引起类似于对调整、调制和检测所测试的那些性能问题。

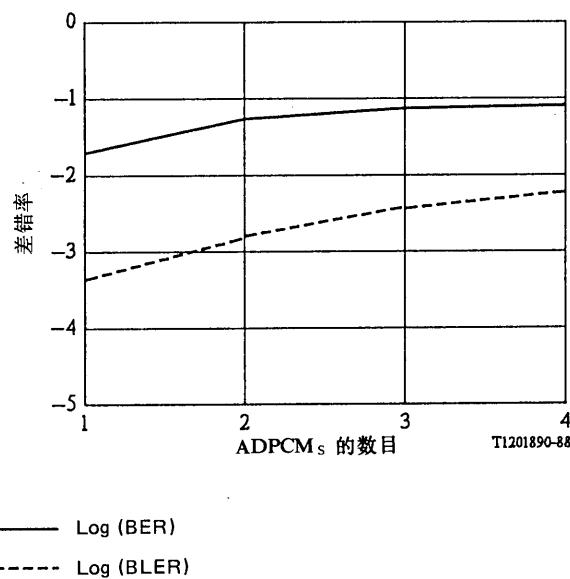


图 C-6/G. 113
在有 9.6kbit/s 调制解调器的情况下，
9.6kbit/s ADPCM 的性能（无模拟损伤）

C. 3 结论

在本附件中，我们报导了对于结构、实验设备和通过包含异步串接 ADPCM 系统（用模仿的模拟损伤分散在这些系统中）的各信道的高速话带数据调制，解调器差错性能的结果汇集。这些结果简明地表示在表 C-2/G. 113 中，它指出在 4.8kbit/s 工作可以比在使用 9.6kbit/s 装置的情况下，通过更多的异步串接 ADPCMs 来进行通信。此外，当使用 BER 指标时，在 9.6kbit/s 工作的通信可能是不可接受的，而当使用 BLER 指标时，有时是可接受的。显然，适合的指标要根据数据通信用户的应用而定。

表 C-2/G. 113
在 EOCS85% 通路上允许的 ADPCM 数量

模式	$\text{BER} = 10^{-5}$	$\text{BLER} = 10^{-2}$
4.8kbit/s (V.29)	3/4 ^{a)}	4/3
V.32	0/1	2/3
9.6kbit/s	0	0/1

^{a)} 大部分最近的结果表明范围是 2/4。

参 考 文 献

- [1] Draft-Proposed American National Standard 32 kbit/s ADPCM Algorithm and Line Format, Committee T1, Subcommittee T1Y1, Document No. T1Y1, LB 85-01, 28 March, 1985.
- [2] CAREY, (M. B.), CHEN, (H.-T.), DESCIOUX, (A.), INGLE, (J. F.) and PARK, (K. I.): 1982/83 End Office Connection Study: Analog voice and Voiceband Data Transmission Performance Characterization of the Public Switched Network, *AT&T Bell Lab. Tech. J.*, 63, 2059, 1984.
- [3] MANHIRE, (L. M.) Physical and Transmission Characteristics of Customer Loop Plant, *BSTJ*, 57, 1/70.
- [4] KALB, (M.), MORTON (C. H.) and SHYNK, (JU. J.): DATACAL – A Voiceband Data Communication Connection Performance Model, *Proc. of the Second International Network Planning Symposium, University of Sussex*, Brighton, UK, 21-25 March, 1983.

建 议 G. 114

平均单向传播时间

(1964 年订于日内瓦；1968 年于马德普拉塔、
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)

本建议中的时间是在一个连接中两个传输方向传播时间的平均值。当两个传输方向的传输媒质不同时（例如，一个方向是卫星通路，另一个方向是地面通路），则进行平均的两个时间可能相差很大。

1 连接的限值

在国际电话连接中有必要限制两个用户之间的传播时间。随着增加传播时间，则用户困难也将增加，并且困难的增加率增大。参考文献 [1] 至 [10] 给出了有关依据，特别是对下面的 b)。

作为网络性能指标，当存在着回声源并且使用适当的回声控制设备，诸如回声抑制器和回声抵消器时，CCITT 建议使用下述的平均单向传播时间的限值：

a) 0 至 150ms，可以接受。

注 — 当时延不超过 50ms 时，可以使用蓝皮书 [11] 建议 G. 161 中规定的回声抑制器（见建议 G. 131, § 2.2）。

b) 只要当平均单向传播时间超过约 300ms 时对连接格外注意，并使用为长时延电路设计的回声控制设备（如回声抑制器和回声抵消器），则 150 至 400ms 也可以接受。

c) 大于 400ms，不能接受。除非在非常例外的情况下，不应使用具有这些时延的连接。

直到有其它重要的资料可使各主管部门较严格地确定出可以接受的时延极限为止，各主管部门在从各种方案中选择时延在上述 b) 范围内的规划时，应充分地参阅各种参考文件。

注 1 — 上面的值仅指两个用户之间的传播时间。但是，为了其它目的（例如建议 G. 131 所述），可以估计出回声途径的平均单向传播时间。在进行这种估计时，可以使用 § 2 中的各个数值。

注 2 — 已经充分证明，在一个长时延连接的两端配备的回声抵消器，通常可以提供比目前各类回声抑制器更优良的性能（更详细的情况参见建议 G. 131 的 § 2.2）。

注 3 — 应当指出，尽管回声抑制器和回声抵消器在同一个连接中可以兼容（它们能够满意地互通），但只有当两端都装上回声抵消器时，其优点才能充分体现出来。特别是如果主管部门单方面使用回声抵消器取代其回声抑制器，而另一端仍保留回声抑制器，将对国际连接中自己的用户带来很少的好处。

注 4 — 可用的经验数据（附件 A）指出，时延稍大于 400ms 是可以接受的，只要回声抵消器符合建议 G. 165 的技术要求，或者使用相同性能的其它回声控制设备。但是时延大于 400ms 的连接在目前还不建议使用，并且正在课题 27/XII 中研究。

注 5 — 必须控制使用会引入削波、噪声有显著差别、增加低回损或者引入可以降低回声性能的其它损伤的设备（诸如免提话机情况，特别是在变化噪声环境中），以使得时延在 150ms 到 400ms 范围内的连接达到可以接受的传输质量。这个题目在课题 11/XII 中进行研究。

2 电路的数值

按 § 1 中的限值制定一般的互连规划时，必须考虑国内延伸电路和国际电路两者的单向传播时间。电路和连接的传播时间是几个部分的总和，例如，在电缆中以及在不同类型 FDM 调制解调器所用滤波器中的群时延。数字传输和交换也产生时延。在 § 2.1 中给出的传统规划值，可用于估计构成电路和连接的各个规定装置的总传播时间。

2.1 传播时间的惯用规划值

暂时可以使用在表 1/G. 114 中给出的传播时间的惯用规划值。

2.2 国内延伸电路

国内网的主要干线应由高速传播线路组成。在这些情况下，在国际中心和国内网中离国际中心最远的用户之间的传播时间将如下述：

- a) 在纯模拟网中，传播时间可能不超过：

$$12 + (0.004 \times \text{以公里为单位的距离}) \text{ ms}$$

这里的系数 0.004 是基于假设国内长途电路将途经高速设备 (250km/ms)。12ms 常数项是考虑到终端设备和国内网中可能有一定数量的加感电缆（例如 3 对通路变频设备加上约为 160km 的 H88/36 加感电缆）而留的余量。对于一个中等大小的国家（见图 2/G. 103），单向传播时间将小于 18ms；

- b) 在模拟/数字混合网中，通常可以由用于纯模拟网的公式来估计传播时间。但是在某些不利的条件下，与纯模拟情况相比较可能会出现时延的增大。尤其是在数字交换机通过串接的 PCM/FDM 设备或者复用转换器与模拟传输系统相连接时，将出现这种情况。随着数字化程度的增长，传播时间将逐步地接近于纯数字网。

表 1/G. 114

传输媒质	单向传播时间	备注
陆地同轴电缆或无线中继系统; FDM 和数字传输	4μs/km	考虑了中继器和再生中继器的时延
光纤电缆系统; 数字传输	5μs/km	考虑了中继器和再生中继器的时延
海底同轴电缆系统	6μs/km	
卫星系统 —高度为 14000km —高度为 36000km	110ms 260ms	仅在地球站之间
FDM 通路调制器或解调器	0.75ms ^{a)}	
FDM 压扩通路调制器或解调器	0.5ms ^{b)}	
PCM 编码器或解码器	0.3ms ^{a)}	
PCM/ADPCM/PCM 编码转换器	0.5ms	
复用转换器	1.5ms ^{c)}	
数字转接交换机 数字—数字	0.45ms ^{d)}	两个传输方向的传播时间之和的一半
数字本地交换机 模拟—模拟	1.5ms ^{d)}	
数字本地交换机, 模拟用户线—数字中继	0.975ms ^{d)}	
数字本地交换机 数字用户线—数字中继	0.825ms ^{d)}	
回声抵消器	1ms ^{e)}	

- a) 这些数值考虑了在峰值话音能量的各频率附近的群时延失真，并考虑到中间的高次群复用以及直通连接设备的时延。
- b) 该数值是指为了同压扩器和特殊滤波器一起使用而设计的 FDM 设备的数值。
- c) 对于卫星数字通信，在复用转换设备位于地球站时，该数值可能增加至 3.3ms。
- d) 这些是平均值：决定于话务负荷，可以会遇到较高的数值，例如不超过 0.75ms (1.950ms、1.350ms 或 1.250ms) 的概率为 0.95。(详细情况见建议 Q.551)
- e) 当使用回声抵消器时，将在各个回声抵消器的发送通道中增加直至 1ms 的单向传播时间，该时间不包括通过回声抵消器中任何编解码器的时延。而在回声抵消器的接收通道中不会引入明显的时延。

c) 在交换局间的纯数字网（例如 1DN）中，像上面所规定的传播时间将不超过：

$$3 + (0.004 \times \text{以公里为单位的距离}) \text{ ms}$$

3ms 常数项是对一个 PCM 编码器或解码器和 5 个数字交换机留的余量。

注 — 数值 0.004 是同轴电缆系统和无线中继系统的平均值；对于光纤系统可使用 0.005。

d) 在用户间的纯数字网（例如 ISDN）中，如果在 2 线的本地用户线上使用突发型（时间压缩复用）传输，则上述 c) 的时延必须增加到 3.6ms。

2.3 国际电路

国际电路^① 将使用高速传输系统，例如，陆地电缆或无线中继系统，海底电缆系统或卫星系统。可以使用 § 2.1 中的规划值。

对于高度较高的通信卫星系统的电路，它的平均单向传播时间使得在使用这些电路时最好要加强某些对路由选择的限制。建议 Q.13 [12] 中给出了这些限制的详细内容（见下面的附件 A）。

附 件 A

（附于建议 G.114）

对电话电路长传播时延和 回声的有关考虑

A.1 引言

包含海底电缆的一些国际连接（见图 1/G.103 或图 1/G.104）可能含有约为 170ms 的最大单向传输时延。本附件谈到一些国内和国际连接的基本问题，这些连接本身固有地需要相当大的传输时延。

甚至在具有中等长度 ISL（卫星间链路）的情况下，一跳卫星连接引入了在建议限值 400ms 以内的单向传播时延。然而，对于由数字信号处理（例如 TDMA、DSI、DCME、16kbit/s 和 32kbit/s 低比特率编码、比特再生、分组交换等等）连同其它的源所产生的可能的附加时延的仔细分析，已经导致这样的看法——建议限值为 400ms 的平均单向传播时延，可能不必加以限制。

根据在回声控制技术方面的最新技术进展来看，考虑扩大这个限值是可行的。鼓励各个主管部门注意到连续性和需要，并要注意在这个领域中进一步的调研。

① 对于短的附近的链路，在卷 III.2 的 5.4 节的引言中所叙述的各种情况下，也可以使用工作在音频的电信电缆。

为进一步分析这个问题，必须同单向平均传播时间一起在连接中考虑两种不同类型的影响，即与回声有关的话音质量损伤以及与纯（转接）时延有关的会话困难。为克服上述这些影响，可以适当地使用回声控制设备，即回声抑制器和特别是回声抵消器。

假设跨过话机手柄的声耦合为最小时，4 线电路提供接近于无回声的连接。从长远观点看，随着 ISDN 实施的扩展，可以预期 4 线电路的使用将不断地增长。但是在可预见的未来，2 线电路和与其同时出现的混合连接以及产生回声的其它部分，仍有可能不同程度地存在。因此，可以认为在卫星电路中使用现代的回声抵消器是当前克服回声问题的最有效方法，只要由回声抵消器模仿的回声通道的特性是线性的，并且不随时间变化，或者与回声抵消器的收敛速率相比只有缓慢的变化。

下面提供了对时延测量和它们对电路质量的影响以及用户反映的简要讨论。

A.2 长传输时延对用户的影响

A.2.1 早期的测量

图 A-1/G. 114 表示出长传输时延对于用户所经受的通话困难的影响。曲线 1 是在 1964 和 1965 年的调查结果 [5、8 等处]，此时，在法国、英国、美国和联邦德国之间的一些电路中测试了第一颗运行卫星“晨鸟”的性能。这些装备了早期各种类型的回声抑制器的电路有一定数量的噪声功率（约 $20\ 000\text{pW0p}$ ），并且在 TAT-3 电缆路由上（230-3200Hz）具有与卫星（170-3400Hz）不同的带宽。根据用户评定的中或差的意见，曲线 1 (F/P) 表示了相同的评定结果。

从曲线 1 中可以看出，时延约为 400ms 时大于 50% 的用户感到通话有困难，40% 的困难值相当于时延约为 300ms。在另一方面，用户评定意见为中或差的百分数大约比通话困难百分数低 15%。这是由于一些受到咨询的用户，尽管感到一些困难，但他们发现接收的话音质量为良或优。

在这些观察的基础上，在建议 G. 114 的较早版本中，对电话的国际连接，选择 300ms 的时延作为困难的门限，并将 400ms 作为最大可容许的时延。

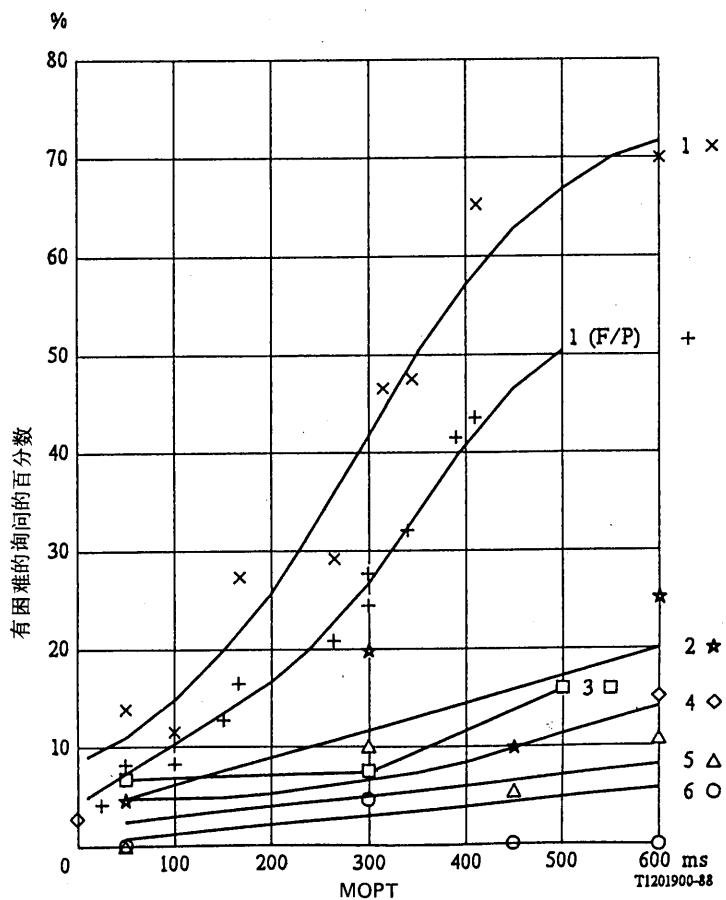
除了这些结果之外，还存在着另一些结果。Williams 和 Moye [30、31] 对于在有不同回损值和具有平坦的或有形状的回声通道频率特性的模拟电话链路上，调查了无抑制的回声对通话的影响。

曲线 2、5 和 6 表示出具有 37dB（呈波形）、37dB（平坦）和 50dB（平坦或呈波形）回损的一些连接的结果。曲线 4 表示了一些实验室测试结果 [32] 或装有回声抑制器和具有约 20dB 回损的被模仿的连接的测试结果。这些测试结果是通过使用线性的不随时间变化的回声通道而得到的。

图 A-1/G. 114 也包含了一些从长时延电路中得到的最新结果。但这些电路装有回损约为 18dB [29]（见 § A.2.3）的现代的回声抵消器。

从曲线 2 至 6（它们得到较好的回声控制方法或者得到高的回损值）可以看出，长传播时延对通话困难的影响远小于由曲线 1 所表示的，曲线 1 是使用了早期类型的回声抑制器。

归纳在 [33] 中的其它一些调查结果是从仅有纯传输时延的电路中（即无回声 4 线电路）得到的，它们指出，平均单向传播时延达到 600ms 时，对电话用户的主观评价看来似乎没有明显的影响。



测试条件

曲线序号	回声控制	测试种类	ERL (dB)	线路噪声	室内噪声 [dB (A)]	参考文献
1	ES	国际现场测试 (1964/65)		20000pW0p		/5.8/
2	—	实验室测试 (1970)	37 (呈波形)	-61.5dBm0p	50	/30、31/
3	EC	国内现场测试 (1987)	18	—	—	/29/
4	ES	实验室测试 (1970)	>20	-50dBm0p	50	/32/
5	—	实验室测试 (1970)	37 (平坦)	-61.5dBm0p	50	/30、31/
6	—	实验室测试 1970	50	-61.5dBm0p	50	/30、31/

ES 回声抑制器

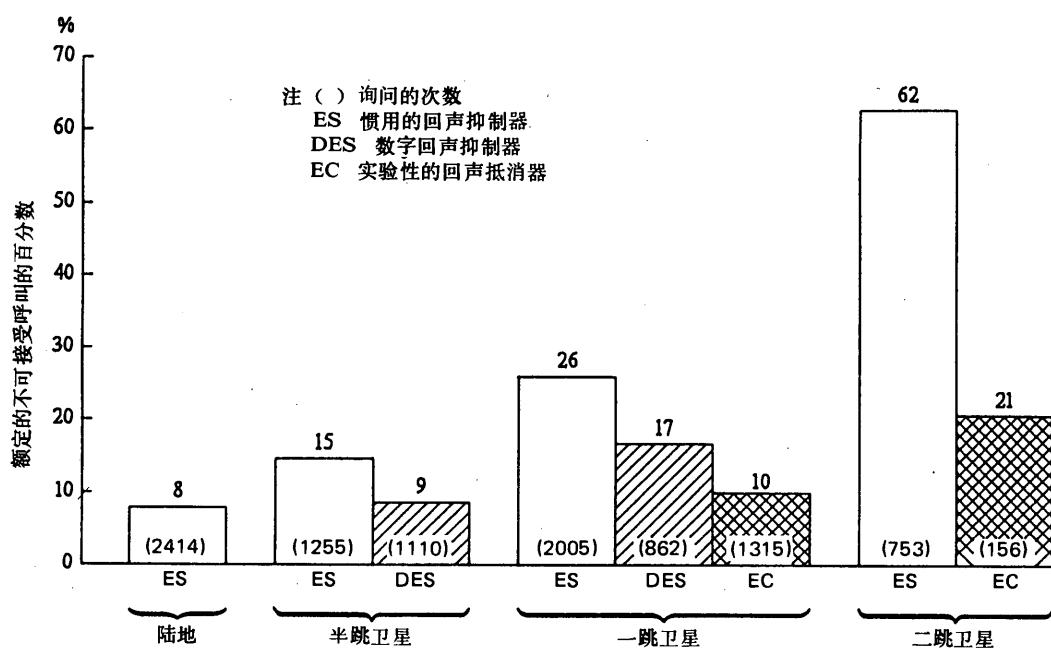
EC 回声抵消器

图 A-1/G. 114
长平均单向传播时间 (MOPT)
对通话困难的影响

A.2.2 新近的测量

随着技术的进步，设计的提高和回声抵消器性能的增强 [16-19]，由 Helder 和 Lopiparo [20]、DiBiaso [21]、post 和 silverthorn [22] 以及其它一些学者进行了一系列试验，评价在美国、加拿大和其它国内卫星网中的卫星和陆地设备上的回声抑制器和回声抵消器的主观性能。

Heder 和 Lopiparo [20] 报道了在 1976 年和 1977 年对美国的某些陆地电路、半跳卫星^② 电路和一跳卫星电路的测试结果。Dipriaso's 的报告 [21] 建立在测试的研究和回声控制方法主观评估的基础上，它们是在 1975-77 年期间，使用美国国内卫星系统 (COMSTAR) 以及一般的模拟回声抑制器 (ES)、数字回声抑制器 (DES) [22] 和实验性的回声抵消器 (EC) [24-25]，由美国电话电报公司 (AT&T) 和其它公司完成的，并且分别调查了陆地、半跳卫星、一跳卫星和二跳卫星连接的情况。在其它地方 [26] 提供了这些测试结果的详细说明。小结这些测试结果，用对于上述各种情况不能接受的呼叫率的百分数表示，再现于这里的图 A-2/G. 114 中。该图表明通过分别使用数字回声抑制器和回声抵消器，在半跳和一跳卫星连接中有改善的可能性，在这两种情况下所提供的性能实际上等效于使用回声抑制器的陆地电路的性能。基本上，对于性能和质量采用稍有差别的标准，例如，过早终止呼叫的百分数或者更换呼叫的百分数或者需要话务员帮助的呼叫百分数，可得到类似的结论。



T1201910-88

图 A-2/G. 114
比较回声控制方法的国内卫星用户反映测试结果

^② 半跳连接指的是正向链路通过卫星，而返向链路是陆地（或者相反情况）的情况。

在 1978 年 post 和 silverthorn [22] 在 Tmas-Canada 电话系统 (TCTS) 的卫星和一些陆地链路上, 完成了由不同种类的回声控制方法来表征的 9 种试验条件的评估。图 A-3/G. 114 以询问的百分数提供了评估结果的部分摘要, 这是对陆地电路、装有回声抵消器的卫星 (S/EC) 电路和装有回声抑制器的卫星 (S/ES) 电路按照质量的优、良、中或差进行评估的。图 A-4/G. 114 提供了从类似的国内和国际卫星以及陆地网 [22] 中得到的模拟测试结果的概要情况。这些结果说明了装有回声抵消器的卫星电路和装有回声抑制器的长距离陆地电路有相近的等效性能。这些结果也说明了在卫星链路中回声抑制器的性能比回声抵消器的性能差。因此, 对卫星链路来说, 不认为回声抑制器是最适宜的并且仅建议使用回声抵消器。对于陆地电路的应用, 仅在边远地区期望由于使用回声抵消器而得到改善, 并且, 系统的经济性仍然可以证明在陆地链路中使用回声抑制器是合算的。

上述的一些观察研究证实了这样的结论: 卫星网电话用户遇到的困难主要是源于与长传播时延损伤有关的回声。使用回声抵消器足以减少这种损伤, 这使得对一跳卫星连接提供的性能实际上等效于陆地连接的性能 [27-28]。

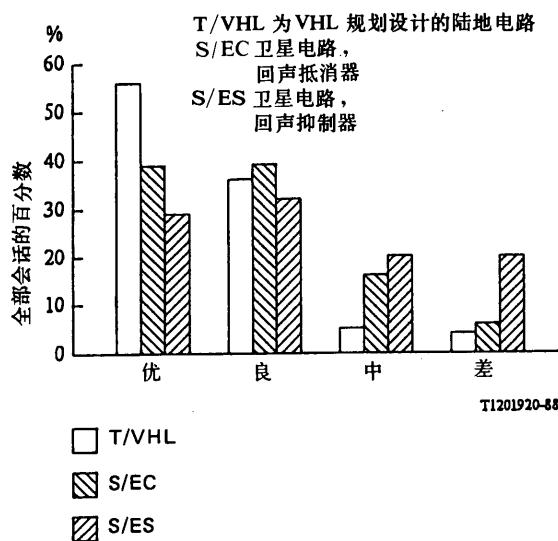


图 A-3/G. 114
对 Toronto-Halifax 呼叫响应的分布

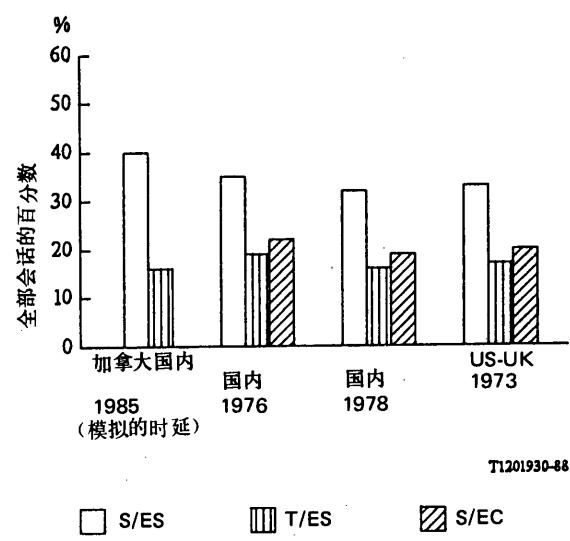


图 A-4/G. 114
从 1965 年至 1978 年在卫星呼叫方面用户评定测试的结果

A. 2.3 最近的和将来的测量

在 1987 年, 美国通信卫星公司 (COMSAT) 完成了一系列的测试, 以确定在陆地和卫星电路中回声抵消器的效果, 测试中使用符合建议 G. 165 的回声抵消器和按照建议 P. 77 附件 A 的回叫询问过程。参考文献 [29] 给出了这个过程的细节, 并且在图 A-1/G. 114 的曲线 3 中表示出这些结果的概要情况。该曲线给出了作为单向传播时间函数的困难百分数的曲线图。采用陆地电路上的单向时延值 45ms 作为基准, 并对于陆地和卫星链路上的时延值增加到 300ms 和 500ms 的影响进行了评估。

根据 COMSAT 的结果可以推断, 在 45ms 和 300ms 时延之间对“困难百分数”的得分没有明显的差别。在时延为 500ms 时, 困难百分数得分近似地为二倍 (从 7.3% 到 15.8%), 但是, 这个数值比起早期的 60% 以上的结果来说仍然是相当小的。

上述的一些结果支持这样的观点：只要使用符合建议 G. 165 技术要求的回声抵消器或者使用等效性能的其它回声控制设备，稍大于 400ms 时延的一些连接是可以接受的。这样就可以允许使用信号处理和具有适当角距的卫星间链路 (ISL)，而不产生任何明显的或者可以感觉到的质量下降。

在现代卫星连接中使用最新技术的回声抵消器进行主观性能的进一步测试、测量和评估，应当有助于证明超出这些结果的附加改善（如果有的话）是有希望实现的或者是能达到的。

A. 3 概要和结论

把由回声导致质量下降和由纯时延产生的主观感觉困难分开考虑，是分析与长时延电路有关的传输损伤的最好方法。很明显，正如由上面引证的一些测试所指出的，用在卫星电路上的回声抑制器（具有固定的插入灵敏度）远不如回声抵消器有效。在长时延卫星电路中，回声抵消器在去除回声影响和有关损伤方面的效果足以提供高的或者可以接受的性能。正在继续进一步改善回声抵消器和有关卫星电路的性能。在这样的情况下，主要的损伤与纯时延部分有关。

最近的一些工作和对该领域的继续关心，指出了发展和利用进一步改进的和更有效的回声抵消器的可能性。回声抵消器的 VLSI 生产也是一种可行的选择，并且预期可以使装备长时延电话电路的成本明显降低。因此使用这些适当的设备，在国际连接上相当长的纯时延预期不会导致在通路质量或性能方面一定程度的下降，就像在早期无回声控制或采用具有固定插入灵敏度的回声抑制器进行的一些测试中所遇到的那样。已经证明，对电话来说，适当使用回声抵消器对国际或国内卫星连接提供的质量和性能实际上等效于陆地连接的质量和性能。这些结果仅涉及电气回声，还有必要为确定声学回声影响进行补充研究（见课题 27/XII 的注 5）。

参 考 文 献

- [1] CCITT *Red Book*, Vol. V bis, Annex E (United States), ITU, Geneva, 1965.
- [2] *Ibid.*; Annex F (United Kingdom).
- [3] *Ibid.*; Annex 4 to Question 6/XII (Italy).
- [4] CCITT *Red Book*, Vol. V, Supplements No. 1 to No. 6, ITU, Geneva, 1985.
- [5] BARSTOW (J. M.): Results of User Reaction Tests on Communication via Early Bird Satellite, *Progress in Astronautic Aeronautics*, 19, Academic Press, New York and London, 1966.
- [6] HELDER (G. K.): Customer Evaluation of Telephone Circuits with Delay, *Bell System Technical Journal*, 45, September 1966, pp. 1157-1191.
- [7] RICHARDS (D. L.): Transmission Performance of Telephone Connections Having Long Propagation Times, *Het P.T.T.-Bedriff*, XV, No. 1/2, May 1967, pp. 12-24.
- [8] KARLIN (J. E.): Measuring the Acceptability of Long-Delay Transmission Circuits used During the Early Bird Transatlantic Tests in 1965, *Het P.T.T.-Bedriff*, May 1967, pp. 25-31.
- [9] DE JONG (C.): Observations on Telephone Calls Between the Netherlands and the U.S.A., *Het P.T.T.-Bedriff*, May 1967, pp. 32-36.
- [10] HUTTER (J.): Customer Response to Telephone Circuits Routed via a Synchronous-Orbit Satellite, *P.O.E.E.J.*, Vol. 60, October 1967, p. 181.
- [11] CCITT Recommendation, *Definitions relating to echo suppressors and characteristics of a far-end operated, differential, half-echo suppressor*, Blue Book, Vol. III, Rec. G.161, ITU, Geneva, 1965.
- [12] CCITT Recommendation, *The international routing plan*, Vol. VI, Rec. Q.13.
- [13] CCITT Recommendation, *Mean One Way Propagation Time*, *Red Book*, Vol. III, Rec. G.114, ITU, Malaga-Torremolinos, 1984.

- [14] CCIR Report, *The effects of transmission delay in the fixed satellite service*. Vol. IV, pp. 29-37, Report 383-4, ITU, Geneva, 1982.
- [15] DECKER (H.): Die fur lange Fernsprechleitungen Zulassige Ubertragungszeit, *Europaischer Fernsprechdienst*, 19832, Heft No. 8, 1931, pp. 133-135.
- [16] SONDHI (M. M.): An Adaptive Echo Canceller, *Bell Systems Technical Journal*, Vol. 46, March 1967, pp. 497-511.
- [17] CAMPANELLA (S. J.), SUYDERHOUD (H. G.) and ONUFRY (M.): Analysis of an Adaptive Impulse Response Echo Canceller, *COMSAT Technical Review*, Vol. 2, No. 1, Spring 1972, pp. 1-36.
- [18] SUYDERHOUD (H. G.), CAMPANELLA (S.) and ONUFRY (M.): Results and Analysis of Worldwide Echo Canceller Field Trial, *COMSAT Technical Review*, Vol. 5, No. 2, Fall 1975, pp. 253-273.
- [19] HORNA (O. A.): Echo Canceller with Adaptive Transversal Filter Utilizing Pseudo-logarithmic Coding, *COMSAT Technical Review*, Vol. 7, No. 2, Fall 1977, pp. 393-428.
- [20] HELDER (G. K.) and LOPIPANO (P. C.): Improving Transmission on Domestic Satellite Circuits, *Bell Laboratories Record*, Vol. 55, No. 8, October 1977, pp. 202-207.
- [21] DIBIASO (L. S.): Satellite User Reaction Tests: A Subjective Evaluation of Echo Control Methods, *National Telecommunications Conference Record*, Vol. 3, 1979, pp. 48.6.1-48.6.6.
- [22] POST (J. A.) and SILVERTHORN (R. D.): Results of a Subjective Comparison of Echo Control Devices in Terrestrial and Satellite Trunks, *National Telecommunications Conference Record*, Vol. 3, 1979, pp. 48.4.1-48.4.5.
- [23] CCITT – Contribution COM XV-No. 86, (Annex II to Question 10/XV), January 1978.
- [24] DUTTWEILER (D. L.): A twelve-channel digital echo canceller, *IEEE Transactions on Communications*, Vol. COM-26, No. 5, May 1978.
- [25] CCITT Rec. G.165 for echo cancellers.
- [26] CCITT – Contribution COM XII-No. 165 (also COM XV-No. 112), June 1979.
- [27] CCITT – Contribution COM XVI-No. 65, Study Period 1973-1976.
- [28] CCITT – Contribution COM XII-No. 154, April 1979.
- [29] CCITT – Contribution COM XII-No. 177 – WP XII/3, June 1987.
- [30] WILLIAMS (G.): Subjective Evaluation of Unsuppressed Echo in Simulated Long Delay Telephone Communications. *Proc. 5th Internat. Sypos. Human Factors in Telecommun.*, London, 1970, paper 2.2.
- [31] WILLIAMS (G.) and MOYE (L. S.): Subjective evaluation of unsuppressed echo in simulated long-delay telephone communications. *Proc. IEE 118* (1971), No. 3/4, pp. 401-408.
- [32] HUTTER (J.): The effect of echo suppressors and echo return loss on the performance of circuits having a long propagation time. *Post Office Research Department Report* No. 153, 1970.
- [33] CCITT – Contribution COM XII-No. 199, 1984-1988 Study Period.

参 考 书 目

- SETZER (R.): Echo Control for RCA Americom Satellite Channels, *RCA Engineer*, Vol. 25, No. 1, June-July 1979, pp. 72-76.
- YAMAMOTO (S.) et al.: Adaptive Echo Canceller with Linear Predictor, *Trans. Inst. Electron. Commun. Eng. Japan*, Vol. E62, No. 12, December 1979, pp. 851-857.
- WEHRMANN (R.), VAN DER LIST (J.) and MEISSNER (P.): Noise-Insensitive Compromise Gradient Method for the Adjustment of Adaptive Echo Canceller, *IEEE Trans. Communication*, Vol. COM-28, No. 5, May 1980, pp. 753-759.
- CAVANAUGH (J. R.), HATCH (R. W.) and NEIGH (J. L.): Model for the Subjective Effects of Listener Echo on Telephone Connections, *Bell Systems Technical Journal*, Vol. 59, No. 6, July-August 1980, pp. 1009-1060.
- SONDHI (M. M.) and BERKLEY (D. A.): Silencing Echoes on the Telephone Network, *Proc. IEEE*, Vol. 68, No. 8, August 1980, pp. 948-963.
- DUTTWEILER (D. L.): Bell's Echo-Killer Chip, *IEEE Spectrum*, Vol. 17, No. 10, October 1980, pp. 34-37.
- MEISSNER (P.), WEHRMANN (R.) and VAN DER LIST (J.): Comparative Analysis of Kalman and Gradient Methods for Adaptive Echo Cancellation, *AEU Arch Electron Uebertrag Electron Commun.*, Vol. 34, No. 12, December 1980, pp. 485-492.

HORNA (O.A.): Extended Range Echo Cancellers, *Proceedings of IEEE SOUTHEASTCON Regional Conf.* 81, Huntsville, 5-8 April 1981, pp. 846-853.

FURUYA (N.) et al.: High Performance Custom VLSI Echo Canceller, *IEEE International Conference on Communications*, Chicago, 23-26 June 1985, pp. 46.1.1-46.1.7.

ITO (Y.), MARUYAMA (Y.) and FURUYA (N.): An Acoustic Echo Canceller for Teleconferencing, *ibid*, pp. 1498-1502.

CIOFFI (J. M.) and KAILATH (T.): An Efficient, RLS, Data Driven Echo Canceller for Fast Initialization of Full-Duplex Data Transmission, *ibid*, pp. 1503-1507.

建 议 G. 117

关于对地不平衡的传输问题 (定义和方法)

(1980 年订于日内瓦; 1984 年于马拉加—托雷莫里诺斯、
1988 年于墨尔本修订)

1 目的

本建议给出了一个端口和两个端口网络各种平衡参数的一套全面的惯用的测量方法。打算把它们用于有相当简单的测试设备（例如标准传输振荡器、电平测试仪）和一个专用测试桥的现场或工厂内。在与本建议相一致的建议 O. 121 [1] 中包含了估计不平衡程度的测量安排。

定义和方法是这样设想的，使得从各项设备（馈电桥、电缆线对、通路变频设备的音频输入口等）分别测量（或按规定）所得到的结果，可以有意义地合并在一起，而未必用简单的分贝相加的方法。这样就可预计这些设备在串接后的性能或者至少能确定串接后的性能范围。这种性能是指受到不平衡情况影响的那些特性，例如，脉冲噪声电平、纵向感应灵敏度、串话比等。

2 专门术语的拟定原则

在有关对地不平衡的文献中使用了许多不同的术语，某些有矛盾，即在其它方面不相适应。在本建议中所给出的附有说明的大量术语，根据的是已经被采纳的下述一些原则：

- a) 模式变换，例如一个较差的终端（不平衡的）在受纵向信号激励时，将产生一个无用的横向信号。在此把这个影响的度量称为纵向变换比，当用传输单位表示时称为纵向变换损耗或 LCL。
- b) 当涉及到两个端口时，例如在一个端口激励时在另一个端口产生一个信号，其名称将包括转移这个词，例如纵向变换转移比以及相应的损耗 LCTL。
- c) 由测试对象呈现的纵向通道的阻抗是一个关键的参数。用术语纵向阻抗比和相应的分贝表达式—纵向阻抗损耗来表征规定的特定测量。
- d) 另外，有源装置即信号源（例如，振荡器、放大器的输出口），是由在其输出端出现的无用纵向信号数量来表征的。在给出的纵向输出电压和相应的纵向输出电平中，目前已经包括了“输出”

这个关键字。当这些无用信号表示为有用（横向）信号的一部分时，则关键的词组是输出信号平衡比，它用分贝表示就是输出信号平衡度。

- e) 能连续地响应信号（例如电平测量设备、放大器输入口）并原则上可以响应由于内部机理（甚至在它们的输入阻抗完全平衡时）引起的无用纵向信号的设备，用包含输入干扰这个词的度量来表征。这些度量是输入纵向干扰比和相应的以分贝表示的输入纵向干扰损耗。保留了已使用很久的和意义很明确的公共方式抑制比。避免使用敏感度这个词，因为这个词已在导则 [2] 中和第 V 研究组的工作中以相当特殊的意义广泛使用。
- f) 当涉及到两个端口的网络时，输入和输出信号可能是不同的，例如它们可能有不同的电平、频率（FDM 调制解调器）或结构（PCM 复用设备）。当对在测试中的设备提出建议的时候，应该考虑这些方面。
- g) 在接收装置的工作不是输入信号电平的线性连续函数时，（例如群时延测量装置或数据调制解调器），则主要概念是干扰门限电平；这个电平是处于出现不可接受的性能下降值或错误操作的干扰电平上或者高于此电平。这样我们就获得了纵向干扰门限电压和相应的电平。

3 所使用的术语摘要

3.1 一个端口的网络

- a) 横向反射系数（横向回损：TRL），
- b) 横向变换比（损耗：TCL），
- c) 纵向变换比（损耗：LCL），
- d) 纵向阻抗比（损耗：LIL），
- e) 横向输出电压（电平：TOL），
- f) 纵向输出电压（电平：LOL）。

[电压 e) 和 f) 是与有用信号无关的无用信号。]

3.2 两个端口的网路

3.2.1 分别测量

分别地对每一个端口进行一个端口的测量：

- a) 横向反射系数（横向回损：TRL），
- b) 横向变换比（损耗：TCL），
- c) 纵向变换比（损耗：LCL），
- d) 纵向阻抗比（损耗：LIL），
- e) 横向输出电压（电平：TOL），
- f) 纵向输出电压（电平：LOL）。

3.2.2 组合的测量

另外，下述参数为两个传输方向中每个方向的转移参数：

- a) 横向转移比（损耗：TTL），
- b) 横向变换转移比（损耗：TCTL），
- c) 纵向转移比（损耗：LTL），
- d) 纵向变换转移比（损耗：LCTL）。

3.3 信号发生器

a) 输出信号平衡比（损耗：OSB）。

这是除了上述 § 3.1 中所列一个端口的六项测量内容之外，还要增加的一项。

3.4 信号接收器

a) 输入纵向干扰比（损耗：IL/LIL）。

b) 纵向干扰门限电压（电平）。

这些是除了上述 § 3.1 中所列一个端口的六项测量内容之外，还要增加的两项。如果有用信号是纵向的（例如在信令系统中）而干扰电压是横向的，则将术语中所用的“纵向”这个词改为“横向”。

4 以理想化测量方案为基础的定义和测量技术

在本节中说明的各定义，假设采用的是理想的测试桥（具有无损耗、无穷大电感的中心抽头线圈）、零阻抗的电压发生器和无穷大阻抗的电压表。

用这套设备进行相互兼容测量的一个重要方面，是测试桥为横向通道提供规定的 Z 欧姆基准终端，同时也为纵向通道提供 $Z/4$ 欧姆基准终端。根据这个出发点，用预定的方法对每一个设备进行测量，则可以计算出多个设备串接后的性能。但要考虑到这个事实，即串接的各个设备一般并不是现测试条件所提供的基准阻抗。

如果基准阻抗是非电抗性的，那就简化了数学处理，也达到了能够使用简易可用的传输测试设备，得到现场和工厂测量结果这个主要目的。

下面各页中所使用的理想测试电桥的配置示于图 1/G. 117 中。

当需要进行特定的测量时，需要激励横向源 E_r 和纵向源 E_L 。在图 1/G. 117 中，不管哪个源被激励，测试桥只能提供 Z 和 $Z/4$ 的无源终端。

注 — 对于利用半开路 e. m. f 规定的一些参数，照理应该与传统的传输理论一致。但是，为了与建议 O. 121 协调本建议利用 V_{T1} 规定了一些参数。如果在测试中装置的输入阻抗标称地等于激励装置的阻抗，则两个方法是等效的。

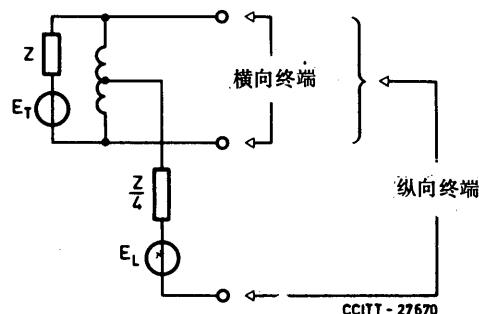
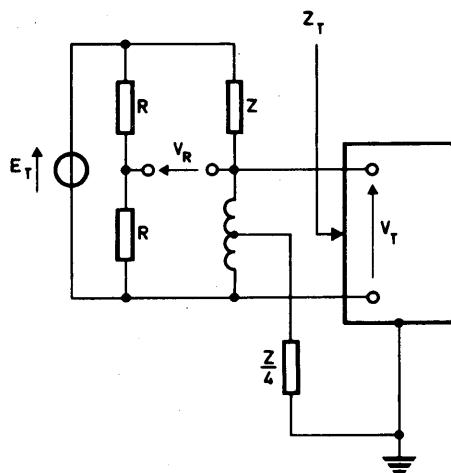


图 1/G. 117

4.1 一个端口的网络

4.1.1 横向反射系数（回损）（见图 2/G. 117）



CCITT-13430

$$\text{横向反射系统 } \rho = \frac{Z - Z_r}{Z + Z_r} = \frac{\text{反射电压}}{\text{正向电压}} = \frac{2V_R}{E_T}$$

和

$$\text{横向回损 (TRL) } = 20 \log_{10} \left| \frac{1}{\rho} \right| = 20 \log_{10} \left| \frac{E_T}{2V_R} \right| \text{dB}$$

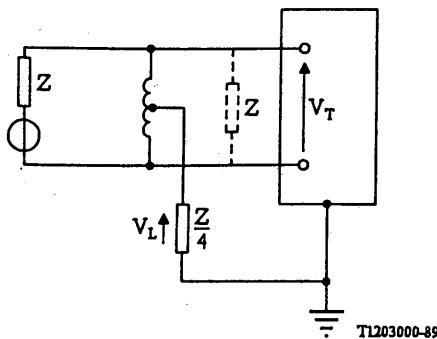
注 1 — R 值（理论上）是不相干的。跨接在零阻抗发生器上的潜在分压器只是为得到发生器电压的一半——它等于定义所需的正向电压——所必需的。

注 2 — 通用的回损测量桥，不用终接 $Z/4$ 纵向通道。当回损约为 20dB 或低于测试对象的纵向变换损耗时，这并不重要。在这种情况下，反射功率远大于转移到纵向通道的功率，因而误差可以忽略不计。

注 3 — 如果已知 Z_T ，则显然 $\rho = 1 - \frac{2V_T}{E_T}$ 就不需要了。如果已测出 V_T 值，则 e 可以根据公式 $\rho = 1 - \frac{2V_T}{E_T}$ 计算，但对很高的回损值来说有些不大方便。

图 2/G. 117

4.1.2 横向变换比（损耗）（见图 3/G. 117）



$$\text{横向变换比, } k = \frac{V_L}{V_T}$$

和

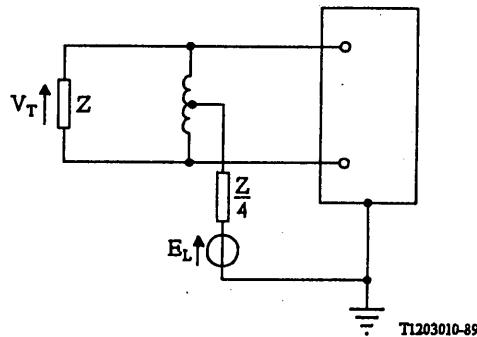
$$\text{横向变换损耗 (TCL)} = 20 \log_{10} \left| \frac{1}{k} \right| = 20 \log_{10} \left| \frac{V_T}{V_L} \right| \text{dB}.$$

注 1 — 当这个网络是线性无源的和双向的时候，横向变换损耗 (TCL) 等于纵向变换比 c 的一半。但是对其它网络安排，这个关系是不正确的。

注 2 — 对两个终端装置来说需要用虚线部分。在使用时，它仅跨接在传输电路上，并且显然地以后将不再涉及它。

图 3/G. 117

4.1.3 纵向变换比（损耗）（见图 4/G. 117）



$$\text{纵向变换比, } c = \frac{V_T}{E_L}$$

和

$$\text{纵向变换损耗 (LCL)} = 20 \log_{10} \left| \frac{1}{c} \right| = 20 \log_{10} \left| \frac{E_L}{V_T} \right| \text{dB}$$

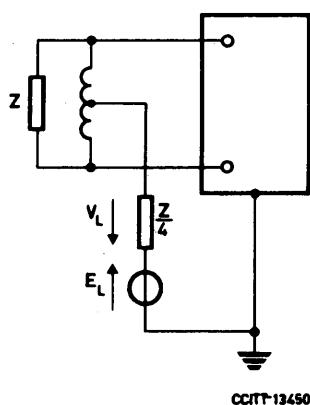
注 1 — 这项测量多方面参考了其它建议，如：

- a) 纵向平衡
- b) 不平衡度
- c) 不平衡
- d) 纵向平衡度
- e) 信号平衡比
- f) 对地不平衡阻抗

注 2 — 纵向变换比适用于任何一个端口，甚至是信号源（如振荡器的输出端）。在这些情况下，如果需要测量工作状态下的信号发生器的损耗，必须有选择地测量横向电压 V_T 。见 § 5.2。

图 4/G. 117

4.1.4 纵向阻抗比（损耗）（见图 5/G. 117）



$$\text{纵向阻抗比 } q = \frac{E_L}{V_L}$$

和

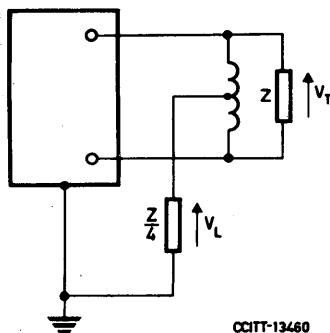
$$\text{纵向阻抗损耗 (LIL)} = 20 \log_{10} |q| = 20 \log_{10} \left| \frac{E_L}{V_L} \right| \text{dB}$$

注 1 — 这是个附加的测量，如果要预知设备串接后的性能，就需要这个测量。

注 2 — 在测试对象实际上是随意接地的情况下（例如双层绝缘、没有考虑接地的可携带式测试装置）， V_L 值将很小，而相应的比率（和损耗）将非常大。在这种情况下，在纵向和横向通道之间产生的耦合将很小，其影响也不重要。

图 5/G. 117

4.1.5 横向和纵向输出电压（电平）（见图 6/G. 117）



$$\text{横向输出电压} = V_T$$

$$\text{横向输出电平 (TOL)} = 20 \log_{10} \left| \frac{V_T}{1V} \right| \text{dBV}$$

$$\text{纵向输出电压} = V_L$$

$$\text{纵向输出电平 (LOL)} = 20 \log_{10} \left| \frac{V_L}{1V} \right| \text{dBV}$$

注 1 — 这些测量涉及到与有用信号无关的无用信号。例如，在纵向通道中的直流信令系统可以产生无用的横向信号。类似地，放大器的输出可以产生无用的纵向“交流声”信号，或者电缆线对可以产生由于感应或辐射而引起的无用纵向信号。

注 2 — 可以使用 1V 以外的其它参考电压，例如对于 600Ω 、 $1mW$ 来说为 $0.775V$ （用标记 dB [3]）。

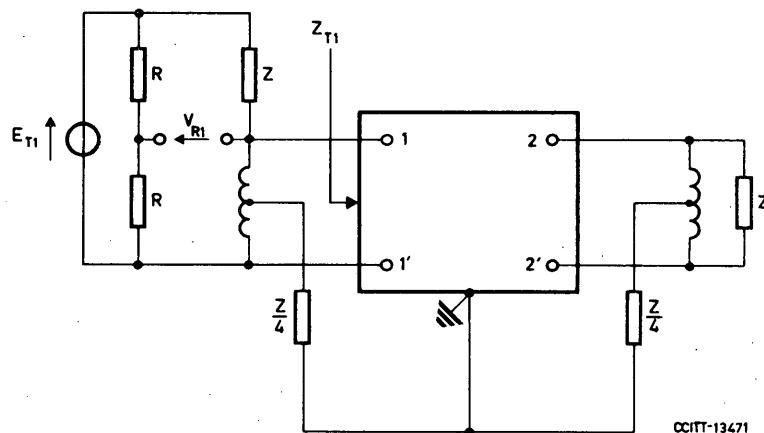
图 6/G. 117

4.2 两个端口的网络

下述原则与为一个端口网络所规定的原则相类似，这时信号可以从一个端口传递到另一个端口。这两个端口分别用注脚 1/1' 和 2/2' 加以区分。有两种测量：

- 激励和响应都在网络同一侧的测量；对于一个端口，已经对此作了规定，但是在需要时要加上单个注脚 1/1' 或 2/2'；
- 激励和响应在一个网络的两侧的测量。标记将要包含转移这个词和两个注脚符号，其次序表示传输方向。

4.2.1 横向反射系数（回损）（见图 7/G. 117）



$$\text{在端口 } 1/1 \text{ 的横向反射系数} = \rho_1 = \frac{Z - Z_{T1}}{Z + Z_{T1}} = \frac{2V_{R1}}{E_{T1}}$$

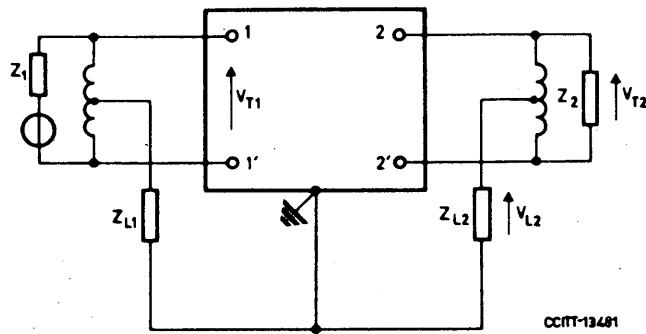
$$\text{和} \quad \text{在端口 } 1/1' \text{ 的横向回损 (TRL}_1) = 20 \log_{10} \left| \frac{1}{\rho_1} \right| = 20 \log_{10} \left| \frac{E_{T1}}{2V_{R1}} \right| \text{dB}$$

对端口 2/2' (TRL₂) 是类似的。

注 — 当端口 2/2' 用如图所示的测试桥终接时，Z_{T1} 为端口 1/1' 呈现的阻抗。

图 7/G. 117

4.2.2 横向转移比（损耗）和变换转移比（损耗）（见图 8/G. 117）



$$1 \text{ 到 } 2 \text{ 横向转移比 } g_{12} = \frac{V_{T2}}{V_{T1}}$$

$$\text{和 } 1 \text{ 到 } 2 \text{ 横向转移损耗 (TTL}_{12}) = 20 \log_{10} \left| \frac{1}{g_{12}} \right| = 20 \log_{10} \left| \frac{V_{T1}}{V_{T2}} \right| \text{ dB}$$

$$1 \text{ 到 } 2 \text{ 横向变换转移比 } = t_{12} = \frac{V_{L2}}{V_{T1}}$$

$$\text{和 } 1 \text{ 到 } 2 \text{ 横向变换转移损耗 (TCTL}_{12}) = 20 \log \left| \frac{1}{t_{12}} \right| = 20 \log \frac{V_{T1}}{V_{L2}}$$

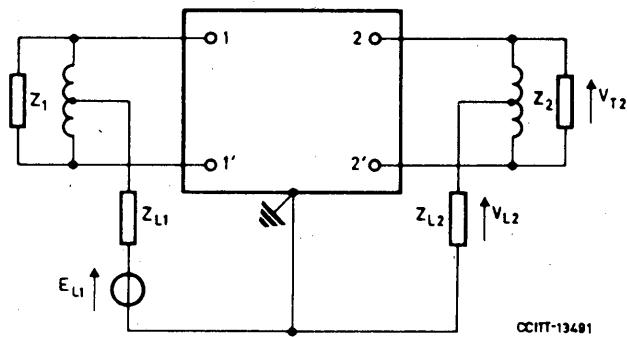
互换 1 和 2 得到另一个传输方向的转移比的定义。

注 — Z_1 和 Z_2 是分别连接到被测设备输入和/或输出端口的终端阻抗。 Z_1 和 Z_2 通常是在连接它们的端口标称阻抗的±25%之内。如果通过高阻抗输入端口进行测量，则应把一个附加阻抗 Z_1 连接到输入端口 1/1'。纵向阻抗 Z_{L1} 和 Z_{L2} 一般分别等于 $Z_1/4$ 和 $Z_2/4$ 。然而可以使用不同的数值。但是更好地模拟测试期间的工作状态可能是有必要的。在此情况下，可由包含测试条款的建议来规定 Z_{L1} 和 Z_{L2} 的数值。

图 8/G. 117



4.2.3 纵向转移比（损耗）和变换转移比（损耗）（见图 9/G. 117）



$$1 \text{ 到 } 2 \text{ 的纵向转移比 } m_{12} = \frac{V_{L2}}{E_{L1}}$$

和

$$1 \text{ 到 } 2 \text{ 的纵向转移损耗 (LTL}_{12}\text{) } = 20 \log_{10} \left| \frac{1}{m_{12}} \right| = 20 \log_{10} \left| \frac{E_{L1}}{V_{L2}} \right| \text{ dB。}$$

$$1 \text{ 到 } 2 \text{ 的纵向变换转移比 } h_{12} = \frac{V_{r2}}{E_{L1}}$$

和

$$1 \text{ 到 } 2 \text{ 的纵向变换转移损耗 (LCTL}_{12}\text{) } = 20 \log_{10} \left| \frac{1}{h_{12}} \right| = 20 \log_{10} \left| \frac{E_{L1}}{V_{r2}} \right| \text{ dB。}$$

互换端口 1/1' 和 2/2' 得到另一个传输方向的转移比 LTL₂₁ 和 损耗 LCTL₂₁ 的定义。

注 1 — 已把这项测量归到有关阻抗对地不平衡的其它建议中。

注 2 — 如果根据半开路 e. m. f 来确定这些量值，则将更能与传统的传输理论相一致。但是关于与纵向激励有关的平衡参数的 CCITT 各项建议已经用开路 e. m. f 来规定。在现有实际情况和这些新定义之间引入 6dB 的“差异”认为是无用的。

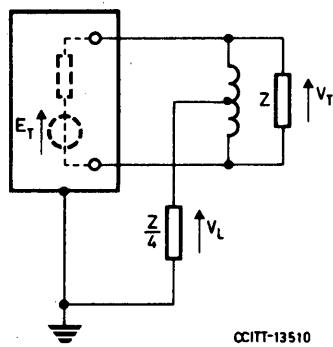
注 3 — Z₁ 和 Z₂ 是分别并接到被测设备的输入和/或输出端口的阻抗。Z₁ 和 Z₂ 通常是在连接它们的端口标称阻抗的 ±25% 之内。如果通过高阻抗输入端口进行测量，则应在端口 1/1' 之间连接一个附加阻抗 Z_{L1}。纵向阻抗 Z_{L1} 和 Z_{L2} 一般分别等于 Z₁/4 和 Z₂/4，然而可以使用不同的数值。更好地模拟被测设备的工作状态可能是必要的。在此情况下，将由包含测试条款的建议来规定 Z_{L1} 和/或 Z_{L2} 的数值。

图 9/G. 117

4.3 信号发生器

除了已规定的对一个端口的六项测量内容之外，需要增加一项测量，以便控制无用信号的数量，无用信号与由信号发生器传送的有用信号有关。这项特殊测量是测量输出信号平衡比（损耗）。

4.3.1 输出信号平衡比（损耗）（见图 10/G. 117）



CCITT-13510

$$\text{输出信号平衡比 } b = \frac{V_L}{V_T}$$

和

$$\text{输出信号平衡损耗 (OSB)} = 20 \log_{10} \left| \frac{1}{b} \right| = 20 \log_{10} \left| \frac{V_T}{V_L} \right| \text{dB}$$

注 1 — 这项测量是称之为输出 e.m.f 的不平衡参数的一般形式。

注 2 — 如果将电缆线对同时看作是与感应的纵向电压有关的横向信号的发生源时，则这个测量也与 [2] 中确定的电磁和静电感应的敏感度系数稍有点间接的和复杂的关系。

注 3 — 测试对象本身提供了信号源，因此不需配备单独的发生器。

注 4 — 这个定义特别与横向信号发生器（如传输振荡器）有关，但可容易地将其扩展到包括纵向信号发生器（例如：使用幻像接地的低频信令系统）的情况下。在这种情况下，这个比值可以转换，以便用分贝表示的值是正值。

注 5 — 其它量（回损、纵向变换损耗、纵向阻抗损耗和不相关的横向和纵向输出电压）必须有选择地测量，以便获得它们在工作条件下的数值。

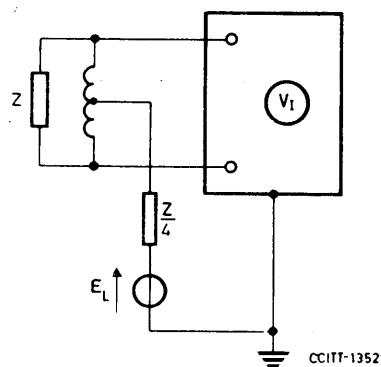
图 10/G. 117

4.4 信号接收器

除了已规定的对一个端口的六项测量内容之外，对信号接收器需要增加一些测量，以控制它们对无用信号的灵敏度。有两种情况是很重要的。首先，有些接收器，其响应是有用信号电平的线性连续函数，例如电平测量仪的指示。在这种情况下，无用信号影响了精确性。

在另外一类接收器中，例如数据调制解调器、群时延失真测量仪、信令接收器，无用信号引起差错或错误的操作。因此，规定了两种附加测量。

4.4.1 输入纵向干扰比（损耗）（见图 11/G. 117）



$$\text{输入纵向干扰比} = s = \frac{V_I}{E_L}$$

和

$$\text{输入纵向干扰损耗} = 20 \log_{10} \left| \frac{1}{s} \right| = 20 \log_{10} \left| \frac{E_L}{V_I} \right| \text{dB},$$

式中 V_I 是进行测试的测量仪指示的电压。

注 1 — 这项测量是称之为接收信号平衡比（建议 O.41 [4]）参数的一般形式。

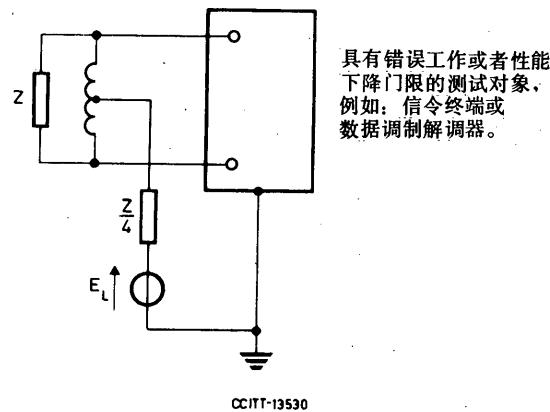
注 2 — 测量设备本身提供了定义所要求的电压。

注 3 — 这项测量与众所周知的共模抑制比有关，但不是用任何简单的形式。特别不是 6dB 的差别。这是因为测量纵向抑制比时，输入横向终端处于短路状态，并且横向信号通过输入阻抗的不平衡并不产生任何附加的纵向信号。进一步的说明见 § 5.3。

注 4 — 这个概念可以扩展到包括线性地响应纵向信号的接收器，并且此处的干扰是横向信号。名称是输入横向干扰比（损耗），相应地采用不同的电路安排。

图 11/G. 117

4.4.2 纵向干扰门限电压 (电平) (见图 12/G. 117)



$$\begin{aligned} \text{纵向干扰门限电压} &= E_L \\ \text{和} \\ \text{纵向干扰门限电平} &= 20 \log_{10} \left| \frac{E_L}{1V} \right| \text{dBV} \end{aligned}$$

式中 E_L 是测试装置刚出现错误工作时的电压。

注 1 — 可以使用 1V 以外的其它参考电压，例如对于 600Ω 、 $1mW$ 来说为 $0.775V$ (用标记 dB [3])。

注 2 — 必须规定“错误工作”或者性能下降的数量。对数据调制解调器可用误码率来表示。

注 3 — 门限电压可规定为 rms 值，或者和脉冲电压一样用脉冲记数器测量，或者用它的波形来表示 (例如方波、三角波)。

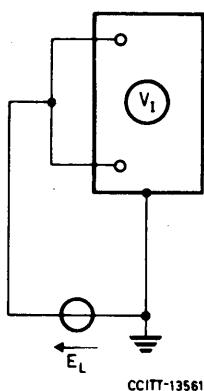
注 4 — 在适当改变测试电路和标记的情况下，这个概念可扩大到包括影响纵向接收器工作的无用横向信号。

图 12/G. 117

5 其它测量的定义

5.1 公共方式抑制比

这是适用于信号接收器并且根据图 13/G. 117 中所示的原理进行测量的另一个量，输入终端短路，然后加上电压。



$$\text{公共方式抑制比} = \left| \frac{E_L}{V_I} \right|$$

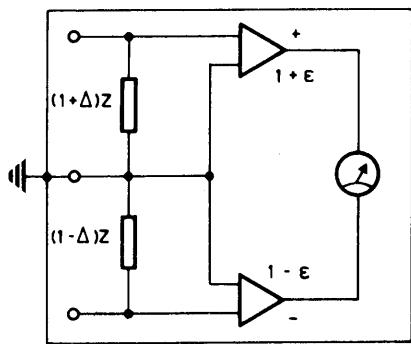
和

$$\text{公共方式抑制} = 20 \log_{10} \left| \frac{E_L}{V_I} \right| \text{dB}$$

注 — V_I 是由进行测试的测试仪所指示的电压。

图 13/G. 117

很显然，这项测量类似于输入纵向干扰比，但是由于没有横向信号（由于短路的原因），在测试对象中没有激励纵向/横向交换的机理。一般来讲，在这两个测量之间没有一个简单的相互关系，正如从图 17/G. 117 所示的通用测量仪器中可以看出，其中输入阻抗是不平衡的，而且差动放大器的二等分增益比也略有差别。倘若 ϵ 值如同在图 14/G. 117 中的那样，并且 $\Delta \ll 1$ ，则各种平衡参数如图中所示。这里假设共模抑制比并不是输入纵向干扰比的两倍，即在它们的分贝值之间不相差 6dB。



CCITT-13570

$$\text{共模抑制比} = 2\epsilon$$

$$\text{输入纵向干扰比} = \epsilon + \frac{\Delta}{2} \quad (\epsilon, \Delta \ll 1)$$

$$\text{纵向阻抗比} = 0.5 \quad (\Delta \ll 1)$$

$$\text{纵向变换比} = \frac{\Delta}{2} \quad (\Delta \ll 1)$$

图 14/G. 117
具有无源不平衡和内部有源不平衡的测量仪器

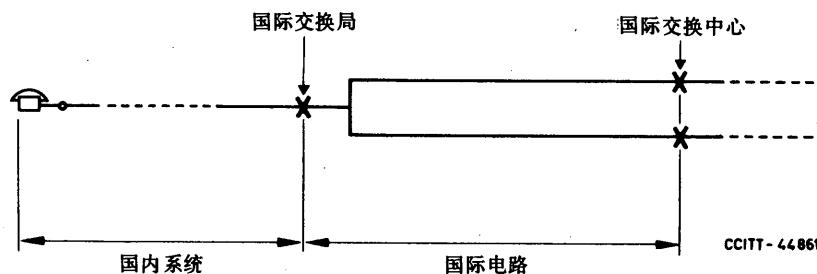
参 考 文 献

- [1] CCITT Recommendation *Measuring arrangements to assess the degree of unbalance about earth*, Vol. IV, Rec. O.121.
- [2] CCITT *Directives concerning the protection of telecommunication lines against harmful effects from electricity lines*, Chapter XVI, ITU, Geneva, 1978.
- [3] CCITT Recommendation *Logarithmic quantities and units*, Vol. XIII, Rec. 574, ITU, Geneva, 1986.
- [4] CCITT Recommendation *Specification for a psophometer for use on telephone-type circuits*, Vol. IV, Rec. O.41.

1.2 构成国际连接一部分的国内系统的一般特性

为使国际通信具有合理的质量，下述各节归纳了国内系统必须遵守的各项建议。

在国际电路中国际中心一端是2线交换的情况下，这些建议的原则也适用。在实施CCITT传输规划时，将会发生这种情况。下图说明了这种安排：



建议 G. 120

国内网络的传输特性^①

1 CCITT 对国内网络电话性能建议的应用

用于国际连接的由模拟和数字两种系统装备的国内网络的各个不同部分，都应满足下述一般建议：

1.1 国内发送和接收系统应满足下列建议的限值：

- G. 121 关于响度评定值 (LR) 的建议；
- G. 133 关于群时延失真的建议；
- G. 122 关于平衡回波损耗和传输损耗的建议；
- G. 123 关于电路噪声的建议。

注 — 也应参见建议 P. 12 [2] 和 G. 113。

1.2 组成国内网络主要干线的长途电路应是能够达到建议 G. 114 规定限值的高速传播电路。它们应符合建议 G. 151 和 G. 152。

加感电缆电路应符合建议 G. 124 [3]，载波电路应符合建议 G. 123。

1.3 考虑到由国际电话电路和国内延伸电路组成的 4 线链路的其它特性，国内长途电路特性必须符合建议 G. 131、建议 G. 132 和建议 G. 134。

① 过去的建议 P. 21 [1]。

1.4 国际中心应满足建议 Q. 45 [4]、Q. 45bis、Q. 551、Q. 552 和 Q. 553。

国内自动 4 线中心应遵守建议 G. 123，§ 3 中规定的噪声极限。

人工长途电话交换局应满足建议 P. 22 [5] 的要求

[6] 中引用的 CCITT 手册给出了本地自动交换局传输性能的资料。

2 国内传输规划

每个主管部门可以自由选择他认为适用于规定传输性能的任何方法和采用合适的限值以保证满意的国内呼叫质量。当然，对于国际呼叫另外还应满足有关响度评定值的建议（建议 G. 121）。

注 — 为了满足国内和国际呼叫的双重条件，每个主管部门必须制定国内传输规划，也就是它必须规定其国内网络每个部分的限值。

[6] 中引用的手册包括了不同国家采用的传输规划，和有关用来制定该规划所能使用方法的一些说明。

特别指出，如果某个主管部门想在其国内连接中采用 LE 方法，则可在建议 G. 111 的附件 A 和 B 中找到有用的资料。

参 考 文 献

- [1] CCITT Recommendation *Application of CCITT Recommendations on telephone performance to national networks*, Red Book, Vols. V and V bis, Rec. P.21, ITU, Geneva, 1962 and 1965; amended at Mar del Plata, 1968, to become Rec. P.20 (G.120) *Transmission characteristics of national networks*, White Book, Vol. V (Vol. III), ITU, Geneva, 1969.
- [2] CCITT Recommendation *Articulation reference equivalent (AEN)*, Yellow Book, Vol. V, Rec. P.12, ITU, Geneva, 1981.
- [3] CCITT Recommendation *Characteristics of long-distance loaded-cable circuits liable to carry international calls*, Orange Book, Vol. III, Rec. G.124, ITU, Geneva, 1977.
- [4] CCITT Recommendation *Transmission characteristics of an international exchange*, Vol. VI, Rec. Q.45.
- [5] CCITT Recommendation *Manual trunk exchanges*, Orange Book, Vol. V, Rec. P.22, ITU, Geneva, 1977.
- [6] CCITT manual *Transmission planning of switched telephone networks*, ITU, Geneva, 1976.

建 议 G. 121

国内系统的响度评定值 (LR)

前言

本建议的 1—5 节，一般用于全模拟、模/数混合和全数字的国际电话连接。但是，对于模/数混合连接或全数字连接，按 § 6 中的特定情况制定建议的地方，应以 § 6 为指导。

本建议中所有的发送和接收响度评定值 (LR) 均为如 § 4 所述的“标称值”，并且是相对于在国际交换中心相应的国际电路虚拟模拟交换点而言的，除非另有说明。

国际电路虚拟模拟交换点的定义见图 1/G. 111。

CCITT 认为

- a) 在建议 P. 76 中规定的响度评定值 (LR) 已由建议 P. 78 中说明的主观测试确定，且在不同实验室 (包括 CCITT 实验室) 中所确定的数值之间的差别小于参考当量的差别；
- b) 为了规划的目的，LR 由建议 P. 65、P. 64 和 P. 79 中所述的客观方法规定。
- c) 来自参考当量和修正参考当量 (CRE) 的变换公式 (见建议 G. 111 的附件 C) 用于特定话机是不够准确的；因此对他们所使用的话机类型仍使用参考当量 (过去 CCITT 实验室确定的) 的主管部门，需要在 CCITT 文献中找到 CRE 的建议值，

建议

(1) 主管部门应使用下面用 LR 给出的值，以证实他们的国内系统满足从建议 G. 111 得到的一般指标，

(2) 使用 CRE 的主管部门，最好采用建议 G. 111 的附件 C 所给出的方法将本建议的 LR 变成他们国内的 CRE；或者作为第二种选择，使用红皮书 III 卷中给出的数值。

注 1 — 在建议 G. 111 的附件中规定和/或解释了本建议所用的主要术语。

注 2 — 对于许多采用碳精送话器的电话机，只能以有限的准确度确定 SLR 和 STMR 的值。

1 国内系统的标称 LR

1.1 国内系统标称 LR 的定义

发送和接收响度评定值 (分别为 SLR 和 RLR) 原则上可以在电话网中的任何接口处确定。但是，当规定国内系统的 SLR 和 RLR 时，接口的位置应选择在国际交换局。

越来越多的国际系统，将经过定义相对电平为 0dB_r 的数字接口接到国内系统。因此，在本建议和建议 G. 111 中，国内系统的 SLR 和 RLR 是相对于国际交换局的 0dB_r 交换测试点而言的。见建议 G. 101，§ 5。这个惯例用于国内和国际系统之间的数字和模拟互连 (除非在特殊情况下另有规定)。

但是，在规划全模拟、模—数混合和数字系统时，也采用了“虚拟模拟交换点” (VASP) 的概念。如果与国际电路是模拟连接时，接口处的实际相对电平当然可由有关的主管部门选定。对于这些问题的讨论，见建议 G. 111，§ 1.1。

在本建议中，也给出了在 VASP 的值。

1.2 发送和接收响度评定值 (SLR 和 RLR) 分布的话务量加权平均值

该平均值的指标必须保证绝大多数用户能得到满意的传输。如果对每一连接都坚持使用 § 2 中所允许的最大值，则传输是绝不会令人满意的。

用下面相对于 0dB_r 国际交换点的长期指标，对全程响度要求进行适当的细分。

SLR：7—9dB

RLR：1—3dB

和在 VASP

SLR：10.5—12.5dB

RLR：—3.0—1.0dB

注 1 — 在某些网中，当时不能达到长期值，则在 0dB_r 的适当的短期指标为

SLR：7—15dB

RLR：1—6dB

和在 VASP

SLR：10.5—18.5dB

RLR：—3—2dB

注 2 — 在某些网中，只能不完全地了解到实际的话务量分布情况。在这种情况下，对话务量很大的用户（如 PBX）应给予特殊考虑。

注 3 — LR 的长期话务量加权平均值，对每种主要的用户类别，例如城区、郊区、农村，应该是一样的。只有当考虑全国传输规划的平均值时，才会导致区分某些重要用户群。

注 4 — 为 SLR 和 RLR 规定的范围是为了规划用的，未包括测量和制造容差。

注 5 — 某些主管部门发现，在某些情况下，在数字电话机的接收部分包括一个人工音量控制是有利的。见建议 G. 111，§ 3.2 中的评述。

2 最大发送和接收响度评定值，SLR 和 RLR

2.1 每个传输方向的数值

当国内系统中模拟方式占主导地位时，主要使用下面表 1/G. 121 中给出的最大 SLR 和 RLR。当由于使用数字技术使网络现代化时，应努力避免国内系统有这些最大值。

表 1/G. 121
为国内系统建议的标称最大 LR

国家大小 ^{a)}	4 线链中 ^{b)} 的国内电路数	0dB _r 点		VASP	
		SLR	RLR	SLR	RLR
中等	3 以下	16.5	13	20	9
大	4	17	13.5	20.5	9.5
大	5	17.5	14	21	10

a) 见建议 G. 101，§ 2.2。

b) 模拟或模/数混合。

注 — 当这些 LR 的最大值与现有网确定的 LR 进行比较时，可能发现有某些不同。如果实际的 LR 大 2dB，甚至 3dB，则不必担心。另一方面，如果似乎出现 2 或 3dB 的余量，则可允许的用户线衰减不应自动地增加。首先应该使用这个余量改善在 § 1.2 中提到的话务量加权平均值。

2.2 国内系统中两个传输方向之间的传输损耗差

已经发现，在4线—2线和2线—4线方向之间的损耗中，实际上引入一定的差别。从图1/G.121可以看出，相对于0dB_r 4线参考点，这个差值等于 $D_o = (R - T)$ dB。相对于图1/G.122中的VASP，该差值等于 $D_v = (R - T - 7)$ dB。为了国际传输的一致性，希望主管部门选择大致相同的差值。表C-1/G.121表明， $R = 7$ dB、 $T = 0$ dB是最通用的衰减器值，于是得到 $D_o = 7$ ， $D_v = 0$ （平均值）。对于规划新的网，这些是优选值。因此，国际连接中两个传输方向之间的损耗差不应超过8dB，最好不超过6dB。

以下各点应加以注意：

- 1) 应当记住，大多数主管部门都是按极其相似的方式来分配国内延伸电路的损耗，所建立起来的连接实际上不会出现大大超过3dB的损耗差。
- 2) 就话音传输而言，从几个主管部门在1968—1972年期间所进行的研究中可以清楚地看到，只要连接的全程LR实际上不超出规定的范围，则两个传输方向之间的任何合理的LR的差值，都不会带来多大的损害。
- 3) 当制定国内传输规划时，主管部门应考虑在符合相关建议的调制解调器之间进行数据传输的要求。

3 最小SLR

各主管部门如果减小国内长途网的衰减，必须注意不得使国际传输系统过负荷。

为了控制加到国际传输系统上的峰值话音功率，暂时建议SLR的最小标称值相对于0dB_r点为-1.5dB，或相对于国际电路的发送虚拟模拟交换点为2dB。应该注意，硬性规定的这种限值不适于控制提供给该系统的长期平均功率。

在某些国家中，如果使用不可调节的电话机，则可能出现非常低的发送响度评定值。此外，对话务员使用电话机加到国际电路上的话音功率必须加以控制，以便使其不致过大。

4 标称响度评定值的确定

响度评定值及其特性和用途在建议G.111的附件A中说明。这里说明国内系统的特定LR如何作为各部分LR的和来确定。同时也给出了如何得到这些部分（即电话机、用户线、中继线、通路设备等）各自的原则。

注意，模拟电话机的发送和接收响度评定值是在规定的条件下测量的，这些条件不完全一一对应于组成国际连接的国内系统的条件。测量时的终接阻抗为600Ω电阻，并且带宽（100—800Hz，或200—400Hz）比国际连接的保险带宽（300—3400Hz）要宽一些。

因此，为了避免混淆，模拟电话机的发送和接收响度评定值的测量值用符号“W”（意指宽带）表示。为了用正确的SLR和RLR值规划国际连接，应该把测量值加1dB，以补偿带宽和阻抗不匹配的影响。因此，

$$SLR = SLR_w + 1$$

$$RLR = RLR_w + 1$$

然而，数字电话机不需要这种修正，因为电话机中的编译码器和滤波器无论如何都要限制带宽。

一般来说，两个电气接口之间的响度损耗（电路响度评定值 CLR）等于相对电平的相应差值。（除非通道中包括有“跳动”相对电平的接口，见 § 6.3。）

如下面例子所说明的那样，这里的“标称值”意思是指典型条件下的“合理的设计平均值”，而不包括“最坏情况”。

标称电路响度评定值（CLR）不包括电路和其它设备随时间、温度等的变化。

今天，大多数主管部门必须接受种类繁多的电话机，这些电话机都符合某些有相当宽的限制的国内技术指标。SLR 和 RLR 通常要求借助于一个具有可变仿真线的测量装置，该仿真线由馈电桥和标称阻抗（可以是复合阻抗也可以是纯电阻，最常用的是 600Ω 电阻）终接。

常常按照把 SLR_w 和 RLR_w 的上限和下限作为线路长度（也可以是线路电流）的函数的形式草拟技术指标。因此，电话机加用户线的“标称” SLR_w 和 RLR_w 可以看作上限和下限曲线之间的算术平均值。

实际上，对于 OLR 围绕最佳值相当大的变化，全程响度的主观质量印象的变化却相当小，并且，具有最坏 LR 的电话机不大可能与极限长度的线路相接。因此，对于单部话机的 SLR（话机）和 RLR（话机），相当宽的制造容差（一般为 $\pm 3\text{dB}$ ）是可以接受的。（ SLR （话机）和 RLR （话机）表示没有用户线但而作为线路电流函数的话机测量值，同时包括 1dB 的带宽修正。）

但是请注意，对于一部 2 线电话机的 SLR （话机）+ RLR （话机）的和，必须更仔细地加以控制，使它不降低到某个最小值以下。原因是在某些情况下，用户非常讨厌强的侧音和发话回声。这两者的影响，除了不可避免的网络阻抗变化外，直接取决于这个 LR 的和。往往把这个最小的限值变换成为在规定阻抗上测量的 STMR（侧音掩模评定值）的最小限值。见 § 5 的讨论。

5 侧音

5.1 概述

对于那些响度评定值和/或噪声高到接近限值的连接，要特别避免进一步受到传输损伤。一个重要的预防措施是要保证对电话系统中出现的各种电路组合保持适当的侧音性能。（“适当”在大多数情况下解释为足够高的侧音损耗。）

对于 2 线电话机，其侧音性能基本上取决于话机灵敏度和阻抗变化限值，见建议 G. 111 附件 A 的说明。因此，国内传输规划不仅应给出网中损耗的分配原则，而且还应提供可遵循的适当的阻抗策略（一个例子在 VI 卷的增补 No. 10 中给出）。

请注意，为了估算侧音，我们必须考虑在一个实际的完整连接中从 2 线电话机“看到的”线路阻抗。在现代系统结构中，这个阻抗不可能总是由终接简单 R-C 网络的仿真线来模拟。我们必须使用一个更复杂的测量装置，或者借助于有关电路和已知数据进行的计算。（有许多计算机程序可用于此目的。）

特别令人感兴趣的是在 2 线连接中引入的 4 线链路可能引起大的阻抗变化。由于这是一般网的实际情况（例如数字交换机），所以在附件 B 中讨论了一种简化计算方法。

理论上，可把 2 线话机设计成具有自适应侧音平衡功能，于是加宽了线路阻抗的可接受范围。但是，这种昂贵的技术是很例外的，并且不应规定在网中使用这种“标准”话机。另一种可能便宜的方案是设计一种阻抗为 Z_s 的话机，阻抗 Z_s 按预定方式随线路馈电电流变化。 $(Z_s = \text{等效侧音平衡阻抗})$ 但是，最好的策略是控制网中的阻抗。交换机使用复合标称输入阻抗往往导致减小从话机看到的阻抗范围。

当然，数字电话机是用 4 线接到数字网，因此不存在近端阻抗失配而产生的侧音影响。但是，从发送到接收却引入了一个小的内部反馈。为了评价全程传输质量，必须考虑远端的影响。然而，由于阻抗失配和/或声学回声产生的这些影响可能有相当大的干扰作用。

在某些传输困难的环境中，模拟电话机也是 4 线连接到网。这适用于（模拟）移动和海上业务，并在过去也用于一些特别大的专用网。

5.2 发话人的侧音 STMR

STMR（侧音掩模评定值）在建议 G.111 的附件 A.1 中说明。如何确定 STMR 在建议 G.111 的附件 A.3 和 A.4 中说明。同时见建议 G.121 的附件 B 和建议 P.76、P.79。

在面对面的谈话时，从发话人的嘴到他的耳有一定的空气通道反馈，部分经过房间反射。当使用手柄电话机通话时，电气侧音通道应提供大致相同的反馈，可接受的范围相当大。不巧的是，在许多现有的 2 线连接中，阻抗与理想值的偏差是如此之大，以致使电气侧音反馈太强，即 STMR 太低。这会使发话人降低他的声音和/或将听筒远离他的耳朵，从而损伤了声学传输质量。

下面给出的值可作为传输规划的指导。

对 2 线话机：

$STMR = 7 - 12\text{dB}$ ： 优选范围。

$STMR = 20\text{dB}$ ： 上限，在该值以上的连接感觉不到侧音。

$STMR = 3\text{dB}$ ： 下限，只对低损耗连接，即低 OLR，是可以接受的。

$STMR = 1\text{dB}$ ： 特殊情况（如用户线很短）的最低（短期）限值。

对数字（4 线）话机：

$STMR = 15 \pm 5\text{dB}$ ： 优选范围，适用于近端引入的侧音（远端影响不考虑）。

注 1 — 当 $STMR = 7$ 或 8dB 时，相当于在典型情况下从发话人的嘴经过电气侧音通道到他的耳的平均声学损耗约为 0dB 。

注 2 — 对完整连接必须确定 STMR。（见 § 5.1 的注释。）

注 3 — 当室内噪声高时，对 LSTR 的要求可能是控制因素。

注 4 — 如果反射的信号具有相当大的时延，则可把它看成回声而不是侧音，这意味着需要更多的抑制，以避免用户不满意。见建议 G.122 和 G.133。（最近的调查表明：当时延等于 $2 - 4\text{ms}$ 时，回声开始明显地不同于甚至很强的“标称”侧音）。该问题正在 X II 组第 9 课题中研究。

5.3 收听人的侧音 LSTR

LSTR（收听人的侧音评定值）在建议 G.111 的附件 A.1 中规定。如何确定 LSTR 在建议 G.111 的附件 A.3 和 A.4 中说明。

存在收听人侧音意味着手机送话器拾到的室内噪声经过电气侧音通道传送到手机受话器。LSTR 是如何很好地抑制这个室内噪声的一个度量。LSTR 值太低，意味着在手机受话器处室内噪声将被放大。显然，这对噪声环境中的用户有很大干扰，尤其是对高损耗的连接，干扰更大。

注 — 高的噪声影响较低的接收话音电平。

对于一个特定的话机，在发话人侧音和收听人侧音（分别为 STMR 和 LSTR）之间有一个固定的关系。对于有线性送话器的话机，LSTR 一般比 STMR 高 1.5 到 4dB，与噪声电平无关。对于碳粒送话器话机，其差值取决于室内噪声电平，门限影响是显著的。当室内噪声（高斯型）为 60dB (A) 时，其差值在 6—8dB 数量级。（对于其它的噪声电平和某些手机设计，差值可能高达 15dB。）

一般来说，用户喜欢有线性送话器的话机，因为音质比较好。但是，当在噪声环境中用线性的现代话机更换旧的碳粒送话器话机时必须小心，要保证足够高的 LSTR 值。（然而，某些线性送话器话机包括有噪声门限功能。）

在现代电话系统中应该实现下面的值：

$$LSTR > 13\text{dB}$$

注 1 — $LSTR = 13\text{dB}$ ，近似对应于手机受话器盖对室内噪声平均衰减 5 或 6dB 的屏蔽作用。（对较高频率而言；较低频率通过受话器盖漏泄。）

注 2 — 必须确定完整连接的 LSTR（见 § 5.1 的注释。）

6 在国内延伸电路中引入 PCM 数字处理

6.1 对国内传输规划的影响

在国内延伸电路中引入 PCM 数字处理，需要修改现有的国内传输规划或者制订新的国内传输规划。

即将采用的国内传输规划应能与现有的国内模拟传输规划相互兼容，并能为模/数混合工作方式提供保证。此外，该规划应能为平稳过渡到全数字工作方式做好准备。

因此，过渡阶段的传输规划最好不使以前所感受的质量有任何降低。

6.2 传输损耗的考虑

4 线链的国内部分，如果在本地交换局与国际交换局之间全部是数字的，则为维持国际连接的稳定和控制国际连接的回声，国内延伸电路所必须提供的传输损耗可以在本地交换局引入。所需损耗的引入方式应当由采用的国内传输规划决定。国内延伸电路的三种可能的结构如图 1/G. 121 所示。

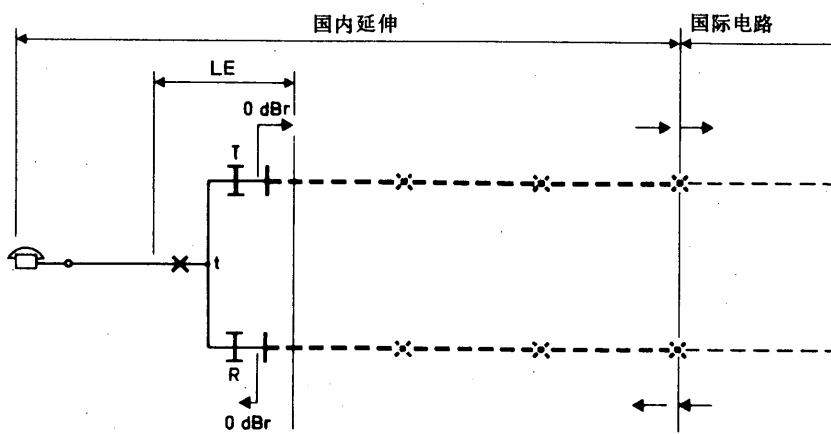
在图 1/G. 121 的情况 1 和情况 2 中，衰减器 R 代表在数/模译码器的 0dB_r 点与 2/4 线终端设备 2 线侧之间的传输损耗。同样，衰减器 T 代表在 2/4 线终端设备 2 线侧与模/数编码器的 0dB_r 点之间的传输损耗。实际上，这里的电平可能不是 0dB_r，因此，衰减器 R 和 T 的值必然会改变。

通常，只要满足有关国际连接的 CCITT 建议要求，则 R 和 T 的数值可以分别选择，以便适合国内的损

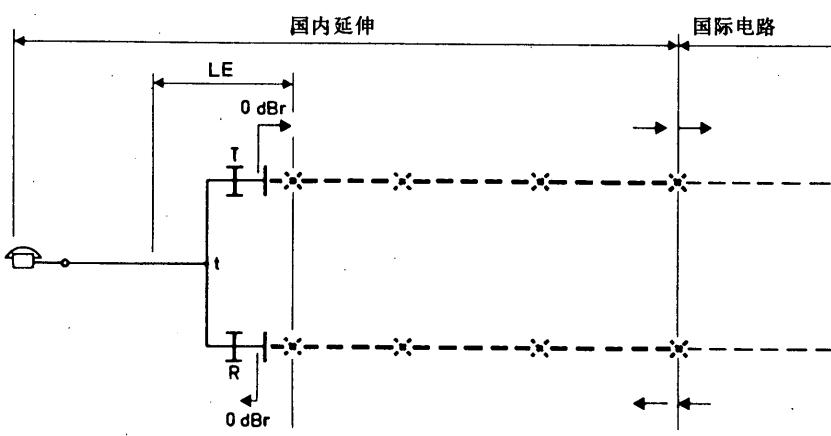
耗和电平。要认识到，对于正在发展的网，R 和 T 的数值可以与适用于全数字 4 线国内链的值不同。然而，在全数字国内链的情况下，选择 R 和 T 的数值对确定回声和稳定度方面的性能特别重要。例如，如果 2/4 线终端设备的平衡回波损耗在最坏终端情况下可能接近 0dB，那么，要求 R 和 T 之和至少高到满足建议 G. 122 的要求。一些主管部门采用的 R 和 T 值的例子在建议 G. 121 的附件 C 中给出。

在图 1/G. 121 的情况 2 中，用足够高的平衡回波损耗即可满足响度评定值、稳定度和回声的有关建议，无需要求 R 和 T 衰减器值的和等于某一特定值。但是，仍必须遵从有关损耗差的规定（本建议的 § 6.4），它意味着

$$R - T = 3 - 9 \text{ dB}$$

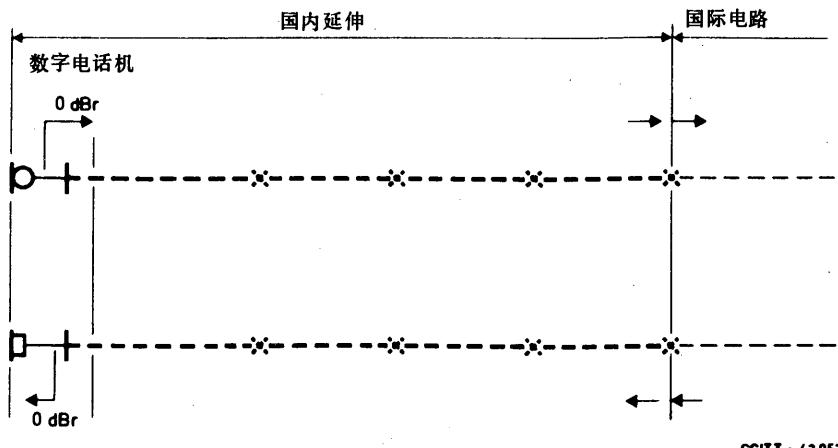


a) 情况1—在本地交换局2线模拟交换且采用2线模拟用户线



注一在本地用户线和本地交换局的终端设备之间无2线交换点。

b) 情况2—在本地交换局4线数字交换但采用2线模拟



c) 情况3—在本地交换局4线交换，4线数字用户线和数字电话机

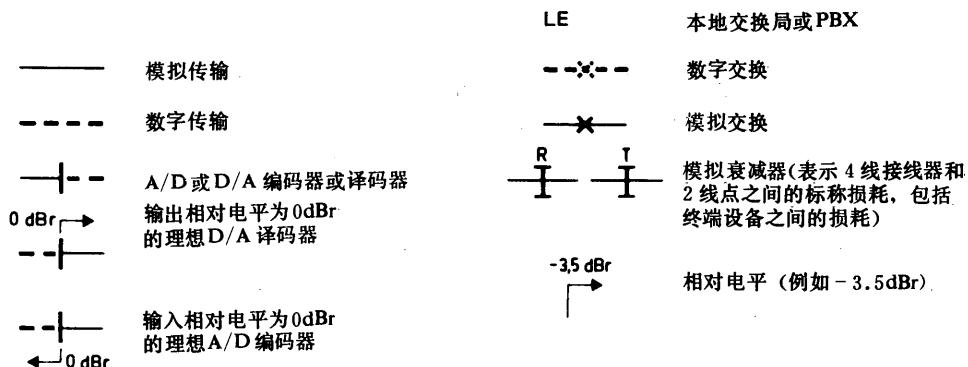


图 1/G. 121
数字4线链延伸到4线本地交换局的国内延伸电路的例子

然而, 按这些原则设计的, 并位于包含非对称模拟部分的国内延伸电路末端的本地交换局, 不能采用非对称容限的全部限值。

图 1/G. 121 示出的衰减器 R 和 T 也是按模拟衰减器给出的。这类衰减器并不一定在所有条件下都要引入。在某些情况下, 在本地交换局或国内延伸电路的某些其它点, 利用数字衰减器引入所需损耗也许更加可行。但是, 如果采用数字衰减器, 则必须考虑它们对数字数据或其它要求端到端比特完整性的业务所产生的有害影响。如建议 G. 101, § 4.4 和建议 G. 103, § 4 中所述。

对于话音, 量化失真将增加。见建议 G. 113, § 4。相对电平的概念也受到数字衰减器的影响。见 § 6.3。

图 1/G. 121 中情况 3 的安排是假定本地交换局采用 4 线数字交换, 并与 4 线数字本地线路和 4 线“数字电话机”相连接。

国际连接的稳定度和回声应以建议 G. 122 为准。

6.3 相对电平的规定和数字衰减器

“相对电平”(用 dBr 表示)在传输规划中是一个有用的概念，通过相对电平我们可以确定系统中各点的增益或损耗，以及传输设备的信号处理要求。一般定义见建议 G. 101。为了进一步弄清建议 G. 111 和 G. 121 中的相对电平的用法，这里将讨论某些特殊情况。

电路中某点的相对电平，原则上通过与“传输参考点”(TRP)进行比较来确定，TRP 是一个用来作为该电路零相对电平点的假想点。这种点存在于国际交换局之前的 4 线交换电路每个通路的发送端。

当国际连接使用常用的 PCM 数字系统时，传输参考点等同于数字交换局测试点，即数字比特流与 $0dBr$ 相对电平有关。数字比特流的功率处理能力可看成正弦信号的限幅电平，当通过理想编译码器引入时，对 A 律，为 $+3.14dBm$ ；对 μ 律，为 $+3.17dBm$ (见建议 G. 101，§ 5.3.2.4—5.3.3.2)。

当国际连接由模拟 FDM 系统建立时，设计传输系统在传输参考点(如果该点在实际形式中存在)每通路处理 $-15dBm$ 的功率负荷。因此，当在实际的国际互连点，传输系统有 $(-15+S) dBm$ 的(标称)功率处理能力时，该点的相对电平为 $+SdBr$ 。

在标准网情况中，某点的相对电平在数值上等于该点和所涉及电路的参考点之间在参考频率 $1020Hz$ 时的“合成”增益。例如，对于模拟国际连接，在 VASP (虚拟模拟交换点) 的发送相对电平为 $-3.5dBr$ (根据定义)。国际电路和损耗为 $0.5dB$ (根据 CCITT 建议)，因此，在另一国家中的接收虚拟模拟交换点的相对电平为 $-4dBr$ 。

同样，在标准网情况中，电路互连时，它们的功率处理能力应一致。

因此，未受到数字增益或数字损耗影响的数字(PCM)比特流总是与 $0dBr$ 相对电平相关。

但是，在某些特殊情况下，相对电平与“合成损耗”和“功率处理能力”之间的规则不完全适用。由于实际存在的原因，某些类型的接口在相对电平中将有“跳动”，因为在串接中出现了两个(或多个)不同的传输参考点。

一个例子是在发送方向引入的数字增益或损耗。按照建议 G. 101，§ 5.3.2.6 中给出的定义，这里的相对电平将有一个跳动，如图 2/G. 121 中 B 点所示。A 点和 B 点之间的损耗为 $T dB$ ，而相对电平差却为 $0dB$ 。

另一个例子是在某些国际连接中遇到的，在这些连接的 VASP 之间包括几个串接的 4 线(模拟或模—数混合)系统。如果没有这样的电路，则由于稳定度的原因，损耗应该等于 $n \times 0.5dB$ 。

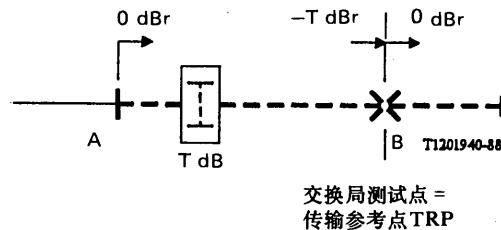


图 2/G. 121
在接口处(B 点)相对电平跳动的例子

注 1 — “功率处理能力”指的是标称负荷，不是系统受的实际负荷。例如，对于一个模拟系统，在 TRP 标称负荷为 -15 dBm ，相当于 0.032 mW ，其中 0.010 mW 可认为是由信令和信号音产生的， 0.022 mW 是由话音、载波泄漏和音频电报产生的。因此，在 TRP 的标称话音负荷为 -16.6 dBm （看成忙时大量通路随时间变化的平均值）。实际的平均话音电平可能与此值有很大的差别。当然，对于单个通路，更有可能出现这种情况。（但是，目标应该总是使实际负荷接近传输系统能给出最佳性能的标称负荷。）

注 2 — 由于多种原因，数字增益和损耗在网中只应该特殊情况下使用。

注 3 — 如果引入数字增益或损耗，则相对电平和功率处理能力之间的固定关系就会失去。例如，根据图 2/G.121 的安排，B 点右侧（即 0 dBBr 点）的实际可能的最大峰值电平将比 3.14 dBm 低 $T \text{ dB}$ 。同样，B 点左侧（即 $-T \text{ dBBr}$ 点）的噪声门限电平将比标准的 PCM 系统高 $T \text{ dB}$ 。

附 件 A

(附于建议 G.121)

两个传输方向之间 标称损耗差的估算

A.1 现在考虑在分属于两个主管部门的初级中心之间用一条国际电路建立起来的国际连接，如图 A-1/G.121 所示。

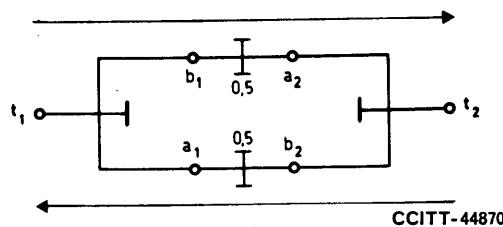


图 A-1/G.121

两个传输方向中每个传输方向上的标称全程损耗分别为：

$$1 \rightarrow 2 = t_1 b_1 + 0.5 + a_2 b_2 \quad (\text{dB})$$

$$2 \rightarrow 1 = t_2 b_2 + 0.5 + a_1 t_1 \quad (\text{dB})$$

式中， a 和 b 由建议 G.122 加以定义，从而，两个传输方向之间的差为：

$$(t_1 b_1 - a_1 t_1) - (t_2 b_2 - a_2 t_2) = d_1 - d_2$$

在上式中， $d_1 = t_1 b_1 - a_1 t_1$ 和 $d_2 = t_2 b_2 - a_2 t_2$ 。

注 — 只要 2 线标称阻抗是电阻性的，则规定“损耗”时就没有问题。但是，现代的趋势是朝向使用复合的标称阻抗，因此必须遵守某些习惯作法。在建议 Q. 551，§ 1.2.3—§ 1.2.5 中规定了如何测量带有模拟部分的数字交换机。简短地说，这些规则是：

- a) 测量设备（电路）是在模拟部分的阻抗正常匹配的条件下进行。在测试期间，4 线环路必须在返回方向中断。[实际上，这意味着是在两个实际阻抗（如 600Ω 测试情况）之间或是在低阻抗振荡器和高阻抗指示器之间。使用哪种方法取决于谁更实际可行。测试结果不会相差很大。] 注意，当使用第二种方法时，必须加 6dB 的修正值。
- b) 标称损耗是在参考频率 1020Hz 的合成损耗（即用阻抗比的对数的 10 倍换算的电压损耗）。
- c) 作为频率 f 的函数的衰减失真，是频率为 1020Hz 时的电压与频率 f 时的电压之比的对数的 20 倍。

附 件 B

(附于建议 G. 121)

在 2 线电路中插入 4 线环路 的传输考虑

B. 1 概述

4 线环路的相位，作为频率的函数，显示出相当大的变化。因此，当它插入 2 线电路时，由于遇到反射，可能对衰减失真和阻抗有很大影响。在下文中，给出了损耗、阻抗的精确表达式和对估算某些侧音影响有用的规则。

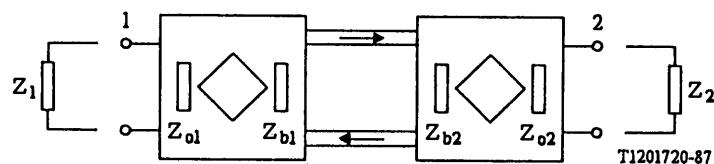


图 B-1/G. 121
在 2 线连接中插入 4 线环路

在图 B-1/G. 121 中示出了带有 2 线口 1 和 2 的 4 线环路。使用下面的名称。

终端阻抗： Z_1 和 Z_2 。

2 线输入阻抗（4 线环路开路）： Z_{o1} 和 Z_{o2} 。

平衡阻抗： Z_{b1} 和 Z_{b2} 。

在负载匹配条件下的损耗和相移，即 $Z_1 = Z_{o1}$, $Z_2 = Z_{o2}$ ；

从口 1 到口 2 (4 线环路从口 2 到口 1 开路)： $L_1\text{dB}$, B_1 度；

从口 2 到口 1 (4 线环路从口 1 到口 2 开路): L_2 dB, B_2 度。
现在我们定义下面的 (复数) 系数

$$C_1 = 10^{-L_1/20} \cdot (\cos B_1 - j \sin B_1)$$

$$C_2 = 10^{-L_2/20} \cdot (\cos B_2 - j \sin B_2)$$

$$C_{r1} = \frac{2Z_{o1}}{Z_{o1} + Z_{b1}} \cdot \frac{Z_1 - Z_{b1}}{Z_1 + Z_{o1}} \quad (B-1)$$

$$C_{r2} = \frac{2Z_{o2}}{Z_{o1} + Z_{b1}} \cdot \frac{Z_2 - Z_{b2}}{Z_2 + Z_{o2}}$$

$$C_{b1} = \frac{Z_{o1} - Z_{b1}}{Z_{o1} + Z_{b1}}$$

$$C_{b2} = \frac{Z_{o2} - Z_{b2}}{Z_{o2} + Z_{b2}}$$

在口 1 和口 2 的平衡回波损耗为:

$$L_{br1} = -20 \log_{10} |C_{r1}|; \quad L_{br2} = -20 \log_{10} |C_{r2}| \quad (B-2)$$

注意, 平衡回波损耗对某些终端可能是负值。因此, 当在建立呼叫期间可能遇到某些独特的电路结构时, 需要在这方面作出说明。

当终接阻抗为纯电抗时, 在具有 (2 线) 输入阻抗 Z_o 和平衡阻抗 Z_b 的口, 出现最小平衡回波损耗, 平衡回波损耗的数值取决于 Z_o 和 Z_b 。(因此, 一般不是开路或短路情况!)

最小平衡回波损耗值为:

$$(L_{br})_{min} = -20 \log_{10} \left\{ \frac{1}{\cos V} + \sqrt{(1-S)^2 + (\tan V - T)^2} \right\} \quad (B-3)$$

式中

$$\left. \begin{aligned} V &= (Z_o) \text{ 的相角} \\ S + jT &= \frac{2Z_o}{Z_o + Z_b} \end{aligned} \right\} \quad (B-4)$$

特别感兴趣的情况是通过设计 Z_o 使其等于 Z_b 。从而方程式 (B-4) 可变成:

$$(L_{br})_{min} = -20 \log_{10} \{ \tan 1/2 (90^\circ - |V|) \} \quad (Z_o = Z_b) \quad (B-5)$$

当终端阻抗是与电抗 Z_o 符号相反的纯电抗 jX 时, 出现该最小值, 并且得到:

$$|X| = |Z_o| \quad (B-6)$$

注 1 — 一般来说，当在网中遇到不适当的终端时，电抗 Z_o 和 Z_b 越大，则最小平衡回波损耗越低。例如，如果 Z_o 和 Z_b 与非加感用户电缆特性阻抗相角 -45° 完全匹配，则 $(L_{br})_{min} = -7.7 \text{ dB}$ 。因此，应该避免 Z_o 和 Z_b 的极端电抗值。

注 2 — 对于网中遇到的正常情况，终端和平衡网络往往有负的电抗分量。平衡回波损耗和回波损耗在数值上也没有多大差别。

注 3 — 在很多实际情况中，开路状态和短路状态代表“最坏情况”。

B. 2 衰减

根据 CCITT 有关具有复数标称阻抗的损耗的惯例，从有闭合 4 线环路的口 1 到口 2 的损耗为：

$$L_{12} = L_1 + 20\log_{10} \left| \frac{Z_2 (1.02 \text{ kHz})}{Z_1 (1.02 \text{ kHz})} \right| + 20\log_{10} \left| \frac{Z_{o1} + Z_1}{2Z_{o1}} \right| + 20\log_{10} \left| \frac{Z_{o2} + Z_2}{2Z_2} \right| + 20\log_{10} |1 - C_1 \cdot C_2 \cdot C_{r1} \cdot C_{r2}| \quad (\text{B-7})$$

前四项的和代表当 4 线环路在返回方向从口 2 到口 1 断开时测量的损耗。第二项是终端阻抗不相等时的修正值。（假设 Z_1 和 Z_2 是标称的参考阻抗。）第三项和第四项代表失配的影响。

最后的第五项表示由于环路相移和在口处不完全平衡（即 Z_{b1} 不等于 Z_1 和 Z_{b2} 不等于 Z_2 ）而引起的波动影响。

B. 3 阻抗

当 4 线环路闭合时，在口 1 处的输入阻抗为：

$$Z_{in1} = Z_{o1} \frac{(Z_{o1} + Z_{b1}) + 2Z_{b1} \cdot C_1 \cdot C_2 \cdot C_{r2}}{(Z_{o1} + Z_{b1}) - 2Z_{o1} \cdot C_1 \cdot C_2 \cdot C_{r2}} \quad (\text{B-8})$$

Z_{in1} 与标称 2 线输入阻抗的偏差程度可以由回波损耗得到：

$$L_{r1} = 20\log_{10} \left| \frac{Z_{in1} + Z_{o1}}{Z_{in1} - Z_{o1}} \right| \quad (\text{B-9})$$

使用方程式 (B-8) 我们得到

$$L_{r1} = L_1 + L_2 + L_{br2} + 20\log_{10} |1 - C_1 \cdot C_2 \cdot C_{b1} \cdot C_{r2}| \quad (\text{B-10})$$

注 1 — 方程式 (B-10) 中最后一项代表（高周率）波动。但是，它往往不是很大。如果 $Z_o = Z_b$ ，则它为零！

注 2 — 如果环路损耗 $(L_1 + L_2)$ 低，则在一个口的有效输入阻抗可能明显地受另一口的状态的影响。

B. 4 侧音考虑

对紧靠数字交换局的用户（即线路长度为零）来说，侧音影响可能是最重要的。因此，在这里我们将比较详细地研究这种情况。

如果用户直接接到图 B-1/G. 121 的口 1，则可以利用方程式 (B-8) 来计算电话机在它的端子上看到的阻抗 Z 。因此，根据建议 G. 111 的附件 A. 4. 3，利用话机输入阻抗 Z_o 和它的等效侧音平衡阻抗 Z_{ss} ，可以计算侧音平衡回波损耗 A_{rs} 和它的加权平均值 A_m 。最后，利用建议 G. 111 附件 A 中的方程式 (A. 4-3) 的 A_m 值，可分别得到发话人和收听人侧音 (STMR 和 STLR)。

刚才描述的方法作为准确计算闭合 4 线环路的 2 线阻抗稍微有些冗长乏味。为了迅速给出侧音影响大小的指示，可以使用以下的简化方法。

侧音失配影响可以看成两种“回声”影响叠加而成，即：

- a) 话机和连接话机的（近端）口的标称输入阻抗 Z_{o1} 之间的侧音平衡回波损耗 A_{rs1} 。使用建议 G. 111 附件 A 中的方程式 (A. 4-3) 计算加权平均值 A_{m1} 。
- b) 利用换算到近端口的远端口阻抗不平衡（即如方程式 (C-10)^① 给出的回波损耗 L_{r1} ），按建议 G. 111 附件 A 中的方程式 (A. 4-3) 计算平均值 A_{m2} 。

最后将两个“侧音回声”按功率相加，可得到新的加权平均值：

$$A_m = -10 \log_{10} \left\{ 10^{-\frac{A_{m1}}{10}} + 10^{-\frac{A_{m2}}{10}} \right\}$$

注 — 如果环路时延长，则远端阻抗失配影响显然不能看成侧音，而应看成回声。时延约为几毫秒时，感觉到的侧音开始变为回声。（这个问题正在 X II 组的第 9 课题中研究。）长时延回声远比侧音更易察觉。

附 件 C

(附于建议 G. 121)

一些主管部门采用的 R 和 T 衰减器值的实例

本附件给出了一些主管部门在他们的数字网中所用的 R 和 T 衰减器值。给出的这些值适用于在数字本地交换局有模拟 2 线用户线的用户之间的数字连接。已经认识到，对于模/数混合网中的连接采用不同的数值可能是合适的。

给出的这些数值可作为发展中国家考虑新网规划时的指导。如果对于新网采用类似的数值，并结合适当的回声和稳定平衡回波损耗，则在满足建议 G. 122 的要求中不会遇到困难。

① 忽略最后一项。

某些主管部门考虑损耗用输入和输出相对电平表示。使用图 C-1/G. 121 中给出的关系，可以从表 C-1/G. 121 得出这些值。

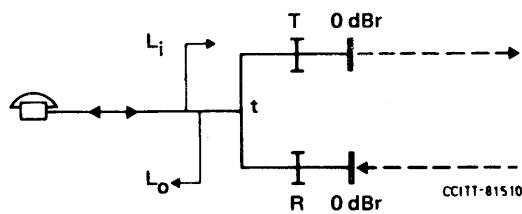


图 C-1/G. 121
相对电平与 R 和 T 衰减器之间的关系

在该电路中，假设编码器输入和译码器输出相对电平为 $0 \text{ dB}\mu$ ， T 衰减器代表 2 线点 t 和编码器输入之间的全部损耗， R 衰减器代表译码器输出和 t 点之间的全部损耗。因此，相对电平和损耗之间的相互关系为：

$$L_i = T, \quad L_o = -R$$

注 — 现代趋势是在 2 线口使用复合的标称阻抗。在这种情况下应该如何解释“损耗”参见附件 A 中的注。

在特殊情况下，一些 R 和 T 损耗可以通过数字衰减器实现。关于这个问题的讨论见 § 6.2 和 § 6.3。

一般来说，已经得出了当假设网中的话音功率接近设计 FDM 系统假设的惯用负荷时输入电平的范围。但是，实际测量表明，这个负荷是达不到的（见黄皮书 III.2 分册第 5 号增补）。为此，在将来设计交换机时，使用不同的输入和输出电平可能有某些优点。但是，任何可能的变化都必须考虑：

- i) 在交换机输入口的单一通路上所遇到的话音功率的范围和任何峰值限幅的主观影响，同时注意任何损伤仅限于那条通路；
- ii) 非话音模拟信号电平（例如来自数据调制解调器和多频信令设备），特别是来自短交换局线路的用户；
- iii) 满足建议 G. 122 的回声和稳定度要求的需要，特别是当 R 和 T 之和小于 6 dB 时。
- iv) 考虑两个传输方向间损耗差的需要，见建议 G. 121，§ 6.3 的要求。

在这个阶段，主管部门应该注意，在将来设计数字本地交换机时，考虑一个电平调节范围可能有某些优点。

表 C-1/G. 121
各个国家的 R 和 T 值

	连接类型					
	本局连接		经数字中线的本地连接		经数字长途交换机的长途连接	
	R dB	T dB	R dB	T dB	R dB	T dB
西德 (对短用户线的用户： $R = 10 \text{ dB}$, $T = 3 \text{ dB}$)	7	0	7	0	7	0
澳大利亚	6	0	6	0	6	0
奥地利	7	0	7	0	7	0
比利时	7	0	7	0	7	0
加拿大	0	0	3	0	6	0
丹 麦	6	0	6	0	6	0
西班牙	7	0	7	0	7	0
美 国	0	0	3	0	6	0
芬 兰	7	0	7	0	7	0
法 国	7	0	(未使用)	(未使用)	7	0
印 度	6	0	6	0	6	0
意 大 利	7	0	7	0	7	0
日 本	4	0	8	0	8	0
荷 兰	4.5	1.5	4.5	1.5	4.5 (国内) 10.5 (国际)	1.5
挪 威	5	2	5	2	5	2
英 国 (所示值是对中等长度线路而言。对于短的本地线路，在两个传输方向引入附加损耗)	6	1	6	1	6	1
瑞 典	5	0	5	0	5 (国内) 7 (国际)	0 (国内) 0 (国际)
苏 联	7	0	7	0	7	0
南斯拉夫	7	0	7	0	7	0
新西兰	7	0.5	7	0.5	7	0.5

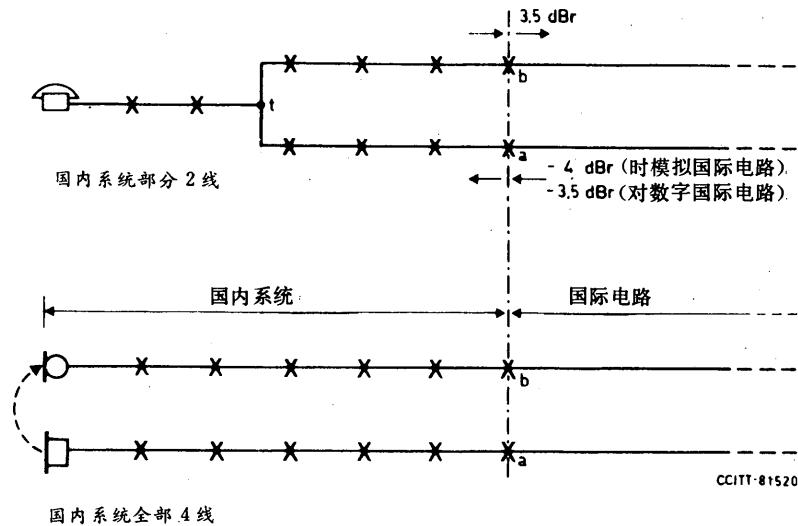
国内系统对国际连接的稳定度、 发话回声和受话回声的影响

(1964 年订于日内瓦；1968 年于马德普拉塔，1972、1976 和 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 引言

本建议中提供的资料适用于所有的国内系统。

延伸到虚拟模拟交换点的国内系统的表示方法示于图 1/G. 122。



a 和 b 之间通过国内系统引入的传输损耗，称为损耗 $(a-b)$ 。从以下三方面看，它是很重要的：

- 在国际连接建立和拆除期间，它提供防止连接振荡的界限。在 0—4kHz 频带上的最小损耗是其特征值；
- 它提供通信期间的稳定界限。而且，在 0—4kHz 频带上的最小损耗仍然为其特征值，但在这种情况下，假定连接了用户装置（话机、调制解调器等）并处于工作状态；
- 它提供回声控制，就发话回声的主观效果而言，在 300—3400Hz 频带上损耗 $(a-b)$ 的加权的和为其特征值。

此外，在国内系统或国际 4 线链的任何 4 线环路中循环的回声引起受话回声，它可以影响话带模拟数据传输。

本建议中规定的要求代表网络性能指标。

2 在连接建立、拆除和变化期间，避免不稳定的损耗 (a-b)

2.1 在一个完整连接构成（如呼叫转移）的建立、拆除和其它变化的所有正常状态期间，应该避免不稳定，为了保证国际连接有足够的稳定度，在最坏情况下，损耗 (a-b) 的分布（取自许多实际呼叫），应使当使用 § 2.2 中所述的计算方法时，损耗 (a-b) 为 0dB 或小于 0dB 的危险率不超过 6%。这个要求在 0—4kHz 频带中的任何频率上都应满足。

注 1 — 在建立和拆除状态下，信令和交换系统对损耗 (a-b) 有影响，例如，在某些系统中，4 线记发器控制建立 4 线通道和在成功地收到应答信号之前不建立 4 线通道。另一方面，如果遇到忙状态，则立即释放电路。在这些情况中不会出现振荡的危险。

注 2 — 建议 Q.32 给出了在被叫用户应答前（即当发送回铃音时）或如果遇到忙或号码不可达到的情况时，保证来话国内系统有适当损耗 (a-b) 的方法的资料。

注 3 — 如果没有上述注 1 或 2 中所述的这种安排，则一般来说假设不由被叫本地电话电路（如果 2 线）提供平衡回波损耗是妥当的。在这种情况下，所需的损耗 (a-b) 必须由国内系统的传输损耗提供。

注 4 — 国际电话连接在有效传输频带以外频率（即低于 300Hz 和高于 3400Hz）的稳定度，由下面在相关频率的传输损耗决定：

- 终端设备的平衡回波损耗；
- 终端设备的传输损耗；
- 4 线电路的传输损耗。

注 5 — 仅持续几十毫秒的状态可以不予考虑，因为在这样短的时间内，振荡不可能增长到相当大的电平。

2.2 例如，在国内网中同时采用以下条件，可以满足 § 2.1 中所建议的限值：

- 1) 在终端设备 t 的 2 线输入端和国际电路的一个或另一个虚拟交换点 a 或 b 之间测量的两个传输方向 $a-t$ 和 $t-b$ 的标称传输损耗之和，不小于 $(4+n)$ dB，式中 n 是国内链中模拟或模—数混合的 4 线电路数。
- 2) 终端设备 t 的稳定平衡回波损耗，在正常工作期间所遇到的终端条件下，不小于 2dB。
- 3) 电路传输损耗变化的标准偏差不超过 1dB（见建议 G.151，§ 3）。

在证实这些数值是否可以接受的计算中，可作如下假设（见 [1]）：

- 电路传输损耗的标称值和平均值之间没有很大差别；
- 同一电路两个传输方向的损耗变化是完全相关的；
- 分布是高斯分布。

对于损耗 $(a-b)$, 则可得到:

平均值: $2+4+n=6+n$ dB

标准偏差: $\sqrt{4n}$ dB

当 $n=4$ 时, 平均值为 10dB, 标准偏差为 4dB, 由此得到低于 0dB 值的概率为 6×10^{-3} 。

注 — 这里不要求 $a-t$ 和 $t-b$ 两个量相等, 以便在国内网中可以使用不同的增益。这种作法可能需要满足建议 G. 121, § 2 的要求, 但它意味着, 在 4 线链加终端设备的终端业务中, 在不同的传输方向上传输损耗会有所不同。选择传输损耗 $t-b$ 的标称值, 在所有情况下都应着眼于建议 G. 121, § 3 (它涉及强求每一国内链都要采用的最小发送参考当量), 以避免在国际网中出现任何过负荷的危险。

3 在已建立的连接上的非加权损耗 $(a-b)$

3.1 指标是要求在 0—4kHz 范围内的任何频率上, 损耗 $(a-b)$ 达到低值的危险应切实可行地小。这就需要限制在国内系统上实际建立的国际呼叫总体的稳定损耗 $(a-b)$ 值的分布。这种分布可以用平均值和标准偏差来表示。

如果国内系统在 0—4kHz 频带内具有至少 $(10+n)$ dB 的平均值和不大于 $\sqrt{6.24+4n}$ dB 的标准偏差, 则可以达到该指标; 式中 n 为国内链中模拟或模—数混合的 4 线电路数。其它的分布, 只要根据 [1] 的规定计算得到相同的或更好的结果, 它们也是可以接受的。

注 1 — 见 § 2.2 中的注。

注 2 — 在图 1/G. 122 的比较普通的情况 a 中, 损耗 $(a-b)$ 是根据电路损耗、终端损耗和稳定平衡回波损耗之和计算的。实际上, 在给定频率的损耗 $(a-b)$ 等于在该频率的电路损耗加上同一频率的平衡回波损耗。为了规划的目的, 可以假定稳定损耗等于或大于稳定平衡回波损耗加上在参考频率电路损耗的和。这一点可从最小的电路损耗一般出现在参考频率附近推断出来。

注 3 — 可以假设整个数字电路的传输损耗, 其平均值和标准偏差都等于零。要求电路或交换机中的话音编码器引入的传输损耗变化要小于载波电路。编码器—译码器组合的传输损耗变化, 已经记录到的标称偏差约为 0.4dB。

注 4 — 假设本地电话电路中的电话装置 (电话机、调制解调器等) 处于摘机状态或等同的状态, 因此可提供平衡回波损耗。

注 5 — 实际上, 稳定平衡回波损耗的分布显然是不对称的, 标准偏差大部分是由高于平均值的值提供的。假设正态分布可能是不适当的限制。

注 6 — 在 [3] 中引用的 CCITT 手册介绍了一些建议的方法, 在某些情况下, 一些管理部门使用这些方法成功地改善了平衡回波损耗。

3.2 作为一个例子, 如果除了满足 § 2.2 的条件以外, 在终端设备的稳定平衡回波损耗的平均值不小于 6dB 和标准偏差不大于 2.5dB, 则上面 § 3.1 中建议的稳定度损耗 $(a-b)$ 的分布可能会实现。

4 在已建立的连接上的回声损耗 (a-b)

4.1 为了减小回声对国际连接的影响，建议在国内系统上实际建立的国际呼叫总体的回声损耗 (a-b) 的分布，其平均值应不小于 $15 + n \text{ dB}$ ，标准偏差应不超过 $\sqrt{9 + 4n}$ ，式中 n 为国内链中模拟或模—数混合的 4 线电路数。

只要按照第 2 号增补的规定计算得到相同的或更好的结果，其它分布也是可以接受的。

注 1 — 符合建议 G. 164 和 G. 165 的回声抑制器和抵消器，对收敛抵消器或受抑制器控制的实际信号，一般要求 6dB 的信号损耗 (a-b)。该信号损耗 (a-b) 是入射信号功率与返回通道上反射信号功率之比。信号损耗 (a-b) 的数值将取决于损耗 (a-b) 的频率响应和信号频谱。因此，从性能观点，希望在连接建立期间的稳定性损耗 (a-b) 至少应为 6dB，因为这将保证在 0—4kHz 频带内的任何信号 (频谱) 正常工作。

但是，总要保持这个性能水平，可能是不实际的，尤其是在话带数据信号的较高频率特性上更是如此。对于话音来说，如果回声损耗为 6dB，则话音信号损耗 (a-b) 一般将至少为 6dB。然而，对话带数据信号来说，却需要较高的回声损耗来保证 6dB 的数据信号损耗。某些数据信号至少需要 10dB 的回声损耗。应该注意，在装有回声抵消器的卫星电路上半双工工作的一些调制解调器，可能要求抵消器正常工作，以防止超过接收器静噪周期的长时延回声引起数据传输问题。

注 2 — 见 § 3.1 中的注 2。类似地，为了规划目的，可以假设回声损耗等于或大于回声平衡回波损耗与参考频率下的电路损耗之和。

注 3 — 建议 G. 131 提供了有关应用回声控制设备的指导。

4.2 对按 3dB/倍频程负斜率加权的功率转移特性 A (f) 从 300Hz 开始到 3400Hz 积分，可得出回声损耗 (a-b)，公式如下：

$$\text{回声损耗 } L_e = 3.85 - 10 \log_{10} \left[\int_{300}^{3400} \frac{A(f)}{f} df \right] \text{ dB}$$

式中

$$A(f) = 10^{-\frac{L_{ab}(f)}{10}}, \quad L_{ab} = \text{损耗 (a-b)}$$

注 1 — 上述方法代替了以前的方法。在以前的方法中，暂时规定用 500~2500Hz 频带内功率比的不加权平均值的传输单位表示 a-t-b 途径的回声损耗。已经发现，新方法与各个连接的主观评定更为一致。不过，研究表明，用两种方法对大量取样的实际连接计算出的回声途径损耗的分布，几乎具有相同的平均值和标准偏差。因此，用老方法收集的数据在规划研究中仍被认为是有用的。

注 2 — 已有证据表明，白噪声信号对于测量抵消后的残余回声电平不一定是最佳的，因为回声抵消器对与真实话音信号完全相同的条件不收敛。使用普通的电话信号 (建议 G. 227 [5]) 可能更好一些，使用仿真话音信号 (见 [6]) 也是比较好的。最好的折衷办法是采用以上面建议的原理为基础的加权噪声信号。

注 3 — 当本地交换机采用 4 线交换，并且本地线路永久性地与 2/4 线转换设备和它的平衡网络连接时，在 t 点的平衡回波损耗可以得到改善 (见建议 Q. 552)，当采用 2 线交换时，必须使用折衷的平衡网络。

注 4 — 已经证明，4 线手柄话机在正常使用中可以对通信产生相当大的声学回声。因此，在某些环境中（低传输损耗，长时延时间）可能需要使用回声控制设备。

4.3 如何达到上述 § 4.1 中所引用的建议的实例，是 $a-t$ 和 $t-b$ 传输损耗之和不小于 $(4+n)$ dB，偏离平均值的标准偏差不超过 $2\sqrt{n}$ dB，同时，在终端设备 t 的回声平衡回波损耗不小于 11dB，标准偏差不超过 3dB。

5 受话回声的影响（接收端回声）^①

5.1 概述

在 §§ 1—4 中假设在一个连接中只出现一个 2 线—4 线—2 线环路（以后称环路），因此，§§ 1—4 中的要求适用于这种情况，即它们涉及从 VASP（虚拟交换点）直接看到的“半环”。然而，在模/数混合的连接中，当 4 线数字交换机（包括 PABX）通过 2 线连接到其它交换局时，可能出现几个环路。这种环路一般有低的损耗和短的时延时间（最大几毫秒）。信号受到两次反射（即在终接环路的两个混合线圈处），因此，将产生受话回声。这些受话回声：

- 可以在声音通信中引起讨厌的“空洞”效应，和
- 可以损伤接收的话带数据信号的误码率。

一般来说，已经发现，为了满意的传输，数据调制解调器要求的受话回声损耗值（在 500—2500Hz 频带）要高于话音（在 300—3400Hz 频带）。

受话回声的影响，用直接信号和经过多次反射的信号之间的电平差来表示。在图 2/G. 122 中，假设直接途径的损耗为 S dB，而沿着反射信号途径的损耗为 L dB，那么，受话回声损耗 LE 为 $L-S$ dB。从图 2/G. 122 可以看出，如果只出现两次反射（只有两次反射的信号）当直接信号和反射信号受到的其它损耗相等时，则受话回声损耗 LE 等于整个环路的损耗（开环损耗， OLL）。

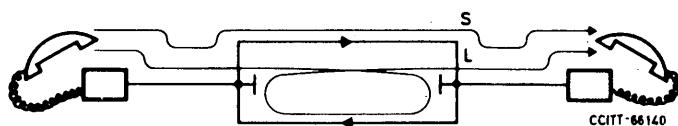


图 2/G. 122
受 话 回 声

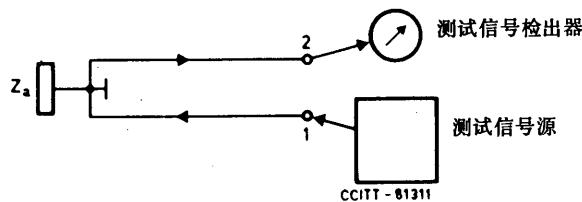
应该注意，受话回声通常由经过两次、四次等反射的一串信号组成，因此，LE 和 OLL 原则上是不等的。但实际上，当 OLL 超过约 8dB 时，就可以认为 LE 和 OLL 是相等的。

整个环路的损耗可以这样测量：在某点断开环路，加入一个信号并测量穿过开环所受到的损耗；在测量时，应维持闭合环路和在 2 线端的所有阻抗条件。所测得的数值是开环损耗（OLL）。

为了实用，半环测量可能更易于进行，尤其是在有 2 线电路终端的 4 线交换机情况，因为保持一个通过 4 线交换机的连接，同时切断一个传输方向，往往是困难的。图 3/G. 122 说明了半环损耗（SLL）的概念。

① 本文中使用“受话回声”可能使人误解。可以用更合适的术语代替它。术语“接收端回声”是某些主管部门爱用的术语。

两个 2 线/4 线/2 线设备的半环损耗之和等于它的开环损耗（因此十分接近它的受话回声损耗）—在进行测量时，再次假设维持 2 线端的阻抗条件。



注—1 和 2 是等电平点（例如数字点）。

图 3/G. 122
测量半环损耗

5.2 受话回声的限值

5.2.1 话带数据传输

受话回声损耗的最小值正在研究中。然而，为了得到高质量的数据传输，以下的考虑提供了一个例子，并可作为最大比特率 2.4kb/s 的现有类型调制解调器要求什么样的 OLL 值的提示：

- 一个完整连接包含的物理环路不应多于 5 个（特殊情况可到 7 个）；
- 在连接的环路中必须不包含 OLL 很高的环（例如超过 45dB）；
- 在 500—2500Hz 频带中的任何频率上，每个环的 OLL 不应小于表 1/G. 122 中给出的值（根据 $OLL = 18 + 10\log m$ ，式中 m =环的总数）。

表 1/G. 122

在一个国内系统中		在国际连接中最大的总环数
国内的环数	每个环的 OLL	
1	22dB	3
2	25dB	5
3	26.5dB	7

5.2.2 话音传输

存在受话回声的话音性能可以用 300—3400Hz 话音频带上加权的 OLL 值定量表示。在 V 卷的第 3 号增补中规定了两种加权函数。

为了满意的话音传输，使用建议 P. 11 中的资料，可以得出作为环路时延函数的 OLL 的适当值。这些值目前正在研究中。

附 件 A

(附于建议 G. 122)

稳定度损耗 ($a-b$) 和回声损耗 ($a-b$) 的测量

§ § 3.1 和 4.1 中分别规定的稳定度损耗 ($a-b$) 和回声损耗 ($a-b$)，可以按照图 A-1/G. 122 的原理在国际中心用仪表测量。

就回声损耗而言，发送滤波器和接收滤波器的综合响应必须有效地执行正文 § 4.2 所给出的规定，例如，测量的回声损耗与根据损耗/频率特性计算的回声损耗之差不得超过 0.25dB。

总响应在发送和接收之间的分配不是严格的，只要满足以下条件，任何合理的划分均可采用：

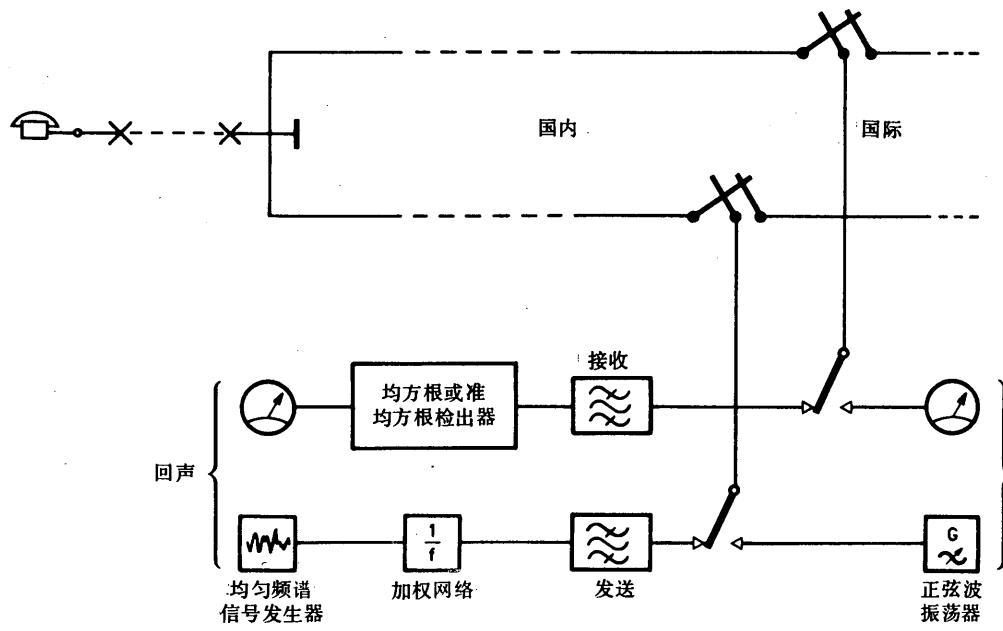
- 避免因发送信号的非受限频谱而在国内系统中产生过量的路际干扰；
- 防止可能产生差错的无用信号（如嗡嗡声、电路噪声、载漏信号）进入接收器。

为了在国际中心以自动或人工方式接入 4 线交换机，需要作适当的安排（未示出），这同时也是保证适当地考虑实际交换点的传输电平。

就稳定度测量而言，如果使用扫描振荡器，则必须注意有引起国内信令系统误动作的危险。

如果在国内延伸电路中遇到回声抑制器，则两种测量可能会得到异常的结果。

为了测量回声损耗 ($a-b$)，首先把发送滤波器的输出接到接收滤波器的输入，并调至适当的电平，记录下来。然后按图 A-1/G. 122 接好仪表，并记录测量仪表上的新读数。所显示的损耗即为回声损耗 ($a-b$)。



CCITT - 44881

图 A-1/G. 122
从稳定度和回声的角度测量 $a-t-b$ 途径传输损耗的原理

附 件 B

(附于建议 G. 122)

与 $a-t-b$ 途径有关的术语解释

(英国电信总局和澳大利亚的文稿)

B. 1 回波损耗

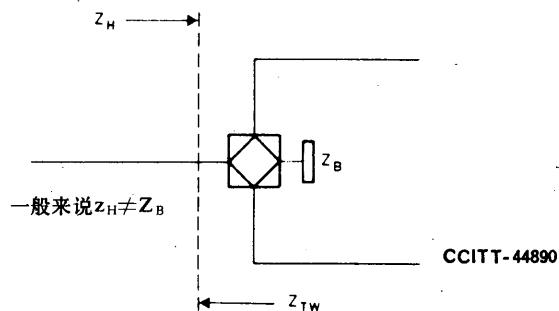
这是一个与两阻抗之间匹配程度相关联的量，由下式表示：

$$Z_1 \text{ 对 } Z_2 \text{ 的回波损耗} = 20 \log_{10} \left| \frac{Z_1 + Z_2}{Z_1 - Z_2} \right| \text{ dB}$$

此“回波损耗”表达式限于在两个方向同时承受信号的 2 线通道中使用。

B. 2 平衡量回波损耗

建议 G. 122 的引言给出了清楚的定义，图 B-1/G. 122 说明该定义。



$$\text{平衡回波损耗} = 20 \log_{10} \left| \frac{Z_B + Z_{TW}}{Z_B - Z_{TW}} \right| \text{ dB.}$$

图 B-1/G. 122

2 线部分必须处于适合研究的状态，例如，若研究话音回声，话机必须处于讲话的状态下。

在特殊情况下（经常出现）4 线部分每个通道呈现的阻抗亦为 Z_B （如 600Ω ），而终端设备 2 线点呈现的阻抗大致等于 Z_B 。图 B-2/G. 122 说明了这种情况。

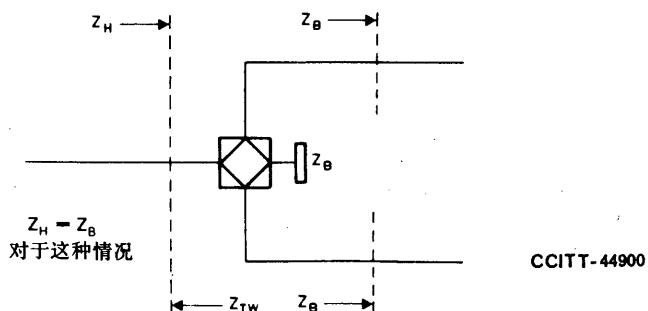


图 B-2/G. 122

术语平衡回波损耗（不是回波损耗）往往用于说明由于 Z_B 和 Z_{TW} 之间匹配程度产生的 $a-t-b$ 途径的损耗。

B. 3 $a-t-b$ 途径的传输损耗

此处有混淆的地方，因为这一概念可用于根本无实际 “ t ” 点的安排中，例如某个实验室内模拟一些长的连线，其回声是由跨接于两个 4 线通道的受控单向通道引入的。“ t ” 点在本建议中是必要的，因为本文讨论的是实际公用电话网。

因此，一般会出现两种情况。

第一种情况：确有 “ t ” 点存在（图 B-3/G. 122）。

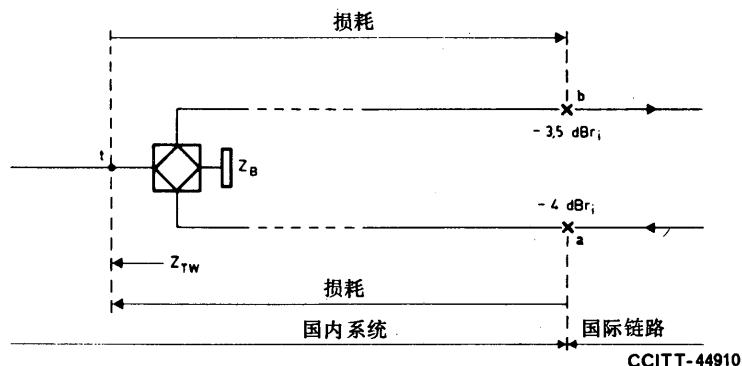


图 B-3/G. 122

$a-t-b$ 途径的传输损耗可根据下式计算：

$$\text{损耗 } (a-t) + 20 \log_{10} \left| \frac{Z_B + Z_{TW}}{Z_B - Z_{TW}} \right| + \text{损耗 } (t-b)$$

此图用标有相对电平的国际电路的虚拟交换点表示。缩写 dBr_i 的下标 i 表示这些相对电平是针对国际电路的 0dB 点而言的。

很清楚，实际上可以使用任何其它便利的一对相对电平（正确的意义是相差 0.5dB），例如国际中心的实际交换电平。

第二种情况：不存在任何 “ t ” 点（图 B-4/G. 122）。

这种情况与实验室测试方案特别有关。

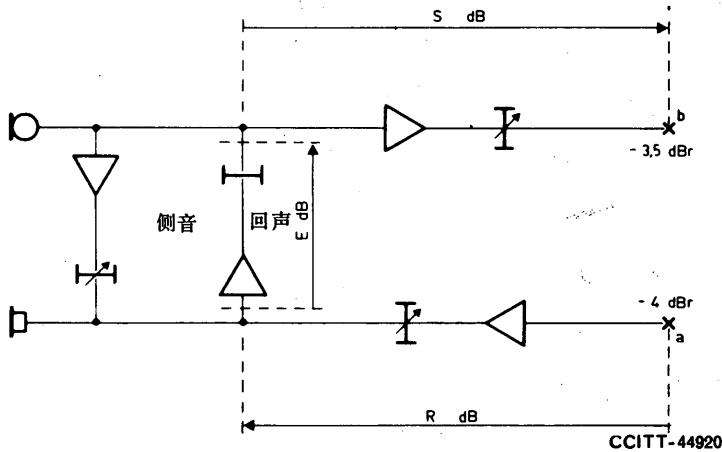


图 B-4/G. 122

这种情况下的 $a-t-b$ 途径损耗可根据 $(R+E+S)$ dB 式计算（假设忽略在 4 线电话机处的声学反馈）。

在上述两种情况中，“ $a-t-b$ ”途径损耗原则上可按照附件 A 所示的原理直接测得，即在 a 点插入一个信号，在 b 点测其结果。因此可以正确地说，在各种情况下：

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{“}a-t-b\text{”途径的} \\ \text{传输损耗} \end{array} \right\} \equiv \left\{ \begin{array}{l} \text{“}a-b\text{”之间的} \\ \text{传输损耗} \end{array} \right\}$$

或更简单地说

$$\text{损耗 } (a-t-b) \equiv \text{损耗 } (a-b)$$

B.4 稳定度与回声损耗

至此所讨论的“量”乃是频率的函数，并可得出衰减/频率失真曲线。当要求用单一数值来表征该曲线时，就必须用附加的限制短语。例如稳定度损耗 $(a-b)$ 和回声损耗 $(a-b)$ 。

本建议正文给出用这些单一数值描述的定义：稳定度损耗 $(a-b)$ 为 $0-4\text{kHz}$ 频带（见 §§ 2.1 和 3.1）内（测量或计算）的最小值，而回声损耗 $(a-b)$ 则是 $300-3400\text{kHz}$ 整个频带上损耗/频率函数的加权积分值，如 § 4.2 中定义的那样。

当回声途径的损耗/频率特性可用图解或表格来表示时，可供选择的计算回声损耗 $(a-b)$ 的方法，比附件 A 中给出的用于现场测试所建议的方法更加可取。

注 — 根据图解或表格给出的数据来估算回声损耗时，应取足够多的频率点，以保证使幅度/频率特性曲线的形状足够准确。该形状越不规则，就越应该取较多的频率点以保证给定的精度。

图解数据（梯型规则）。

如果可用图解的形式表示回声途径的损耗/频率特性（或适当地测其数据），则可利用如下的梯形规则计算回声损耗：

- 1) 将频带 ($300-3400\text{Hz}$) 按对数频率坐标分为 N 个等宽的分频带。
- 2) 读出 N 个分频带边缘 $N+1$ 个频率处每个频率的回声损耗，并用输出/输入功率比 A_i 表示。
- 3) 用下式计算回声损耗：

$$L_e = -10 \log_{10} \left[\frac{1}{N} \left(\frac{A_0}{2} + A_1 + A_2 + \dots + A_{N-1} + \frac{A_N}{2} \right) \right]$$

表格数据

当只能在 $N+1$ 个离散频率（这些离散频率在对数频率坐标上间距不均匀）上获得损耗/频率数据时，结果如下：

文中给出的回声损耗 ($a-b$) 公式的近似式是：

$$L_e = 3.24 - 10 \log_{10} \sum_{i=1}^N (A_i + A_{i-1}) (\log_{10} f_i - \log_{10} f_{i-1})$$

式中

A_0 频率为 $f_0 = 300\text{Hz}$ 时的输出/输入功率比,

A_i 频率为 f_i 时的功率比, 和

A_N 频率为 $f_N = 3400\text{Hz}$ 时的功率比。

注 1 — 所采用的近似式, 假定在 f_{i-1} 到 f_i 分频带内的功率比为常数, 并具有数值 $A(f) = (A_i - A_{i-1})/2$ 。

注 2 — 近似式中的常数 3.24 是根据定义中的常数 3.85 和由该近似式得出的其它常数合并求出的。

近似式中乘积项之和可以很方便地计算出来, 如下面实例所示:

表 B-1/G. 122

f_i (Hz) (1)	$\log_{10} f_i$ (2)	$\log_{10} f_i - \log_{10} f_{i-1}$ (3)	损耗 (dB) (4)	比值 A_i (5)	$A_i + A_{i-1}$ (6)	$(3) \times (6)$ (7)
300	2.477		∞	0		
500	2.699	0.222	9.5	0.124	0.124	0.0275
800	2.903	0.204	5.56	0.278	0.402	0.0820
1000	3.000	0.097	4.46	0.358	0.636	0.0617
1500	3.176	0.176	3.19	0.48	0.838	0.1475
2000	3.301	0.125	3.09	0.49	0.970	0.1213
2500	3.398	0.097	4.08	0.391	0.881	0.0855
3000	3.477	0.079	7.45	0.180	0.571	0.0451
3400	3.532	0.055	∞	0	0.180	0.0099
总计						0.5804

$$L_e = 3.24 - 10 \log_{10} 0.5804 = 5.6 \text{dB}$$

B.5 回声途径全程响度评定值（发话回声响度评定值，TELR）

建议 G.131 讨论整个发话回声途径，利用响度评定值（LR）表征该途径是很方便的。按惯例可把回声平衡回波损耗看作是构成嘴—耳回声途径全程响度评定值（OLR）的组成部分。当然，如正文的 § 2 所示，当回声损耗 $(a-b)$ 已知时，它可用来代替 $LR(a-t)$ 、 t 点的回声平衡损耗（按照 § 2 取平均值）和 $LR(t-b)$ 三个量之和。

因此，可以计算回声途径的标称全程响度评定值，如图 B-5/G.122 所示。

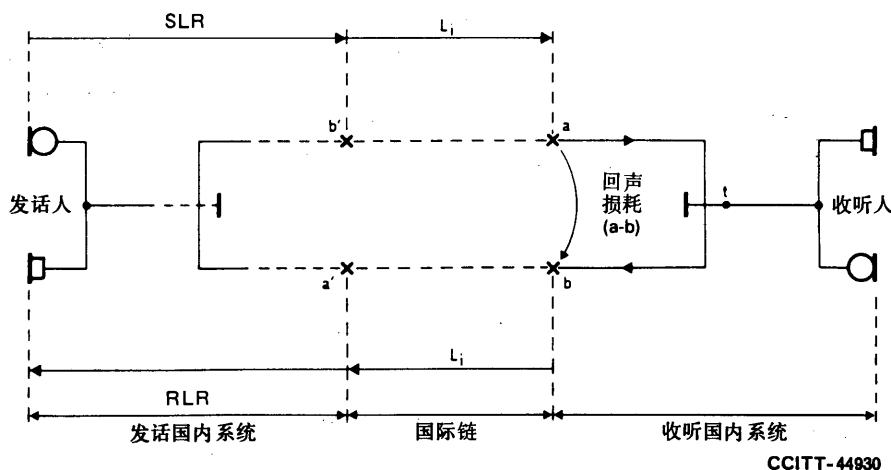


图 B-5/G.122

回声途径的全程响度评定值（发话回声响度评定值，TELR），见附件 A/G.111

=发话国内系统的 $SLR + RLR$

+两倍国际链路 LR （即： $2L_i$ ）

+受话国内系统的回声损耗 $(a-b)$ （即按照本建议进行平均）。

B.6 有用术语简介

回波损耗—与 2 线双向电路有关；见经典定义。

平衡回波损耗—由终端设备处 2 线阻抗和平衡阻抗之间匹配程度决定的 $a-t-b$ 途径损耗的一部分，只有在有 “ t ” 点存在时方可适用。

$a-t-b$ 途径的损耗—无论有无实际 “ t ” 点，均可认为是损耗 $(a-b)$ 。

稳定性损耗 $(a-b)$ —0—4kHz 频带内损耗 $(a-b)$ 的最小值。

回声损耗 $(a-b)$ —按照文中 § 2 的定义进行平均的损耗 $(a-b)$ 。

回声平衡回波损耗—按照文中 § 2 的要求进行平均的平衡回波损耗。

回声途径全程响度评定值（发话回声响度评定值，TELR）—发话国内系统的发送响度评定值和接收响度评定值、两倍国际链路的响度评定值（LR）以及受话国内系统的回声损耗 $(a-b)$ 三者之和。

参考文献

- [1] *Calculations of the stability of international connections established in accordance with the transmission and switching plan*, CCITT Green Book, Vol. III-2, Supplement No. 1, ITU, Geneva, 1973.
- [2] CCITT Recommendation *12-channel terminal equipments*, Vol. III, Rec. G.232, § 2.
- [3] CCITT manual *Transmission planning of switched telephone networks*, ITU, Geneva, 1976.
- [4] CCITT Recommendation *Reduction of the risk of instability by switching means*, Vol. VI, Rec. Q.32.
- [5] CCITT Recommendation *Conventional telephone signal*, Vol. III, Rec. G.227.
- [6] CCITT Question 8/XII, Annex 2, Contribution COM XII-No. 1, Study Period 1981-1984, Geneva, 1981.

建议 G. 123

国内网中的电路噪声

(1964 订于日内瓦；1968 年于马德普拉塔，
1972、1976 和 1980 年于日内瓦，1988 年于墨尔本修订)

1 电力线感应噪声

连接用户话机与其国际中心的电话线路^①链的一部分或几部分会受到所有电力线的影响，通过磁感应和/或静电感应产生噪声。假设在线路链中的电信设施对地的平衡尽可能完美，符合最现代化设备的结构要求，这种噪声的网络性能指标为在用户话机线路^①端（接收时）的噪声计电动势值不应超过 1mV。

应当注意，即使在平衡得很完美的线路^①中，将对地平衡程度太差的设备介入进去也会在用户受话器端子处产生不可接受的噪声。

在每个国内网中，实际上，一般可以遇到这样的交换中心，终接在这些中心上的某些线路^①（符合 CCITT 规范的电缆线路^①）不受邻近电力线所产生的噪声的影响。于是足以确定这样的一个中心到用户话机之间线路^①链中一部分或几部分受到所有电力线影响而产生的噪声计电动势。

2 传输系统产生的噪声

2.1 模拟系统

2.1.1 甚长电路（约 2500—25000km）

在一个大的国家，若采用长于 2500km 的延伸电路，则这一电路必须符合同样长度国际电路所要遵循的一切建议（建议 G. 153）。这意味着，用来提供这些电路的通路中的线路噪声设计指标不应超过 $2\text{pW}0\text{p}/\text{km}$ 。

① 此处 § 1 中使用的“线路”一词，应理解为用户线路、长市中继线或长途电路。

2.1.2 2500km 以下的甚短电路

这些电路应满足建议 G. 152 的要求。这意味着，按照建议 G. 222 [1] 的噪声指标，累积的线路噪声应相当于不超过 $3\text{pW}0\text{p}/\text{km}$ 的平均值，各种调制设备产生的噪声功率应满足 [2] 所引用的建议条款。

考虑到一个实际电路的具体结构，在评价其噪声性能时，必须采用相关的 CCITT / 建议 G. 226 [3]（用于电缆系统）CCIR 建议 /395 [4]（用于无线接力系统）。

注 1 — 设备可容许的噪声并不取决于该电路是属于国际 4 线链的一部分还是通过 2 线交换连接到国际 4 线链的。然而，电路噪声功率假设了建议 G. 103 提出的假想参考连接是或将来是一个合理的典型连接。而且还假设，将本地交换局连接到初级中心的电路总长度不会过长。请各主管部门注意 CCITT 在 1964~1968 研究期所得出的研究结论。这一结论指出，若由于本地交换局至初级中心间连接电路所产生的噪声。而引起的连接的质量评分为“差或劣”的额外百分比，不超过连接中由于存在所有其它电路噪声源而引起的额外百分比的一半，则这些电路中每条电路所产生的噪声应限制在约 $500\text{pW}0\text{p}$ （系统中所有通路在任一小时内的平均值）。

注 2 — 在上述条件下，并假设一对通路调制器、一对基群调制器及一对超群调制器均取所允许的最大噪声限值（通路 $200\text{pW}0\text{p}$ ，基群 $80\text{pW}0\text{p}$ ，超群 $60\text{pW}0\text{p}$ ）时，连接本地交换局至初级中心的电路（图 1/G. 103）在其长度小于 $50\text{--}100\text{km}$ 时，总噪声功率将不会超过 $500\text{pW}0\text{p}$ 。

注 3 — 在电路采用了符合建议 G. 162 的压扩器的情况下，其允许的噪声功率应理解为正包括了压扩器增益的效果。

2.2 数字系统

符合 G. 700 系列建议，尤其是符合建议 G. 712 [5] 的 PCM 系统所提供的电路，将具有可接受的噪声性能。这一性能和它们的长度基本上无关。

2.3 混合电路

由模拟和数字两种系统提供的电路的噪声值，取决于模拟电路的长度和电路中编译码器的数量。

混合电路的噪声限值和测量方法正在课题 26/X II、16/IV 和问题 18/IV 中研究。

3 国内 4 线自动交换局的噪声^②

3.1 通过交换局的连接的定义

国内 4 线自动交换局的噪声情况是以通过该交换局的一个“连接”为参考来规定的。“通过交换局的连接”可理解为对应于一个传输方向，将该局一入局电路的输入点连接到该局另一出局电路输出点的一对线。这些输入或输出点是建议 Q. 45 所规定的那些点（图 1/Q. 45 [8] 中的 A 点和 D 点），而且它们不一定与建议 M. 640 [9] 正文中规定的接口点一样。

② 按照建议 Q. 31 [6]，该限值与建议 Q. 45 [7] 中的规定相同。

3.2 忙时平均噪声功率的设备设计指标

长期忙时的平均噪声功率不应超过下列数值：

- 1) 噪声计加权噪声： $-67 \text{dBm}0 \text{p}$ ($200 \text{pW}0 \text{p}$)，
- 2) 不加权噪声： $-40 \text{dBm}0$ ($100000 \text{pW}0$)，利用在 $30\sim20000 \text{Hz}$ 的整个频带内具有均匀频响曲线的装置进行测量。

注 — 应选取种类足够多的连接，以保证这种测量可以代表通过该交换局的各种可能路由。

3.3 忙时脉冲噪声的设备设计指标

门限电平为 $-35 \text{dBm}0$ 时，在 5 分钟内脉冲噪声次数不应超过 5 次（见 [10] 所引用的有关测试方法的建议）。

注 — 图 3/Q. 45 [11] 表示了在 5 分钟时间内可接受的脉冲噪声次数的最大值。

4 国内系统的噪声分配（指导规划用）

下文所示噪声功率为标称值。

网络规划应该使进入国际网络并由国内发送系统引起的噪声功率满足下述规定限值：

在第一条国际电路的零相对电平点上，由国内发送系统引入的噪声计噪声功率不得超过 $(4000 + 4L)$ 和 $(7000 + 2L)$ 二者中较小的一个。此处 L 为国内链中长距离 FDM 载波系统以 km 为单位的总长度。折算到发送虚拟交换点的相应数值是 $(1800 + 1.8L)$ 和 $(3100 + 0.9L) \text{ pW}0 \text{p}$ 。

这一条规定的推导在附件 A 中进行说明。

注 — 在某些国内网中，就接收方向而言，已经出现这样一个问题，即当损耗减小时，电路噪声比较明显，在停止讲话期间尤其如此。该问题与线路系统噪声高的大国特别有关。因此，如果一个主管部门满足了国内噪声功率电平的建议，然后又或许是通过在较低级别的交换局中采用 4 线交换而改善传输时，则它就可能会发现自己将处于更恶劣的噪声环境之中。由此得出，保持噪声与损耗之间适当的平衡是十分重要的。

附 件 A

（附于建议 G. 123）

国内系统的噪声分配

A.1 希望国内网中产生的噪声功率应依据在虚拟交换点——国内网与国际网之间议定的接口处出现的电平加以限定。为此目的，必须对国内网中损耗分配的某些特定方案做出假设。解决的办法是采用一致议定的参考连接，以便规定由国内源产生的并折算到国际电路虚拟交换点的最大噪声功率电平。

A.2 鉴于国内网的构成方式，用 $A + BL$ 表示噪声的容限值是合理的，此处 A 为由交换局和短程多路复用系统产生的噪声固定容限值， B 为长距离多路复用系统每单位长度噪声率的容限， L 为国际连接的国内部分中长距离系统的总长度。有必要采用两种这样的表达式，一种用于中等大小的国家，另一种用于大国（根据建议 G. 121 确定的含义划分）。

A.3 在国内发送系统中使用此法是比较简单的，并且可用来限制进入国际连接的噪声量。

A.4 中等大小国家（即 CT₃ 至最远的本地交换局相距不大于 1500km）

有关国内发送系统的假想参考链路在图 A-1/G. 123^③ 中给出。假设本地交换局与初级中心之间的电路采用 FDM 载波系统，长度不超过 250km，工作标称损耗为 3dB。该电路的噪声功率最大值取为 2000pW0p。初级中心与二级中心间的电路也假设采用同类型的 FDM 载波系统。

两个长距离干线电路的线路噪声率假定为 4pW/km，这两条电路的线路总长度（图 A-1/G. 123 中的 $L_1 + L_2$ ）接近于 1500km 的极限，这一数值是建议 G. 121 随意用来定义“中等大小国家”的。因而可假设两个短程系统所跨的距离，在整个国内发送系统总长度中只占很小一部分。

按照本文 § 3 或 Q. 31 [6]，每个交换局产生的噪声功率假设为 200pWp。

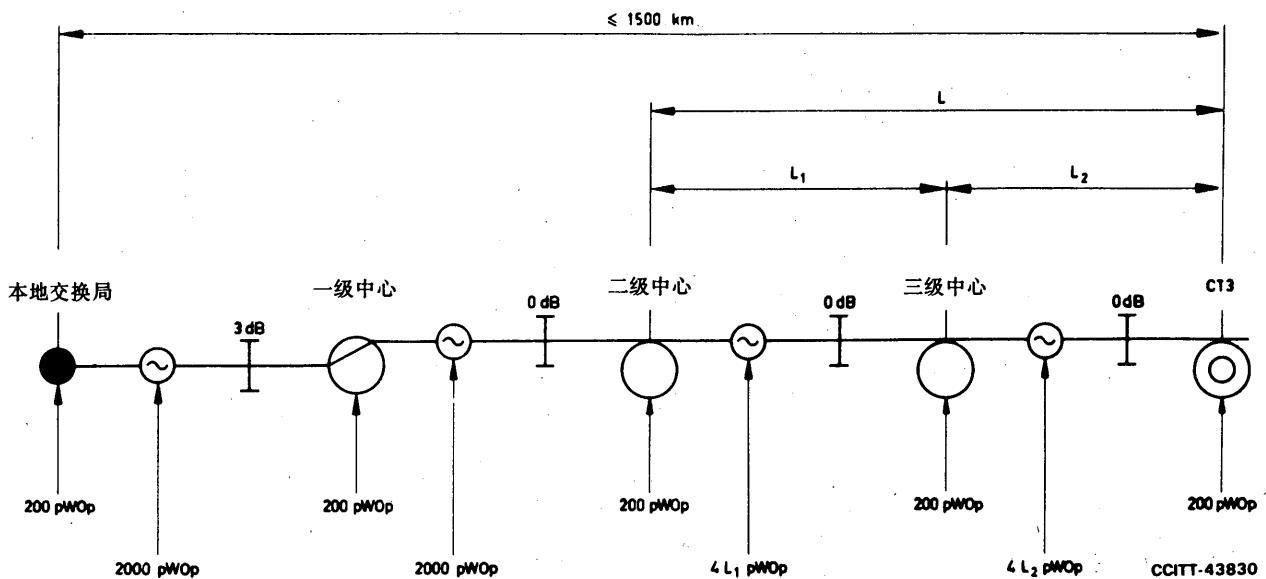


图 A-1/G. 123

折算到 CT₃ 第一条国际电路零相对电平点的总噪声功率电平为（自右到左，将依次碰到的噪声相加）：

$$200 + 4L_2 + 200 + 4L_1 + 200 + 2000 + 200 + \frac{1}{2} (2000) + \frac{1}{2} (200) = 3900 + 4L \text{ pW0}$$

式中 $L = L_1 + L_2$ 。该式可近似写成 $4000 + 4L \text{ pW0}$ 。

该式在 L 不超过 1500km 时有效，在 1500km 这一距离时产生的噪声功率为 10000pW0。

③ CCITT 秘书处注—该图所示的噪声值为最大值；请同时参见图 1/G. 103 的相应部分。

A.5 大的国家

在 L 超过 1500km 时, 国内网中额外增加的长距离电路原则上应按国际标准设计, 尤其是一些大的国家已经认识到, 必须按低于 $4\text{pW}/\text{km}$ 的噪声率来规划国内系统。

假设的一个适当值是 $2\text{pW}/\text{km}$; 该值与一个这样的大国的实际情况大致相符, 并与建议 G. 153 一致。

用于大国的规定已经制定, 如图 A-2/G. 123 所示。图中示出了 $4000+4L$ 的规定, 它通过点 (1500km, 10000pW)。通过同一点作一条斜率为 $2\text{pW}/\text{km}$ 的直线, 可以看出其截距为 7000pW 。因此适合于大国的规定应该是 $7000+2L\text{pW}$ 。(为简便起见, 忽略了最末一条国内电路的标称损耗 0.5dB)。

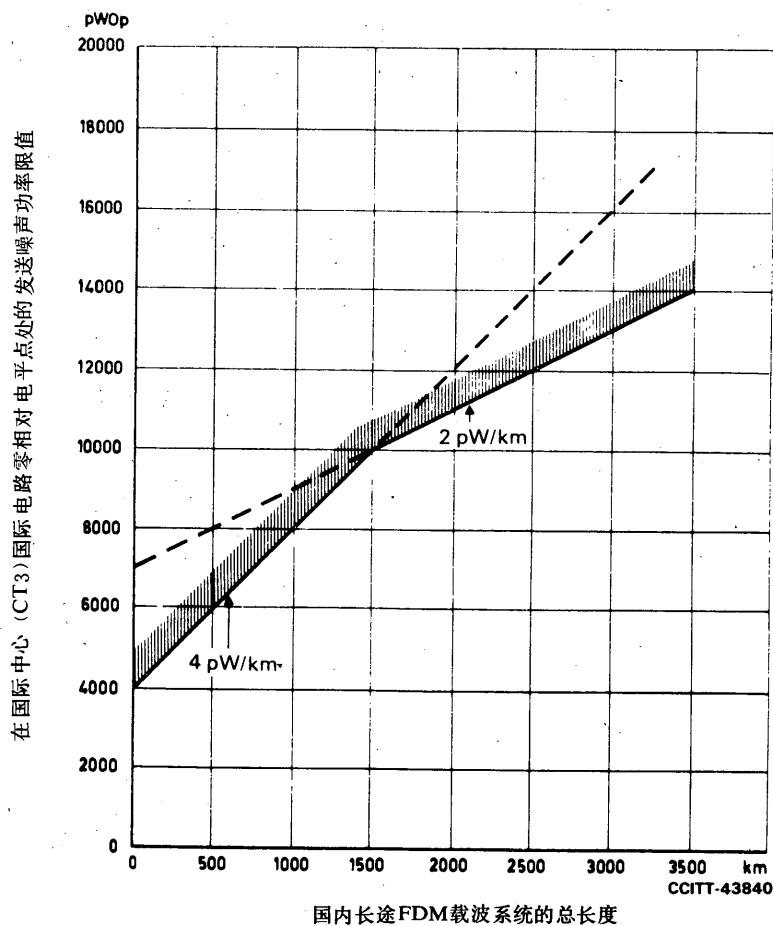


图 A-2/G. 123

参 考 文 献

- [1] CCITT Recommendation *Noise objectives for design of carrier-transmission systems*, Vol. III, Rec. G.222.
- [2] *Ibid.*, § 4.
- [3] CCITT Recommendation *Noise on a real link*, Vol. III, Rec. G.226.
- [4] CCIR Recommendation *Noise in the radio portion of circuits to be established over real radio-relay links for FDM telephony*, Vol. IX, Rec. 395, ITU, Geneva, 1986.

- [5] CCITT Recommendation *Performance characteristics of PCM channels between 4-wire interfaces at voice frequencies*, Vol. III, Rec. G.712.
- [6] CCITT Recommendation *Noise in a national 4-wire automatic exchange*, Vol. VI, Rec. Q.31.
- [7] CCITT Recommendation *Transmission characteristics of an international exchange*, Vol. VI, Rec. Q.45.
- [8] *Ibid.*, Figure 1/Q.45.
- [9] CCITT Recommendation *Four-wire switched connections and four-wire measurements on circuits*, Yellow Book, Vol. IV, Rec. M.640, ITU, Geneva, 1981.
- [10] CCITT Recommendation *Transmission characteristics of an international exchange*, Vol. VI, Rec. Q.45, Annex A.
- [11] *Ibid.*, Figure 3/Q.45.

建议 G. 125

载波系统上的国内电路的特性

(1964 年订于日内瓦；1968 年于马德普拉塔、
1972 年于日内瓦修订)

就衰减失真而言，很可能构成国际连接部分的载波电路应满足建议 G. 132 的要求。根据有关连接的这部分的建议，该电路应传送一般可能希望传送的所有类型的信号（例如语音，数据，传真）。

有关国内电路噪声性能的建议，目前可在建议 G. 123（国内网中的电路噪声）中找到。

1.3 由国际电路和国内延伸电路组成的 4 线链路的一般特性

本节给出对建议 G. 101, § 2 中规定的 4 线链路建议的全部特性。

建议 G. 131

稳定性回声

(1964 年订于日内瓦；1968 年于马德普拉塔，1972、1976 和 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 电话传输的稳定性

国际电路的标称传输损耗已经确定，影响交换连接上电话传输稳定性的主要其它因素是：

- 传输损耗随时间和各条电路间的变化（建议 G. 151, § 3）；
- 电路的衰减失真（建议 G. 151, § 1）；
- 稳定度平衡回波损耗的分布（建议 G. 122, §§ 2 和 3）。

已计算出国际连接的稳定度，其结果示于图 1/G. 131。该图给出可能出现小于或等于 0dB 或 3dB 稳定度的连接的比例（在全部可能的连接中），将其作为组成 4 线链路的模拟电路总数的函数，并给出可能假定的稳定度平衡回波损耗的平均值。实际已建立的连接出现等于或小于上述值的比例当然是非常小的。

注 — 如果 4 线链路中包括一些数字电路，稳定度可能比图 1/G. 131 给出的为好，这是因为数字电路将有比上图所假定的较低的传输损耗变化率。

在说明稳定度可能等于或小于 3dB 的呼叫比例的曲线的意义时，应当记住，较为复杂的连接无疑要归入装有回声抑制器或回声抵消器的电路，在这种情况下，通话期间的稳定度是非常高的。

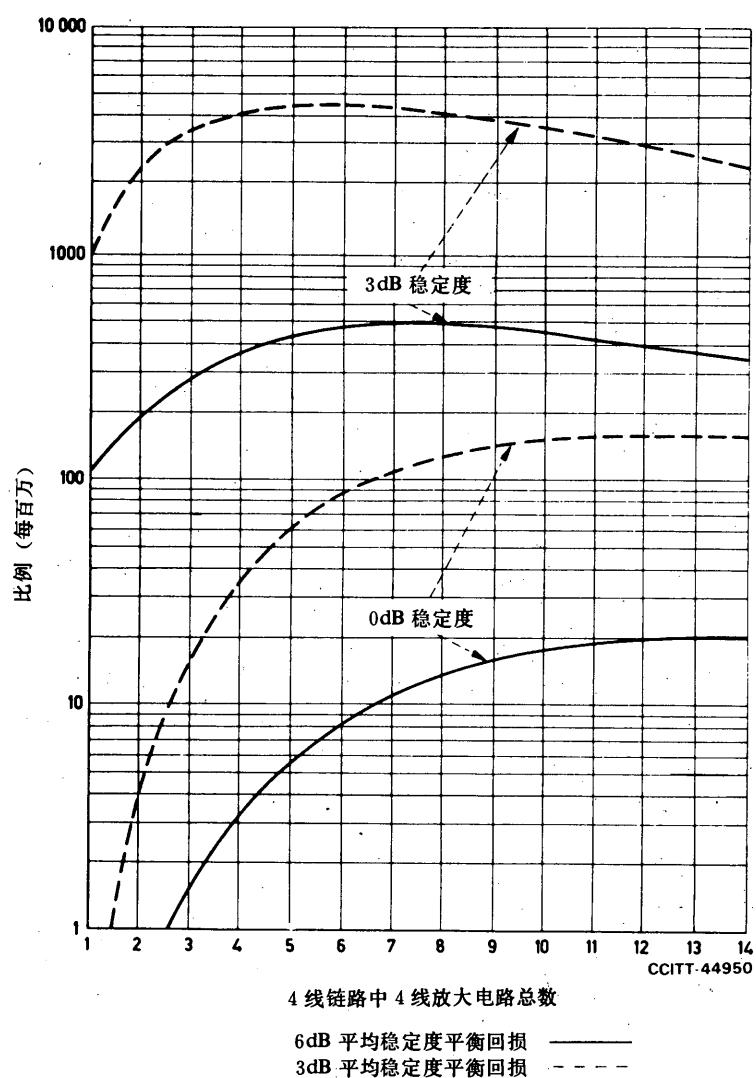


图 1/G. 131
稳定度等于或小于 0dB 或 3dB 的
各个可能的连接的比例

计算中隐含的简单假定是：

- 国内电路按照建议 G. 122 接入国际链路。
- 在装有自动调节的基群路由上的各模拟国际电路中，传输损耗的标准偏差是 1dB。这与建议 G. 122 中所采用的假设一致。第 IV 研究组第 10 测试系列表明，目前该指标将要达到，所记录数据的标准偏差为 1.1dB，而且国际网中不加调节的国际基群的比例正在大大减少。

- c) 两个传输方向的传输损耗的变化完全是相关的。
- d) 传输损耗平均值对标称值的偏差为零。迄今为止，有关 4 线点间国际电路的资料甚少。
- e) 至今尚未制定由国内和国际交换局引入的变化和失真容限。
- f) 在不同于测试频率的各频率下的电路传输损耗的变化，与测试频率的传输损耗变化相同。
- g) 未考虑衰减失真问题。因为平衡回波损耗的低值出现在频带边缘，而此处具有较高的传输损耗值，因此不考虑衰减失真是合理的。
- h) 所有分布为高斯分布。

考虑上述假设得出的结论是，CCITT 提出的各建议本身是一致的，如果遵守这些建议并且达到电路损耗变化的一套维护标准，则传输规划中不应存在不稳定问题。而且也很明显，可能出现稳定性平衡回损均值不优于 3dB，标准偏差不优于 1.5dB 的那些国内网，就振荡而言未必严重危及国际连接的稳定性。但是可能产生的准振鸣失真和回声影响还是存在的，不能因此而满足。

计算的详细步骤见 [1]。

2 回声的限制

提供国际通信的现代电话网的电路，主要是对称、同轴或光纤线对或无线接力系统上的高速载波电路。除包括甚长国际电路的连接外，一般不使用诸如回声抑制器，回声抵消器等回声控制设备。通常在国内网中没有普遍使用回声控制设备的必要，但是在大国的国内业务中有可能需要。用于国际呼叫的加感电缆电路上也可能需要回声控制设备。

可用下述两种方法之一来控制回声：或者调整 4 线链路的全程损耗，使回声电流有足够的衰减（即调整到某一回声回损的特定值），或者安装回声控制设备。

2.1 传输损耗调整

图 2/G. 131 的曲线，指明了如果不安装回声抑制器的话回声途径中必须采用的全程响度评定值 (OLR)^① 的最小值。OLR 是作为平均单向传播时间的函数表示的。本卷末的第 2 号增补说明了这些曲线的推导过程，本建议的附件 A 给出了应用这些曲线的实例。

实线曲线适用于 4 线连接的模拟电路的链路。但若采取措施保证 2 线连接点有良好的回声回损指标（即依据建议 G. 122 的平均值）例如平均值 27dB，标准偏差 3dB，则上述曲线也可用于 2 线连接的各电路。

注 — 该值仅足以保证建议 G. 122 § 4.1 中目前要求的平均回声回损 ($a-b$) 为 $(15+n)$ dB。

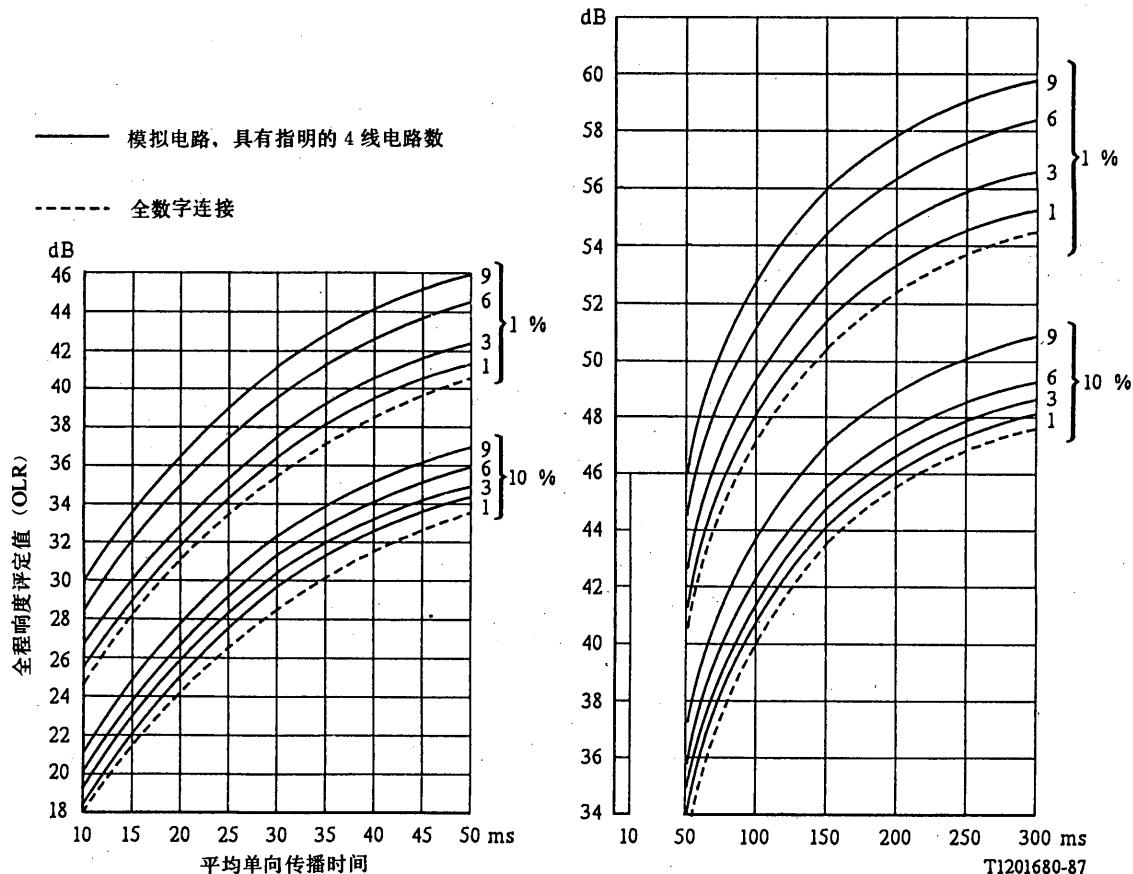
点线曲线适用于有模拟用户线（诸如图 2/G. 111 中所示）的全数字连接，在某些假定下（见增补 NO. 2），适用于有图 1/G. 104 的数字用户线（诸如 b 中所示）的全数字连接。在后一种情况下，回声通道包括手机的耳机和送话口之间的声学通道。

^① 如果图 2/G. 131 是以长市中继和长途电路的标称 LR 值为依据，则该值是指用户系统的最小 SLR 和 RLR 值。

如果国际电路仅用于较短的和直达的国际连接，从而避免使用回声抑制器时，虚拟交换点的标称传输损耗可根据下述原则按电路的长短成正比地增加：

- 小于 500km 的路由距离： 0.5dB
- 500km 到 1000km 之间的路由距离： 1.0dB
- 每增加 500km 或其一部分的路由距离： 0.5dB

除非标称传输损耗恢复到 0.5dB，否则这种电路不可作为多电路连接的组成部分。



注 1—遇到不满意回声概率的百分数。

注 2—回声通道的全程响度评定值在此规定为下述各值之和：

—发话用户（假定有最小的响度评定值）本地电话系统的两个传输方向的响度评定值。

—发话用户本地电话系统的 2 线端和受话端 2 线-4 线终端器的 2 线端之间的电路链两个传输方向的响度评定值。

—受话端回声平衡回损的平均值。

图 2/G. 131
回声容限曲线

2.2 回声控制设备

回声抑制器优选的类型是由远端控制的终端、差动、半回声抑制器。国际网中使用的半回声抑制器有若干种，其中仅有一种适用于平均单向传播时间不超过 50ms 的连接，称为短时延回声抑制器。其它类型则

适用于任何平均单向传播时间大大超过 50ms 的连接，如在卫星系统所使用的那些回声抑制器，称为长时延回声抑制器。短时延回声抑制器特性于 [2] 中给出。既可用于长传播时间又可用于短传播时间连接的回声抑制器特性在 [3] 和建议 G. 164（具有新功能的回声抑制器）中给出。另外一种控制回声的方式是通过回声抵消器实现的，其特性示于建议 G. 165。

从收到的主观测试资料，结论是：

- 1) 按照建议 G. 165 的回声抵消器比由下述回声抑制器提供更优良的语言传输性能（在 0.05 的可信度上）：
 - a) 按照建议 G. 161（桔皮书）的回声抑制器；
 - b) 按照建议 G. 164 具有固定插入差动灵敏度（FBDS）的回声抑制器；

注—两个主管部门有下述观点：按照建议 G. 165 的回声抵消器和按照建议 G. 164 具有适配插入差动灵敏度（ABDS）的回声抑制器，当回声通道的损耗是大大高于其范围的低端时，提供大约相同的性能；根据建议 G. 122, § 2 和假定最小回声损耗为 6dB，计算表明大部分回声通道的损耗将大于最小值。
- 2) 按照建议 G. 164，具有 ABDS 的回声抑制器比具有 FBDS 的回声抑制器提供更优良的语言传输性能。
- 3) 装于连接对端的各种类型的回声控制设备（即按照 G 系列建议的回声抑制器或抵消器）将协调地运行。在这种情况下，在一端觉察到的主观质量几乎唯一地取决于安装在对端的回声控制装置的性能。

注 1 — 与没有可觉察的回声的陆地电路平行的区域卫星电路，将从使用最好质量的回声控制装置得到好处。否则对由于途经卫星电路而造成的任何正常质量下降，用户可能会有异议。

注 2 — 主管部门间的双向商定可能简化将较好质量的回声控制装置引入网络的过程。

2.3 决定回声限制的规则

下面给出的规则可分为理想规则和实用规则。已经认识到没有一种问题的实用解决方法能符合像理想规则那样专门和固定的规则。提议的实用规则是希望它们将减轻交换和经济问题。除非不能合理地符合理想规则，不应援引实用规则。

2.3.1 没有回声控制设备的连接的规则^②

2.3.1.1 理想规则—规则 A

在假定了发话话机和线路的最小实际标称发送和接收响度评定值的情况下，任何一对在不同国家的本地局间的连接，因发话人回声而造成的“不满意”意见的概率应小于 1%。

注 — 给定的一对本地交换局间的呼叫，按路由排列和一天中的时刻，会遇到不同数目的 4 线电路。图 2/G. 131 表示遵照此规则来评定分别由 1、2、3……9 条 4 线电路形成的总话务量中的各部分（见本卷末的第 2 号增补）。

^② 与先前的建议 G. 131 文本比较，本建议中的各规则已经更新（包括了回声抵消器）。表示这些规则的字母与先前的建议 G. 131 文本相同，以便提供连续性。

2.3.1.2 实用规则—规则 E

对于涉及两个国家的最长国内 4 线延伸电路的各连接，因回声引起“不满意”意见的概率，经有关主管部门商定后，可以不是 1%（规则 A）而是 10%。只有在下述场合下，规则 E^③ 才能生效：一是若根据规则 A^③，这些连接必须单独使用回声控制设备，二是紧接相邻的两个有关国际中心局之间的连接没有必要使用回声控制设备。

2.3.2 有回声控制设备连接的规则

2.3.2.1 理想规则

2.3.2.1.1 规则 B

- 1) 需要回声抑制器的任何连接中，不应包括多于一个等效的全回声抑制器（即两个半回声抑制器）。当有两个或两个以上的全回声抑制器时，通话易于被切断，也可能发生锁定。
- 2) 装备回声抵消器（建议 G.165）的电路，能串接在一起而回声性能不降低。
- 3) 装备回声抑制器（建议 G.164）的电路，能与其它装备回声抵消器（建议 G.165）的电路连接而没有附加的性能降低。

注 — 总性能将不会优于由性能较差的设备提供的性能。

2.3.2.1.2 规则 D

半回声抑制器应与整个连接的 4 线链路终端器连用。

- 由于释放延迟时间能很短，减少了语言被回声抑制器切断的机会；
- 在短的终端时延和能保证最小所需回声损耗时，减少了改变无效回声抵消器的操作。

2.3.2.2 实用规则

2.3.2.2.1 规则 F

如果觉察到不能遵从上述规则 D 时，可将回声控制设备装设在国际交换局或适当的转接中心局。但是，为使终端时延不超过建议 G.161（桔皮书）和本卷中的建议 G.164 和 G.165 中建议的最大值，每个回声控制设备应当装在尽量靠近各自的用户的地方。对于中等大小的国家，这通常意味着始发和终端控制设备将在呼叫的起点和终点国家内。

2.3.2.2.2 规则 G

在个别的情况下，倘若两个短时延全回声抑制器的释放延迟时间都不超过 70ms，则可将其装在转接电路出端（代替终端中心局的两个半回声抑制器）。这样放宽要求可减少所需回声抑制器的数目，而且使信令和交换方案简单化。应该强调的是，不许不加选择地使用全回声抑制器。较好的方案是，将两个半回声抑制器尽量靠近终端器。全回声抑制器应尽可能靠近连接的“时间中心”，因为这样将需要较短的释放延迟时间。

在这种情况下，是否可以使用长时延全回声抑制器或回声抵消器的问题正在研究中。

③ 建议 Q.115 [4] 研究把规则 A 和 E 应用于英国-欧洲网络间的关系。

2.3.2.3 规则 K

在需要回声抑制器的一个连接上，最多允许使用等效于两个全回声抑制器（例如三个半回声抑制器或两个半回声抑制器加一个全回声抑制器）。但应尽一切努力避免放松要求，因为使用等效于两个或更多个长释放延迟时间的全回声抑制器的连接，会引起严重的通话切断和大大增加锁定的危险性。本规则不适用于回声消除器（见规则 B）。

2.3.2.4 规则 L

装有长时延回声抑制器的电路连接到一条装有短时延回声抑制器的电路时，通常不希望断开（或阻塞）中间的回声抑制器。但是，由于不同类型的回声抑制器可能兼容，如果连接处于终点回声抑制器之间的那部分的平均单向传播时间不大于 50ms 时，则最好断开（或阻塞）中间回声抑制器。不必断开中间回声抵消器。

2.3.3 一般规则

2.3.3.1 理想规则—规则 C

在不需要回声抑制器的连接中，不应安装该设备，因为回声抑制器可增加故障率，成为额外的维护负担。

2.3.3.2 实用规则

2.3.3.2.1 规则 H

在特殊情况下，例如出现中断现象时，可提供应急路由。如果该路由的各条电路没有回声抑制器也能使用一个短时间，就不必安装回声抑制器。但是如果应急路由要维持若干小时以上，则必须按照上述规则 A 至 E 安装回声抑制器。

2.3.3.2.2 规则 J

已经认可，不需要回声控制设备的连接，实际上大可不必装备一个或两个半回声抑制器，或一个全回声抑制器或回声抵消器。（在具有中等时延的电路中，很难发现有调节完好的回声抑制器。在装回声抵消器的情况下，它可能提高连接的全程性能。）

终点国际交换局可以从始发国际交换局经由一条以上的路由接入，而且

- 1) 至少有一条路由需要回声抑制器，并且至少有一条路由不需要回声抑制器；
- 2) 始发交换局不能确定使用哪一条路由；

在所有情况下均应接入回声控制设备。

2.3.3.2.3 规则 M

已经得知，如果单向回声传播时间（时延）小于约 25ms，在实际应用中，回声可以靠在电路中提供损耗来使其变得可以容忍。时延长于该值时，需要太大的电路损耗去衰减回声，因而需要回声控制设备。

注 — 本规则的等效规则在建议 G.161, § B, b (桔皮书) 中说明。本规则没有在建议 G.131 的早期文本中出现。

2.4 连接中插入回声控制设备

在已考虑插入回声抑制器的连接中插入的方法如下：

- 1) 提供几组电路共用的回声控制设备组，并为任何需要回声控制设备的电路，安排一个与之相连的回声控制设备（见建议 Q. 115 [4]）。
- 2) 安排一些电路固定装备回声控制设备，但当不需要它们时将其断开（或阻塞它们）（见 [5]）。
- 3) 将国际电路的路由分为两组，一组装有回声控制设备，一组则不装，并使连接途径按照该连接是否需要回声控制设备而从适当的电路组中选出电路。但是应当认识到当电路分成组后，就不可能充分利用了。这点必须牢记。
- 4) 在设想的方案中，始发国与终点国以离开国际中心平均辐射距离的大小来划分各区域，并通过检查选路位数和始发电路来决定国内延伸电路的标称长度。

无论采用那一种方法，都必须对上述 § 2.1 中最后一句作应有的考虑。CCITT 正在研究所需要的减少电路损耗的方法。某一特定连接所承载的业务量大小和性质将影响不同方法的经济效果，由此来决定从中选取哪种方法。

CCITT 目前正在研究需要拟定哪些建议，以保证国际连接中插入回声控制设备，完全符合上面给出的实用规则。

应当理解，虽然各种方法必须兼容以便构成洲际连接，但是各大洲没有必要采用同一种方法。做到这一点，看来无多大困难。

2.5 语言处理装置

一些语言处理装置，诸如语言插入装置，具有固有的回声抑制功能。但是这种装置只在单方谈话方式时可以抑制回声，而在双方谈话情况不能抑制回声（见建议 G. 164, § 1.7），除非它们配备了执行全回声抑制的功能。当没有全回声控制功能的装置与回声抵消器串联时，在双方谈话期间，因为邻近的回声抵消器不能有效工作，将由于可能出现回声而使性能降低。

附 件 A

(附于建议 G. 131)

建议 G. 131, § 2 的应用

建议 G. 131, § 2.3.1.1 规则 A 要求每两个国家对可能通话的每一对本地交换局的回声条件进行评价，以确定这一对交换局的回声途径修正参考当量相对平均单向传播时间的点是位于图 2/G. 131 中相应的 1% 曲线的上方还是下方。

该问题的变量在表 A-1/G. 131 中指明，对全部模拟连接在图 A-1/G. 131 中说明而对全部数字连接在图 A-2/G. 131 中说明。

对于一对给定的交换局，表内的八项均为已知的或可以估计的。对于全模拟连接和混合模/数连接的 4 线链路中给定数目的模拟电路，在图 2/G. 131 上，作为平均单向传播时间 [表 A-1/G. 131 的 5) + 6) + 7)] 的函数的全程响度评定值 [表 A-1/G. 131 的 1) + 2) + 3) + 4)] 的点，可以按 1% 曲线进行评定；对于全数字连接，使用相应的曲线。

表 A-1/G. 131
回声评定所需的一些量

由下述各部分之和组成回声途径的总响度评定值：

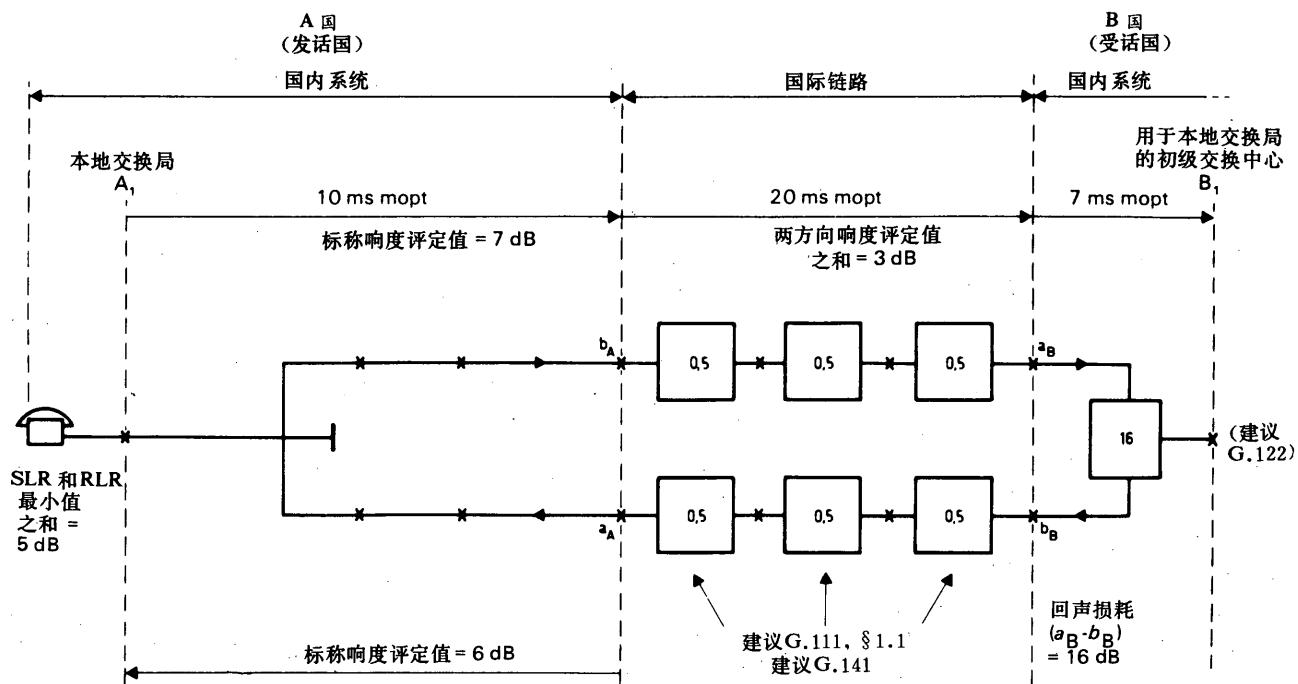
- 1) A 国（发话端）本地系统发送和接收响度评定值总和的最小值；
- 2) A 国中，从本地交换局连接到国际交换局的国内电路链的虚拟交换点 a_A 到虚拟交换点 b_A 的标称响度评定值；
- 3) 国际链路的每个传输方向的响度评定值；
- 4) B 国（受话端）国内系统的回声损耗 ($a_B - b_B$)；

由下述传播时间总和的一半构成平均单向传播时间：

- 5) 从 A 国话机至虚拟交换点 b_A 和从虚拟交换点 a_A 至 A 国话机的途径上的传播时间；
- 6) 国际链路两个传输方向的传播时间；
- 7) B 国 $a_B \sim b_B$ 途径上的传播时间；

此外，对全模拟和混合模/数连接将还需要：

- 8) 该 4 线链路中模拟电路的数目（见图 3/G. 101）。

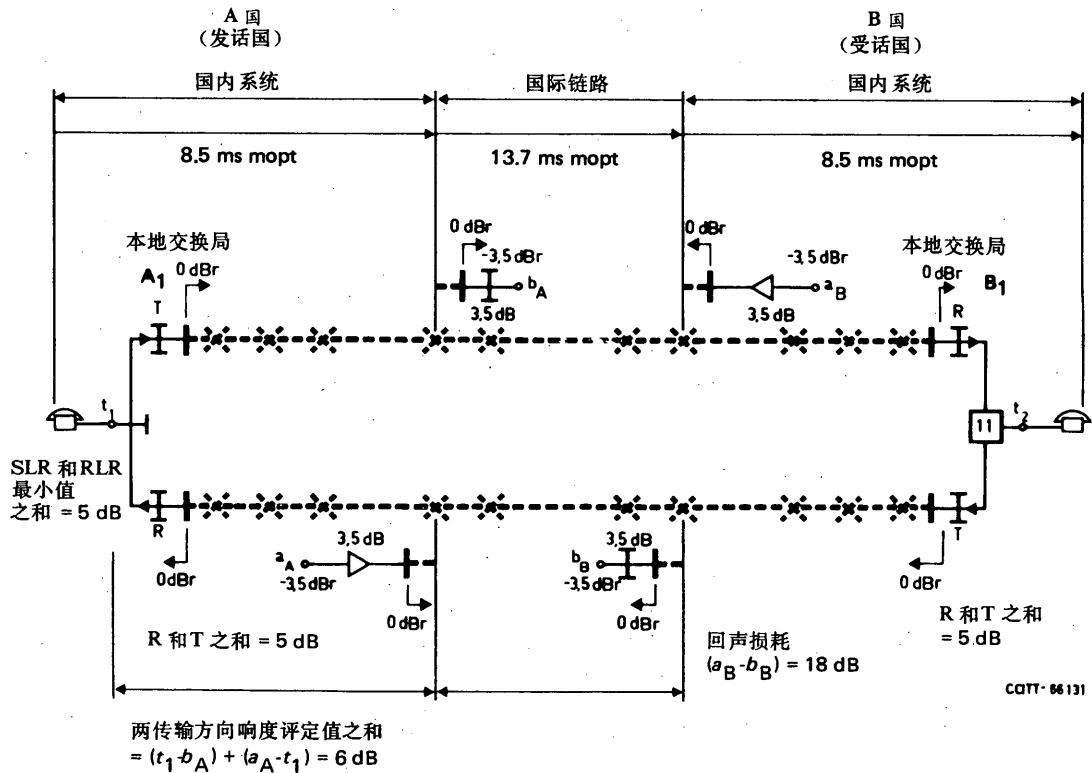


mopt = 平均单向传播时间

CCITT-44971

图 A-1/G. 131
图 2/G. 131 对全模拟连接的应用实例





mopt = 平均单向传播时间

图 A-2/G. 131

图 2/G. 131 对有模拟 2 线用户线的全数字连接的应用实例

A. 1 全模拟连接 (图 A-1/G. 131)

对本建议来说，可以假定受话端的主要反射发生在 4 线/2 线终端器，它可以假定是装在与受话本地交换局相连的初级交换局内。因之表 A-1/G. 131 的 4) 部分是损耗 $a_B - t$ 和 $t - b_B$ ，加上在终端器 2 线口上的回声平衡回损。该回损将是摘机用户线的总平均值，它可以反映在受话本地交换局侧的终端器的 2 线口上。(图 2/G. 131 假定回损的标准偏差是 3dB) 如果平均值未知，可以假定表 A-1/G. 131 的 4) 是依据建议 G. 122，§ 4，即平均值为 $(15+S) \text{ dB}$ ，这里 S 是受话国内 4 线链中各电路的两个传输方向标称损耗的总和(在这个情况， S 假定为 1dB)。

对于某一对给定的本地交换局，相继各连接可能会经过不同数目的 4 线电路，其总业务量可认为是 1 条到 9 条 4 线电路的各种比例的许多组合。每一组合可借助于图 2/G. 131 加以检验，所得结果综合起来以评价通信总业务量是否符合规则 A。

图 A-1/G. 131 做为建议 G. 131, § 2 的一种应用例子给出, 图中假设受话者的 a-t-b 途径与建议 G. 122, § 2 的规定相符。为了简便起见, 假设 100% 的业务符合给定条件, 例中的各值如下:

发话国 A

从本地交换局 A ₁ 至国际交换局的距离	1600km
从本地交换局 A ₁ 至国际交换局的平均单向传播时间	11ms ^④
本地系统同时出现的最小发送与接收响度评定值(和)	5dB
本地交换局至国际交换局 (b _A) 的响度评定值	7dB ^⑤
国际交换局至本地交换局 (a _A) 的响度评定值	6dB ^⑤
4 线电路数	2

国际链路 A 到 B

电路数	3 ^⑥
距离	3200km
平均单向传播时间	17ms ^④
双方向响度评定值的总和 $2 \times 3 \times 0.5$ dB	3dB

受话国 B

平均回声损耗 $(a_B - b_B) = (15 + 1)$ dB	16dB
(建议 G. 122)		

从国际局至与本地交换局 B ₁ 相连接的初级交换局 (即主要反射点) 的距离	1120km
相应于上述距离的单向传播时间	16ms ^⑦
4 线电路数	1

$$4 \text{ 线电路总数} = 2 + 3 + 1 = 6$$

$$\text{总平均单向传播时间} = 11 + 17 + 16 = 44\text{ms} \quad (\text{A-1})$$

$$\text{回声途径的总响度评定值} = 5 + 7 + 6 + 3 + 16 = 37\text{dB} \quad (\text{A-2})$$

如果将 (A-1) 和 (A-2) 在图 2/G. 131 中标出, 则该点位于 6 条 4 线电路的 1% 曲线的下方, 表示引起“不满意”的意见的概率超过了 1%。这个结论也适用于其它数目的 4 线电路。

A. 2 全数字连接 (图 A-2/G. 131)

可以假定受话端的主要反射发生在位于受话本地交换局的 4 线/2 线终端器上。因之, 表 A-1/G. 131 4) 的组成是损耗 a_B-t 和 t-b_B, 加上在终端器 2 线口的回声平衡回损。该回损将是摘机用户线的总平均值, 它可以反映在受话本地交换局侧终端器的 2 线口上 (图 2/G. 131 假定回损的标准偏差是 3dB。) 如果该平均值未知, 可假定表 A-1/G. 131 的 4) 是依据 G. 122, § 4. 3, 即平均值 11dB。

④ 假定传输系统的传播速度是 250km/ms, 发话国 A 和 A 到 B 的国际电路链的 3 对通路调制器和反调制器, 每对 1.5ms; 对受话国 B 而言为固定的 12ms (见建议 G. 114)。

⑤ 当从标称传输损耗改变到响度评定值时, 假定加感的长市中继引入附加值 1dB (在每个传输方向)。

⑥ 不常见的大数目, 这样选择仅是说明损耗相加的原则。

为了应用图 A-2/G. 131, 在这种情况下不要求 n 的值 (因为 4 线链路中的数字电路不会产生全程电路损耗的变化)。但是, 数字交换局的数目对传播时间有影响, 例如, 依照表 1/G. 114, 每个数字转接局使连接的平均单向传播时间增加 0.45ms。

图 A-2/G. 131 表示一个例子, 其 R 和 T 衰减器之和是 6 或 7dB。例子的各值如下:

发话国 A

从本地交换局 A_1 到国际交换局的距离	1600km
从本地交换局 A_1 到国际交换局的单向传播时间	8.5ms ^⑦
本地系统同时出现的最小发送和接收响度评定值 (和)	5dB
两个传输方向上响度评定值之和 $(t_1 - B_A) + (a_A - t_1)$	6dB

国际链路 A 到 B

距离	3200km
平均单向传播时间	13.7ms ^⑧
国际链路的响度评定值	0dB

受话国 B

本地交换局 B_1 到国际交换局的距离	1600km
平均单向传播时间	8.5ms ^⑦
平均回声损耗 $(a_B - b_B) = (11+7)$ dB	18dB
总平均单向传播时间 = $8.5 + 13.7 + 8.5 = 30.7\text{ms}$	(A-3)
回声途径的总响度评定值 = $5 + 6 + 0 + 18 = 29\text{dB}$	(A-4)

如果在图中标出 (A-3) 和 (A-4), 该点在全数字连接的 1% 线 (也在 10% 线) 以下, 表明引起“不满意”意见的概率大于 1%。

结论

- a) 连接中应使用回声控制装置; 或
- b) 应增加回声通道中的损耗 (但必须注意建议 G. 121 的限制)。

注 — 应当注意, 当打算增加回声通道中的损耗时, 对于数字数据信号, 需要断开位于数字电路中的数字衰减器 (但对话音频带数据信号不用断开), 因为这种信号破坏比特透明。

A.3 混合模/数连接

在图 A-1/G. 131 和 A-2/G. 131 中给出的例子可以结合两图中的适当单元来构成混合模/数连接模型。在表 A-1/G. 131 中规定的各量能用这些模型来计算。该表的 (量 8) (电路数) 应采用 4 线链路中模拟电路的数目 (因之, 不包括数字电路)。图 2/G. 131 中相应的实线将以良好的精度近似于所需的回声容差曲线。

⑦ 假定传输系统的传播速度是 250km/ms, 4 个交换局每个时延 0.45ms 以及编码器或解码器时延 0.3ms。(实用中, 本地数字交换局将产生略大于 0.45ms 的时延, 见建议 G. 114)

⑧ 假定传输系统的传播速度是 250km/ms 和两个交换局每个时延 0.45ms。

注 — 在混合模/数网中，传播时间可能比单纯的模拟或数字网大。特别是当数字交换局经过 PCM/FDM 设备串接到模拟传输系统或复用转换器时，传播时延将较大。可能出现多种不同的配置。

参 考 文 献

- [1] *Calculation of the stability of international connection established in accordance with the transmission and switching plan*, Green Book, Vol. III, Supplement No. 1, ITU, Geneva, 1973.
- [2] CCITT Recommendation *Definitions relating to echo suppressors and characteristics of a far-end operated, differential, half-echo suppressor*, Blue Book, Vol. III, Rec. G.161, Section B, ITU, Geneva, 1964.
- [3] CCITT Recommendation *Echo-suppressors suitable for circuits having either short or long propagation times*, Orange Book, Vol. III, Rec. G.161, Sections B and C, ITU, Geneva, 1977.
- [4] CCITT Recommendation *Control of echo suppressors*, Vol. VI, Rec. Q.115.
- [5] CCITT — *Insertion and disablement of echo suppressors*, Blue Book, Volume VI.1, Question 2/XI, Annex 3, ITU, Geneva, 1966.

建 议 G. 132

衰 减 失 真

(1964 年订于日内瓦；1968 年于马德普拉塔、
1972 年于日内瓦、1988 年于墨尔本修订)

在终接以 12 条电路（国际电路加国内延伸电路）构成的世界范围的 4 线电路链（其中每一电路只途经一个基群链）条件下，传输损耗随频率变化的网络性能指标示于图 1/G. 132 中。该图假定不采用高频无线电电路或 3kHz 通路设备。

注 1 — [1] 中引用的建议里所含载波终端设备的设计指标，是用于由 6 条国际和国内延伸电路串联而成的电路链的设计指标，其中每条电路都装有一对通路变频设备，在大多数情况下，300 至 3400Hz 之间的衰减失真将小于 9dB。在 12 条电路串联的情况下，可以预期在大多数情况下 400 至 3000Hz 之间的衰减失真将不超过 9dB。至于国际链路，见建议 G. 141, § 1。

注 2 — 实际上只有一小部分国际连接的 4 线电路链是由 12 条电路组成的。

注 3 — 对于使用模—数设备的混合连接，也应当达到图 1/G. 132 中给出的限值。有 12 条电路的混合连接的模—数设备（编解码器对）的数目，很可能不超过 6（见建议 G. 103，附件 B）。

应当认识到，包含 6 个编解码器对的连接，其中每对恰好达到建议 G. 712 中衰减失真的要求，将不能达到建议 G. 132 中对 3400Hz 的衰减失真要求。

但是，很可能实际的编解码器对将有优于建议 G. 712 的衰减失真性能，所以，为实用的目的，不符合建议 G. 132 的可能很小。

注 4 — 第 IV 研究组和第 X II 研究组正在研究关于在实际中如何很好地达到这一指标，将来期望达到什么指标（考虑到注 2 和注 3）以及是否存在任何修改关于设备建议的必要。

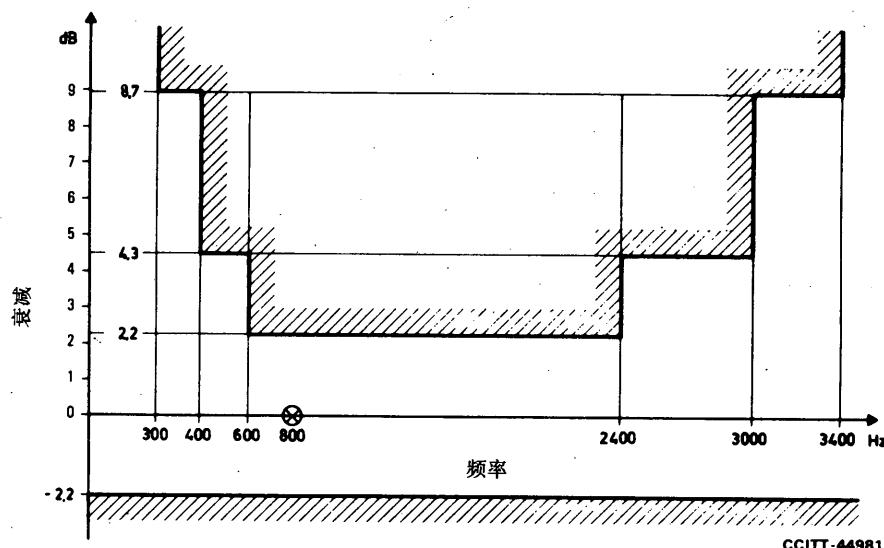


图 1/G. 132
相对于 800Hz 测量值的允许衰减变化值
(世界范围的由 12 条电路构成的 4 线链在终端业务中的指标)

参 考 文 献

- [1] CCITT Recommendation *12-channel terminal equipments*, Vol. III, Rec. G.232, § 1.

建 议 G. 133

群 时 延 失 真

(1964 年订于日内瓦；1980 年于日内瓦修订)

对于世界范围由 12 条电路构成的电路链，其中每条电路包含一个 12 路基群链，其最小群时延（整个传输频带内）和该频带低限及高限群时延之间的容许差值的网络性能指标示于表 1/G. 133。

群时延失真在某一段频带中是十分重要的，在这段频带中衰减亦同样重要，即在这段频带中相对于 800Hz 的值而言，其衰减小于 10dB。对于下限与上限分别高于约 260~320Hz 和低于约 3150~3400Hz 的频带来说，情况通常是这样，如表 1/G. 133 所示。

表 1/G. 133

	频带下限 (ms)	频带上限 (ms)
国际电路链	30	15
每条国内 4 线延伸电路	15	7.5
整个 4 线链	60	30

注 — 表 1/G. 133 中给出的限值对模拟电路和有模拟和数字段的混合电路均应达到。

线 性 串 话^①

(1964 年订于日内瓦；1968 年于马德普拉塔修订)

1 不同 4 线电路链之间的线性串话（模拟及混合）

作为网络性能指标，国际和国内电路的两个 4 线电路链之间的信号串话比，有关电路方面的由建议 G. 151，§ 4.1 来限定；有关国际中心局的由建议 Q. 45 [1] 来限定。

2 4 线电路链去和回通路之间的线性串话（模拟及混合）

作为网络性能指标，4 线电路链两个传输方向之间的信号串话比，有关电路方面的由建议 G. 151，§ 4.2 来限定；有关国际中心局方面的由建议 Q. 45 [1] 来限定。

附 件 A

(附于建议 G. 134)

在交换局中测量国际电话电路 和国际电话电路链串话的方法

A. 1 用于测量串话的方法将由串话的类型来决定。通常会遇到下述两种情况之一：

- a) 在交换局中主要由单个串话源或若干个邻近串话源引起的串话；
- b) 在电路或电路链末端测得的串话，这种串话是存在于沿电路或电路链各点的多个串话源造成的结果。总串话取决于各个串话的相对相位关系，而且在很大程度上是随频率而变化的。在长距离电路或电路链上，由于沿电路或电路链各个不同点上变频设备的主振频率有很小的变化，因此用单一频率进行串话测量会有困难。

A. 2 测量串话可用的方法如下^②：

- a) 单频测量（如在 800Hz 或 1000Hz 上测量）；
- b) 在若干频率上测量（如在 500Hz、1000Hz 和 2000Hz 上测量），测得的结果按电流或电压进行平均；
- c) 利用形状符合语言功率密度曲线的均匀频谱随机噪声或一系列间隔较近的谐波信号进行测量。这种测量应按照 [3] 引用的建议的要求进行。
- d) 语声/耳测试，在这种测试中把语言作为干扰源，收听并将其电平与参考源进行比较。这种参考源电平是可以通过某种已校准的衰减网络进行调节的，从而达到测量串话的目的。

① 附件 A 阐述了所建议的串话测量方法。

② 此处测量所用频率（或若干频率）是一个问题；[2] 中说明了某一给定频率的串话测量。

A.3 在进一步研究之前，暂建议下述方法作为串话测量的“典型测试”和“验收测试”。

A.3.1 交换局中的串话

串话应在 1100Hz 上测量，根据一些主管部门的经验，这种测量相当于使用常规电话信号发生器（建议 G.227 [4]）和噪声计所进行的测量。

A.3.2 国际电话电路或国际电话电路链上的串话

串话应当使用形状符合 G.227 [4] 规定的话音功率密度曲线的均匀频谱随机噪声或一系列间隔较近的谐波信号进行测量。该测量应当按照 [3] 中引用的建议进行。

注 1 — 采用 A.2.a) 和 A.2.b) 方法有困难时，建议使用语声/耳测试。

注 2 — 电话电路用于音频电报时，两个传输方向之间的近端信号-串话比应在每个电报通路载频处测量，即在从 420Hz 至 3180Hz 每个 60Hz 的奇次倍频处测量。但是，由于上述 A.1.b) 中提到的影响，实际使用中会出现困难。

参 考 文 献

- [1] CCITT Recommendation *Transmission characteristics of an international exchange*, Vol. VI, Rec. Q.45.
- [2] *Measurement of crosstalk*, Green Book, Vol. IV.2, Supplement No. 2.4, ITU, Geneva, 1973.
- [3] CCITT Recommendation *12-channel terminal equipments*, Vol. III, Rec. G.232, § 9.2.
- [4] CCITT Recommendation *Conventional telephone signal*, Vol. III, Rec. G.227.

建 议 G.135

重建频率的误差

(1968 年订于马德普拉塔)

由于任何国际电话电路的通络均应适用于音频电报，所以虚载频精度的网络性能指标应当是加于电路一端的音频频率和另一端收到的频率之差，即使中间有调制和解调的过程，也不应超过 2Hz。

为达到这一指标，CCITT 建议各级的通路载频和群载频应当具有建议 G.225 [1] 中相应条款规定的精度。

经验表示，如果对按照上述技术规范设计的振荡器的运行进行适当的校核，就会发现，若该系统通路的结构与 2500km 假设参考电路的结构相同，那么，加于话路始端的频率和另一端重新建立的频率之差极难得超过 2Hz。

计算结果表明，如果遵循这些建议，在构成图 1/G.103^① 中规定的假设参考连接的 4 线链部分中，连接的始端和末端之间的频率差约有 7% 的概率将超过 3Hz，少于 0.1% 的概率将超过 4Hz。

① 事实上，这里计算考虑的链路是由 16 对（而不是 12 对）调制解调器组成。以便为将具有符合建议 G.235 [2] 的设备的海底电缆构成该链路的一部分提供可能。但是对于非静止卫星产生的多普勒频移效应没有规定容限值；这种频移的数值在 CCIR 报告 214-3 [3] 中规定。

CCITT 注意到，具有若干数字段的混合电路，关于频率误差的要求很容易达到，因为数字系统不改变音频通路的频率。

参 考 文 献

- [1] CCITT Recommendation *Recommendations relating to the accuracy of carrier frequencies*, Vol. III, Rec. G.225.
- [2] CCITT Recommendation *16-channel terminal equipments*, Vol. III, Rec. G.235.
- [3] CCIR Report *The effects of doppler frequency-shifts and switching discontinuities in the fixed satellite service*, Vol. IV, Report 214, ITU, Geneva, 1986.

1.4 国际电路 4 线链的一般特性；国际转接

建 议 G. 141

衰 减 失 真

(1964 年订于日内瓦；1968 年于马德普拉塔，1972、1980 年于日内瓦修订)

1 衰减失真

1.1 全模拟情况

参考文献 [1] 引用的建议中推荐的载波终端设备的设计指标，是用于含有 6 条电路的电路链的指标，其中每条电路都装有一对符合该建议的通路变频设备，图 1/G. 132 给出的衰减失真网络性能指标在大多数情况下将可满足。因此，七个国际中心局的衰减失真也包括在内。

注 — 估计国际电路链衰减失真时，建议 Q. 45 [2] 中提到的对国际中心局规定的限值不再和建议 G. 151 中规定的国际电路的限值相加。实际上，一方面，如果这样相加，有些交换设备有可能被计算两次；另一方面，建议 Q. 45 [2] 的规定限值适用于经过国际交换局可能的最差连接。而建议 G. 151, § 1 的维护限值适用于最差的国际电路。各种设备的技术规范是其平均性能，应明显优于按上述办法相加后所估算得出的性能。

1.2 混合模/数情况

在混合模/数时期，使用于国际电话连接中的模拟载波终端设备的衰减/频率特性，希望将继续遵照适合于这种电路的现行建议。

如果国际电话连接中包括各种非集中的 PCM 数字处理过程，则建议与这些处理过程相关的带通滤波器的衰减/频率特性应当符合比图 1/G. 712 [3] 更为严格的要求。后一个建议特别适用于长市中继线（长途连接中继）、长途电话（长途局间中继）和国际电路相关的集中的 PCM 数字处理过程。

关于在市话网中插入非集中的 PCM 数字处理过程，要求的带通滤波器的衰减频率特性仍在研究之中。

参 考 文 献

- [1] CCITT Recommendation *12-channel terminal equipments*, Vol. III, Rec. G.232, § 1.
- [2] CCITT Recommendation *Transmission characteristics of an international exchange*, Vol. VI, Rec. Q.45.
- [3] CCITT Recommendation *Performance characteristics of PCM channels between 4-wire interfaces at voice frequencies*, Vol. III, Rec. G.712, Figure 1/G.712.

建 议 G. 142

交换局的传输特性

(1980 年订于日内瓦；1988 年于墨尔本修订)

本建议由两部分组成。第一部分，§ 1 是关于国际模拟交换局的音频传输特性。所涉及的资料包含在建议 Q. 45 [1] 中。第二部分，§ 2 是关于设计数字交换局及其进网时应当考虑的音频传输问题。所指的数字交换局包括本地交换局和转接局（国内的与国际的）。传输问题的考虑主要与数字交换局所应具备的在不同的和变化的网络条件（包含模拟、混合模/数和全数字设备）下能进行工作的性能有关。

数字交换局传输特性细节包括在建议 Q. 511、Q. 522、Q. 533 和 Q. 544 中（卷 V1.5）。

1 国际模拟交换局

国际模拟交换局的交付指标包括在建议 Q. 45 或 Q. 45bis 内。

2 数字交换局

2.1 数字处理—对传输的影响

数字（TDM）交换局不同程度地要求包括如模/数编码器，数/模解码器和数字重新编码过程这样的数字处理过程，其例子是压扩律转换器和数字衰减器。一个数字交换局可能包括的这些数字处理过程的范围，由该交换局工作所处的网络环境来确定（即全模拟、混合模/数或全数字）。

如上所述的数字处理过程引起传输恶化，这种恶化可用“传输损伤单位”来表示。

在国际电话连接中，传输损伤单位的允许积累有一定限制。由这一限制产生的规划细则和各个数字处理过程造成的恶化的详情给出在建议 G. 101，§ 4 和建议 G. 113，§ 3 中。

根据建议 G. 113，§ 3 暂时建议，在国际连接中允许积累的传输损伤单位不超过 14 个。在这 14 个单位中，每一国内延伸电路最多可以引入 5 个单位，国际电路部分最多可以引入 4 个单位。由于一对 8bit PCM 编解码器（编码器和解码器）引入 1 个单位的传输损伤，显然包含模/数转换（如编解码器）的各种非集中 PCM 数字处理过程或信息重新编码的数字处理过程（如数字衰减器）不允许不加控制地激增。图 1/G. 142 表明几个可能通过数字交换局建立的传输通道以及在这些通道中数字处理过程产生的“传输损伤单位”。

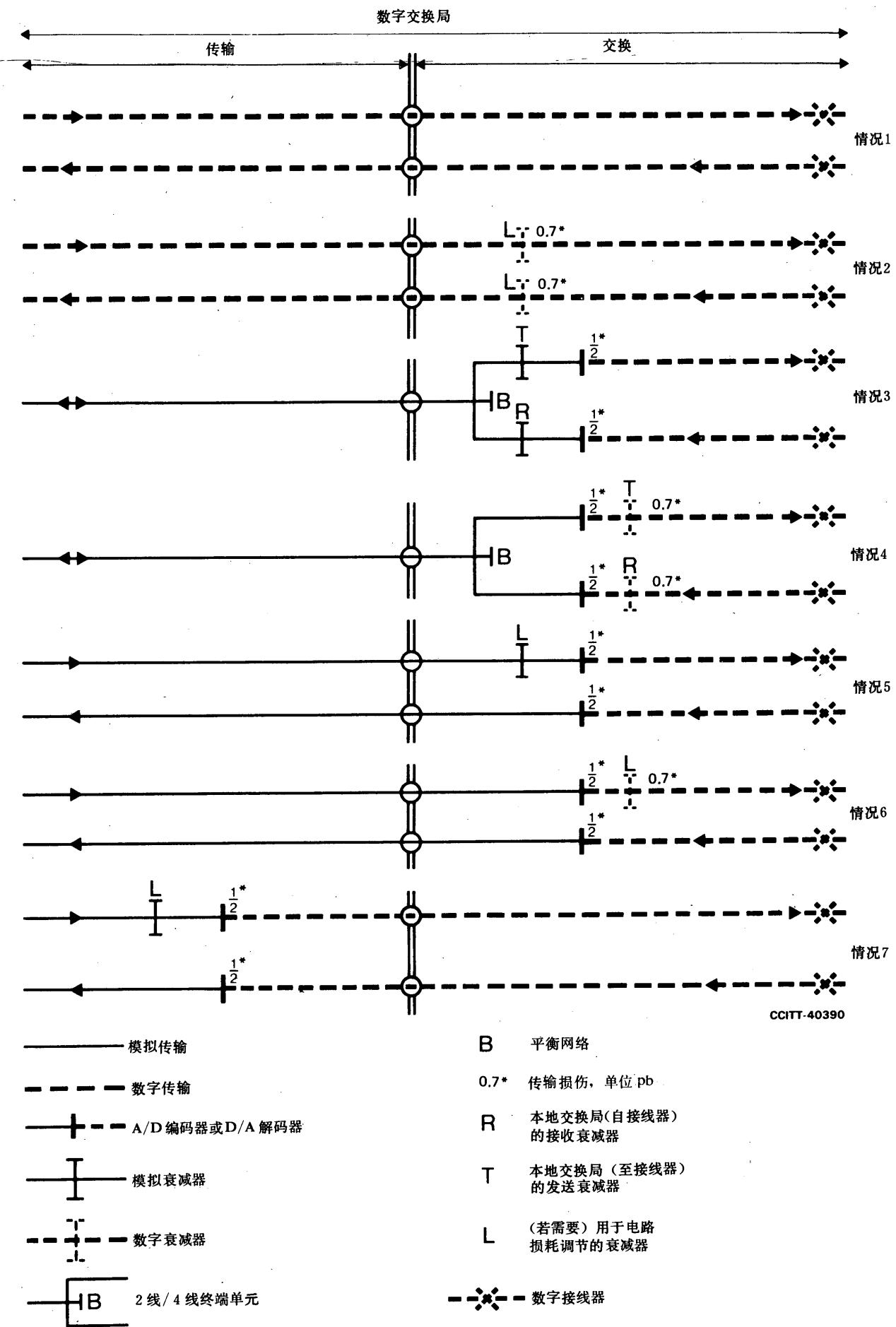


图 1/G. 142
数字交换局的传输通道

2.2 通过数字交换局的传输损耗

数字交换局的 4 线数字交换功能应该引入 0dB 的标称传输损耗。因此，图 1/G. 142（情况 1）中，如果在连至数字接线器输入端的理想编码器的模拟端子引进 0dBm0 的正弦波测试信号，则应通过接线器毫无改变地传送数字参考序列 (DRS)，并在连至数字接线器输出端的解码器的模拟端子产生一个 0dBm0 的正弦信号。

除了上述考虑的传输损耗（以及由于交换机布线可能产生的损耗）以外，所有数字交换局引入的传输损耗，无论是数字形式还是模拟形式，均由适用的传输规划规定（见下文 § 2.4）。

2.3 相对电平

在全数字网内的数字通道上，相对电平没有任何实际意义和实际用途。但是只要世界范围的电话网中绝大部分是模拟的话，则对数字交换局确定相对电平就是必要的和有用的。

指配给数字交换局的相对电平，可应用于该交换局的虚拟交换点。如建议 G. 101，§ 5.1 所解释的那样，虚拟交换点是理论上的交换点。在数字交换局的虚拟交换点上采用相对电平的概念，在建议 G. 101，§ 4.2 和 G. 101，§ 5.2 中讨论。

依据建议 G. 101，§ 5.2，国际数字交换局发送相对电平应该是 -3.5dB_r。在国内延伸电路中，数字交换局发送相对电平的数值，应当由适用的国内传输规划来规定。

数字交换局的接收相对电平与在该局终端的电路的传输损耗有关。在国际数字交换的情况，希望接收相对电平为 -3.5dB_r，以避免必须引入数字衰减器。但建议 G. 101，§ 4.2 总注释中的情况属于例外。在国内延伸电路中，接收相对电平与发送相对电平一样，按照适用的国内传输规划来确定。

2.4 回声和稳定度控制

由国内延伸电路提供的全程回声和稳定度损耗是相关传输损耗和（在使用 2 线变换电路的情况下）由 2 线 / 4 线变换电路引入的平衡回损的函数。在设计本地交换局中两者都需要考虑，本地交换局通常有改善回声和稳定度损耗的余地。这种改善可能在数字网中是需要的，因为数字网的连接将趋向于有比模拟连接较低的损耗和较长的时延，因而使回声性能变得更坏。

2.4.1 传输损耗的作用

在全数字或混合模/数网条件下，关于国际连接控制稳定度和回声的要求在建议 G. 122 中讨论。根据最近的建议，国内延伸电路对实现这种控制起主要作用。有关这方面的事项于建议 G. 121，§ 6 中讨论。

建议 G. 121，§ 6 提供各个国内传输规划的概要，这些传输规划提供实现所需控制必需的特性。在数字 4 线国内延伸电路的情况下（即全数字连至具有 2 线模拟用户线的本地交换局），这种控制可以完全在本地交换局实现。如果国内延伸电路是模/数混合性质的，根据某些国内传输规划，控制可能在国内延伸电路的各部分之间分配，但通常主要责任仍在本地交换局。图 1/G. 142 表示数字交换局可能遇到的不同安排的若干实例。

图 1/G. 142 中第 1 种情况的安排，涉及到数字电路在国内或国际交换局的终端。在这个特定情况，电路应是在交换局不引入附加损耗下工作。

图 1/G. 142 中第 2 种情况的安排，也涉及到数字电路在国内和国际交换局的终端。但是，在这种情况，相关的传输规划要求损耗应与采用数字衰减器的交换局的电路有关。见下文 § 2.7 关于数字衰减器的使用。

图 1/G. 142 中第 3 种情况的安排，涉及到在数字本地交换局 2 线用户线的终端。标有 R 和 T 的衰减器符号表示在模拟部分进行的损耗或电平的调整。建议 G. 121，§ 6 讨论 R 和 T 的适当选择。

图 1/G. 142 中第 4 种情况的安排与第 3 种情况类似，只是所表示的 R 和 T 损耗是在数字部分提供的。见下文 § 2.7。关于数字衰减器的使用。

图 1/G. 142 中第 5、6 和 7 种情况的安排，涉及到在国内和国际数字交换局模拟电路的终端。在第 5 种情况下，根据相关的传输规划，采用模拟衰减器 (L) 产生所要求的电路损耗。第 6 种情况与第 5 种情况相似，但采用数字衰减器 (L) 产生所要求的电路损耗。第 7 种情况也类似于第 5 种情况，只是采用模拟衰减器 (L) 和 A/D 编码器及 D/A 解码器作为与电路相关的传输设备部分，而不是作为交换系统部分的固定设备。虽然在图 1/G. 142 中没有表示出来，但是 A/D 编码器、D/A 解码器、2 线/4 线终端单元以及第 2、3 和 4 种情况中所采用的衰减器也是作为交换局传输侧的传输设备部分，而不是作为交换系统的固定设备部分。

2.4.2 平衡回损的影响

平衡回损对全程回声和稳定度损耗的影响在图 1/G. 142 的情况 3 和 4 中说明，它表示了终接在数字本地交换局上的 2 线本地线路的情况。达到的平衡回损，由 2 线本地线路和用户终端设备所呈现的阻抗与为数字交换局线路插件选择的平衡阻抗之间的匹配程度来确定。

数字本地交换局的许多设计中，没有 2 线接线器，2 线线路是固定连到线路插件上的。这种安排对平衡回损有很大的好处，因为对任何单个线路插件所呈现的阻抗范围可能显著减小。因之有可能选择一个电路插件的平衡阻抗更接近与本地线路阻抗匹配，在平衡回损方面比用常规折衷的阻抗得到改善。

优选的平衡阻抗对所有主管部门将不是同样的，因为这需要考虑与各种用户装置阻抗一起连用的本地电缆的各种类型。对于不同的本地线路类别采用不同的交换局平衡阻抗，有可能在增加一些网络管理费用的条件下改善性能。总的说来，已经发现，使用相似于本地电缆呈现的阻抗的平衡网络给出最佳的性能。一些主管部门采用的平衡阻抗的例子在建议 Q. 552 中给出。

进一步改善平衡回损是可能的。这要求主管部门对用户装置的阻抗施加影响。输入阻抗接近本地电缆阻抗的电话器能够导致数字本地交换局平衡回损的改善，在短本地线路上约为 10dB 量级。

2.5 本地传输

对属于同一个数字本地局的用户间的本地呼叫，如图 1/G. 142 第 3 种情况所示的 2 线用户线的交换，在设备配置方面采用了音频增音机—见图 2/G. 142。众所周知，这样的安排必须包括足够的环路衰耗，以保证适当的稳定度边际。为提供这一损耗值，一定的 2 线至 2 线衰减值在某些情况下是可以接受的。国内传输规划可能规定该衰减，因为它对本地呼叫提供了适当的响度评定值分布。但是如果 2 线至 2 线衰减与模拟交换局里通常出现的衰减大致相当的话（即约为 0dB），那么在 2 线/4 线汇接点上就必须有足够的平衡回损。这可能需要在这点上增加现有平衡回损的数值，其方法正由第 XII 研究组研究中。

如上所述的加大平衡回损也会有利于控制本地交换局以上的国内连接以及国际连接的回声和稳定性。

2.6 侧音和输入阻抗

数字本地交换局可能对电话装置的侧音性能上有重要的影响，尤其是那些在相对短的本地线路上的电话装置。其理由可见图 2/G. 142，图中交换局对本地线呈现的阻抗，是线路插件输入阻抗和交换局内振鸣和回声通道特性的函数。

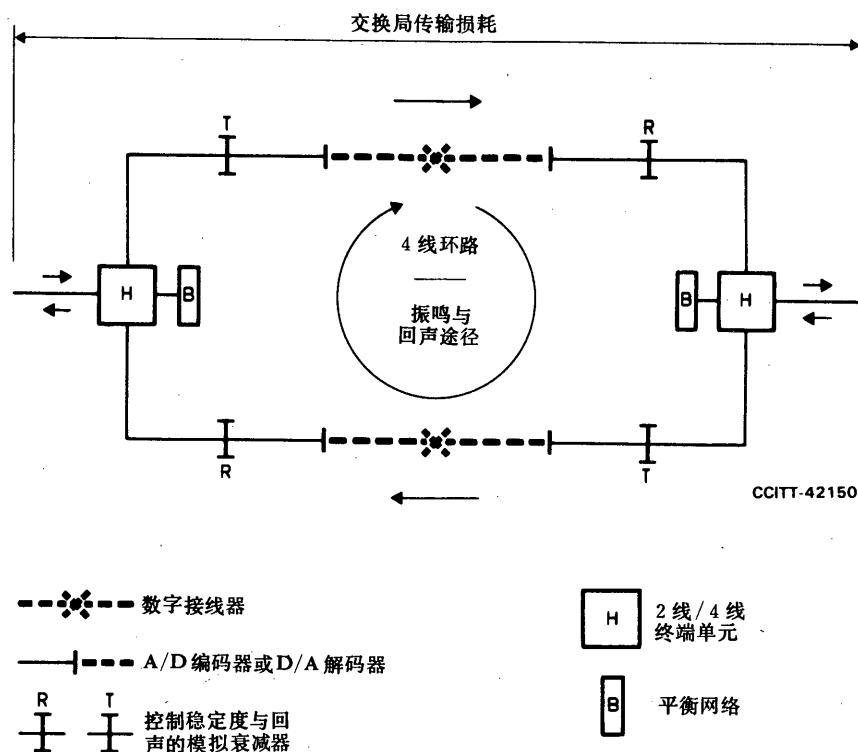


图 2/G. 142
2 线至 2 线连接上的数字本地交换局的配置

为在短本地线路上取得最佳侧音性能，交换局线路插件的输入阻抗应当接近电话装置的反侧音阻抗。在长本地线路上设计电路装置给出好的侧音性能的情况，上述反侧音阻抗几乎接近于 2 线本地电缆的特性阻抗。这将使得数字本地交换局也呈现接近于 2 线本地电缆阻抗的阻抗。

在较长的本地线路上，交换局阻抗对侧音性能将有较小的影响，这是因为对电话呈现的阻抗被本地电缆阻抗所掩蔽。

交换局阻抗的最终选择需要考虑若干因素：

- 电话机阻抗和灵敏度特性；
- 本地线路网特性；
- 数字交换局电流馈送方案，

目标是当用户连接到数字交换局时，不应感到侧音性能的恶化。若干主管部门所选择的阻抗在建议 Q. 552 中给出，很明显，各阻抗间有很大的不同，它反映了各国内网之间的差别。

2.7 数字衰减器

采用数字衰减器数字通道上产生所要求的传输损耗引起传输恶化。该恶化由分配给国际连接中国内部分和国际部分的“传输损伤单位”容限得出一见建议 G. 113, § 3。此外, 由于数字衰减器采用数字重新编码处理过程, 因此, 在必须保持比特完整的通道中, 采用这种数字衰减器是不可取的。在设想多用途网络时, 考虑这一点可能十分重要。因此, 若一定要采用数字衰减器, 那么配置方案上应做到能使其断开或使其旁路。

2.8 传输时延

通过数字交换局的传输时延很值得注意。例如, 这种时延可能造成缩短应装用回声控制设备 (如回声抑制器或回声抵消器) 的连接长度的效果。在有些情况下, 数字本地交换局 (或数字 PBX) 中的传输时延还会影响用户线和交换局 (或 PBX) 之间的阻抗匹配, 其结果对用户侧音有不利影响。因此, 应当将通过数字交换局的传输时延减至最小。各种数字设备与各系统引入时延的详细说明见建议 G. 114, § 2。

数字交换局可能遇到的传输时延见建议 Q. 551。

参 考 文 献

- [1] CCITT Recommendation *Transmission characteristics of an international exchange*, Vol. VI, Rec. Q.45.

建 议 G. 143

电路噪声和压扩器的使用

(1964 年订于日内瓦; 1968 年于马德普拉塔,
1972、1980 年于日内瓦, 1984 年于马拉加-托雷莫里诺斯修订)

1 用于电话的噪声指标

1.1 原则

考虑到国内网允许的噪声网络性能指标 (建议 G. 123), 期望在用于国际电话呼叫的连接上由 6 条国际电路 (其中有的国际电路的长度可能超过 2500km) 组成的链路产生的总噪声, 在任一小时内平均噪声计功率折算到该电路的第一条电路的零相对电平点不得超过 50000pW (电平为 -43dBm0p)。

当然, 如果国际链路仅由少量的国际电路组成, 而且电路长度不超过 2500km, 并符合建议 G. 152 时, 可期望总噪声值低些 (尤其是这种电路的噪声的电路性能指标, 其任一小时内的平均噪声计功率在该电路的零相对电平点上不超过 10000pW, 即电平为 -50dBm0p)。

但是, 若建立长于 25000km 的连接, CCITT 建议, 作为指标, 在超过 25000km 的国际话务段上, 分给线路设备的噪声电路性能指标, 在 L 公里长的电路上不应大大超过 LpW (见 [1])。如果能够合理地做到这一点, 在较短的段上采用同一标准可以带来明显的好处。

注 1 — 用于维护的噪声指标是建议 M. 580 [2] 的课题。该建议中表 4/M. 580 复制如下：

表 4/M. 580
公用电话电路的维护噪声指标

距离 (km)	<320	320 至 640	641 至 1600	1601 至 2500	2501 至 5000	5001 至 10000	10001 至 20000
噪声 (dBm0p)	-55	-53	-51	-49	-46	-43	-40

注 2 — 严格地说，通信卫星系统的噪声指标（见建议 G. 135，§ 3）不能以给定的每 km 纳瓦数表示。也见建议 M. 580 [2] 的注释。

1.2 设备产生的噪声

在最长假设参考连接中（见图 1/G. 103），国际电路链的调制设备所产生的设备的噪声设计指标可以根据下述设备组成的假设估算：

- 6 个通路调制对，或者若 3kHz 间隔通路调制设备用于越洋电路时 8 至 10 个通路调制对；
- 12 至 14 个基群调制对；
- 18 至 24 个超群调制对；

对于所有这些设备，综合的噪声计功率为 5000 至 7000pW0p（在国际 4 线电路链的第 1 条电路的零相对电平点上）的总电路性能是一个余量很大的假设值。

根据建议 Q. 45 [3]，每一国际交换点上小时平均噪声计功率电平的设备设计指标为 -67dBm0p，相当于 4 线链路中第 1 条电路零相对电平点上大约 2000pW0p。

因之可以看出，由设备产生的设备噪声设计指标，并不构成由国际电路链产生的总噪声的网络性能指标中的主要部分。

1.3 全程电路噪声性能指标的分配

建立在电缆载波系统或无线接力链路上的国际电路链中的各陆地段，原则上应能提供上述规定的电路质量。实际上，根据各主管部门之间的协议，电路噪声性能指标可以在海底系统和陆地系统之间共同分担，其方法是海底电缆系统按较低的噪声率（如 1pW/km）分担，陆地系统按较高的噪声率（如最大 2pW/km）分担。这一结果可以通过专门系统，也可以在按 3pW/km 指标设计的系统中适当选择通路的方法来实现。

注 — 在一些国家中，构成长度大大超过 2500km（如 5000km 或 5000km 以上）电路的一部分的陆地系统，已经按照海底电缆系统的同一电路噪声性能指标（即 1pW/km）建立起来。

1.4 采用语言集中器的电路^①

可以期望采用集中器系统的一组电路中的所有电路，在工作状况下具有大致相同的噪声功率电平。

2 音节压扩器的使用^{②③④}

多少年以后，国际（以及国内）电路将继续使用现有的传输系统，这些系统如建议 G. 152 所规定已经按另一标准设计，如 $4\text{pW}/\text{km}$ 。此外，由于寿命的影响，以及系统负载的变化，传输系统所产生的电路噪声值要比原来的数值有所增加，因此，有必要制定一个适用于国际电路规划简单而实用的标准，以确定就噪声功率而言，它是否适合于建立世界范围的多电路的电话连接，或是否需要配备压扩器更适当些。^⑤

建议目前限制在国内长途和国际网络中系统地使用符合建议 G. 162 的压扩器。

倘若尽量减少串接的带压扩器的电路数目的规划已经完成，在网络中可以使用符合建议 G. 166 的压扩器。最好是连接中至多有一个带压扩器的电路。一个主管部门取得的初步结果表明，对于话音工作，不应允许多于三个带压扩器的电路串接。一些高速的调制解调器（ 9.6kbit/s ）可能在甚至只有一个带压扩器的电路的连接上遇到困难。在国际段中应当保证不多于一个带压扩器的段。在建立一个包括在国内延伸电路中具有中等噪声水平的电路上可能应用的严格设计规则之前，需要附加的资料。

必须指出，压扩器的作用使压缩器和扩展器之间电路部分所出现的任何传输损耗变化的影响加倍。为此，如有必要，压扩器应当装在本来稳定的传输系统（如海底电缆系统）的电路段末端。

以下规划原则是 CCITT 推荐作为决定国际电路是否需要压扩器的指导原则：

如果国际电路大大长于 2500km （如 5000km 或 5000km 以上），其小时平均噪声计电路噪声功率电平小于 $-44\text{dBm}0\text{p}$ （在电路的零相对电平点上），则不需要压扩器。

如果电路噪声功率电平是 $-44\text{dBm}0\text{p}$ ($40000\text{pW}0\text{p}$) 或更大，则应安装压扩器。

当然，很容易理解，长度在 2500km 或少于 2500km 的电路，在不需要压扩器的情况下，总会满足适当的通用噪声指标（建议 G. 222 [4]）。

注 1 — 本规则已经设计得有可能应用现有设备来规划国际电话网。本规则决不可解释为是对本建议 § 1 中建议的设计指标的放宽，也不可用作维护指标。

注 2 — 所采用的压扩器应当符合建议 G. 162 中或建议 G. 166 中建议的各限值。

注 3 — 按照 [5] 引证的建议，噪声功率电平为 $-37\text{dBm}0\text{p}$ 或更差的电路应当停止使用。

① 例如，TASI（时分语言插空）或 CELTIC（占用电路空闲时间的集中器）；见建议 G. 163。

② 与某些传输系统结合的瞬时压扩器被认为是这些系统不可分割的部分。

③ 高容量长距离系统上电话音节压扩器的特性见建议 G. 166。

④ 见附件 A 有关音节压扩器使用的进一步考虑。

3 用于电报的噪声限值

电报噪声限值于建议 H. 22 [6] 中规定。

4 用于数据传输的噪声限值

以下指标可用于数据信号速率不超过 1200bit/s 的数据传输。期望众多电路和连接上实际获得的数值要好于以下限值。

4.1 用于数据传输的租用电路

假设设备受到的脉冲噪声干扰可以避免，并且在不产生明显误码率的情况下采用尽可能高的调制速率，数据传输租用电路的均匀频谱随机噪声的合理限值将是一 $-40 \text{ dBm}0 \mu$ 。

4.2 有交换连接

对于有交换的连接，比如说，没有压扩器时， $-36 \text{ dBm}0 \mu$ 的限值可作为能使用压扩器的洲际电路的极限。

附 件 A

(附于建议 G. 143)

关于使用音节压扩器的附加考虑

(下列资料来自第 X II 研究组)

本附件在 § A. 1 中论述压扩器效益，随后是用于规划目的的可允许效益限值的建议 (§ A. 2)。压缩器和扩展器之间电路稳定度的要求在 § A. 3 中论述，§ § A. 4 和 A. 5 讨论系统负荷和串接的压扩电路方面的问题。

A. 1 压扩器效益

规定压扩器效益，要假定：

- a) 一条没有装备压扩器的国际电路，对于全程端到端连接（包括典型的国内延伸电路）产生 $N \text{ dBm}0$ 的噪声并达到建议 G. 152 和建议 G. 153 的噪声指标，且
 - b) 装备了压扩器，且连接到典型的国内延伸电路的同一条国际电路，产生主观上等于或优于 a) 中描述的电路的噪声性能，而在压缩器和扩展器之间产生 $N' \text{ dBm}0$ 的噪声。
- 则国际电路 b) 的压扩器效益定义为 $(N' - N) \text{ dB}$ 。

A. 2 压扩器效益限值

对于规划目的，在 § A. 1 中定义的压扩器效益不应超过 10dB。

注 — 应当强调指出，该值仅适用于连接的国际部分。当适当地考虑到存在信号期间端到端连接的总噪声的效果时，连接的其它部分能够允许较高的值。

A. 3 电路稳定度

在压缩器和扩展器之间的国际电路，考虑长时间的稳定度时，其插入损耗的标准偏差应不超过 0.75dB。

A. 4 电路负载

选择压扩器的不工作电平等于 $-10\text{dBm}0$ 通常是适当的。但是，如果各主管部门共同希望在另一个不工作电平下工作，则应当那样地选择，使得由此而得到的系统负载尽量减少由噪声、交调及其它与负载有关的特性所造成的总失真，并应当总是受可允许的压扩器效益限值所支配。

A. 5 有压扩器电路的串接

下列各段适用于装有符合建议 G. 162 的压扩器的电路。

有压扩器电路链的试验结果表明，两个带压扩器链路串接，只有在第二个链路超过建议的压扩器效益限值 10dB 较大幅度时，才能显著地降低质量。通过限制每次测试条件下仅七人主观判断的办法，大家公认该试验设计得不包含严重的影响。

引出的结论是，两个串接的链路，其中每个限于 10dB 压扩器效益，将不会造成对用户的限制。但是，对端到端国际连接中允许应用的带压扩器电路的数目，这还未形成足够的指导原则。

参 考 文 献

- [1] CCITT *Red Book*, Vol. V bis, Annexes B and C, ITU, Geneva, 1965.
- [2] CCITT Recommendation *Setting-up and lining-up an international circuit for public telephony*, Vol. IV, Rec. M.580.
- [3] CCITT Recommendation *Transmission characteristics of an international exchange*, Vol. VI, Rec. Q.45.
- [4] CCITT Recommendation *Noise objectives for design of carrier-transmission systems of 2500 km*, Vol. III, Rec. G.222.
- [5] CCITT Recommendation *Setting-up and lining-up an international circuit for public telephony*, Vol. IV, Rec. M.580, § 6.
- [6] CCITT Recommendation *Transmission requirements of international voice-frequency telegraph links (at 50, 100 and 200 bauds)*, Vol. III, Rec. H.22.

1. 5 国际电话电路和国内延伸电路的一般特性

建 议 G. 151

适用于所有现代国际电路和国内延伸电路的一般性能指标

(1964 年订于日内瓦；1968 年于马德普拉塔，
1972、1980 年于日内瓦修订)

1 衰减失真

国际电路和国内延伸电路的衰减失真电路性能指标，应分别遵守建议 G. 132 关于网路性能指标的规定。建议 G. 232 [1] 给出了设备设计指标。

根据上述建议，电话电路的有效传输频带，按照 CCITT 所采用的定义（即该频带的衰减失真与 800Hz 衰减值相比不超过 9dB）通常应比 300~3400Hz 频带稍宽。而且，对于这种类型的一对通路终端设备，在 300Hz 和 3400Hz 的衰减失真决不应超过 3dB；对于大量设备，平均不应大于 1.7dB（见图 1/G. 232 [2] 中的曲线 A 和 B）。更为复杂的电路以及采用符合建议 G. 235 [3] 的 3kHz 通路间隔终端设备的电路，应满足图 1/G. 151 中的限值；为了保证遵守这些限值，建立电路时，如果需要应插入均衡器（建议 M. 580 [4]）。

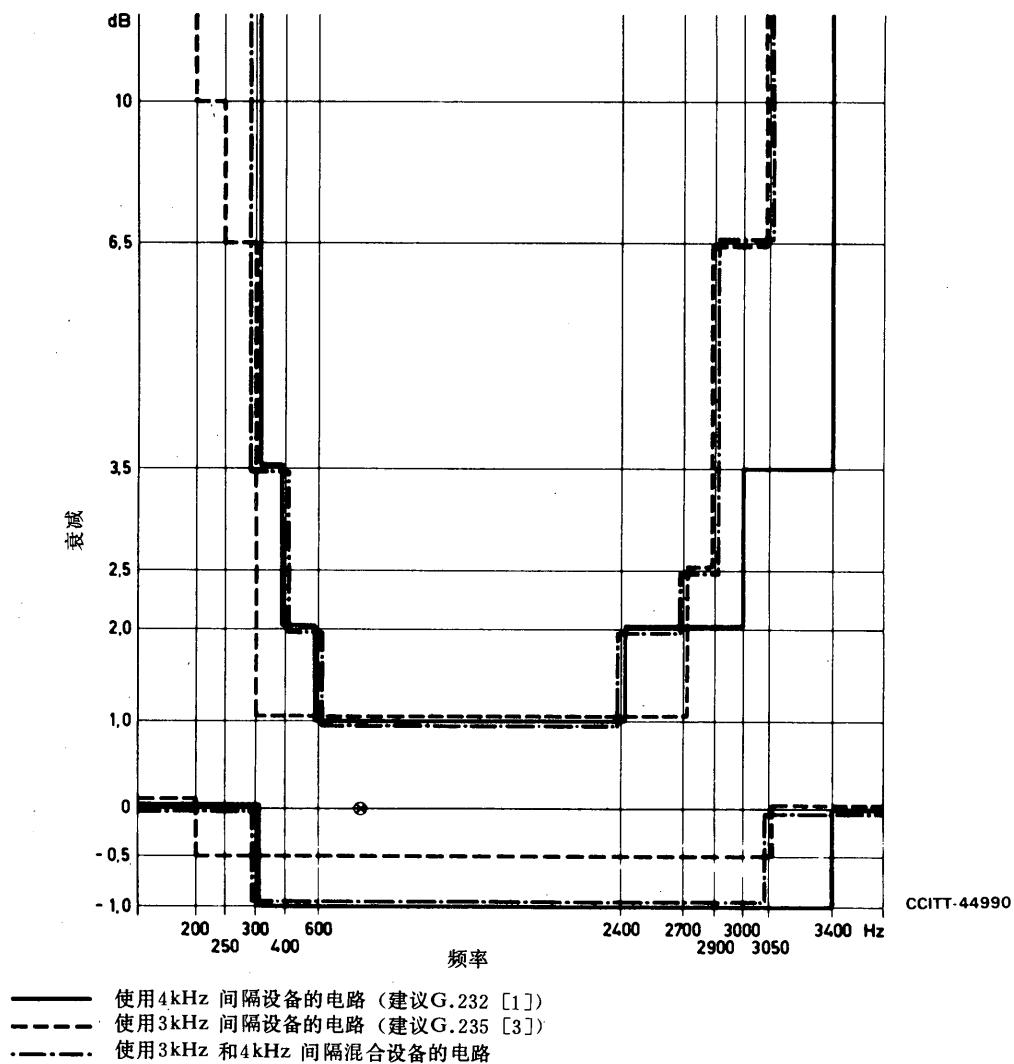


图 1/G. 151
3kHz 和 4kHz 通路设备的电路调整限值

注 1 — CCITT 审查了建议采用 300Hz 以下的某一特殊频率作为有效传输频带下限的可能性，考虑到下述各点：

- 1) 某些主管部门进行的主观测试结果表明，如果传输频带的下限从 300Hz 降到 200Hz 时，有可能改善传输质量。这些测试还表明，接收话音的响度有了明显的提高，而且根据评定测试结果判断，传输质量也有明显提高。但是，另一方面，清晰度的改善甚微。

2) 然而, 这样一种展宽可能会有下列缺点:

- a) 略微增加了设备的成本;
- b) 如果期望采用 4 线电路, 且不超过新的传输规划建议的标称传输损耗值, 则给 4 线链路两端的终端设备的平衡带来一些困难;
- c) 可能增加对干扰的灵敏度, 不论是主观噪声, 还是载波设备带来的干扰(见 [5] 中引用的建议), 或是影响压扩器增益的干扰;
- d) 由于频带扩展产生的附加能量, 可能增加载波系统的负荷;
- e) 不能采用 CCITT 认可的带外信令系统。

根据上述考虑, CCITT 已经提出上述的在 300Hz 和 3400Hz 频率之间传送信号的建议。

注 2 — 应用这些建议时, 各主管部门可通过互相协商在国际电路中传送频率低于 300Hz 的信号。当然, 每个主管部门可以决定在其国内延伸电路上传送频率低于 300Hz 的信号, 只要它仍能应用 CCITT 对国际通信的传输规划。

2 群时延

国际电路和国内延伸电路的群时延性能指标, 应满足建议 G. 114 和 G. 133 关于网络性能指标的要求。

3 传输损耗随时间的变化

CCITT 建议下列电路性能指标 [指标 a) 已用于评价国际连接的稳定性—见建议 G. 131, § 1]:

- a) 一条电路传输损耗变化的标准偏差不应超过 1dB。对于装有自动调节的单个基群键的电路, 已经能够达到这项指标。对于每条国内电路, 无论有无调节, 都应达到这项指标。对于其他国际电路, 标准偏差不应超过 1.5dB。
- b) 每条电路传输损耗的标称值和平均值之差, 不应超过 0.5dB。

4 线性串话^①

4.1 电路之间

在处于终端业务状态下的两个完整电路之间, 在长途交换局用音频测量的近端或远端串话比(仅是可懂串话)的电路性能指标, 不应小于 65dB。

注 1 — 当系统中经常存在至少 4000pW0p 的最小噪声电平时(例如, 在 II 星系统中就可能有这种情况), 电路之间的串话比减少到 58dB 是可以接受的。

注 2 — 符合建议 G. 622 [6] 和 G. 623 [7] 的同轴电缆, 假定由电缆引起的串话和由设备引起的串话其频段不同, 则已经满足这个条件。另一方面, 对称电缆的 FDM 系统, 不是始终都满足比 58dB 更严格的限值。

注 3 — 在一个实际传输系统的均匀段的长度大大超过 HRC 均匀段的长度的情况下, 则系统中的所有通路不可能在各种情况下都满足 65dB 的限值。

① 为测量串话所推荐的方法, 在建议 G. 134 的附件 A 中描述。

4.2 4 线电路去回通路之间

4.2.1 普通电话电路（见下面注 1）

由于所有普通电话电路亦可用于 VF 电报的传输，所以两个传输方向间近端串话比的电路性能指标至少应为 43dB。

4.2.2 装有语音集中器的电路

对于用于互连终端语音集中器设备的电路和电路段，任何两通路间的近端串话，都将以电路间的串话形式出现，因而语音集中器之间引起的总的近端串话比电路性能指标不应小于 58dB（见下面注 2、注 3 和注 4）。

4.2.3 装有现代回声抑制器的电路，如高轨卫星电路

装有在远端终端工作的具有现代设计的半回声抑制器的任何电路，其近端串话比的电路性能指标不应小于 55dB。这是为了避免抵消现代回声抑制器所引入的抑制损耗的效果。（见下面注 2、3、4）

注 1 — 没有装备（或在连接中使用）接较长传播时间设计的现代回声抑制器的电话电路，应参照上面 § 4.2.1 所述。可以作为具有较长传播时间的交换连接的组成部分，并位于采用现代设计的终端半回声抑制器之间的那些电路，在任何可能的情况下都应遵守 § 4.2.3 中规定的较高标准。

注 2 — 在采用有现代变频设备和线路传输设备的载波系统的电路或电路段上，去回串话的主要途径是由通路变频设备提供的（见下面注 4）。应该注意的是，通路变频设备的高频输入与高频输出之间，以及音频输入与音频输出之间的串话途径，都影响电路及电路段的去回串话比。当所考虑的电路或电路段在终端语音集中器设备或现代回声抑制器之间使用时，这些途径都须予以考虑，可出现如下情况：

语音集中器

高频途径和音频途径都影响串话比。

回声抑制器

- 1) 由远端工作的半回声抑制器之间的一个电路段组成的电路：高频途径起决定作用。
- 2) 抑制器间由若干条电路段所组成的电路：在通路变频设备用音频连接的各点上，一个设备的音频串话途径实际上和另一个变频设备和高频串话途径并联，所以都必须予以考虑。
- 3) 抑制器间的若干条电路：在中间的相邻半回声抑制器被断开（或阻塞）后，出现这种情况。去回串话以类似于上述 2) 中所述的形式发生（用电路代替电路段）。

注 3 — 如果把完全符合 [8] 中引用建议要求的通路设备用于由三个电路段组成的电路，而且假定串话途径按均方根值迭加，则串话比约为 60dB。

注 4 — 如果把完全符合 [9] 中引用建议要求的通路设备用于由三个电路段组成的电路，而且假定各种途径按均方根值迭加，则最小的去回串话比约为 56dB，该值比上面 § 4.2.2 中对话音集中器电路的要求小 2dB。但是，这些假定都是最悲观的情况，实际上达到上述要求几乎不存在任何困难。§ 4.2.3 中对回声抑制器规定的限值是可以满足的。

注 5 — 有些类型的对称电缆线路传输系统，在其电路上引起相当低的去回串话比。在任何可能的情况下都不应以这样的系统来提供使用语音集中器或现代回声抑制器的电路或电路段。

注 6 — 若 65dB 的串话值没有由于电缆终端设备不平衡引起的站内布线串话而降低，则 FDM 通路设备的音频部分的不平衡必须予以注意。

5 非线性失真

经验表明，根据 CCITT 建议的各种系统所建立的电话电路（系统的各组成部分分别满足相关的非线性要求），就非线性而言，同样适合于电话和音频电报传输。

注 — 在载波电话电路中，除通路变频设备之外，由线路放大器和各调制级所产生的非线性失真可以忽略不计。因此，上面的注释适用于各种长度的电路。

6 重建频率误差

见建议 G. 135。

7 来自电源和其他低频的谐波干扰

传输系统所传送的信号，有时要受到来自电源频率、铁路牵引电流所产生的感应电压以及其他来源的干扰信号的调制。这类无用调制可能是幅度调制或相位调制，或两者结合的调制。这种干扰可用功率为 1mW 的正弦波信号加在电话电路的零相对电平点 (0dBm0) 所产生的最大无用边分量电平来表征。在一个完整的电话电路上，对于无用边分量最大容许电平的电路性能指标不应超过 -45dBm0 (即边分量的最小衰减应为 45dB)。这一电路性能指标适用于大约 400Hz 以下的所有低频干扰信号。

注 1 — 对于 FM 和 AM 的 VF 电报、传真传输、语音、电话信令和数据传输的电路来说，这一规定电平被认为是可以接受的。

注 2 — 声音节目电路所应用的限值，见 [10] 中引用的建议。

注 3 — 由于电源引起干扰的主要原因是：

- a) 直流电源经馈电电路直接传送到设备的直流电源终端处的剩余波动；
- b) 加到某些系统中的附属馈电站的交流电，通过电源分割滤波器或通过同轴对的钢带而产生干扰；
- c) 某些系统中，附属馈电站的直流电源线上的感应电压；
- d) 由于上述 a) 项原因而产生的各种载波的无用幅度调制和相位调制，在频率复用设备中有所增加。

注 4 — 调制过程的结果是一个频率为 f Hz 的输入信号将会产生诸如频率为 f 、 $f \pm 50$ 、 $f \pm 100$ 、 $f \pm 150$ Hz 等等相应的输出信号。

8 电话电路中的单音干扰

电话电路中的单音干扰电平应不高于 -73dBm0p (第 XII 研究组未作出研究结论期间的暂定值)。当干扰频率已完全确定时，只计算噪声计加权值。

参 考 文 献

- [1] CCITT Recommendation *12-channel terminal equipments*, Vol. III, Rec. G.232.
- [2] *Ibid.*, Figure 1/G.232, Graphs A and B.
- [3] CCITT Recommendation *16-channel terminal equipments*, Vol. III, Rec. G.235.
- [4] CCITT Recommendation *Setting-up and lining-up an international circuit for public telephony*, Vol. IV; Rec. M.580.
- [5] CCITT Recommendation *12-channel terminal equipments*, Vol. III, Rec. G.232, § 6.
- [6] CCITT Recommendation *Characteristics of 1.2/4.4-mm coaxial cable pairs*, Vol. III, Rec. G.622.
- [7] CCITT Recommendation *Characteristics of 2.6/9.5-mm coaxial cable pairs*, Vol. III, Rec. G.623.
- [8] CCITT Recommendation *12-channel terminal equipments*, Vol. III, Rec. G.232, § 9.1.
- [9] *Ibid.*, § 9.3.
- [10] CCITT Recommendation *Performance characteristics of 15-kHz type sound-programme circuits*, Vol. III, Rec. J.21, § 3.1.7.

建 议 G. 152

适用于不超过 2500km 的长途电路的特性

(1964 年订于日内瓦；1968 年于马德普拉塔，
1972、1980 年于日内瓦修订)

本建议适用于所有长度不超过 2500km 的现代国际电路。本建议亦适用于中等大小国家的国内长途电路，而且可以用于国际连接的 4 线链路。

很显然，如果在大的国家内采用长于 2500km 的延伸电路，则该延伸电路必须满足同样长度的国际电路所采用的所有建议。

1 陆地电缆或海底电缆系统的电路或视距无线中继系统的电路

所考虑的电路多半是用电缆或无线中继链路载波系统建立的。因此，与 2500km 长的假设参考电路结构一样的电路可应用建议 G. 222 [1] 的噪声指标。

建议 G. 222 [1] 的结论是：对于 $L\text{km}$ 长的电路 ($L \leq 2500\text{km}$)，在任一小时内的平均噪声计噪声功率的电路性能指标约为 $4L\text{pW}$ ，但特短的电路和那些具有非常复杂结构的电路除外，后一情况在建议 G. 226 [2] 中详述。

2 对流层散射无线中继系统的电路

CCIR 分别在其建议 396 [3] 和 397 [4] 中规定了假设参考电路和固定电路的性能指标。

3 明线载波系统的电路

[5] 中引用的建议包含有相关的噪声指标。

注 — 建议 M. 580 [6] 讨论了维护用的噪声指标。见建议 G. 143, § 1.1 的注 1。

参 考 文 献

- [1] CCITT Recommendation *Noise objectives for design of carrier-transmission systems of 2500 km*, Vol. III, Rec. G.222.
- [2] CCITT Recommendation *Noise on a real link*, Vol. III, Rec. G.226.
- [3] CCIR Recommendation *Hypothetical reference circuit for trans-horizon radio-relay systems for telephony using frequency-division multiplex*, Vol. IX, Rec. 396, ITU, Geneva, 1986.
- [4] CCIR Recommendation *Allowable noise power in the hypothetical reference circuit of trans-horizon radio-relay systems for telephony using frequency-division multiplex*, Vol. IX, Rec. 397, ITU, Geneva, 1986.
- [5] CCITT Recommendation *General characteristics of systems providing 12 carrier telephone circuits on an open-wire pair*, Vol. III, Rec. G.311, § 8.
- [6] CCITT Recommendation *Setting-up and lining-up an international circuit for public telephony*, Vol. IV, Rec. M.580.

建 议 G. 153

适用于长度大于 2500km 的国际电路的特性

(1964 年订于日内瓦；1968 年于马德普拉塔，
1972、1980 年于日内瓦修订)

这些电路应满足建议 G. 151 规定的一般要求，此外，还应根据建立电路的系统种类，满足以下 § 1、2、3 和 4 的特别规定。

注 1 — 有些电路并不满足现有建议所规定的噪声指标，但仍然可用于电话（如果电路装有压扩器）、电报或数据传输（建议 G. 143 的 § 2、3、4；表 1/G. 153 归纳了这些建议的规定）。

注 2 — 建议 M. 580 [1] 讨论了维护用噪声指标。见建议 G. 143，§ 1.1 的注 1。

1 具有不太长海底电缆段的长于 2500km 的电缆或无线中继系统的电路

在很多情况下，2500km 至约 25000km 长的这类电路，在其绝大部分长度上将使用早已用于给定国际电路不长于 2500km 的陆地电缆系统或无线中继系统进行传输，并且根据建议 G. 222 [3] 中已为这些系统建议的指标来进行设计。

此外，通路解调数几乎不可能超过建议 G. 103 中考虑的最长国际连接相应部分的通路解调数。还有这种情况，即这种电路建立在 [4] 引用的建议中考虑的以国内假设参考电路为基础设计的系统上是可能的。事实正是如此，因而 CCITT 公布了如下建议：

1.1 传输损耗随时间的变化

在电路路径的每个基群链上应使用自动电平调节。此外，应该采取各种可能的措施来减小传输损耗随时间的变化。

1.2 电路噪声的性能指标

暂时建议，提供这种不长于 25000km 国际电路的系统，应在现有为 2500km 假设参考电路建议的噪声指标基础上进行设计。

表 1/G.153
开放各种业务^{b)}的甚长电路噪声指标或限值^{a)}

噪声计功率		指标类型或限值	
pW _{0p}	dBm _{0p}	用于连接、电路链或粗用电路	用于构成交换连接部分的电路部分
40 000	-44		用于无压扩器的电话电路限值 (建议 G.143, § 2)
50 000	-43	由 6 条国际电路 (实际上由具有 1、2 或 4 pW/km 电路性能指标的电路组合而成) 组成的链路指标 (建议 G.143, § 1)	
80 000	-41	根据 CCITT 标准 (建议 H.22 [2]), 用于 FMVF 电报的限值	
100 000	-40	粗用电路数据传输的限值 (建议 G.143, § 4.1)	
250 000	-36		在交换网上, 对数据传输的容许值 (建议 G.143, § 4.2)。无压扩器时超过这一限值的电路不能用 在由 6 条电话电路组成的链路中, 即使电路装 备了压扩器也不能用 (建议 G.143, § 2)
10^6	-30	某种同步电报系统的容限值 (建议 H.22 [2])	

a) 仅表示一小时的平均噪声计功率, 相对国际电路或电路链的第一条电路零相对电平点而言。

b) 根据每种业务性能要求的最小值来确定噪声限值。这些噪声指标为各种传输系统的交付指标。

只要有可能, 就应尽可能寻求低噪声指标。并且已知在某些大国, 构成明显长于 2500km (例如 5000km) 电路一部分的系统, 是按照 [4] 中引用的建议的原则建成的。此外, 可通过适当选择组成这种电路的电话通路得到较低的噪声值。长度达 7500km 的这类电路的短期噪声性能指标暂定如下:

任何一个月不能有多于 0.3% 的时间, 1 分钟平均噪声功率超过 50000pW (-43dBm_{0p}) ; 任何一个月不能有多于 0.03% 的时间, 测量的或用积分时间 5ms 计算的未加权噪声功率超过 10^6 pW (-30dBm₀)。必须理解, 这些指标是由 2500km 长的电路指标按比例推导的 (建议 G.222 [3])。对于 2500km 至 7500km 的电路长度应使用相应的成比例的中间值。

CCITT 尚不能为超过 7500km 长的上述类型电路建议短期噪声性能指标。

2 具有长海底电缆段的长于 2500km 的电路

2.1 衰减失真

由于经济方面的原因，按照建议 G. 235 [5] 这种类型的电路可由载波间隔为 3kHz 的终端设备组成。

如果终端设备使用的载波间隔为 4kHz，那么它至少应符合建议 G. 232 [6] 的要求。某些国家对在洲际工作的永久电路使用改进型的终端设备。

2.2 由海底电缆段产生的电路噪声性能指标

2.2.1 不采用压扩器

不采用压扩器且对电话、音频电报和数据传输均不加限制的极长海底电缆系统，其每小时平均噪声电路性能指标在最坏的通路上应不超过 $3\text{pW}/\text{km}$ 。延伸到用于最长电路的所有通路的每个传输方向上平均噪声功率的电路性能指标应不超过 $1\text{pW}/\text{km}$ 。

注 — 然而，期望在带有话音集中器系统^① 的一个基群里的电路，应全部具有几乎相同的噪声电平。

2.2.2 采用压扩器

目前，CCITT 并不建议研究依靠系统地使用压扩器使其噪声指标大大不同于上面 § 2.2.1 的要求的系统。

2.3 由其他段产生的电路噪声性能指标

其他电路段应遵守本建议 § 1 给出的建议要求。

3 通信卫星系统的电路

CCIR 和 CCITT 正在研究可能进入世界网的通信卫星系统的电路范围。使用这种电路的若干限制在建议 Q. 13 [7] 中作个概要介绍。

就电路噪声而言，CCIR 已经制定了建议，并且规定了假设参考电路 (CCIR 建议 352 [8]) 和这个参考电路允许的噪声功率 (CCIR 建议 353 [9])。

4 建立在明线线路上长于 2500km 的电路

本分册的第四段还没出版，但可见 ITU 1977 年于日内瓦出版的桔皮书建议 G. 153，D 部分。

参 考 文 献

- [1] CCITT Recommendation *Setting-up and lining-up an international circuit for public telephony*, Vol. IV, Rec. M.580.
- [2] CCITT Recommendation *Transmission requirements of international voice-frequency telegraph links (at 50, 100 and 200 bauds)*, Vol. III, Rec. H.22.
- [3] CCITT Recommendation *Noise objectives for design of carrier-transmission systems of 2500 km*, Vol. III, Rec. G.222.

① 见建议 G. 143，§ 2 的脚注②。

- [4] *Ibid.*, § 3.
- [5] CCITT Recommendation *16-channel terminal equipments*, Vol. III, Rec. G.235.
- [6] CCITT Recommendation *12-channel terminal equipments*, Vol. III, Rec. G.232.
- [7] CCITT Recommendation *The international routing plan*, Vol. VI, Rec. Q.13.
- [8] CCIR Recommendation *Hypothetical reference circuits for telephony and television in the fixed satellite service*, Vol. IV, Rec. 352, ITU, Geneva, 1986.
- [9] CCIR Recommendation *Allowable noise power in the hypothetical reference circuit for frequency-division multiplex telephony in the fixed satellite service*, Vol. IV, Rec. 353, ITU, Geneva, 1986.

1. 6 与长途电话电路有关的设备

建 议 G. 161

适用于具有短或长传播时间电路的回声抑制器

(见 ITU 桔皮书第Ⅲ卷, 1977 年订于日内瓦)

建 议 G. 162

用于电话的压扩器特性

(1964 年订于日内瓦, 1968 年于马德普拉塔修订)

这些特性适用于在很长的国际电路或中等长度的国内和国际电路上使用的现代设计的压扩器。

下述若干条款规定了 4 线电路同一传输方向上一个压缩器和一个扩张器的共同特性。假如压缩器和扩张器的设计相类似, 那么用这种方法规定的特性可以较容易地实现; 在某些情况下, 需要相关主管部门之间紧密配合。

还应说明的是, 迄今生产用于中等长度电路的设备完全可以满足那些电路的要求, 但并不完全满足本建议的这些条款。

1 不受影响电平的定义和数值

不受影响电平, 是压缩器和扩张器之间线路上一个 800Hz 信号在零相对电平点的绝对电平。无论电路是否采用压扩器, 该电平保持不变。用这种方法定义不受影响电平, 是为了不在压缩器的输入端或扩张器的输出端规定任何特定的相对电平值。

原则上, 不受影响电平应等于 0dBm0。然而, 为了给压缩器引入的平均功率增加留有余量, 避免增加交调噪声以及可能引起过负荷的危险, 在某些情况下, 不受影响电平多半会降低 5dB。但是, 不受影响电平

的降低导致了压扩器提供的信噪比改善值的降低。这种可能的降低应该由各有关主管部门之间直接协商来实现。通常，小于 60 路的系统，不必降低该电平。

注一 电话通路中，由压缩器决定的传送频带中平均功率的增加取决于不受影响电平值、启动和复原时间、话音音量的分布以及发送话音的平均功率电平。如果不受影响电平采用 0dBm0 值，则平均功率电平有效值提高大约 2—3dB。

2 压缩和扩张比

2.1 压缩比的定义和最佳值

压缩器的压缩比用下式定义：

$$\alpha = \frac{n_e - n_{e0}}{n_s - n_{s0}}$$

式中：

n_e : 输入电平；

n_{e0} : 相应于 0dBm0 的输入电平；

n_s : 输出电平；

n_{s0} : 相应于输入电平 n_{e0} 时的输出电平。

α 的最佳值为 2，如果噪声得到足够改善，选较低的值也是允许的。对任意输入信号电平，在 +10°C 至 +40°C 的任何温度下， α 值应不超过 2.5。

2.2 扩张比的定义和最佳值

扩张器的扩张比用下式定义：

$$\beta = \frac{n'_{s0} - n'_{s0}}{n'_{e0} - n'_{e0}}$$

式中：

n'_{e0} : 输入电平；

n'_{e0} : 相应于 0dBm0 时的输入电平；

n'_{s0} : 输出电平；

n'_{s0} : 相应于输入电平 n'_{e0} 时的输出电平。

β 的最佳值为 2，如果噪声得到足够改善，选较低的值也是允许的。对任意输入信号电平，在 +10°C 至 +40°C 间的任何温度下， β 值应不超过 2.5。

2.3 电平范围

α 和 β 的建议值应适用的电平范围至少应达到：

在压缩器的输入端：从 +5 到 -45dBm0。

在扩张器的标称输出端：从 +5 到 -50dBm0。

2.4 压缩器增益的变化

对 0dBm0 输入电平而言，在 +10°C — +40°C 的温度范围内，电源电压对其标称值的偏差为 ±5% 时，以 800Hz 测量的压缩器输出端的电平对其标称值的变化不应超出 ±0.5dB。

2.5 扩张器增益的变化

对 0dBm0 输入电平而言，在 +10°C — +40°C 的温度范围内，电源电压对其标称值的偏差为 ±5% 时，以

800Hz 测量的扩张器输出端电平对其标称值的变化不应超出土1dB。

注 — 特别是对用于甚长电路上的压扩器，希望制定比上面 § 2.4 和 § 2.5 给出的±0.5dB 和±1dB 更严格的限值；最好分别选取±0.25dB 和±0.5dB。

2.6 稳定度条件

压扩器的介入不应明显地降低稳定边际。为保证这一点，在给定站对于同一4线电路中一个扩张器和压缩器的组合，压缩器输出电平的误差相对于扩张器输入电平的任何值不应超过+0.5dB。该误差是相对于输入电平等于0dBm0时，压缩器输出端获得的电平而言的。在+10°C至+40°C的温度范围内，200至4000Hz之间所有的频率均应遵守该限值。规定误差没有负的限值。在这项测试中，扩张器和压缩器之间将插入衰减器，衰减器数值根据下面注释1调整。

注1—本注释涉及到压扩器对4线电路环路增益和稳定边际的影响。

研究这个问题时，考虑一个由三段4线电路AB、BC和CD组成的连接，它通过中间站B和C链接两个终端站A和D（装终端设备）。假定电路BC是装有压扩器的。期望确定C处压缩器和扩张器的合成增益容限，以便限制由于它们的介入所引起的稳定边际的降低。为简化这个课题的研究，假定在正常使用时，扩张器输出和压缩器输入是同样相对电平点。

下面的表达式给出了C处扩张器输出和C处压缩器输入之间的损耗：

$$a_s = a_0 + a_r + a_z + a_y$$

式中：

a_0 =A和D2线终端之间电路链的标称传输损耗；

a_r =D处终端设备的平衡回输损耗；

a_z =通路CD的传输损耗与其标称值的偏差；

a_y =通路DC的传输损耗与其标称值的偏差。

a_z 、 a_y 值可以是正值，也可以是负值。

因此，可以得出结论，为了使测量同一个站的扩张器和压缩器的合成增益，可以令人满意地确定对稳定边际的总影响，必须遵守下述条件：扩张器必须经一衰减器连到压缩器，衰减器的损耗应包括在有不稳定危险时实际产生的 a_s 值的整个范围。注意到各种实际状态，或许必须考虑一个很宽的范围。

但是，只考虑一个重要实例，即终端压扩器和零平衡回输损耗的情况，则 $a_s=a_0$ 。该值是这项测试中通常建议的压缩器和扩张器之间衰耗器的损耗。

然而，如果可以确定相应于最不稳定状态下 a_r 、 a_z 和 a_y 的精确值，就可以确定 a_s 的精确值。

已经假定扩张器输出和压缩器输入通常是相同相对电平点。如果不是这种情况，假如扩张器输出相对电平比压缩器输入的相对电平高 α .dB，则衰减器的损耗就应增加 α .dB（可以是正值或负值）。

注2—从电路回声的观点分析，压缩器和扩张器控制电路之间的交叉连接可能具有优点；因而，交叉连接的使用应是容许的。另一方面，从信号一话音插入的观点看，它的使用又有某些缺点，无疑只限于在一些例外情况下使用。所以，对这个课题，看来不需要有任何专门建议说明。

2.7 4线电路同一传输方向上的压缩器和扩张器组合的输出电平容限值

压缩器和扩张器是串连连接的。压缩器输出和扩张器输入之间插入的损耗（或增益），等于使用它们的实际电路在这两点之间的标称损耗（或增益）。作为压缩器800Hz输入信号电平的函数，图1/G.162给出了扩张器输出电平和压缩器输入电平间的电平差容限值。（正值表明扩张器输出电平超过压缩器输入电平。）

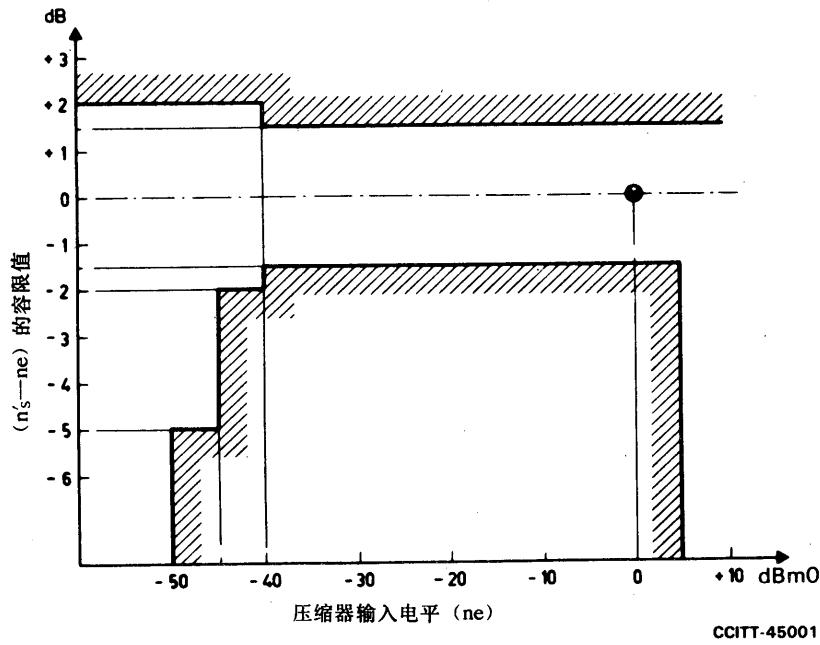


图 1/G. 162

在 $+10^{\circ}\text{C}$ 至 $+40^{\circ}\text{C}$ 的温度范围内压缩器和扩张器的各种温度组合情况下，均遵守该限值。如果把压缩器和扩张器间的损耗（或增益）提高或降低 2dB 重复进行测试，亦应遵守该限值。

注 — 上面 § 2.7 中谈到 2dB 增益（或损耗）的变化，等于建议 G. 151，§ 3 中建议作为单个群链路上国际电路指标的传输损耗标准偏差的两倍。

3 阻抗和回波损耗

压缩器和扩张器的输入和输出阻抗标称值均应为 600Ω （非电抗）。

相对于压缩器和扩张器输入和输出阻抗标称值的回波损耗，在 300 — 3400Hz 的频率范围内，当压缩器输入或扩张器输出测试电平为 $+5$ — -45dBm0 的任意值时，应不劣于 14dB 。

4 不同频率下的工作特性

4.1 控制电路钳位时的频率特性

如果由信号整流引出来的控制电流（或电压）被外电源供给的恒定直流电流（或电压）所代替，则认为控制电路是被钳位的。该电流（或电压）值应等于输入信号在 800Hz 为 0dBm0 时获得的控制电流（或电压）值。

当压缩器和扩张器分别考虑时，损耗或增益随频率的变化应处于图 1/G. 132 曲线所示的容限除以 8 后的限值以内，测量时用相当于 0dBm0 电平的恒定输入电平。

在 $+10^{\circ}\text{C}$ 至 $+40^{\circ}\text{C}$ 的温度范围内均应遵守这些限值。

4.2 控制电路在正常工作时的频率特性

当控制电路正常工作时，用相当于 $0\text{dBm}0$ 电平的恒定输入电平进行测量，应当遵守 § 4.1 中给出用于压缩器的限值。

在同样的测量条件下，用于扩张器的限值可用图 1/G. 132 所示容限除以 4 后求出。

在 $+10^\circ\text{C}$ 至 $+40^\circ\text{C}$ 的温度范围均应遵守这些限值。

5 非线性失真

5.1 谐波失真

当压缩器和扩张器分别考虑时，用 800Hz 正弦波 $0\text{dBm}0$ 电平测量的谐波失真应不超过 4%。

注 — 即使是在理想压缩器中，当信号电平突然提高时，也会出现高的输出峰值。尽管在讲话期间这种影响也会出现，最严重的情况恐怕还是音频信令的情况。在例外的情况下，期望压缩器装上限幅器，以避免音频信令期间，由瞬态过程引起的干扰。

5.2 交调测试

凡是在打算使用压扩器的国际电路（与所采用的信令系统无关），以及在提供压扩器的国内电路上进行多频信令传输，或采用类似类型信号的数据传输的各种情况下，谐波失真的测量加上交调测量是必要的。

与电话多频信令接收器的工作有关的交调产物是属于 $(2f_1 - f_2)$ 和 $(2f_2 - f_1)$ 型的三次交调产物，式中 f_1 和 f_2 是两个信令频率。

建议频率为 900Hz 和 1020Hz 的两个信号用于这项测试。

必须考虑两种测试状态：第一种， f_1 和 f_2 的每个信号的电平均是 $-5\text{dBm}0$ ；第二种，这些信号的每个电平均为 $-15\text{dBm}0$ 。这些电平应理解为是在压缩器的输入端或扩张器的输出端的电平（未经压缩的电平）。

交调产物的限值定义为频率 f_1 或 f_2 中的任一信号电平与频率 $(2f_1 - f_2)$ 或 $(2f_2 - f_1)$ 中的任一交调产物的电平之差。

分别对于压缩器和扩张器，该差值为 26dB 。这一数值对于电话多频信令（包括 3 段串连电路上的端到端信号，每条电路装有一个压扩器）的要求来说是足够的。

注 1 — 这些数值适用于 5 号信令系统，该系统将用于某些长距离国际电路。

注 2 — 压缩器加上扩张器串连起来进行测量是不合适的，因为压缩器和扩张器单独的交调电平可能都相当高，而因为压缩器和扩张器的特性可以互补，串连测量给出的交调测量结果要低得多。压缩器和扩张器串连在一起测量并发生互相补偿的情况，在实际中是不可能遇到的，这不是因为线路可能有相位失真，就是因为在线路两端的压缩器和扩张器的相互补偿要比串接测量的压缩器和扩张器少。

因此，压缩器和扩张器的测试要分别进行。频率 f_1 和 f_2 的两个信号必须同时加上，并且压缩器和扩张器的输出端电平要选频测量。

6 噪声电压

输入和输出以 600Ω 电阻终端，参考零相对电平点的所有噪声电压总和的有效值应低于或等于下述值：

在压缩器输出端： (未加权 10mV — $-38\text{dBm}0$)

(加权 7mV — $-41\text{dBm}0\text{p}$)

在扩张器输出端： (加权 0.5mV — $-84\text{dBm}0\text{p}$)

对扩张器规定一个未经加权的噪声电压值认为是无用的。

7 瞬态响应

用于配备压扩器的 4 线电路同一传输方向上的压缩器和扩张器，其合成的总瞬态响应应按如下方法检查：

压缩器和扩张器串连在一起，并在它们之间按 § 2.7 的要求插入适当的损耗（或增益）。

一个频率 2000Hz 的 12dB 的阶跃信号加于压缩器的输入端，启动的实际值是 $-16\sim-4\text{dBm}0$ 变化，复原值在 $-4\sim-16\text{dBm}0$ 间变化。观测扩张器输出的包络。出现向上 12dB 的阶跃以后，用最终稳态电压的百分比表示的过冲量（正或负），就是压缩-扩张器组合的启动总瞬态失真的量度。而出现向下 12dB 的阶跃以后，用最终稳态电压的百分比表示的过冲量（正或负），是压缩-扩张器组合复原总瞬态失真的量度。对于这两个数值，其允许的限值应为 $\pm 20\%$ 。在和 § 2.7 测试同样的温度条件与同样的压缩器和扩张器之间损耗（或增益）变化的条件下，应遵守这些限值。

此外，仅压缩器本身的启动和复原时间应按如下方式测量：

如上所述，启动和复原分别采用同样的 12dB 阶梯，启动时间定义为突变加上的瞬时到输出电压包络达到其稳态值 1.5 倍的瞬时之间的时间。复原时间定义为突变加上的瞬时至输出电压包络达到其稳态值 75% 的瞬时之间的时间。

容许的限值应不大于：

- 启动时间 5ms ，
- 复原时间 22.5ms 。

应当采用下述的附加测试以检查压扩器对某些信令系统的影响，这些系统对突然加上正弦信号以后的包络失真很敏感。

在 4 线电路同一传输方向使用的压缩器和扩张器组合的总瞬态响应，用一个“无穷大”向上输入阶跃，也就是在没有输入的一段时间以后加上信号来测量。

施加的信号电平为 $-5\text{dBm}0$ 。

如果用间隔至少为 50ms 的脉冲进行测量是有效的话，最终电压 V_1 的过冲量应遵守图 2/G. 162 中实线表示的限值。多数情况下，如果可能，应尽量遵守该图中虚线表示的比较窄的限值。

和用 12dB 阶跃信号测试一样，在压缩器和扩张器之间同样的温度损耗（或增益）条件下应该遵守这些限值。

注 1 — 上述瞬态失真的测试包括所加正弦信号包络的过冲或负冲的测量。由于可变衰减器的微小不平衡，在输出端可能碰巧出现控制电流的甚低频分量。这些分量不调制信号频率，但它们产生不对称波形，使得确定包络的过冲和负冲变得困难。尽管不希望这些低频分量大到大大增加线路设备过负荷的危险，但是它们对话音传输是不重要的，而且不影响已调准的信令接收器。然而，期望研究这些分量是否可能影响某些信令接收器的保护电路。如果有影响，可能必须规定这些分量的最大值，并在本建议中包括一个适当的测试项目。

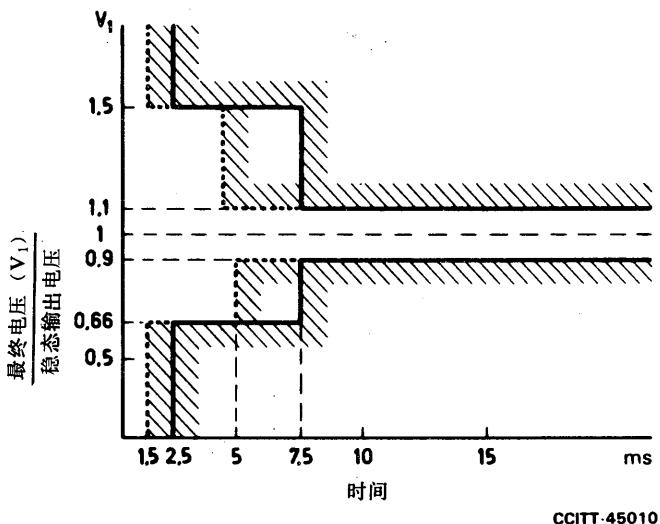


图 2/G. 162

在出现这些不平衡分量时，为了简化真正包络幅度的测量，在测量示波器输入端插入一个截止频率为 300Hz 的高通滤波器是可取而且方便的。但是有效地清除不平衡分量的滤波器本身会对信号包络引入附加的瞬态失真。为了避免出现这种困难，可以采用下述不需要滤波器的计算方法。

假定在某一瞬时，正方向的包络幅度是 $+E_1$ ，而在负方向是 $-E_2$ ，那么两包络的幅度由下式给出：

$$\frac{1}{2} [(+E_1) - (-E_2)] \equiv \frac{1}{2} [|E_1| + |E_2|]$$

而不平衡分量由

$$\frac{1}{2} [(+E_1) + (-E_2)] \equiv \frac{1}{2} [|E_1| - |E_2|]$$

给出。这种方法不仅简单和免除了由于滤波器的使用而出现的瞬态失真问题，而且还直接提供了如上面指出的可能是很重要的不平衡分量的资料。

注 2 — 扩张器控制电路的时间常数原则上应等于压缩器控制电路的时间常数，以避免瞬态响应的任何过冲（正或负）。

注 3 — 假如主管部门认为使用直接的方法测量扩张器启动和复原时间更好，则可采取下述方法：

为了定义扩张器的启动和复原时间，在测量启动时间时应在其输入端加上从 -8 至 $-2\text{dBm}0$ 的突变电平；测量复原时间时应加上从 -2 至 $-8\text{dBm}0$ 的突变电平。启动时间用突变加上去的瞬时至输出电压达到它的最终值 x 倍的瞬时之间的时间来表示。而复原时间则用突变加上去的瞬时至输出电压达到它的最终值 y 倍的瞬时之间的时间来表示。被测的时间应处在为压缩器所规定的同样的限值之间。目前使用的各种压扩器在结构上有细微的差别，故对 x 和 y 还不能给出具体的值。因此，每个主管部门必须对所采用的压扩器类型确定正确的 x 和 y 值。

对于理想的扩张器， x 和 y 分别取 0.57 和 1.51 是适用的。举例来说，意大利主管部门已经发现，某类结构的 x 值为 0.65， y 值为 1.35。

有些主管部门指出，对各种类型的扩张器规定固定 x 和 y 值，要比让各主管部门根据扩张器类型的不同，自由选择启动、复原时间的极限值好得多。建议在这种测量方法中采取的 x 和 y 值为 0.75 和 1.5。

注 4 — “无穷大”阶跃瞬态响应测量是对压缩器—扩张器的串连组合而言的。而且，若干主管部门已调查了满足图 2/G.162 给定的极限值的可能性，甚至对于把通路调制和解调设备也包括进连接的三个压扩器串连的链路作了调查。这种调制解调设备可能在扩张器输出端引起阶跃中不希望有的瞬态现象；这种现象以及与此有关的三次交调产物可能影响多频信令的工作。

建 议 G. 163

呼 叫 集 中 系 统

(1968 年订于马德普拉塔)

1 特性

目前在海底电缆系统中使用着的 TASI 系统特性，在参考文献 [1] 和 [2] 中给出。

CELTIC 系统特性在参考文献 [3] 中给出。

ATIC (取样插入式时间分配) 是一种脉冲编码传输的时间分配系统。参考文献 [4] 给出了基本功能的描述，有关其统计效率的另一篇文章刊载于参考文献 [5]。

注 — 使用这些集中系统需有各种限制；例如它们可能要求专门的信令系统，而且会增加系统负荷（见 [6] 中引用的建议）。

2 互连的可能性

当 TASI 型的呼叫集中系统串接工作时，为了保证通话质量满意，必须使每个集中器在忙时高峰期间只引入很小的话音损伤。目前使用的 TASI 集中器，忙时高峰期间平均丢失话音量的设计指标大约为 0.5%。此外，TASI 的内插处理设计使得在发出任何讲话时，话音丢失量大于平均音节长度（约 250ms）的概率很小。对单独工作的 TASI 系统进行了主观测试 [7]。通过访问用户获得的结果表明，由于对 TASI 适当地加载和维护，用户基本上觉察不出这种损伤。目前对串接的呼叫集中系统没有进行过这种测试。

由于涉及到主观因素的问题，评估由串接的呼叫集中系统产生的话音损伤，如果没有主观测试则必然是定性的。即使一个系统由三个集中器串接，每个忙时都相同时，过分截去话音的概率通过系统安排也可以达到令人满意的水平。使用每个集中器引入的损伤很小，就像现有 TASI 系统的情况一样。如果串接的集中器位于不同的时间区，或在不同的话务量高峰小时区，则较轻负荷的集中器引起的附加损伤可以忽略。

假定目前使用和今后将要使用的集中器，被设计成在高峰忙时可以满足很小的话音损伤标准，所以建议在现阶段对集中器的串接工作问题不加任何限制。此外，还建议在集中器没有实际串接工作之前，不进行串接工作的测试。到那时，测试应在工作状态下进行，以确定串接的集中器对话音的影响，以及是否需要调整同时呼叫数与通话数的比值，以保持话音截削到可以忽略的程度。

在 [8] 中可以找到在 1、2 和 3 个 TASI 串接工作时，CCITT 5 号信令系统的前向转发脉冲被截去一定时长的估计概率。

参 考 文 献

- [1] FRASER (J. M.), BULLOCK (D. B.) and LONG (N. G.): Overall characteristics of a TASI system, *Bell System Technical Journal*, Vol. XLI, No. 4, July 1962.
- [2] MIDEMA (H.) and SCHACHTMAN (M. G.): TASI quality-effect of speech detectors and interpolation, *B.S.T.J., ibid.*
- [3] DAYONNET (F. D.), JOUSSET (A.) and PROFIT (A.): Le CELTIC: Concentrateur exploitant les temps d'inactivité des circuits, *L'Onde Electrique*, Vol. XLII, No. 426, pp. 675-687, September 1962.
- [4] LYGHOUNIS (E.): Il sistema A.T.I.C., *Telecommunicazioni*, No. 26, pp. 21-29, March 1968.
- [5] BONATTI (M.) and MOTOLESE (F.): Probabilità di attività delle giunzioni di un doppio fascio telefonico, *Telecommunicazioni*, No. 23, pp. 24-28, June 1967.
- [6] CCITT Recommendation *FDM carrier systems for submarine cable*, Vol. III, Fascicle III.2, Rec. G.371, § 3.
- [7] HELDER (G. K.): Customer evaluation of telephone circuits with delay, *B.S.T.J.*, Vol. XLV, No. 7, September 1966.
- [8] *TASI characteristics affecting signalling*, Green Book, Vol. VI.4, Supplement No. 2, ITU, Geneva, 1973.

建 议 G. 164

回 声 抑 制 器

(1980 年订于日内瓦；1984 年于马拉加—托雷莫里诺斯、
1988 年于墨尔本修订)

1 概述

1.1 应用

本建议适用于设计国际电话连接中所使用的回声抑制器，其连接具有：

- 1.1.1 用户之间的平均单向传播时间允许达到建议 G. 114 中认为可以接受的最大值（回声抑制器的设计，不应对其实使用的时延提出任何下限）；
- 1.1.2 进入发送输入端 (S_{in}) 或接收输入端 (R_{in}) 的电路噪声电平不超过 $-40\text{dBm}0\mu$ 。
- 1.1.3 回声抑制器的接收输出端 (R_{out}) 和 S_{in} 端之间的往返端时延不超过 24ms（包括所有的传输和交换设备）。

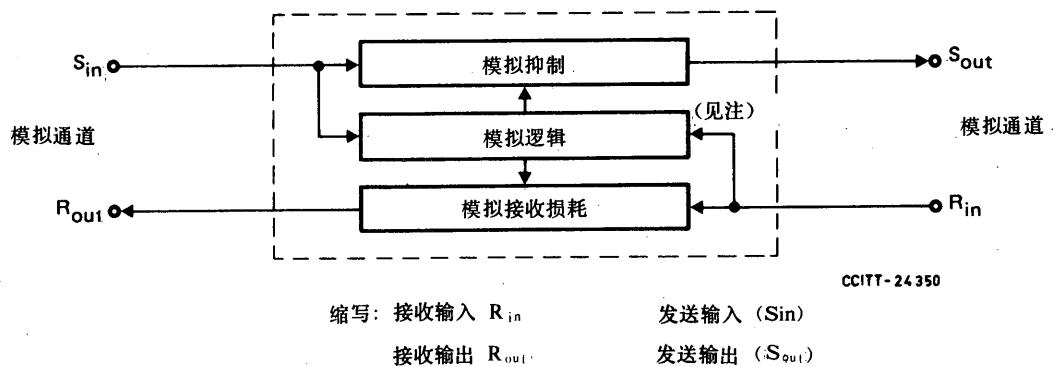
注 — 建议 G. 161 [1] 中为 25ms。在本建议中使用 2 的倍数 24ms 值，更适用于数字回声抑制器的设计。

1.1.4 用 dB 表示的回声途径损耗（见 [2] 中引用的建议），可能是这样的：回声抑制器 R_{out} 到 S_{in} 之间的最小损耗，将等于这两端的相对电平差加 6dB。

回声抑制器必须设计成能在上述所有条件下满意地工作。

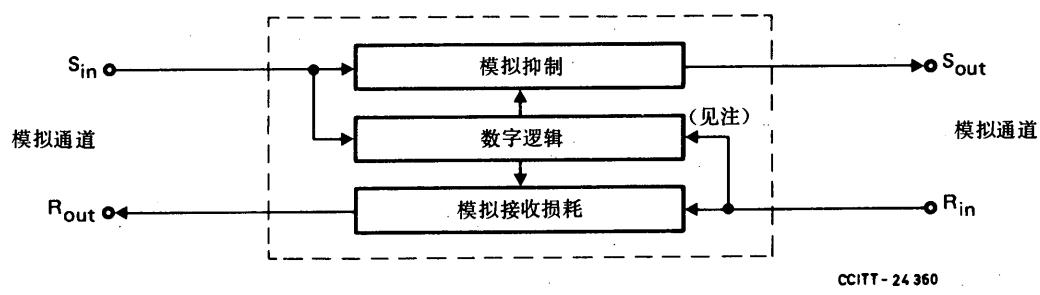
1.2 设计特点

符合本建议所给定特性的回声抑制器是终端半回声抑制器，它们具有差动启动和结合局部插入状态的插入算法。它们的特性可以用传输通道、逻辑功能以及话音信号处理（抑制和接收损耗）是采用模拟技术还是采用数字技术来进一步表示。图 1/G. 164—图 4/G. 164 示出了 A、B、C、D 四种类型的回声抑制器，这些类型的组合几乎实际中都会遇到，也是本建议特别要讨论的。本建议中的全部要求，除非另有说明，同样适用于 A、B、C、D 各类型。



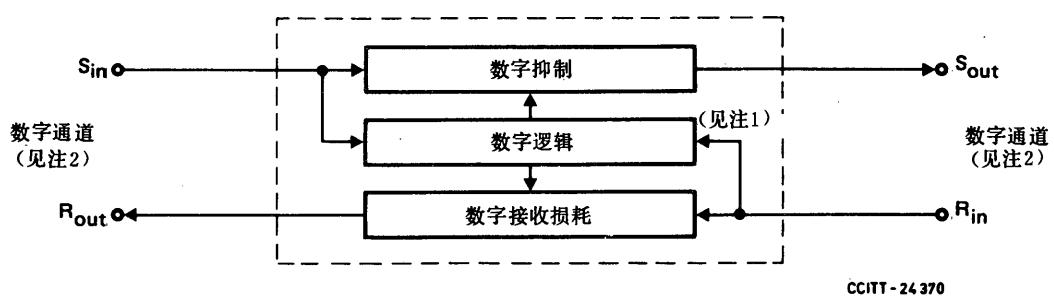
注—根据逻辑电路情况，这个输入可以接到接收损耗的任何一侧。

图 1/G. 164
A 型回声抑制器



注—根据逻辑电路情况，这个输入可以接到接收损耗的任何一侧。

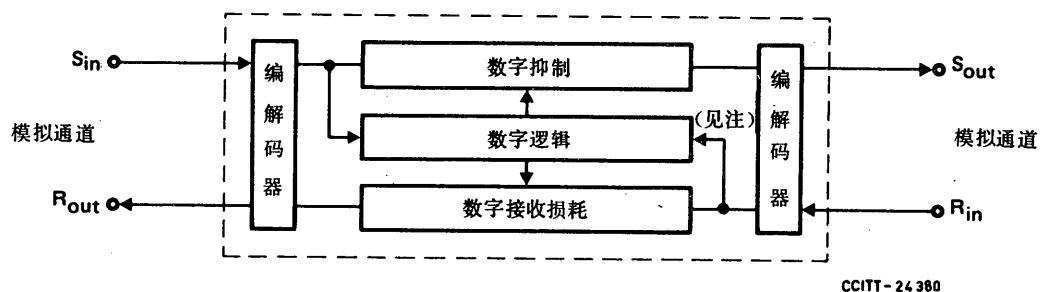
图 2/G. 164
B 型回声抑制器



注1—根据逻辑电路情况，这个输入端可以接到接收损耗的任何一侧。

注2—数字通道可以是任何数字接口，即64 kbit/s、1544或2048 kbit/s 或者任何高次群的接口。

图 3/G. 164
C 型回声抑制器



注—根据逻辑电路情况，这个输入可以接到接收损耗的任何一侧。

图 4/G. 164
D 型回声抑制器

1.3 变型

1.3.1 建议 G. 161 [1] 仍适用于设计模拟回声抑制器。模拟回声抑制器必须全面遵从建议 G. 164 的要求或者全面遵从建议 G. 161 [1] 的要求。

1.3.2 本建议适用于使用固定差动灵敏度的回声抑制器，见 § 3；以及使用自适应差动灵敏度的回声抑制器，见 § 4。

1.4 兼容性

在国际连接中使用的各种回声控制装置彼此必须具备兼容性。按照本建议设计的回声抑制器互相要兼容，同时与符合建议 G. 161 [1] 要求的回声抑制器以及按照建议 G. 165 设计的回声抵消器兼容。兼容性定义如下：

假定：

- 1) 已经设计好的一种特定类型的回声控制装置（比如说 I 型），在任何实际连接中装备一对这种装置时获得了满意的性能；同时，

2) 另外一种特定类型的回声控制装置（比如说Ⅱ型）同样也设计好了；那么，如有可能用一种类型的回声控制装置代替另一种类型的回声控制装置，而且不把该连接的性能降低到不满意的水平，则我们就说Ⅱ型与Ⅰ型是兼容的。

就此而言，兼容性并不意味着测试Ⅰ型和Ⅱ型的回声控制装置必须使用同样的测试设备或测试方法。

1.5 测试方法要求

客观测试方法对于度量回声抑制器的基本工作特性是非常重要的。在本建议§6中给出了适用的测试方法。回声抑制器必须随话音信号而正常工作。但由于很难规定话音测试信号，因此，下面的测试为典型测试，并依赖于使用方便的和可重复的正弦波信号。只有在已经表明设计可以正常地工作于讲话输入信号之后，才对回声抑制器进行这些测试。

1.6 启动/阻塞特性

每种回声抑制器都应配备有：

a) 一种利用来自长途电路的外部驱动地气（大地）提供启动或阻塞特性的设备。启动器应具有的功能是容许或阻止正常回声抑制器的工作。有些C型回声抑制器可以直接用数字信号阻塞。

某些数字数据信号可能要求C型回声抑制器在外部阻塞状态下完整地提供64kbit/s比特序列。

b) 音阻塞器。其功能是在规定的阻塞音信号通过抑制器传送时，防止产生抑制和接收损耗。音阻塞器应该阻塞规定的音信号，而不应阻塞话音（见§5）

1.7 解释性注解

1.7.1 当回声抑制器处于抑制状态时，在其返回通道中置一个大的损耗，它除了抑制回声外，当双方同时讲话时（称为“双方讲话”），还能阻止交谈中的一方讲话到达另一方。为了减少双方讲话时的这种影响（称为“削波”），回声抑制器必须能够在第二种状态下—双方同时讲话时工作。通常采用的技术是，在一方发话期间，被另一方中断时，一方必须能够“插入”或去掉抑制。

1.7.2 插入的结果就是把这个电路从允许一个方向讲话变换至允许双方向同时讲话，则这一功能的必然结果就是允许回声不被抑制地返回。为了减少插入期间返回的回声值，在接收通道要插入损耗。当然，这样就衰减了接收的话音。如果调整插入的作用把回声减到最小，“双方讲话”的一方或双方的讲话仍要被削掉到某种程度，正如控制回声抑制器从一方转换到另一方一样。因此，设计回声抑制器的基本要求有两点：

- 1) 当只有一方讲话时，要对回声提供适当的抑制；
- 2) 当双方讲话时，要提供容易的和不引人注目的插入。

第2项要求，包括两个互不相容的功能：

- a) 避免对双方讲话的话音削波；
- b) 在双方讲话期间和对方讲话之后，要消除回声。

1.7.3 常使用差动电路来检查要发生插入时的状态。通过比较发送通道的话音电平与接收通道的话音电平，来确定是发送讲话一方的回声还是另一方讲话。回声电平依靠回声通道的损耗来减少，回声的时延为回声抑制器与反射点之间传播时间的两倍（回声途径的往返时延称为“端时延”）。在设计差动电路时，必须考虑最小回声途径损耗和最大端时延。

1.7.4 具有固定差动灵敏度的回声抑制器要设计成这样,即如果发送通道的话音电平低于预期的回声电平(考虑到最小回声通道损耗),则不应去掉抑制;如果发送通道的话音电平高于预期的回声电平,则将出现插入,同时应去掉抑制。

1.7.5 具有自适应差动灵敏度的回声抑制器要设计得适应连接中的实际回声通道损耗(该损耗通常大大高于最小值,见建议 G. 122, § 2)。因此,发送通道的话音电平愈频繁地高于预期的回声电平,愈容易出现插入。自适应时间的典型值低于 1 秒,而且在双方讲话期间自适应停止或减慢。自适应功能减少了发送通道由于话音削波引起的衰减。

1.7.6 插入持续用于使双方讲话的话音削波成为最小。建议采用两步处理方式,以防止由于回声或脉冲噪声而引起的误插入:

- a) 最初进入局部插入状态。这种状态的特征是短插入持续时间。接收损耗可能插入,也可能不插入。但如果使用了接收损耗,它必须有相等的短插入持续时间。
- b) 当产生插入的信号状态持续一段时间以后,进入了完全插入状态,接收损耗一定要插入,并且应用较长的插入持续时间。

2 回声抑制器定义

2.1 回声抑制器

F: *suppresseur d'écho*

S: *supresor de eco*

位于电路 4 线部分的话音控制设备,用以在传输通道中插入损耗来抑制回声。这种设备工作的通道可能是一个单独的电路通道,也可能是传输多路复用信号的通道。

2.2 全回声抑制器

F: *suppresseur d'écho complet*

S: *supresor de eco completo*

根据其中一个通道的话音信号去控制另一个通道的抑制损耗的一种回声抑制器。

2.3 半回声抑制器

F: *demi-suppresseur d'écho*

S: *semisupresor de eco*

一个通道的话音信号控制另一个通道的抑制损耗的一种回声抑制器,但这种作用是不可逆的。

2.4 差动回声抑制器

F: *suppresseur d'écho différentiel*

S: *supresor de eco diferencial*

利用两个话音通道中的信号电平差来控制其工作的一种回声抑制器。

2.5 局部插入回声抑制器

F: *suppresseur d'écho à intervention partielle*

S: *supresor de eco con intervención parcial*

一种含有局部插入和完全插入功能的回声抑制器。

2.6 自适应插入回声抑制器

F: suppresseur d'écho à intervention adaptable

S: supresor de eco con intervención adaptativa

一种根据回声通道的衰减自动调整插入差动灵敏度的回声抑制器。

2.7 抑制损耗

F: affaiblissement de blocage

S: atenuación para la supresión

为降低回声电流的影响，由回声抑制器引入到发送通道（回声抑制器的）的规定最小损耗。

2.8 接收损耗

F: affaiblissement à la réception

S: atenuación en la recepción

为降低在插入期间回声电流的影响，由回声抑制器引入到接收通道（回声抑制器的）的规定损耗。

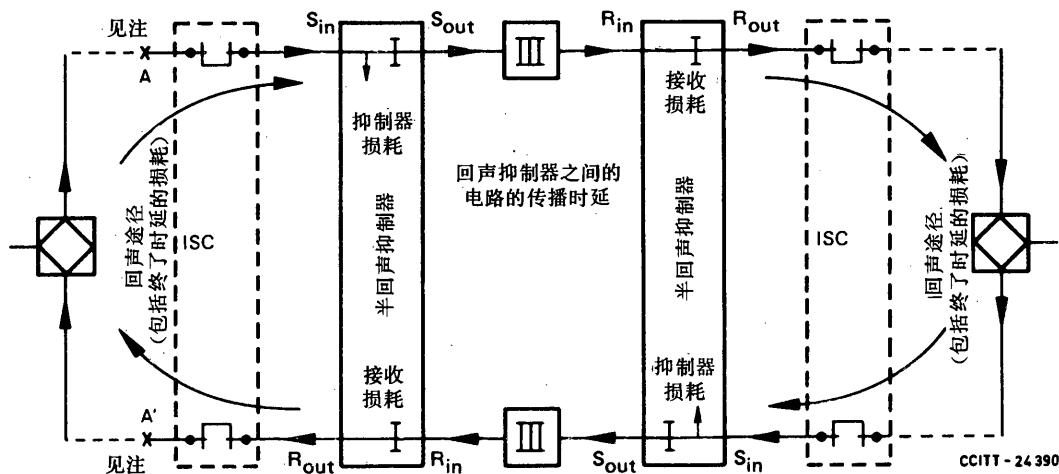
2.9 终端回声抑制器

(见图 5/G. 164)

F: suppresseur d'écho terminal

S: supresor de eco terminal

为在电路的一个终端或两个终端工作而设计的回声抑制器。



ISC: 国际交换中心

注—在有些应用中，回声抑制器插入到点A、A'之间。

图 5/G. 164

2.10 抑制启动时间

F: *temps de fonctionnement pour le blocage*

S: *tiempo de funcionamiento para la supresión*

加到发送输入端和（或）接收输入端的规定测试信号按規定方式变化的瞬时，与抑制损耗被引入到回声抑制器发送通道的瞬时之间的时间间隔。

2.11 抑制持续时间

F: *temps de maintien pour le blocage*

S: *tiempo de bloqueo para la supresión*

加到发送输入端和（或）接收输入端的规定测试信号按規定方式变化的瞬时，与抑制损耗从发送通道去掉的瞬时之间的时间间隔。

2.12 局部插入

F: *intervention partielle*

S: *intervención parcial*

插入刚开始时的一种暂时状态。这种状态的特点是短插入持续时间。如果接收损耗也有短持续时间，在局部插入期间可能插入接收损耗。

2.13 局部插入启动时间

F: *temps de fonctionnement pour l'intervention partielle*

S: *tiempo de funcionamiento para la intervención parcial*

加到发送输入端和（或）接收输入端的规定测试信号按規定方式变化（例如去掉抑制）的瞬时，与抑制被去掉的瞬时之间的时间间隔。接收通道可能同时出现插入损耗，也可能在去掉抑制之后不久出现插入损耗。

2.14 完全插入

F: *intervention totale*

S: *intervención total*

一旦以很高的概率确定引起插入的信号是讲话之后紧接局部插入状态的一种稳定插入状态。这种状态的特点是插入接收损耗，并且有较长的插入持续时间。

2.15 完全插入启动时间

F: *temps de fonctionnement pour l'intervention totale*

S: *tiempo de funcionamiento para la intervención total*

加到发送输入端和（或）接收输入端的规定测试信号按規定方式（例如去掉抑制和延长持续时间）变化的瞬时，与已延长的持续时间被加入的瞬时之间的时间间隔。和局部插入一样，同时去掉抑制。接收通道内可能同时出现接收损耗或在抑制去掉之后不久出现接收损耗。

2.16 插入持续时间

F: *temps de maintien pour l'intervention*

S: *tiempo de bloqueo para la intervención*

加到发送输入端和（或）接收输入端的规定测试信号按規定方式（例如恢复抑制）变化的瞬时，与抑制被恢复瞬时之间的时间间隔。接收通道中去掉损耗的持续时间可能要长于恢复抑制的时间。

2.17 差动灵敏度

F: sensibilité différentielle

S: sensibilidad diferencial

当出现插入时，用 dB 来表示的加到发送通道与接收通道测试信号的相对电平差。

3 具有固定插入差动灵敏度的回声抑制器的特性

3.1 传输性能

除非另有说明，这些性能特性适用于稳态信号分别加到发送通道和接收通道的情况。

下面规定的传输特性的限值，在温度+10°C 至 40°C 的范围内以及电源电压变化在各个主管部门允许的范围内应得到满足。

A 型、B 型和 D 型回声抑制器位于 4 线电路的音频部分，其标称阻抗为 600Ω。不同的国内网，其发送通道（发送或局一线）和接收通道（线一局）有不同的相对电平，有这样四组电平；

- 1) 发送: -16dB_r; 接收: +7dB_r;
- 2) 发送: -14dB_r (见译注); 接收: +4dB_r;

测试音的标称频率为 800Hz 或 1000Hz。为了避开 8000Hz 取样频率的分频数，测试音频率应分别位于 804 至 860Hz 和 1004 至 1020Hz 的频率范围。

3.1.1 A 型和 B 型回声抑制器

3.1.1.1 介入损耗

回声抑制器在不工作的条件下，800Hz (或 1000Hz) 的介入损耗为 0±0.3dB，测试音电平<0dBm0。

3.1.1.2 衰减失真

如果在 800Hz (或 1000Hz) 的损耗是 QdB，则衰减失真应使在 300—3400Hz 频带内任何频率的损耗都在 (Q+0.3) dB 至 (Q-0.2) dB 的范围内，200Hz 的损耗应在 (Q+1.0) dB 至 (Q-0.2) dB 的范围内。

3.1.1.3 时延失真

在 1000—2400Hz 频带内任何两个频率之间测量的时延失真不应超过 30μs，在 500—3000Hz 频带内不应超过 60μs。

3.1.1.4 阻抗

阻抗值和回波损耗值应适合于回声抑制器的各种工作状态。

- 1) 输入阻抗和输出阻抗的标称值应是 600Ω (非电抗)
- 2) 对标称阻抗的回波损耗在 300—600Hz 频带内应不低于 20dB。在 600—3400Hz 不应低于 25dB。
- 3) 每端对地不平衡阻抗，在 300—3400Hz 频带范围内应不低于 50dB。

3.1.1.5 过负荷

当测试音电平从 0 至 5.0dBm0 变化时，800Hz (或 1000Hz) 介入损耗的增加不应大于 0.2dB。

译注：2) 组发送电平原文为-4dB_r，应为-14dB_r，已作改正。

3.1.1.6 谐波失真

当纯 800Hz (或 1000Hz) 正弦波的电平为 0dBm0 时，总谐波失真功率不应超过 -34dBm0。

3.1.1.7 交调

当频率 $f_1 = 900\text{Hz}$ 和 $f_2 = 1020\text{Hz}$ ，每个电平为 -5dBm0 的信号同时加入时，频率 f_1 或 f_2 的输出电平与交调产物 ($2f_1 - f_2$) 或 ($2f_2 - f_1$) 的电平之差至少应为 45dB。当话音压缩器用于在插入期间提供损耗时，在插入状态下，对接收通道 (W 状态的接收通道) 这一要求可减小到 26dB。

3.1.1.8 瞬态响应

如果在接收通道中插入的损耗装置按音节率工作，则这种装置的瞬态特性应符合关于压扩器总瞬态响应的建议 G. 162。

3.1.1.9 噪声

回声抑制器引入的平均加权噪声计功率应不超过 -70dBm0p。回声抑制器在频带 300—3400Hz 内引入的平均未加权噪声功率应不超过 -50dBm0。

3.1.1.10 串话

当在工作电路中安装回声抑制器时，发送通道与接收通道之间（以及相反方向）的串话衰减，应该使得在 300—3400Hz 频带内，当主串通道中的任意正弦信号功率为 +5dBm0 或低于此值时，由于来自串通道串话而引起的被串通道中的信号功率，不超过 -65dBm0。

3.1.1.11 回声抑制器产生的寄生输出

回声抑制器的各种动作，一定不要引起任何明显的寄生输出（例如由于瞬态条件变化内产生的脉冲）。具体地说，这些寄生输出，一定不能达到这样的幅度，使得几乎有可能造成这个连接中的任何其他回声抑制器的抑制或插入误动作。必须考虑到在多个链路的连接中包含几对串连的回声抑制器。

为了防止在已建立的连接中其他回声抑制器的误动作，由反向通道信号引起回声抑制器工作而在接收或发送通道（终端 600Ω ）产生的任何瞬态输出的零—峰值电压，在零相对电平点 (-34dBV0) 且首先滤掉 500—3000Hz 带宽瞬态值之后，应不超过 20mV。此外，在任何这种瞬态期间，当存在正常噪声电平（例如 -50dBm0p）时，应听不到寄生输出。

3.1.2 C 型回声抑制器

3.1.2.1 概述

C 型回声抑制器插入到性能特性满足建议 G. 712 [3] 的编解码器之间的数字传输通道时，不应改变其性能。

3.1.2.2 群时延

回声抑制器引入的群时延应不超过 0.25ms。

3.1.2.3 数字损耗衰减器的影响

插入接收通道的数字损耗衰减器，在处于插入状态时可能增加量化失真。处于插入状态期间，对于符合建议 G. 733 [4] 的系统保持随路信令比特完整性的 C 型回声抑制器，由于旁路掉最不重要的比特，量化失真的增加多半要比用于共路信令系统的 C 型回声抑制器大得多。见表 1/G. 164 脚注 c)。

3.1.2.4 瞬时数字压缩器的影响

当瞬时压缩器在抑制器的接收通道插入期间使用时，它不应产生超出下述限值的失真：

a) 谐波失真

用 300 至 1000Hz 间任何频率的 0dBm0 正弦信号输入，产生的三次谐波失真不应超过 -30dBm0。

b) 交调失真

用两个等幅正弦信号作为输入信号，频率 $f_1 = 900\text{Hz}$, $f_2 = 1020\text{Hz}$, 电平为 -3 至 -35dBm0，其失真产物 $(2f_1 - f_2)$ 和 $(2f_2 - f_1)$ 的电平，相对于每个单音的输出电平应不超过 -16dB。当输入电平低于 -35dBm0 时，这个比值至少应为 -20dB。

3.1.3 D 型回声抑制器

3.1.3.1 概述

建议 G. 712 [3] 的性能特性适用于编解码器。

3.1.3.2 群时延

群时延应不超过编解码器单独产生的 0.25ms。

3.1.3.3 数字损耗衰减器的影响

插入接收通道的数字损耗衰减器，处于插入状态时可能要增大量化失真，并超过建议 G. 712 [3] 所规定的限值。见表 1/G. 164 脚注 c)。

3.1.3.4 瞬时数字压缩器的影响

见 § 3.1.2.4

3.2 稳态输入信号单独加到发送、接收通道时的特性

3.2.1 具有固定差动灵敏度的回声抑制器的动作，可结合 § 1 中所介绍的一般特性，借助于下面图 6/G. 164 所描绘的理想化工作方框图来说明。输入信号的一些重要组合用 X、Y、Z、W 和 V 等区域来表示。

3.2.2 X 区相应于在发送通道或接收通道没有任何可察觉的信号。Y 区相应于只在发送通道有信号。Z 区表示回声抑制器在发送通道产生抑制的那些信号电平的组合。W 区相应于没有抑制时的插入状态。V 区相应于当发送通道的信号已经稍微低于插入开始的最小电平值时，保证插入状态仍能维持的滞后区；因此 V 区代表双稳态情况。表 1/G. 164 示出了当这五个区 X、Y、Z、W 和 V 的每一个被连续占据时，两个通道应插入的损耗。该表右边栏目指的是 § 6 节所描述的测试。图 7/G. 164 表示了在插入期间接收通道应插入的接收损耗 C 的边界。图 6/G. 164、图 7/G. 164 和表 1/G. 164 给出的资料适用于缓慢穿过交互区边界时的稳态信号。

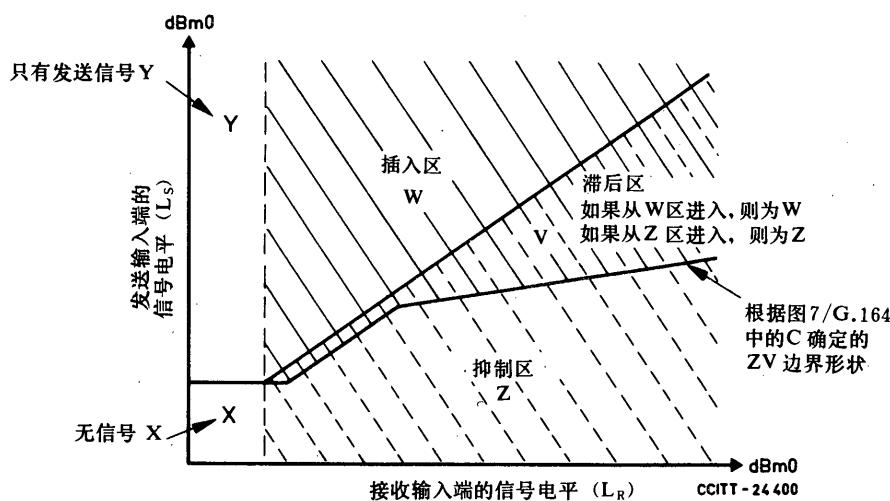
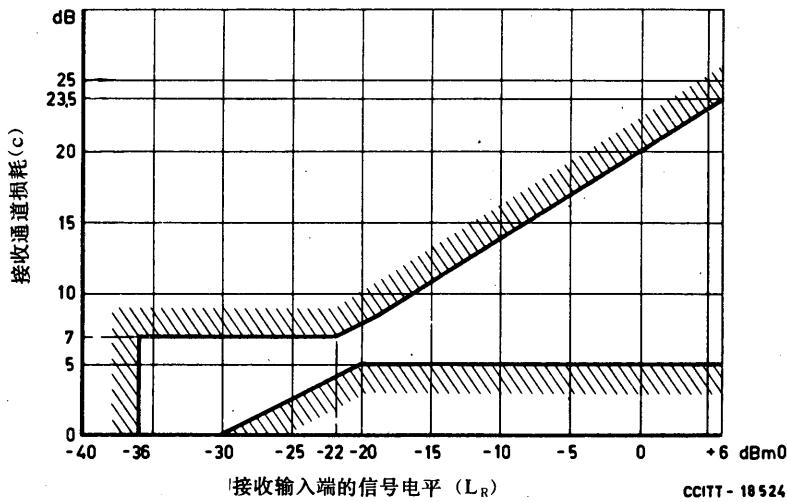


图 6/G. 164
理想条件下，具有固定差动灵敏度的回声抑制器工作状态的原理图

表 1/G. 164
图 6/G. 164 说明

区域	发送通道中损耗 (dB)	接收通道中的损耗 (dB)	测试号
X	0	0	1
Y	0	0 ^{b)}	2
W	0	在图 7/G.164 中 C 限值之内 ^{c)}	2
Z	50 (最小值) ^{a)}	0	1
V	如何从 W 进入，则为 W 如果从 Z 进入，则为 Z		

- a) 当回声抑制器用于低噪声电路时，由于噪声对比度，可能对远端噪声抑制不够好。两个主管部门已经表明，在抑制期间，由于噪声介入（等效于远端噪声），可能减少这种损伤。
- b) 当接收通道的损耗由话音压缩器提供时，若接收信号 $< -36 \text{ dBm}0$ ，这种损耗应为零。
- c) 在本分册末增补 No. 21 中给出的资料表明，对于 A-律编码的电话信号，由于使用固定数字损耗衰减器，使得附加量化失真对 6 dB 损耗值为最小。对于高电平接收信号，这种情况也将适用于 6 dB 的整倍数的损耗值。对于 μ-律编码的电话信号，其附加量化失真实际上与数字损耗衰减器值无关。



注—建议值为非阴影区内的值。

图 7/G. 164
插入期间建议插入接收通道的损耗 C

3.2.3 图 6/G. 164 表明的特性仅与能被确定的特性有关，无需了解或深入到回声抑制器的内部电路。这些特性通过在回声抑制器的外部端子应用测试信号，并通过外部测量观测它的状态来确定。§ 6 节中给出了检验符合这些要求的测试方法。

3.2.4 表 2/G. 164 给出了规定的各种门限的信号电平。

3.2.4.1 发送通道上基本没有话音时，标称抑制门限为 $-31\text{dBm}0$ 。从抑制到释放，标称值也是 $-31\text{dBm}0$ ，但可能比抑制门限值低 3dB 多。当既在发送通道又在接收通道存在高于门限的信号时，或 $L_R \geq L_s$ ，则要求回声抑制器处于抑制状态 (Z)；若 $L_s \geq L_R$ ，则应转换至插入状态 (W)；若 $L_R \geq L_s + C$ ，则应回复到抑制状态。提供的容差考虑到滤波器、电源以及温度变化的影响。

3.2.4.2 抑制控制通道的频率响应限值在图 8/G. 164 中给出。插入控制通道的频率响应限值在图 9/G. 164 中给出。希望在回声抑制器中提供那样的滤波。然而，这对 C 型和 D 型回声抑制器是难于实现的。为此，对于这些类型的回声抑制器，只要各主管部门能保证任何干扰信号电平低到它们对回声抑制器工作不产生有害影响，就可以省去这种滤波。§ 6 的测试 1 和测试 3 可用于测量频率响应。

表 2/G. 164
交互区门限电平

边界	门限符号	20±5°C, 1000Hz (见注1) 的dBm0	10—40°C 之间, 1000Hz (见注1) 的dBm0	随频率的变化	测试号
抑制 $X \rightarrow Z$	T_{xz}	当 $L_s = -40$ 时, $-33 \leq T_{xz} \leq -29$	$T'_{xz} = T_{xz} \pm 1$		1
$Z \rightarrow X$	$T_{zx_{\max}},$ $T_{zx_{\min}}$	$T_{xz} - 0 \text{ dB}$ $T_{xz} - 3 \text{ dB}$	$T'_{xz} - 0 \text{ dB}$ $T'_{xz} - 3 \text{ dB}$	图 8/G.164	1
插入 $V \rightarrow Z$ (以前的输入为 Z)	T_{vw}	$L_R - 3 \leq L_s \leq L_R$ (见注3、4、5和6) ($-26.5 \leq L_R \leq +3$)		在 500Hz 和 300Hz 之间, $T'_{vw} = T_{vw} \pm 1.5 \text{ dB}$ (见注2)	3
$V \rightarrow Z$ (以前的输入为 W)	$T_{vz_{\max}},$ $T_{vz_{\min}}$	$T_{vw} - C + 2 \text{ dB}$ (见注3、4和5) $T_{vw} - C - 3 \text{ dB}$ ($-26.5 \leq L_R \leq +3$)		在 500Hz 和 300Hz 之间, $T_{vz} = T$ $T_{vz} = T_{vz} \pm 1.5 \text{ dB}$ (见注2)	3

L_s (dBm0) : 发送输入端电平。

L_R (dBm0) : 接收输入端电平。

C: 插入期间接收通道的介入损耗。这一特性必须符合图7/G.164给出的限值。

注1—测试频率为 1004Hz 至 1020Hz, 以避开 8000Hz 取样频率的分频。

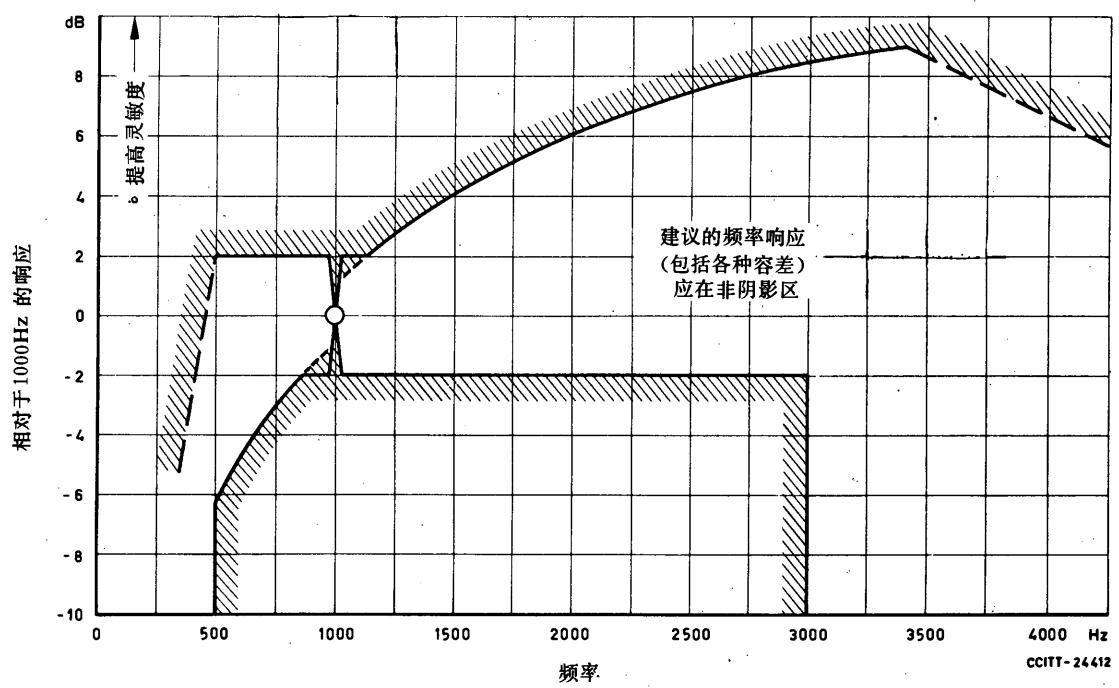
注2—必须考虑插入检测器两个滤波器衰减频率特性的容差, 而且希望插入门限尽可能与频率无关。在频带 500—3000Hz 范围内如果 L_s 与 L_R 一起变化, 则允许其容差为 $\pm 1.5 \text{ dB}$ 。

注3—这里扣除了编解码器的容差 (在建议 G.712 [3] 里为 $\pm 0.5 \text{ dB}$)。

注4— T_{vw} 与 T_{vL} 的容差限值, 由于量化影响, 在 $-26.5 \leq L_R \leq +3 \text{ dBm0}$ 的范围内可能偶而会超出 1 dB 。当使用稳态测试信号时 (见测试8), 理论上说, 这样可能会引起插入的误保持。但对话音信号不会出现这种现象。

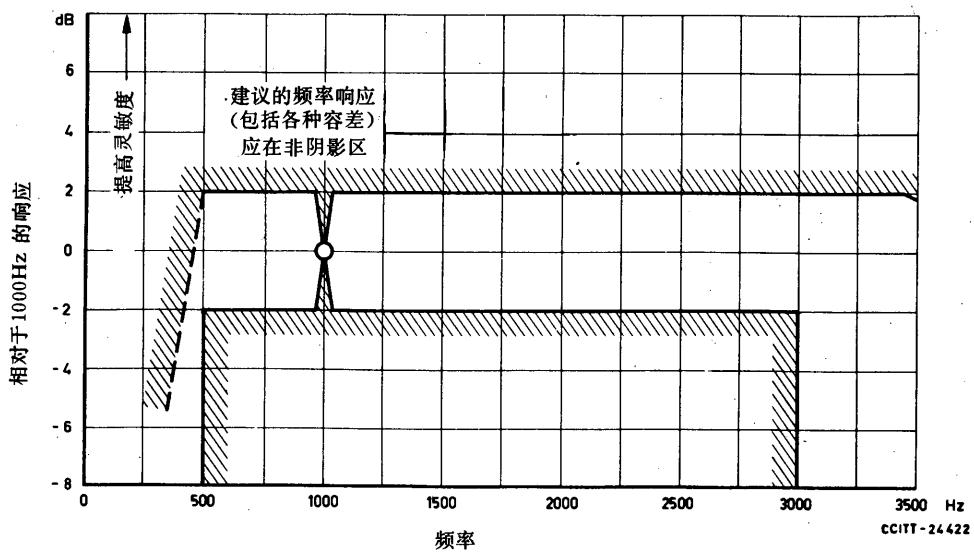
注5— T_{vw}, T_{vz} 门限的限值与回声途径小损耗值、小C 值结合在一起时, 对于使用低电平稳态信号的情况, 理论上说可能会引起插入与抑制间的振荡。这种现象在现有的回声抑制器上还没有观测到, 且对话音信号不会出现。

注6—固定 T_{vw} 门限, 象征差动灵敏度为 0 dB 标称值, 保证不会由于最小回声途径损耗为 6 dB 的回声引起误插入 (见 § 1.1.4)。



注一低于500Hz 和高于3400Hz 的灵敏度,应至少以12dB/倍频程降低。

图 8/G. 164
建议的回声抑制器抑制控制通道频率响应



注一低于500Hz 和高于3400Hz 的灵敏度,应至少以12dB/倍频程标称值降低。

图 9/G. 164
建议的回声抑制器插入检测器的每个控制通道频率响应

3.3 在发送通道和接收通道独立加入、拆除或改变信号时的动态特性

3.3.1 动态特性可由在建立适于第二区域状态以前,信号从一个区的一点至另一区的一点所经过的时间来规定(图6/G.164和图12/G.164)。从 $X \rightarrow Z$ 经过的时间叫做抑制起动时间;其相反方向,从 $Z \rightarrow X$ 称为抑制持续时间。由Z区通过V至W(或Y)经过的时间称为插入起动时间,而从W区经过V至Z叫做插入持续时间。实际上,V/W与V/Z的分界可能以任意角度交叉,表3/G.164的要求表明了水平方向与垂直方向的关系。

3.3.2 当接收通道突然施加的任意信号大于门限($-31\text{dBm}0$),而发送通道又无任何明显信号存在时,则抑制起动时间(X/Z)应接近常数。同样地,对于 L_R 为常数(Z/V/W)的情况,从抑制到插入过渡时,表3/G.164表明的启动时间,一般来说适用于可能的成对信号(L_R 与 L_S)的整个范围,而不仅是表3/G.164所给出的两对信号。

3.3.3 表4/G.164所示的持续时间,不管起因信号电平如何,每当出现抑制或插入时通常都适用。

3.3.4 当频率为1000Hz的正弦测试信号电平突然改变时,表3/G.164给出的启动时间适用;表4/G.164给出的持续时间建议值也适用。每个表格的右侧涉及到§6节介绍的测试。

3.3.5 Y/W过渡时,接收衰减器启动时间没有单独规定或测试,但它们应在抑制启动时间的允许限值之内。

3.4 回声路径小损耗情况下和可能存在端时延时的性能

在发送通道与接收通道的信号相互独立的情况下测试回声抑制器时,适用前面的各项要求。实际上,当发送通道经一个具有端时延和低损耗的回声途径连到接收通道时,仍必须保持满意的性能。必须在这些条件下检查动态特性的三种性能。§6节叙述了适用于测量这些状态的测试装置。这三种状态描述如下:

3.4.1 当回声途径的损耗小,且端时延为零时,回声(即通过回声途径的泄漏)一定不能引起插入状态的误动。由于控制通道时间常数设计不当,则可能带来麻烦。当信号突然加到 R_{in} 端时,这种麻烦将表现为插入状态本身的一种暂时误动,随插入持续时间持续存在(见测试7)。

3.4.2 如果对并入回声抑制器的端时延防护不够,则插入电路可能在回声的后沿起动。当回声途径损耗小而端时延大时,这种情况可能以突然拆除 R_{in} 端的信号形式出现(见测试7)。

3.4.3 在某些设计中可能会出现下述情况,即双稳态区V(见图6/G.164)呈现的滞后相对于接收通道中插入的损耗量是过分地长。这就可能由在以下状态下出现的回声引起插入误保持:在 R_{in} 端存在一个稳态信号,并经由回声途径耦合到 S_{in} 端。一个幅度和持续时间足以引起插入的信号即加到 S_{in} 端。当这一信号消失时,接收信号的回声错误地保持插入状态(见测试8)。

表 3/G.164
启 动 时 间

边界	起始信号 (见注)		最终信号 (见注)		建议值(ms)	测试号	漂移路线 (见图12/G.164)	测试电路 (图编号)	示波器波形图 (图编号)
	发送 L_S (dBm0)	接收 L_R (dBm0)	发送 L_S (dBm0)	接收 L_R (dBm0)					
抑制 X/Z	-40 -40	-40 -40	-40 -40	-25 -11	≤ 2	4	a → b a → d	14/G.164	15/G.164
插入 Z/V/W L_S 为常数	-15 -15 -15	-10 -5 0	-15 -15 -15	-25 -25 -25	24-36	5	h → i g → i f → i	14/G.164	16/G.164
插入 Z/V/W L_R 为常数	-40 -40	-25 -15	-19 -9	-25 -15	局部插入: ≤ 2 全插入: 6-10	6	b → k c → j	17/G.164	17/G.164

注—也见 § 3.3.2。

表 4/G.164
持续时间

边界	起始信号		最终信号		建议值(ms)	测试号	漂移路线 (见图12/G.164)	测试电路 (图编号)	示波器波形图 (图编号)
	发送 L_S (dBm0)	接收 L_R (dBm0)	发送 L_S (dBm0)	接收 L_R (dBm0)					
抑制 Z/X	-40 -40	-25 -11	-40 -40	-40 -40	24-36	4	b → a d → a	14/G.164	15/G.164
插入 W/V/Z L_R 为常数	-19 -9	-25 -15	-40 -40	-25 -15	局部插入: ≤ 26 完全插入: 48-66	6	k → b j → c	17/G.164	18/G.164

4 具有自适应插入差动灵敏度的回声抑制器的特性

4.1 § 3 的规定

§ 3 的规定适用于当 $a_z = 0$ 时具有自适应插入差动灵敏度的回声抑制器(见下文)。必须进行, 测试 1 至测试 8 (见 § 6) 且表 1/G. 164 和表 2/G. 164 的要求仅适用于 $a_z = 0$ 时。

4.2 当在发送通道和接收通道独立施加信号时的自适应功能特性

4.2.1 自适应功能的动作, 借助于如图 10/G. 164 所示的理想化工作原理图说明。

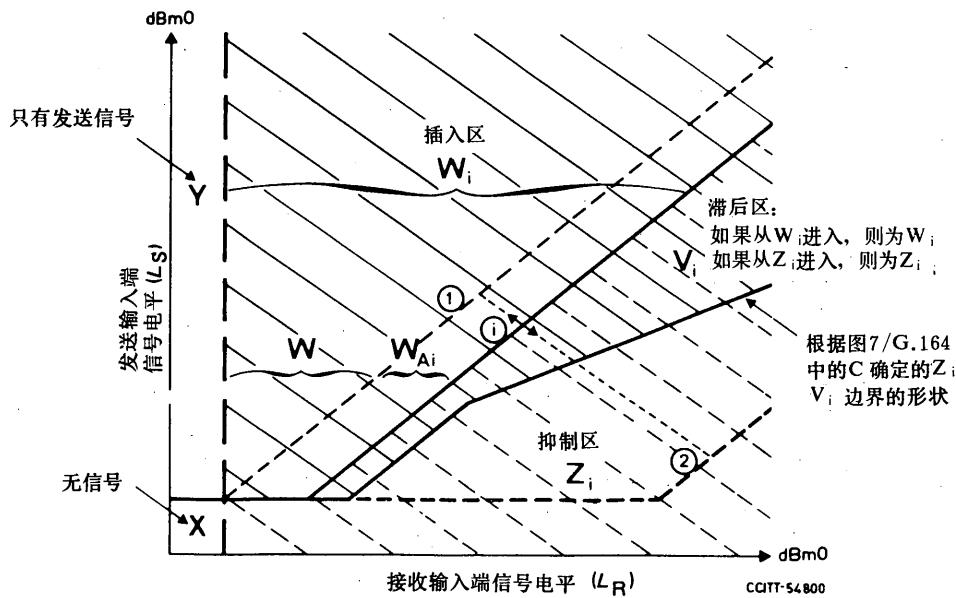


图 10/G. 164
说明理想条件下自适应插入回声抑制器工作状态的原理图

4.2.2 自适应功能针对回声途径损耗自动地调整差动灵敏度。自适应特性 α_x 用于描述灵敏度的这一变化, 于是 T_{vw} 门限 (见表 2/G. 164) 变成了由下式给出的 $T_{v_i w_i}$ 门限:

$$L_R - \alpha_z - 3 \leq L_S \leq L_R - \alpha_z$$

当回声途径损耗为 6dB 时, α_x 就等于零, 上述方程式简化为:

$$L_R - 3 \leq L_S \leq L_R$$

正如表 2/G. 164 中所给出的那样。

4.2.3 当回声抑制器处于抑制状态时(图 10/G. 164, Z_i 区), 自适应功能将使得 a_z 迅速收敛到回声途径损耗 a_E 减去 6dB 值, 也就是:

$$a_z = L_R - L_S - 6\text{dB}.$$

a_z 以每步大约 3dB 来量化。这时, 除 $a_z \geq 0$ 外, 收敛后的 a_z 值应为:

$$a_E - 9 \leq a_z \leq a_E - 6$$

当 a_E 至少达到 26dB 时, 即 $a_{x\max} \geq 20\text{dB}$ (见表 5/G. 164), 这个方程式仍成立。收敛率在表 6/G. 164 中给出。

表 5/G. 164
在 Z_i 状态, a_z 收敛后的损耗值

回声途径损耗, a_F (dB)	a_x (dB)
≤ 6	0
7	0—1
8	0—2
9	0—3
10	1—4
x	$x - 9 - x - 6$
26	17—20
$a_{x\max} + 6$	$a_{x\max} - 3 - a_{x\max}$
$a_{x\max} + 7$	$a_{x\max} - 2 - a_{x\max}$
$a_{x\max} + 8$	$a_{x\max} - 1 - a_{x\max}$
$\geq a_{x\max} + 9$	$a_{x\max}$

表 6/G. 164
自适应特性 a_x 变化率

工作状态 (见图10/G.164)	自适应特性 a_x 的变化	变化率	测试号
Z _i	适应于回声回输损耗 (增加或减少) ($a_x \rightarrow a_E - 6\text{dB}$)	> 4 dB/s (见注1)	10 b)
Y	存储最后值	-	-
W _i { W W _{Ai} }	存储最后值	-	-
	存储最后值或因抑制减小到最小可能值	(见注2)	10 a)
X	清除最后值 ($a_x \rightarrow 0\text{dB}$)	> 4 dB/s	10 c)
V _i	如果从 Z _i 进入, 则为 Z _i 如果从 W _i 进入, 则为 W _i 。		

注1——已经证明, 当 a_x 大约 10dB/s 时, 话音适应率主观上可接受。

注2——如果 a_x 在 W_{Ai} 区减小, 则其变化率应不超过 a_x 在 Z_i 区的适应率。

4.2.4 回声抑制器的插入状态 (W_i 区) 分成为两个子区 W 和 W_{Ai}。

4.2.4.1 在 W 区, 将存储 a_z 的最后值。

4.2.4.2 在 W_{Ai} 区可能有两种不同的策略。第一种是存储 a_z 的最后值; 第二种是允许 a_z 朝零减小。 a_z 的变化率应最好低于其适应率 (见表 6/G. 164, 注 2)。经验表明, 当回声抑制器是工作于话音而不是测试正弦波时, 这两种策略运行结果非常类似。

4.2.5 当无话音存在时 (X 区), a_z 应减小到零 (见表 6/G. 164)。

4.2.6 § 6 中的测试 9 和测试 10, 可用于测量自适应功能的动态特性。

5 回声抑制器的音阻塞器特性

5.1 概述

每个回声抑制器应配备有一只音阻塞器, 其作用是防止在有数据或其它规定的音信号经过抑制器传输时产生抑制和接收损耗。也就是说, 音阻塞器应对规定的音阻塞, 而对讲话不应阻塞。音阻塞器应检测和响应可能对存在于发送或接收通道中的阻塞信号。

5.2 阻塞特性 (见图 11/G. 164)

发送的阻塞音为 $2100\text{Hz} \pm 15\text{Hz}$, 电平为 $-12 \pm 6\text{dBm0}$ 。加至阻塞器的单音的频率是 $2100\text{Hz} \pm 21\text{Hz}$ (见建议 V. 21 [5])。阻塞通道的带宽应选得宽到足以包含这个单音 (以及可能在各个国内网中使用的其他阻塞音)。同时, 阻塞通道的带宽还应与保护动作、保护时间和为防止话音信号引起阻塞器误动提供适当保护结合在一起考虑, 阻塞通道灵敏度 (门限电平) 应使得阻塞器在预期的最低阻塞音功率下起动。图 11/G. 164 所给出的频带特性能够阻塞 2100Hz 的阻塞音以及在北美使用的其他阻塞音。该图指出 2079Hz 至 2121Hz 频带一定能阻塞, 而 1900Hz 至 2350Hz 频带也有可能被阻塞。

如果仅是建议的 2100Hz 作为国际间阻塞音使用, 将避免干扰信令设备。信令音无意识阻塞回声抑制器并不认为是有害的, 因为在电路上存在信令音时, 不需要回声抑制器起作用。

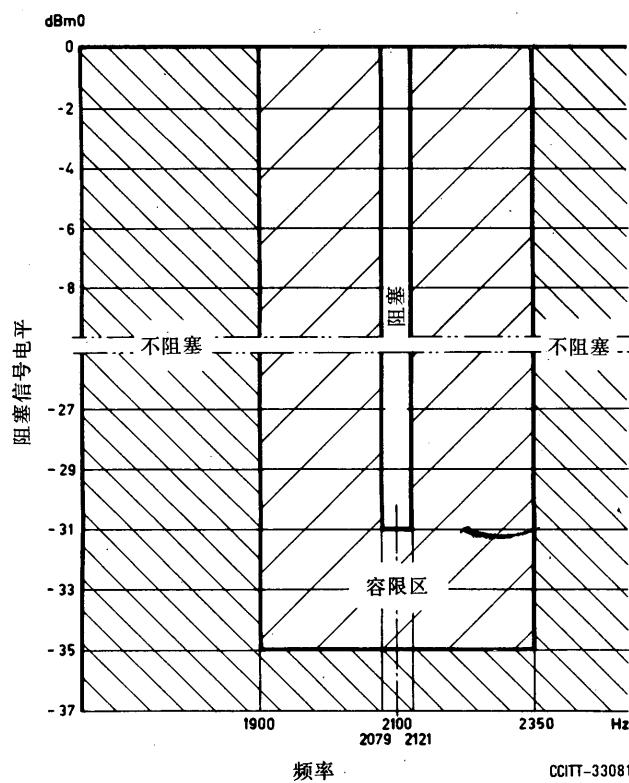


图 11/G. 164
要求的阻塞频带特性

5.3 保护频带特性

除阻塞频带外, 话音频带的能量一定不能阻塞, 这样话音就不会引起音阻塞器误动。保护频带应足够宽并具有可使阻塞频带之外的话音能量得到利用的灵敏度。保护频带的形状和灵敏度一定不要使得空闲电路或忙时电路最大噪声阻止阻塞。这就要求用白噪声来模拟话音和电路噪声。具体要求如下:

给定的白噪声（频带大致为 300—3400Hz）与 2100Hz 信号同时加至音阻塞器，施加的 2100Hz 信号电平高于阻塞器中间频带门限电平 3dB。要求抑制阻塞的白噪声能量电平应不高于 2100Hz 信号电平，不低于 2100Hz 信号电平 5dB。当 2100Hz 信号电平提高到超过阻塞器中间频带门限电平 30dB 以上时，要求抑制阻塞的白噪声能量电平始终低于 2100Hz 信号电平。

5.4 保持频带特性

音阻塞器在阻塞后，应对一定频率范围的音信号保持阻塞状态。而保持状态的带宽应包含现有各种数据频率或未来可能的数据频率。释放灵敏度对预期的最低数据信号电平，应足以保持阻塞，而在空闲电路或忙时电路噪声最大时阻塞器应释放。具体要求如下：

对于 390Hz—700Hz 频带内电平为 $-27\text{dBm}0$ 或更高些，700Hz—3000Hz 频带内电平为 $-31\text{dBm}0$ 或更高些的任何单频正弦信号，音阻塞器应保持在阻塞状态。对于 200—3400Hz 频带内 $-36\text{dBm}0$ 或更低一些的任何信号，音阻塞器应释放。

5.5 启动时间

为了防止截断讲话，启动时间必须足够长，但应低于 CCITT 所建议的限值 400ms。因此要求音阻塞器在收到这种持续的阻塞信号（阻塞信号电平在高于阻塞器中间频带门限电平 3dB 至 $0\text{dBm}0$ 之间）以后，在 $300 \pm 100\text{ms}$ 内启动。

5.6 讲话电流引起的误动

希望音阻塞器在讲话时极少出现误动。为此目的，一个比较合理的指标是，对安装在工作电路中的回声抑制器，通常讲话电流在 100 小时内平均不应引起多于 10 次的误动。此外利用阻塞通道的带宽，保护频带的工作以及起动时间等来防止截断讲话，而且防止截断讲话能重复循环地提供。这就是说，如果类似阻塞信号的讲话，在讲话音节中间被截断了，则在阻塞发生之前将恢复起动定时机构。而在真正的阻塞信号瞬断或电平变化时，不应恢复这种定时。

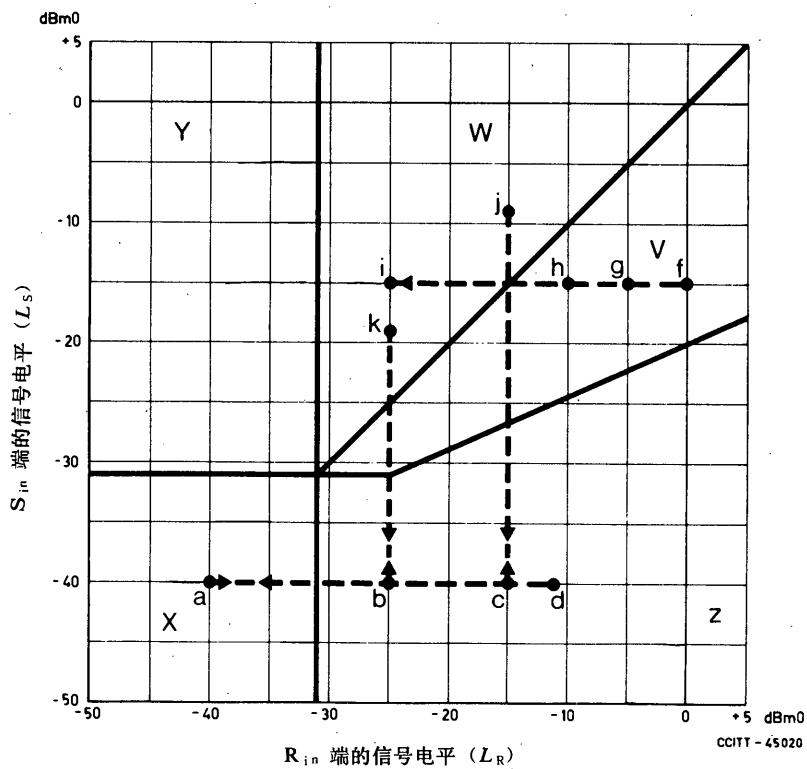
5.7 释放时间

当信号跌落少于 CCITT 的建议值 100ms 时，阻塞器不应释放。为使得在偶然阻塞讲话时损伤为最小值，在保持频带中的信号至少跌落低于保持灵敏度最大值 3dB 以后的 $250 \pm 150\text{ms}$ 内，阻塞器应释放。

6 测量回声抑制器基本工作特性的测试安排

6.1 一般考虑

6.1.1 一个正弦信号加至其 S_{in} 和 R_{in} 端的回声抑制器，根据所加两个信号的相对电平，将假定为许多状态的一种。这两个输入信号电平任何给定的组合都能用一张典型工作原理图中的一点来表示（举例见图 12/G. 164）。这张图中的每一区域相应于（在稳态条件下）一种特定的状态，它由两个讲话通道中的损耗及其内部的逻辑机构来区分。



——所示边界为典型情况。V 区的下边界相应于图 7/G. 164 允许的最大损耗值 C 的情况。

图 12/G. 164
表示动态测试使用电平的工作框图
(见表 3/G. 164 和表 4/G. 164)

6.1.2 本节所描述的测试假定使用模拟测试信号。对于 C 型回声抑制器，为了抑制器与模拟测试设备的接口，将需要符合建议 G. 712 [3] 的编解码器。对于 C 型和 D 型回声抑制器，通过观测输出信号来测量启动时间时，必须计算由编解码器引入的附加传播时延。具体地说，用电平测量必须考虑编解码器的容差。由于取样频率的那些分频频率可能导致错误的结果，因此在这些测试中应避免使用这些频率。值得注意的是如果要求用外部滤波以满足 § 3.2.4.2 的要求，那么在进行这些测试时，应包括这些频率在内。

6.1.3 回声抑制器的静态特性，通过当信号从一个区向另一个区缓慢通过时，交互区分界的状态以及两个讲话通道中的损耗表示。

具有固定差动灵敏度和自适应差动灵敏度的两种回声抑制器的动态特性，通过在相应的第二区的状态确立之前，信号突然从一个区的一点到另一区的一点所经过的时间表示。

具有自适应差动灵敏度的回声抑制器所独有的全部特性，均由动态测试测定。

§ 6 节所描述的各项测试归纳在表 7/G. 164 中。

表 7/G. 164
对回声抑制器建议的各项测试

测试项目编号	测量的特性	方框图 (图号)	示波器波形 (图号)	回声抑制器类型 N: 非自适应型; A: 自适应型
1	抑制门限和抑制损耗	13/G.164	—	N, A
2	Y/W门限和接收损耗	13/G.164	—	N, A
3	插入差动灵敏度	13/G.164	—	N, A
4	抑制起动时间和抑制持续时间	14/G.164	15/G.164	N, A
5	插入 L_S 常数	14/G.164	16/G.164	N, A
6	局部和完全插入 L_R 常数	17/G.164	18/G.164	N, A
7	误插入保护	19/G.164	—	N, A
8	过分滞后测试	20/G.164	21/G.164	N, A
9	自适应插入差动灵敏度	22/G.164	23/G.164	A
10	a) 在 W_{Ai} 状态中 α_X 的减小率 b) 在 Z_i 状态中 α_X 的增加率 c) 在 X 状态中 α_X 的清除率	22/G.164 25/G.164 27/G.164	24/G.164 26/G.164 28/G.164	A

6.1.4 本节描述了测试电路, 以便表示出应用适当测试信号的一种可能的方法。产生这些信号也可以使用其他的方法(例如发送和接收使用两个分开的正弦波发生器)。尽管测试频率标称值为 1000Hz, 但应在 1004 – 1020Hz 频带范围内挑选频率, 以避开取样频率的分频。

6.2 静态特性测量

被测量的静态特性是发送通道和接收通道的损耗, 以及交互区的门限电平(表 1/G. 164 和表 2/G. 164)。所需设备有:

- 一台 600Ω 平衡输出阻抗的振荡器;
- 两台 600Ω 平衡衰减器;
- 一台 600Ω 混合衰减器;
- 两只 600Ω 平衡输入阻抗的电平表。

连接框图如图 13/G. 164 所示。

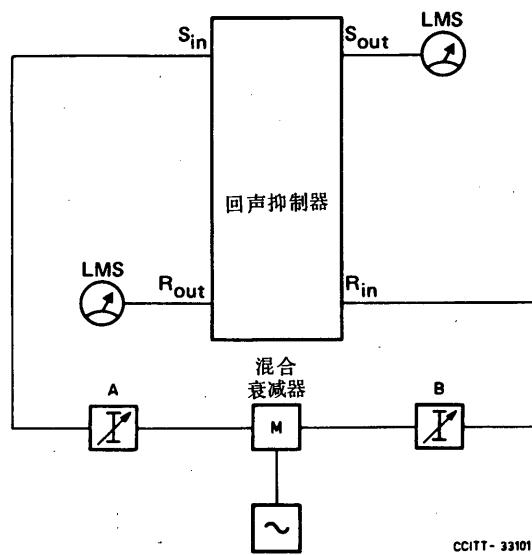


图 13/G. 164
测量静态特性的测试电路 (测试 1, 2, 3)

6.2.1 测试 1——抑制门限和抑制损耗

- 1) 置振荡器于 1000Hz (其容许误差见 § 6.1.4);
- 2) 调整 A 和 B 使得 $L_s = L_R = -40\text{dBm}0$;
- 3) 注意在发送和接收通道中不插入损耗。
要求: 见表 1/G. 164 (X 区);
- 4) 增加 L_R 直到出现抑制, 记下 L_R 值和抑制损耗。要求: $-33 \leq (L_R = T_{xz}) \leq -29\text{dBm}0$ (见表 2/G. 164);
- 5) 降低 L_R 直到抑制释放并记下 L_R 值。要求: $T_{xz} - 3 \leq L_R \leq T_{xz}$ (见表 2/G. 164);
- 6) 置振荡器于适当的频率, 检查它是否符合图 8/G. 164 所示分界范围。并重复 2—5 步。

6.2.2 测试 2——插入状态时 Y/W 门限和接收损耗

- 1) 置振荡器于 1000Hz (其容许误差见 § 6.1.4);
- 2) 调整 A 使得 $L_s = +3\text{dBm}0$;
- 3) 调整 B 使得 L_R 在 $-40\text{dBm}0 \leq L_R \leq L_s$ 范围内变化, 通过监视 $L_{Rin} - L_{ Rout}$ (等于损耗 C) 来观测在图 7/G. 164 边界内的工作情况。
当 $C > 0\text{dB}$ 时出现 Y/W 门限。

注 — 为了在测试 3 第 5 步中使用, 记录 C 值作为 L_R 的函数。

6.2.3 测试 3——插入差动灵敏度

- 1) 置振荡器于 1000Hz (其容许误差见 § 6.1.4);
- 2) 调整 A 使得 $L_s = -40\text{dBm}0$;
- 3) 调整 B 使得 $L_R = -26.5\text{dBm}0$;
- 4) 增加 L_s 值, 直到拆除抑制并在接收通道中插入损耗, 记下 L_s 值。要求: 见表 2/G. 164, T_{vw} ;

- 5) 降低 L_s 值, 直到插入抑制并从接收通道拆去损耗, 记下 L_s 值。要求: 见表 2/G. 164 T_{VZ} ,
- 6) 选用适当的步位把 L_R 增加到 +3dBm0, 重复 4) 和 5) 步;
- 7) 置振荡器于适当的频率, 检查它是否符合图 9/G. 164 所示分界范围。重复 2~6 步。

6.3 当 L_s 和 L_R 被分别加入时动态特性的测量

被测量的动态特性是(表 3/G. 164 和表 4/G. 164) 抑制和插入的起动时间以及抑制和插入的持续时间。
需要的设备有:

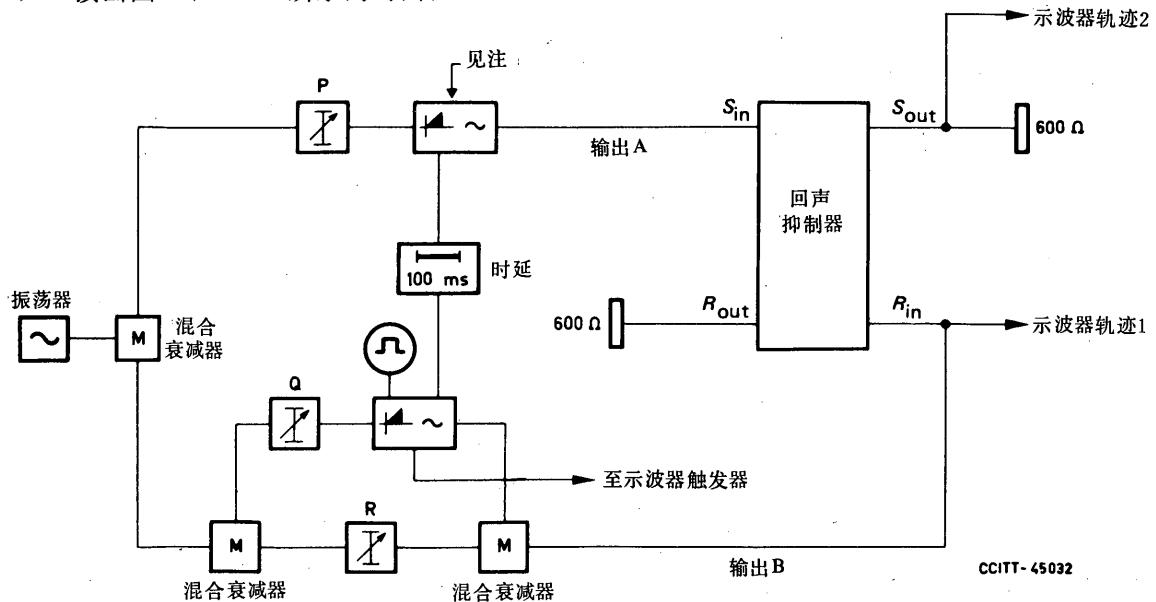
- 一台 600Ω 平衡输出阻抗的振荡器, 置于 1000Hz;
- 三台 600Ω 平衡式衰减器;
- 三台 600Ω 混合衰减器;
- 两台猝音发生器, 每一台的通断周期从零至 200ms (至少) 必须单独可变, 而且在每种状态下都能够人工保持。在两种状态下输入和输出阻抗都必须是 600Ω 。其中一台猝音发生器由另一台驱动, 并有 100ms 的时延, 以便在另一台接通 100ms 以后它再接通;
- 两只 600Ω 终端电阻;
- 一台双线示波器, 最好是长余辉荧光屏。

注 — 如果音脉冲的通断周期没有指明, 那么应该假定各为 200ms。适合 4、5、6 项测试的性能要求, 可参考表 3/G. 164 和表 4/G. 164。

6.3.1 L_s 保持恒定时的测试

6.3.1.1 测试 4—抑制启动时间和抑制持续时间

- 1) 调整图 14/G. 164 所示 P、Q 和 R 衰减器, 以得到表 3/G. 164 和表 4/G. 164 中的 L_R 和 L_s 值;
- 2) 读出图 15/G. 164 所示的时间;



注 — 对于抑制启动时间和抑制持续时间, 该调制器保持在导通状态。

图 14/G. 164

L_s 为常数时, 测量动态特性的测试电路 [抑制 (测试 4); 插入 (测试 5)]

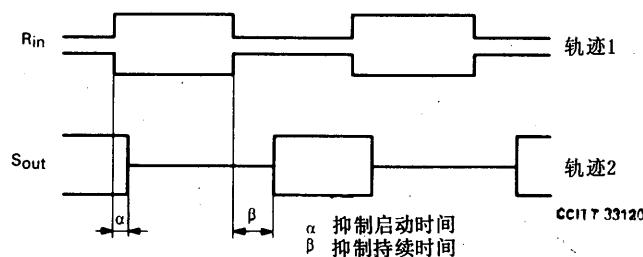


图 15/G. 164
抑制起动时间和抑制持续时间的波形

6.3.1.2 测试 5—— L_s 为常数时，插入起动时间

这项测试在保持 L_s 不变，降低 L_R 值时，测量插入起动时间。因 L_s 不变时，测量插入持续有困难（因为很难保证返回至 Z 状态），区分局部插入和完全插入已不可能。对于 L_s 为常数时的插入，这一点不予考虑是重要的。

- 1) 调整图 14/G. 164 中所示 P、Q、R 衰减器，以得到表 3/G. 164 中的 L_R 和 L_s 值；
- 2) 读出图 16/G. 164 所示的时间。

6.3.2 L_R 保持恒定时的测试

6.3.2.1 测试 6—— L_R 为常数时，局部插入和完全插入的起动时间和持续时间

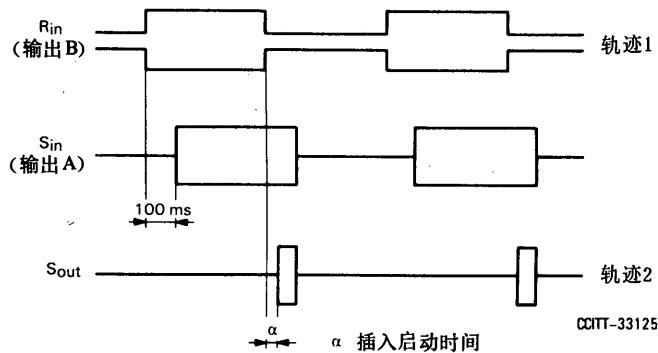
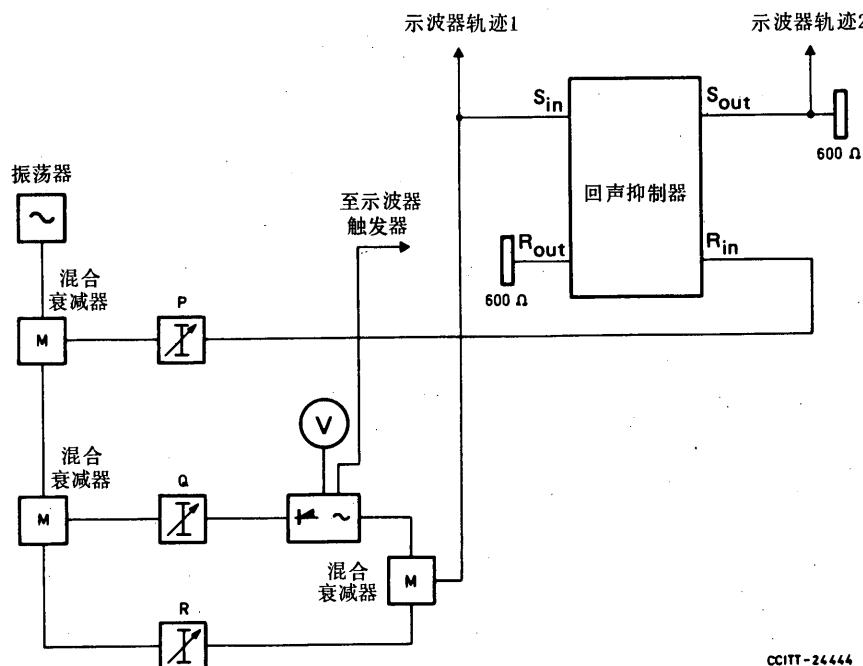


图 16/G. 164
 L_s 为常数时插入起动时间波形图

所需设备与测试 5、6 相同，按照图 17/G. 164 建立测试电路。这项测试中， L_R 保持常数，增加 L_s 值，测量局部插入和完全插入的起动时间和持续时间。为了测试局部插入和完全插入， L_s 处于导通状态的持续时间必须是可变的。

- 1) 置振荡器于 1000Hz（其容许误差见 § 6.1.4）。
- 2) 调整图 17/G. 164 的衰减器 P，使得 $L_R = -25\text{dBm}0$ 。
- 3) 调整图 17/G. 164 的衰减器 Q 和 R，使得在开断状态时， $L_s = -40\text{dBm}0$ ；在导通状态时 $L_s = -19\text{dBm}0$ 。
- 4) 对 L_s 由 0ms 开始持续导通状态，一直增加导通状态的持续时间直到出现局部插入。局部插入的特征为表 3/G. 164 和表 4/G. 164 给出的短起动时间和持续时间。为了确定时间，记下图 18/G. 164, a) 中的示波器波形。

- 5) 继续增加 L_s 导通的持续时间直到出现完全插入，其特征为表 3/G. 164 和表 4/G. 164 给出的延长的起动时间和持续时间。为了确定时间，记下图 18/G. 164, b) 中的示波器波形；
 6) 按照表 3/G. 164 和表 4/G. 164 给出的其他几对电平，重复 3—5 步。记下全部 $L_R > -26.5 \text{ dBm} 0$ 的数值以及 L_s 值从低于门限增加至 $> L_R$ 的数值，应出现局部插入和完全插入。



注——可变元件 V 允许窄音发生器的通断时间分别从 0 至 100ms 变化。

图 17/G. 164
 L_R 为常数时，测量动态特性的测试电路
 [插入，Z/V/W, (测试 6)]

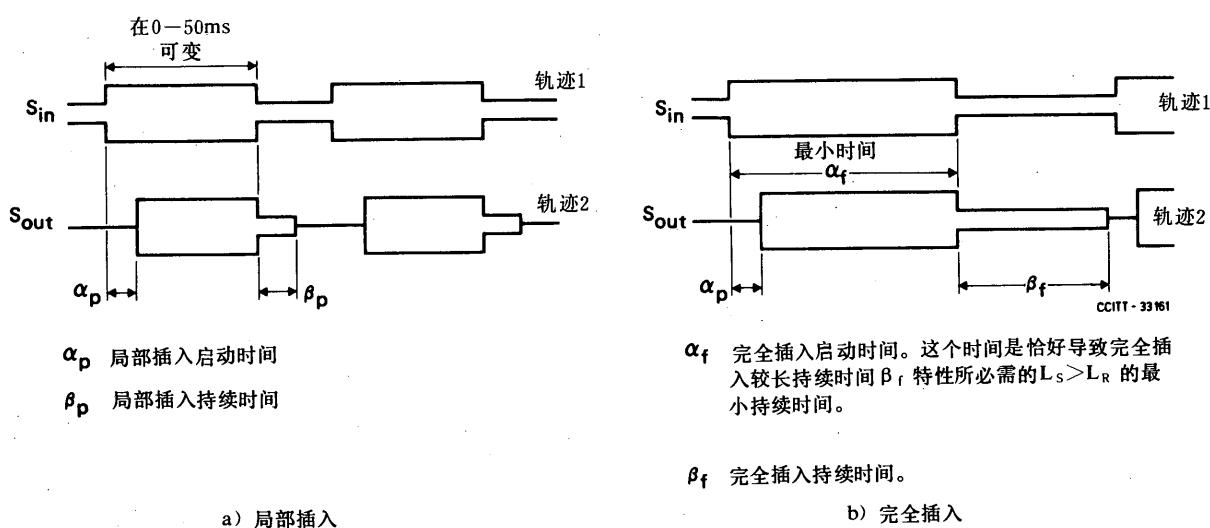


图 18/G. 164
 L_R 为常数时，局部插入和完全插入的启动时间和持续时间的波形图

6.4 当 S_{in} 通过可能含有时延和损耗的回声途径连至 R_{out} 端口时，回声抑制器工作的测量

这项测试是检查回声抑制器在返回回声时的错误插入。

6.4.1 测试 7——插入误动

连接图如图 19/G. 164 所示。所需设备有：

- 一台 600Ω 平衡输出阻抗的振荡器；
 - 三台 600Ω 平衡衰减器；
 - 一只 600Ω 终端电阻；
 - 二台 600Ω 混合衰减器；
 - 一台猝音发生器；
 - 一台音频时延装置，在 $0 \sim 24\text{ms}$ 范围内可变；
 - 一台双线示波器。
- 1) 置振荡器于 1000Hz ，时延部件置零时延（其容许误差见 § 6.1.4）；
 - 2) 调整 X 使得回声途径 ($a-t-b$) 的总损耗等于发送通道和接收通道的测试电平差加 6dB ；
 - 3) 调整 Y 使得截止信号等于 $-26\text{dBm}0$ ；
 - 4) 调整 Z 使得导通信号等于 $-20\text{dBm}0$ ；
 - 5) 当脉冲信号加至 R_{in} 端时，确认示波器轨迹 2 上没有信号，说明动作正确；
 - 6) 减少 X 直到出现误插入，注意回声途径损耗减少数值不应低于 2dB ；
 - 7) 在脉冲发生器工作时，使 R_{in} 的信号为 -10 和 $0\text{dBm}0$ ，重复 4—6 步；
 - 8) 在脉冲发生器切断时，使 R_{in} 的信号为 $-40\text{dBm}0$ ，重复 2、4、7 步；
 - 9) 把时延调整到 24ms ，重复 2—8 步。

注意对于 R_{in} 端的任何信号电平的脉冲对，其时延调整直到 24ms 以及回声途径损耗为 6dB 或更大一些时，不应出现误插入。

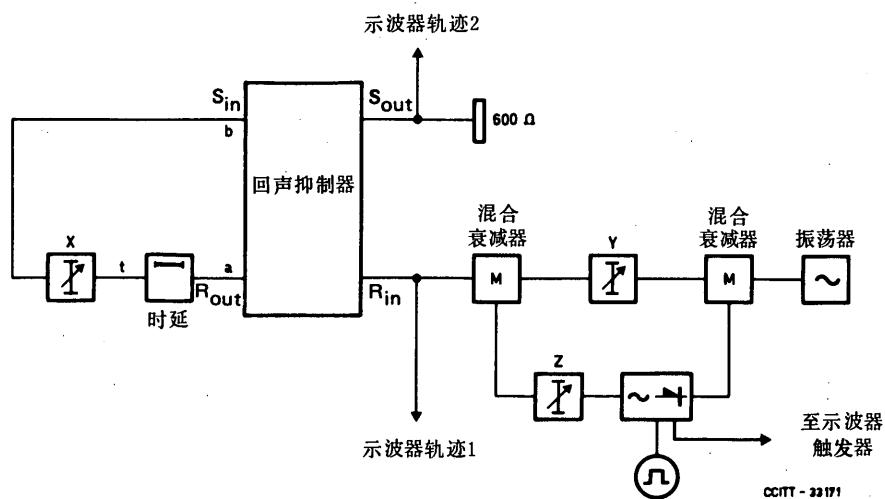


图 19/G. 164
误插入测试电路图

6.4.2 测试 8——滞后过大时的插入误保持

连接图如图 20/G. 164 所示。所需设备有：

- 一台 600Ω 平衡输出阻抗的振荡器；
 - 三台 600Ω 平衡衰减器；
 - 两台 600Ω 混合衰减器；
 - 一只 600Ω 终端电阻；
 - 一台猝音发生器；
 - 一台放大器（作缓冲器用）；
 - 一台双线示波器。
- 1) 置振荡器于 1000Hz (其容许误差见 § 6.1.4)；
 - 2) 调整 Q ，使得 R_{out} 与 S_{in} 之间通道损耗等于这两点测试电平差加 6dB ；
 - 3) 调整 R ，使得 $L_R = -28\text{dBm}0$ ；
 - 4) 调整 P ，使得 $L_S = (L_R + 3) \text{ dBm}0$ ；
 - 5) 检查示波器轨迹 2 上的信号确实正确时（见图 21/G. 164），说明没有出现插入误保持；
 - 6) 当 L_R 为 -16 和 $0\text{dBm}0$ 时，重复 3—5 步。

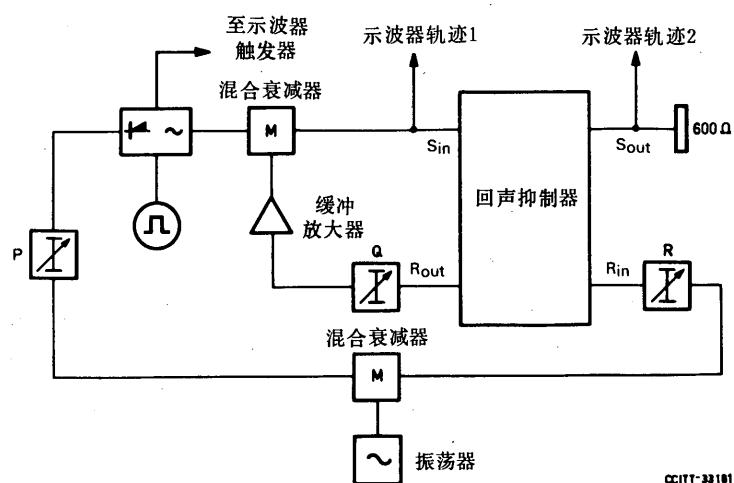


图 20/G. 164
滞后过大时，插入误保持的测试电路

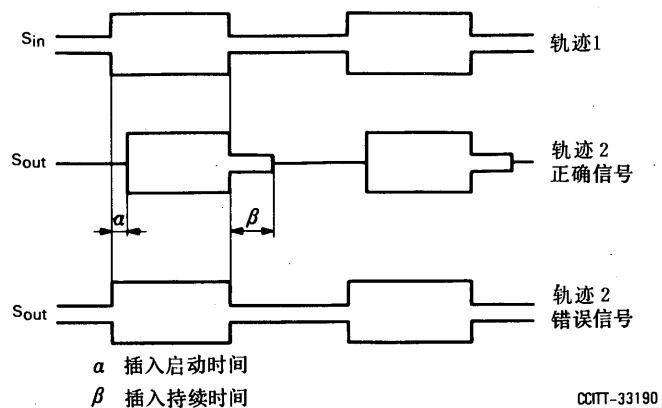


图 21/G. 164
滞后过大时，插入误保持的波形图

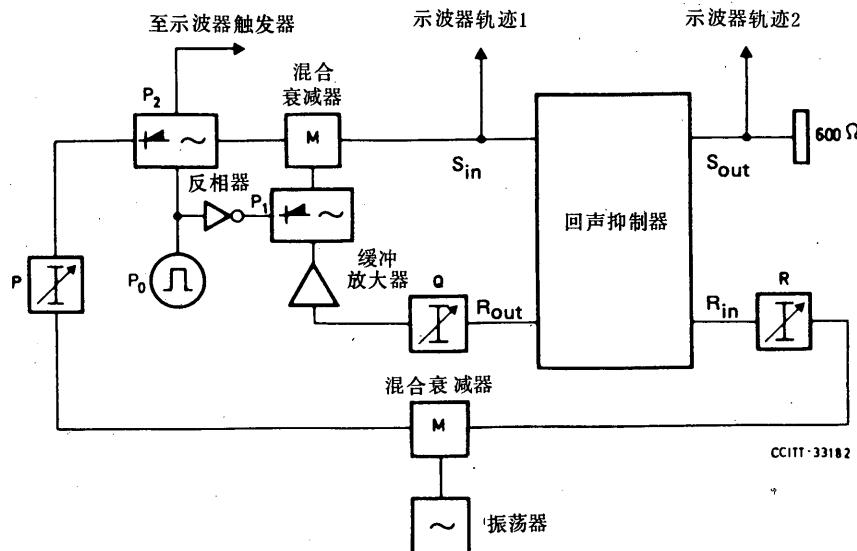
6.5 自适应插入回声抑制器特殊的动态特性测量

6.5.1 测试 9——自适应插入差动灵敏度

连接图如图 22/G. 164 所示。所需设备为：

- 一台 600Ω 平衡阻抗的振荡器；
 - 三台 600Ω 平衡衰减器；
 - 一只 600Ω 终端电阻；
 - 二台 600Ω 混合衰减器；
 - 二台猝音发生器，其周期可变到 10s；
 - 一台反相器；
 - 一台放大器（作缓冲器用）；
 - 一台双线示波器。
- 1) 置振荡器于 1000Hz (其容许误差见 § 6.1.4)；
 - 2) 调整 R ，使得 $L_R = 0\text{dBm}0$ ；
 - 3) 调整 Q ，使得 R_{out} 和 S_{in} 之间的衰减等于这两点的测试电平差加 6dB ($a_E = 6\text{dB}$)；
 - 4) P 初始至少置于 55dB，减少 P 以增加 L_s 值直到抑制拆除；在示波器的轨迹 2 上（见图 23/G. 164），检验 T_{VW1} 是否满足 $L_R - a_E + 3 < L_s < L_R - a_E + 6$ ；
 - 5) 当 $L_R = -8\text{dBm}0$ 时，重复 2—4 步；
 - 6) 当 $L_R = -15\text{dBm}0$ 时，重复 2—4 步；
 - 7) 当 $a_E = 15\text{dB}$ 时，重复 2—6 步；
 - 8) 当 $a_E = 24\text{dB}$ 时，重复 2—5 步；
 - 9) 当 $a_E = 26\text{dB}$ 时，重复 2—4 步；

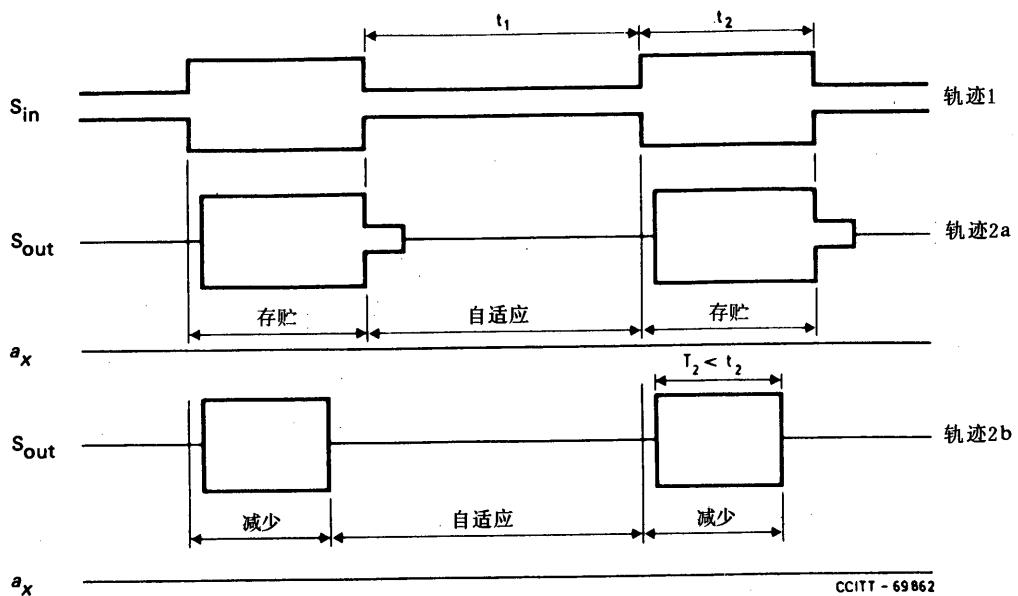
说明：测试 9 检查 a_x 的最小范围至少为 20dB ($a_{x_{max}} > 20\text{dB}$)。



注 1 — $P_0 = P_2 = \bar{P}_1$ (波形 P_0 、 P_1 和 P_2 之间的关系)。

注 2 — 这一测试电路图还可以用于测试 10, a)，见 § 6.5.2.1。

图 22/G. 164
测量自适应插入差动灵敏度和在 W_a 区 a_x 减小率的测试电路



注1——初始置 t_1 为5s, t_2 大约为1s。

注2—— t 也可以使用比较小的值, 这取决于在 Z_i 状态时 a_x 变化的幅度和增加率。

注3——轨迹2有两种变化的可能:

a) 对于 $a_E = 6\text{dB}$, 在 W/Z 过渡之后, 必须观察插入持续时间《 β 》(见图21/G.164)(轨迹2a)。

b) 当 $a_E > 6\text{dB}$ 时, 在 W_{Ai}/Z_i 过渡之后, 如果 a_x 在 W_{Ai} 状态中存入, 必须观察时间《 β 》(轨迹2a) (见表6/G.164)。但如果 a_x 减小而且持续时间 t_2 又足够长, 就不观察时间《 β 》(轨迹2b)。

图 23/G. 164
测量自适应插入差动灵敏度的波形图

6.5.2 测试 10—— a_z 变化率的测量

6.5.2.1 测试 10a——在 W_{Ai} 状态中 a_z 减小率的测量

连接图(图 22/G.164)和所需设备与测试 9 相同。

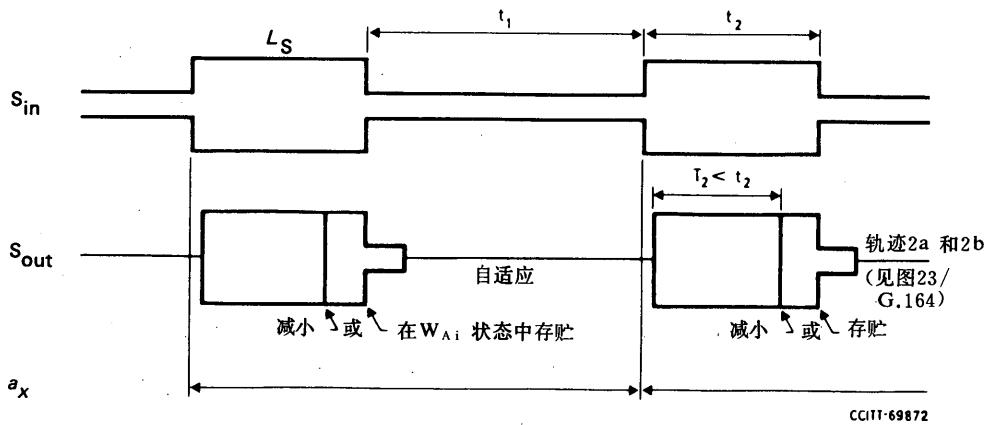
- 1) 置振荡器于 1000Hz (其容许误差见 § 6.1.4);
- 2) 调整 R , 使得 $L_R = 0\text{dBm0}$;
- 3) 调整 Q , 使得 $a_E = 20\text{dB}$ [在 Z_i 状态收敛之后, a_z 必须等于标称值 14dB (a_{zc})];
- 4) 利用 P 增加 L_S , 直到拆除抑制并在接收通道中插入损耗 C (见图 7/G.164)。检查 T_{VW1} 是否满足 $-17 \leq L_S \leq -14$ (dBm0);
- 5) 重复第 4 步, 以获得图 24/G.164 的波形。当 t_2 结束之前插入经过 (T_2 结束) 时, 回声抑制器使得 a_z 在 W_{Ai} 区减小。测量 T_2 ;
- 6) 当 a_z 已减小到门限电平 a_{xE} 时, 插入结束。其中

$$L_R - C - L_S - 3 \leq a_{xE} \leq L_R - C - L_S$$

检查在 W_{Ai} 状态中 a_z 的理论减小速度, 它由下式近似给出:

$$V = \frac{a_{zc} - a_{xE}}{T_2} \text{dB/s}$$

式中 $a_{zc} = 14\text{dB}$ 。



注1——在持续期间， t_1 可能近似长达3.5s 之久，这取决于在 Z_i 状态中 a_x 的增加率。

注2——在 W_{Ai} 状态中 a_x 的减小率可能很小，为此可能必须使 t_2 增加，以便能够观测到轨迹2b 的波形。

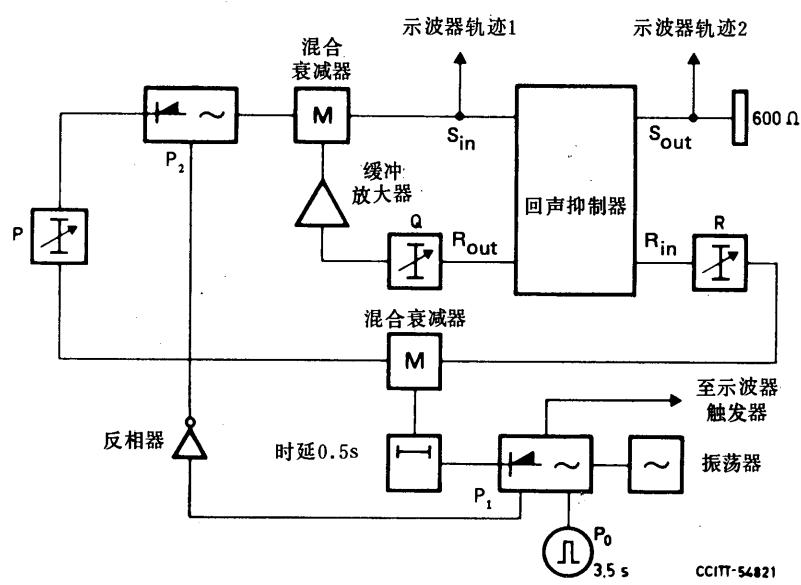
图 24/G. 164
测量在 W_{Ai} 状态中 a_x 减小率的波形图

6.5.2.2 测试 10b——在 Z_i 状态中测量 a_x 的增加率（见图 25/G. 164 和图 26/G. 164）

连接图示于图 25/G. 164，所需设备有：

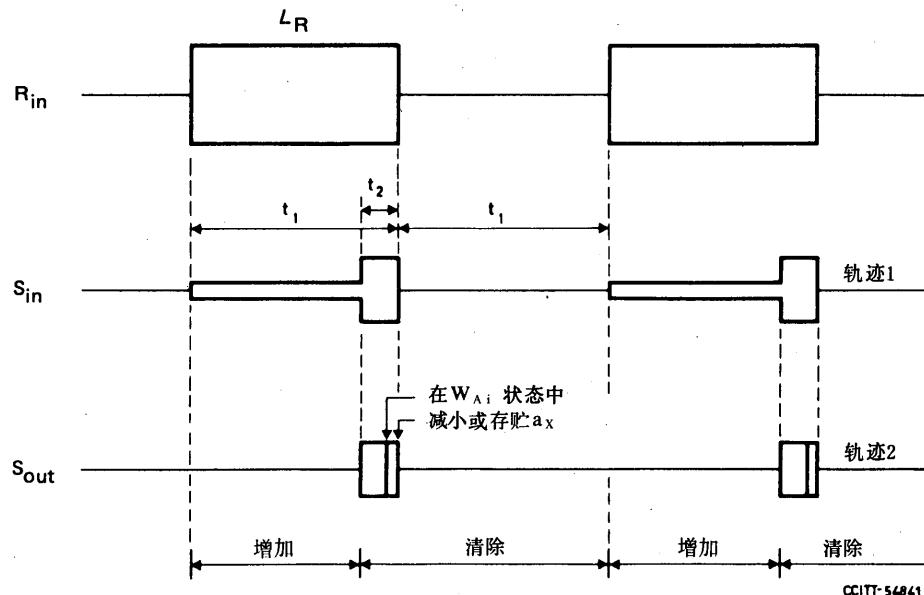
- 一台 600Ω 平衡阻抗的振荡器；
- 三台 600Ω 平衡衰减器；
- 两台 600Ω 混合衰减器；
- 一只 600Ω 终端电阻；
- 两台猝音发生器，其周期可变到 10s；
- 一台反相器；
- 一台放大器（用作缓冲器）；
- 一台音频时延装置，具有 500ms 时延；
- 一台双线示波器。

- 1) 置振荡器于 1000Hz（其容许误差见 § 6.1.4）；
- 2) 调整 R ，使得 $L_R=0\text{dBm0}$ ；
- 3) 调整 Q ，使得 $a_E=20\text{dB}$ ；
- 4) 调整 P ，使得 $L_S=-12\text{dBm0}$ ；
- 5) 调整 P_0 的音“通”“断”周期至 3.5s；
- 6) 检查 t_1 和 t_2 ，分别等于 3.5s 和 0.5s；
- 7) 检查在示波器轨迹 2 上的插入出现情况（见图 26/G. 164）。



注 — $P_0 = P_1 = \bar{P}_2$ (P_0, P_1 与 P_2 波形间的关系)

图 25/G. 164
测量在 Z_{Ai} 状态中 α_x 的增加率的测试电路



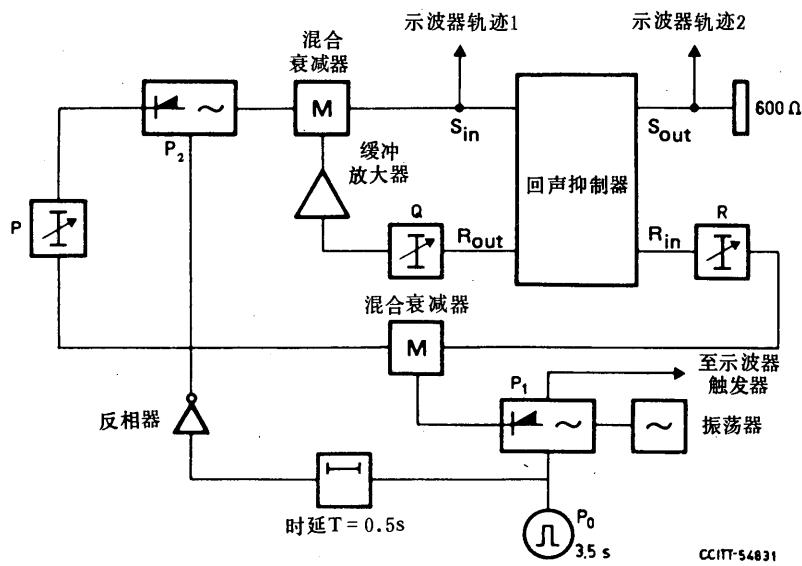
注——两种波形都有可能，它取决于在 W_{Ai} 状态中所使用的算法。

图 26/G. 164
测量在 Z_i 状态中 α_x 增加率的波形图

6.5.2.3 测试 10c——在 X 状态中 a_x 清除率的测量（见图 27/G.164 和图 28/G.164）

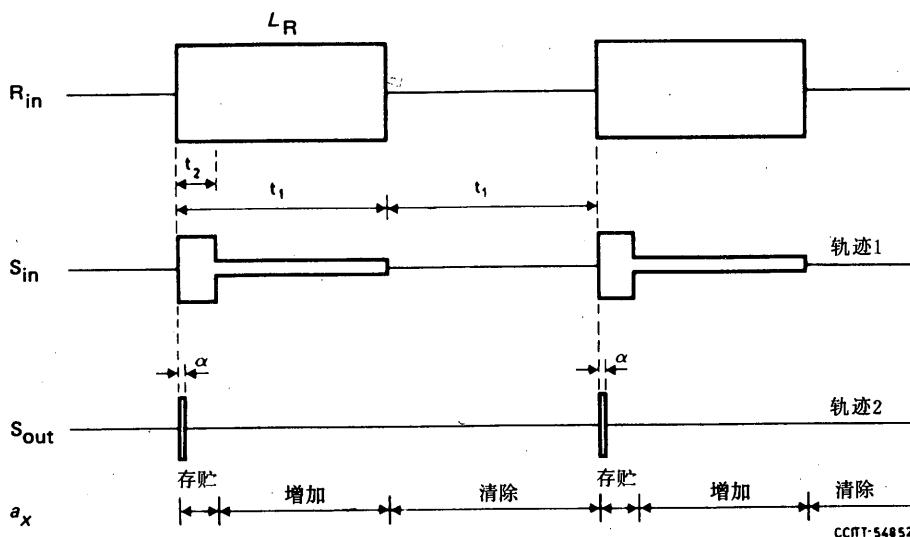
连接图示于图 27/G.164，所需设备与测试 10b 相同。

- 1) 置振荡器于 1000Hz (其容许误差见 § 6.1.4);
- 2) 调整 Q , 使得 $a_E = 20\text{dB}$;
- 3) 调整 R , 使得 $L_R = 0\text{dBm}0$;
- 4) 调整 P , 使得 $L_s = -12\text{dBm}0$;
- 5) 调整 P_0 的音“通”“断”周期至 3s;
- 6) 检查 t_1 和 t_2 分别等于 3.5s 和 0.5s;
- 7) 检查在示波器轨迹 2 上的插入不出现情况。



注 — $P_0 = P_1; P_2 = \overline{P_1} \times \delta(T)$ (P_0, P_1 与 P_2 波形之间的关系)

图 27/G.164
测量在 X 状态中 a_x 清除率 (P_2) 的测试电路



注——在 $\alpha < 2\text{ms}$ 期间之外，可能有 L_s 存在，这不影响测试结果。

图 28/G.164
测量在 X 状态中 a_x 清除率的波形图

参 考 文 献

- [1] CCITT Recommendation *Echo suppressors suitable for circuits having either short or long propagation times*, Orange Book, Vol. III, Rec. G.161, ITU, Geneva, 1977.
- [2] CCITT Recommendation *Influence of national networks on stability and echo in international connections*, Orange Book, Vol. III, Rec. G.122, Part B, b), ITU, Geneva, 1977.
- [3] CCITT Recommendation *Performance characteristics of PCM channels between 4-wire interfaces at voice frequencies*, Vol. III, Rec. G.712.
- [4] CCITT Recommendation *Characteristics of primary PCM multiplex equipment operating at 1544 kbit/s*, Vol. III, Rec. G.733.
- [5] CCITT Recommendation *300-baud modem standardized for use in the general switched telephone network*, Vol. VIII, Rec. V.21.

建 议 G. 165

回 声 抵 消 器

(1980 年订于日内瓦；1984 年于马拉加一托雷莫里诺斯、
1988 年于墨尔本修订)

1 概述

1.1 回声抵消器是位于电路（这个电路可以是一个单个的电路通道，也可以是一个传输多路复用信号的通道）4 线部分的话音控制设备，它通过从电路回声中减去估算回声的方法来降低回声。回声抵消器可以通过其传输通道表征，也可以通过回声的减少是通过模拟方式还是数字方式来表征（见图 1/G. 165～图 3/G. 165）。

1.2 本建议可应用于设计使用模拟或数字技术的回声抵消器，其目的是在国际电路上使用。按本建议设计的回声抵消器将彼此兼容并能与按照建议 G. 161 [1] 和 G. 164 设计的回声抑制器兼容。兼容性要求规定在建议 G. 164, § 1.4 节。要求中未包括的设计细节允许有一定灵活性。

回声抵消器除了对国际电路进行网络回声控制以外，还可在有源 2/4 线混合线圈或 2 线增音机上使用；但本建议不适用于那种回声抵消器。

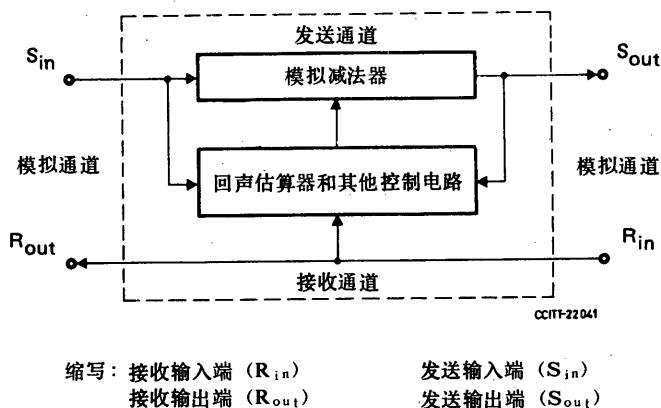
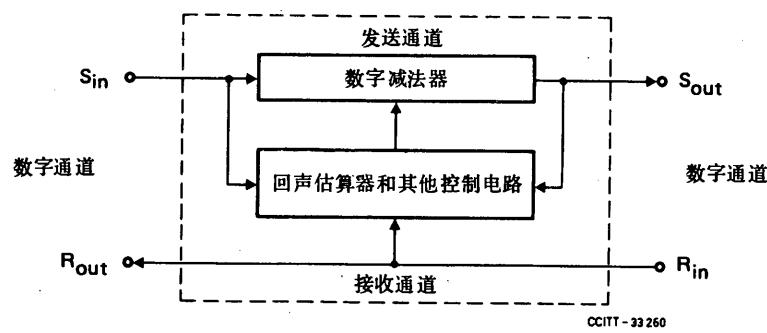


图 1/G. 165
A 型回声抵消器



注——就功能而言，C 型数字回声抵消器（DEC）的接口在 64 kbit/s。然而，24 或 30 个数字回声抵消器就可分别合成为相当于 1554 kbit/s 或 2048 kbit/s 的基群数字级。

图 2/G. 165
C 型回声抵消器

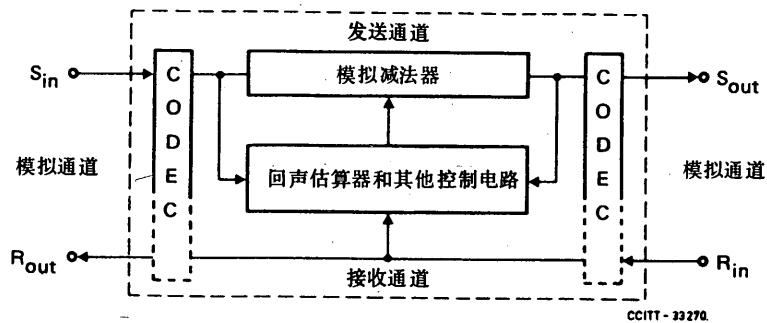


图 3/G. 165
D 型回声抵消器

2 有关回声抵消器的定义^①

在定义和正文中， L 指的是信号的相对功率电平，用 dBm0 表示；而 A 是信号通道的衰减或损耗，用 dB 来表示。

2.1 回声抵消器（见图 4/G. 165）

F: annuleur d'écho

S: compensador de eco; cancelador de eco

位于电路 4 线部分的一种话音控制设备，用于减小存在于发送通道的近端回声，它通过从近端回声中减去估算回声的方法实现。

^① 这些定义假定在发送或接收通道上不存在非线性处理（例如：中心限幅），除非另有规定。同时还假定在 S_{in} 的信号是纯回声。

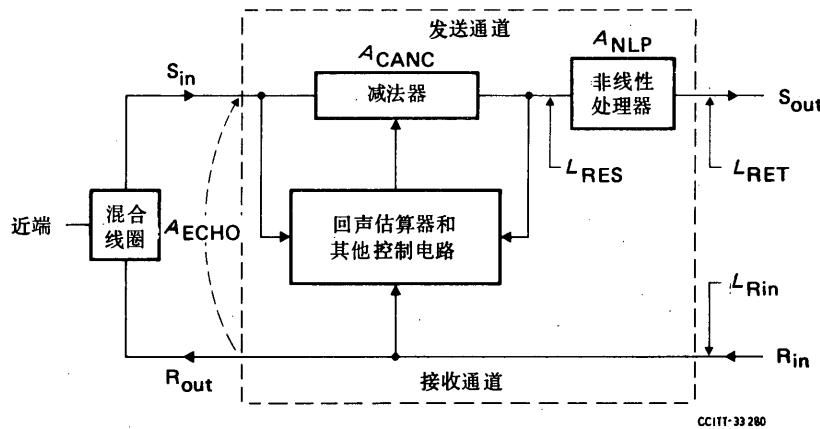


图 4/G. 165
回声抵消器

2.2 回声损耗 (A_{ECHO})

F: affaiblissement d'écho (A_{ECHO})

S: atenuación del eco (A_{ECHO})

由传输和混合线圈损耗（即回声通道中的损耗）引起的从回声抵消器的接收输出端 (R_{out}) 至发送输入端 (S_{in}) 的信号衰减。

注 — 这个定义不是严格遵守建议 G. 122, § 2.2 所给出的回声损耗的定义。那个定义适用于从国际电路的虚拟交换点观点所规定的 $a-t-b$ 途径损耗。回声抵消器可能更靠近回声反射点。

2.3 抵消值 (A_{CANC})

F: annulation (A_{NL})

S: compensación; cancelación (A_{COMP})

回声信号通过回声抵消器发送通道的衰减。这个定义明确地规定不包括在抵消器的输出部分任何非线性处理引入的附加衰减。

2.4 残余回声电平 (L_{REC})

F: niveau d'écho résiduel (N_{RES})

S: nivel de eco residual (N_{RES})

电路回声在不完全的抵消之后，仍保留在工作着的回声抵消器发送输出端的回声信号电平。它和接收输入信号 L_{Rin} 的关系为：

$$L_{RES} = L_{Rin} - A_{ECHO} - A_{CANC}$$

不包括任何非线性处理。

2.5 非线性处理器 (NLP)

F: processeur non linéaire (PNL)

S: procesador no lineal (PNL)

一种具有规定的抑制门限电平的设备。它有如下性能：

- a) 对检测到的低于门限值电平的信号加以抑制；
- b) 让检测到的高于门限值电平的信号通过（虽然该信号可能会失真）。

注 1 — 非线性处理器的准确工作情况取决于所使用的检测、控制算法。

注 2 — 非线性处理器的一个实例为模拟中心限幅器，它将所有低于规定门限的信号电平限制到一定最小值。

2.6 非线性处理损耗 (A_{NLP})

F: affaiblissement par traitement non linéaire (A_{TNL})

S: atenuación por procesamiento (o tratamiento) no lineal (A_{PNL})

位于回声抵消器发送通道上的非线性处理器对残余回声电平产生的附加损耗。

注 — 严格地讲，用 dB 表示的损耗不能表征非线性处理的衰减。但为了说明和讨论回声抵消器的工作，谨慎地使用 A_{NLP} 是有益的。

2.7 返回的回声电平 (L_{RET})

F: niveau de retour d'écho (N_{RET})

S: nivel del eco devuelto (N_{DEV})

正在工作着的回声抵消器发送输出端上将被返回到发话人的信号电平。如果有非线性处理，则非线性处理器的衰减也包括在内。 L_{RET} 和 L_{Rin} 的关系是：

$$L_{RET} = L_{Rin} - (A_{ECHO} + A_{CANC} + A_{NLP})$$

如果没有非线性处理，那么 $L_{RES} = L_{RET}$

2.8 组合损耗 (A_{COM})

F: affaiblissement combiné (A_{COM})

S: atenuación combinada (A_{COMB})

回声损耗、抵消损耗和非线性处理损耗（如果有的话）之和。这个损耗与 L_{Rin} 和 L_{RET} 的关系是：

$$L_{RET} = L_{Rin} - A_{COM}$$

式中： $A_{COM} = A_{ECHO} + A_{CANC} + A_{NLP}$

2.9 收敛

F: convergence

S: convergencia

回声途径模式的形成过程，在回声估算器中使用这个模式对电路回声进行估计。

2.10 收敛时间

F: temps de convergence

S: tiempo de convergencia

对于一个规定的回声途径，收敛时间为一规定的测试信号加到回声抵消器的接收输入端（其估算回声途径的脉冲响应初始调到零）的瞬时与返回的回声电平在发送输出端达到规定电平的瞬时之间的间隔。

2.11 漏泄时间

F: temps de fuite

S: tiempo de fuga

在全收敛回声抵消器的接收输入端去掉测试信号的瞬时，与收敛电路禁止而把测试信号重新加到 R_{in} 端时，回声抵消器中的回声途径模式改变到返回的回声达到规定电平的瞬时之间的间隔。

这个定义系指回声抵消器在其收敛电路中采用了漏泄积分器的情况。

3 回声抵消器的特性

3.1 概述

本建议适用于设计回声抵消器。假定这些回声抵消器是“半”回声抵消器；在这些抵消器中，由于接收通道上有信号出现，只在发送通道上进行抵消。

3.2 目的、运行和环境条件

在任何 2 线或 2/4 线结合的电话电路上，由于阻抗失配而产生回声。回声抵消器可用于把这个回声减少到容许的水平。

在回声抵消器发送输入端出现的回声，是从远端传来的失真的和时延了的来话话音，即回声是经过回声途径改变后的来话。回声途径通常用其脉冲响应（见图 5/G. 165）来描述。这种典型的回声途径响应，表现为回声途径传输设备固有时延引起的纯时延 t_r 和由于频带限制和多次反射产生的离散信号。这些因素的总和就是回声途径时延 t_d 。时延和离散值将随回声途径的特性而变化。例如，对于不同的国内网，它们就可能不一样。假设回声途径基本上是线性的且不连续变化^②，例如，没有相位滚动（见建议 G. 164）。此外，用 dB 表示的回声途径损耗（见上面 § 2.2）可能是这样的：从回声抵消器 R_{out} 至 S_{in} 的最小损耗将等于这两端的相对电平差加上 6dB。按本建议设计的回声抵消器将严格执行 6dB 的回声损耗 (A_{ECHO}) 或更大一点。当 (A_{ECHO}) 低于 6dB 时，它们可能还能工作，但要降低性能。定量表示这种降低的性能是不可能的。

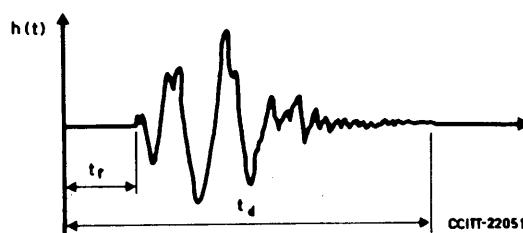


图 5/G. 165
回声途径脉冲响应的实例

② 为非线性的和（或）时间变化的回声途径专门设计的回声抵消器比为线性的和/或时间不变的回声途径设计的回声抵消器要复杂得多。在这个建议中因感到资料不足，所以不包括那种复杂的回声抵消器。符合本建议的回声抵消器是自适应的，并仅对付只有接收讲话存在时的缓慢变化的回声途径。

回声抵消器必须能够综合复制回声途径的脉冲响应。许多回声抵消器采用取样数据表达式来模拟回声途径并用奈奎斯特速率取样(8000Hz)。这种功能适当的回声抵消器必须根据要求的取样数^③具有足够的存储容量。具体地说，存储地址太少的话，将妨碍充分综合所有回声途径；存储地址太多的话，不用的地址由于预测噪声一般不为零会产生不希望有的附加噪声。应该看到回声抵消器引入了一条附加的并联的回声途径。如果回声途径模式的脉冲响应与回声途径脉冲响应有足够大的差别，那么总返回回声会大于仅是因回声途径产生的回声。

回声抵消器用于逐级接续的连接中时，回声途径是变化的。当讲话首先到达 R_{in} 端时，回声抵消器必须适应或收敛到新的回声途径，并且希望这个动作非常快，例如大约 0.5s。不管收到的讲话电平和回声途径的特性如何，其残余回声应是很小的。有些主管部门认为，倘若采用少量的非线性处理（见 § 5）就可以进一步减少残余回声的话，则应允许有稍高一些的残余回声电平。

当收到讲话而且近端开始双方同时讲话时，回声抵消器可能把这个发送的信号看作为新的回声信号并力图去适应它。这有可能严重地降低了该连接的主观通话质量。不仅减低了回声的抵消，而且还会出现双方讲话失真，因为回声抵消器是力图动态适应的。采用两个通用的方法作为解决办法：第一种方法是使用在双方讲话期间实行缓慢适应的算法；第二种方法是采用双方同时讲话检测器，它类似于在回声抑制器中使用的一样。但回声抵消器的双方同时讲话检测器，一般宁可以回声误动为代价，也要有利于插入。这一点不同于回声抑制器中的双方同时讲话检测器。

为此，回声抵消器具有以下基本要求：

- 1) 迅速收敛；
- 2) 在单方讲话时，主观感觉低的返回回声电平；
- 3) 在双方同时讲话时，低扩散。

当回声抵消器位于国际信令设备的用户侧时，信令音不经过抵消器，这样就不必采取专门措施。当抵消器装在信令设备的国际侧时，在有效信令交换间隔期间，通常利用开关阻塞回声抵消器，以防止由此引起信令音的失真。当信令音同时出现在抵消器的接收和发送端时（双方同时讲话），则接收信号将通过包含在抵消器中的回声途径模型来处理。由抵消器产生的信号估计可能足以改变发送侧的信号，这样将使得该信号不能被信号接收单元完全承认（注 1）。在 CCITT 6 号和 7 号信令系统传输连续检查信号期间，回声抵消器必须阻塞（注 2）。如果一符合建议 G.165 的回声抵消器位于 CCITT 5 号信令单元的国际侧，工作着的抵消器将连续地受到 CCITT 5 号信令交换的干扰，除非采取附加的专门保护措施。详情见建议 Q.115。

注 1 — 对某些回声抵消器，当发送和接收频率不同时，这个问题可能不出现。

注 2 — 关于 CCITT 6 号信令的 CCITT 建议 Q.271 和关于 CCITT 7 号信令的建议 Q.724，都包含有如下说明：“因为在电路中有回声抑制器在工作，将受到连续检查的干扰，所以在检查期间必须阻塞抑制器，而且必要时在完成检查之后重新启动它们。”

③ 已经成功地验证了具有 16ms 至 40ms 存储能力的回声抵消器。在使用回声抵消器的网路中，回声途径的最大时延 t_d 将决定所要求的存储能力。

3.3 外部启动/阻塞

在回声抵消器应包含一种可供选择的功能，以通过来自干线电路的外部驱动地气（大地）来提供启动或阻塞。启动器应有的功能是允许和防止正常回声抵消器的工作。某些 C 型回声抵消器可能利用数字信号直接阻塞。有些数字数据信号可能要求 C 型回声抵消器在外部阻塞状态时提供 64kbit/s 比特序列的完整性。

3.4 当输入信号加至发送和接收通道时的性能测试与要求

3.4.1 传输性能

除下面指明的外，建议 G.164 相应的传输性能要求也适用于回声抵消器。

3.4.1.1 时延失真—A 型

相对于最小时延的时延失真不应超过表 1/G.165 所给出的值。

表 1/G.165

频段 (Hz)	时延失真 (μs)
500- 600	300
600-1000	150
1000-2600	50
2600-3000	250

3.4.1.2 衰减失真—A 型

衰减失真应当是这样的：如果 Q_{dB} 是 800Hz (或 1000Hz) 的衰减，那么在 300—3400Hz 频带内，任何频率的衰减应在 $(Q + 0.5)$ dB 到 $(Q - 0.2)$ dB 的范围内；频率为 200Hz 的衰减应在 $(Q + 1.0)$ dB 到 $(Q - 0.2)$ dB 的范围内。

3.4.1.3 群时延—C 型

发送通道的群时延应保持最小值而且不应超过 1ms。接收通道应不出现明显的时延。

注 — 回声途径中形成的帧滑动可能导致回声抵消的偶而降低。如果时延对同步数字发送通道和接收通道是必需的，则发送通道容许的总时延，包括上面提到的群时延，一定不能超过 1ms；在接收通道上不超过 $250\mu s$ 。

3.4.1.4 群时延—D 型

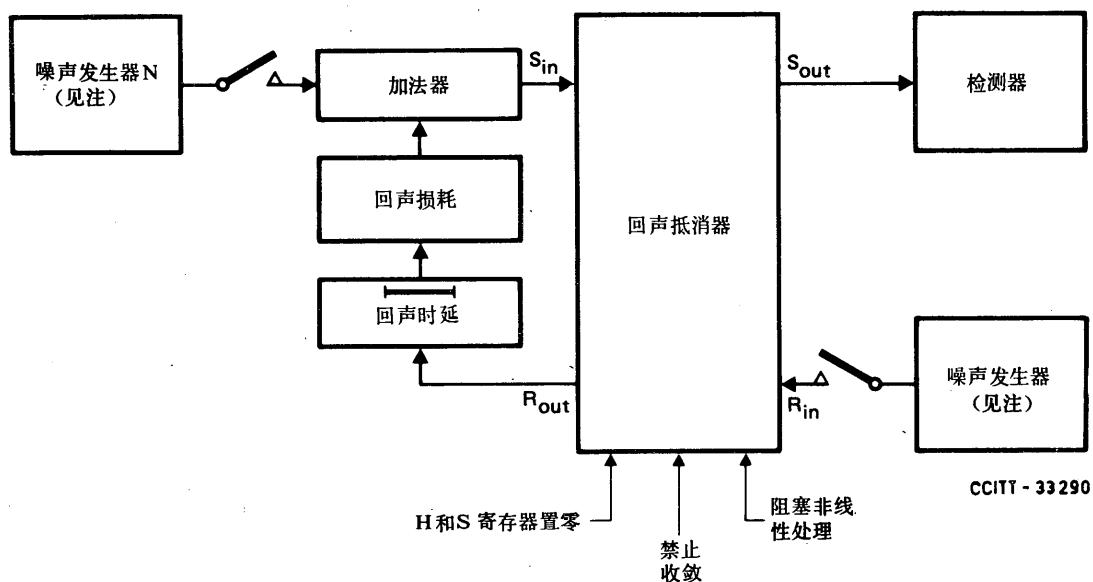
发送通道和接收通道的群时延应满足 § 3.4.1.3 对 C 型回声抵消器的要求，并附加上建议 G.712 给出的对编解码器所允许的时延。

3.4.2 回声抵消器的性能

下述对回声抵消器的性能要求适用于含有非线性处理器的情况（对回声抵消器不含有非线性处理器的情况，见附件 A）。

在这些测试中，假设非线性处理器能被阻塞，回声途径脉冲响应的存储（在 H 寄存器）能被清除（置零），并且能被阻止适配。

利用在回声抵消器的 R_{in} 和 S_{in} 施加信号并测量 S_{out} 信号的测试方法来说明这些要求。测试装置如图 6/G.165 所示。假设各点均为相等的相对电平点。使用限制频带的噪声作为接收输入测试信号。回声损耗与频率无关。



注——§3.4.2 的要求是建立在使用频带受限的白噪声（300—3400Hz）作为测试信号的基础上。与建议 G.227 要求一致的噪声也可以使用。然而，§3.4.2 要求的可应用性需要证实和进一步研究。
更能表达实际讲话的其它测试信号使用问题以及测试方案的可能变功和要求，也正在研究中。

图 6/G. 165
回声抵消器性能的测试

回声抵消器的基本用途是控制讲话激励信号的回声。这种作用是通过复制合成回声途径的脉冲响应完成的，并且利用它估计从实际电路回声中抵消的回声。这种合成一定要利用话音输入信号来完成。但由于很难规定话音测试信号，下面的测试是一些典型测试；主要是为了测量的方便性和可重复性，测试依靠使用频带受限的噪声测试信号。仅在设计已经表明能根据话音输入信号和它的相应的回声适当地合成复制回声途径的脉冲响应之后，这些测试在回声抵消器上完成。本节的各项测试不使用话音信号。此外，在回声抵消器中的非线性处理器应设计得尽可能减小和潜在地避免双方同时讲话的削波和噪声对比度的可察觉影响〔见建议 G.164，表 1，注 a〕。为保证适当地工作的测试正在研究中。

3.4.2.1 测试 1——稳态残余和返回回声电平测试

这项测试的目的是为了保证稳态抵消值 (A_{CANC}) 足以使产生的残余回声电平足够低，以便允许使用非线性处理，而又不过分依赖它。

H 寄存器一开始被清除，施加足够时间的接收信号，使得抵消器收敛产生稳态残余回声电平。

要求（暂定）

由于 H 寄存器初始置零，非线性处理器阻塞接收 $\geq 30 \text{ dBm}0$ 及 $\leq -10 \text{ dBm}0$ 的所有输入信号电平 L_{Rin} 和 $\geq 6 \text{ dB}$ 的所有回声损耗，以及回声途径时延 $t_d \leq \Delta \text{ms}^{\circledast}$ 的情况，残余回声电平应低于或等于图 7/G. 165 所示的值。当非线性处理器被启动时，返回回声电平必须低于 $-65 \text{ dBm}0$ 。

注 — 建议 G. 113 允许在回声途径中可有 5 个 PCM 编解码器。在这种情况下，满足图 7/G. 165 的要求还未被证实。这一点正在研究中。

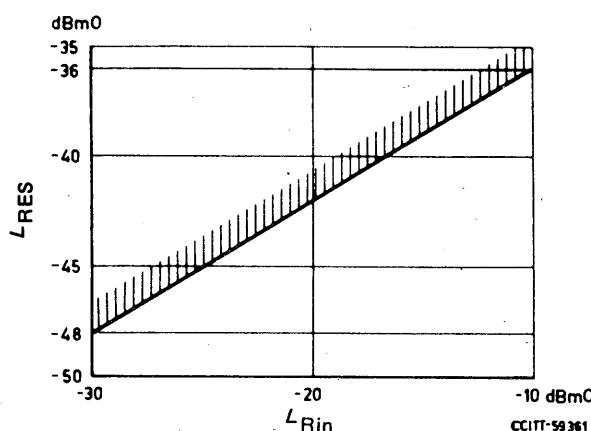


图 7/G. 165

3.4.2.2 测试 2—收敛测试

这项测试的目的是保证回声抵消器对输入信号电平和回声途径的各种组合能迅速地收敛，并保证使返回的回声电平足够低。H 寄存器一开始要清除并且要阻止适配。如果有双方同时讲话检测器的话，则应利用把信号加到 S_{in} 和 R_{in} 端，使其处于双方同时讲话状态。去掉 S_{in} 端的信号，并同时启动适配。像测量返回回声电平一样，适配程度将取决于回声抵消器的收敛特性和双方讲话检测的持续时间。

① 可以设计不同的回声抵消器，满意地工作在根据它们应用于不同的网络而有不同回声途径时延的情况下。本建议中出现的 Δ 代表回声途径时延 t_d ，回声抵消器是为这一时延而设计的。

测试程序如下：清除 H 寄存器和禁止适配。信号 N 电平为 $-10\text{dBm}0$ ，并加到 R_{in} 。然后去掉 N 信号同时适配被启动（见图 8/G. 165）。500ms 之后禁止适配，测量返回回声电平。非线性处理器应被启动。

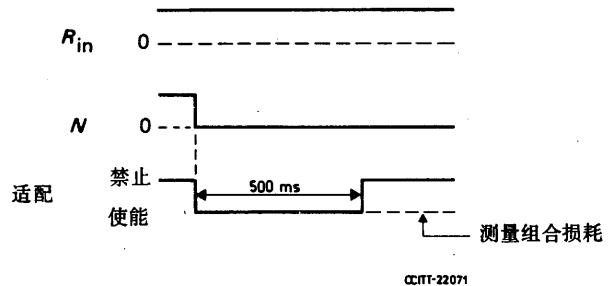


图 8/G. 165

要求

由于 H 寄存器初始置零，对于 $\geq -30\text{dBm}0$ 和 $\leq -10\text{dBm}0$ 且呈现 500ms 的所有 L_{Rin} 值， $\geq 6\text{dB}$ 的所有回声损耗值以及回声途径时延 $t_e \leq \Delta\text{ms}$ 的情况，组合损耗 ($A_{com} = A_{echo} + A_{canc} + A_{nlp}$) 应 $\geq 27\text{dB}$ 。

3.4.2.3 测试 3——双方同时讲话时的性能

本项测试有两部分，目的是测试在双方同时讲话的各种条件下回声抵消器的性能。测试假定，在双方同时讲话的检测中，采取了阻止或减慢适配方式以避免过分降低抵消作用。

3.4.2.3.1 测试 3a 的目的是为保证双方同时讲话检测不太灵敏，以致于回声和低电平近端讲话错误地引起双方讲话检测器的动作，达到不出现适配的程度。测试程序如下：首先清除 H 寄存器；然后，对某一回声时延和回声损耗值，加到 R_{in} 端一个信号，同时（见图 9/G. 165）把一个电平足够低、不严重妨碍回声抵消器收敛能力的干扰信号加到 S_{in} 端。这个信号应不引起双方同时讲话检测器动作，并应出现适配和抵消作用。1 秒钟后，该适配被禁止，测量残余回声。非线性处理器应被阻塞。

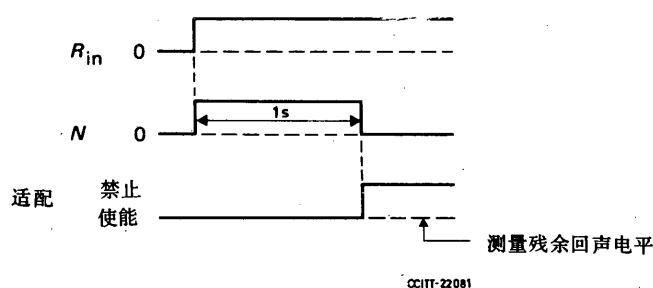


图 9/G. 165

要求

由于 H 寄存器，对于 $\geq -25 \text{ dBm} 0$ 和 $\leq -10 \text{ dBm} 0$ 的所有 L_{Rin} 值， $N = L_{\text{Rin}} - 15 \text{ dB}$, $A_{\text{ECHO}} \geq 6 \text{ dB}$ 和回声途径时延 $t_d \leq \Delta \text{ms}$ 的情况，在 1.0 秒内应出现收敛并且 $L_{\text{RES}} \leq N$ 。

3.4.2.3.2 测试 3b 的目的是保证双方讲话检测器足够灵敏，且动作迅速，足以防止在双方同时讲话时大量扩散。

测试程序如下：回声抵消器对一给定回声途径完全收敛。把信号加至 R_{in} 端，同时（见图 10/G.165）把一信号 N 加到 S_{in} ，其值至少等于 R_{in} 端的电平。这样将导致双方讲话检测器的工作。经过任意选定的时间之后 ($\delta t > 0$)，该适配被禁止，测量残余回声。非线性处理器应被阻塞。

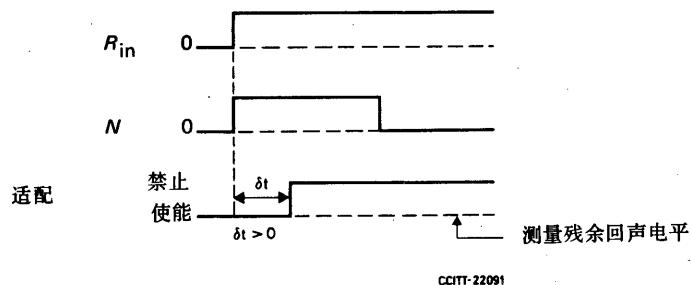


图 10/G.165

要求

由于回声抵消器初始处于全收敛状态，对于 $\geq -30 \text{ dBm} 0$ 和 $\leq -10 \text{ dBm} 0$ 的所有 L_{Rin} 值 $\geq L_{\text{Rin}}$ 的所有 N 值， $\geq 6 \text{ dB}$ 的所有回声损耗值以及回声途径时延 $t_d \leq \Delta \text{ms}$ 的情况，残余回声电平在同时应用 L_{Rin} 和 N 一段时间之后，与测试 1 中稳态要求相比，应不增加 10dB 以上。

3.4.2.4 测试 4——漏泄率测试

这项测试的目的是保证漏泄时间不要太快，也就是 H 寄存器的内容不要过快地变为零。

测试程序如下：回声抵消器对一给定回声途径完全收敛，然后从回声抵消器中去掉所有信号。两分钟后，H 寄存器的内容被冻结，把一信号加到 R_{in} 端，测量残余回声（见图 11/G.165）。在正常工作中使用非线性处理，它应被阻塞。

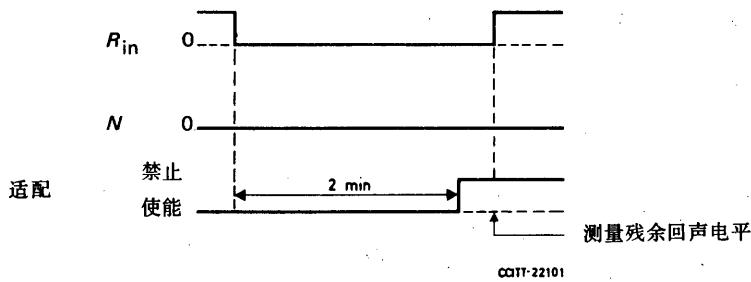


图 11/G.165

要求

由于回声抵消器初始处于完全收敛状态，对于 $\geq -30\text{dBm}0$ 和 $\leq -10\text{dBm}0$ 的所有 L_{Rin} 值，去掉 R_{in} 信号两分钟后，残余回声电平与测试 1 的稳态要求相比应不增加 10dB 以上。

3.4.2.5 测试 5——无限大回波损耗的收敛测试

这项测试的目的是保证回声抵消器有某些办法防止产生不需要的回声。当 H 寄存器含有一个回声途径模式，不论它是从前面连接来的或是从本连接来的，而且回声途径是开路的（电路回声消失），而在 R_{in} 端上有一信号存在时，这种现象就可能出现。

测试程序如下：回声抵消器对一给定的回声途径完全收敛，回声途径然后被中断，同时有一信号加至 R_{in} 端。中断回声途径 500ms 后，测量 S_{out} 上的返回回声信号（见图 12/G. 165）。非线性处理器应被阻塞。

要求（暂定）

由于回声抵消器初始处于完全收敛状态，对于 $\geq 6\text{dB}$ 的所有回声损耗值、 $\geq -30\text{dBm}0$ 和 $\leq -10\text{dBm}0$ 的所有 L_{Rin} 值，在回声途径被中断 500ms 后， S_{out} 上的返回回声电平应 $\leq -37\text{dBm}0$ 。

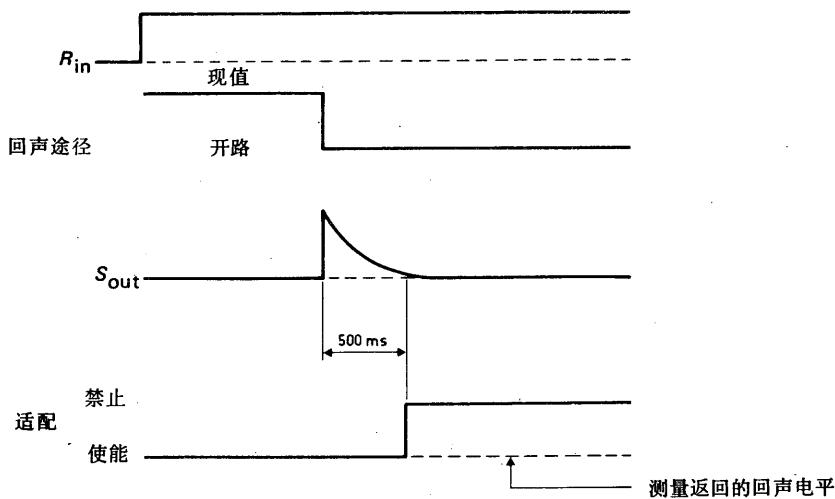


图 12/G. 165

CCITT-33310

3.4.2.6 测试 6——稳定性测试

正在研究中。

4 回声抵消器的音阻塞器特性

4.1 概述

为保证所有现行规定的 V 系列调制解调器的正常工作，本建议所包含的回声抵消器应配备有符合本节要求的音检测器。这种音检测器响应一种阻塞信号，该信号不同于在建议 G. 164，§ 5 节所描述的用于阻塞回声抑制器的信号，它是由相位周期倒换的 2100Hz 音信号组成的。音阻塞器应该仅响应规定的带内信号，而不响应其他带内信号，例如话音或没有相位倒换的 2100Hz 音信号。该音阻塞器应能检测和响应既可能存在于发送通道也可能存在于接收通道的阻塞信号。

对回声抵消器阻塞作用的要求，在于保证传送具有相位倒换的 2100Hz 音信号的 ATME2 号设备正常工作；使用本节规定的音阻塞器，或使用建议 G. 164, § 5 所规定的回声抑制器音阻塞器，均可满足上述要求。然而，使用建议 G. 164, § 5 的阻塞器，不能保证所有现行规定的 V 系列调制解调器的正常工作。

在本节中阻塞这个术语系指一种状态，在这个状态中，回声抵消器是使得通过它的两个方向上的信号不再改变。在这种状态下，没有估算回声从发送通道减去，非线性处理器成为透明的，通过回声抵消器的时延仍然满足 § 3.4.1 所规定的条件。然而，应该假定阻塞前后的电路状态之间没有关系。首先，具有音输入的（例如阻塞音）回声抵消器的工作没有规定。此外，在收敛之前（而且在被发送的阻塞音之前）回声抵消器中所存储的脉冲响应是任意的。这就可能导致在某些回声抵消器出现附加的回声途径，它保持不变，直至阻塞音再出现。还应注意回声抑制器可能处于同一电路上，并且未规定它们在启动和阻塞状态下时延之间的关系。不管上述情况如何，有可能去测量具有阻塞音的电路的往返时延，而且对这个猝音的后沿应加以利用；在结束阻塞音和开始定时之前，要分配给被阻塞的全部设备足够的时间。

还应该指出，这种状态不必履行 64kbit/s 比特序列完整性的要求。对于这种情况，与建议 G. 165, § 3.4 相一致的其他阻塞方式也将适用。

一种参考音阻塞器在附件 B 中介绍。

4.2 阻塞器特性

回声抵消器音阻塞器要求能检测具有相位倒换的 2100Hz 的音信号。被传送的信号特性规定在建议 V. 25 中。在 $180^{\circ} \pm 25^{\circ}$ 范围内的相位变化必须能检测出，而在 $0^{\circ} \pm 110^{\circ}$ 范围内的相位变化可不必检测出。

音检测器的频率特性与建议 G. 164, § 5.2 所给出的回声抑制器音检测器的特性相同。

这种检测器的动态范围应该与建议 V. 2 和 H. 51 所规定的输入电平协调一致，其容许误差为公共电话交换网所引入的变化。

4.3 保护频带特性

类似于建议 G. 164, § 5.3 中的规定，保护频带与上面 § 4.2 给出的动态范围协调一致，但下述情况例外。该检测器对于比 2100Hz 信号电平低 11dB（或更低一些）的白噪声应能完美地工作。在 5 至 11dB 的范围内不能给出明确地指标，这是由于使用的测试设备的变化。特别是，性能可能随所使用的噪声发生器的峰值与平均值之比而变化。但是，作为一般的准则，正确工作的百分比（检测 $180^{\circ} \pm 25^{\circ}$ 相位变化，不检测 $0^{\circ} \pm 110^{\circ}$ 相位变化），在信号噪声比比 11dB 每减少 1dB 时，其降低值不应大于 1%。德意志联邦共和国的主管部门提到了设计一种检测器的可能性，它能够很好地工作于 5dB 的信号噪声比。

4.4 保持频带特性

与建议 G. 164, § 5.4 的规定相同。

4.5 启动时间

启动时间必须足够长，以避免由于话音信号引起的误动；但也不能太长以致于不必要的延长阻塞时间。为此要求音阻塞器在收到阻塞信号 1 秒时间内能够启动。

4.6 讲话电流引起的误动

和建议 G. 164, § 5.6 相同。

4.7 数据信号引起的误动

希望音阻塞器极少因来自数据终端的数据信号而误动，它将因阻塞回声抵消器而受到有害影响。为此目的，对于一个装在工作电路中的回声抵消器，其合理的指标是：来自数据终端的通常数据信号，平均说来，在传输数据 100 小时期间应不引起 10 次以上的误动。

4.8 释放时间

与建议 G. 164，§ 5.7 相同。

4.9 其他考虑

阻塞音的回声和呼叫音的回声两者都可能干扰回声抵消器阻塞音的检测。因而，不建议把接收和发送信号输入加在一起组成单个检测器的输入信号。

对于检测阻塞音所要求的相位倒换数应给予足够注意。有些主管部门倾向于取 1，以增加甚至在有滑动、脉冲噪声和低信号/噪声比情况下进行检测的可能性。另外一些主管部门倾向于取 2，以增加正确区分非相位倒换的 2100Hz 音信号和相位倒换的 2100Hz 音信号的可能性。

5 用于回声抵消器的非线性处理器

5.1 范围

对本建议而言，术语“非线性处理器”仅指属于 § 2.5 节给出定义的那些设备，而且已经证明“非线性处理器”在回声抵消器中是有效的。有可能用许多方式（中心限幅正是一例）去实现这种具有固定的或自适应工作特性的非线性处理器，但不建议使用任何特殊的设备。在 § 5.2 节给出了一般的原理和导则。更详细的资料需要参考专门的工具书。在附件 C 中一个“参考非线性处理器”已经作为特殊情况给出。使用这个术语表示它只是为了指导和说明而给出的工具。它既不包括其他设备，也不意味着该参考非线性处理器在任何技术、运行和经济背景下必定最适宜实现。

5.2 一般原理和准则

5.2.1 功能

5.2.1.1 概述

非线性处理器位于减法器输出和回声抵消器发送输出端之间的发送通道上。从概念上讲，它是一种阻断低电平信号而让高电平信号通过的装置。它的功能是进一步降低在电路回声不完全抵消后仍保留的残余回声电平（如 § 2.4 节中所规定的 L_{RES} ），以便能够获得足够低的返回回声电平（如 § 2.7 节中所规定的 L_{RET} ）。

5.2.1.2 网络性能

由于符合本建议要求的回声抵消器不能完全模拟产生明显非线性失真（见 § 3.2）电平的回声途径，所以可能出现不完全抵消作用。例如，在符合建议 G. 113 要求的网路中，允许在回声途径中有 5 对 PCM 编解码器（符合建议 G. 712 要求的），这种失真就可能出现。这些编解码器累积的量化失真可能妨碍回声抵消器仅利用线性抵消技术获得必要的 L_{RET} 。为此建议所有只能模拟回声途径线性部分且打算为一般网路使用的回声抵消器，应合并为适当的非线性处理器。

5.2.1.3 限制

非线性处理器的这种使用方式代表在电路透明性方面的一种折衷，它有可能通过回声抵消器，仅仅使用模拟和抵消技术来获得必要的 L_{RET} 。理想的非线性处理器应不引起近端讲话的失真。实际的设备也许不能完全达到这种理想状态，在这种情况下建议非线性处理器应不激活双方讲话或近端单独讲话的状态。由此可见，一定不要过分依赖非线性处理器，而且 L_{RES} 必须低到足以阻止双方讲话状态下的有害回声。

5.2.1.4 数据传输

非线性处理器可能影响经过一已工作的回声抵消器的数据传输。这个问题正在研究中。

5.2.2 抑制门限

5.2.2.1 概述

非线性处理器的抑制门限电平 (T_{SUP}) 用 dBm0 来表示，并等于正弦波信号在给定瞬时—恰好被抑制时—的最高电平。固定的和自适应抑制门限电平都可以使用。

5.2.2.2 固定抑制门限

适当的固定抑制门限电平，将取决于所获得的抵消作用、讲话电平的统计特性，以及建立在要使用回声抵消器的特定网路的线路状态。为此建议，实际电平应现场选择，允许用户根据实际网路环境调整它。将要使用的固定抑制门限电平值正在研究中。一见注 1 和注 2。

注 1—作为一个暂定指导原则，建议抑制门限电平调整在要抑制的“ 2σ 发话者”和“ 2σ 回声回波损耗”的 L_{RES} 的峰值电平以上几 dB。

注 2—由某一主管部门报告的现场试验结果指出，固定抑制门限电平为 $-36\text{dBm}0$ 已给出满意的性能。另一主管部门的理论研究表明，一个回声途径含有 5 对 PCM 编解码器，当 L_R 为 $-10\text{dBm}0$ 时，其量化噪声可能导致 $L_{RES} = -38\text{dBm}0$ 。

5.2.2.3 自适应抑制门限

在使用高 T_{SUP} 以防止被大声发话者的残余回声超过，以及使用低 T_{SUP} 使其适应于实际电路状况和讲话电平以减小插入时讲话失真二者之间，可以作出良好的折衷。这种折衷可用许多方法获得，为此不建议任何具体实现方式。适用的控制算法和抑制门限电平的一般准则正在研究中。

5.2.3 非线性处理器激活的控制

5.2.3.1 概述

为了遵守 § 5.2.1.3 所制定的建议，必须控制非线性处理器的激活，使得它在可能有近端讲话存在时不启动。当“启动”时，非线性处理器应起减小 L_{RES} 的作用；当“不启动”时，它应不进行对通过该回声抵消器的任何信号的非线性处理。

5.2.3.2 控制准则

建议按下列两条准则管理控制非线性处理器的激活。第一，因为它们要用来进一步减小 L_{RES} ，所以它们应在 L_{RES} 为有效电平时启动。第二，因为它们不应改变近端讲话，所以它们应在有近端讲话时不启动。在这两条准则有矛盾的地方，控制功能应偏向于第二条。

5.2.3.3 静态特性

说明非线性处理器两种工作状态的原理图如图 13/G. 165 所示。 $L_s L_R$ 平面分成两个区，W 区和 Z 区。在 W 区，非线性处理器不工作；在 Z 区，非线性处理器工作。适当控制非线性处理器，保证在适当区域工作，要求识别出双方讲话状态或有近端讲话的情况。双方讲话检测不良，加上高抑制门限电平，将引起近端讲话失真。那时回声抵消器就会呈现出某些回声抑制器的特性。即使由于近端讲话仅仅遭受低电平的非线性失真而形成检测误差，低抑制电平也将容易准许双方同时讲话。如果抑制门限电平太低的话，那么残余回声的峰值就可能被听到。

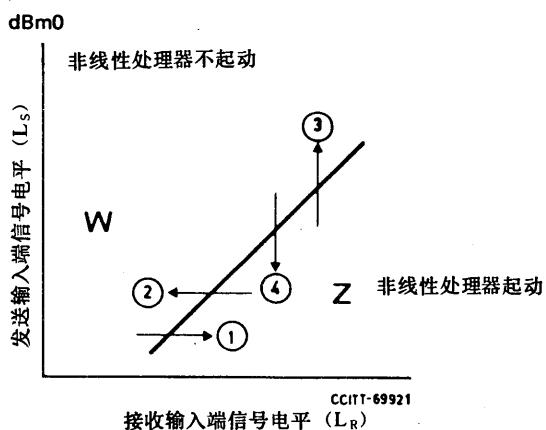


图 13/G. 165
非线性处理器的工作区

5.2.3.4 动态特性

动态特性可由在建立适当的第二区域状态以前，信号状态从一个区的一点至另一区的一点所经过的时间表示。四种这样的过渡方式在图 13/G. 165 中用箭头示出。

过渡方式 1 — $W \rightarrow Z$, L_s 为常数, L_R 增加

在这种情况下， L_s 信号首先出现，接着把 L_R 增加到足够高的电平，超过控制通道中的 L_s 信号，使得非线性处理器从不起动状态变到起动状态。由于这种情况将引起 L_s 信号（在这种情况下的近端发话者讲话）的失真，因此该动作不应启动得太快。

过渡方式 2 — $Z \rightarrow W$, L_s 为常数, L_R 减小

在这种情况下， L_R 信号已经超过控制通道中的 L_s 信号，非线性处理器处于启动状态。 L_R 信号此时开始减小。非线性处理器保持启动状态足够长时间，以防止存储在回声途径中的回声被远端发话者听到。

过渡方式 3 — Z→W, L_R 为常数, L_S 增加

这种过渡是重复双方讲话的动作。在检测出 L_S 信号之后, 非线性处理器就应尽快转换至不启动状态, 以便使近端发话者讲话的失真最小。

过渡方式 4 — W→Z, L_R 为常数, L_S 减小

在这种情况下, 已确认 L_S 存在并正在减小, 要发生的任何动作应该有利于继续允许 L_S 信号通过。这意味着在将非线性处理器转换回启动状态时, 仍有一定的时延。

5.2.4 控制通道的频率限制

正在研究中。

注 — 根据非线性处理器的特定实现方式, 在建议 G. 164, § 3.2.4.2 中对回声抑制器抑制和插入控制通道所给出的考虑和频率响应限制, 也可能适用于非线性处理器中类似的控制通道。这些控制通道可能包括激活控制和自适应抑制门限电平控制。

5.2.5 信号衰减低于门限电平

电平低于非线性处理器处于启动状态的抑制门限电平的信号衰减, 必须要满足 § 3.4.2.1 的要求。

5.2.6 非线性处理器的测试

非线性处理器可以考虑作为回声抑制器的一种特殊情况, 它局限于仅抑制低电平信号。为检测非线性处理器性能特性所需要的测试类型非常类似于建议 G. 164 中给出的回声抑制器的测试。然而, 根据非线性处理器的特定实现方式, 图 13/G. 165 的 W 区和 Z 区之间的过渡可能不像对回声抑制器的情况所规定的那么清晰尖锐。当在 W 和 Z 工作区之间过渡时, 回声抵消器发送输出端观测到的信号可能短时间改变。虽然建议 G. 164 可以作为测试非线性处理器的指南, 但可能必须对测试电路引入独特的修改, 以便测量某些特殊非线性处理器设备。还不能给出适用于各种非线性处理器的通用测试电路的建议。

附 件 A

(附于建议 G. 165)

不带非线性处理的回声抵消器

有可能实现不包括非线性处理的回声抵消器。对于这些回声抵消器, 其总回声损耗是通过回声抵消提供的。获得的回声抵消受到回声途径特性和回声抵消器实现方法的限制。特别是如果在回声途径或在回声抵消器中使用了一对符合建议 G. 712 要求的编解码器时, 则回声抵消最大值 (考虑到回声抵消器中的量化误差和其他损伤), 如图 A-1/G. 165 中实线所示。

日本已对符合图 A-1/G. 165 实线要求的回声抵消器进行了测试，并发现它提供可接受的性能。然而，其他的测试表明，回声抵消器一般应用所要求的回声抵消作用，至少如图 A-1/G. 165 中的虚线所示。但这个问题需要进一步研究。在这项研究未取得结果前，还不能普遍应用不包括非线性处理器的回声抵消器。

建议 G. 165 正文中的全部规定和测试适用于这种回声抵消器，以下情况除外：

- a) § 3.4.2.1：残余回声电平要求如图 A-1/G. 165 的实线所示；
- b) 对于所有其他各项测试，对非线性处理的任何参考均应该忽略。

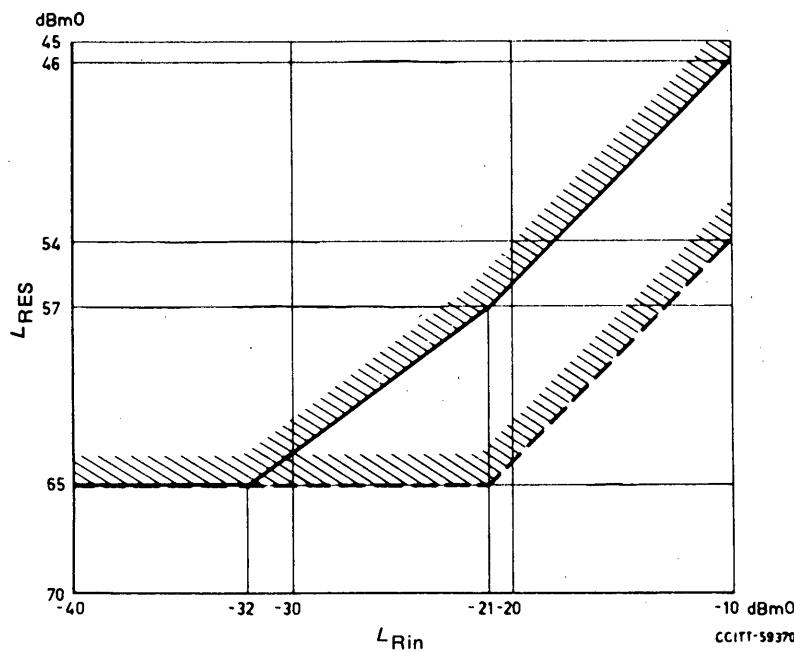


图 A-1/G. 165

附 件 B

(附于建议 G. 165)

回声抵消器参考音阻塞器的说明

B. 1 概述

本附件描述了一种回声抵消器参考音阻塞器的特性。使用术语“参考”表示阻塞实现方式仅作为指南给出。并不排除音阻塞器的其它替代实现方式，它们响应建议 V. 25 所规定的信号，也满足有关工作可靠性和防止因讲话信号而误动的全部准则。

B. 2 阻塞器特性

本附件中所描述的回声抵消器参考音阻塞器，检测每 $450 \pm 25\text{ms}$ 出现一次周期性相位倒换的 2100Hz 音。该发送信号的特性规定在建议 V. 25 中。

B. 2.1 音检测

该参考音阻塞器使用的音检测器的频率特性，除动态范围的上限为 $-6\text{dBm}0$ 外，和建议 G. 164，§ 5.2 所给出的回声抑制器音检测器的特性相同。

B. 2.2 相位倒换检测

参考音阻塞器响应的信号含有（如建议 V. 25 所规定） $180^\circ \pm 10^\circ$ 的相位倒换，这个信号已经由于网路噪声、相位抖动等引起的容许的质量降低而改变。该阻塞器应对在 0—120Hz 频率范围的 $\pm 15^\circ$ 峰—峰值相位抖动不敏感。这是建议 H. 12 和建议 G. 229 所允许的相位抖动。为了使讲话电流和网路引进的相位变化引起回声抵消器误阻塞的概率最小，该参考音阻塞器不响应 2100Hz 音在 1 秒时间内出现的 $0^\circ \pm 110^\circ$ 范围内的单个相位变化。所选择的这个数值是因为它代表了 PCM 系统中单个帧滑动引起的近似相位移。

B. 3 保护频带特性

符合建议 G. 164，§ 5.3 的要求。

注 — 对相位倒换检测期间干扰的可能性已经进行了考虑。一个潜在的干扰源是如建议 V. 25 所规定的呼叫音的存在。如果这个呼叫音干扰了相位倒换的检测，则整个阻塞检测程序要重新开始，但这仅只一次。建议 V. 25 保证了发出呼叫音之间的无音时间至少为 1 秒。

B. 4 保持频带特性

符合建议 G. 164，§ 5.4 的要求。

B. 5 启动时间

参考音阻塞器在收到无干扰的、持续的、具有周期相位倒换且电平在 $-6\text{---}31\text{dBm}0$ 范围内的 2100Hz 音 1 秒内启动。1 秒的启动时间有可能检测 2100Hz 音，并且保证会出现两次相位倒换（除非滑动或脉冲噪声掩盖了一次相位倒换）。

B. 6 讲话电流引起的误动

符合建议 G. 164，§ 5.6 的要求。

B. 7 数据信号引起的误动

符合建议 G. 165，§ 4.7 的要求。为此目的，如果已检测到 1 秒钟清晰的（即无相位倒换或其他干扰）2100Hz 音，则音阻塞器电路应不工作。在数据传输期间，检测电路保持不工作，只有当保持频带的信号低于最大保持灵敏度以下至少 3dB 后 $250 \pm 150\text{ms}$ 才又工作。因而，在数据传输期间偶然阻塞回声抵消器的可能性是很小的。

B. 8 释放时间

符合建议 G. 164，§ 5.7 的要求。

附 件 C

(附于建议 G. 165)

参考非线性处理器的说明

C. 1 概述

本附件仅作为举例说明用，并不打算作为详细设计（见 § 5.1），在尽可能简化概念的基础上描述参考非线性处理器；但它又包括足够数量的特性，给出广泛可能实现方式的指南。为此目的，这里包括两种型式的参考非线性处理器。它们都建立在具有图 C-1/G. 165 所描绘的任一种理想转移功能的中心限幅器的基础上。第一种型式的抑制门限电平（在这种情况下，由限幅电平确定）是自适应的，适应性参考 L_R 。激活控制是参考 L_R 与 L_S 之间的差值。第二种型式的抑制门限是固定的。假定参考非线性处理器用于回声抵消器中，它能至少抵消 N dB 任何返回回声线性分量。 N 的数值正在研究中。

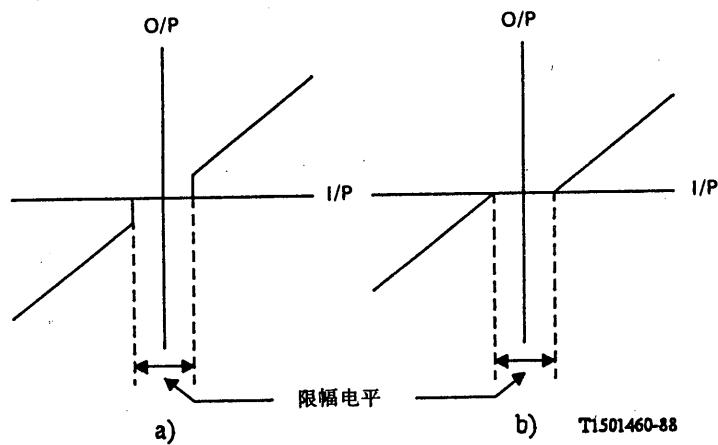


图 C-1/G. 165
理想中心限幅器转移功能的两个例子

C. 2 抑制门限 (T_{SUP})

自适应：当 $-30 \leq L_R \leq -10$ dBm0 时，

$$T_{SUP} = (L_R - x \pm 3) \text{ dBm0}$$

固定： $T_{SUP} = x' \text{ dBm0}$

注 — x 、 x' 值正在研究中。已经建议 x 为 18， x' 为 -36。这些值是否适合于在全部网路中使用还需要证实。

C. 3 激活控制的静态特性

当 $-30 \leq L_R \leq -10$ dBm0 时， $T_{WZ} = (L_R - y \pm 3) \text{ dBm0}$

注 1 — T_{WZ} 如 § 5.2.3.3 所规定。

注 2 — y 值对每种型式的非线性处理器可能不同，数值正在研究中。在 T_{SUP} 自适应情况下为 x dB 而在固定 T_{SUP} 情况下 $y \geq 6$ dB 似乎是合适的。

C. 4 激活控制的动态特性

激活控制的动态特性在表 C-1/G. 165 和表 C-2/G. 165 中给出。还可参照图 13/G. 165。

C. 5 控制通道的频率限制

见建议 G. 165，§ 5.2.4。

C. 6 测试

表 C-1/G. 165 和表 C-2/G. 165 指出，通过参考建议 G. 164 如何利用正弦波信号对非线性处理器激活控制的动态性能进行检查。图 C-2/G. 165 和图 C-3/G. 165 示出在示波器上这些测试所获得的波形。

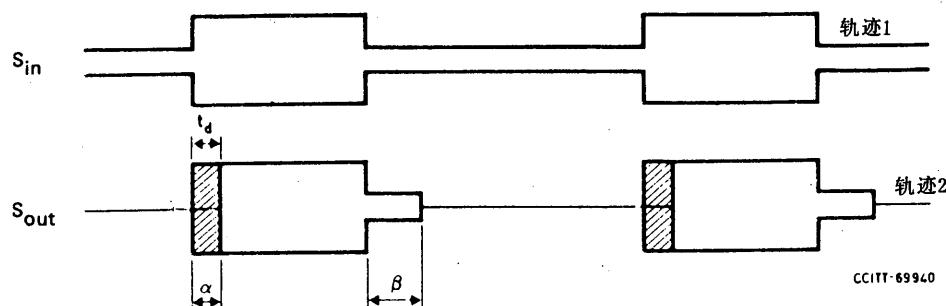
表 C-1/G. 165
非线性处理器的持续时间

边界		起始信号		最终信号		建议值(ms)	测试号 (建议 G.164)	漂移路线 (见图13/G.165)	测试电路, 图号:	示波器波形
		发送 L_S (dBm0)	接收 L_R (dBm0)	发送 L_S (dBm0)	接收 L_R (dBm0)					
Z/W	固定	-25	-10	-25	-30	15-64	5	过渡 ②	14/G.164	图C—3/G.165的轨迹1和轨迹2 (β)
	自适应	-55 -40 -30	-20 -15 -5	-55 -40 -30	-40 -40 -30	Δ ^{a)}				
W/Z	固定	-15	-25	-40	-25	16-120	6	过渡 ④	17/G.164	图C—2/G.165的轨迹1和轨迹2 (β)
	自适应	-40 -40 -25	-50 -30 -15	-55 -55 -40	-50 -30 -15	30-50				

a) Δ 为 § 3.4.2.1 中规定 [脚注⁴⁾]

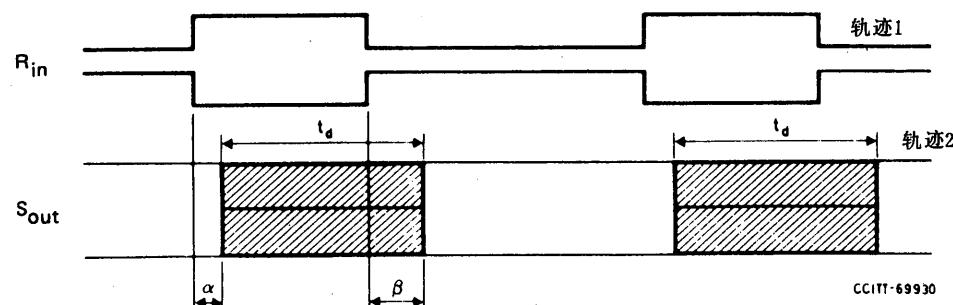
表 C-2/G.165
非线性处理器启动时间

边界		起始信号		最终信号		建议值(ms)	测试号 (建议 G.164)	漂移路线 (见图13/G.165)	测试电路, 图号:	示波器波形	
		发送 L_S (dBm0)	接收 L_R (dBm0)	发送 L_S (dBm0)	接收 L_R (dBm0)						
W/Z	固定	-25	-30	-25	-10	16-120	4	过渡 ①	14/G.164	图C-3/ G.165的 轨迹2 (α)	
	自适应	-55 -40 -30	-40 -40 -30	-55 -40 -30	-20 -15 -5	15-75					
	固定	-40	-25	-15	-25	≤ 1	6	过渡 ③	17/G.164		
	自适应	-55 -55 -40	-50 -30 -15	-40 -40 -25	-50 -30 -15	≤ 5					



α 起动时间
 β 持续时间
 t_d 可以观测到失真信号的时间间隔

图 C-2/G. 165
 L_R 为常数时, NLP 启动时间和持续时间的波形图



α 起动时间
 β 持续时间
 t_d 可以观测到失真信号的时间间隔

图 C-3/G. 165
 L_s 为常数时, NLP 启动时间和持续时间的波形图

参 考 文 献

- [1] CCITT Recommendation – *Echo suppressors suitable for circuits having either short or long propagation time*, Orange Book, Volume III.1, Recommendation G.161, ITU, Geneva, 1977.

大容量长途系统中电话用 音节压扩器的特性

(1984 年订于马拉加一托雷莫里诺斯;
1988 年于墨尔本修订)

刊载于黄皮书建议 G. 162 的压扩器，其目的是用于小容量网络系统，并未建议在大容量网络长途系统中使用它们。附于本建议的压扩器意欲用于大容量长途系统。它们可以任意选用于小容量网络系统。但不打算在用户应用方面（例如移动通信系统）使用它们。

1 概述

1.1 音节压扩器是增益变化速率可与讲话音节速率相比照的设备。一个压扩器是由在通信通道的某一点上，用于减小信号幅度范围的压缩器，再加上在另一点上用于补充增加幅度范围的扩张器组合而成。压扩器增强了主观讲话性能基本上由于两个作用。压缩器提高了弱信号的平均讲话电平，并先于预期与其相遇的提高了的噪声进入通信通道。扩张器在还原其讲话信号至它的原始动态范围时，通过衰减收听一方在寂静时可感觉到的噪声，通信通道得到了主观增强。有关压扩器工作情况的进一步描述见附件 A。

1.2 本建议不规定检测器的特性，例如峰值、有效值或平均值。

建议的性能可能不足以保证符合本建议要求但设计不同的各压扩器间的兼容性。在同一电路两端使用不同设计的压缩器和扩张器之前，主管部门应测试它们的兼容性。这些测试应考虑压扩器性能对测试信号特性的灵敏度。

1.3 在同一 FDM 载体的传输电路上使用许多音节压扩器，可能引起 FDM 系统中负荷变化。因此，FDM 系统的工作参数可能要求作为负荷的函数进行适当调整。

1.4 还应指出，当使用音节压扩器时，讲话中出现的主观增强不适用于非讲话信号的传输。在音节压扩电路中这些信号的信噪比可能降低。

1.5 下面给出的若干条款规定了 4 线电路同一传输方向上一个压缩器和一个扩张器的共同特性。假如压缩器和扩张器是类似的设计，那么用这种方法规定的特性可以较容易地获得。在某些情况下，需要相关主管部门之间紧密配合。

2 定义

2.1 不受影响电平

不受影响电平，是在压缩器和扩张器之间线路上一个 800Hz 信号在零相对电平点的绝对电平。无论电路是否采用压扩器，该电平保持不变。用这种方法定义不受影响电平，是为了不在压缩器的输入端或扩张器的输出端规定任何特定的相对电平值。

为了给压缩器引入的平均功率增加留有余量，避免增加交调噪声以及可能引起的过负荷的危险，不受影响电平必须考虑到系统容量进行调整（见参考文献 [1]，第二章附件 4，关于这种调整的详细讨论）。

2.2 压缩比

压缩器的压缩比用下式定义：

$$\alpha = \frac{L_{1CIN} - L_{2CIN}}{L_{1COUT} - L_{2COUT}}$$

式中：

L_{1CIN} 和 L_{2CIN} 是在压缩器工作范围内，任意两个不同的压缩器输入电平；
 L_{1COUT} 和 L_{2COUT} 是分别相应于输入电平 L_{1CIN} 和 L_{2CIN} 的压缩器输出电平。

2.3 扩张比

扩张器的扩张比用下式定义：

$$\beta = \frac{L_{1EOUT} - L_{2EOUT}}{L_{1EIN} - L_{2EIN}}$$

式中：

L_{1EIN} 和 L_{2EIN} 是在扩张器工作范围内，任意两个不同的扩张器输入电平；
 L_{1EOUT} 和 L_{2EOUT} 是分别相应于输入电平 L_{1EIN} 和 L_{2EIN} 的扩张器输出电平。

3 音节压扩器的特性

3.1 不受影响电平

对于大容量系统建议不受影响电平的标称值为 $-10\text{dBm}0$ 。然而，相关主管部门可自由地相互协商一个不同的不受影响电平，以使它们的传输系统有最佳负荷。这种变化预期在 $-10\text{---}24\text{dBm}0$ 范围。还应考虑到导频音负荷影响。

3.2 压缩比 α

在 § 3.4 规定的电平范围内和在 $+10^\circ\text{C} + 40^\circ\text{C}$ 的温度范围内，压扩器的压缩比 α 应为 2。在压缩器输出端测量电平与计算电平间的差（假定精确值为 2 时应不超过 $\pm 0.25\text{dB}$ ）。

3.3 扩张比 β

在 § 3.4 规定的电平范围内和在 $+10^\circ\text{C} + 40^\circ\text{C}$ 的温度范围内压扩器的扩张比 β 应为 2。在扩张器输出端测量电平与计算电平间的差，假定精确值为 2 时应不超过 $\pm 0.4\text{dB}$ 。

3.4 电平范围

正在研究中。

建议的 α 和 β 值应该适用的电平范围，应至少延伸到：

在压缩器的输入端，从 $+5$ 到 $-60\text{dBm}0$ ；

在扩张器的标称输出端，从 $+5$ 到 $-65\text{dBm}0$ 。

3.5 压缩器增益变化

对于输入电平等于不受影响电平的情况，在 $+10^{\circ}\text{C} \sim +40^{\circ}\text{C}$ 的温度范围内，当电源电压对其标称值的偏差为 $\pm 5\%$ 时，以800Hz测量的压缩器输出端电平对其标称值的变化应不大于 $\pm 0.25\text{dB}$ 。

3.6 扩张器增益变化

对于输入电平等于不受影响电平的情况，在 $+10^{\circ}\text{C} \sim +40^{\circ}\text{C}$ 的温度范围内，当电源电压对其标称值的偏差为 $\pm 5\%$ 时，以800Hz测量的扩张器输出端电平对其标称值的变化应不超过 $\pm 0.5\text{dB}$ 。

3.7 在4线电路同一传输方向上压缩器和扩张器组合的输出电平允许误差

压缩器和扩张器串联连接。压缩器输出和扩张器输入之间插入的损耗（或增益），等于将使用它们的实际电路在这两点间的标称损耗（或增益）。图1/G.166示出了作为压缩器800Hz输入信号电平的函数，扩张器输出电平和压缩器输入电平之差的允许限值（正值表示扩张器输出电平超过压缩器输入电平）。

在 $+10^{\circ}\text{C}$ 至 $+40^{\circ}\text{C}$ 的范围内，压缩器温度和扩张器温度的各种组合均应遵守该限值。如果把压缩器和扩张器间的损耗（或增益）提高或降低 2dB 重复进行测试，并假定 β 为2.00，用 $\pm 4.0\text{dB}$ 来修正测量结果时，亦应遵守该限值。

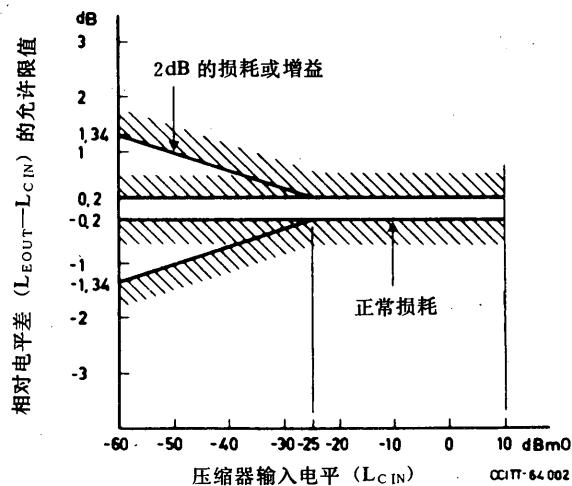


图1/G.166
压缩器和扩张器组合输出电平的允许误差

3.8 稳定状态

见1981年ITU于日内瓦出版的黄皮书III卷建议G.162的§2.6；红皮书建议G.143的§2；以及参考文献[1]给出的说明。

在 $+10^{\circ}\text{C}$ 至 $+40^{\circ}\text{C}$ 的范围内，压缩器温度和扩张器温度的各种组合均应遵守该限值。如果把压缩器和扩张器之间的损耗（或增益）提高或降低 2dB 重复进行测试，亦应遵守该限值。

注—上面§3.7节中提到的 2dB 增益（或损耗）变化，等于建议的传输损耗标准偏差的两倍，它是建议G.151，§3中建立在单个群链路上的国际电路的指标。

4 阻抗和回波损耗

压缩器和扩张器的输入和输出阻抗标称值均为 600Ω (非电抗)。

在 $300\sim3400\text{Hz}$ 的频率范围内, 当压缩器输入或扩张器输出在 $+5\sim-60\text{dBm}0$ 间任意测量电平时, 相对于压缩器和扩张器二者的输入和输出标称阻抗的回波损耗应不劣于 20dB 。

5 各种频率下的工作特性

5.1 控制电路钳位时的频率特性

当由信号整流引出来的控制电流 (或电压) 被一由外电源供给的恒定直流电流 (或电压) 所代替时, 即称控制电路被钳位了。为此, 这一电流 (或电压) 值应等于输入信号调整到不受影响电平时所获得的控制电流 (或电压) 值。

当压缩器和扩张器分别考虑时, 损耗或增益随频率的变化应处于图 1/G. 132 曲线所示的容限除以 8 后的限值以内, 测量用相应于不受影响电平的恒定输入电平进行。

5.2 控制电路正常工作时的频率特性

当控制电路正常工作时, 用相应于不受影响电平的恒定输入电平进行测量, 压缩器应遵守 § 5.1 中给出的限值。

对于扩张器, 在同样的测量条件下, 其限值可由图 1/G. 132 所示容差除以 4 后求出。

在 $+10^\circ\text{C}\sim+40^\circ\text{C}$ 的温度范围内均应遵守这些限值。

6 非线性失真

6.1 谐波失真

当压缩器和扩张器分别考虑时, 用 800Hz 正弦波不受影响电平测量的总谐波失真应不超过 0.5% 。

注 — 即使在理想压缩器中, 当信号电平突然提高时, 也会出现高输出峰值。尽管在讲话期间这种影响也会出现, 最严重的情况似乎是音频信令的情况。在例外的情况下, 期望压缩器装上限幅器, 以避免音频信令期间由瞬态过程引起的干扰。

6.2 交调测试

凡是打算使用压扩器的国际电路 (与所采用的信令系统无关), 以及在提供压扩器的国内电路上进行多频信令传输, 或采用类似类型信号的数据传输的各种情况下, 测量谐波失真加上测量交调是必要的。

与多频电话信令接收器的工作有关的交调产物是属于 $(2f_1-f_2)$ 和 $(2f_2-f_1)$ 型的三次交调产物, 式中 f_1 和 f_2 是两个信令频率。

建议用于这项测试的两个信号频率为 900Hz 和 1020Hz 。

应该考虑两种测试状态: 第一种, f_1 和 f_2 的每个信号的电平均为 $-5\text{dBm}0$; 第二种, 这些信号每个的电平均为 $-15\text{dBm}0$ 。这些电平应理解为是在压缩器的输入端或扩张器的输出端的电平 (未经压缩的电平)。

交调产物的限值定义为频率 f_1 或 f_2 中的任一信号电平与频率 $(2f_1-f_2)$ 或 $(2f_2-f_1)$ 中的任一交调产物的电平之差。

分别用于压缩器和扩张器时，该差值为 32dB。这一数值对于多频电话信令（包括在 3 个串联电路上传输的端到端信令，每条电路都装有一个压扩器）的要求来说是足够的。

注 1 — 这些数值适用于 No. 5 号信令系统，该系统将用于某些长距离国际电路。

注 2 — 压缩器和扩张器串联起来进行测量是不合适的，因为压缩器和扩张器各自交调电平可能都相当高，而由于压缩器和扩张器的特性可以互补，串联测量给出的交调结果要低得多。压缩器和扩张器串联在一起测量并发生互相补偿的情况，在实际中是不可能遇到的。这是因为线路可能有相位失真，或者是因为在线路两端的压缩器和扩张器的相互补偿要比压缩器和扩张器串联在一起测量时的补偿少。

因此，压缩器和扩张器的测量必须要分别进行。频率 f_1 和 f_2 两个信号必须同时加上，并且压缩器或扩张器输出端电平要选频测量。

7 噪声

输入和输出终接于 600Ω 电阻，参考零相对电平点的所有噪声总和的有效值应低于或等于下述值：

- 在压缩器输出端： $-45\text{dBm}0\text{p}$ ；
- 在扩张器输出端： $-80\text{dBm}0\text{p}$ 。

8 瞬态响应

配备有压扩器的 4 线电路，在同一传输方向上使用的压缩器和扩张器合成的总瞬态响应，应按如下方式检查：

压缩器和扩张器串联在一起，并在它们之间按 § 3.7 的要求插入适当的损耗（或增益）。

把一个频率为 2000Hz 的 12dB 的阶跃信号加到压缩器的输入端，启动的实际值是在 $-16 \sim -4\text{dBm}0$ 变化，复原是在 $-4 \sim -16\text{dBm}0$ 变化。观测扩张器输出的包络。出现向上 12dB 的阶跃以后，用最终稳态电压的百分比表示的过冲量（正的或负的），就是压缩—扩张器组合的启动总瞬态失真的量度。而出现向下 12dB 的阶跃以后，用最终稳态电压的百分比表示的过冲量（正或负），是压缩—扩张器组合复原总瞬态失真的量度。对于这两个数值，其允许的限值为 $\pm 20\%$ 。在 § 3.7 测试的同样温度条件和压缩器和扩张器之间同样损耗（或增益）变化的条件下，应遵守这些限值。

此外，仅压缩器本身的启动和复原时间应按如下方式测量：

如上所述，启动和复原分别采用同样的 12dB 阶跃信号。启动时间定义为突变加上的瞬时到输出电压包络达到其稳态值的 1.5 倍的瞬时之间的时间；复原时间定义为突变加上的瞬时到输出电压包络达到其稳态值的 75% 的瞬时之间的时间。

容许的限值为：

启动时间：最小 3ms，最大 5ms；

复原时间：最小 13.5ms，最大 22.5ms。

附 件 A

(附于建议 G. 166)

压扩器增强特性

压扩器之所以能够改善性能是基于这样的事实：干扰在小声讲话或间歇时最令人讨厌，而相对大声讲话又可掩盖它。因此，压扩器没有必要去改变高电平讲话信号的系统性能，在讲话电平低时必须要提供改善。噪声的减小可通过电路接收端在信号微弱或没有信号时引入损耗的方式来安排实现。这样引入的损耗将影响沿线路已经形成的噪声或串话，于是该损耗值就把干扰减小了。然而，有用信号也受到影响，为了使最终接收的讲话电平不致由于插入压扩器而改变，一个等量的增益必须在发送端引入。因此，电路的总当量仍保持不变，而低电平信号就被抬高到线路的背景干扰之上了。

然而，当高电平信号必须要发送，或沿线的线路放大器可能出现过负荷时，上述状态一定不允许持续存在。压扩器的功能就是通过恰当的方式，自动地引入所需要的增益和损耗值，不管讲话电平如何，使得电路总当量保持不变，而且增加低电平信号的信噪比。这种情况用图 A-1/G. 166 的电平曲线示意图说明。对于称为不受影响电平 X 的特定电平，压扩器使用时没有一点引入增益或损耗，信号以不变电平通过整个系统，如图中 (1)、(2)、(3) 所示。

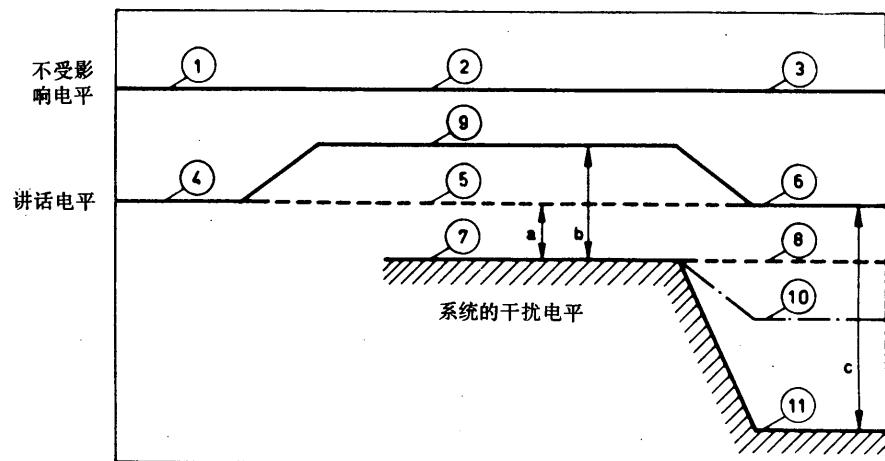
任何给定的讲话电平 (4) 也以不变的电平正常地（即无压扩器时）通过系统，如图 (4)、(5)、(6) 所示。如果假定对系统的干扰电平（噪声、串话等）如 (7) 所示。那么信号/干扰比为 a ，在讲话和间歇期间呈现在输出端的干扰电平如 (8) 所示。

然而，由于引入压扩器，输入的讲话电平 (4) 被提高到 (9)，因此在系统内给出的信号/干扰比为 b 。在接收端，讲话电平被恢复到 (6)，在讲话时相应的干扰电平为图示的 (10)。但正如早已指出的那样，最重要的是讲话间歇时的干扰电平，它如图示中的 (11) 所示，于是，讲话信号和间歇时听到的干扰间的有效比为图中所示值 c 。

压扩器在发送端部分称为压缩器，因为输入讲话信号电平的范围被压缩了。CCITT 对大容量系统建议的不受影响电平为 $-10\text{dBm}0$ 。然而，相关主管部门可以相互协商使用一个不同的不受影响电平，以使它们的传输系统有最佳负荷。这个不受影响电平预期在 -10 至 $-24\text{dBm}0$ 范围。选择的不受影响电平将影响每个通路的平均功率。

压扩器在接收端部分称为扩张器，而且保持相同的电平不变。

从上述介绍可以看出，当需要压扩器时，一只压扩器必须插入到音频 4 线通道的电话电路的两端，在发送通路用压缩器，在接收通路用扩张器。



CCITT-59460

所有电平均参考零相对电平点。

实线表示带压扩器时的系统性能；虚线为无压扩器。

a 无压扩器时的信号/干扰。

b 讲话期间由于使用压缩器获得增加的信号/干扰。

c 间歇时，由于使用完整的压扩器，所听到的讲话和干扰之间的比。对于一个理论上 $2:1:2$ 的压扩器，该比值为 $2b$ 。

图 A-1/G. 166
传输系统使用压扩器时的电平图

参 考 文 献

- [1] CCITT Manual *Transmission planning of switched telephone networks*, ITU, Geneva, 1976.

1.7 使用国际电话连接网的专用电路和连接的传输规划情况

建议 G. 171

专用网的传输规划情况

(1980 年订于日内瓦；1984 年于马拉加一托雷莫里诺斯、
1988 年于墨尔本修订)

1 概述

本建议主要涉及专用电话交换网。在某些情况下，这些网也可适用于传输模拟编码数据信号，但不专门采取措施去保证满足这方面的传输性能。虽然在电路或数字交换局的某一部分采用数字设备，但本建议的 §§ 1—9 主要涉及电路和交换局的模拟互连。§§ 10 和 11 涉及全部数字连接的一些情况。

应该注意，并不是所有的主管部门都提供这种便利条件。其它主管部门允许专用电话网和公用电话网互连。在后一种情况，往往不能保证获得符合 CCITT 标准的传输性能。多个专用网按同样的方式互连，可能导致连接的传输性能有所降低。

本建议并不打算阻止就特殊网络结构制定双边协议。在这种情况下，本建议给出的网络规划可以作为另外一种可行安排的指导。

本建议所介绍的网络规划类似于公用交换网的网络规划。因此，希望另外的几个建议（如 G. 151）在可能的和适当的地方也要得到满足。在这方面请注意，建议 G. 151 中的某些要求比本建议所包括的要严格（例如衰减失真）；对话带数据比较重要的某些损伤在 G. 151 中谈到，而在本建议中却未包括。

一般来说，专用规划中主要考虑 PBX 功能在本地交换局和汇接中心中的作用。因此，需要使用诸如衰减器转换那样的一种技术，以便得到合适的连接损耗。

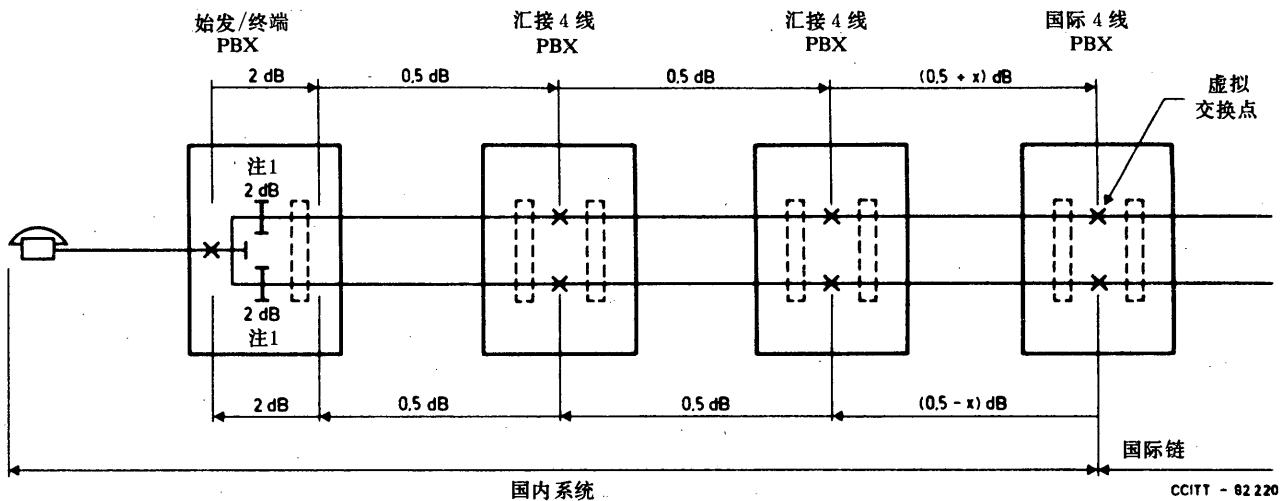
本建议所讨论的网络结构也可以通过用供专用网用户使用的交换能力来更换某些或全部 PBX 来实现，它位于电话主管部门的房间而不是在用户处。

建议 M. 1030 提供了有关维护构成专用交换网的国际租用电路方面的资料。建议 Q. 8 介绍了用于国际租用电路的信令系统。

2 网络结构

2.1 建议的 4 线网络结构

建议的网络结构如图 1/G. 171 和图 2/G. 171 所示。4 线 PBX 与低损耗 4 线电路一起使用。为了说明起见，示出了损耗规划，它是在建议 G. 121 中讨论的国内规划的基础上制定的。为了方便起见，以后的图只使用可变的损耗规划来表示。应该注意，不能更换的固定损耗规划（图 2/G. 171）只适用于国内系统的最大长度为 1000—1500km 的情况。



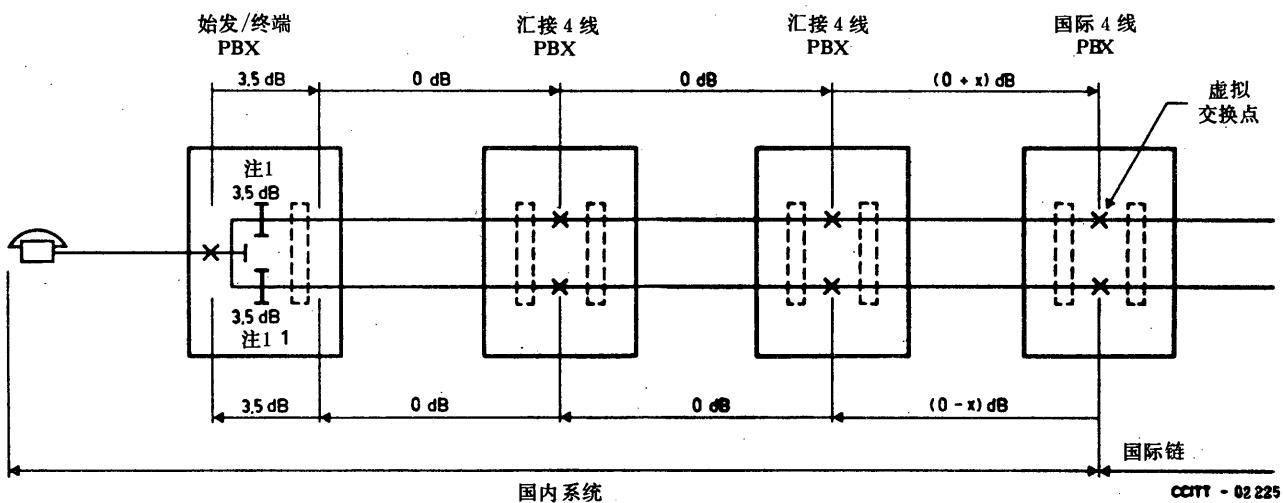
注1——2dB 可控制的衰减器或等同装置。
该衰减器在终端/始端连接时接入，在汇接连接时去掉。

注2—— x 的数值是实际和虚拟交换点之间变换所需的损耗。

注3——表示可以安装回声抵消器或半回声抑制器。

CCITT - 02.220

图 1/G. 171
可变损耗的 4 线网络结构



注1——3.5dB 可控制的衰减器或等同装置。
该衰减器在终端/始端连接时接入，在汇接连接时去掉。

注2—— x 的数值是实际和虚拟交换点之间变换所需的损耗。

注3——表示可以安装回声抵消器或半回声抑制器。

CCITT - 02.225

图 2/G. 171
固定损耗的 4 线网络结构

在每个 PBX，按上述方法使用可变衰减器或等同设备：当 PBX 交换机处于汇接方式时，衰减器位于电路“外”；在发端/终端 PBX，衰减器位于电路“内”。这就使得 PBX 的结构灵活可变，同时保证了控制回声损耗和全程响度评定值。终接国际链的 PBX 称为国际 PBX (IPBX)。从概念上讲，虚拟模拟交换点是在 IPBX。

应该注意，一般来说，短的 PBX 用户线在连接中可能需要较大的损耗，以便在虚拟模拟交换点满足有关发送和接收 LR 的建议。当然，这将取决于电话机和用户线的发送和接收 LR。也可能需要增加 PBX 内部呼叫的损耗。

2.2 使用 2 线电路所允许的网络结构

图 3/G. 171 示出的结构允许使用 2 线电路。这不是所希望的，并应该避免。如果使用，则 2 线电路只能放在发端/终端 PBX 和第一个汇接 PBX 之间。2 线电路可以全部由 2 线或由 2 线和 4 线段混合组成。

使用 2 线电路可能在连接汇接 PBX 的地方要求专门的损耗控制。否则，如果不能满足 § 5 和 6 的稳定性/回声要求，则必须在到 2 线电路的汇接连接中接入衰减器或等量的损耗。这将要求在汇接 PBX 处进行专门的转换和控制，以便区分未满足稳定性/回声要求的 2 线中继线。如果不可能这样做，则需要在所有的汇接连接中增加损耗，从而引起全程响度评定值变坏。

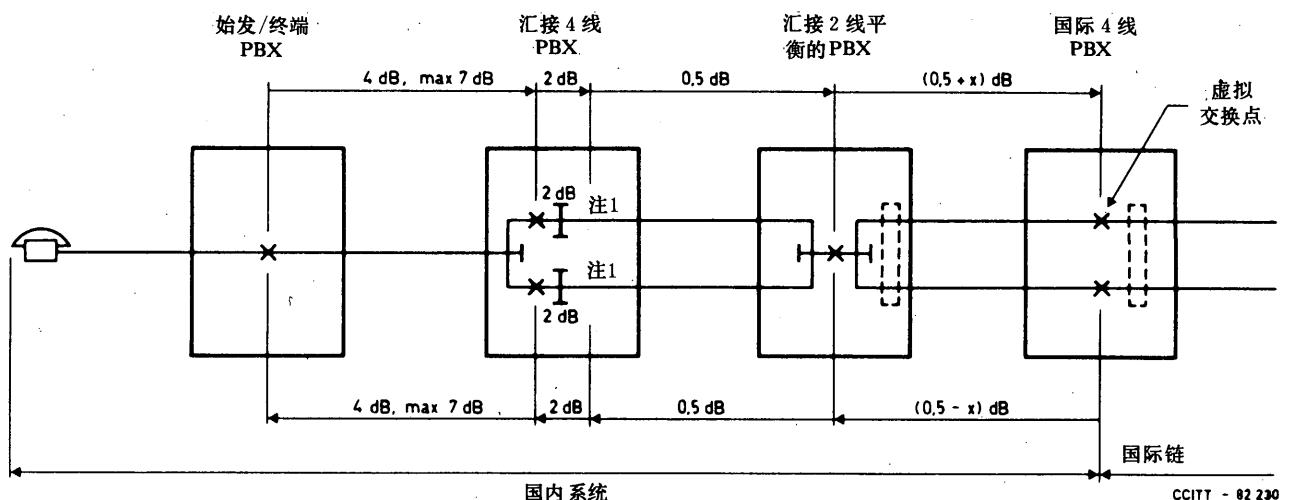
2.3 平衡的 2 线汇接 PBX

如图 3/G. 171 所示，如果全部互连的 4 线接口都满足注 2 所示的平衡要求，则可按汇接方式使用 2 线 PBX。当平均回声损耗为 27dB，标准偏差为 3dB 时，在该 PBX 的回声影响，相对于在发端/终端 PBX 或在连接 2 线电路的汇接 PBX 的主要回声可以忽略不计。建议 G. 131 涉及关于汇接 2 线交换机的这些平衡值。暂时建议在一个国内延伸中最多包括三个 2 线 PBX。这将相当于一个 2 线终端/发端 PBX 和两个附加的平衡 2 线汇接 PBX。

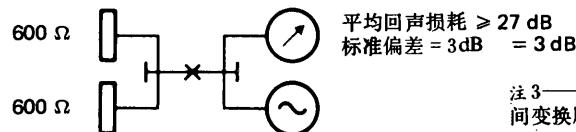
如图 4/G. 171 所示，IPBX 可以是 2 线的。虚拟模拟交换点接近 4 线侧的 2/4 线终端单元。如果 PBX 用于汇接交换，如前所述，它必须是平衡的并应使用可变衰减器或等同设备。

2.4 网络限制

为了控制损耗、失真、噪声和时延，建议从发端 PBX 到终端 PBX 最多串接 7 段电路。国内和国际链之间电路数的分配应保持灵活性，并应在各个网服从最多 7 段电路的基础上进行分配。但是，在连接的任何一个国内延伸中最多串接 5 段电路。



注 1——2dB 可控制的衰减器或等同装置。
如果不能满足 §§ 5 和 6 的稳定平衡要求，则在汇接接到 2 线电路时接入该衰减器。



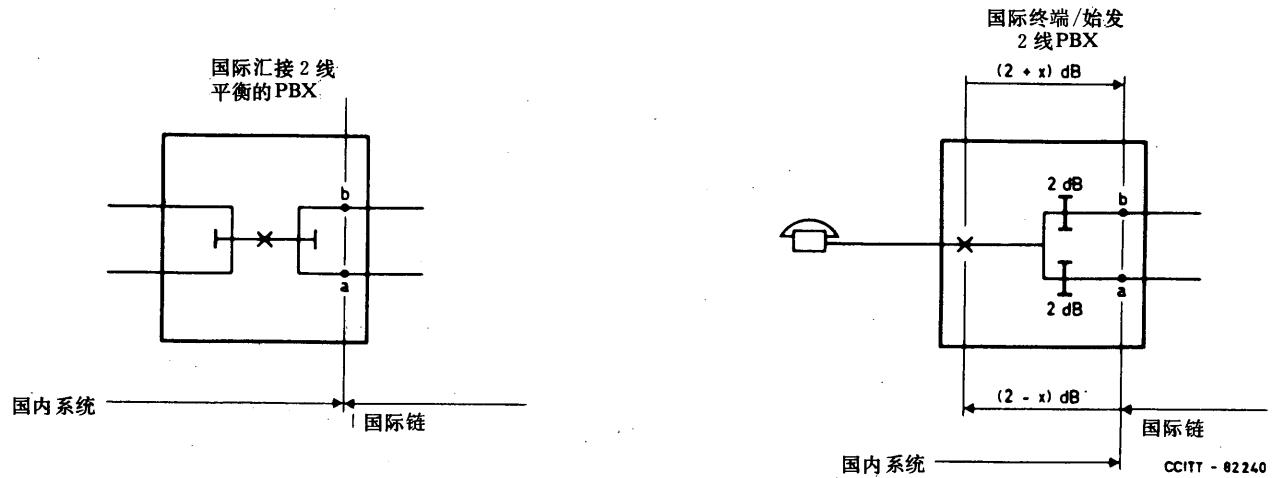
平均回声损耗 $\geq 27 \text{ dB}$
标准偏差 $= 3 \text{ dB} = 3 \text{ dB}$

注 3—— x 的数值是实际和虚拟交换点之间转换所需的损耗。

注 2——2 线平衡的 PBX。

注 4——表示可以安装回声抵消器或半回声抑制器。

图 3/G. 171
使用 2 线电路的网络结构



注—— x 的数值是实际和虚拟交换点之间转换所需的损耗。

图 4/G. 171
2 线国际 PBX

应该遵循建议 G. 114 有关单向平均传播时间的规定。特别要遵循在一个连接中应该最多有一段卫星电路出现的规定。如果不能坚持这个限制，则不能保证得到符合 CCITT 标准的传输。

为了满足在建议 §§ 5、6 和 7 中给出的有关稳定度、回声和 CRE (LR) 的要求，建议采用图 1/G. 171 到图 4/G. 171 的安排方法。可以得到相同性能的其它方法也是可以接受的。

3 国际电路的标称传输损耗

3.1 4 线电路

建议 G. 111 适用于这种电路，因此，虚拟模拟交换点之间参考频率的标称传输损耗，对采用模拟传输的电路应为 0.5dB。虚拟模拟交换点位置的表示也在建议 G. 111 中给出，并且从概念上讲，这些点应在终端电路的专用交换机上。4 线电路不包含 2 线电路段。

3.2 2 线式电路

该术语的意思是指不用 4 线接口的电路（例如，2 线交换节点之间的电路）。

本建议的目的是考虑这种类型电路的虚拟模拟交换点的位置应靠近 2/4 线终端单元（4 线侧）。这样，就可用与 4 线电路相同办法来处理。（见图 4/G. 171。）

注 1 — 在事先不掌握交换电平的情况下，不能精确地规定在参考频率上实际交换点之间的实际电路损耗。

注 2 — 电路的实际损耗在两个传输方向之间可能不同。建议 G. 121 的附件较详细地研究了这种影响。

注 3 — 电路的定义为：两个有关未用交换机的交换点之间完整的传输通道。

注 4 — 实际的传输损耗不同于标称值，并随时间变化。对于所有的电路，在参考频率上全程损耗随时间的变化（包括每天和季节变化，但不包括幅度突变）应尽可能地小，不应超过 ± 4 dB。

4 国内电路的标称传输损耗

4.1 4 线电路

在参考频率，实际交换点之间的标称损耗应为 0.5dB。这包括终接在平衡的 2 线 PBX 上的 4 线电路。IP-BX 实际和虚拟模拟交换点之间电路的损耗取决于国内规划中所用的 PBX 传输电平。

4.2 2 线电路

2 线电路不能包括 2 线/4 线混合段。在参考频率的标称损耗不应超过 7dB，并且最好低一些，例如为 4dB。

注 1 — 在大国中，某些国内安排可能在 4 线电路上使用超过 0.5dB 的标称损耗，或可能使用随距离变化的损耗，以便在不使用回声控制设备的情况下改善发话回声性能。如果满足 § 7 关于 LR 的建议，则这种方法是可以接受的。

注 2 — 由于租用电路可能包括本地不加感配线电缆线对提供的电路段，因此必须注意，要保证有适当的稳定度，以承受由不加感电缆线对引入的相对增益。

注 3 — 和国际电路一样，应该控制损耗的变化。

5 稳定度

5.1 国内 2 线电路/2 线式电路

2 线式电路是终接在 2 线 PBX 上的 4 线电路。在正常工作时遇到的所有终端条件下（例如，包括空闲状态和连接的建立阶段），任何 4 线环路的标称损耗在 0—4kHz 频带内任何频率上不应小于 6dB（暂定值）。

5.2 国际电路的终端系统

与国际电路接口的国内终端系统应遵从建议 G. 122 的稳定度要求。就 2 线式国际电路来说，可以认为虚拟模拟交换点靠近 2/4 线终端单元（4 线侧）。（见图 4/G. 171。）

在呼叫建立和拆线期间，虚拟模拟交换点（a—b）之间的损耗，必须满足建议 G. 122，§ 1 的要求。

信令系统对建立状态下的损耗有影响，见建议 G. 122 中的说明。如果用这里介绍的结构不能满足要求，则必须增加可变的或固定的损耗。

在已经建立通信期间，如下所述，图 1/G. 171、2/G. 172 和 3/G. 171 建议的结构符合建议 G. 122 的规定。假定 PBX 用户线稳定平衡回波损耗的分布等于或优于公用用户线，并且该分布的平均值为 6dB，标准偏差为 $\sqrt{6.25}$ dB，则稳定度损耗（a—b）的分布与建议 G. 122，§ 1 所建议的分布一致。G. 122，§ 1 中使用的假设与本建议所包含的相同。

注一 为了在 2 线式低损耗（如 3dB）电路上得到建议的稳定度值，2/4 线终端单元必须位于专用交换局。但是，在高标称损耗的电路上，这样做可能是不必要的。[1] 中引用的 CCITT 手册给出了关于这个课题的指导。

6 回声

6.1 国际电路的终端系统

与国际电路相接的国内终端系统，应符合建议 G. 122，§ 2 的回声损耗要求和建议 G. 131，§ 2 关于控制回声的要求。

如下所述，在已经建立通信期间，图 1/G. 171、2/G. 171 和 3/G. 171 所建议的结构应保证遵从建议 G. 122。假定 PBX 用户线回声平衡回波损耗的分布等于或优于公用用户线的回声平衡回波损耗，并且该分布的平均值为 11dB，标准偏差为 3dB，那么回声损耗（a—b）的分布与建议 G. 122，§ 1 所建议的一致。G. 122，§ 1 所用的假设与本建议所包含的相同。

6.2 回声控制设备

当需要回声控制设备（例如回声抑制器或回声抵消器）时，最好把它们放在专用交换局。这样可减小终端时延，同时，如果需要的话，也允许在串接工作期间使回声控制设备失效。此外，一些信令系统在一定的信令状态期间要求回声控制设备本地失效。国际电路的回声控制设备（回声抵消器或远端控制的半回声抑制器）应放在终接国际链的 PBX，因为同一个 PBX 可以产生/终接业务量或汇接交换到许多无回声控制的中继线。然而，如果所连接的国内电路引入的时延足以保证回声控制，则也应在这些电路上提供回声控制设备。

如果使用远端控制的半回声抑制器，则应使中间的回声抑制器失效。对回声抵消器，则不必这样做，因为串接工作不会使性能变坏。在任何一种情况下，在连接上工作的回声控制设备都应有效地靠近 PBX 用户线，进一步减小终端时延。回声控制设备位于网络的 4 线部分和第一个混合线圈与国际链之间。但是，当上述的性能因素仍可以满意地控制并在维护上和/或费用上有利时，回声控制设备也可以位于国际中心。

装有回声控制设备的电路损耗应为 0dB。

符合建议 G. 164 和建议 G. 165 的回声抑制器和回声抵消器，对于收敛抵消器和受回声抑制器控制的实际信号，一般要求 6dB 的信号损耗 ($a-b$)。因此，从性能观点考虑，希望在已建立起连接的期间，稳定性损耗 ($a-b$) 至少应为 6dB，因为这将保证 0—4kHz 频带内的任何信号（频谱）都能正确工作。然而，从经济观点看，这可能不易实现。典型的讲话信号和返回通道的频谱是这样的：如果回声损耗 ($a-b$) 至少为 6dB，则希望讲话信号的信号损耗 ($a-b$) 也至少为 6dB，并且回声控制设备应正确工作。但是，某些话带数据信号和返回通道的频谱，要求回声损耗 ($a-b$) 至少为 10dB，以保证实际数据信号的信号损耗 ($a-b$) 为 6dB。（在卫星电路上半双工工作的调制解调器可能需要回声保护，以便正常工作。）因此，当回声控制设备位于 PBX 处时，在已建立通信期间，朝用户线方向看的该设备 4 线端处的回声损耗，对于所有网络结构的 99.5% 的连接至少应为 6dB，95% 的连接至少应为 10dB。这并不是一个新的要求，该要求中的数值与所建议的回声损耗分布一致，它与回声控制设备和用户线之间的电路数无关；假设分布是高斯分布，这是一个保守的假设。

图 1/G. 171、图 2/G. 171 和图 3/G. 171 所建议的结构，保证符合最小回声损耗的建议。当采用这些结构时，在回声控制设备和 2 线终端之间总是有一个衰减器或等效设备。因此，在 § 6.1 所述的条件下，在回声控制设备终端的回声损耗分布与所建议的分布一致。

如果专用网使用回声抑制器并接到使用回声抵消器的公用网，则当回声抑制器位于抵消器的尾巴通道中时，在抵消器收敛中可能会遇到困难。但是，性能将由在连接每一端的回声控制设备确定。

7 延伸电路的响度评定值 (LR)

7.1 负荷

各主管部门必须保证其负责的专用网有关工作电平、灵敏度等方面的技术规定不与国际传输系统的设计标准发生冲突。应注意建议 G. 121，§ 3，该建议规定折算到虚拟交换点的发送 LR 最小标称值为 2dB。

7.2 发送 LR

电话机和 PBX 用户线电路（类似于公用网中的本地电话电路部分）的发送 LR 最大值不应超过 10.5dB。这个数值与图 1/G. 103 中所示例的本地电话电路的最大值一致。实际上，希望大多数发送 LR 值大大低于这个限值。

各主管部门应尽量选择符合建议 G. 121，§ 1 的最佳长期指标（折算到虚拟模拟交换点的数值）。

7.3 接收 LR

电话机和 PBX 用户线电路（类似于公用网中的本地电话电路部分）的接收 LR 最大值不应超过 4dB。这个数值与图 1/G. 103 中所示例的本地电话电路的最大值一致。实际上，尽管必须适当考虑对过大的噪声、串话和侧音需要保持足够的富余度，但仍希望大多数接收 LR 值大大低于这个限值。

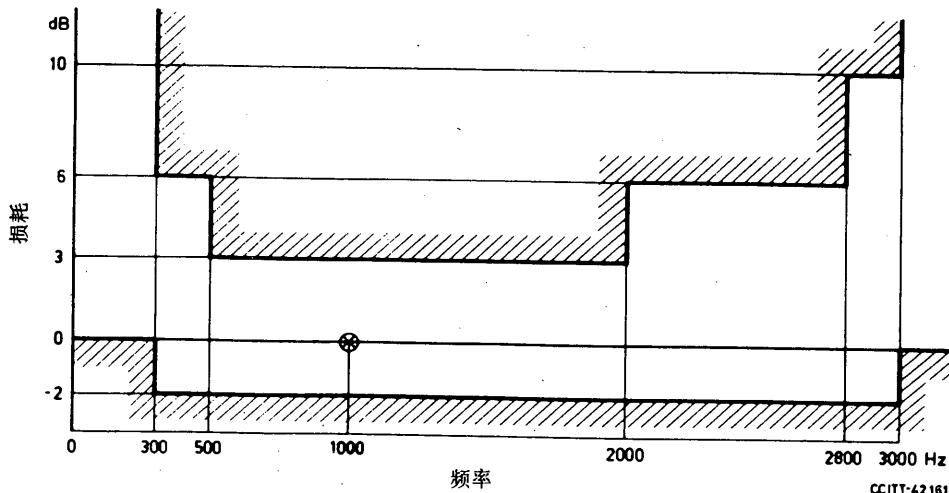
各主管部门应尽量选择符合建议 G. 121, § 1 的最佳长期指标（折算到虚拟模拟交换点的数值）。

所有连接的发送 LR 和接收 LR 应符合建议 G. 111, § 3.2 的全程 LR 指标。

8 损耗/频率失真

8.1 4 线电路

每条 4 线电路的损耗/频率失真应不超过图 5/G. 171 给出的限值。这些限值也适用于终接于 2 线交换节点的电路的 4 线部分（见 § 2）。

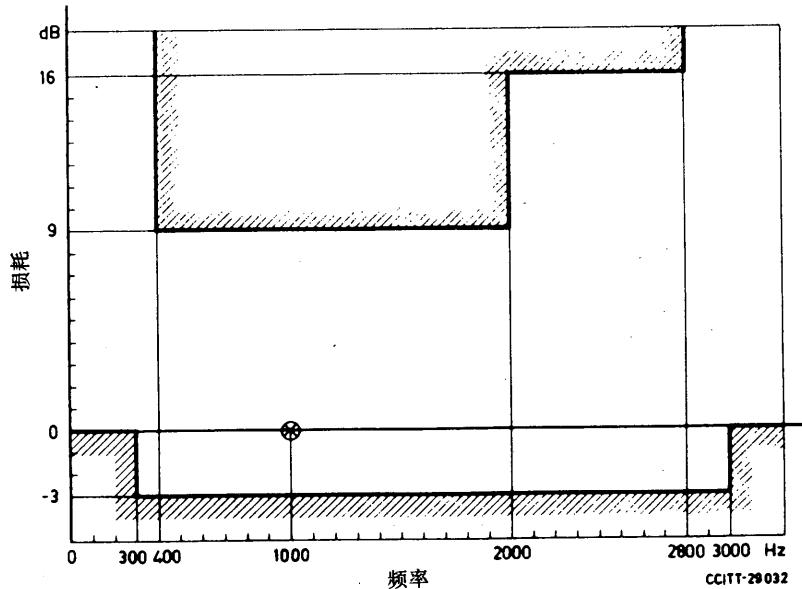


注——因为建议 G.232 [2] 允许 FDM 终端设备有较宽的频率范围，所以为了限制边带增益而取的 300Hz 和 3kHz 两个频率值是暂定的。

图 5/G. 171
4 线电路相对于 1000Hz 的电路全程损耗限值

8.2 二线式电路

每条2线式电路的损耗/频率失真不应超过图6/G.171给出的限值。



注——因为建议G.232 [2]允许FDM终端设备有较宽的频率范围，所以为了限制边带增益而取的300Hz 和3kHz 两个频率值是暂定的。

图 6/G. 171
二线式电路相对于 1000Hz 的电路全程损耗限值

9 噪声

每个电路段的噪声应满足相关建议的要求，且建议 G. 123 和 G. 143, § 1 给出了系统噪声特性的一些一般导则。专用交换局随机噪声功率的标称电平将取决于电路的实际构成情况，但不应超过 $-38 \text{ dBm}0\mu$ (10000 km 以上电路的暂定维护限值)。实际上，长度较短的电路其随机噪声明显减小。图 7/G. 171 可作为所期望的噪声性能的指南。

当电路中某些段经过通信卫星且按照 G. 153 进行设计时，可借助于认为卫星通道的电路标称长度为 1000 km ，对这些电路的噪声性能进行评价。然而，应该注意，尽管这种允许的限值对传送国际业务的大多数卫星是合适的，但是，可能发现有某些地点的噪声电平会超过这个数值。

10 数字互连

在数字 PBX 用数字传输设备相互连接的数字专用网中，主要的争论点是损耗规划。为了在 PBX 网中达到透明的数字连接，数字接口之间的损耗应为 0 dB 。然而，必须在与互连数字和模拟接口有关的 PBX 中插入损耗。如果在数字接口之间引入数字损耗，则最好选择可得到旁路数字衰减器的方案，以便能提供透明的连接。旁路数字衰减器可能需要专门的信令安排。

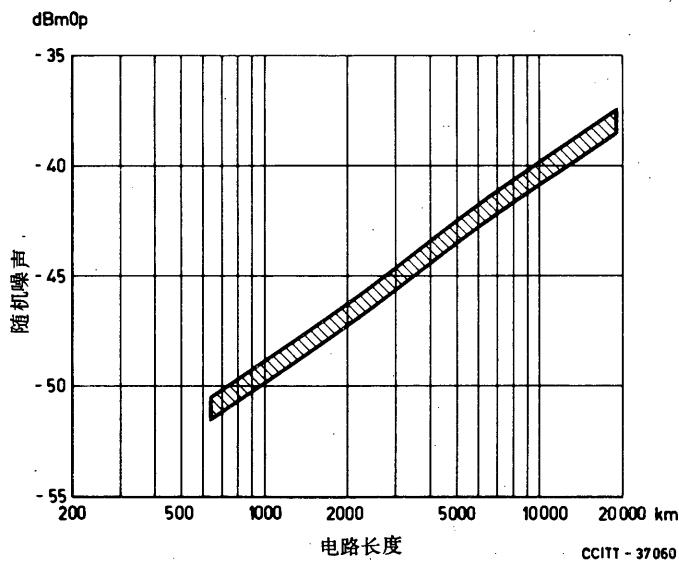


图 7/G. 171
随机噪声电路性能

在专用网中，数字 PBX 通常有几种不同的模拟接口。这种接口对应于用户房间中的装置，用户房间外的装置，到其他 PBX 的模拟直达中继线和到 PSN 的模拟连接。在数字 PBX 中，模拟和数字接口组合之间的口-口矩阵损耗，与任何模拟设备和线路的损耗结合在一起，构成全程损耗规划。使用同样的口-口矩阵损耗的不同 PBX，可在符合全程损耗规划的同一网中兼容使用。

由于有多种不同的交叉连接，所以全程损耗规划表示一种折衷方案，在所有连接上不能都达到最佳性能。损耗规划应对所有连接类型提供可接受的发送、接收和全程响度评定值，见本建议 § 7.3 所述。本建议的附件作为一个例子，描述了为满足这个指标而制定的一种损耗规划。目前，该附件未涉及对数字电话机的数字接口。

11 与公用电话交换网互连

当专用网与公用交换网互连时，往往不能保证其传输性能满足 CCITT 标准。由于可能有多种不同的连接，所以这种情况是复杂的。在模拟网中，互连产生的普遍问题是损耗增加和全程响度评定值变坏。在建议 Q. 552 (§ 2.2.4) 中所描述的数字交换机的相对电平要求应该满足。对于数字网来说，能使互连更接近透明。以下的导则适用于数字网：

- i) 数字 PBX 和数字端局之间的互连，最好在端局采用有透明连接的数字设备。损耗应移到专用网的数/模度换点或数字电话机。
- ii) 专用网中的编码和解码电平应与国内规划一致，并且按建议 G. 121 提供响度评定值。
- iii) 专用网的同步规划应与国内同步策略相兼容。

当模拟或数字专用网与公用交换网互连且建立国际连接时，国内延伸段由公用电话交换网（PSTN）和所连接的专用网组成。在这个结构中，应满足对国内延伸段的所有要求，特别是应该满足建议 G. 121 的响度评定值要求以及建议 G. 122 的回声和稳定性要求。与专用网连接的 PSTN，在虚拟模拟交换点应满足回声和稳定性要求。

当专用网与公用交换网互连时，时延和发话回声性能的控制可能产生问题。首先，因为专用网中的回声控制装置很可能与公用交换网中的这种装置串接，所以在专用网中应使用回声抵消器以防止损伤。有关更详细的情况介绍如下：

- i) 需要回声控制的呼叫其发话回声性能一般不在公用交换网中提供。附加的专用网时延，可能导致相当比例的呼叫的性能不可接受（建议 G. 131，规则 M）。
- ii) 附加的专用网时延，可能导致现有的公用交换网回声控制装置的终端时延超过限值。为了控制这些因素，特别是为了控制反回公用交换网的反射影响，在专用网中的互连电路上可能需要配置回声抵消器。在专用网中所用的时延限值和/或回声控制策略，应保证可接受的发话回声性能符合建议 G. 131，§ 2.3 的规则。此外，专用网时延限值应尽可能地低，以便使全程连接时延最小并满足建议 G. 114 的要求。

对全程可接受性能来说，其他的重要参数包括量化失真、侧音、噪声、衰减失真、群时延失真、串话、误码率、抖动和漂移。对这些参数，提供同国内延伸所有结构全程要求一致的专用网限值是不现实的。重要的是应根据涉及这些参数的有关 CCITT 建议来设计专用网的各组成部分。

参 考 文 献

- [1] CCITT Manual *Transmission planning switched telephone networks*, ITU, Geneva, 1976.
- [2] CCITT Recommendation *12-channel terminal equipments*, Vol. III, Rec. G.232.

附 件 A

（附于建议 G. 171）

数字专用网损耗规划/性能

A. 1 引言

在美国，电子工业协会（EIA）是根据对数字 PBX 的口-口损耗所提出的标准 [1] 进行工作的。本文献描述该损耗规划和构成该规划的理论基础的一些网路性能决议。本文献的目的仅在于提供帮助研究这个问题的基础材料。该材料可能特别有助于引伸建议 G. 171，包括决定给与公用网互连的数字专用网损耗规划方面的成果以优先权。

A.2 数字专用网

数字专用网的损耗规划是预先放弃 AT&T 公用数字交换网后仿制的。后者规定大多数连接的本地交换局—本地交换局损耗固定为 6dB [2]。然而，如果打算与现有的延伸模拟网协调工作，则这种混合的连接方式将提供优质性能。

在数字专用网中，对于两端终接在用户房间内装置（ONS）的连接，其端一端损耗为 12dB。这种连接和公用数字交换网连接之间的差值 6dB，建议用来补偿公用网用户线平均损耗（约为 4dB）和专用网用户房间内装置线路平均损耗（约为 1dB）之间的差值。因此，从 12dB 端一端损耗中拿出 3dB 分配给该连接每端的每一线路（见图 A-1/G. 171）。

当用用户房间外装置（OPS）代替 ONS 时，因为 OPS 线路损耗类似于正规的用户线，或设计或通过净损耗（VNL）+4dB 损耗，所以要取消分配给用户线的 3dB 损耗。于是，如果数字专用网连接的两端终接在 OPS 线路上，则端一端损耗将为 6dB。如果连接的一端终接在 OPS 上，而另一端终接在 ONS 上，则端一端连接损耗将为 9dB。

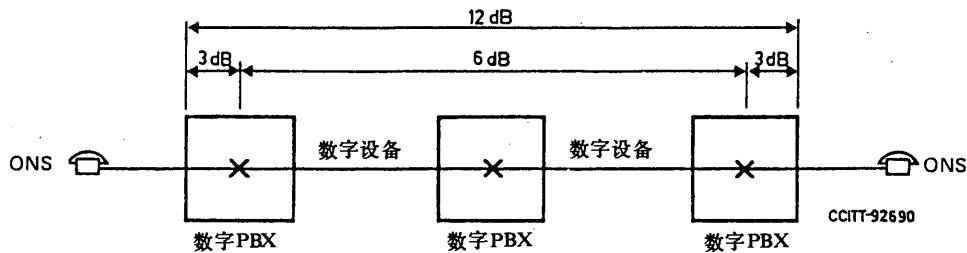


图 A-1/G. 171
数字专用网连接

A.3 EIA 损耗规划

为了实现数字专用网的损耗规划，提出了数字 PBX 的 EIA 损耗规划。它还提供了数字 PBX 工作在模/数混合环境中以及专用网与公用网互连的灵活性。

数字 PBX 的 EIA 损耗规划见表 A-1/G. 171。该表示出在两个传输方向上各种接口之间由 PBX 所插入的损耗。未规定实现损耗的方法（模拟、数字或两者兼而有之）。但是，在端一端数字连接中，除了分配给发端 ONS 的 3dB 损耗外，全部损耗在终端 PBX 插入。作为一个例子，为了达到图 A-1/G. 171 所示的 12dB 损耗值，在发送方向，每个终端 PBX 必须插入 3dB 损耗；而在接收方向，则必须插入 9dB（6+3）损耗（这由 1-D 小组规定）；但是，中间的 PBX 不应插入任何损耗（4-D 小组）。

如上所述，该表也规定了与模拟专用网设备，和通过模拟或数字设备与公用网相接的损耗值。对卫星 PBX 中继线也规定了损耗值。卫星 PBX 中继线一般比较短。因此，与这种中继线互连时，通过规定一组单独的损耗值可以得到较好的全程性能。在使用模拟设备的地方，假设损耗值设计成 VNL。

表 A-1/G. 171

	A ONS	B OPS	C A/TT	D D/TT	E S/ATT S/DTT
1 ONS	↑ 6 — — —	↓ 3 6 0 3 2	↑ 3 3 2 0 0	↓ 3 3 0 2 —3	↑ 3 9 2 6 0
2 OPS	— — — — —	3 3 2 0 2	0 0 0 0 0	2 2 0 —3 0	6 6 0 0
3 A/TT	— — — — —	3 3 2 6 3	0 0 0 3 0	—3 0 0 0 —3	0 3 0 6 0
4 D/TT	— — — — —	9 3 2 6 0	3 0 0 0 0/2	0 —3 0 0 —3/0	6 0 0 0 0
5 S/ATT S/DTT	— — — — —	3 3 2 0 0	0 2 0 0/2 0/2 (注 2)	0 0 0 —3/0 —3/0 (注 1, 2)	0 6 0 0 3/6 (注 1, 2)
6 A/CO	— — — — —	0 0 0 0 3	0/2 0/2 2 2 2	—3/0 —3/0 0/—3 0/—3 6/3 (注 3)	0 0 0 0 0
7 D/C0	— — — — —	3 3 0 0 0	2 2 2 2 2	0/—3 0/—3 6/3 6/3 (注 3)	0 0 0 0 0
8 A/TO	— — — — —	6 6 3 3 6	0 0 0 0 3	—3 —3 —3 —3 0	3 3 3 3 6
9 D/TO	— — — — —	9 3 3 0 0	3 3 3 —3 —3	0 0 0 0 0	0 0 0 0 0

(数值以 dB 为单位)

PBX 接口

- | | |
|--------------|---|
| ONS | 对用户房间内装置线路的线路接口 |
| OPS | 对用户房间外装置线路的线路接口 |
| A/TT | 对直达中继线的模拟中继线接口 |
| D/TT | 对数字直达中继线、组合直达中继线或任何其他在 muPBX 有数字终端的直达中继线的数字中继线接口。 |
| S/ATT | 对模拟卫星 PBX 直达中继线的模拟中继线接口 |
| S/DTT | 对数字卫星 PBX 直达中继线的数字中继线接口 |

A/CO	对模拟中心局 (CO) 中继线的模拟中继线接口
D/CO	对数字中心局中继线、组合中心局中继线或任何其他在 muPBX 有数字终端的中心局中继线的数字中继线接口
A/TO	对模拟长途局 (TO) 中继线的模拟中继线接口
D/TO	对数字长途局中继线、组合长途局中继线或任何其他在 muPBX 有数字终端的长途局中继线的数字中继线接口

注 1 — 对 A/CO 口和 D/TT 口之间的连接，应提供 $-3/3$ dB 一对损耗值，用于组合直达中继线与卫星 PBX 的接口。

注 2 — 当 muPBX-CO 中继线损耗大于或等于 2 dB 以及 CO 终端 ($900\Omega + 2.16\mu F$) 上测量的 $ERL \geq \{18, 13\}$ 和 $SRL \geq \{10, 6\}$ 时，最好使用低损耗方案 (0/0 或 $-3/3$)。[记号 $\{M, L\}$ 表明中值为 M，较低限值为 L。]

注 3 — 应总是提供 $0/6$ dB 一对损耗值。最好选择 $-3/3$ dB 一对损耗值用于网间，因为这时损耗减小了，所以没有重要结构会遇到回声、稳定性或过负荷问题。使用 $-3/3$ dB 这一对损耗值时，通过 D/CO 进入专用网的用户装置 DTMF 信号可能由于有 3 dB 增益在二次信令应用中（建立连接后的 DTMF 信令，例如顺序输入）会受到数字不全不可恢复的影响。

A. 4 在支持 EIA PBX 损耗规划中的服务等级研究结果

由于专用数字网的损耗规划是在 AT&T 公用数字交换网损耗规划之后仿制的，所以希望专用数字网的性能可以与公用数字交换网相比。对公用交换的数字连接，端局—端局 6 dB 损耗是一个折衷值。如图 A-2/G. 171 所示，最佳损耗值是连接长度的函数（它决定反射信号的往返行程的时延）。但是，折衷的 6 dB 损耗将为大部分连接提供优质性能。同样地，连接的服务等级 (GOS) 将取决于端—端损耗。数字专用网中， 12 dB 端—端损耗（或在 3 dB 分配给每一 ONS 环路）得到以下结果的支持。

图 A-3b/G. 171 示出了两端有 ONS 的专用数字网连接的损耗-噪声-回声 GOS^①，它是损耗的函数。损耗是用分配给每个 ONS 的变量 P 值来表示，除了固定的端—端 6 dB 损耗以外（见图 A-3a/G. 171）。考虑了三种连接长度：短、中、长，其长度分别为 45 英里、 250 英里、 1820 英里。在这个模型中所用的回声回损平均值为 12 dB，标准偏差为 3 。根据示出的结果，P 的最佳值随连接长度的增加而增加。

① GOS 是依据平均百分数好的或较好的评分，采用 Cavanaugh、Hatch、Sullivan 模型表示的。

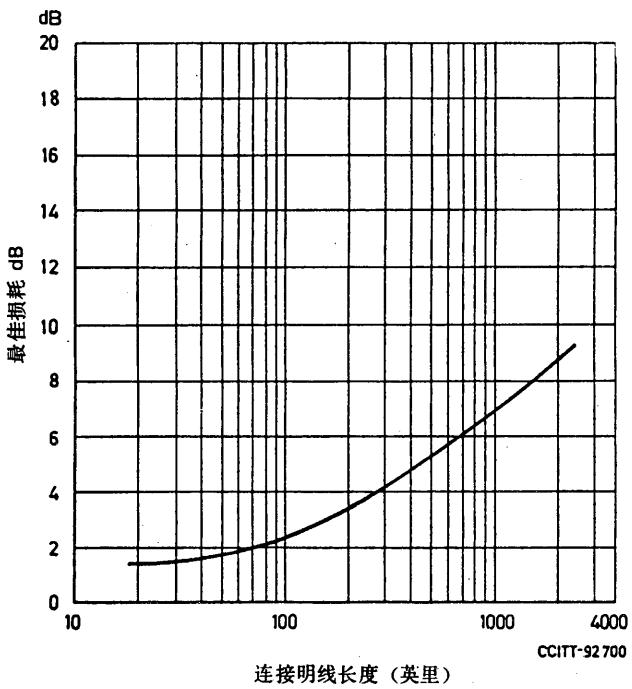


图 A-2/G. 171
数字交换网最佳损耗

图 A-4a/G. 171 除了用 OPS 代替一个 ONS 外，类似于图 A-3a/G. 171。OPS 归属的 PBX 没有与 OPS 线路有关的“P”损耗。同时，回声回波损耗参数也不同。图 A-4b/G. 171 示出了对于图 A-4a/G. 171 的连接，根据 ONS 用户的感觉，在三种专用网长度下的损耗-噪声-回声 GOS 结果 (OPS 用户的 GOS 应不同)。GOS 结果对 P 值的依赖关系类似于图 A-3b/G. 171。对于 $P=6\text{dB}$ ，在长连接上的性能 (见图 A-4b/G. 171) 将接近最佳值。但是，其他连接的性能却开始变坏。当连接的两端终接在 ONS 上时 (见图 A-3b/G. 171)，变坏将是显著的。由于带有 ONS 的连接是主要的类型，所以 $P=3\text{dB}$ 的数值提供最好的折衷，且是选定的数值。

当专用网和公用网互连时，若互连的设备为模拟设备，也使用 $P=3\text{dB}$ 值，且由下例可说明它是一个好的折衷值。图 A-5a/G. 171 是这种情况的一个例子。图 A-5b/G. 171 示出由 ONS 用户所感觉到的相应的 GOS 结果。

A.5 结论

本附件讨论了数字专用网的损耗规划，它是通过提出的 EIA PBX 损耗规划实现的。通过 GOS 结果表明：该损耗规划代表一个好的折衷方案，且为各种连接提供了高水平的性能和灵活性。

仿真连接
数字
ONS → ONS

直达中继线长度

短.....45英里
中.....250英里
长.....1820英里

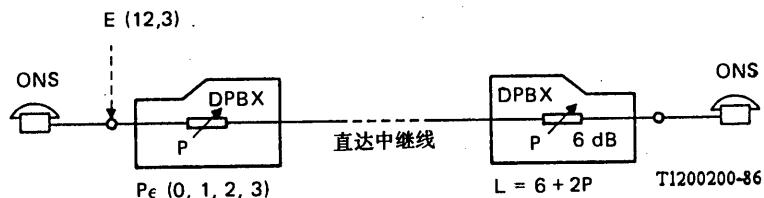


图 A-3a/G. 171

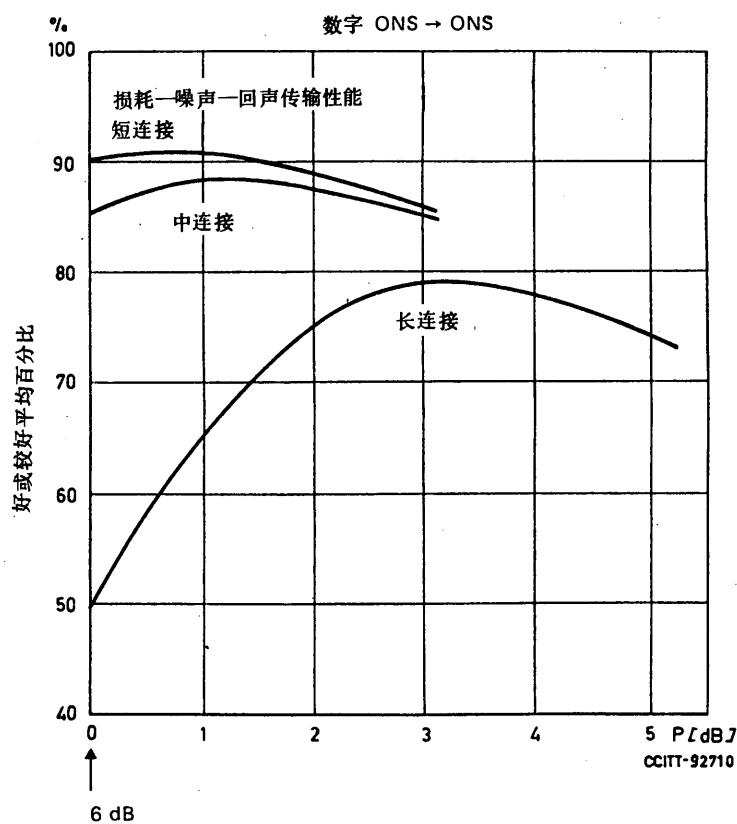


图 A-3b/G. 171

仿真连接
模拟OPS→ONS 数字

连接长度 (英里)

PBX—PBX 连接

短	45
中	250
长	1820

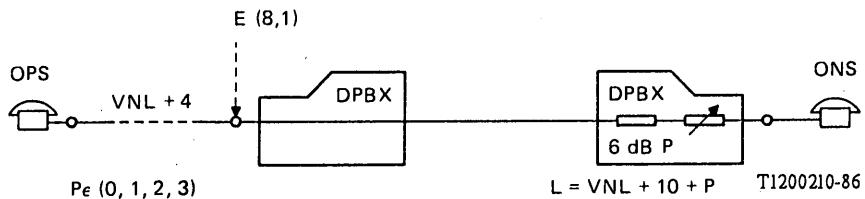


图 A-4a/G. 171

OPS-ONS 数字

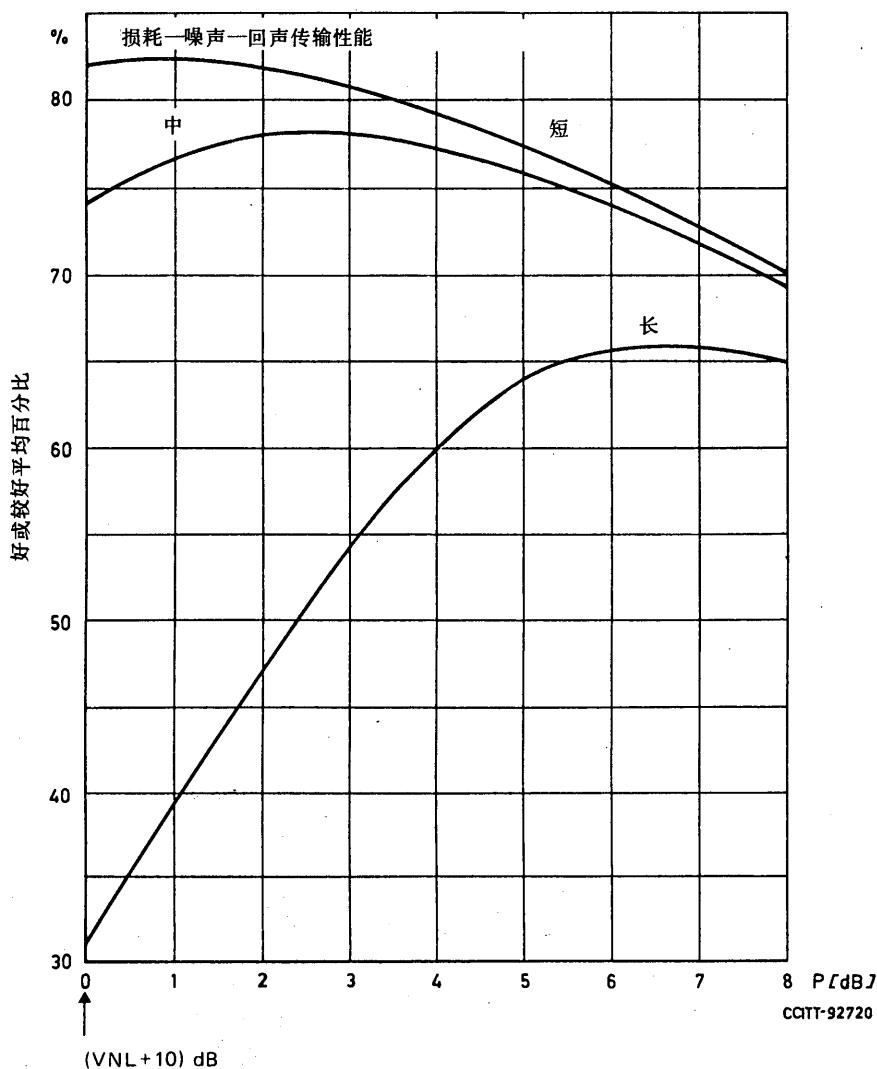


图 A-4b/G. 171

仿真连接
模拟
公用网→专用网

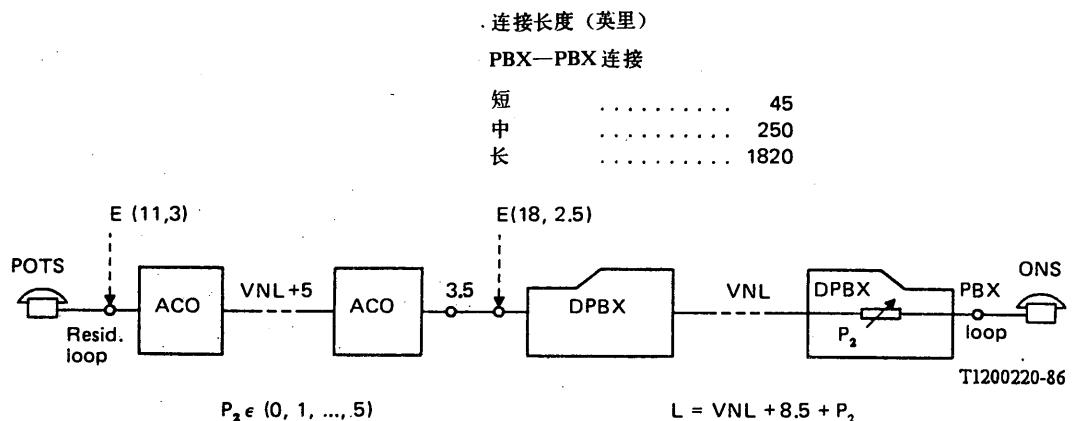


图 A-5a/G. 171

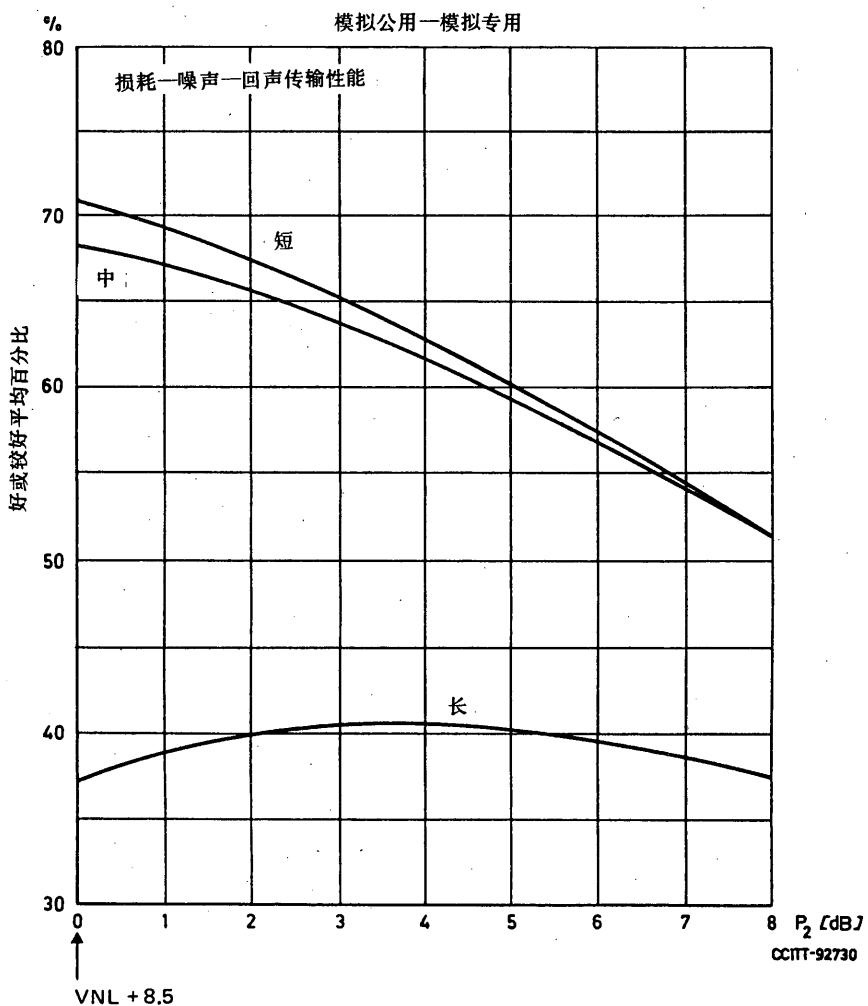


图 A-5b/G. 171

参 考 文 献

- [1] EIA PN-1378, Private branch exchange (PBX) switching equipment for voiceband applications.
- [2] AT&T, Notes on the network, 1980.

建 议 G. 172

国际会议呼叫的传输规划情况

(1984 年订于马拉加—托雷莫里诺斯；1988 年于墨尔本修订)

这里给出的传输方面的考虑，可用于已建立并按建议 E. 151 工作的会议呼叫。

1 为了遵守有关国际连接中响度评定值的 CCITT 建议，应该使用高质量的桥接设备。设计这个设备，使其在从无论哪个说话的会议参加者到所有收听的会议参加者的方向上，均可提供 0dB 的标称传输损耗。应在国内电路的某电平交换点之间或国际电路的虚拟交换点之间测量这个损耗。

注 1 — 某些会议桥采用自动增益控制 (AGC) 以减小在有不同损耗的连接中参加者话音电平的悬殊差别，上述考虑不适用于这种桥。对有自动增益控制的桥的传输考虑是进一步研究的课题。

2 将使用现代的会议桥，该技术可避免在多口会议设备中的桥的输出由于噪声和回声的累积造成过大的传输损伤。

在有两个桥的会议连接中，若一个桥有 N1 口（包括说话人），而另一个桥有 N2 口，其噪声随口数的增加而增加，近似服从规律： $10\log(N_1+N_2-1)$ 。

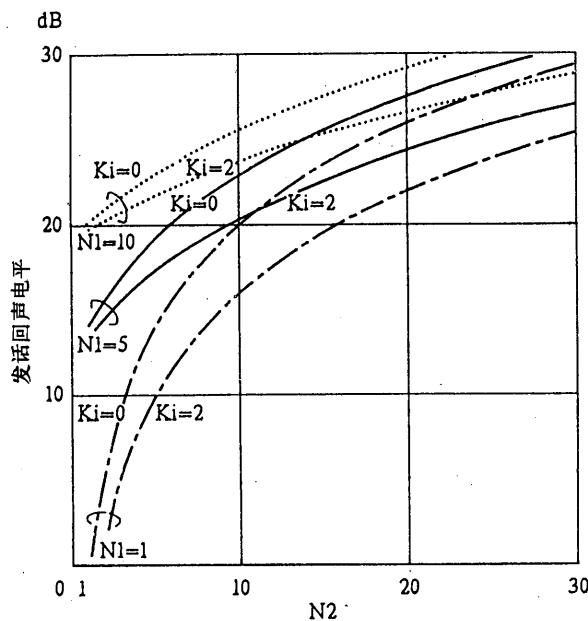
发话和受话回声也随口数的增加而增加，如图 1/G. 172 所示。

因此，多桥结构着重需要控制噪声和回声。

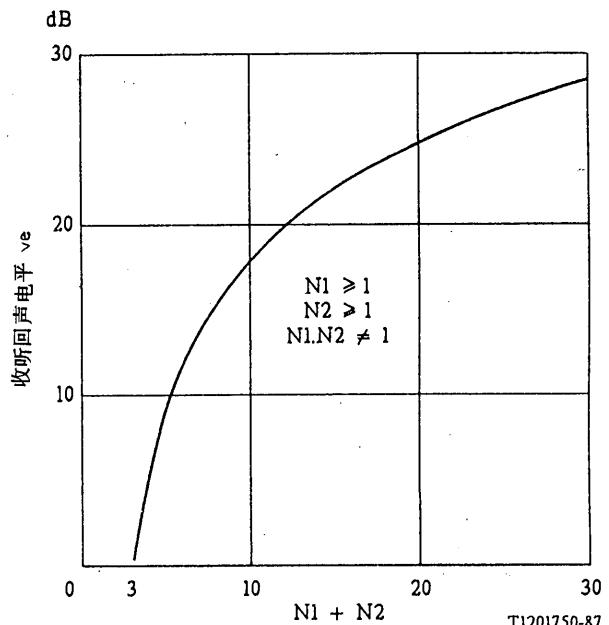
注 1 — 例如，可以使用提供话音启动转换损耗或等同技术的会议桥。在这种桥中，当某个通道的用户不说话时，应在桥的每个输入连接 15dB 损耗。当某参加者说话时，把损耗从他的发话通道转换到他的受话通道。这种转换保护发话人免受回声的影响，并且当操作开关时，防止振鸣边际减小。在发送通道中通常存在的损耗衰减弱的输入信号（例如它们进入桥之前的噪声）。用这种设备时，反射回任何说话口的总信号电平将是从所有其他口的各个反射的和减去 30dB。

这种桥大约能配备 30 个口。

注 2 — 对使用话音启动转换损耗会议桥的说明，可在绿皮书卷 III-3 研究课题 6/XVI 的附件 2 中找到。该附件所包括的传输要求可用于设计桥接设备。采用其它技术来控制电平悬殊差别和噪声以及回声累积的桥接设备的设计要求，是进一步研究的课题。



a) 发话回声电平



b) 收听回声电平

T1201750-87

Ki 桥之间的传输损耗

N1 #1 桥的用户数

N2 #2 桥的用户数

图 1/G. 172
在有两个桥的会议中发话和受话回声电平增加的情况

3 当会议桥的位置接近连接的中心时，它可达到最佳的工作状态。这有助于均衡从桥到连接中的所有会议点的损耗，从而减小了电平的悬殊差别。因此，国际呼叫的桥接设备应放在高级别的转接中心。

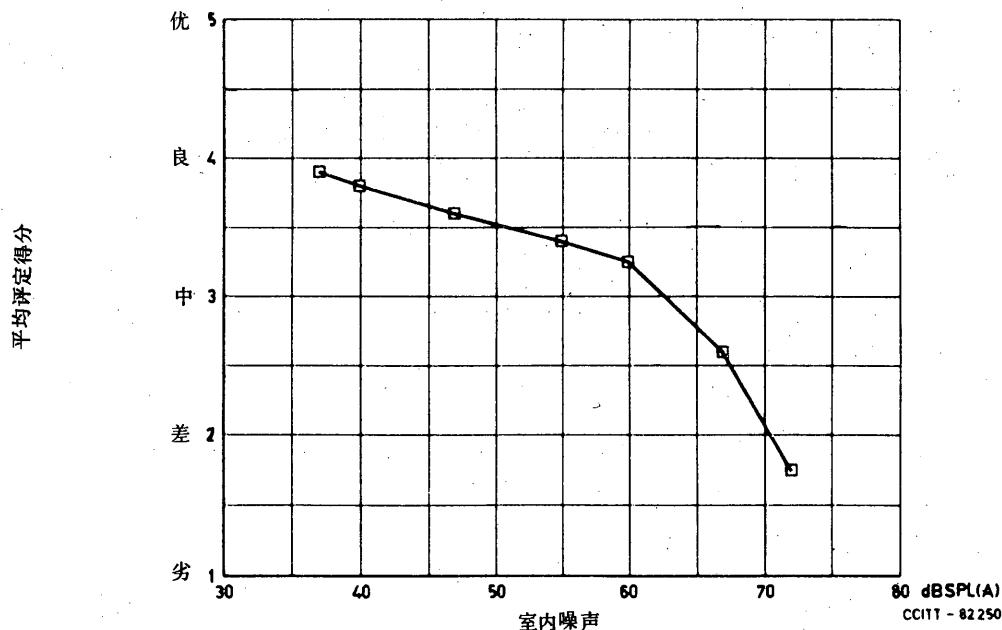
4 在国内和国际电路上凡是有可能之处，桥接设备应该是 4 线式和 4 线交换的设备。

5 请注意有关平均单向传播时间的建议 G. 114。它建议，除极特殊的情况外，将不使用时延超过 400ms 的连接。为了遵从这个建议，应该仔细选择连接图，以避免使用多于一段的卫星电路。对于某些会议，如采用单星网路，会影响选择会议桥的位置。对于另外一些会议，可选择采用多星网路，它用单段卫星电路连接会议桥，装备有合适的回声抑制器。

6 应仔细选择会议连接，以便把串接的话音启动转换损耗装置数减少到每个会议分支不多于两个。这包括用户房间的会议设备（例如扬声电话）和网路设备（例如回声抑制器），但不包括桥接设备。

7 每当会议在使用用户手机的地点只涉及一个人时，在使用者座位上的背景噪声应限制为大约 60dB SPL (A)^①，以便提供优质传输。图 2/G. 172 示出传输质量的平均评定评分与背景噪声的关系 [1]。如果用户不遵从这个指标，则可能会引起会议质量不可接受。

8 当会议在每个地点涉及多个人员时，最好使用备用话筒和扩音器的会议室。为了保证适当的信噪比和不受会议室混响的影响，话筒和扩音器的位置应遵循 V 卷，增补 No. 4 中所包括的准则。^②



注——这条曲线表示用户在室内噪声为 37dB SPL(A) 到 72dB SPL(A) 时在电话机上收听的评定。每一点是在该室内噪声电平下给定的话音电平和电路噪声的所有值的平均值。

图 2/G. 172
传输质量与背景噪声的关系

参 考 文 献

- [1] *Guidelines for improving telephone communications in noisy room environments*, Bell System Technical Reference, PUB 42902, February 1980, American Telephone and Telegraph Co.

① 相对于 20μPa 的声压级，并使用 A 加权。请见建议 P. 54 有关声级测量的资料。

② 与用免提式话机开会有关的其他问题是话筒和扩音器之间可能发生声音反馈。当目前一般用会议室终端设备中的话音启动转换损耗来控制这个反馈时，应注意到 XV 研究组已进行新的研究，以确定如何使用回声抑制器来控制声学反馈。

1.8 传输系统的保护和修复

建议 G. 180

用于数字段、链路或设备的 N+M 型传输直接恢复系统的特性

(1988 年订于墨尔本)

1 概述

在现代电信网中，往往实现传输恢复功能，以通过减小传输故障的影响和潜在影响来改善可用性和服务质量，并且使维护工作易于进行。

传输恢复的术语和一般原则见建议 M. 495。传输自动恢复的功能结构见建议 M. 496。

2 建议的目的

本建议规定了用于数字传输链路的 N+M 型传输直接恢复系统（保护链路倒换）设备的特性（见建议 G. 701）。N+M 传输直接恢复系统的一般安排如图 1/G. 180 所示。本建议涉及称为 RSE（恢复倒换设备）和 RSCE（恢复倒换控制设备）的设备。

本建议也打算涉及 T 接口的信号属于不同级别的情况。在这种情况下，在一侧的每个接入可能是一群接入，如图 2/G. 180 的例子所示。该图的左边部分指的是所恢复的通道不在一条完整的链路上，而正好通过复用设备这一特殊情况。

注 — 本建议所规定的设备也可能用于 N+M 传输自动或半自动重新选路（保护网络倒换），但这类恢复功能一般由往往也具有其他功能（例如，数字自动配线架）的不同设备完成。这类设备正在进行研究中。

本建议考虑了三种传输直接恢复系统：

第一种允许 N 条正常链路中的任一条选路到 M 条恢复链路中的任一条。

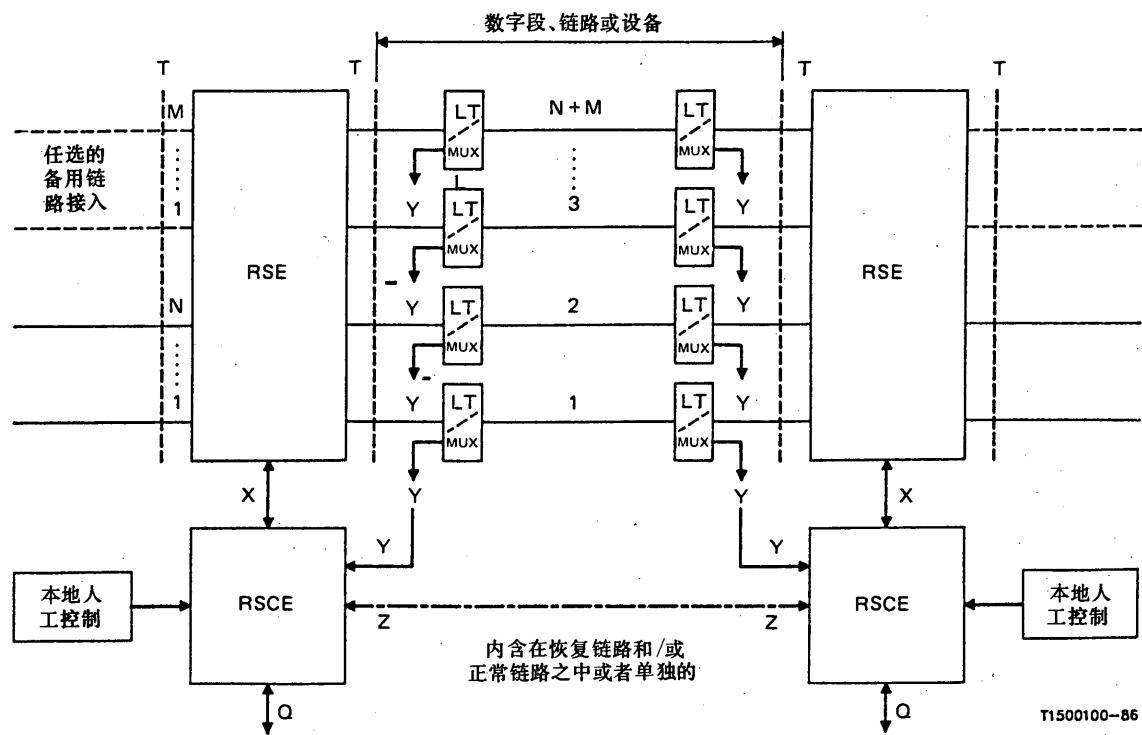
第二种允许 N 个接入中的任一接入与 N+M 条链路中的任一条相互连接。

第三种允许 N 条正常链路中的任一条选路到某一条恢复链路（在许多情况下，这种类型可正好看作为第一种情况的特殊情况）。

对这三种系统，存在两种选择方案：

- a) 两个传输方向分开倒换；和
- b) 两个传输方向同时倒换。

本建议不包括全部内含在传输系统中的恢复系统和只在接收端发生倒换的 1+1 系统（见建议 G. 181）。在 T 接口的系统级别是建议 G. 702 中所规定的系统级别（一次群和高次群）。



RSE 恢复倒换设备
RSCE 恢复倒换控制设备



线路终端或复用设备

——— 这条链路可以由 THN 中的连接代替

X 非标准化（或标准Q）接口。如果RSE和RSCE合并，则接口X不存在。

Y 将来要标准化的接口（可能是标准Q）

Z 可能要标准化的接口

Q 对TMN(电信管理网)或对某一控制中心的任选标准Q接口

T 传输通道接口

注 1 — 在 RSE 中能够检出某段或某链路故障并把这个信息传递给 RSCE。在这种情况下，接口 Y 可能不存在。

注 2 — 经接口 Q 与 TMN 配合，目前已超出本建议的范围。

注 3 — N+M 数字链路或段可能位于同一电缆中或沿着不同的路由。

注 4 — 备用链路接入可以用来传送低优先等级的业务。

注 5 — RSCE 和本地人工控制之间的接口是非标准化的，且不是本建议的范围。

图 1/G.180
N+M 传输直接恢复系统

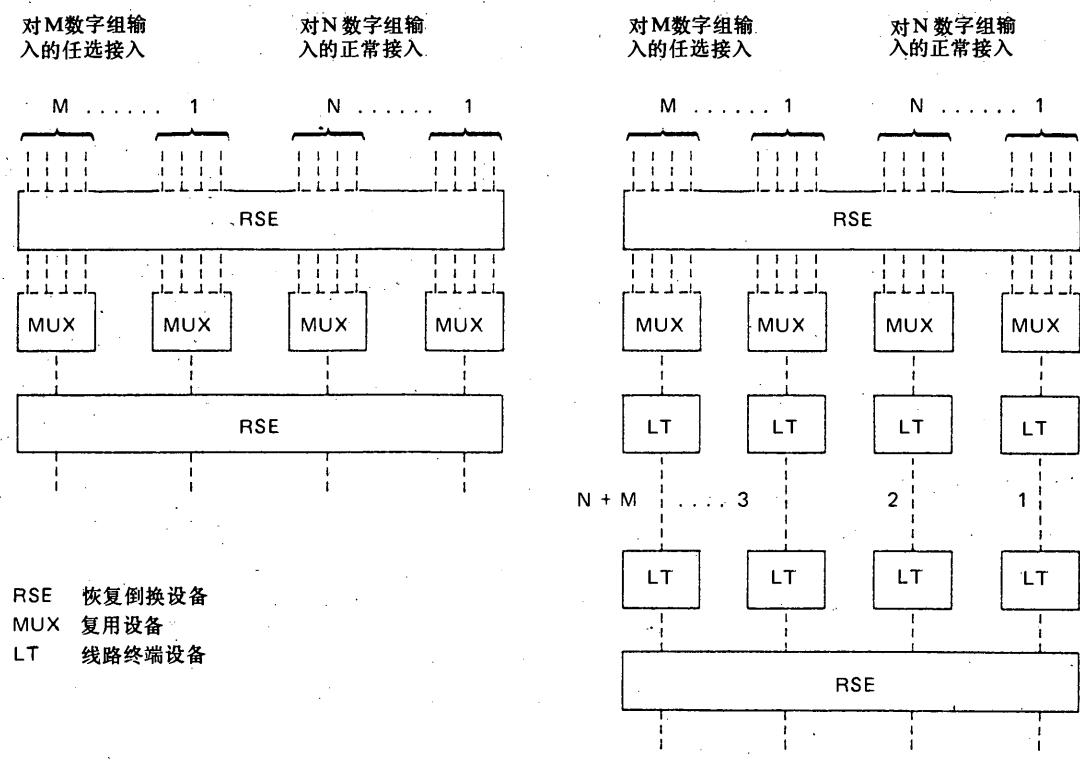


图 2/G. 180

两端系统级别不同的恢复系统实例

3 RSE 规范

本建议考虑了两种 RSE：“再生的”和“非再生的”。

第一种（数字信号经过一个完整的再定时和再整形的过程）使 RSE 成为一个数字设备，且往往（例如，从装置连接的观点）认为是方便的。

第二种的输出信号与输入信号成比例（只是有较小失真），在某些情况下（例如，从可靠性和成本的观点）认为是有用的。

3.1 接口

3.1.1 传输通道接口 (T)

非再生 RSE 的相关参数和建议值列入表 1/G. 180 的上部，而再生 RSE 的相关参数和建议值列入表 2/G. 180 的上部。

表 1/G. 180
非再生 RSE 的接口和转移特性的暂定建议值

接 口	标称阻抗	根据建议 G. 703 的规定
	输入口的回损 (当输出口终接标称阻抗时)	比建议 G. 703 规定的数值高 z dB (注 1)
	可接受的电平	建议 G. 703 中考虑的输出电平
转 移	RSE 的输入和输出之间的转移函数 (终接标称阻抗) (注 2)	小于建议 G. 703 对有关系统允许的互连对损耗和相位失真的 $x\%$, 或它的余数加上或减去 y dB 固定损耗。 假设损耗随频率失真的变化近似服从 \sqrt{f} 规律 (注 3 和注 4)
	串话衰减	$>y_1$ dB (任何通路) 大于根据电压和估算的多路干扰 y_2 dB。这些值最大适用到相当于标称比特率的某频率值 (注 5)

注 1 — z 值正在研究中。可能的值为 6dB。

注 2 — 由于允许在所保护的监视点连接测试设备的相应要求正在研究中，可以选用有关的规范。

注 3 — x 和 y 值正在研究中。建议规定： $x = 10\%$ 和 $y = 0.5$ dB。

注 4 — 如果希望从这得到好处，则将来也应考虑时延限值。

注 5 — y_1 和 y_2 限值正在研究中。在不同的提议中，已建议 $y_1 = 40$ 和 $y_2 = 30$ 作为折衷值。对于有不同结构的 RSE (例如 N+1 或 N+M) 可能采用不同的限值。

3.1.2 控制接口

RSE 的控制接口只有 X。目前，CCITT 未规定这个接口。但是，将来它可作为 Q 接口进行规定 (见建议 G. 771)。

如果接口 X 未标准化，则 RSE 和 RSCE 之间 (本建议的 § 3 和 4 之间) 的划分将有点任意性。

3.2 工作情况

3.2.1 倒换信号的转移

非再生 RSE 的相关参数和建议值列入表 1/G. 180 的下部，再生 RSE 的相关参数和建议值列入表 2/G. 180 的下部。

表 2/G. 180
对再生恢复倒换设备所建议的接口和转移特性

一般事项	标称比特速率和允许偏差	根据 G. 703 建议的规定
接 口	连接对 输入口的测试阻抗和回损 脉冲形状和电平 容许的输入抖动	根据建议 G. 703 的规定
	固有的输出抖动	见表 2/G. 180 的增补 A 中的规定
转 移	抖动转移	见表 2/G. 180 的增补 A 中的规定
	误码性能	99.99% 无误码秒 (注 3)
	其他 (注 1)	通过每个交换局的通道应保持比特序列的独立性和完整性 (注 2)

注 1 — 如果希望从这里得到好处，则将来应考虑时延限值。

注 2 — 需要进一步研究在恢复倒换情况中数字信号是否应用除 AIS 以外的某一信号来代替。

注 3 — 在最大负荷条件下估算的结果，且不包括任何外部干扰源。

3.2.2 响应

对于把 M 条恢复通道提供给 N 条正常通道（包括 M=1）的 RSE，建议：在响应 RSCE 命令时，RSE 应把属于给定正常链路的来话接口信号加到给定恢复链路的输入口上。该信号不应从这条正常链路的输入口上取消，除了可用一个测试信号代替它以外。

对于把 N+M 链路提供给 N 接入的 RSE，建议：在响应 RSCE 命令时，RSE 应把属于给定的 1 至 N 接入的来话接口信号加到给定的 1 至 N+M 链路上。

建议上述响应动作所需的时间，即“恢复转移时间”应小于 $t_x \text{ ms}$ 。 t_x 值正在研究。

注 — 说明在 RSE 中检出故障通道的任选方案，并把这个信息传送给 RSCE 所需的特性，正在研究中。

3.2.3 其他工作情况

识别出的 RSCE 的故障或它在接口 X 处与 RSE 断开（当可用时），应该：

- a) 引起 RSE 对 N 个正常链路上的所有信号进行选路。在 RSCE 的故障排除后或 RSCE 与 RSE 重新连接后，将重新开始正常的恢复工作。
- b) 不改变 RSE 的状态。通过向 RSCE 询问可得到 RSE 的交接方式，以便当故障排除或与 RSE 重新连接时，RSCE 得以根据这个交接方式更改自己的记录。

对于第二种恢复系统（见本建议 § 2 的规定）只有二者中 b) 的情况。对于第一种和第三种恢复系统 a) 和 b) 两种情况均适用。

注 — 如果 RSE 本身电源发生故障，建议采取的行动正在研究中。

4 RSCE 规范

4.1 接口

RSCE 的接口 Y、Z 和 Q（见图 1/G.180），包括 Z 接口的比特速率和容许的误码率，正在研究中。

4.2 工作情况

4.2.1 响应

在接口 Y、Z、Q（和检出了 RSE 内故障的 X）的请求下，或根据来自本地人工控制的命令，应开始倒换到恢复链路。

当在 RSCE 中决定倒换时，可以根据在以下基础上规定的优先顺序任选进行恢复链路的分配：

- 对每条正常链路规定的优先顺序；
- 请求类型（低或高优先请求）。

否则，由来自接口 Z、Q 的信息或本地人工控制规定该分配。

对于在 N 条正常链路上提供 M 条恢复链路（包括 M=1）的恢复系统，当成功的恢复请求撤消时，业务应回到相关的正常链路且应释放相关的恢复链路。

由接口 Z、Q 和在本地人工控制下，应能够锁住工作的链路（例如在系统维护期间）。

上述建议的恢复动作所需的时间是“等待时间”和“恢复过程时间”的和。这两部分时间应保持在下列范围内：

- 等待时间（正在研究中）；
- 恢复过程时间（正在研究中）。

注 — 对 § 2 中所考虑的三种系统，所建议的值可以不同，且可以根据转移信息的接口来决定。没有精确的建议值。对于 N+1 系统，一种建议表明对于 90% 场合，“恢复过程时间”和“恢复转移时间”的和不应超过 50ms 加上联系所需的时间。

4.2.2 告警和状态标准

正在研究中（见本建议的附录 I）。

4.2.3 监测和自测程序

正在研究中（见本建议的附录 II）。

增 补 A

(附于表 2/G. 180)

在再生 RSE 输出口最大可允许的固有抖动 (1544kb/s 比特速率数字系统的数值正在研究中)

对异步空分矩阵 RSE

参数值 数字速率 (kb/s)	最大值 单元间隔 峰—峰	测量滤波器带宽	
		带通滤波器的较低截止频率为 f_1 , 较高截止频率为 f_4	
		f_1	f_4
2048	0.1	20Hz	100kHz
8448	0.1	20Hz	400kHz
34368	0.075	100Hz	800kHz
139264	0.05	200Hz	3500kHz

参数值 数字速率 (kb/s)	最大值 单元间隔 峰—峰	测量滤波器带宽		
		带通滤波器的较低截止频率为 f_1 或 f_3 , 较高截止频率为 f_4		
		B_1 ($f_1 \div f_4$ 滤波器)	B_2 ($f_3 \div f_4$ 滤波器)	f_1
2048	0.25	0.05	20Hz	18kHz (700Hz) f_3
8448	0.25	0.05	20Hz	3kHz (80kHz) f_4
34368	0.35	0.05	100Hz	10kHz f_3
139264	正在研究中	0.05	200Hz	10kHz f_4

注 1 — UI 单元间隔

- 对 2048kb/s 1UI 488ns
- 对 8448kb/s 1UI 118ns
- 对 34368kb/s 1UI 29.1ns
- 对 139264kb/s 1UI 7.18ns。

注 2 — 在无输入抖动时, 对任何有效信号这些数字都是合适的。使用根据 CCITT 建议 O. 171 设计的设备进行测量。

注 3 — 建议 G. 823, § 2 简要地说明了测量方法。

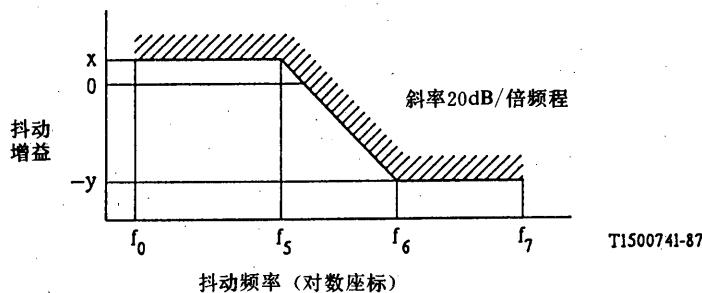
注 4 — 圆括号中的频率值只适用于某些国内接口。

增 补 B

(附于表 2/G. 180)

对再生 RSE 建议的抖动转移特性

(对 1544kb/s 比特速率数字系统的数值正在研究中)



参数值 数字 速率 (kb/s)	x (dB) (注 5)	$-y$ (dB)	f_0 (Hz)	f_5 (kHz)	f_6 (kHz)	f_7 (kHz)	测试信号 (伪随机码, 见建议 O. 151)
2048	0.5	-8.4 (-9.5)	(注 1)	36 (1.4)	100 (4.4)	100	$2^{15}-1$
8448	0.5	-9.5 (-7.5)	(注 1)	6 (160)	19 (400)	400	$2^{15}-1$
34368	0.5	-9.5	(注 1)	20	64	800	$2^{23}-1$
139264	0.5	-9.5	(注 1)	20	64	3500	$2^{23}-1$

注 1 — 考虑到测量设备的限制，频率 f_0 应尽可能地低（例如，10Hz）。

注 2 — 测量方法应与相对于有关测量频率足够小，但不大于 40Hz 的带宽一起进行选择。

注 3 — 在 f_6 至 f_7 的频率范围内，抖动增益应小于 y dB，除虚假响应外，应抑制在 6dB 以下。

注 4 — 圆括号中的频率值只适用于某些国内接口。

注 5 — 当这种设备技术上可能时已建议选用 0.2dB 值。在网中大量使用 RSE 的地方，这个值可能是有用的。

参数值 数字 速率 (kb/s)	x (dB)	$-y$ (dB)	f_0 (Hz)	f_5 (kHz)	f_6 (kHz)	f_7 (kHz)	测试信号 (伪随机码, 见建议 O. 151)
2048	0.5	19.5	(注 1)	40	40	100	$2^{15}-1$
8448	0.5	19.5	(注 1)	100	1000	400	$2^{16}-1$
34368	0.5	19.5	(注 1)	300	3000	800	$2^{23}-1$
139264	0.5	正在研究中	(注 1)	900	正在研究中	3500	$2^{23}-1$

注 1 — 考虑到测量设备的限制，频率 f_0 应尽可能地低（例如，10Hz）。

注 2 — 测量方法应与相对于有关测量频率足够小，但不大于 40Hz 的带宽一起进行选择。

注 3 — 在 f_6 至 f_7 的频率范围内，容许虚假响应大于 y dB 的需要有待进一步研究。

附录 I

(附于建议 G. 180)

对告警和状态标准的建议

(两者均涉及 N+1 系统)

STC PLC 建议	ATT 和菲力浦电信部门建议
<p>告警</p> <p>建议系统应包括:</p> <ul style="list-style-type: none">a) 系统故障。b) 保护故障。c) 工作中的人工倒换。d) 系统软件工作中自检。e) 控制系统故障。f) 系统软件故障。g) 联系故障。h) 备用通路故障。i) 电源故障。j) 板拔出。	<p>在出现以下故障时, 应分别公布告警标准:</p> <ul style="list-style-type: none">a) 在发送侧, 业务输入口丢失信号。b) 在接收侧, 业务输出口丢失信号。c) 自动锁定(见注)。d) 倒换故障。e) 保护故障。f) 控制系统故障。g) 联系故障。h) 备用通路故障。i) 电源设备故障。j) 电源耗尽。k) 倒换操作器故障。 <p>在出现以下情况时, 应分别公布状态标准:</p> <ul style="list-style-type: none">a) 倒换在进行。b) 倒换锁住。c) 倒换请求未定。d) 人工方式倒换。 <p>保护倒换控制设备应使对应于上述标准的告警和状态信息可用于远端控制和维护中心。</p>
	<p>注—如果在给定时间内倒换操作次数过多, 则需要把这个系统自动锁在正常通路或保护通路中。</p>

附录 II

(附于建议 G. 180)

对于监测和自测程序的建议

(两者均涉及 N+1 系统)

STC PLC 建议	<p>备用通路监测 系统应包括为了正确工作而能连接监测备用通路的手段。</p> <p>自检 系统应包括如下的自检设备：</p> <ul style="list-style-type: none">a) 联系通路。b) 存储器、同轴中继驱动缓存器和其他硬件的基础检查。c) 修正程序执行。
ATT 和 菲力浦 电信部门 建议	<p>备用通路监测 为了正确工作，应连续监测备用通路。</p> <p>倒换操作器 保护倒换系统应提供一个满足下列要求的倒换操作器： 该操作器应测试完整的倒换程序，直到（但不包括）在该传输方向中倒换的最后转移。 倒换系统应减少操作器的程序，并为来自通路故障或通路变坏时的倒换请求服务。 可能提供包括操作程序中最后倒换的设备。这种装置应有失效的能力。</p>

用于数字传输链路的 1+1 型恢复系统的特性

(1988 年订于墨尔本)

1 概述

在现代电信网中，往往实现传输恢复功能，以通过减小传输故障的影响和潜在影响来改善可用性和服务质量，并且使维护工作易于进行。

传输恢复的术语和一般原则见建议 M. 495。传输自动恢复的功能结构见建议 M. 496。

2 建议的目的

本建议规定了用于数字传输链路的 1+1 型传输恢复系统（保护链路倒换）设备的特性（见建议 G. 701）。这种系统的一般安排如图 1/G. 181 所示。它在发送侧使用混合线圈把输入通道分成两个输出通道。在接收侧，监视这两个通道并用一个由收到的信号自动控制的开关连接起来。该开关可另外由人工操作或由某种遥控方法控制。两个传输方向独立地处理。

本建议涉及称为 H (混合线圈) RSE (恢复倒换设备) 和 RSCE (恢复倒换控制设备) 的设备。

本建议不包括全部内含在传输系统中的恢复系统。

在接口 T 的系统是 2048kb/s 系统。其他系统正在研究中。

3 设备规范

设备 H 和 RSE (见图 1/G. 181) 可以是再生型或非再生型的。

3.1 接口

3.1.1 传输通道接口 (T)

对于再生型的 H 和 RSE 设备，该接口应符合建议 G. 703 的规定。固有的输出抖动不应大于 0.05UI (测量滤波器带宽：20Hz—100kHz)。

对于非再生型的 H 和 RSE 设备，接口特性正在研究中。

3.1.2 控制接口 (X)

目前，CCITT 还未对控制接口 X 进行标准化。但是，将来它可作为 Q 接口进行规定（见建议 G. 771）。

3.2 工作情况

3.2.1 倒换信号的转移

对再生型 H 和 RSE 设备，其抖动转移增益不应大于 0.5dB (频率限值正在研究中)。

对非再生型 H 和 RSE 设备，其转移特性正在研究中。

3.2.2 响应

两个通道之间的倒换只有在接收侧才会出现，如图 1/G. 181 所示。

这两个通道中的一个可能是有首用权的通道，例如通道 II / II'。如果该通道出现故障，则操作开关倒到通道 III / III'。在通道 II / II' 恢复后，则开关自动回到该通道。

如果两个通道有同样的权利，则开关将保持在最后的位置上，甚至在故障的通道恢复后也保持在最后的位置上。这是比较可取的方法。

注 — 在传输路由和系统的正常规划条件下，通道 II / II' 和 III / III' 有同样的特性。“同样权力”的方法使倒换的频次和再同步的次数减少了一半。

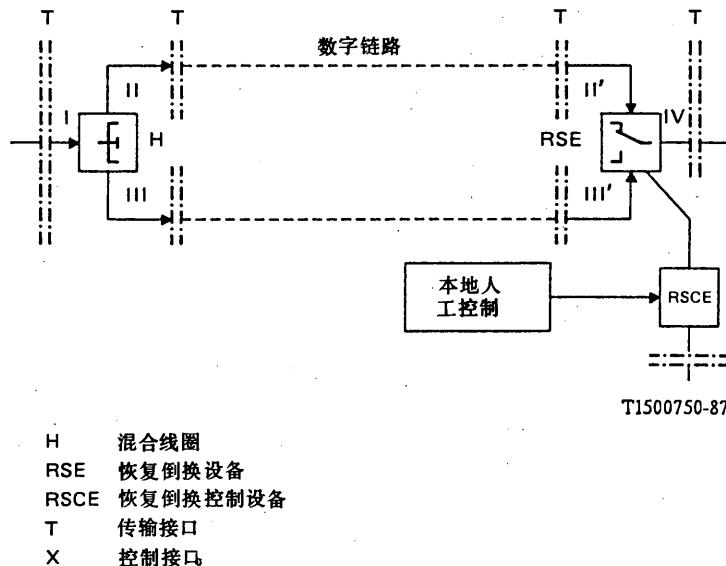
必须避免倒换到故障的通道。

RSCE 应控制开关：

- 根据表 1/G. 181 和表 2/G. 181 列出的标准，在 AIS 接收和衰减输入的信号的基础上或（作为一种选择方案）根据传输质量（见注），自动地；
- 根据来自本地人工控制的命令，人工地；
- 在接口 X 的请求下。

注 — 作为一种选择方案，可根据建议 G. 821 所规定的传输质量和主管部门之间的协商进行倒换。在这种情况下，所发送的信号必须有一个符合建议 G. 701 的标准帧结构，对 2048kb/s 的结构应包括选择 CRC4。

建议上述响应动作所需的时间，即“证实时间”加上“恢复转移时间”，对陆上路由应小于 10ms，对卫星路由应小于 500ms。



注 1 — 两条数字链路可以在同一电缆中或者沿着不同的路由。

注 2 — RSCE 和本地人工控制之间的接口未标准化，且未包括在本建议中。

图 1/G. 181
1+1 传输恢复系统

表 1/G. 181
在发送侧混合线圈 H 的响应标准

故障情况	接着进行的动作 (在 II 和 III 的信号)
在 I 无信号	AIS
在 I AIS 接收	AIS
电源故障, 系统故障	AIS (如果可能 ^{a)})

a) 设备可能不能发送 AIS; 这取决于故障的性质。

表 2/G. 181
在接收侧, RSE 的倒换标准

情况	接着进行的动作	备注
在 II' 和 III' 接收信号	(见注)	信号在 IV
在 II' 接收信号	倒换到 II'	信号在 IV
在 III' AIS 或无信号		
在 III' 接收信号	倒换到 III'	信号在 IV
在 II' AIS 或无信号		
在 II' 和 III' AIS	倒换到 II' 或 III'	直通连接接收 AIS
在 II' 和 III' 无信号	在 IV 倒换设备发送 AIS	
在 II' AIS 和在 III' 无信号	倒换到 II'	直通连接接收 AIS
在 III' AIS 和在 II' 无信号	倒换到 III'	直通连接接收 AIS
在 II' 信号正确, 在 III' 质量不好	倒换到 II'	在 IV 信号正确
在 III' 信号正确, 在 II' 质量不好	倒换到 III'	同上
在 II' 质量不好	倒换到 II'	在 IV 质量不好
在 III' AIS 或无信号		
在 III' 质量不好	倒换到 III'	同上
在 II' AIS 或无信号		
在 III' 质量不好	(见注)	在 IV 质量不好
在 II' 质量不好		
电源故障, 系统故障	在 IV 倒换设备发送 AIS (如果可能)	

任选

注 — 如果两个通道有同样的权利, 则倒换到通道 II / II' 或 III / III'。如果使用其它方法, 则倒换到有首用权的通道 (见 § 3.2.2)。

PAGE INTENTIONALLY LEFT BLANK

PAGE LAISSEE EN BLANC INTENTIONNELLEMENT

第二部分

G 系列建议 第 1 章的增补

PAGE INTENTIONALLY LEFT BLANK

PAGE LAISSEE EN BLANC INTENTIONNELLEMENT

增 补 1

根据传输和交换规划而建立的国际连接的稳定度计算

(建议 G. 131 中引用；本增补请见绿皮书的 III.2 卷 555 页，1973 年订于日内瓦)

增 补 2

国际连接中的发话回声

(1964 年订于日内瓦；1968 年于马德普拉塔，1976、1980 年于日内瓦，
1984 年于马拉加一托雷莫里诺斯，1988 年于墨尔本修订；建议 G. 131，§ 2 中引用)

1 图 2/G. 131 的曲线可用来确定给定的国际连接是否需要回声控制设备（回声抑制器或回声抵消器）。换句话说，它们可以用来求出，一个完整连接中的 4 线链应采用什么样的标称全程传输损耗值，以致不需要回声控制设备。在使用这组曲线之前，必须先确定允许出现讨厌的回声的呼叫比例。建议 G. 131，§ 2 对这一问题给出了指导。

曲线图的坐标表示电话连接中控制回声的两个参数，即回声途径的全程响度评定值（OLR）和平均单向传播时间。通过建立某些假定条件（下面讨论的），这两个参数可成为主要的参数。

每条曲线把坐标平面分成两部分，相对于该曲线，描绘该连接的点的位置表明是否需要回声控制设备，同时记住允许出现讨厌的回声时的呼叫百分比。

2 控制回声的因素

为了在某一特定连接中说明是否需要回声控制设备，必须考虑的主要因素是：

- a) 回声途径的数量；
- b) 回声电流通过这些途径所需要的时间；
- c) 包括用户线在内的回声途径的 OLR（全程响度评定值）；
- d) 用户呈现的回声容限。

下面依次讨论这些因素。

当电路彼此都是 4 线交换，且假定此时忽略去/回通路之间的串话，那么只有一个回声途径。如果电路彼此都是 2 线交换，且在这些连接点可获得好的回声回波损耗（例如，平均值为 27dB，标准偏差为 3dB），则上述情况实际上也是正确的。主要的回声电流是由于在两个末端 4 线电路的终端（此处连接减为 2 线）其回声平衡回波损耗相当坏而产生的。

往返回声途径所需的时间实际上仅取决于 4 线连接的长度，因为现今国内网和国际网的主要电路都是高速电路。

为了规划的目的，对称连接的发话回声途径的 OLR 用如下总和近似给出：

- 发话本地终端交换局的 2 线点和受话端^① 4/2 线终端装置的 2 线侧之间连接的中继线响度评定值 (JLR) 的两倍；
- 受话端回声平衡回波损耗；
- 发话人话机和用户线的发送 LR 和接收 LR 之和。

一般来说，应使用相应于低损耗用户线的发送 LR 值和接收 LR 值。

用户线损耗较大时，用户所感受到的回声将受到更多的衰减。因此，这是一个保守的假设。

表 1 给出用户所感受到的回声容限数据是由 ATT (美国电报电话公司) 提供的，并以 1971 年所完成的一系列研究为基础。这些测试提供了恰好检测到回声（作为回声途径时延的函数）时，回声途径的全程响度评定值 (EARS) 方面的资料。此外，还得到了五级质量评定值（优、良、中、差、劣）。用 EARS 响度评定值（当时由 AT&T 使用）表示的数值后来通过加 1dB 转换成 CCITT 响度评定值。表 1 示出感觉门限和评定值为劣时的回声途径平均损耗。这些平均值是对于 50% 感觉门限和 50% 评定值为劣时回声途径的响度评定值。表 1 同时还给出了标准偏差。

表 1
回声容限测试结果

单向传播时间 (ms)	发话回声途径的全程响度评定值			
	门限		劣	
	平均值 (dB)	标准偏差 (dB)	平均值 (dB)	标准偏差 (dB)
10	26	≈4	9	≈6
20	35	≈4	16	≈6
30	40	≈4	20	≈6
40	45	≈4	23	≈6
50	50	≈4	25	≈6
75	—	—	29	≈6
100	—	—	32	≈6
150	—	—	35	≈6
200	—	—	37	≈6
300	—	—	39	≈6

① 根据建议 G.111, § A.3.3, 4 线电路的中继线响度评定值应看作为 800Hz 或 1000Hz 的损耗。

3 图 2/G. 131 的构成

回声性能为差或劣时的平均边际由下式给出：

$$M = 2T + B - E + SLR + RLR$$

式中

T 是发话本地终端交换局 2 线点和受话端 4/2 线终端设备 2 线侧之间连接的中继线平均响度评定值。假定两个传输方向的响度评定值是相同的；

B 是受话端的平均回声平衡回波损耗；

E 是评定评分为劣时所需要的回声途径响度评定值的平均值^②；

SLR 是发话端本地交换局的 2 线点短用户线情况下的发送响度评定值；

RLR 是发话端本地交换局的 2 线点短用户线情况下的接收响度评定值。

4 全模拟连接

假设回声平衡回波损耗的平均值不小于 11dB，其标准偏差为 3dB，用加权平均功率比表示（见建议 G. 122）。假设在这个频带范围的传输损耗平均值是相同的，且假定每条 4 线电路每个传输方向的传输损耗的标准偏差为 1dB。假设两个传输方向损耗变化之间的相关性是一致的。

边际的标准偏差由下式给出：

$$m^2 = n (t_1^2 + 2rt_1t_2 + t_2^2) + b^2 + e^2$$

式中

m 是边际的标准偏差；

t_1 、 t_2 是一条国内或国际 4 线电路两个传输方向传输损耗的标准偏差；

b 是回声平衡回波损耗的标准偏差；

e 是评定评分为劣时所需要的发话回声途径响度评定值分布的标准偏差；

r 是 t_1 和 t_2 之间的相关系数；

n 是 4 线链中的 4 线电路数。

代入 $t_1=t_2=1\text{dB}$ ； $r=1$ ； $b=3\text{dB}$ ； $e=6\text{dB}$ ，则可得到 $m^2 = (4n+45)$ 。

在建议 G. 131，§ 2.3 中，规则 A 和 E 提及遇到评定评分为劣时的回声概率为 1% 和 10%，且对于这些情况假设有 9 段 4 线电路（3 段国内 + 3 段国际 + 3 段国内）。因此，对 1% 和 10% 两条曲线， $m=9.0\text{dB}$ 。

对于 10% 概率，边际可能降到 1.28 倍的标准偏差。对于 1% 曲线，相应系数为 2.33。因此，相应的 M 值为：

对于 10% 概率， $M=1.28 \times 9.0\text{dB}=11.5\text{dB}$

对于 1% 概率， $M=2.33 \times 9.0\text{dB}=21\text{dB}$

将这些值代入 $M=2T+B-E+SLR+RLR$ ，得到下面的发话回声平均衰减， $2T+B+SLR+RLR$ ：

对于 10% 概率， $2T+B+SLR+RLR=11.5\text{dB}+E$ ；

对于 1% 概率， $2T+B+SLR+RLR=21\text{dB}+E$ 。

② 这个数值相当于 50% 的评定评分为劣时的回声途径全程响度评定值。

利用这些方程式，可计算出表 2 中的数值（取最接近的整 dB 数）。连接长度一栏的数字是假设传播速度为 160km/ms 时计算出来的。

表 2

平均 单向传播时间 (ms)	连接长度 (km)	发话回声途径的平均响度评定值 $ZT + B + SLR + RLR$ (dB)	
		10% 劣	1% 劣
10	1600	21	30
20	3200	28	37
30	4800	32	41
40	6400	35	44
50	8000	37	46
75	12000	41	50
100	16000	44	53
150	24000	47	56
200	32000	49	58
300	48000	51	60

根据这些数值和 n 为其他值（模拟电路）时计算出的类似值，绘出了图 2/G. 131 中 $n=g$ 的最后一条实线。

5 具有模拟 2 线用户的全数字连接（符合图 2/G. 111）

边际的标准偏差由下式给出：

$$m^2 = n (2t^2) + b^2 + e^2$$

式中

m 是边际的标准偏差；

n 是编码器/译码器对数；

t 是两个传输方向传输损耗的标准偏差；

b 是回声平衡回波损耗的标准偏差；

e 是评定评分为劣时所需的发话回声途径响度评定值分布的标准偏差。

$(2t^2)$ 项表示一对编译码器的损耗方差，其中 $t=0.2\text{dB}$ 。对于 2 线模拟用户线之间的全数字连接，有两对编译码器（即一对在发话本地交换局，而另一对在受话本地交换局）。

将 $n=2$, $t=0.2\text{dB}$, $e=6\text{dB}$ 代入且假设 $b=3\text{dB}$ ，则可得到 $m^2=45.2$ 和 $m=6.7$ 。

因此， m 的值为：

对于 10% 概率， $m=1.28 \times 6.7\text{dB}=8.6\text{dB}$ ；

对于 1% 概率， $m=2.33 \times 6.7\text{dB}=15.6\text{dB}$ 。

将这些数值代入 $M = 2T + B - E + SLR + RLR$, 则可得到发话回声途径衰减值, $2T + B + SLR + RLR$:
 对于 10% 概率, $2T + B + SLR + RLR = 8.6 \text{dB} + E$;
 对于 1% 概率, $2T + B + SLR + RLR = 15.6 \text{dB} + E$ 。
 利用这些方程式, 可计算出表 3 中的数值。

表 3

平均单向传播时间 (ms)	发话回声途径的平均响度评定值 $2T + B + SLR + RLR$	
	10% 劣 (dB)	1% 劣 (dB)
10	17.6	24.6
20	24.6	31.6
30	28.6	35.6
40	31.6	38.6
50	33.6	40.6
75	37.6	44.6
100	40.6	47.6
150	43.6	50.6
200	45.6	52.6
300	47.6	54.6

根据这些数值 (全数字连接) 绘出了图 2/G. 131 中的虚线。

6 具有数字用户线的全数字连接 (符合建议 G. 801)

在这种情况下, 连接中无 2 线点。但是, 在电话机的发话器和受话器之间有一个声学反馈途径。因此, 上面所用的回声平衡回波损耗现在用该声学途径的损耗表示。这个声学损耗的典型数值正在广泛研究中。本增补的附录给出了有关这个问题的一些信息。

可以假设, 编码器/译码器对的传输损耗的标准偏差, 等于上述对具有 2 线用户线的数字连接所给出的数值。T 的等效值应看作零。SLR 和 RLR 数值现在折算到 0dB_r 电平的虚拟模拟 4 线点。

如果可以假设声学回声途径损耗的标准偏差等于 3dB, 且采用正态分布, 则表 3 的数值也可用于数字用户线情况, 且可以使用图 2/G. 131 中由虚线绘成的曲线。

7 模/数混合连接

这种情况是上面给出的情况的综合。从上述资料可以得到适当的度量及其数值, 且制成一个合适的表。一般来说, 如果连接中只有两对编码器/译码器, 则编译码器传输损耗的变化与模拟电路损耗的变化和其他损耗的变化相比可以忽略。对这种连接, 可以准确地使用图 2/G. 131 中给出的表示连接中模拟电路数量的实线曲线。

附录 I

(附于增补 No. 2)

4 线电话机中的回声损耗

(由挪威提供)

摘要

在一个 4 线电话机中，回声可能由软线中的电气串话和手机的送受话器之间的声耦合产生。对两部模拟 2 线电话机确定了这两个途径的回声损耗。用该数据可推导出一部假想的 4 线话机的回声损耗；该话机的 $SLR + RLR = 3\text{dB}$ ，且其声特性和电特性都与 2 线话机相同。

I. 1 引言

在几篇文稿中已指出，选择数字话机的 LR 时，必须考虑一个完整 4 线连接中的响度和回声情况。为了能研究讨厌的回声的危险，X VI 研究组已请求 X II 研究组提供有关作为时延、全程 LR 和回声途径损耗函数的发话回声的主观效果方面的资料。

在数字 4 线连接中（包括 4 线用户线和数字电话机），主要的回声途径可在电话机本身中找到：

- 手机的送受话器之间的声耦合，和
- 软线与手机的电耦合。

为了评价 4 线连接的回声性能，必须估算数字电话机的回声损耗。

作为所期望的一个例子，在两部不同的模拟电话机上进行了这两个回声途径的测量。这些结果已用来导出假想的 4 线话机的接收端和发送端之间的回声损耗，该话机的 $SLR = 6\text{dB}$ 和 $RLR = -3\text{dB}$ ，且其电特性和声特性与被测量的话机相同。

I. 2 测量

图 I-1 示出了在一个普通的 2 线电话中，接收方向和发送方向之间损耗的测量安排。为了分开两个传输方向，使用了两部电话机。

通过用屏蔽线代替手机的软线测量声学途径，而通过用适当的电阻代替送话器测量电学途径。当测量声耦合时，手机置于“闲置状态”且保持在正常的收听位置。

在测量中使用了两部不同的挪威标准电话机。两部话机均装备有线性送话器。EB 型 67 有一个“普通”的手机，而 Testafon 是一个“现代”话机。

I. 3 回声损耗结果

为了能比较这两部电话机所得到的数据，借助 $SLR + RLR = 3\text{dB}$ 的电话机进行测量。根据建议 G. 122, § 2.2 中的规定，该假想电话机的回声损耗如表 I-1 所示。

声学条件指的是：

- 1) 手机保持在正常的收听位置，紧贴着耳朵（“真耳”），和
- 2) 手机置于“闲置状态”。

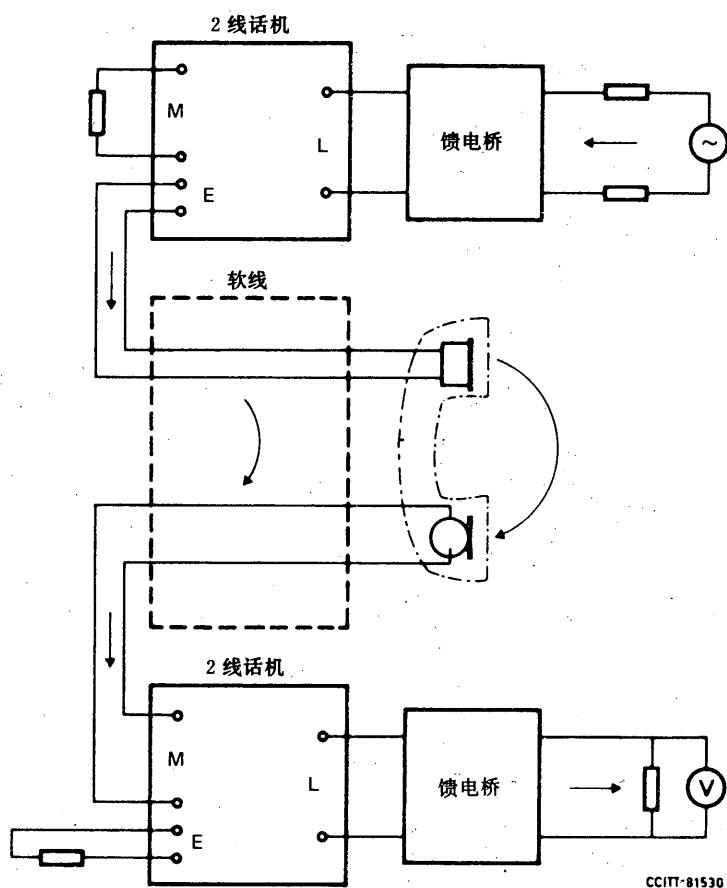


图 I-1
测 量 安 排

表 I-1
有 $SLR + RLR = 3\text{dB}$ 的假想电话机的回声损耗 (dB)

声学条件	EB 型 67		Tastafon	
	闲置状态	真耳	闲置状态	真耳
声学途径	28.2	31.7	41.5	44.4
电气途径	32.2	32.2	37.0	37.0

I. 4 讨论

应该注意，对所测量的两部话机还没有高回声损耗的设计指标。因此，当不采取专门的预防措施时，该结果可以看成可以得到的代表数值。

声学途径的回声损耗显然与电话手机的实际设计和传感器的声学特性密切相关。在该测试中的两部话机之间得到了表 I-1 中的 13dB 差值。对这两部话机来说，受话器声学终端（即“闲置状态”或“真耳”）的影响非常小，近似为 3dB。

表 I-1 示出，软线中的电气串话在两部话机中是重要的回声源。对于给定的 SLR 和 RLR，串话电平将取决于手机（即送话器）和电话装置之间增益的分配。当手机中的增益增加时（通过增加送话器灵敏度或在手机中放入送话器放大器），将增加软线中的信号电平且改善信/串比。通过使用屏蔽线也可减小串话。因此，通过适当的设计可以切断电气回声途径，而声学成分可看作该回声损耗的较低限值。

增 补 3

回声控制设备的评估

（建议 G.161 中引用；本增补请见绿皮书的 III.2 卷 559 页，1973 年订于日内瓦）

增 补 10

有关使用分贝的建议 B.4 的应用

（本增补请见绿皮书的 III.2 卷 598 页，1973 年订于日内瓦）

增 补 20

在假设参考连接中基本传输损伤的可能组合

（建议 G.103 中引用；本增补请见红皮书的 III.1 卷 319 页，1985 年订于日内瓦）

增 补 21

在国际连接规划中量化失真单元的使用

(北方贝尔研究所的文稿)

(建议 G. 113 中引用；本增补请见红皮书的 III.1 卷 326 页，1985 年订于日内瓦)

增 补 24

关于一些处理编码信号的数字设备的量化失真单元的考虑

(建议 G. 113 中引用；本增补请见红皮书的 III.1 卷 333 页，1985 年，日内瓦)

增 补 25

在电话会议室安放话筒和扬声器的导则

(建议 G. 172 中引用；本增补请见红皮书的 III.1 卷 335 页，1985 年订于日内瓦)

增 补 29

模/数混合 4 线电路链的指标

建议 G. 136 草案

(提出本增补供在本研究期进一步进行 研究，以便把该增补变成建议)

1 概述

在从全模拟网到全数字网的过渡期间，在国际网和国内网中，4 线电话电路链将是混合型的（见建议 G. 101，§ 4.2），该链的某些段可能使用模拟或数字传输系统。

考虑到过渡期可能持续相当长的时间这一事实，且也考虑到在混合的电路链上需要保证一定的传输质量，CCITT 建议，构成的混合电路链必须遵守下述的一些原则，并要满足一些参数指标。

混合电路标准化的主要原则在于保持 FDM 电路所采用的标准。这将会导致保持由国际电路和国内延伸电路所构成的 4 线链的传输质量。

对某些参数，这样作可以达到；但对另外一些参数来说，由于模/数变换和数字段的误码，在标准和测量方法上会有一些相当大的差别。

在许多 G—、Q— 和 M— 系列建议中，包括了某些混合电路参数的指标。但是，这些指标未适当考虑在大量混合电路结构基础上失真的相加规律和所涉及的测量方法的专门特点。

考虑到在过渡期保持传输质量的重要性，以及十分重视使用各种模/数变换时产生的各式各样的模/数混合电路的标准化，CCITT 认为，值得花时间对模/数混合电路和包括模拟和数字两种电路的 4 线链的指标专门提出建议。

在本建议中所论述的、有关混合 4 线电路链和模/数混合连接的建议，是两端使用模拟电话机的情况。

它是根据有关 FDM 通路设备的现有建议 G. 232，有关 PCM 信道设备的现有建议 G. 712，有关模拟交换中心的现有建议 Q. 45 和 Q. 45bis，有关数字交换中心的现有建议 Q. 551—Q. 554，并考虑到 G 和 M 系列的其他现有建议制定的。

以后，根据问题 26/X II 的研究成果，目前的建议将必须由有关混合电路链的指标加以补充。这个电路链是借助于各种方法的模/数变换构成的，例如复用转换器（建议 G. 793、G. 794）、调制解调器（建议 G. 941、V. 37）、编码转换器（建议 G. 761）、群编译码器（建议 G. 795）、DCME 以及一端为数字电话机而另一端为模拟电话机的连接。

2 模/数混合音频 4 线电路链的结构

混合 4 线链的参数主要取决于该链中的模拟段数和模/数变换的次数。

根据建议 G. 103，特殊情况下，在最长的 4 线链中，4 线路的总数为 12（表 2/G. 101），以至于可以假设电路数应不超过 12。最坏的情况（用失真表示）出现在：

- 所有的交换中心都是数字的，来自/去到该中心的电路段建立在模拟传输系统上。在这种情况下，模/数变换次数为 11，模拟段数为 12；
- 所有的交换中心都是模拟的，来自/去到该中心的电路段建立在数字系统上。在这种情况下，模/数变换次数为 12，数字段数为 12。

这样的情况非常少见。更有代表性的情况是模/数变换次数为最大数的一半（建议 G. 103，附件 B），即为 6，且使用数字岛。这种 4 线链的结构示于图 1。模拟段数为 6，数字段数也为 6。当这些段的连接不用交换设备实现时，其他的混合 4 线链的结构仍用该图。在建议 M. 562（§ 3.2）中考虑了这些结构。当数字段和模拟段交替时（见图 2），出现 12 段电路不用交换中心连接的最坏情况，此时模/数变换次数等于 6，数字段数等于 6，模拟段数也等于 6。

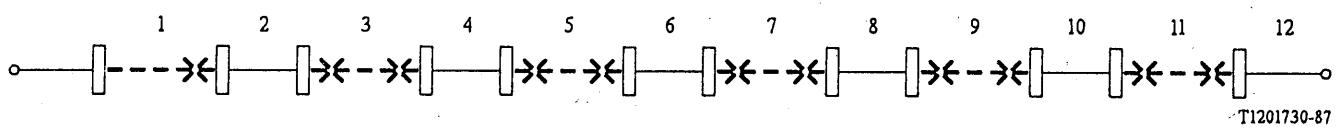


图 1

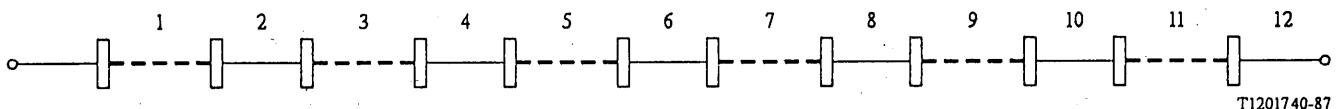


图 2

因此，研究模/数混合音频 4 线电路链的各种结构表明，对于最长为 12 段的 4 线链，建议根据 6 次模/数变换、6 个模拟段和 6 个数字段来规定失真的指标。

模拟段、数字段和模/数变换组合的中间变化是：

11 模拟段 +1 模/数变换

(1 数字段) = 12

.....

6 模拟段 +6 模/数变换

(6 数字段) = 12

应该记住，4 线链可能经常由小于 12 段的电路组成。如果交换中心不包括模/数变换，则它们对失真的影响可以忽略。

3 模/数混合电路的参数指标

3.1 模拟段和数字段以及交换设备的标称输入/输出阻抗值应为 600Ω 。

3.2 输入/输出阻抗相对于模拟段和数字段以及交换设备的标称阻抗值的回波损耗，在 300—3400Hz 频带最好应不小于 20dB。

注 — 对于交换中心和通路 FDM 设备，在 300—600Hz 频带其值可允许为 15dB (见建议 Q. 45, § 6.3 和建议 G. 232, § 7)。

3.3 对地不平衡损耗

对交换中心的现有建议 (Q. 45、Q. 553) 和对通路 FDM 设备 (G. 712) 的现有建议，用不同方法制定了对地不平衡损耗的标准。在测量方法上也有差别。对 FDM 通路设备的建议 (G. 232) 未规定这个参数。对于混合电路通路来说，这个参数的标准化问题和测量方法正在研究中。

在制定统一的指标和测量方法之前，通信设备不平衡损耗方面的建议 K.10 将涉及到混合 4 线电路链情况中的一般导则。

3.4 标称相对电平

每段（模拟和数字）发送侧的标称相对电平为 -14 (-16) dB_r。每段（模拟和数字）接收侧的标称相对电平为 +4 (+7) dB_r（见建议 G. 232, § 11、G. 712, § 14、Q. 45, § 3 和 Q. 553, § 2.2）。

在虚拟模拟交换点的标称相对电平是：

- 发送： -3.5 dB_r
- 接收： 对模拟 -4.0 dB_r
- 对数字 -3.5 dB_r

（见建议 G. 101, § 5.2.）

对抽样频率的非次谐波频率规定了混合电路的标称相对电平值。暂时建议该频率为 1020 Hz。

3.5 传输损耗随时间的变化

传输损耗的标准偏差不应超过 1 dB。

传输损耗的平均值和标称值之间的差值不应超过 0.5 dB。

注 — 在建议 G. 151, § 3 中，对全模拟电路在通路为装有自动调节的独立群中的一部分的条件下规定了上面所指出的值。

对于混合链来说，一方面由于存在数字段，其稳定度高于模拟段，所以稳定度得到改善；但是另一方面，在混合电路中，模拟段不能进行转接自动调节，这又使全程稳定度变坏。这就是为什么应把所提出的值看成是暂定值且等待证实的原因。

3.6 衰减/频率失真

整个 4 线链的衰减/频率失真不应超过图 1/G. 132 中所给出的值。

对于混合链（不考虑交换中心的失真），衰减/频率失真的累加规律用下式表示：

$$\Delta a = n_1 \bar{a}_{FDM} + \sum_{i=1}^{n_2} a_{PCM} \pm K \sqrt{\sigma_{FDM}^2 \cdot n_1} \quad (1)$$

式中

n_1 ： 模拟段数；

n_2 ： 模/数变换次数；

\bar{a}_{FDM} ： 模拟段衰减/频率失真的平均值（已确定的部分）；

σ_{FDM} ： 模拟段衰减/频率失真的均方差；

a_{PCM} ： 模/数设备的衰减/频率特性；

$K = 1, 2$ 或 3 ： 规定衰减/频率失真最大/最小值概率的系数。

通常取 “K” 等于 3。根据某给定的概率而选择 $K = 3$ 的正当理由可在 [1, 2] 中找到。

注 1 — 同一类模/数设备的衰减/频率特性是相同的。如果在电路的混合链中使用同一类模/数设备，则公式 (1) 中的和

$$\sum_{i=1}^{n_2} a_{iPCM}$$

可以用乘积 $n_2 a_{PCM}$ 代替。

注 2 — 在建议 G. 712 (§ 1, 图 1) 中所建议的模—数设备失真限值和在建议 G. 232 (§ 1, 图 1) 中所建议的 FDM—通路设备失真限值，满足建议 G. 132 所指出的段数不超过 4 的混合电路的限值。

当混合链由较多段组成时，建议采用现代的通路设备，其衰减/频率失真大大低于建议 G. 232 和 G. 712 所指出的值。

注 3 — 测量衰减/频率失真的参考频率为 1020 (1000) Hz。

注 4 — 考虑交换设备失真的情况，请见建议 Q. 45 (§ 3.4 和 Q. 553)。

3.7 群时延失真

4 线链的群时延失真不应超过建议 G. 133 所指出的数值。

群时延失真的叠加规律用下式表示：

$$\Delta\tau = n_1 \tau_{FDM} + \sum_{i=1}^{n_2} \tau_{iPCM} \quad (2)$$

式中

n_1 模拟段数，

n_2 模/数变换次数。

注 1 — 如果在混合链中使用同一类模/数设备，则和

$$\sum_{i=1}^{n_2} \tau_{iPCM}$$

可用乘积 $n_2 \cdot \tau_{PCM}$ 代替。

注 2 — 期望对于模拟段和数字段任何组合的混合链，其群时延失真应比全模拟链路要小。但是，尽管如此，失真（对称的）特性可能变化很大。当在包含群时延均衡器的混合电路上传送数据时，应考虑到这种情况。

注 3 — 测量群时延失真的参考频率位于模拟通路较低频带的末端，即 190—200Hz。

注 4 — 交换中心的失真很小，可忽略不计。



3.8 可懂串话

电路之间以及发送方向和接收方向之间的近端和远端信号/可懂串话比应满足建议 G. 151 (§ 4) 的要求。

注 1 — 期望数模段任何组合的混合链应该保持建议 G. 151 中指出的数值，甚至更好一些，这是由于在模/数变换设备中得到的数值较高。

注 2 — 不用把一个辅助信号送到受串话影响的通路上，就可完成电路之间信/串比的测量。(与建议 G. 712 的第 11 点注中规定的不同)。这可用以下事实来解释：在混合电路中和在模拟电路中，噪声通常存在于混合链的模/数变换器的输入端。

3.9 非线性失真

对模拟电路的现有建议 (M1020, § 2.11)，对交换设备的现有建议 (Q. 45, § 6.1) 和对模/数设备的建议 G. 712，包括不同的非线性失真的规范，它们的测量方法也不同。对数字中心的建议 (Q. 551—Q. 554) 不包括非线性失真的规范。

目前不可能对非线性失真的可允许值和混合电路链的测量方法提出建议。这个问题需要进一步研究。

3.10 噪声 (总失真)

在混合电路链中，由于模—数变换产生伴随信号的量化失真，所以噪声的概念就失去了原来的意义，从而经常用“总失真”这个术语来代替术语“噪声”用于混合电路链。这是根据以下事实规定的：测量量化噪声 (建议 Q. 132) 包括部分非线性失真和单频干扰。

从这个观点出发，混合链中的总失真包括模拟段噪声。该噪声取决于陆上传输系统的模拟段的长度，以及由模—数变换次数和类型决定的量化失真。

总失真的累加规律用下式表示：

$$P = 10 \log_{10} \{ 10^{-9} \cdot W_{FDM} + 10^{0.1[S - ((S/N) - 10 \log_2 qdu)]} \} \quad (3)$$

式中

— W_{FDM} 模拟段的噪声功率 ($\mu W \mu 0$)

— $W_{FDM} = W_0 \frac{\mu W \mu 0}{km} L km$

(对于由卫星提供的段，取陆上长度等于 2500km)。

— S/N 一次模—数变换的信号/量化失真比。

— $\eta_2 qdu$ 模—数变换的量化失真单元总数。

为了确定 S/N 和 qdu 的总数，请参考建议 G. 113。

— S 信号电平，一般在该电平测量失真。

为了消除非线性失真的任何影响， S 值不应大于 $-10 dBm 0$ 。

可允许的 P 值要由 X II 研究组的研究决定。

$-36 dBm 0$ 值 (当 $S = -10 dBm 0$)，即信号/总失真比为 $26 dB$ ，可以表示为一个初步的值。

空闲信道中的噪声应符合建议 G. 123 和 G. 153, § 1 的要求。

注 1 — 总失真也包括由数字段中的误码所确定的失真分量。假设如果每个数字段的 BER 为 10^{-6} 时 (比特速率为 64kb/s), 则可以忽略各数字段的失真分量。

注 2 — 各种长度的模拟段和各种 qdu 数的混合链的总失真值, 可在本建议附件 A 的表 5/M. 580 的 6/M. 580 中得到。

3.11 单音干扰

任何单音信号的电平不应超过 $-73\text{dBm}0$ (见建议 G. 151, § 8)。所指出的数值与在抽样频率下的干扰信号无关。

在抽样频率下的干扰电平值不应超过 $-50 + 10\log n_2$, 式中 n_2 是混合电路上的模/数变换次数。所指出的数值是暂定的, 且需要由 X II 研究组的研究结果证实。

3.12 无用的调制产物

由电源引起的无用调制产物的电平, 不应超过 -45dB (见建议 G. 151, § 7)。

3.13 脉冲噪声

对用于数据传输的模拟电路 (建议 M. 1020 和 M. 1025) 和交换设备 (建议 Q. 45, § 5.2 和 Q. 553) 规定了脉冲噪声。对 PCM 传输系统中的音频电路, 未规定脉冲噪声, 因为假定在这里根本没有脉冲噪声。然而请注意, 实际上, 随着误码的累积, 脉冲噪声可能出现在音频电路中, 导致干扰数据信号的传输。(有关数字链路误码对 PCM 音频空闲信道脉冲噪声影响的初步结果在 [4] 中给出。)

在数字段中出现的脉冲噪声对混合 4 线链的总干扰值的影响, 是研究的课题。

3.14 短时中断、相位抖动、幅度和相位冲击

这些参数严重地影响数据传输。对于模拟电路, 它们在建议 M. 1020、M. 1060 和 M. 910 中规定。这些指标不可用于在 PCM 系统上建立的音频电路。可以暂时假设, 在混合电路链中存在数字段没有很大影响。但这个问题还需要研究。

3.15 误码性能

待进一步研究。

参 考 文 献

- [1] Moskvitin (V. D.): Opredelenije trebovaniy k chastotnym kharakteristikam zvenjev sostavnnykh kanalov i traktov. (Specification of requirements for attenuation frequency distortions in sections of composite circuits and links). "Elektroviaz", 1969, No. 11.
- [2] Moskvitin (V. D.): Nozmirovaniye chastotnykh kharakteristik ostatochnogo zatuhaniya kanalov. (Frequency distortion objectives for transmission loss.) "Elektrosviaz", 1970, No. 1.
- [3] COM XII-19 (period 1985-1988), USSR Attenuation/frequency distortions and delay distortions of mixed audiofrequency analogue/digital circuits.
- [4] COM XII-188 (period 1985-1988), USSR Interrelation between errors of a digital line and impulse noise in voice-frequency channels of the PCM System.

附 件 A

(附于建议 G. 136 草案)

表 5/M. 580
公用电话电路维护用的信号/总失真比,
使用测试频率电平为 $-10\text{dBm}0$

电路类型	QdU 数 (注 1)	单位	模拟传输的距离 (注 3) (km)						
			<320	321 至 640	641 至 1600	1601 至 2500	2501 至 5000	5001 至 10000	10001 至 20000
模拟	0 (注 2)	dB	45	43	41	39	36	33	30
混合 电路	0.5	dB	35	35	34	34	33	31	29
	1	dB	33	33	32	32	31	30	28
	2	dB	30	30	30	29	29	28	27
	3	dB	28	28	28	28	28	27	26
	3.5	dB	27	27	27	27	27	26	26
	4	dB	27	27	27	27	26	26	25

注 1 — 由各种过程产生的 QDU 数在表 1/G. 113 [8] 中给出。

注 2 — 该值是终接标称阻抗 600Ω 的空闲噪声。

注 3 — 由卫星 (地球站之间) 提供的电路段, 使用 FDM 技术约产生 10000pWp ($-50\text{dBm}0\text{p}$) 噪声。因此, 为了确定国际公用电话电路的总失真限值, 根据表 4/M. 580, 可以认为这个电路段的长度相当于 2500km。

表 6/M. 580
公用电话电路维护用的信号/总失真比,
使用测试频率电平为 $-25\text{dBm}0$

电路类型	QDU 数 (注 1)	单位	模拟传输的长度 (注 3) (km)						
			<320	321 至 640	641 至 1600	1601 至 2500	2501 至 5000	5001 至 10000	10001 至 20000
模拟	0 (注 2)	dB	30	28	26	24	21	18	15
混合 电路	0.5	dB	29	27	26	24	21	18	15
	1	dB	28	27	25	23	21	18	15
	2	dB	27	26	25	23	20	18	15
	3	dB	26	25	24	23	20	18	15
	3.5	dB	26	25	24	22	20	18	15
	4	dB	25	24	23	22	20	17	15

注 1 — 由各种过程产生的 QDU 数在表 1/G. 113 [8] 中给出。

注 2 — 该值是终接标称阻抗 600Ω 的空闲噪声。

注 3 — 由卫星 (地球站之间) 提供的电路段, 使用 FDM 技术约产生 $10000\mu\text{Wp}$ ($-50\text{dBm}0\mu\text{p}$) 噪声。因此, 为了确定国际公用电话电路的总失真限值, 根据表 4/M. 580, 可以认为这个电路段的长度相当于 2500km 。

附 件 B

(附于建议 G. 136 草案)

来源: 苏联电信主管部门

题目: 数字电路的误码和 PCM 系统中音频信道脉冲噪声之间的相互关系

B. 1 引言

PCM 系统的音频信道以及 FDM 系统的音频通路应适合于传送各种信号。众所周知, 在音频通路 (信道) 中离散信号的传输质量受脉冲噪声的影响。目前, 建议 G. 712 还未对 PCM 音频信道的脉冲噪声提出要求。但是, 在 PCM 音频信道处于实际使用状态时, 脉冲噪声会对数字链路的误码率产生影响。该文稿给出了 PCM 音频信道中脉冲噪声的调研结果。

B.2 数字电路误码对 PCM 音频空闲信道脉冲噪声的影响

估价数字链路上的误码对音频信道中脉冲噪声值的影响，是凭经验在 PCM 传输系统（2048kb/s）的信道设备（符合建议 G. 712）上进行的。借助于误码模拟器可以把误码插入对应于选定的数字链音频空闲信道的一个或几个比特（图 B-1）。在音频信道中，借助于示波器可以观察脉冲噪声。在音频信道中脉冲响应的形状如图 B-2 所示。

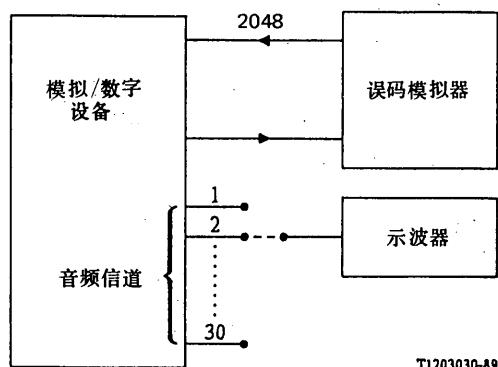


FIGURE B-1

图 B-1

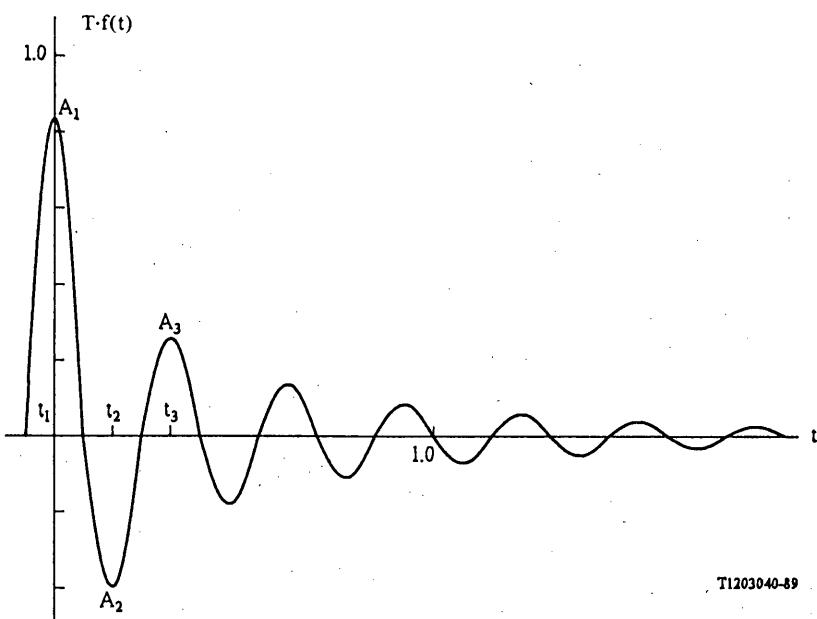


图 B-2

脉冲响应的参数在表 1 中给出（这些值是为在 600Ω 的相对零电平点选定的）。这些数据允许我们系统地阐述以下的结论：

- 脉冲响应的幅度取决于包括误码的比特数；较重要比特中的误码引起较大的响应幅度。
- 当有一个误码时，脉冲的最大峰值 A_1 （在第二个比特中一个误码的情况）为 $-22.1 \text{ dBm}0$ 。
- 当字符组时，随着基本数字通道（ 2048kb/s ）的代码字中错误比特数的增加，响应幅度值 A_1 、 A_2 、 A_3 ……也增加，但它们的持续时长保持不变，因为它们由信道低频接收滤波器的响应决定。这适用于基本数字通道中的情况，差错字符组对数字流的影响不大于一个离散化周期，即字符组中的误码数不超过 256。当每 $125\mu\text{s}$ 在代码字中出现误码时，由于接收滤波器在后面的每一离散化周期对误码脉冲的反应，响应进行叠加。

表 B-1

在一次复用帧中 的误码比特	脉冲响应的幅度			脉冲响应的持续时长		
	A_1	A_2	A_3	t_1	t_2	t_3
	$\text{dBm}0$	$\text{dBm}0$	$\text{dBm}0$	μs	μs	μs
2	-22.1	-28.2	-33.8	320	160	130
3	-34.1	-40.2	-45.8	320	160	130
2 和 3	-10.1	-16.2	-21.8	320	160	130
2 和 3 和 4 从 2 到 8,	-4.1	-10.2	-15.8	320	160	130
2 离散化周期 从 2 到 8,	+4.3	-6.7	-14.8	440	180	100
3 离散化周期 从 2 到 8,	+4.3	-4.9	-14.8	600	200	100
4 离散化周期 从 2 到 8,	+4.3	-4.7	-14.8	680	180	120
5 离散化周期 从 2 到 8,	+4.3	-6.7	-14.8	840	200	120
6 离散化周期 从 2 到 8,	+3.8	-4.3	-14.8	930	200	100
7 离散化周期	+5.25	-8.7	-14.8	1100	180	140

因此，当 2048kb/s 数字通道上的误码发展成两个和更多的突发误码时，在 PCM 音频信道上的脉冲噪声值有可能超过建议 M. 1020, § 2.6 中给定的 $-21 \text{ dBm}0$ 。

当突发误码为 256 和更多比特时，将总是存在上述的脉冲噪声。

突发次数、在规定时间间隔内它们中的误码数和脉冲噪声干扰次数以及音频信道中的 BER 之间的数量关系，目前正在研究中。

陆地移动电话网的传输规划情况

(建议 G.173 草案)

(提出本增补供在本研究期进一步进行研究，以便把该增补变成建议。)

1 概述

本建议主要涉及附属于模拟或数字陆地移动系统的专用规划情况。由于技术或经济原因，这种系统将避免与 CCITT 建议的国际电话连接和电路的一般特性完全一致。

于是，本建议的范围是向主管部门给出关于把这种网成功地并入国内 PSTN 而需要的预防措施、测量和最低要求的指导和建议。

这种系统的性能指标在不同的用户群之间可能有所不同。对于一般用户，该指标应达到尽可能接近 CCITT 标准的质量。对其他训练有素的用户群，可以接受另外的性能指标。

2 网络结构

正在研究中。

在这个标题中，应建议主管部门使用 4 线传输，以便避免当接入内部的 4 线移动链路时出现问题。

3 移动链路的标称传输损耗

正在研究中。

在这个标题中，讨论采用响度评定值和修正无线信道负荷方面的问题。

CCITT 建议 G.121 中所建议的 LR 值不能直接使用，因为汽车中的背景噪声电平高于建议 G.121 中所假设的值。

无线通道话音电平的设计指标是多少？传送到该网的电平又应是多少？

4 稳定度

正在研究中。

5 回声

正在研究中。

在这个标题下，讨论回声控制装置的必要性。

6 噪声

正在研究中。

(欧洲组可以给出被考虑的编译码器算法的内部噪声性能指示吗？)

7 时延

正在研究中。

8 在数字系统中误码的影响

为了有效地利用频谱和与得到与一般模拟 FM 系统可比的质量，推荐了几种编码方法，例如 SBC、ATC、RELP 和传输速率为 16kb/s 的 APC-AB。但是，由于传输误码，把这种高效的话音编码方法应用到陆地移动无线链路，可能导致质量大大下降。

移动无线链路不总是无误码。由于多通道衰落而经常出现突发误码。据说，当平均载波与噪声功率比 (CNR) 在 10—20dB 范围时，分集接收的平均比特误码率 (BER) 性能为 10^{-2} — 10^{-4} ，并且在 16kb/s 数字信号传输情况下，突发误码长达 20—100 比特。因此，对用于移动通信的话音编码，防止突发误码的能力是一个重要的特性。在移动无线链路中的话音 CODEC (编译码器) 应包括误码控制设备，以便在多通道衰落的信道中提供这种能力。这样一来，传输比特速率包括用于差错控制的冗余比特。

就质量评价而言，为了比较模拟系统和数字系统，最好使用平均 CNR 作为接收水平。这是因为它能用一个标准化的单位来表示模拟 FM 和数字两个系统的接收水平。在数字系统间评价质量时，每比特的平均信号能量与噪声功率密度比 (E_b/N_0) 适于表示接收水平。这是因为它能用一个标准化的单位来描述任何传输比特率和接收带宽的接收水平。

9 量化失真

正在研究中。

10 传输损伤对话带数据性能的影响

正在研究中。

中国印刷 ISBN 92-61-03315-6