



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

黄皮书

卷 III . I



# 国际电话接续和国际 电话电路的一般特性

建议 G . 101 ~ G . 171



第七次全体会议

1980年11月10~21日 日内瓦

1984 北京



国 际 电 信 联 盟

# CCITT

国 际 电 报 电 话 咨 询 委 员 会

## 黄 皮 书

---

卷 III . I

# 国际电话接续和国际 电话电路的一般特性

建议 G.101 ~ G.171

---



第 七 次 全 体 会 议

1980年11月10~21日 日内瓦

1984 北京

# CCITT图 书 目 录

适用于第七次全体会议（1980年）以后

## 黄 皮 书

### 第 I 卷 全会的记录和报告

#### 意见和决议

建议：CCITT 的组织机构和工作程序（A 系列）；措词的含义（B 系列）；综合电信统计（C 系列）。

#### 研究组的名单和要研究的课题

### 第 II 卷

II·1分册 一般收费原则——国际电信业务的收费和计算，D 系列建议（第 III 研究组）

II·2分册 国际电话业务——操作，建议 E.100-E.232（第 II 研究组）

II·3分册 国际电话业务——网路管理——话务工程建议 E.401-E.543（第 II 研究组）

II·4分册 电报和信息通信业务操作，F 系列建议（第 I 研究组）

### 第 III 卷

III·1分册 国际电话接续和电路的一般特性，建议 G.101-G.171（第 X V、X VI 研究组，C M B D）

III·2分册 国际模拟载波系统，传输媒介——特性，建议 G.211-G.651（第 X V 研究组，C M B D）

III·3分册 数字网路——传输系统和复接设备，建议 G.701-G.941（第 X VII 研究组）

III·4分册 非电话信号线路传输，声音节目和信号传输，H 和 J 系列建议（第 X V 研究组）

### 第 IV 卷

IV·1分册 维护：一般原则、国际载波系统、国际电话电路，建议 M.10-M.761（第 IV 研究组）

IV·2分册 维护：国际话频电报和传真、国际出租电路，建议 M.800-M.1235（第 IV 研究组）

IV·3分册 维护：国际声音节目和电视传输电路，N 系列建议（第 IV 研究组）

IV·4分册 测量设备技术规程，O 系列建议（第 IV 研究组）

### 第 V 卷 电话传输质量，P 系列建议（第 XI 研究组）

### 第 VI 卷

VI·1分册 电话交换和信号的一般建议，海上业务的接口，建议 Q.1-Q.118bis（第 XI 研究组）

VI·2分册 四号和五号信号系列技术规程，建议 Q.120-Q.180（第 XI 研究组）

VI·3分册 六号信号系统技术规程，建议 Q.251-Q.300（第 XI 研究组）

VI·4分册 R 1 和 R 2 信号系统技术规程，建议 Q.310-Q.490（第 XI 研究组）

VI·5分册 国内国际应用的数字转接局，信号系统的交互工作，建议 Q.501-Q.685（第 XI 研究组）

VI·6分册 七号信号系统技术规程，建议 Q.701-Q.741（第 XI 研究组）

VI·7分册 功能规格和描述语言（SDL），人机语言（MML），建议 Z.101-Z.104 和 Z.311-Z.341（第 XI 研究组）

VI·8分册 CCITT 高级语言（CHILL），建议 Z.200（第 XI 研究组）

### 第 VII 卷

VII·1分册 电报传输和交换，R 和 U 系列建议（第 IX 研究组）

VII·2分册 电报和信息通信业务终端设备，S 和 T 系列建议（第 VII 研究组）

### 第 VIII 卷

VIII·1分册 电话网上的数据通信，V 系列建议（第 X VII 研究组）

VIII·2分册 数据通信网：服务和设施、终端设备和接口，建议 X.1-X.29（第 VII 研究组）

VIII·3分册 数据通信网：传输、信号和交换；网路问题；维护；管理部门的安排，建议 X.40-X.180（第 VII 研究组）

### 第 IX 卷 干扰的防护，K 系列建议（第 V 研究组）；电缆护套和杆路的防护，L 建议（第 VI 研究组）

### 第 X 卷

X·1分册 术语和定义

X·2分册 黄皮书索引

---

## 附注

1. 委托给每个研究组的1981年——1984年研究期的研究课题，可见该研究组的第一号文稿。
2. 紧接建议或补充材料的题目之后，已经注明这个文件是1976年日内瓦全会通过的新文件，也是同一个研究期修改的文件。设有注明日期的文件，其日期至少要追溯到1960年新德里全会。对第三卷建议进行编号时，发现某些文件可能还要早。

### 3. 单位

文中使用了下面的缩写，尤其是在各图表中，它们的确切含意如下：

$\text{dB m}$  以分贝为单位的绝对（功率）电平。

$\text{dB m}_0$  以分贝为单位，相对于零相对电平点的绝对（功率）电平。

$\text{dB r}$  以分贝为单位的相对（功率）电平

$\text{dB m}_0\text{p}$  以分贝为单位，相对于零相对电平点的绝对噪声计（功率）电平。

---

## CCITT 注

为了简便，本卷中“主管部门”一词是指电信主管部门和认可的私营机构。

# 黄皮书卷 III.1 目录

## 第一部分 建议 G.101~G.171 国际电话接续和国际电话电路的一般特性

建议号	页
第一章 国际电话接续和国际电话电路的一般特性.....	3
1.0 一般性建议 .....	3
建议 G.101 传输规划.....	3
建议 G.102 传输性能指标和建议.....	14
建议 G.103 假设参考连接.....	17
建议 G.104 假设参考连接(数字网路) .....	24
建议 G.105 用于串话研究的假设参考连接.....	25
建议 G.106 与可用性、可靠性研究有关的概念、术语和定义.....	29
1.1 关于一个完整国际电话连接的传输质量的一般建议 .....	42
建议 G.111 国际连接中的修正参考当量(CRE <sub>s</sub> ) .....	42
建议 G.113 传输损伤.....	50
建议 G.114 平均单向传播时间.....	54
建议 G.117 关于对地不平衡的传输问题.....	56
1.2 构成国际连接的国内系统的一般特性 .....	68
建议 G.120 国内网路的传输特性.....	69
建议 G.121 国内系统的修正参考当量(CRE) .....	70
建议 G.122 国内系统稳定度与回声损耗对国内网路的影响.....	80
建议 G.123 国内网的电路噪声.....	88
建议 G.125 国内载波电路的特性.....	92
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 .....	92
建议 G.131 稳定度与回声.....	92
建议 G.132 衰减失真.....	98
建议 G.133 群时延失真.....	99
建议 G.134 线性串话.....	100
1.4 国际电路 4 线链的一般特性; 国际转接 .....	102
建议 G.141 传输损耗, 相对电平和衰减失真.....	102
建议 G.142 交换局的传输特性.....	103
建议 G.143 电路噪声和压扩器的使用.....	107
1.5 国际电话电路和国内延伸电路的一般特性 .....	109
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.....	109
建议 G.152 适用于不超过2500公里的长途电路特性 .....	113
建议 G.153 适用于长度大于2500公里国际电路的特性 .....	113
1.6 与长途电话电路有关的设备 .....	116
建议 G.161 适用于具有短或长传播时间电路的回声抑制器.....	116
建议 G.162 用于电话的压扩器特性 .....	116
建议 G.163 呼叫集中系统.....	121
建议 G.164 回声抑制器 .....	122
建议 G.165 回声消除器 .....	144
建议 G.171 构成专用电话网的租用电路传输特性 .....	152

## 第二部分 G 系列建议第一章的增补

增补 2 国际连接中讲话者的回声.....	159
增补20 假设参考连接中基本传输损伤的可能组合.....	161
增补21 在国际连接的规划中，量化失真单位的使用（北方贝尔研究所的文稿）.....	162

## 第一部分

建议 G.101—G.171

国际电话接续和国际电话电路的一般特性

# 第一章 国际电话接续和国际电话电路的一般特性

## 1.0 一般性建议

建议 G.101

### 传输规划<sup>1)</sup>

(1964年于日内瓦通过；1968年于马德普拉塔，1972、1976、1980年于日内瓦修改)

#### 1. 原则（过去的 A 部分）

CCITT 在 1964 年拟定的传输规划，其目的在于对国际业务利用 4 线交换所提供的优点。这个传输规划已归入到 G 系列建议第一部分的第一章的建议中，如果不使用下面所介绍的技术方法，而在国际交换局能得到相同的性能，则仍可认为满足本规划的建议。

为了使传输规划生效，国内网路应满足建议 G.121 和 G.122 说明的条件。

注 1 —— 从传输设计的观点来看，洲际电路和其它国际电路是不加区别的。

注 2 —— 本规划不包括穿过边界的短距离电路，它应由相关的主管部门协商解决。

注 3 —— G 系列建议第一章即本章的附录中对建议 G.111 和建议 G.121 中的修正参考当量数值进行论证。

#### 2. 连接的各组成部分的定义（过去的 B 部分）

##### 2.1 国际链路和国内系统

一个完整的国际电话连接由三个部分组成，如图 1/G.101 所示。

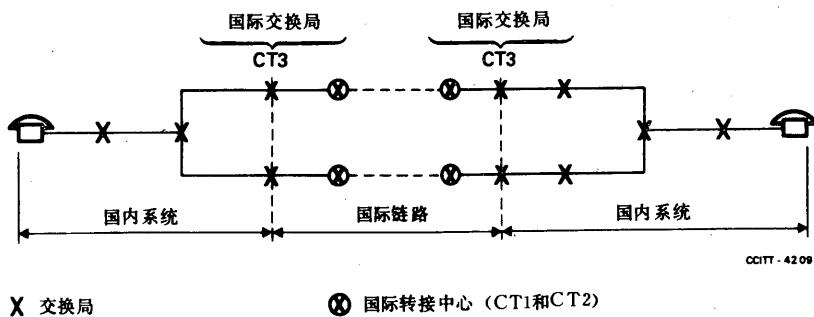


图 1/G.101 国际连接组成部分的定义

——一个国际链路由一个或更多的 4 线国际电路组成。在国际转接中心用四线把它们连接起来，并连接到国内系统上。

——两个国内系统，一端一个。它包括一个或多个 4 线互相连接的 4 线国内长途电路以及用 2 线连接到终端交换局和各用户的电路。

一个 4 线电路是由国际转接交换局或国际交换局的虚拟模拟交换点来规定的。它们是具有规定相对电平的理论上的点（见图 2/G.101；更详细的说明见本建议 §5）。

参考频率上发送和接收标称相对电平之差，规定为 4 线电路虚拟模拟交换点之间的标称传输损耗。

在一个国际交换局中，国际链路和国内系统之间的分界是由国际电路的虚拟模拟交换点来确定的。

1) 在建议 Q.40[1] 中部分地转载了本建议。

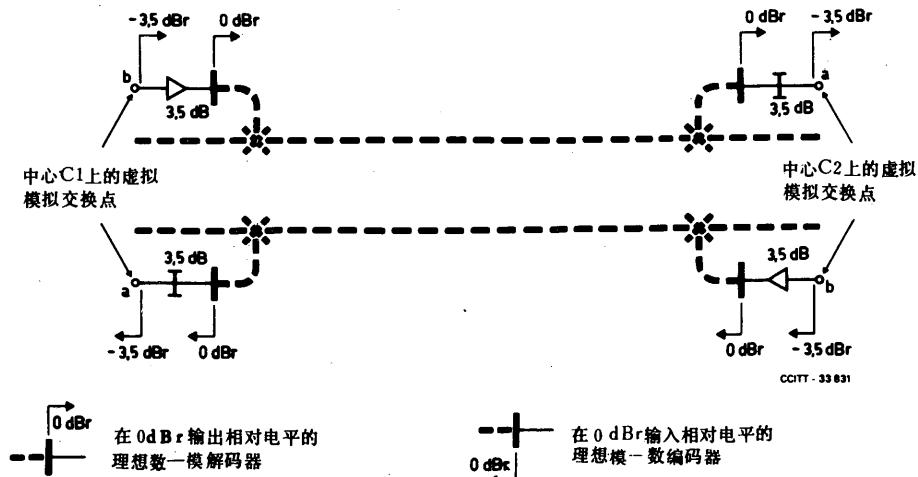
虚拟模拟交换点和电路实际终止在交换设备中的那个点可以是不同的。后者被称为电路终端。在各种情况下，这些终端的确切位置由相关的主管部门来决定。

## 2.2 国内延伸电路：4线链路

当国际交换局和它可以通达的用户之间最大距离不超过约1000km，或个别情况下也不超过1500km时，这样的国家被认为是中等大小的。这些国家中，大多数情况下，最多有3条国内电路，以4线互连和连接到国际电路上。这些电路应符合1.2节中的建议。

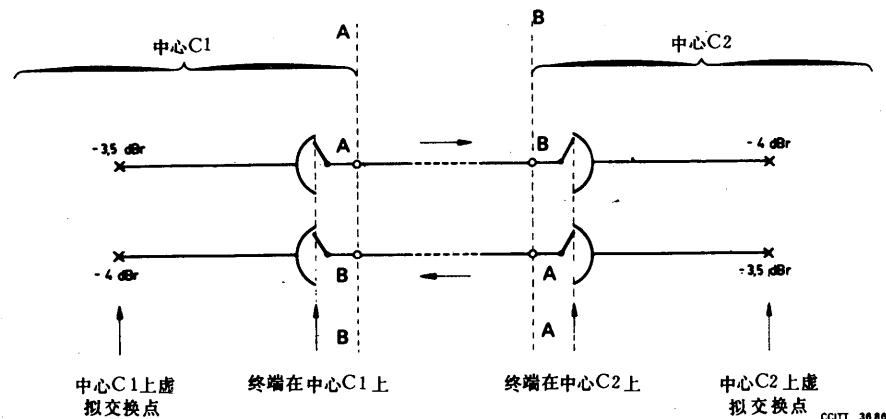
在大的国家内，可能还会有第四条、第五条国内电路包括到4线链路中。4线链路的国际电路应具有建议所规定的传输损耗和特性（见建议G.141，本建议的§1、§4和1.5节的建议）。

注——缩写“4线链路”（见图3/G.101）是指由国际链路和国内延伸电路组成，通过4线交换或某种相当的方法连接起来所组成的链路（如上面§1中理解的一样）。



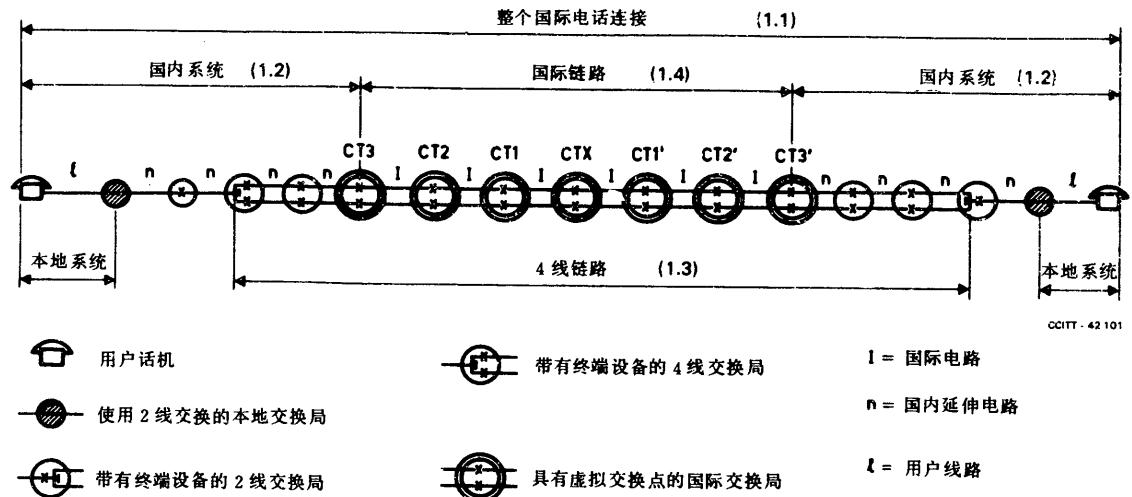
注——这里假设的理想编码器和解码器表示出模拟和数字信号之间的关系。它是严格地符合建议G.711[2]中适合A-律或μ-律相应的表格。

a) 数字国际中心之间数字国际电路虚拟模拟交换点的定义。



b) 模拟国际中心之间模拟国际电路的虚拟模拟交换点的定义

图 2/G.101 国际电路定义



注——所示的国内系统安排，只是一个例子。括号中的数字是指第1章中的节号（3卷1册），从中可以找到有关连接部分的建议。另外，组成这个链路的电路还必须分别达到第1.5节的要求。

图 3/G.101 用于说明所采用术语的国际连接

### 3. 连接中的电路数（过去的C部分）

#### 3.1 国内电路

假设在大多数国家中，利用四条（或更少的）国内电路的链路可以把任一本地交换局连到国际网路上。在某些国家可能需要五条国内电路，但任何一个国家都不大会超过五条国内电路。因此CCITT得出结论，认为大多数的国际连接可由四条电路来代表。

在大多数现代国内网路中，这四条电路很可能包括三条4线有放大的电路（一般用载波系统建立）和可能是一条2线的实线电路。然而在某些情况下，需要通过四条全部为4线的电路才能到达本地交换局。

因此为了研究传输性能，CCITT所考虑的代表性的最长国际连接（见图3/G.101和图1/G.103），除了国际电路外，包括8个国内电路。这8个电路累积的失真可能很大，已接近允许的最大值。因此国际电路不能再引入任何可观的损害。在起草有关这些电路的建议时，已经考虑了这一原则。

#### 3.2 国际电路

在实现自动和半自动国际电话业务（建议Q13[3]）的路由规划时，必须先应用传输规划作为前提条件。在路由设计中，CCITT已经规定了三级国际中心：CT1, CT2, 和 CT3。为了满足网路的性能指标，CCITT将国际电路的数目限制到五条。特殊情况下限制到六条或七条。CT3连接国际和国内电路；CT2和CT1连接国际电路。在某些连接中，如图3/G.101所示会遇到CTX或CT1's表示的国际中心，因而，某些特殊的路由还会包括第七条国际电路。

#### 3.3 假设参考连接

见建议G.103和G.104

3.4 对国际连接中可能迁到的电路数量，在进行业务量加权后，它的百分数相对频次和累积频次由表1/G.101, 2/G.101和3/G.101给出。

### 4. 各种数字系统处理的引入

#### 4.1 概述

目前世界范围的电话网路正在从模拟占统治地位的情况向模拟/数字混合情况过渡。可以预见在一个较长的时期内，这一过渡将继续下去，直到数字占支配地位为止。

图4/G.101给出一个国内网路从全模拟向全数字发展的过程。企图用这个过程中的可能阶段来说明各种模

表 1/G.101 两个国内延伸部分和国际链路中电路数目的相对频次（用百分数表示）

电 路 数	始 端	国际部分	终 端
	L E—C T 3	C T 3—C T 3'	C T 3'—L E
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——在始端国内系统中，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%，0.0001% 和 0.00009%。

国内电路的平均数和最常见的数都等于 2。这对于始端的和终端的国内延伸电路都适用。

国际电路的平均数为 1.1。最常见的数为 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 L E 到 L E'	相对频次	累积频次
	(%)	(%)
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，最常见数值为 5。

表 3/G.101 4 线链路中电路数目的相对频次和累积频次（用百分数来表示）

4 线链路中电路数目	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——具有 11 和 12 条电路的 4 线链路的相对频次，估计分别为 0.000475% 和 0.0000322%。平均值为 3.8。最常见的值为 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第十三研究组的赞助下，由23国参加，从约二亿七千万个电话连接路由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中的三部分是互不相关的。

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。

——所有的国际业务都是由初级中心处理的。30%的业务起始于（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%在本地交换局和初级中心之间的一条长市中继线。

——在路经一条国内电路的情况下，假设有50%的4线电路，在CT 3进行4线交换，因而包括在4线链路中。其余的50%假设在CT 3进行2线交换，因此不包括在4线链路中，且认为两个国内延伸部分是独立的。

——任一包括五到七条国内电路的国内路由将具有一个2线交换的长市中继线。

——所有其它的路由（即包括二至四条国内电路）考虑带有或不带有2线交换长市中继线的两者比为7:3。

——两个国家中的路由安排是不相关的。

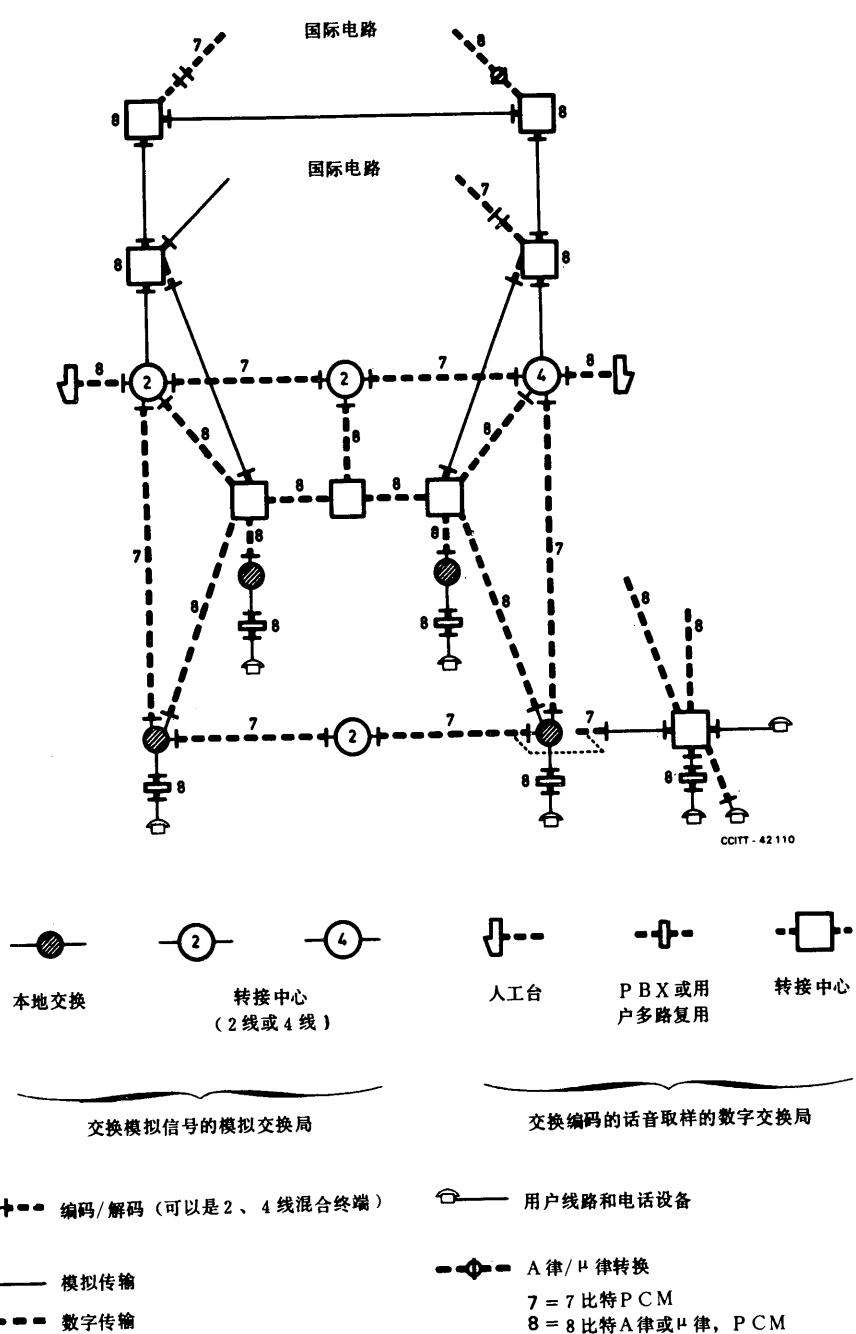


图 4/G.101 国内网路中一个可能的中间发展阶段

拟/数字PCM系统如何出现在国际网中。如图所示，在传输系统和电话交换为全数字化和完全综合的国家会出现很多的网。这样的子网路（有些人称之为“数字细胞”），为了和网路的其余部分相接，需要模/数变换处理。此外，在某些国家中，用一些7 bit PCM系统，装备了长市中继和干线电路，接入模拟交换局。相反，一些数字交换局也可能交换模拟电路。

同样也允许一些人工台、用户小交换机和采用PCM数字技术的用户多路复接系统。当然，标为7 bit PCM的任何电路也可以是模拟的，或是8 bit的PCM；图示的是最坏情况中的一种。

应该指出，CCITT并不推荐7 bit PCM系统。推荐的电话业务的模/数变换仅是8 bit PCM系统（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和安装了7 bit PCM系统。作为现存系统，应考虑到这种系统是临时存在的，一旦它们不能再实际使用时，就从业务中更换。

根据上述看法，国际电话连接在一般时间内会包括一个国内7 bit PCM的长市中继线，或特殊情况下，还会有两个这样的7 bit PCM电路。另外，还会遇到使用7 bit PCM编码的国际卫星电路以及A律/ $\mu$ 律转换处理和数字衰减器。

可以预料这一模/数混合阶段要持续相当长的时期。因此必须要保证使这一阶段的传输性能维持在一个满意的水平上。

#### 4.2 电话电路类型

在模/数混合阶段，尤其包括图5/G.101中表示的各种国际电路类型。在所有的情况下，都标出虚拟模拟交换点（概念地）和这些点规定的相对电平。

虽然图5/G.101所示的电路类型划归为国际电路，但这些结构也同样会出现在国内的电话网路中。可是在国内网路中，电路虚拟模拟交换点的相对电平会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和两端使用数字交换的情况。如图所示，由于该电路表现出的特性（例如，损耗随时间变化较小），它通常可以工作在0dB的标称传输损耗上。

图5b)/G.101中的第二类电路代表了用一个数字传输通路与一个模拟传输通路相串接建立起传输通道的情况。在数字端采用数字交换，在模拟端采用模拟交换。

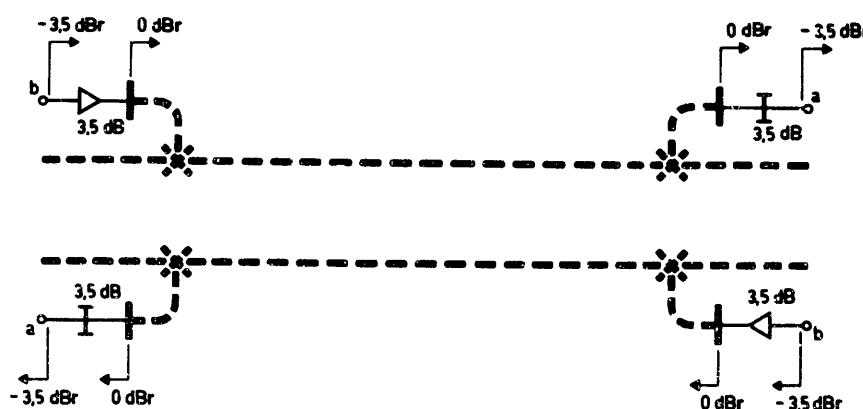
在某些情况下，可以使第二类电路以0dB的标称损耗在各传输方向上工作。例如，当模拟部分具备必要的增益稳定性时，和在允许的衰减失真情况下工作时。

图5c)/G.101中的第三类电路是由数字/模拟/数字通路组成串接的传输通路。两端假设为数字交换。

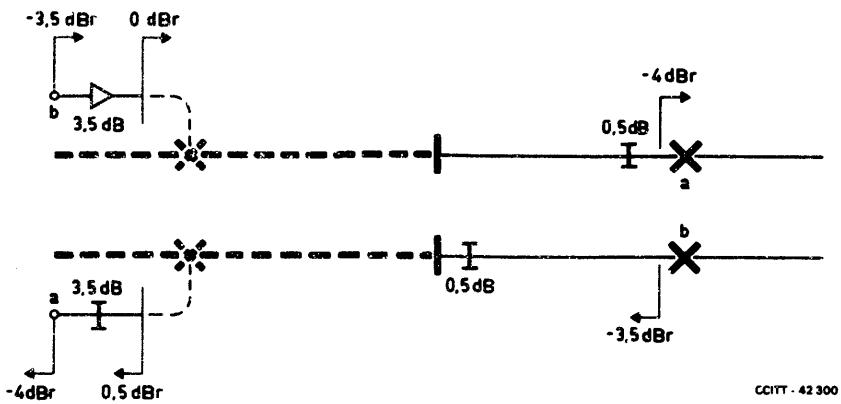
图5d)/G.101中的第四类电路是模拟/数字/模拟组成串接的传输通路。两端假设为模拟交换。

图5e)/G.101中的第五类电路是整个电路采用模拟传输和两端都采用模拟交换的电路。

这种类型的国际电路一般工作的损耗为L。这里L在虚拟模拟交换点之间额定地等于0.5dB。

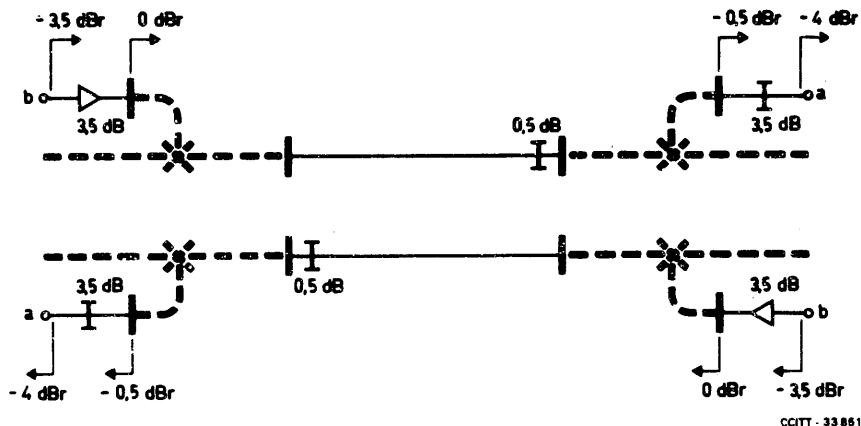


a) 第一类电路——两端为数字交换的全数字电路



注——在模拟电路部分产生有明显的衰减失真或随时间变化时，需要加衰减器。

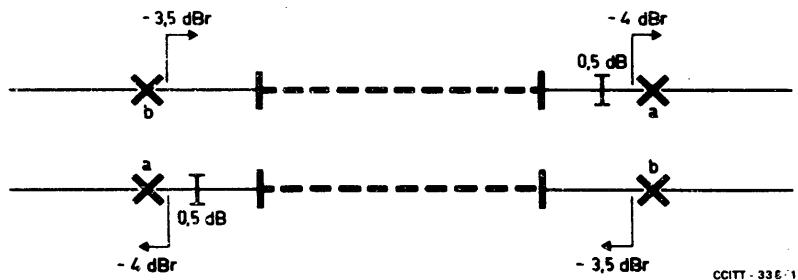
b) 第二类电路——一端为数字交换，另一端为模拟交换的数/模电路。



注——如模拟电路部分产生有明显的衰减失真或随时间变化时，需要加衰减器。

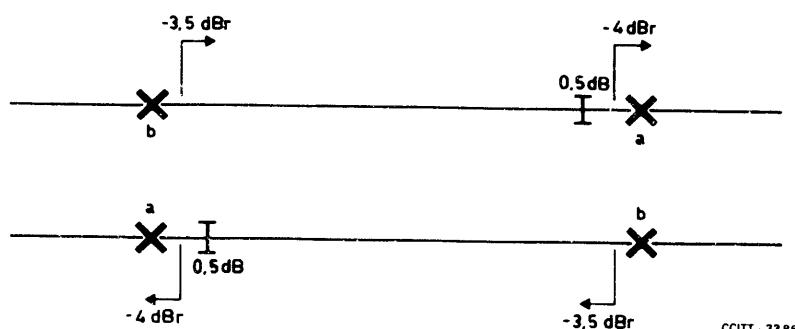
c) 第三类电路——各端为数字交换的数字/模拟/数字电路

图 5/G.101 国际电路的类型



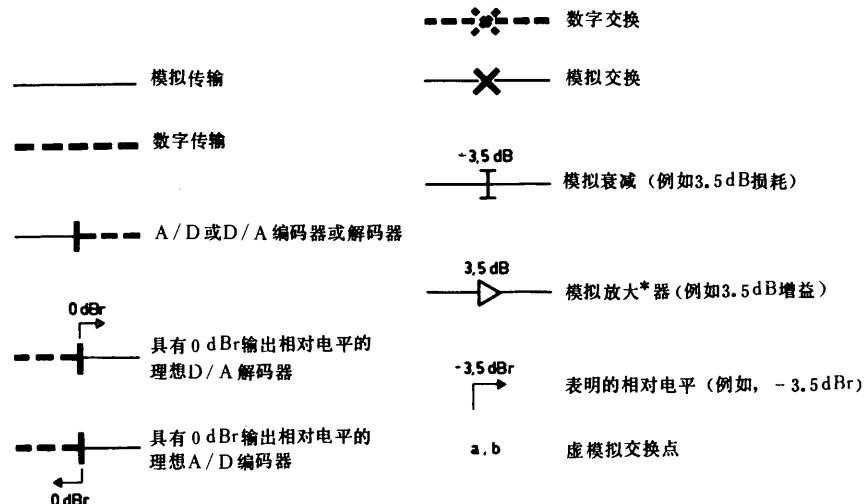
注——如模拟电路部分产生有明显的衰减失真或衰减随时间变化，则需要加衰减器

d) 第四类电路——各端为模拟交换的模拟/数字/模拟电路



e) 第五类电路——两端为模拟交换的全模拟电路

图 5 中的符号说明:



注——电路中的衰减器符号不表示实际需要的衰减器。它们是传输规划工程师的习惯。

图 5/G.101(续) 国际电路的类型

注——有关模拟/数字混合电路中损耗分配的总注

第 2、3、4 类电路中在两个传输方向中，以对称形式配置衰减，用来控制模拟电路段的任何变化（损耗随时间变化，或衰减失真）。然而，这些衰减的配置实际上要求在电路段交界处采用非标准电平。请各主管部门注意，他们也可以采用非对称的衰减配置。例如，将所有的损耗都置于电路（或电路段）的接收端方向。在此情况下，若损耗值很小，例如，总值不超过 1 dB，那么在传输设计方面不会有什么问题。

在连接的国际部分中，这种少量的不对称是可以允许的，因为大多数实际连接中，国际电路是少量的。

就国内电路而言，只要能遵守建议 G.121, §2.2 中的要求，各主管部门可采用他们希望的任何配置。

在某些情况下，可能会使用复用转换设备，这时，图 5/G.101 中采用衰减器符号之处不存在音频电路。这时若由于模拟部分的可变性而要求加入补充损耗，则插入到电路的精确损耗由双边的主管部门来决定。

#### 4.3 各种 P C M 数字系统处理的数量

##### 由于传输损伤的限制

在模拟和数字的混合阶段，可能需要在国际电话连接中包括很多种类的数字处理。为了保证这种处理产生的传输损伤（量化，衰减和群时延失真）不累积到对整个传输质量有明显损害的程度，建议要遵守建议 G.113 §3 中提出的规划规则。这个规则的作用限制了电话连接中国内和国际部分的各种数字系统处理的数量。

在全数字连接的情况下，由于插入一些数字处理，传输损伤也可能累积（例如数字衰减器）。全数字条件下，这种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

在模拟和数字混合的时期，电话连接中模/数变换器，编码律变换器，数字衰减器，或其它类型数字处理的存在不会妨碍模拟数据的传输。然而在全数字的连接中，数字型的数据有可能受编码律变换器，数字衰减器等装置的不利影响。原因是他们中带有信号再编码处理。因此为了传输数字数据，要去掉或旁路任何对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/数字混合的时期，世界范围的电话网中会大量存在各种的数字处理。因此应采用以下方式引入这些处理，即当具备统一功能时，在全数字网中将不再保留不必要的设备。

\* 原文为Simplifier，恐系Amplifier之误。

## 5. 规定和定义

### 5.1 虚拟模拟交换点

当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，用这些点来确定国际电路和国内延伸电路的边界，也用来确定国际电路之间的边界。“虚拟交换点”还对相关的传输质量规定了一个适宜的位置。

在世界范围的电话网中引入数字编码处理后，还想在所有情况下确定出全模拟连接“虚拟交换点”的理论点，看来这已经不再可能了。由于在模/数混合的连接中要求有模拟的点，因而采用了“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，通过它可以推引出所希望的模拟点。

“虚拟模拟交换点”这一术语也将用于全模拟的情况，代替“虚拟交换点”这一旧的术语。

### 5.2 国际电路虚模拟交换点规定的相对电平

按常规，国际4线电话电路的虚拟模拟交换点根据电路上的各点来定。在这些点上，参考频率上的标称相对电平为：

发送：-3.5 dB r

接收：-4.0 dB r 用于模拟

-3.5 dB r 用于数字电路

因此，这一个电路在虚拟模拟交换点之间，参考频率上标称传输损耗对于模拟电路为0.5 dB，对于数字电路为0 dB。

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

注2——由于4线终端盘属于国内系统，而且由于它的实际衰减取决于各主管部门所采用的国内传输规划，所以想参照终端设备2线端来规定国际4线电路的相对电平已不可能。特别是将一对终端设备接到一4线国际电路上，构成的链路终端业务的传输损耗不能根据建议固定为单个数值。因此电路的虚拟模拟交换点似乎可以选择在任意的相对电平点上。然而，采用上面的数值，一般来说从老的规划过渡到新的规划困难很少。

注3——只要构成4线链路的4线模拟电路的时延和随时间变化的传输损耗可以忽略，则在虚拟交换点之间，它也可以工作在零标称传输损耗。这一放宽主要涉及到交换中心之间的短的4线接续电路，例如同一个城市内的CT3和CT2之间的电路。

### 5.3 定义

#### 5.3.1 传输参考点

它是一个假设的点，用于计算标称相对电平的零相对电平点。当检查传输系统是否符合建议G.222[5]中规定的噪声指标时，在电话电路的这些点上应采用参考文献[4]的建议中所规定的标称平均功率电平(-15 dB m)。

注——对于某些系统，例如海底电缆系统(建议G.371[6])应使用其它值。

这样一个点存在于4线交换电路每个通路的发送端，领先于虚拟交换点；在一个国际电路上，规定在虚拟交换点上具有+3.5 dB的信号电平。

在频分多路复用设备中，假设一个具有平的零相对电平(即，在此所有通路都具有相同的相对电平)的点被规定为这样的点，在此点上，就交调影响来说，复用信号可以用具有参考文件[7]的建议中规定的平均功率电平的均匀频谱随机噪声信号来表示。每个电话通路中的标称平均功率电平，如参考文献[4]的建议中所规定的一样，为-15 dB m。

#### 5.3.2 相对(功率)电平

##### 5.3.2.1

传输系统中一个点上的标称相对电平表征了这一点上关于相对于零相对电平点处常规功率电平的信号功率负荷能力。

例如，在一个特定点上，每电话通路的平均功率负荷能力相当于S dB m的绝对功率电平，那么和这点有

关的相对电平即为( $S + 15$ )dB<sub>r</sub>。特别在0 dB<sub>r</sub>点，折算到一个电话通路的一般平均功率为-15 dB<sub>m</sub>。

注——在传输系统一些特定点（例分配架的输入和输出端或者通路转换器等设备的输出和输入端）上的标称相对电平通常是固定的，一般按各用户和厂家之间的协议而决定。

CCITT的一些建议是这样来规定的，对于特定的传输系统，在输入端上加入测试信号的绝对功率电平以检查它是否符合这些建议。只要这点上的标称相对电平已定，则其绝对电平就能明确地确定下来。

### 5.3.2.2

电路某一点上的实际相对电平可表示为 $10 \log_{10} (P / P_0)$  dB<sub>r</sub>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那个信号的功率。这一量和 $P_0$ 的值是无关的，它是表明电路增益的电平差。

注——当建立一个传输系统时，安装的设备必须保证，每个设备的标称相对电平和它的实际相对电平相一致。图中给出系统内所建立电路的相对电平是由系统中使用的设备来确定的。

### 5.3.2.3

在CCITT标准化的PCM编码/解码处理中，0 dB<sub>r</sub>点和 $T_{max}$ 电平之间的关系由建议G.711[2]说明，图6/G.101说明了一个“真”编解码器的输入和输出模拟点上，相对电平应如何决定的原理。具体来说，关系到PCM编码器0 dB<sub>r</sub>点上，本地系统的最小标称发送参考当量不小于2.5 dB和这一处理的 $T_{max}$ 值定在+3 dB<sub>m0</sub>（更精确地说对于A律为3.14 dB<sub>m0</sub>，对于μ律为3.17 dB<sub>m0</sub>）时，那么根据建议G.121§3，话音的峰值功率将适当地得到控制。

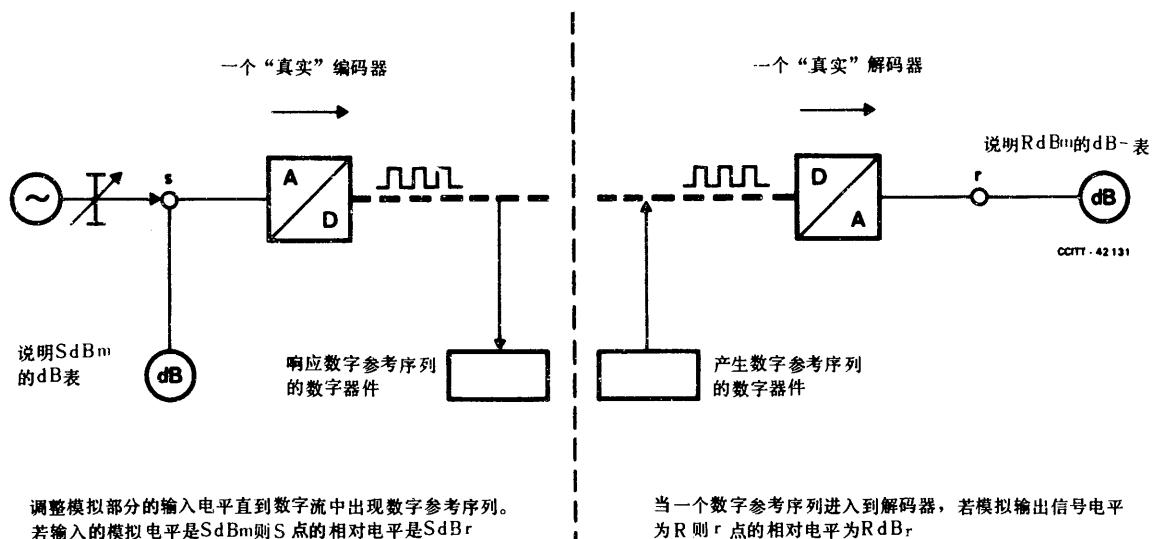


图 6/G.101 使用数字参考序列在“真实”编解码器输入和输出处确定模拟点相对电平的配置。

当信号负荷如上面所介绍那样得到控制时，FDM的0 dB<sub>r</sub>点和PCM电路的0 dB<sub>r</sub>点就可以直接地连在一起。而且两者相互满足对方的设计标准。在两个多路复用体系中的各点由多路复用转换器，编解码器或调制解调器连在一起时，这是特别重要的。

### 5.3.3 PCM数字参考序列(DRS)

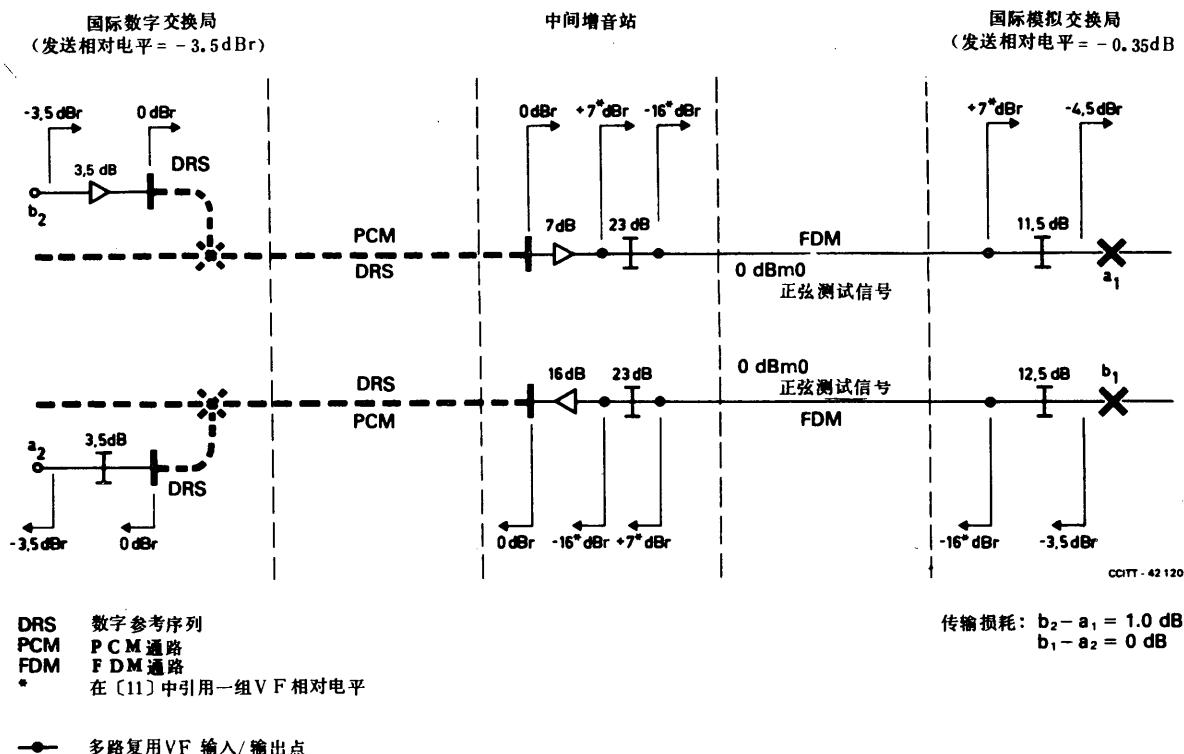
5.3.3.1 一个PCM数字参考序列是一组可能的PCM编码序列。当用一个理想的解码器将它解码后，在议定的测试参考频率上(即标称800 Hz或1000 Hz信号经过适当的偏移)和0 dB<sub>m0</sub>电平上产生一个模拟正弦信号。

相反地，一个0 dB<sub>m0</sub>测试参考频率的模拟正弦信号送到一个理想编码器输入端，将产生一个PCM数字参考序列。

在建议G.711[2]中，对于A律和μ律的编解码器已规定了一些特定的PCM数字参考序列。

### 5.3.3.2

在研究模/数混合网路中的电路和连接时，使用数字参考序列是有益的。例如，图7/G.101表示了在第2类国际电路（一个终端是数字交换局，另一终端是模拟交换局）上得到的各种电平关系（概念性地）。在图7/G.101的例子中，模拟部分假设需要0.5 dB的损耗，这一损耗是通过在模拟交换局的接收方向引入一个1.0 dB的衰减器（每个传输方向0.5 dB）而得到的。这一例子是经过精心选择的，为的是说明数字参考序列的概念。



注——有关其它符号的含意请看图 5/G.101 的符号说明。  
图 7/G.101 在第二类国际电路的设计和调试中数字参考序列的使用。

#### 5.3.4 电路测试接口点

CCITT 已明确规定电路测试接口点为 4 线测试接口点，以便将尽可能多的国际电路包括到两个相关中心局相应的一对测试调整点之间。这些点和它们的相对电平（参照传输参考点）在各种情况下，都是由有关的主管部门来确定。实际上这些点常做为已知相对电平的点来使用，其它传输测量也将与它有关系。换句话说，对于测量和调整而言，在适当的电路测试接口点上的相对电平就是其它电平要相对于它进行调整的相对电平。

#### 5.3.5 测量频率

对所有国际电路，建议用 800 Hz 的频率进行单频维护测量。然而，通过有关主管部门的协商，可以把 1000 Hz 用于这样的测量。

事实上，一些国际电路的单频测量现已广泛地使用 1000 Hz 的频率。

用于确定损耗/频率特性的多频测量将包括了在 800 Hz 上的测量，而且用于这类特性的参考测量信号的频率可以仍是 800 Hz。

注 1——在第 16 研究组的工作中使用了定义 5.3.1 和 5.3.2。取自建议 M.640 [8] 和 M.580 [9] 中的定义 5.3.4 和 5.3.5 作为资料。

注 2——考虑到 P C M 的电路和电路段，标称频率 800 Hz 和 1000 Hz 在实际上要偏移一个适当的数量，以避免和取样频率互相影响。有关细节可看卷 IV 补充材料 No. 3.5 [10]。

#### 5.4 在转接中心国际电路的相互连接

在转接中心，需要互连的两个国际电路的虚拟模拟交换点被认为是直接相连的，中间没有任何额外的损耗和增益。在这种情况下，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。

## 参考文献

- [1] CCITT Recommendation *Transmission Plan*, Vol. VI, Fascicle VI.1, Rec. Q.40.
- [2] CCITT Recommendation *Pulse Code Modulation (PCM) of Voice Frequencies*, Vol. III, Fascicle III.3, Rec. G.711.
- [3] CCITT Recommendation *The International Routing Plan*, Vol. VI, Fascicle VI.1, Rec. Q.13.
- [4] CCITT Recommendation *Assumption for the Calculation of Noise on Hypothetical Reference Circuits for Telephony*, Vol. III, Fascicle III.2, Rec. G.223, § 1.
- [5] CCITT Recommendation *Noise Objectives for Design of Carrier-Transmission Systems*, Vol. III, Fascicle III.2, Rec. G.222.
- [6] CCITT Recommendation *Carrier Systems for Submarine Cable*, Vol. III, Fascicle III.2, Rec. G.371.
- [7] CCITT Recommendation *Assumption for the Calculation of Noise on Hypothetical Reference Circuits for Telephony*, Vol. III, Fascicle III.2, Rec. G.223, § 2.
- [8] CCITT Recommendation *Four-Wire Switched Connections and Four-Wire Measurements on circuits*, Vol. IV, Fascicle IV.1, Rec. M.640.
- [9] CCITT Recommendation *Setting-Up and Lining-Up an International Circuit for Public Telephony*, Vol. IV, Fascicle IV.1, Rec. M.580.
- [10] CCITT Recommendation *Test frequencies on circuits routed over PCM systems*, Vol. IV, Fascicle IV.4, Supplement No. 3.5.
- [11] CCITT Recommendation *12-Channel Terminal Equipments*, Vol. III, Fascicle III.2, Rec. G.232, § 11.

建议 G . 102

## 传输性能指标和建议

(1980年, 日内瓦)

### I. 概述

为了得到满意的网路性能, C C I T T 已经起草了 (或正在研究) 关于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) 参考当量和损耗
- 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

一些建议说明的损伤指标, 是假设其他损伤都为其最大值 (例如噪声和损耗) 时的指标。

在许多情况下, 指标基本上是以电话为基础的。当在网路或它的组成部分内有其它的多种业务要求 (例如有音频节目传输) 时, 就需要采用一些特殊的措施。

不同类型指标可分类如下:

- 1) 网路性能指标
- 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

对于网路、整个的连接、构成国际连接一部分的国内系统、国际电路链、单个电路等，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）来描述传输网路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性能的评定测试为依据的，它的目的是为了向用户提供满意的服务。

假设网路的组成部分（电路，系统，设备）都具有与性能指标所建议的性能有关的性能。在一些情况下，可采用业务加权计算。

在分析有关网路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个强有力的工作。

### 3. 设计指标的解释

一项设备（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）“设计指标”，是这项设备工作在一定的电气/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，而且当各主管部门在制定技术条件时，把这些数值分配给它们，对于老化也可以取适当的容限，常常假定所规定的各参数的最坏组合。

“设计指标”的目的，是为一项设备提供相关性能的设计依据。图1/G.102及2/G.102是说明一项设备的设计指标的意义及损伤值的相对频次的例子。

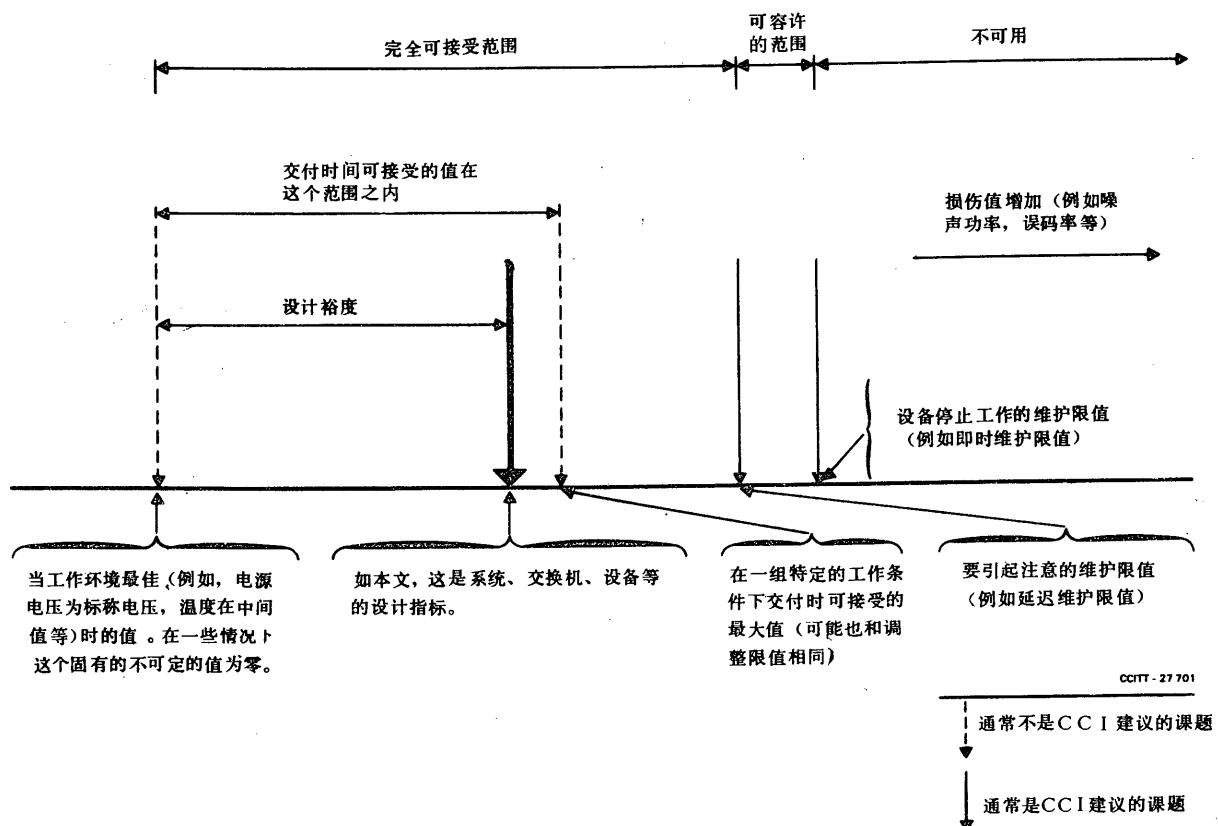
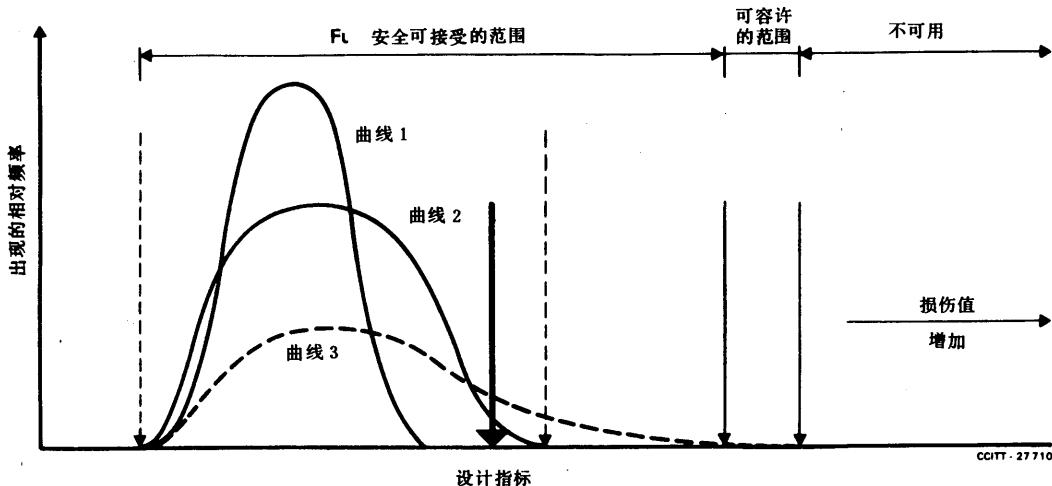


图 1/G.102 一项设备的设计指标的意义说明

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。

关于采用设计指标所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)。



几项设备的组合在交付使用时，能得到这样的曲线。另外，绘制的各条曲线可代表设备在使用期限内的性能。

曲线 1——交付期间损伤出现的相对频次的例子，这时设计值达到并有某些余量。如果环境条件的影响可以忽略，那么可以在一项设备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——一个交付时损伤出现的相对频次的例子。因为一项设备在比它的设计指标有更高的要求的情况下使用，所以交付时，有某些同意的概率下损伤超过设计值。无线中或有线系统的增音间隔比预计的大的影响可能是个例子。

曲线 3——当工作环境的各种参数比规定的更复杂或多于规定时，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等可能是个例子。

图 2/G.102 各种损伤值的相对频次的例子

#### 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计设备假设的条件。因此在交付时，所预期的性能不能一律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，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C C I T T 建议的研究项目。

#### 5. 维护用各项限值的解释

在开放业务时，一项或总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，如果这个恶化总是保持在小到可以忽略，在服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服务性能。

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，这个设备认为是“不可用”，而达到这个值，则应一有机会就从业务中换下这个设备。采用补救工作来恢复该性能，使其符合规定的限值（例如：即时维护操作的限值）。

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

这些限值通常与该系统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，超过这个限值用户将不能得到满意的业务质量。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”。

## 参考文献

- [1] CCITT Recommendation *Noise on a real link*, Vol. III, Fascicle III.2, Rec. G.226.

建议 G.103

## 假设参考连接

(1968年马德普拉塔通过;  
1972、1976和1980年于日内瓦修改)

本建议主要论述模拟网路，建议G.104论述数字网路，而本建议的§ 4 论述当数字电路接入到模拟网路时的过渡问题。最终，可以设想所有的参考连接，不管是关于模拟还是数字系统，都将要合并在一个建议内。

### I. 目的

对于传输损伤的研究，假设参考连接是说明了由电路和交换局所引起损伤的模型。

这个模型可由主管部门来使用：

——检查国内网路中的路由结构，噪声分配，传输损耗变化对传输质量的影响。以及——检查国内规划原则是否真正符合CCITT对于国内系统建议的任何统计损伤标准。为了这些目的，希望有几种模型。下面说明的三种假设参考连接将包括所需要进行的绝大部分研究工作。

假设参考连接不应看做是对损耗、噪声或其它损伤建议的特定值，即使在许多情况下引用的各种值就是所建议的值，也不打算把假设参考连接用于传输系统的设计。

### 2. 假设参考连接的构成

#### 2.1 图1/G.103, 2/G.103和3/G.103规定了不同连接的结构。

图1/G.103是根据CCITT建议具有最多数目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参考当量和高噪声数值。来自国际电路的噪声可能是很大的。衰减失真、群时延、群时延失真也都特别高。这样的连接是很少见的。

图2/G.103为中等长度的国际连（也就是说不超过2000公里），包括最常见的大量的国际和国内电路。在这样一个连接中，国内系统的噪声值可以预计占主要地位。大部分国际通话采用这样的连接。

图3/G.103为实际的最大数量国际电路和最少数量国内电路所组成的国际连接。这样的连接是很多的。

#### 图1/G.103、2/G.103和3/G.103的注

注1——对于实线设备的电路，电路标称最大损耗可取5.5dB， $\sigma = 0$ 。用下面的方法可得到这个值：建议G.121对于国际电路上C T 3的-3.5dB r点，对发送参考当量上给出97%的限值为21dB。对于国内和国际电路链输入端上的零相对电平点上（也就是初级中心）给出17.5dB。参考文献[3]指出，12dB发送参考当量是用于最长本地线路的典型值，因此对从本地交换局到初级中心的电路留下5.5dB，包括交换机损耗在内（看总注2.2.10）。

对于初级中心为2线交换的F D M或T D M短距离载波电路，这个电路损耗的标称值取为3dB， $\sigma = 1$ 可以使用7比特编码（ $\mu = 100$  或  $A = 87.6$ ）或8比特编码（ $\mu = 225$  或  $A = 87.6$ ）的P C M系统提供这样的电路。虽然CCITT只建议了8比特编码，但在一些国家中也使用了非建议的7比特编码。

注2——对于不超过250 km的F D M或T D M短距离载波电路，噪声功率最大值可取为1000pWop，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），则会有下面的结构。虽然实际上通常与一个或另一个有关系，但很明显，原则上终端设备可在二线交换和四线交换之间的任何一点上。



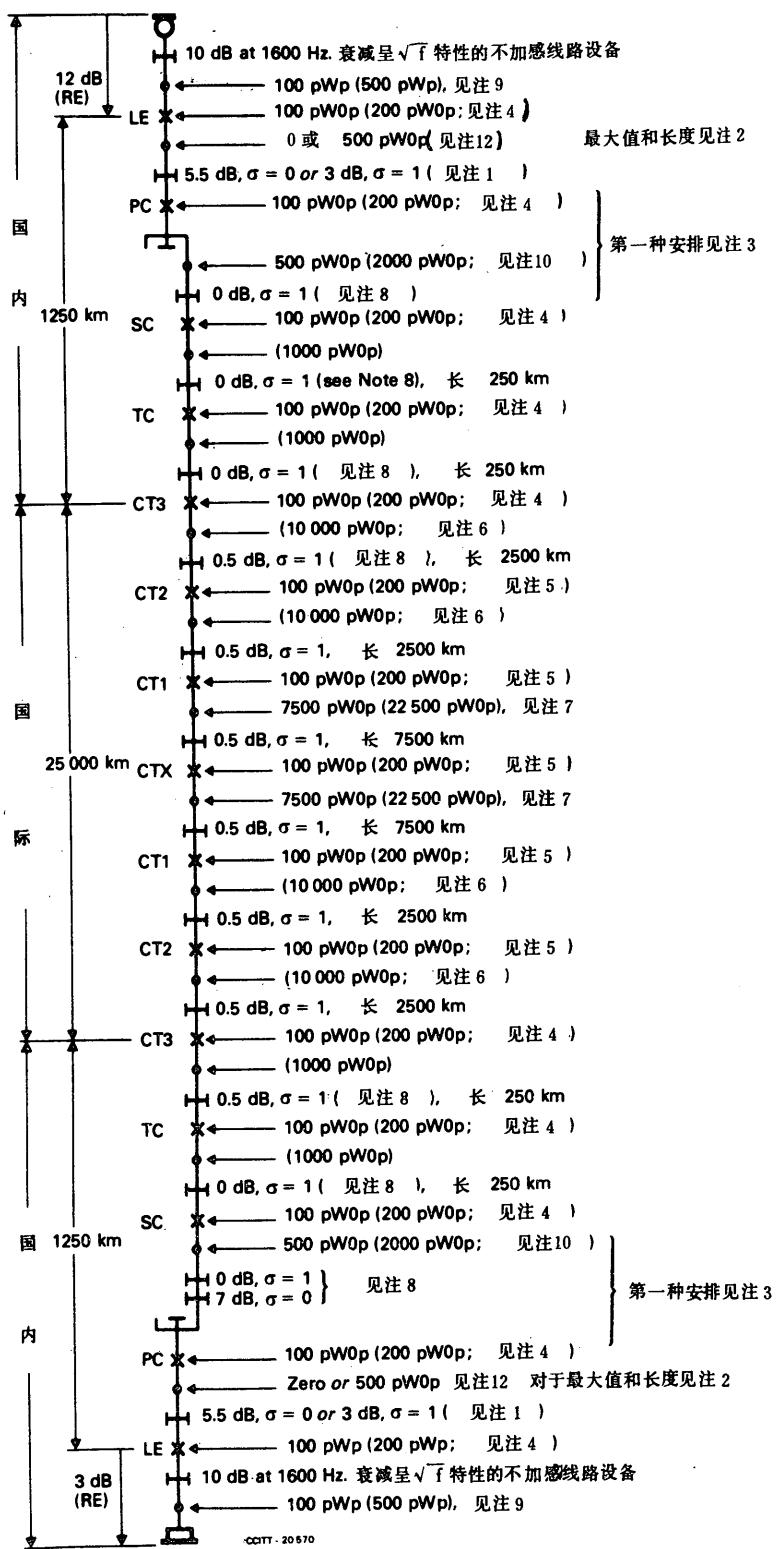


图1/G·103 图2/G·103和图3/G·103 缩写说明

RE 参考当量	SC 二级中心
LE 本地交换局	TC 三级中心
PC 初级中心	CT 转接中心

图 1/G·103 根据CCITT建议所设想的具有最大数目的国际和国内电路的最长国际连接

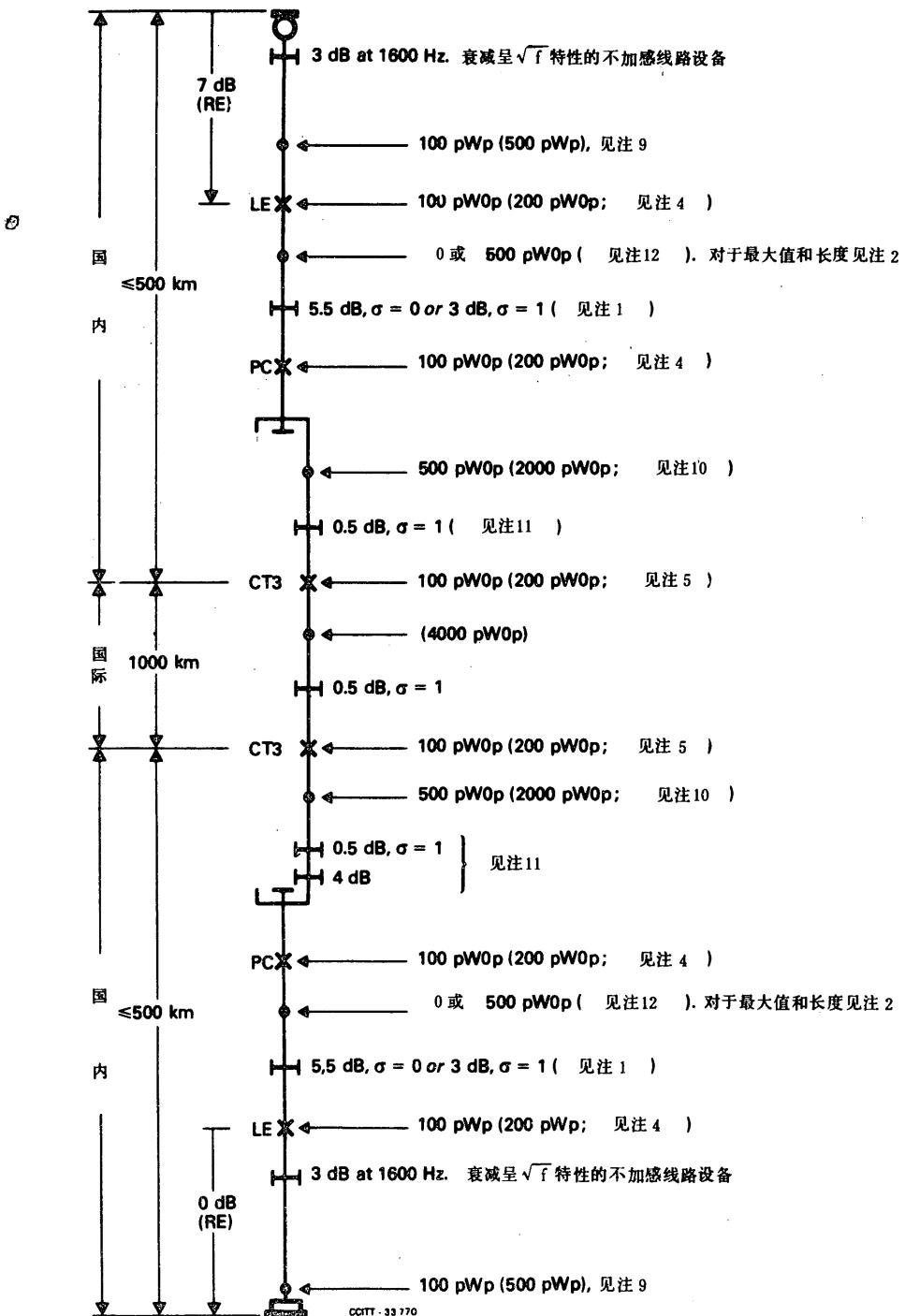


图 2/G .103 包括最常见的大量的国际和国内电路的中等长度国际连接

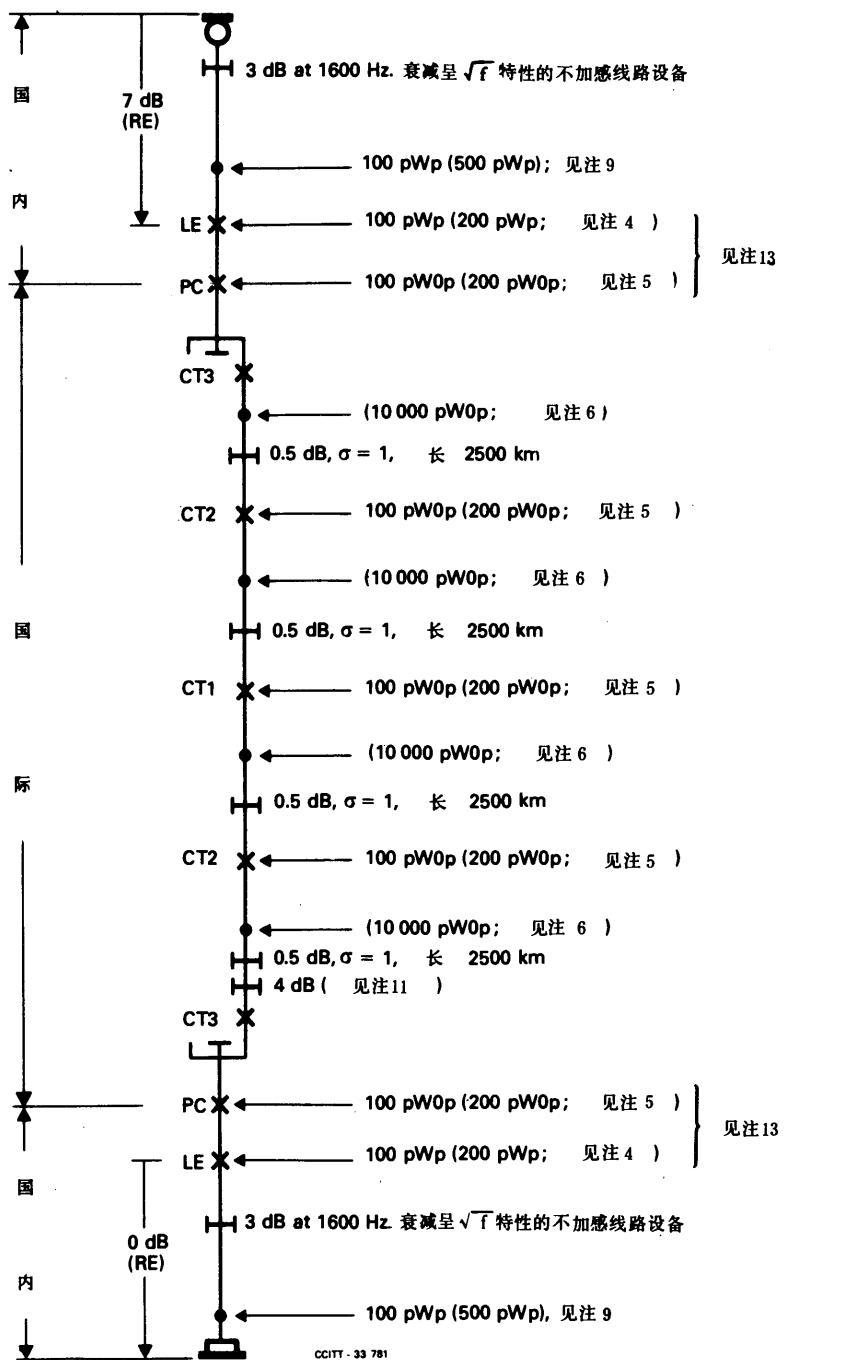


图 3/103 包括有实际最多数目的国际电路和最少数目的国内电路的国际连接

如果采用b)的安排，那么仍必须保证 $a-t-b$ 最小损耗（符合建议G.122要求）。因为在4线链路中会有一个附加电路，所以不论国内传输规划是否使用的是 $3.5+0+0+0$ 还是 $2.5+0.5+0.5+0.5$ 作为基础。在需要有一个外加的0.5dB的地方，原则上可通过把第三级中心CT3电路的损耗从0改变0.5dB来得到，或把它分配到PC/L E电路上得到。在连接的两端部都会碰到这样的安排。

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200pW<sub>op</sub>。对于国内二线交换局，临时假设了同样的值。关于任何国内零相对电平点的位置，没有做任何假设。

注5——在建议Q.45[4]中推荐了国际交换局最大噪声功率的设计指标为200pW<sub>op</sub>。

注6——这个噪声值相当于忙时最坏的噪声功率4pW<sub>op/km</sub>的设计指标。

注7——假设1pW/km为线路噪声功率的平均值，则CTI/CTX电路的平均值为7500pW<sub>p</sub>。在最坏的电路上，3pW/km为设计指标，可导出其极限值为22500pW<sub>op</sub>。只有当它超过40000pW<sub>op</sub>时，才使用压扩器来改善噪声（看建议G.143）。

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

注9——对于用户线路噪声平均值100pW<sub>p</sub>可以是典型值，至少有一个主管部门用做为在接收端处的最大噪声指标。

注10——最大值200pW<sub>op</sub>用于约500公里的电路，具有一定富余度。

注11——假设两个国家都使用 $2+0.5+0.5+0.5$ dB型的规划。初级中心上接收方向4dB衰减的标称值包括了终端设备的损耗（看总注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短距离载波系统，则500pW<sub>op</sub>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CT3的同侧。

## 2.2 下面是对图1/G.103, 2/G.103和3/G.103的总注

2.2.1 假设参考连接表示出国际电路在0dB<sub>r</sub>和 $\sim 0.5$ dB<sub>r</sub>虚拟交换点上连接在一起而不是在 $-3.5$ dB<sub>r</sub>和 $-4.0$ dB<sub>r</sub>点上互相连接在一起。这样做，对于那些在研究中心必须使用参考连接的人来说更为直接有用。

假设参考连接不使用“传统”的 $-3.5$ 和 $-4$ dB<sub>r</sub>虚拟交换点，可能会感到有些不太一致。但是，如果假设参考连接使用“传统”的虚拟交换点，那么图中的噪声功率值就不再是其它建议中常用的噪声功率值了。附件A作了进一步的说明。

2.2.2 采用了是C C I T T使用的国际路由规划名词术语。

2.2.3 在每种情况下只表示出一个传输方向。

2.2.4 按照目前的建议用小时平均噪声功率来表达设计指标。对于长途载波电路，他们与长度成正比。根据基本假设参考电路是2500km还是7500km，采用相应的噪声功率4pW/km或1pW/km。

2.2.5 缩写pW<sub>op</sub>代表相对于零相对电平点的pW噪声计功率。在交换局噪声的情况下，认为这个点是在紧接交换局的下游电路中。电路的噪声功率是参照电路本身的零相对电平点的，并不是参照连接上的某个点。

2.2.6 衰减器符号代表了特定通路和电路上的的标称损耗。噪声发生器和衰减器的相对位置表明，如果这个噪声是相对于电路的接收端而言，那么这个噪声必须用相应于衰减器损耗的功率比来修正。

如果在这个连接上，需要表示某个特定点的噪声功率（例如，接收本地交换局或在第一条国际电路上的零相对电平点），那么应采用下面的原则：

如果在A点上的噪声功率电平是相对于它下游的B点位置，则可用B点的电平加上A到B的预想损耗总和得到。如果A点上的噪声功率电平是相对于它上游的C点位置，则可用C点的电平减去A到C的预想全部损耗总和来得到A点上的噪声功率电平。

2.2.7 连接的标称终端损耗〔也就是正常的总损耗小于单个电路的转接损耗的总和（通过的净损耗）〕表示为四线链路中最右侧电路的一个衰减器。这个方法使噪声功率能像它们在各个电路的零相对电平点上注入的那样指示出来，如附录A中所述。

2.2.8 在建议G.113的附录A中讲了有关衰减失真和群时延失真的分布情况。在增补No.20中给出了基本传输损伤计算值的一些可能的组合。

建议G.114给出有关群时延的情况。

2.2.9 根据G.151建议§3的指标，利用实际中得到的结果，以及[1]中规定，得出电路传输损耗的标准偏差。

2.2.10 按建议M700[2]中的意思，定义这些参考连接中的“电路”，它包括整个线路和线路上的设备，也就是从一个交换局的交换机，到下一个交换局的交换机。这样，所设计的电路，其传输损耗值包括了交换机与局内电缆的损耗，以及传输系统产生的损耗（或增益）。如果需要分开交换局的损耗，则可使用适当值的外加衰减器的符号。

还应指出，根据这个习惯，通常对终端设备设计的3.5dB衰减在2/4线电路上没有直接表示出来，这个值也包括在该电路设计的损耗之中。

### 3. 调制和解调设备数目

为了研究传输性能，可以认为所想的最长国际连接（看图1/G.103）具有如表1/G.103所示的在4线链路上调制/解调器对的数量。

表 1/G.103

	调 制/解 调 器 对 的 数 目				
	6 个国内电路	2个C T3-C T2电路	2个C T2-C T1电路	2个C T1-C T X	总 数
通 路	6	2	2	2	12
基 群	8	4	4	6	22
超 群	12	4	8	12	36

12对通路调制器/解调器最多只能有3对可以提供每基群多于12条话路的特殊类型。

### 4. PCM数字处理引入后的发展

世界上的电话网路正在经历一个从主要以模拟网为主向混合的模拟/数字过渡阶段。展望未来，这个过渡将不断地进行，最后的网路将成为全数字的网，建议G.101，§4.1和G.104讲明了这个过渡过程的背景。

参阅图1/G.103，2/G.103和3/G.103的假设参考连接，电路数目和交换局数目同样也应适合于数模混合时期的网路情况。但对属于混合的模拟/数字连接的传输研究，还需要考虑目前各种不同的数字处理。这些不同的数字处理可能对总传输性能，特别是量化失真和传输时延这些参数有着重要的影响。

当世界网路成为全数字网时，对在数模混合时期因引入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，而且会引入传输恶化。这些处理是以比特流重新编码为基础的处理，如在数字衰减器的情况下所进行的那样。虽然这个处理产生的累积传输损伤是在建议的极限之内，但产生了比特完整性的破坏，是一个很重要的缺点。尤其当业务要求在端对端保持比特完整性时，这个缺点更为严重。因此，这类处理应尽可能地避免，或是进行适当的安排来防止它们发生，以便在要求比特完整性的业务中能在受影响的连接上传送。

## 附 件 A

(建议G.103的附件)

### 如何绘制好所有发送交换电平均为0dB<sub>r</sub>的假设参考连接的说明

A.1 见图A-1/G.103给出的连接，其中三条电路的衰减分别为1dB，6dB和2dB，由各交换局的实际发送交换电平为-2，+1和-3dB<sub>r</sub>连接在一起。

A.2 我们假设这些电路的噪声功率分别为N<sub>1</sub>、N<sub>2</sub>和N<sub>3</sub>pW<sub>0</sub>p。

图A-2/G.103表示出这些电路的噪声功率，考虑到有关交换电平的衰减，通过选择适当值的衰减器而进入电路同时省掉了箭头标志。

A.3 我们注意到N<sub>1</sub>通过总数为11dB衰减到达E<sub>4</sub>。N<sub>2</sub>通过的总数为7dB。N<sub>3</sub>通过的总数为5dB。每个交换局上累积的SRE与相应的电路噪声电平之差分别为8dB（对于N<sub>1</sub>），12dB（对于N<sub>2</sub>），14dB（对于N<sub>3</sub>）。因此我们可以画一个重新分配损耗的连接，如图A-3/G.103所示，其中所有的发送交换电平均0dB<sub>r</sub>，而且所

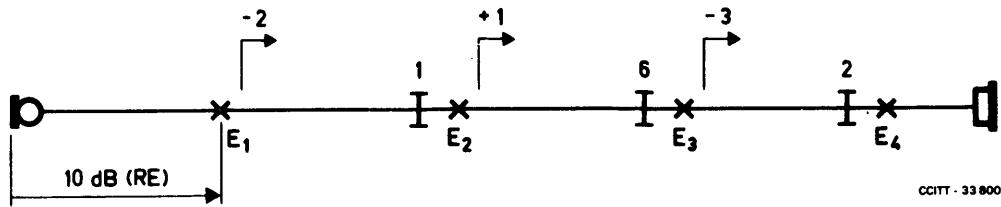


图 A-1/G.103 不同发送交换电平的连接

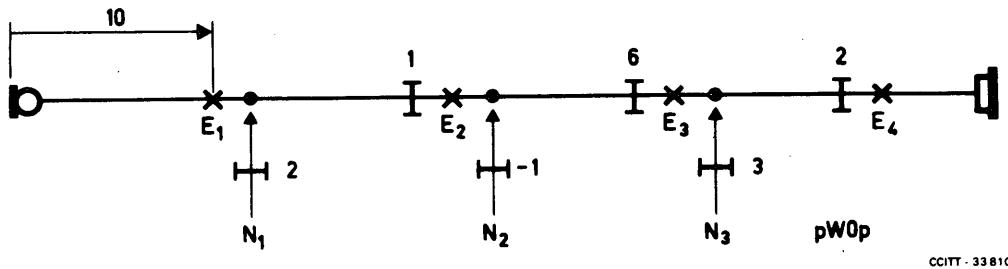


图 A-2/G.103 加入的噪声功率

有的其它条件都能满足。

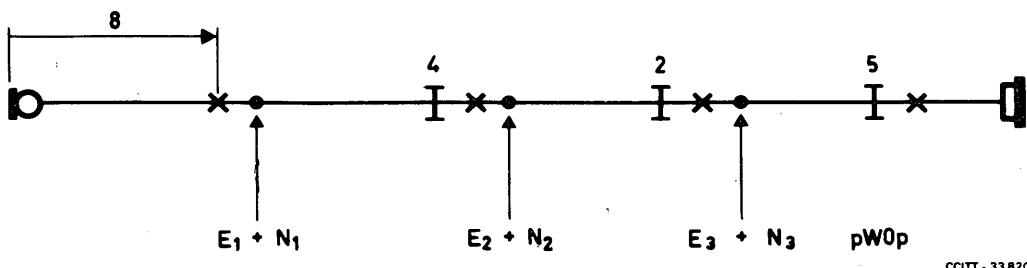


图 A-3/G.103 所有发送交换电平均为 0 dB r

A.4 由于在每个交换点上紧接着的下游电路的相对电平均安排成 0 dB r, 故这个交换局噪声功率可以像 G.103建议中假设参考电路中那样相加。

#### 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, Fascicle IV.1, 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, Fascicle VI.1, Rec. Q.45.

## 假设参考连接(数字网路)

(1976年，日内瓦)

### I. 引言

已经起草了数字网路的假设参考连接。它是模仿了建议G.103中的参考连接而得来的。它主要是以电话应用为基础。对于其它业务可以规定其它的参考连接。最终，所有的参考连接不管是模拟还是数字系统都将归入到一个建议中去。

### 2. 目的

数字假设参考连接是一种模式，可用它对总的性能进行研究，从而可以和各标准和指标相比较。在这个基础上可以对连接的各个部分分配不同的损伤限值。

这个模式可用作：

- 由一个主管部门来检查国内网路的损伤分配可能变化的对传输质量的影响。
- CCITT研究国际网路各个部分损伤的分配。
- 检查国内规定是否真正符合CCITT对国内系统建议的损伤标准。

不应把假设参考连接看成是用来建议各种分配到连接的各组成部分的特定损伤值，而且不打算把它们用于设计传输系统。

为了促进全数字网的性能直接进行研究。只建议如下的：

- 在连接的每一端的本地交换局之间为全数字通道。
- 有关的两个用户之间的全数字通道。

当由不同的主管部门分别进行研究时，本建议应能得到可以比较的结果。(为了研究模拟和数字混合使用的中间过渡时期，可以看建议G.103，§4和问题5/X VI[1]。)

利用假设参考连接可进行如下损伤的研究：

- 数字误码
- 滑动
- 抖动
- 时延

### 3. 电话的构成(64 kbit/s 通道)

1) 根据CCITT建议设想的最长的国际连接。这样的连接具有来自国际数字通道很大的损伤。这样的连接是不多的(看图1/G.104)。

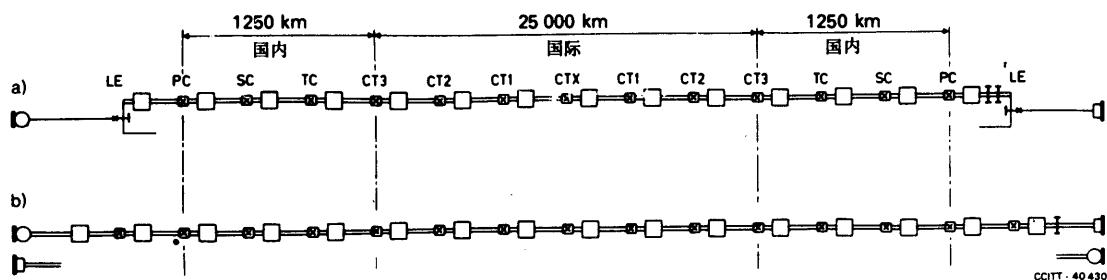


图 1/G.104 模拟和数字传输与交换的最长参考连接

2) 只包括一个国际数字通路的中等长度的国际连接。在这样一个连接中预计国内系统产生的损伤是主要的。大部分国际呼叫采用这样的连接。(看图2/G.104)

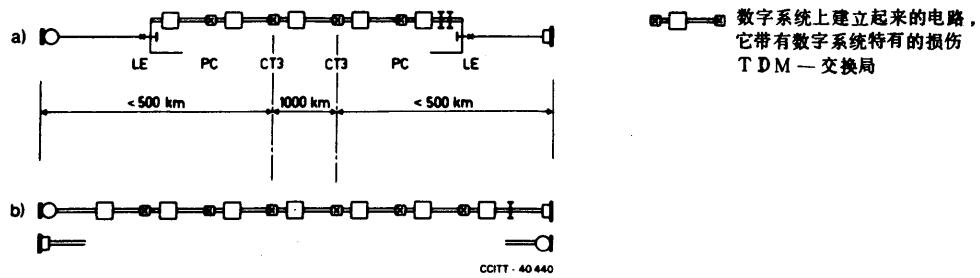


图 2/G.104 中等长度的典型国际连接

3) 在CT1区域内, 靠近CT3交换局的用户之间典型的国际连接。这样的连接是很多的(见图3/G.104)。

注1——这些参考连接只适用于电话。对于其它业务如数据、声音和电视节目的传输等等有必要规定出相似的参考连接, 这些有待研究。

注2——国内网路的数字集中器、数字回声抑制器和卫星通路等的影响, 以及可能在参考连接中包括这些项目的必要性正在研究之中。

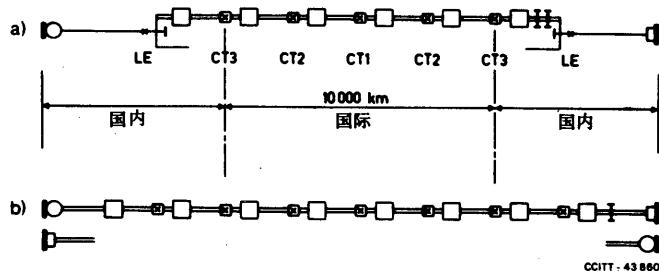


图 3/G.104 在 C T1 区域内, 处于接近终端交换局 C T 3 用户之间的国际连接

#### 4. 备注

可利用各个部分的单独设计指标来评价参考连接的性能。应该看到, 每一个部分在实际使用中极可能遇到规定部件中的最坏组合情况, 而且某些设备的条件要比规定的差。所以连接的实际性能只有少数情况和计算评定的性能相一致。

#### 参考文献

- [1] CCITT Question 5/XVI, Contribution COM XVI-No. 1, Study Period 1981-1984, Geneva, 1981.

#### 建议G.105

#### 用于串话研究的假设参考连接

(1980年, 日内瓦)

#### I. 目的

本建议给出了关于公用电话交换网中应用建议 P.16[1]的指导原则, 并建议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。

## 2. 综合要点

### 2.1 基本数据的精确性

2.1.1 在采用实际的会话主观试验中，要求主观上注意地收听是否存在可懂串话，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可靠地指明，在用户私人谈话中无意地听到其它会话而受到破坏的程度。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，如果串话衰减和参考当量的分布是不对称的而不是正态的，或者在验收测试过程中的分布曲线是被截尾的，就会产生误差。这就是通常我们要寻找产生可懂串话的低概率的原因，而这个低的概率主要取决于精确决定的分布尾部。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 必须充分注意去取得所研究的串话途径中噪声和损耗的有代表性的值。因为平均值一个微小的变化，由它所产生的误差容易引起串话计算概率的误差在10倍以上（见〔3〕的例子）。

### 2.2 线路和室内噪声的影响

2.2.1 线路噪声的屏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 pW 0 p/km，则串话的影响范围很大程度上不可接受，特别是当网路负荷很轻，使得噪声功率电平可认为是在它们的最低值的情况下。

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，则必须在业务量空闲和繁忙期间，测量已装置设备的噪音功率电平。但一定不要忽视对现在所设计的这个限值，如果可能，必须考虑将来的情况。有一条合理的原则，即在网路某一部分内，设备的良好性能应与网路其它部分的偶然缺陷无关，特别是在将来这些缺陷很可能被克服和减少，例如新设计本地交换局或广泛使用数字长途传输系统。

2.2.2 和线路噪声不一样，室内噪声的影响可由收听者的要求来减少。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，应对每一对电缆仅考虑其最坏的干扰，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潜在干扰和它的使用程度有关。

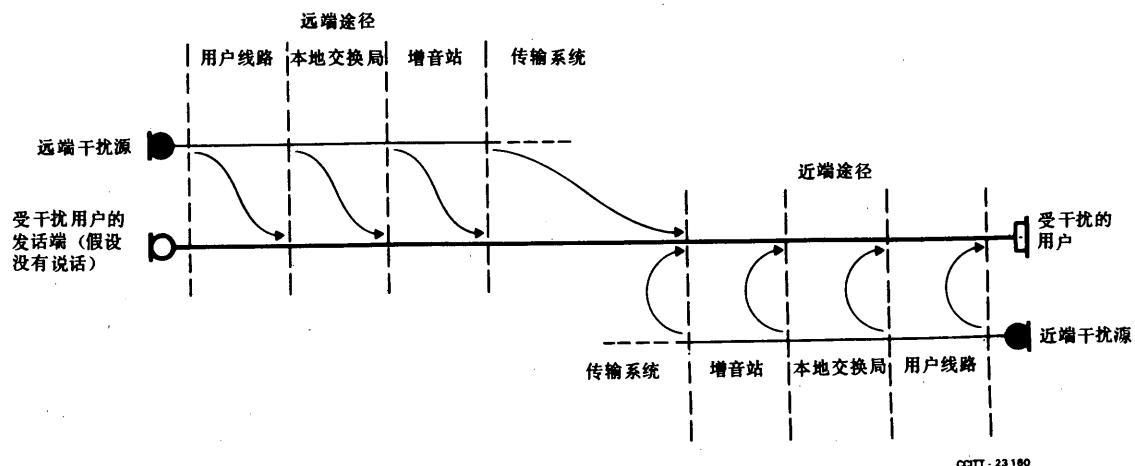
2.3.2 在同一个本地交换网内的本地呼叫之间的可懂串话，在居民用户情况下，作为被串用户而同时又作为潜在主串而干扰用户的概率可能是非常低的，而对商业用户和用户小交换机则很可能不是这样。〔4〕中给出有关这个问题的资料并指出了如何计算有关的概率。

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构，而且所有其它的源都可以忽略，这样就要“吃掉”全部的容限。

但在交换局和电路组成的连接中，分配串话的网路性能指标时，则必须考虑到从不同干扰源来的许多潜在串话途径。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。因此在一个简单的他局交换的连接上，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途径。

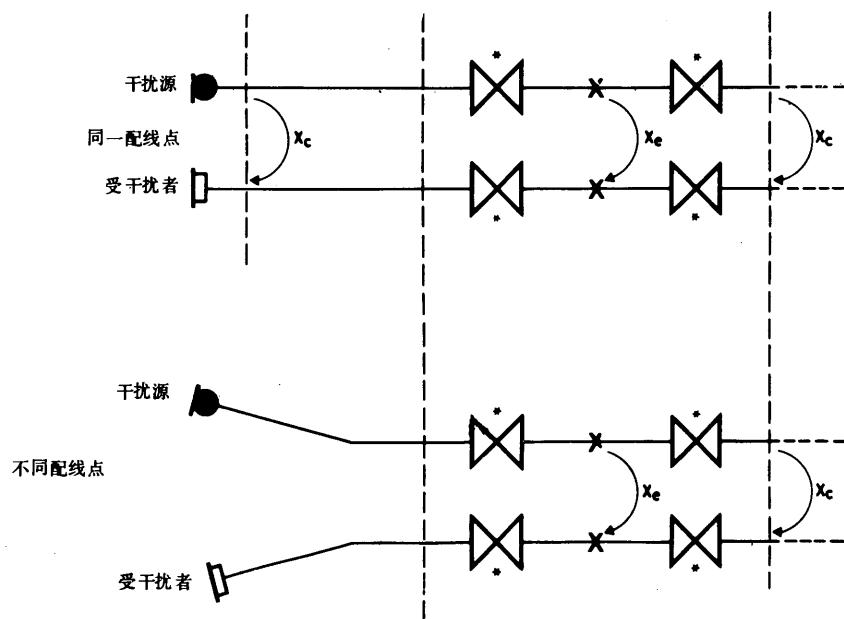
## 3. 串话的假设参考连线

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。可以看到这个连接比在G.103建议中给出的研究噪声和损耗的连接简单得多。对于由12条电路构成的接近最大长度和噪声的连接，为了研究其间的潜在可懂串话的危险，以便得到通路设备串话的限值，那么上述这个假设参考连接是不适用的，因为按技术规范购买和安装的大多数通路设备都是在非常简单，噪声很小和许多的连接中使用的。



注——单独“增音站”(例如，多路复用设备)和“传输系统”的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CCITT研究组来分配。

图 1/G.105 当考虑电话连接之间潜在的串话时，一些重要的远端和近端串话途径



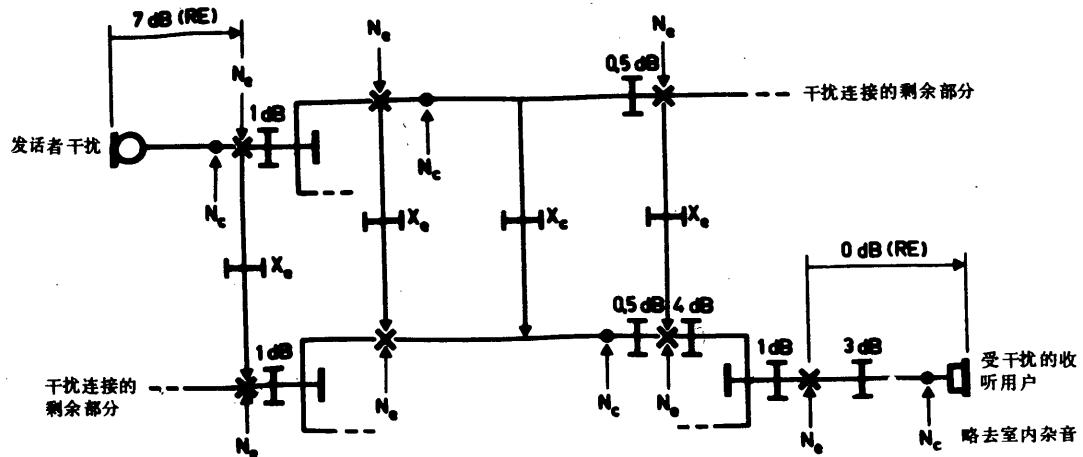
\* 这里表示出的所有用户线路都有附加放大，而实际中不都是这样。

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。他局交换呼叫中，假设串话发生在交换局内和长市中继线或长途电路之间。

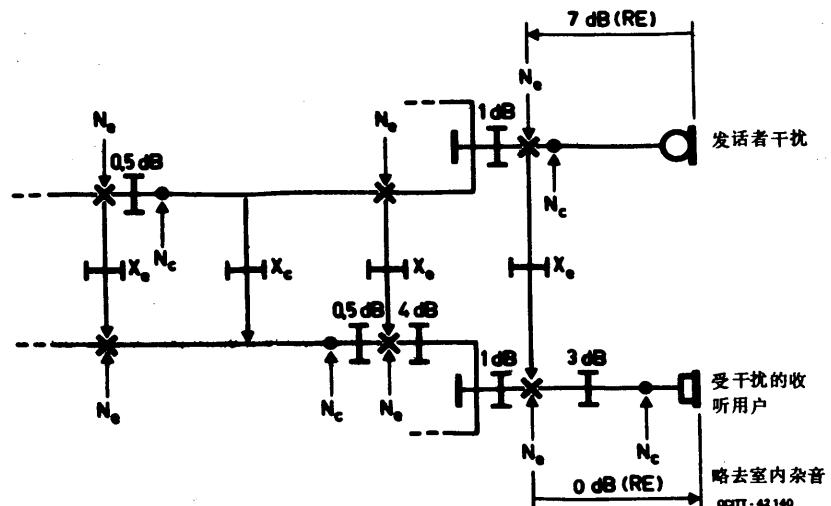
注 2——在同一配线点上的用户之间，还应假设其串话可能产生于本地电缆内(近端串话)或其它固定连接的设备。在这个方面处于不利的特殊用户的串话很大程度上和使用的本地电话电路种类有关。当使用电流调节的电话机时，本地线路长度为极限长度的用户最为危险，因为这些线路上的电话机灵敏度最高。

注 3——应适当地计入有时与长线路有关的附加的交换放大影响。

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 ) 远端串话途径



b ) 近端串话途径

注 1——应假设干扰连接有一个稍高的全程参考当量，所以实际谈话者音量的校正因数 C 为 4dB，和 P.16[1]建议中所说明的一样。

注 2——受干扰的连接是一个很简单的连接，把受干扰的收听者连接到与长话局（例如，CT<sub>3</sub>或国内初级中心）同侧的本地交换局上。

注 3——适合于各种电路和交换局的噪声功率值为：

电路噪声 (N<sub>c</sub>):

用户本地线路: 100<sup>p</sup>W<sub>p</sub>

4 线电路: 500<sup>p</sup>W<sub>0p</sub>

(卫星电路: 10000<sup>p</sup>W<sub>0p</sub>)

交换局噪声 (N<sub>e</sub>):

本地交换: 50PWP 或 pW<sub>0p</sub> (适当选用)

4 线交换: 100<sup>p</sup>W<sub>0p</sub>

注 4——根据 G.103 建议中采用的习惯，在所有交换局上的发送交换电平为 0dB<sub>r</sub>，实践中还遇到其它相对电平值，因而在研究中必须予以注意。

注 5——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.

## 建议G.106

### 与可用性、可靠性研究有关的概念、术语和定义

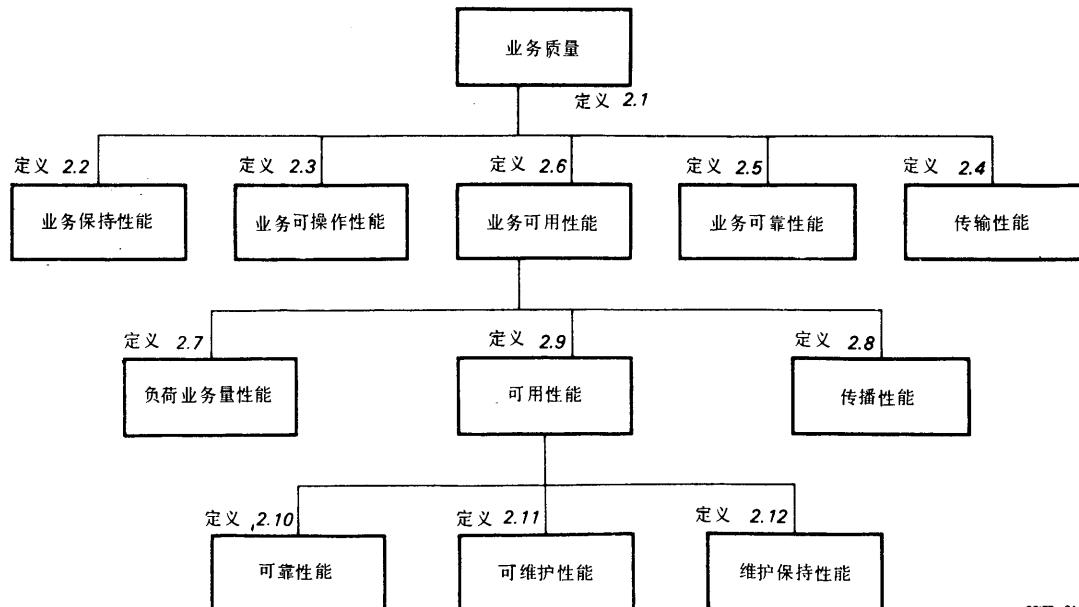
(1980年, 日内瓦)

#### I. 序言

##### 1.1 目的

本建议的目的, 是对电信业务质量有关的概念提供一个系统的体系。它们不仅包括单个的功能单元和设备(例如交换系统或交换设备)的质量概念, 而且主要包括交换网路业务的质量概念(例如: 一个连接的可靠性和可用性)和专线业务的质量概念(例如: 租用电路的可靠性和可用性)。

从图1/G.106各个方框可以看出所有影响业务质量的因素的全貌。这些因素都和电信业务用户所感觉到的



a) 图中没有表示出全部关系

b) 可用性能用于网路、硬件或软件各部分。

c) 传播性能和自然条件有关, 例如, 由于雨或多径效应等引起的衰减。在这个图中仅表明它们对可用性的影响, 而将它们对质量的影响, 例如在短时间中断情况下的影响放在“传输性能”中考虑(看图CCIR建议557[1])。

图 1/G.106 与业务质量有关的各种因素的关系图

业务全程质量有关。图中这些术语通常用以表示：或者是实际已达到的业务水平，或是代表要达到的业务的指标，或者是反映设计规范的要求。

图1/G 106的结构也表示了某一个业务因素和其它因素的相互关系。应当注意的是——虽然下面的各个定义没有明确地说明，但某个具体因素的特性测量值可能直接和对它有影响的其他因素的相应值有关。这里有必要指出每当给定一种测量值时，就应把对测量值有影响的所有条件说清楚。

在下面的定义中，“能力”这个术语可以解释为质量或数量上的意义。

## 2. 质量概念，术语和定义

### 2.1 业务质量

业务特性的综合效果，决定了使用该业务的用户的满意程度。

注——通过业务可用性能，业务可靠性能，业务保持性能，业务可操作性能和传输性能几方面来综合描述业务质量。

### 2.2 业务保持性能

指电信主管部门满足用户要求的能力。

注——业务保障性能的度量，包括：象对用户开通要求的业务所需要的平均时间，对用户提供一些辅助业务所需要的平均时间等等。

### 2.3 业务可操作性能

从人的因素观点考虑，反映用户能成功地和方便地使用某种业务的能力。

### 2.4 传输性能（业务的）

反映电信业务再现用户所给的信号的程度。

注——仅在业务可用时，才考虑传输质量。

### 2.5 业务可靠性能

在规定的一段时间内和规定的条件下，开通业务后能继续提供业务的能力。

### 2.6 业务可用性能

在用户要求的一定操作条件下，在限定的传输容限内，以负荷业务量性能，传播性能和设备可用性能综合反映所提供的业务的能力。

### 2.7 负荷业务量性能，业务量性能<sup>1)</sup>

流通性能指在规定的条件下，通信系统能处理所提供的业务量的能力。而规定的条件是指系统的有效和失效部分的任何组合。

### 2.8 传播性能

指在规定的传输容限内，传输媒介传送信号的能力。

注——规定的容限适用于信号电平、噪声、干扰电平等的变化。

### 2.9 可用性能

在规定的时间条件下，某项设备以其可靠性能，可维护性能和维护保持性能综合反映完成（或处于完成状态）所要求功能的能力。

注——规定的时间条件是指规定的时刻或规定的时间间隔。

---

1) 第2研究组愿用此术语。

## 2.10 可靠性能

在规定的时期内和规定的条件下，某项设备完成所要求功能的能力。

注——可靠性术语用作功能上的可靠性能的测量。

## 2.11 可维护性能

在规定的条件下，采用规定的程序和手段进行维护时，某项设备在规定的使用条件下保持或恢复到能完成规定功能的能力。

注——可维护性术语用作功能上的可维护性能的测量。它是在给定时期内实现有效维护的概率。

## 2.12 维护保持性能

在规定的条件下，维护组织能提供维护某项设备所需要手段的能力。

注1——维护组织具有在确定的维护方针下开展维护工作的物质手段。

注2——这里规定的条件与设备本身和设备的使用与维护状况有关。

## 附 件 A

(建议G.106的附件)

### A.1 失效和中断

#### A.1.1 失效概念

##### A.1.1.1 失效，故障（不赞成用的术语）

指某项设备完成所要求功能能力的结束。

##### A.1.1.2 失效事件

事件发生时，某项设备失去完成所要求功能的能力。

##### A.1.1.3 失效状态

某项设备处于不能完成所要求功能能力的状态。

##### A.1.1.4 失效方式

某项设备处于失效状态下的某种可能状态。

##### A.1.1.5 正常状态

某项设备处于能完成所要求功能的状态。

##### A.1.1.6 故障状态

某项设备处于不能完成所要求功能的状态。

#### A.1.2 失效分类<sup>2)</sup>

##### A.1.2.1 完全失效

##### A.1.2.2 部分失效

##### A.1.2.3 突然失效

##### A.1.2.4 逐渐失效

##### A.1.2.5 功能阻断失效

部分设备(Subitem)的失效将导致设备完全丧失所要求的功能。

##### A.1.2.6 降低功能失效

部分设备的失效将导致设备部分地丧失所要求的功能。

2) 关于§§ A.1.2.1~A.1.2.4术语的定义参考IEC出版资料[2]。而§§ A.1.2.5~1.2.9的术语和定义正由IEC出版。

#### A.1.2.7 容许的功能失效

部分设备的失效不会导致设备丧失规定的功能。

#### A.1.2.8 永久失效

直到完成修复工作前，某个设备一直失效。

#### A.1.2.9 间断失效

某项设备在一段时间内失效，随后在未进行任何维修工作的情况下，又恢复了所要求的功能。

注——这样的失效是经常发生的。

### A.1.3 中断概念

#### A.1.3.1 传输中断（业务中断）

在规定的最低时限内，传输（业务）中最基本的参数中的任一个或其组合的变化超过了极限，导致传输（业务）不能进行。

注1——参数，时限和极限按要求规定。

注2——可能引起传输中断的参数是：电源电压，噪声电平，信噪比，群时延失真，电报失真度，比特误码率等等。

注3——可能引起业务中断的参数是：传输中断的时间和频率，交换设备的可靠性特性等等。

## A.2 维护，可维护性和维护保障性能

### A.2.1 维护概念

#### A.2.1.1 维护

采用一切技术和相应的行政措施，以保证某项设备处于或恢复到能完成其要求功能的状态。

#### A.2.1.2 维护水平

某项复杂设备损坏到一定的程度，而需要采用的某种维护措施。

注1——损坏的程度可由设备的结构复杂性，易接近性，替换方便，安全等进行判断。

注2——例如替换一个元件，一块印刷电路板，一个分系统等。

#### A.2.1.3 维护界限（线）

在规定的维护水平上，开展设备维护的组织管辖范围。

注——由维护人员的技能，现用的设备，和配置等来确定管辖范围。

#### A.2.1.4 失效的识别

鉴别出某设备已丧失其完成所要求功能的能力。

### A.2.2 维护分类

#### A.2.2.1 预防性维护

为了减小失效概率和装备性能恶化，根据上述标准在预定时期内进行的维护。

#### A.2.2.2 修复性维护，修理

是失效后进行的维护，以使某设备恢复到能完成其所要求功能的状态。

#### A.2.2.3 监控性维护

为了尽量减少预防性维护和简化修复性维护，采用集中监测设备和（或）抽样检验，系统地应用分析技术，以维持所要求的业务质量的一种维护方法。

#### A.2.2.4 计划性维护

根据给定的计划，在某个时刻所进行的维护。

#### A.2.2.5 非计划性维护

在得到某项设备状态的指示后开展的维护。

#### A.2.2.6 影响功能的维护

这种维护是影响被维护设备的一个或几个所要求的功能。

注——改变功能的维护可分为阻断功能维护和降低功能维护。

#### A.2.2.7 功能预防的维护

这种维护是防止被维护的设备因功能完全丧失而不能完成其所要求功能的一种维护。

#### A .2.2.8 降低功能维护

这种维护虽然改变被维护设备的一个或几个所要求的功能，但还没有达到导致完全丧失功能的程度。

#### A .2.2.9 容许的功能维护

这种维护不改变被维护设备的任何所要求的功能。

### A .2.3 可维护性能和维护保持性能的测量

#### A .2.3.1 可维护性

在规定的条件下，采用规定的程序和手段完全维护时，在规定时期内实现有效维护的概率。

#### A .2.3.2 修复率（待定）

#### A .2.3.3 瞬时修复率

如修复工作在某段时间内开始后尚未结束，则瞬时修复率是：当此段时间长度趋近于零时，在此段时间内完成修复工作的概率与此段时间间隔的比值的时间极限（如果存在的话）。

#### A .2.3.4 平均修复率

在规定时期内，瞬时修复率的平均值。

### A .2.4 可维护性的时间概念（参看§ A .4）

#### A .2.4.1 漏检的失效时间

从失效发生到识别出失效之间的一段时间。

#### A .2.4.2 修复管理时间

在设备已经失效，但修复工作还未开始之前的一段准备时间。

#### A .2.4.3 维护时间

包括维护工作中固有的延迟时间在内，人工或自动地完成设备维护工作的这段时间。

注 1——固有的延迟时间包括由设计或规定的维护程序引起的时间。

注 2——当设备在继续完成规定功能时，也可进行维护。

注 3——关于维护时间的分类可参看图 A -1/G .106。

#### A .2.4.4 实际维护时间

是维护时间的一部分，它包括维护工作中固有的延迟时间在内，对设备人工或自动地完成维护工作的这段时间。

注——当设备在继续完成规定功能时也可进行有效的维护。

#### A .2.4.5 预防性维护时间

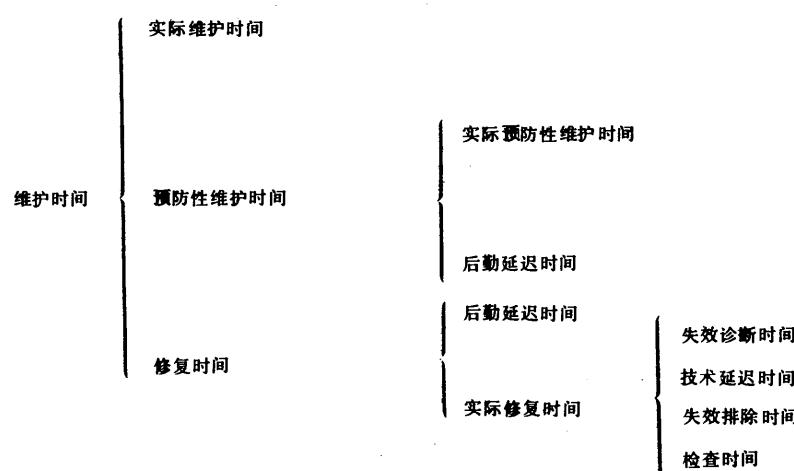


图 A -1/G .106 维护时间的分类

是维护时间的一部分，它包括预防性维护工作中固有的后勤延迟时间在内，对设备完成预防性维护工作的这段时间。

注 1——固有的延迟时间包括由设计或规定的维护程序引起的时间。

注 2——预防性维护时间不包括从事维护被替换设备的时间。

#### A.2.4.6 修复时间，修理时间

是维护时间的一部分，它包括后勤延迟时间在内，对装备完成修复工作的这段时间。

#### A.2.4.7 实际预防性维护时间

是预防性维护时间的一部分，它包括维护工作中固有的技术性延迟时间在内，人工或自动地对设备完成预防性维护工作的这段时间。

#### A.2.4.8 后勤延迟时间

由于延迟而没有进行维护工作的那部分维护时间。

注——例如，由于去无人交换局，在备用件、专家和测试设备到达前等待的延迟时间。

#### A.2.4.9 实际修复时间，实际修理时间

是有效维护时间的一部分，它包括修理工作中固有的延迟时间在内，对设备人工或自动地完成修复工作所需的时间。

注 1——例如这个固有的延迟时间包括由设计或规定的维护程序引起的延迟时间。

注 2——实际修复时间不包括对考虑作为修复工作一部分的已被替换的设备进行修理的时间。

#### A.2.4.10 失效诊断时间

是实际修复时间的一部分，即确定出设备的各分系统失效所需的时间。

#### A.2.4.11 失效排除时间

是实际修复时间的一部分，也就是使失效的设备能恢复其原来功能的那部分时间。

注——此修复工作可以是对设备的一个分系统进行替换。

#### A.2.4.12 技术延迟时间

在维护过程中，由固有的延迟引起的那部分维护时间。

#### A.2.4.13 检查时间

是实际修复时间的一部分，它是完成功能检查所需的时间。

### A.3 业务质量，可用性性能和可靠性性能的测量

#### A.3.1 业务质量测量

##### A.3.1.1 业务完成概率

在满意的工作条件下，在给定的时期内，建立和保持通信连接的概率。

#### A.3.2 可用性性能测量（基本测量）

##### A.3.2.1 可用性（不可用性）

对规定的时间条件而言，设备在规定条件下能（不能）完成其所要求功能的概率。

##### A.3.2.2 瞬时可用性（瞬时不可用性）

在规定的瞬间和规定的条件下，某设备能（不能）完成其所要求功能的概率。

##### A.3.2.3 平均可用性（平均不可用性）

是在规定的一段时间内，瞬时可用性（瞬时不可用性）的平均值。

注——以连续观察为基础或通过取样技术（扫描）求出平均可用性（平均不可用性）。

##### A.3.2.4 渐近可用性（渐近不可用性）

当时间趋于无限时，瞬时可用性（瞬时不可用性）函数的极限值（如果此极限值存在的话）。

注——以连续观察为基础，或通过取样技术（扫描）求出渐近可用性（渐近不可用性）。

#### A.3.3 业务可用性性能测量

##### A.3.3.1 已建立的连接可用性

在规定的传输容限内和规定的时间里，根据用户的要求正确建立交换连接的概率。

注 1——对于发话用户的呼叫，一个交换连接的可用性可用首次企图建立成功呼叫的概率来表示。对于由话务员处理的呼叫，一个交换连接的可用性可代表在规定的时间内，如 1 分，3 分或 10 分钟内，建立起满意连接的概率来表示。

注 2——一般地说传输容限相当于一定量的传输损伤，它使连接不能满意地服务，以致使很大百分数的用户不愿使用这种连接。

#### A .3.3.2 租用电路可用性

在规定工作条件下，租用电路能完成用户要求的规定功能的概率。

#### A .3.4 可用性时间概念（参看§ A .4）

##### A .3.4.1 有要求的（无要求的）时间

用户要求（不要求）设备应处于完成规定功能状态的这段时间。

##### A .3.4.2 空闲时间

用户没有要求装备处于完成规定功能状态的那段时间。

##### A .3.4.3 备用时间

需要装备处于执行所要求功能状态，但尚未操作时的那段时间。

##### A .3.4.4 操作（非操作）时间

设备完成（不完成）所要求功能的这段时间。

##### A .3.4.5 正常（故障）时间

设备处于（不处于）完成所要求功能状态的这段时间。

注——除非另有说明，在失效发生时，故障时间应包括设备达到失效前同样工作程序所必要的附加时间。

##### A .3.4.6 内部（外部）故障时间

由设备本身失效引起（不引起）的那部分故障时间。

注——外部故障时间可能由于缺少外部能源如：电源，燃料等引起。

#### A .3.5 可靠性性能测量（基本测量）

##### A .3.5.1 可靠性

在规定的时间内和规定的条件下，设备能完成所要求功能的概率。

##### A .3.5.2 失效率

（待定）

##### A .3.5.3 瞬时失效率

如设备在某段时间开始时处于完成规定功能的状态，则瞬时失效率是：当此段时间长度趋近于零时，在此段时间内设备失效的概率与此段时间间隔的比值的极限（如果存在的话）。

##### A .3.5.4 平均失效率

是在规定的一段时间内，瞬时失效率的平均值。

##### A .3.5.5 失效强度

（待定）

##### A .3.5.6 瞬时失效强度

当某段时间长度趋近于零时，在此段时间内设备失效的平均数与此段时间间隔的比值的极限（如果存在的话）。

##### A .3.5.7. 平均失效强度

是在规定的一段时间内，瞬时失效强度的平均值。

#### A .3.6 业务可靠性性能测量

##### A .3.6.1 已建立的（电话）连接的可靠性

交换（电话）连接一旦建立后，在给定的时间里能在规定传输容限内不断地工作的概率。

##### A .3.6.2 平均中断间隔时间

设备或业务所要求功能连续中断之间的时间间隔平均值。

#### A .3.7 可靠性时间概念（参看§ A .4）

##### A .3.7.1 首次失效时间

装备从第一次开始工作时刻起到它失效时刻止的总工作时间间隔。

#### A.3.7.2 无故障工作时间

装备经修复后，从故障转为正常时刻起到再失效时刻止的总工作时间间隔。

#### A.3.7.3 失效间隔时间\*

已修理的设备在两次失效之间的时间。

注——包括不工作时间，而且应该标明。

#### A.3.7.4 平均首次失效时间

首次无故障工作时间的平均值。

#### A.3.7.5 平均无故障工作时间

无故障工作时间的平均值。

#### A.3.7.6 平均失效间隔时间

失效间隔时间的平均值。

#### A.3.7.7 使用寿命

在规定的条件下，从规定的时刻起到设备出现可容忍的失效强度，一直到不能修复的失效出现为止的时间。

#### A.3.7.8 早期失效期

早期失效期出现在设备开始工作的最早期，它和后一个时期相比较，失效强度下降迅速。

注——在任何特定情况下，有必要解释强度迅速下降的意义（参见图 A-2/G . 106）

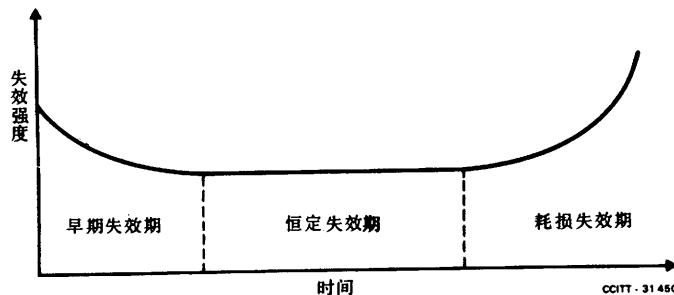


图 A-2/G . 106 关于在可维修的设备使用时期内出现的各个失效期

#### A.3.7.9 稳定失效期

稳定失效期是失效强度近似恒定的可能时期。

注——在任何特定情况下，有必要解释强度近似恒定的意义（参看 A-2/G . 106）。

#### A.3.7.10 耗损失效期

和前期相比耗损失效期是失效强度迅速上升的可能时期。

注——在任何特定情况下，有必要解释强度迅速上升的意义。（参看图 A-2/G . 106）

### A.4 设计概念和时间图

#### A.4.1 设计概念

##### A.4.1.1 多余度

设备具有多于一种完成所要求功能的手段。

##### A.4.1.2 有效多余度

为了完成所要求功能需同时使用所有手段时的多余度。

##### A.4.1.3 备用多余度

为了完成所要求功能，在需要时才使用的作为代替手段的多余度。

##### A.4.1.4 失效保险

是设备的一种设计特性，可以保护设备不发生严重失效。

##### A.4.1.5 功能模式

是设备所属全套功能中的一部分功能。

\* 译注：失效间隔时间较相应的无故障工作时间长。

#### A.4.2 时间图

本建议中所采用的时间概念，上面已自然地作了分类，非常符合它们的应用。

在 § A.4.2 中，这些概念用“卡尔诺夫”图（Karnaugh map）的形式表示出它们的内在关系。这个图就是图 A-3/G.106。

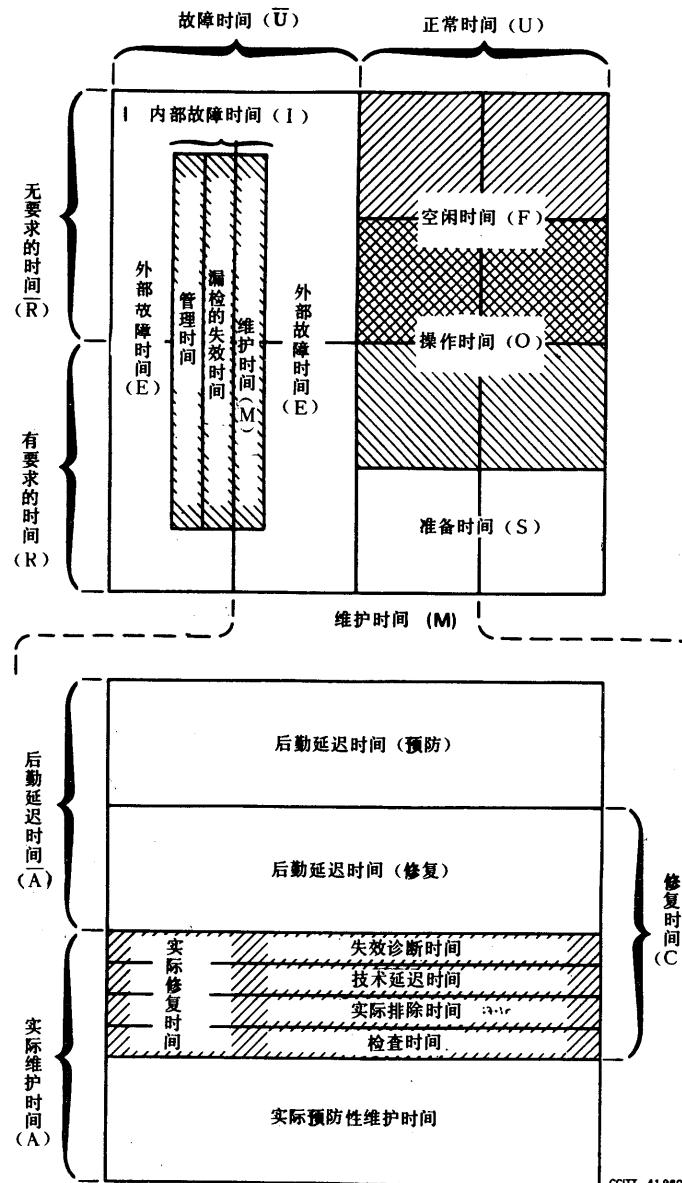


图 A-3/G.106 在 §§ A.2.4.1 到 A.2.4.13 和 §§ A.3.4.1 到 A.3.4.6 中所定义的时间概念图

在设备和条件特殊的情况下，画一个更复杂或者更简单的图会更合适，更需要。此外当需要表明严格的时间顺序时，也需要这样的图。图 A-4/G.106 是一个简单图的例子。

#### A.5 说明

##### A.5.1 失效术语

失效这个词是一个基本术语，它表明装备完成所要求功能能力的结束，与“状态”这个词联用，表明设备处于失效状态。表中列出的一些失效术语采用了缩写并省略“状态”一词是合适的。但在实际应用中可能有必要加上“状态”一词以避免误解。失效一词仅用于所考虑的设备。因此一个具体的分系统完全失效可能仅意味着：正在使用的设备部分失效。

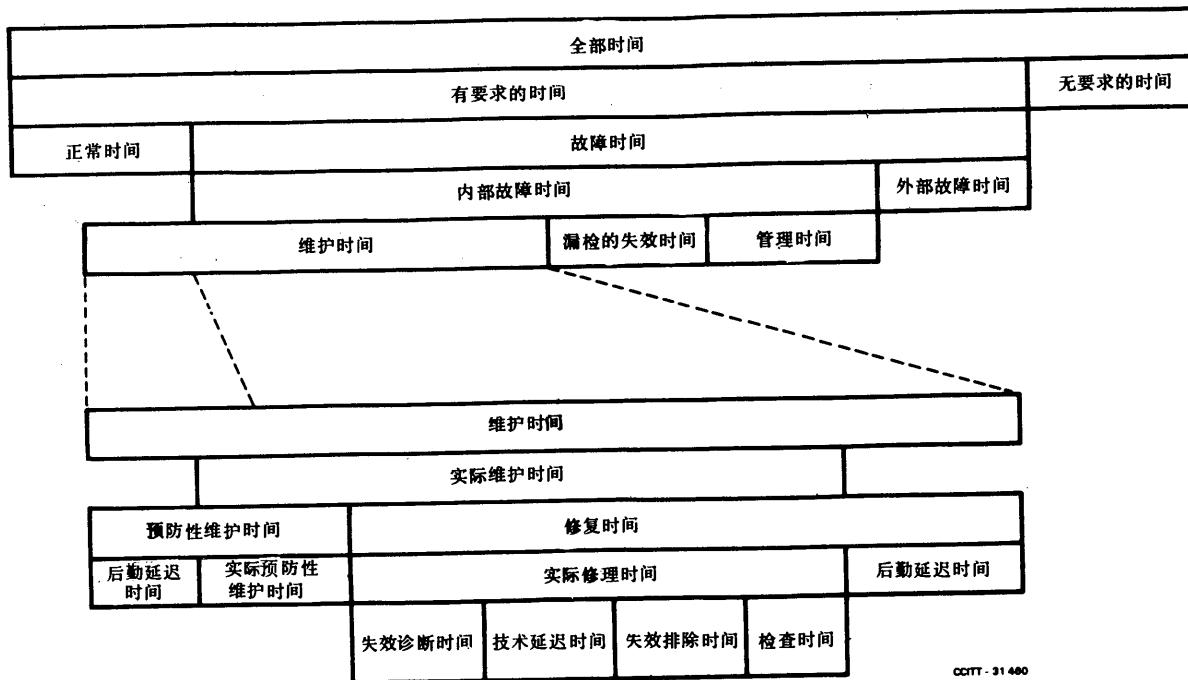


图 A-4/G.106 简单的时间图在实际应用中有时画出有关研究时间概念的分解图会更加可取

#### A.5.2 修饰词的应用

原则上，表列内容仅考虑具有广泛应用的一些基本概念。然而，通常在实际应用中，要求更加准确。只有对基本术语附加修饰词时才能达到更加准确的目的。故应当在每个具体应用中进行仔细地调查，以便对基本术语附加必要的修饰词。

#### A.5.3 对“测量”和“特性”术语的注解

特性这个术语有助于区分一定数量设备之间性能上的差别，这个差别，既可以是数量上（各个变量）的不同，也可以是质量上（各种性质）的不同。

本建议书涉及的变量是随机变量。每个随机变量和一种概率分布有关。

测量或是一个函数，或（通常）是说明一个随机变量的单一值（例如：平均值，分位数值）。这些测量或是可用来说明原理的模型状态而无必要再作观测，或者需观测处理。但两种情况下基本测量的定义是相同的。

在实际应用中这些测量值本身并不能观测到，但可通过观测到的数值和适当的统计理论推算出来。

应当指出，在大多数情况下，没有必要对各个测量值下定义——仅有随机变量（通常是次数）需要下定义。采用适当的和可变量名称相结合的“统计”修饰词就很能容易求出这些测量值。

#### A.5.4 “概率”概念的应用

可用两种形式中的任何一种引入概率的概念。这两种形式或者和选定的可信度有关，或者考虑与频率极限值有关。在两种情况下，概率的引入都要求谨慎。

由于实际的原因，可以认为，每当测试条件能够重复时，事件E的出现概率 $P_r(E)$ 约为事件E重复出现的频率，并且当观察的次数无限增加时， $P_r(E)$ 趋向事件E出现的频率。

#### A.5.5 术语“Item”的含意

术语Item一般用来表示能分别考虑的任何部件，分系统，设备或系统。“Item”可以部分或全部由软件组成。这个术语也可用来表示某项、总体、取样等等。

在具体应用这个术语时，应仔细地定义“Item”所表示的意义。

当考虑一群“Item”时应使用“复杂装备”这一术语。当需要把“Item”分成各个部分来专门考虑时，应采用“分装备”(subitem)这一术语。实际应用于测量概念，必须引入适当的修饰词加以明确。

例如：

- 系统，分系统
- 设备，处理机
- 用户线，租用电路等

“Item”术语的修饰词的应用与正在研究的设备有关，但每一个这样的应用都应有所用修饰词的说明。

#### A .5.6 “操作”和“维护”之间的差别

这类术语常用于称做“系统”的复杂设备。在许多情况下，这些系统的维护和操作由同样的人员进行。因此在实际中有必要对“操作”和“维护”予以区别。

可按下述方式进行区别：

一个系统常由一些设备组织在一起以完成规定的一组（转换）功能。在此系统的环境中，用可以观察到该系统的一套输出变量作为通过系统的输入变量的反映。

为了确定这个系统是否能完成要求的功能，常把实际的输出和要求的输出加以比较。通过改变输入或改变（转换）功能的这两种做法来消除偏差。

于是我们能够定义：

操作：是改变输入的一套做法。

进一步，改变（转换）功能可能有两个原因造成：

a) 系统设计或制造的一组功能已经发生了变化，于是我们可定义。

维护：就是把（转换）功能恢复到它原来设计或制造的一组功能的一套做法。

b) 目前系统的一组功能并不是预期的，或不能充分达到预期的目的。于是，我们可把修改定义为：

修改：就是改变原有一组（转换）功能的一套做法。

注：也可按其它指示要求来进行修改。

#### A .5.7 修饰词的概念

##### A .5.7.1 时间和条件修饰词

为了要说明在某段时间内有效，或在某瞬时之前，之间或之后有效，可对分布的参数值或其他定量特性（测量值）进行说明。除了要观察的那些条件外，还可参考其他条件。

在必须明确说明条件时，要加上下述修饰词中的一个：

真实(值)，预期(值)，估计(值)，外推(值)。

##### A .5.7.2 统计修饰词

它们有：分位数值，平均值（预期值）

#### A .6 数学导则和符号

(正在准备)

#### A .7 按字母顺序的索引

Active corrective maintenance time	实际修复时间	A .2.4.9
Active maintenance time	实际维护时间	A .2.4.4
Active preventive maintenance time	实际预防性维护时间	A .2.4.7
Active redundancy	实际多余度	A .4.1.2
Active repair time	实际修理时间	A .2.4.9
Administrative time for corrective maintenance	修复管理时间	A .2.4.2
Asymptotic availability	渐近可用性	A .3.2.4
Asymptotic unavailability	渐近不可用性	A .3.2.4
Availability	可用性	A .3.2.1
Availability of a connection to be established	已建立的连接可用性	A .3.3.1
Availability of a leased circuit	租用电路的可用性	A .3.3.2
Availability performance	可用性能	2.9

Characteristic	特性	A .5.3
Check-out time	检查时间	A .2.4.13
Complete failure	完全失效	A .1.2.1
Constant failure intensity period	稳定失效期	A .3.7.9
Controlled maintenance	监控性维护	A .2.2.3
Corrective maintenance repair	修复性维护, 修理	A .2.2.2
Corrective maintenance time	修复时间	A .2.4.6
Down state	故障状态	A .1.1.6
Down time	故障时间	A .3.4.5
Early failure period	早期失效期	A .3.7.8
External down time	外部故障时间	A .3.4.6
Failure	失效	A .5.1
Failure corrective time	失效排除时间	A .2.4.11
Failure diagnosis time	失效诊断时间	A .2.4.10
Failure; fault(depreciated)	失效, 故障(不赞成用的术语)	A .1.1.1
Failure intensity	失效强度	A .3.5.5
Failure mode	失效方式	A .1.1.4
Failure occurrence	失效事件	A .1.1.2
Failure rate	失效率	A .3.5.2
Failure recognition	失效的识别	A .2.1.4
Failure state	失效状态	A .1.1.3
Free time	时间	A .3.4.2
Function affecting maintenance	影响功能的维护	A .2.2.6
Function degrading failure	降低功能失效	A .1.2.6
Function degrading maintenance	降低功能维护	A .2.2.8
Function permitting failure	容许的功能失效	A .1.2.7
Function permitting maintenance	容许的功能维护	A .2.2.9
Function preventing failure	功能阻断失效	A .1.2.5
Function preventing maintenance	功能预防的维护	A .2.2.7
Functional mode	功能模式	A .4.1.5
Gradual failure	逐渐失效	A .1.2.4
Instantaneous availability	瞬时可用性	A .3.2.2
Instantaneous failure intensity	瞬时失效强度	A .3.5.6
Instantaneous failure rate	瞬时失效率	A .3.5.3
Instantaneous repair rate	瞬时修复率	A .2.3.3
Instantaneous unavailability	瞬时不可用性	A .3.2.2
Intermittent failure	间断失效	A .1.2.9
Internal down time	内部故障时间	A .3.4.6
Interruption of transmission (service)	传输中断(业务中断)	A .1.3.1
Item	设备	A .5.5
Level of maintenance	维护水平	A .2.1.2
Line maintenance	维护界限(线)	A .2.1.3
Logistic delay time	后勤延迟时间	A .2.4.8
Maintenance	维护	A .2.1.1
Maintenance	维护	A .5.6
Maintenance support performance	维护保持性能	2.12.
Maintenance time	维护时间	A .2.4.3
Maintainability	可维护性	A .2.3.1
Maintainability performance	可维护性能	2.11.
Mean availability	平均可用性	A .3.2.3

Mean failure intensity	平均失效强度	A .3.5.7
Mean failure rate	平均失效率	A .3.5.4
Mean time between failures	平均失效间隔时间	A .3.7.6
Mean time between interruption	平均中断间隔时间	A .3.6.2
Mean time to failure	平均无故障工作时间	A .3.7.5
Mean time to first failure	平均首次失效时间	A .3.7.4
Mean repair rate	平均修复率	A .2.3.4
Mean unavailability	平均不可用性	A .3.2.3
Measure	测量	A .5.3
Modification	修改	A .5.6
Non-operating time	非操作时间	A .3.4.4
Operating time	操作时间	A .3.4.4
Operation	操作	A .5.6
Partial failure	部分失效	A .1.2.2
Permanent failure	永久失效	A .1.2.8
Preventive maintenance	预防性维护	A .2.2.1
Preventive maintenance time	预防性维护时间	A .2.4.5
Probability of successful service completion	业务完成概率	A .3.1.1
Propagation performance	传播性能	2.8
Quality of service	业务质量	2.1
Redundancy	多余度	A .4.1.1
Reliability	可靠性	A .3.5.1
Reliability of an established (telephone)connection	已建立的(电话) 连接的可靠性	A .3.6.1
Reliability performance	可靠性	2.1.0
Repair rate	修复率	A .2.3.2
Repair time	修复时间	A .2.4.6
Required time	有要求的时间	A .3.4.1
Scheduled maintenance	计划性维护	A .2.2.4
Service availability performance	业务可用性能	2.6
Service operability performance	业务可操作性能	2.3
Service reliability performance	业务可靠性	2.5
Service support performance	业务保持性能	2.2
Standby redundancy	备用多余度	A .4.1.3
Standby time	准备时间	A .3.4.3
Sudden failure	突然失效	A .1.2.3
System	系统	A .5.6
Technical delay time	技术延迟时间	A .2.4.12
Time between failures	失效间隔时间	A .3.7.3
Time to failure	无故障工作时间	A .3.7.2
Time to first failure	首次失效时间	A .3.7.1
Traffic Performance	业务量性能	2.7
Trafficability performance	负荷业务量性能	2.7
Unavailability	不可用性	A .3.2.1
Undetected failure time	漏检的失效时间	A .2.4.1
Undetected maintenance	非检测性维护	A .2.2.5
Unrequired time	无要求的时间	A .3.4.1
Unscheduled maintenance	非计划性维护	A .2.2.5
Up state	正常状态	A .1.1.5
Up time	正常时间	A .3.4.5

Useful life	使用寿命	A.3.7.7
Wear-out failure period	耗损失效期	A.3.7.10

## 参 考 文 献

- [1] CCIR Recommendation *Availability objective for a hypothetical reference circuit and a hypothetical reference digital path*, Vol. IX, Rec. 557, ITU, Geneva, 1978.  
IEC Publication No. 271.
- [2] IEC Publication No. 271.

## 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

#### 国际连接中的修正参考当量 (C R E s)

(1964年于日内瓦通过; 1968年于马德普拉塔,  
1972年、1976年、1980年于日内瓦修订)

#### 序言

本建议 1 至 5 部分通常适用于全模拟、数模混合和全数字的国际电话连接。第 6 节中则是关于数模混合或全数字连接的具体情况的建议。

在国际传输规划中, 两个用户之间的修正参考当量 (C R E) 没有严格的限制。其最大值可从下面各个建议中得到:

#### I. 国内系统的标称修正参考当量 (过去的 A 部分)

##### 1.1. 国内系统的标称修正参考当量定义

国内系统的发送参考当量计算到国际系统的虚拟模拟交换点, 接收参考当量是从虚拟模拟交换点起计算, 虚拟模拟交换点为图1/G.111中的 a 点和 b 点。

在附件A中给出了修正参考当量的定义及其特性说明。

国际 4 线电话电路的虚拟模拟交换点, 根据惯例确定在电路的这样一些点上, 其参考频率的标称相对电平为:

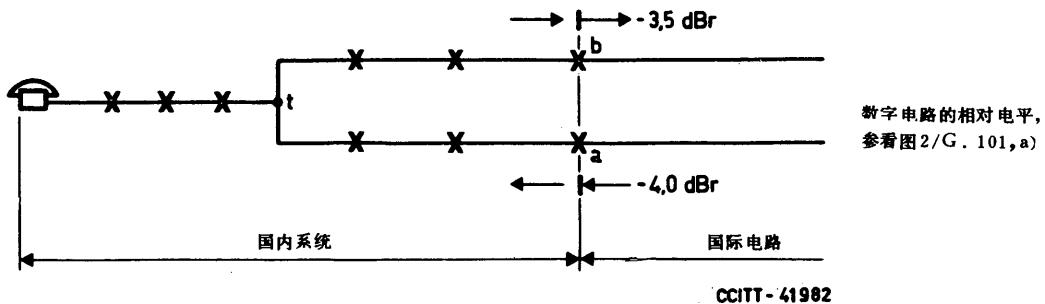
- 发送: -3.5 dB r
- 接收: -4.0 dB r (模拟电路)
- 3.5 dB r (数字电路)

因此, 虚拟交换点之间电路在参考频率上的传输损耗标称值对模拟电路为 0.5 dB, 对数字电路为 0 dB。

注: ——4 线电路某一给定点的相对电平, 要参照建立电路的传输系统的技术规范来确定, 系统性能 (杂音, 串音, 限幅, 线性等) 要在相对零电平点进行计算。例如, 在零相对电平点的忙时信号标称平均功率已在 [1] 引用的建议中给出。更详细的情况参见建议 G.101, §5。

##### 1.2 建议值

G.121建议给出了国内系统的标称发送和接收修正参考当量的指标。



国际电路的虚拟模拟交换点

注——所表示的相对电平值是指国际电路而言的。国内电路的相对电平值因为和国内的传输规划有关，所以这里没有标出。虚拟模拟交换点一般是虚设的，不是实际存在的点。但在规划国内系统时，这个概念是重要的。

图 1/G.111 虚拟模拟交换点的定义

## 2. 国际链路的标称总损耗（过去的 B 部分）

每个国际模拟电路的虚拟交换点之间在 800 Hz 或 1000 Hz 的标称损耗原则上为 0.5 dB。但有些电路可以在更高的损耗上工作（见建议 G. 131, § 2.1），而有些模拟电路可在零损耗上工作（见建议 G. 101, § 5 中的注 3）。数字电路的标称传输损耗为 0 dB（见 § 6）。

就传输而言，只要每个国际电路的虚拟交换点之间在转接状态下具有 0.5 dB 标称损耗，并按 4 线互相连接，则串接的国际电路数是没有严格限制的。当然，串接的数目越少，传输性能越好（见建议 G. 101, § 3）。

注——关于国际连接中具有实际电路数目的资料发表在建议 G. 101, § 3 中。

## 3. 一个完整连接的修正参考当量和方向的影响（过去的 C 部分）

### 3.1 每个传输方向的标称修正参考当量

附件 A 的第 A.3 部分表示出如何计算一个完整连接的修正参考当量。特别是，当 4 线链路的衰减失真为建议 G. 132 中规定的限值时，则一个国际连接的标称修正参考当量为下述各项之和：

- 国内发送系统的标称修正参考当量（见建议 G. 121, § 4）；
- 国际链路的标称当量（见本建议 § 2）；
- 国内接收系统的标称修正参考当量（见建议 G. 121, § 4）。

### 3.2 全程修正参考当量分布的业务加权平均值

主观测试表明，电话连接的全程修正参考当量的最佳范围约为 4 到 16 dB，在这个范围内的最佳值约为 7 dB。

要注意，在长的国际电话连接上，通常要求有足够的传输损耗来控制回声和稳定度，已临时一致同意，对于国际连接的全程修正参考当量规划值的业务加权平均值，其长期指标应在 13 到 16 dB 之间。

为了保证大多数用户得到满意的传输质量，必须有一个平均值的指标。

注 1——用于全程修正参考当量业务加权分布的平均值，其长期指标目前还达不到，合适的短期指标在 13 到 25.5 dB 范围内。

注 2——根据第 X III 研究组在 1975 年进行的研究，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），所以，考虑了国际链路中每个电路的 0.5 dB 传输损耗（见上面 § 2）。

因此在上述范围内不包括下述的国家之间连接的余量即：

- 包括多于一个 0.5 dB 的国际电路；
- 包括一个单个的国际电路，如建议 G. 131, § 2.1 中规定的那样，这个国际电路的损耗大于 0.5 dB。

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值。

注 4 ——在规划将来的国际国内通信系统时，特别是当设想使用数字系统时，全程参考当量的最佳范围应以4~16 dB为目的。

### 3.3 两个传输方向之间的传输损耗差

在两个本地交换局之间的国际连接中，由两个国内系统造成的不对称影响，根据建议G.121, §2.2规定，被限制不能超过8 dB。在建议G.101, § 4 中的总注所概述的实际环境下，国际电路可能产生附加的不对称性。该附加的不对称性允许度很小。

## 4. 随时间的变化和电路杂音的影响（过去的D部分）

### 4.1 随时间的变化

国内系统修正参考当量的计算值（建议G.121, § 4）没有包括国内系统各部分损耗随时间的变化。

国际电路和国内延伸电路传输损耗相对于其标称值的变化，建议G.151, § 3 给出了C C I T T 建议的指标。

### 4.2 电路噪声的影响

见建议G.113。

## 5. 两个话务员之间或一个话务员与一个用户之间修正参考当量的实际限值（过去的E部分）

这些极限值正在研究，[ 2 ]中给出了老的传输规划的参考当量建议值，在应用它们时，应考虑到参考文献[ 3 ]。

参考文献[ 4 ]中的表和[ 5 ]中复制的表给出的完整连接的参考当量值不适用于目前C C I T T 建议的传输规划。

## 6. 在国际连接中引入P CM数字处理

### 6.1 数字4线链路延伸到本地交换局的连接

如同国内网路的发展一样，国际电话连接可能具有图2/G.111指出的结构，其中在本地交换局有模/数接口。在这样一个连接中，由国内和国际数字电路的4线链路引入的标称传输损耗为0 dB。因此，4线链路一般对稳定度和回声的控制不起作用。在本地交换局，为了控制稳定度和回声所要求的一定的损耗，用R和T衰减器来表示。剩下的损耗部分由2线/4线终端设备上的平衡回输损耗来弥补（见建议G.122）。

作为一个指标，已在建议G.121, § 6 中临时规定，图2/G.111 中R和T衰减器总共产生的传输损耗应为6或7 dB<sup>1)</sup>。关于2线/4线终端设备上的稳定度和回声平衡回损，这些损耗可能是很小的，而且为了改进他们，常需要特殊的安排。然而，所产生的6或7 dB总损耗被认为在大多数情况下对保持稳定度是足够的，并且与适当的回声平衡回损一起，对控制回声也是足够的。

在数/模混合网规划中，对含有4线本地局的连接，要考虑到包括系统负荷和串话的其它传输问题，包括系统负荷和串话。

图2/G.111中的R和T衰减器分别引入的衰减总数可认为是国内的事情，但必须受到上述指标的限制。在这些限制下，各个国内传输规划应给出分配给R和T衰减器的值。这方面更详细的内容见建议G.121, § 6。

图2/G.111所示R和T为模拟衰减器。并不是在所有情况下都需要这样的衰减器，因为在某些情况下采用数字衰减器产生所要求的衰减可能更实际和必要。但如果采用数字衰减器则必须考虑到它对要求端到端比特完整性数据和其它业务的不利影响，见建议G.101, § 4.4 和 G.103, § 4 所述。

### 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，必须对现有的国内传输规划进行修改，或研究一个新的适用于国内延伸电路的国内传输规划。并应符合所有相关的C C I T T 建议。建议G.121, § 6 是关于延伸到4线本地交换局的4线国内延伸电路的建议。

1) 当利用阻抗校准或改进的平衡网路时，可假设一个足够高的平衡回输损耗，一些主管部门可考虑R和T衰减器之和为其它值，见[ 6 ]。

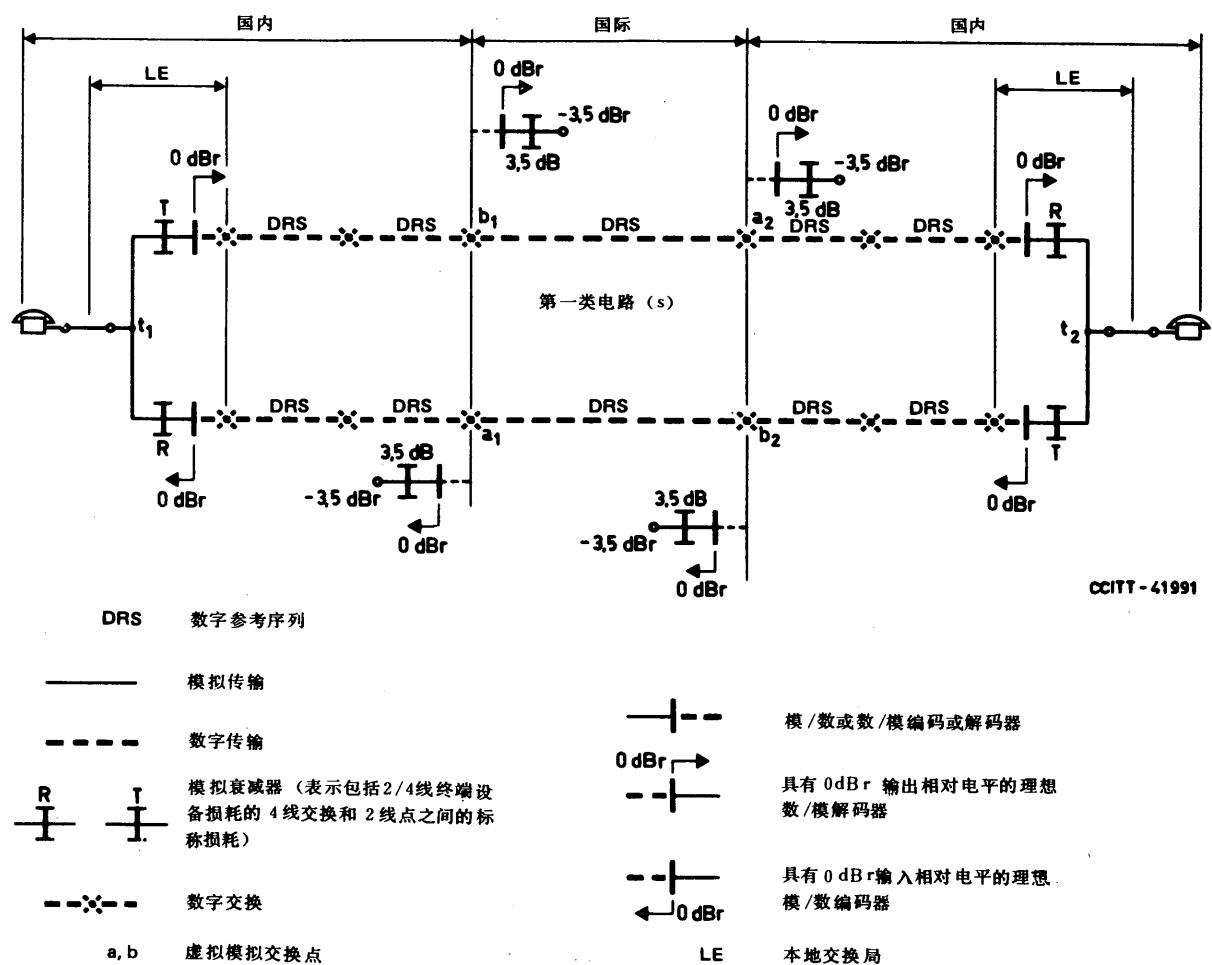


图 2 / G.111 4线链路延伸到具有2线模拟用户线的4线本地交换局的国际连接的例子

## 附 件 A

(建议G.111的附件)

### 修正参考当量的定义和特性

#### A.1 引言

A.1.1 在以前的建议G.111[7]草案中，假设一个完整连接的全程参考当量规划值为下述各标称值的总合。

——包括本地发送和接收系统在内的参考当量  $q$ 。

——线路链和连接两个本地系统的交换局的传输损耗  $x$ (在800或1000Hz上)。

在实际中，通过主观测试来确定本地系统的参考当量。根据建议P.72[8]，把图A—1/G.111中的通路3或4(其中  $x_3$  和  $x_4$  被固定在24和34dB之间随机变化的数值上)和NOSFER参考系统(通路2)相比较。调整  $x_2$  以便得到相同的响度效果。

表A-1/G.111  $y = 0.0082q^2 + 1.148q + 0.48$  其值为 q 的函数

$q$ (dB)	-10	-9	-8	-7	-6	-5	-4
$y$ (dB)	-10.20	-9.20	-8.20	-7.16	-6.11	-5.06	-4.00
$q$ (dB)	-3	-2	-1	0	1	2	3
$y$ (dB)	-2.90	-1.80	-0.66	0.48	1.64	2.80	4.00
$q$ (dB)	5	6	7	8	9	10	11
$y$ (dB)	6.40	7.66	8.90	10.19	11.45	12.78	14.10
$q$ (dB)	12	13	14	15	16	17	18
$y$ (dB)	15.44	16.79	18.16	19.55	20.95	22.37	23.08
						17.5	18
						23.08	23.80

注——这个公式适用于接收系统和包括线性话筒的(发送或全部)系统。在碳粒话筒的情况下，实验表明 y 应减少 1.5 dB。

A.1.2 如果一个本地系统与损耗为 x 且没有失真的电路相接，则可以看到，系统的参考当量增加值稍小于 x。因此相加得到的“规划值”和直接由主观测试或客观测量计算得到的实际数量不相符合。

A.1.3 这种情况在第 X II 研究组的第 15 课题研究中产生了许多困难[9]。CCITT 试验室进行的测试表明，这些困难与根据建议 P.72[8]中确定参考当量的方法有关，在该方法中所收到的声级随所确定的参考当量而变化。

A.1.4 作为课题 19/X II, II/X VI [10] 研究的第一阶段，CCITT 的第七次全会（1980 年，日内瓦）通过了对建议 G.111 和 G.121 的修改，这些建议是以下面第 A<sub>2</sub> 节中规定的“修正参考当量”为基础的。和本附件中各段有关的建议的各节和段落用括号表示。

### A.2 修正参考当量(CREs)的定义(建议 G.111, §1.1)

如果 NOSFER 中  $x_2$  固定为 25 dB (图 A-1/G.111 的通路 2) 采用建议 P.72[8] 的所有其它规定，那么就可以确定出一个发送系统 (通路 3)，一个接收系统 (通路 4) 或一个完整系统 (通路 6) 的“R 25 评定值”。在这种情况下，根据定义，不失真电路的标称值就等于它的损耗 x，因而大大简化了规划。但是到目前为止，还没有得到证实，在采用新的主观测试方法的同时，还能使按建议 P.72[8] 确定的许多参考当量值 q 有效。

本地系统或一个完整系统的“修正参考当量”(CRE) 用 y 来代表：

$$y = 0.0082q^2 + 1.148q + 0.48 \text{ dB} \quad (\text{A}-1)$$

也可以写成为

$$y = 0.0082(q + 69.98)^2 - 39.7 \text{ dB}$$

该公式是由测试导出的，在测试中，IRS-2 (发送一个和商用系统相似的频带) 在很宽的 q 的变化范围内与 NOSFER 系统进行比较。可以看到，对含有像 IRS-2 的线性话筒的不同类型的本地系统(用户话机与它们的线路)，所得到的 R<sub>25</sub> 评定值具有很好的近似。

表 A-1/G.111 给出网路规划使用范围内整数 q 值的修正参考当量值 y。

### A.3 规划方法

#### A.3.1 试验室测量的相加性

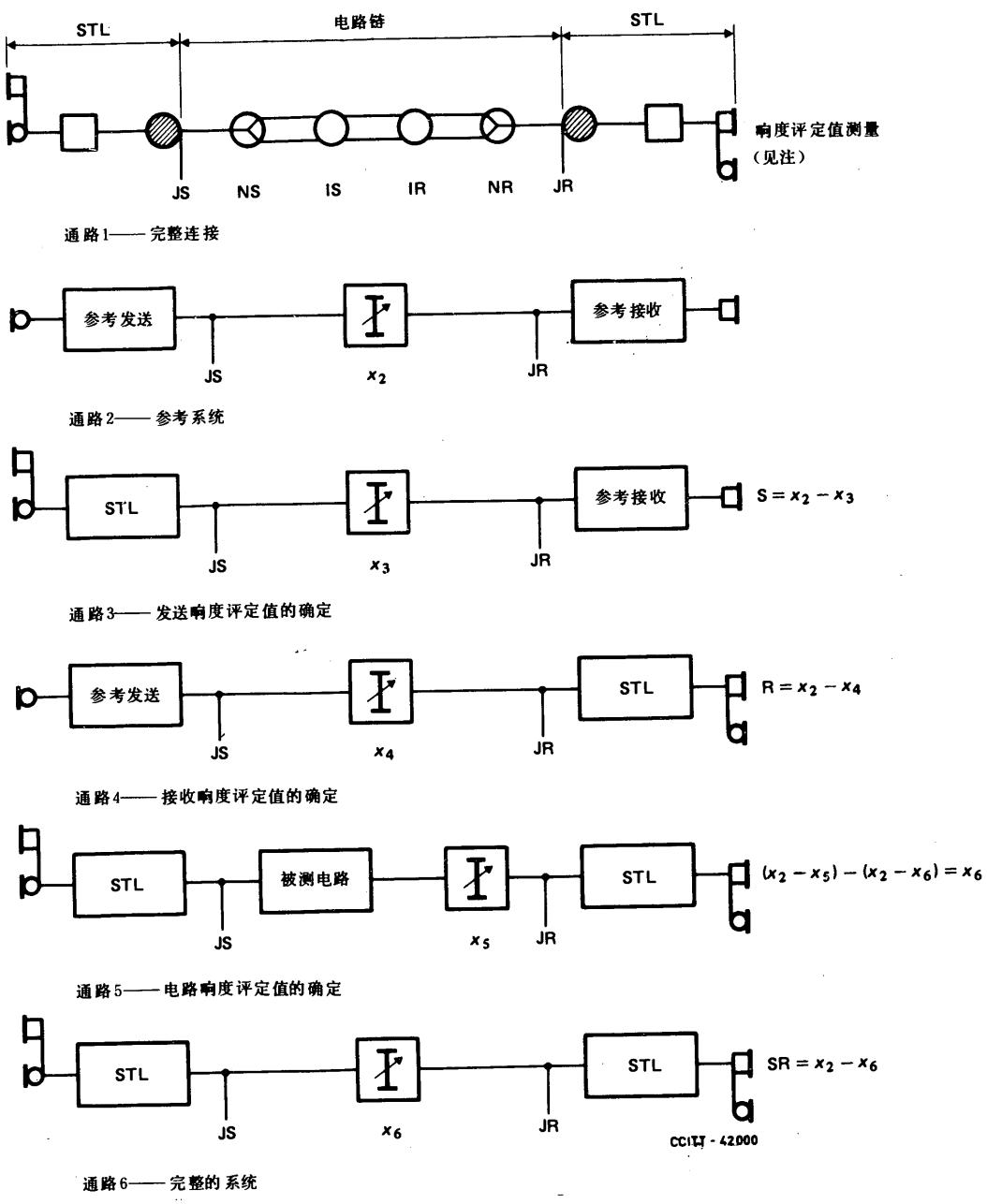
令本地发送和本地接收系统的评定值为 S 和 R (图 A-1/G.111 的通路 3 和通路 4)，整个系统的评定值为 S R (通路 6)。设 D = S R - (S + R)。对于 IRS 的响度评定值，或对于 OREM-B 测量值，差值 D 是很小的；对于参考当量或 R<sub>25</sub> 评定值及 CREs，D 的值约为 -3 到 -4 dB。这是由于商用系统比 NOSFER 的带宽减少了。当分别确定 S 或 R 时，这个系统就会受到不利影响，因此当构成 S + R 时，这种不利影响要出现二次，而当确定 S R 时仅出现一次。

### A.3.2 滤波器的影响

如果我们要研究实际长距离连接的情况(图A-1/G.111的通路1),那我们就必须考虑到载波设备内滤波器的影响。只对参考当量进行了主观测试。把在SRAEN中使用的符合图2/P.44[11]特性的1、2、3种滤波器插到本地系统、发送和接收不同的组合之间。

每种滤波器的衰减/频率特性都满足图1/G.232[12]中B曲线的要求。每一组的三种滤波器符合图1/G.132给出的串接12条载波电路的链路所要求的指标。6条电路和7个国际交换局的链路一般可达到这个指标。因此,从建议G.101,§3资料中可知4线链路在96.3%的国际呼叫内,最多可由6段电路组成(99.9%的国际呼叫内,最多8段电路)。

这些结果取决于这些设备,而他们的分析是相当复杂的。表A-2/G.111的“D(对q)”行总结出其平均结果。该表的“D(对y)”行是从“D(对q)”行中计算推导出来的。



STL 被测的本地电话系统(电话机+线路+馈电桥)

注——每次平衡NOSFER的通路而得到x。这个被测量的评定值为:

- a) 改变 $x_2$ 达到平衡时的参考当量,
- b)  $x_2$ 调到25dB的 $R_{25}$ 评定值

图 A-1/G.111 用于确定参考当量和修正参考当量的连接和系统

表 A-2/G.111 使用SRAEN滤波器时,  $D = S R - (S + R)$  的平均值(以dB表示)

串联滤波器数目	0	1	2	3
D(对于q)	-3	-0.58	+0.49	+0.93
D(对于y)	-3.9	-1.5	-0.4	0
q和y的增加	2.4	1.1	0.4	

### A.3.3 对国际呼叫的应用(G.111§2 §3.1)

根据前面所述和建议G.121附件C给定的b的精确定义, 全程修正参考当量为:

$$Y_c = a + b + c + \sum x_i + c' + b' + d' + D \quad (A-2)$$

其中a和d\*为本地系统的发送和接收CREs, b为长市中继CRE, c为国内长途电路, 交换和终端设备的总损耗(在800或1000Hz上)  $\sum x_i$ 为国际电路的总损耗, D值是从表A-2/G.111中推导出来的, c'、b'、d'和收听用户的国家有关。

注——修正参考当量b考虑到长市中继的衰减失真。但当选择D值时, 应考虑4线链路的全部衰减失真。这是由于表A-2/G.111的最后一行表明: 当顺序地插入相同种类的1、2、3滤波器时, y不能等量地增加, 如果在4线链路之外有锐截止的其它滤波器或电路, 则也应把它们考虑在D值之内。

### A.3.4 国内系统的CRE(G.111§3.1和G.121, §4)

如果我们考虑到4线链路的衰耗失真达到建议G.132规定的极限情况时, 也就是近似对应所有国际连接的97—99%或表A-2/G.111中3个SRAEN滤波器(见上面§A.3.2), 则我们可得D=0, 且公式(A-2)可写为

$$Y_c = S N + \sum x_i + R N' \quad (A-3)$$

通常

$$S N = a + b + c \quad (A-4)$$

$$R N' = d' + b' + c' \quad (A-5)$$

称做国内系统的CREs(发送和接收)。

对于少量的复杂的国际连接, 国内系统的CRE概念用于规划是很有效的。为了估计一个连接的CRE值, 必须取适当的D值, 例如, 使用建议G.101, §3和建议G.113附件A所述的统计资料。

本地系统的q值(具有专门的用户话机)一般由传输规划所允许的最长的线路来确定。y值由公式(A-1)来计算。可用建议G.121附件C中叙述的方法之一来计算或客观地测量对不同组合线路的CRE的影响。

### A.3.5 国内呼叫(G.120§2)

可利用同样的方法计算CRE。应当指出, 对于本地呼叫,  $D = -3.9 \text{ dB}$ , 但还应考虑阻抗的不匹配, 这是很重要的。

\* d 原文如此——译注

## 附 件 B

(建议G.111的附件)

### C R E 值和以前建议的R E 值

表 B-1/G.111给出建议G.111中建议的C R E 值和以前建议的R E 值。

表 B-1/G.111

	C R E	以前建议的 R E 值
一个连接的最佳范围(G.111, §3.2)	最小 最佳 最大	4 7 16
一个连接中业务量加权的平均值: 长期指标(G.111, §3.2)	最小 最佳 最大	13 16 25.5
短期指标(G.111, §3.2)	最小 最佳 最大	13 18 23

### 参 考 文 献

- [1] CCITT Recommendation *Assumptions for the calculation of noise on hypothetical reference circuits for telephony*, Vol. III, Fascicle III.2, Rec. G.223, §.1.
- [2] CCITT Recommendation *Reference equivalents in a telephone connection*, Red Book, Vol. V, Rec. P.11, p. 10, Note 1, ITU, Geneva, 1962.
- [3] *Ibid.*, Note 2.
- [4] *Ibid.*, p. 9, table.
- [5] CCITT *Orange Book*, Vol. III, Appendix to Section 1, table, ITU, Geneva, 1977.
- [6] CCITT Question 5/XVI, Annex 7, Contribution COM XVI-No. 1, Study Period 1981-1984, Geneva, 1981.
- [7] CCITT Recommendation *Reference equivalents in an international connection*, Orange Book, Vol. III, Rec. G.111, ITU, Geneva, 1977.
- [8] CCITT Recommendation *Measurement of reference equivalents and relative equivalents*, Vol. V, Rec. P.72.
- [9] CCITT Question 15/XII, Contribution COM XII-No. 1, Study Period 1981-1984, Geneva, 1981.
- [10] *Ibid.*, Question 19/XII (11/XVI).
- [11] CCITT Recommendation *Description and adjustment of the reference system for the determination of AEN (SRAEN)*, Vol. V, Rec. P.44, Figure 2/P.44.
- [12] CCITT Recommendation *12-channel terminal equipments*, Vol. III, Fascicle III.2, Rec. G.232, Figure 1/G.232, Graph B.

## 传 输 损 伤

(1980年，日内瓦)

## I. 传输损伤

1.1 建议G.132给出了最长4线链路的衰减失真指标。这个建议的第2节给出这种最长连接的噪声性能指标。考虑到在不太复杂的连接(大量存在)中衰减失真和噪音都比较小，则建议G.121中给出了修正参考当量的最大值，平均值和最小值，以保证国际连接有满意的传输性能。

1.2 衰减失真或噪声数值与CCITT对系统和设备的建议值有很大差异，因此有关传输性能中可能的变化的导则与它们之间一些可能的折衷说明见建议P.11和附件[1]。

## 2. 一个完整的电话连接中，电路噪声的网路性能指标

CCITT建议，考虑到世界范围内大量的连接(每个连接包括有6个国际电路)，和这些连接中噪声功率的一分钟平均值分布，参考到国际电路链的第一条电路的输入端，用dB表示的网络性能指标的平均值不应超过-43dBm0p0。

## 3. 由于数字处理产生的传输损伤

在模/数混合阶段，国际电话连接中，各种数字处理的引入会产生一个明显的传输损伤累积。因此必须限制这个损伤累积而不至达到使整个传输质量可能严重变坏的那一点。

## 3.1 量化失真

从量化失真的观点来看，在国际电话连接中临时规定不能引入多于14个量化失真单位。

对于引入各种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位简单地相加，以确定出总的或全程的量化失真。§3.2说明了一些量化失真源及临时分配给它们的单位。

关于量化失真单位的概念，认为符合CCITT建议的一个8比特PCM编解码对(A/D+D/A转换，A律，或μ律)应产生1个单位(见本册最后的增补材料N0.21)。

## 3.2 量化失真源

表1/G.113给出临时分配给一些数字处理的量化失真单位。本册最后增补材料N0.21中说明了这些分配的  
表1/G.113量化失真源

数 字 处 理	量化失真	注
8比特PCM编译码对(根据建议G.711[2]，A律或μ律)	1 单位	注1
7比特PCM编译码对(A律或μ律)	4 单位	注1
数字衰减器(8比特PCM字，A律或μ律)	1 单位	注2
A/μ律或μ/A律变换器(根据建议G.711[2])	1 单位	
以8比特PCM A律或μ律为基础的变换多路复用对	1 单位	
32kbit/sADPCM	5-6 单位	注1
8-7-8比特编码变换(A律或μ律)	3 单位	注3

注1——为了一般的规划目的，可把所标明值的一半分别分配给发送和接收部分。

注2——所标明的损伤对于其值在1-8dB范围内所有数字衰减器大体相同。但6dB A律衰减器是个例外，因为它产生的损伤在信号降到约-30dBm0时可以忽略不计，因此产生的量化失真为0单位。

注3——采用32kbit/s自适应差分脉冲编码调制(ADPCM)的话音编解码器，5-6单量化失真损伤是以第XII研究组提供的初步资料而确定的。

注4——有关表1/G.113的总注释，不同数字处理的量化失真单位是在约-20dBm0平均高斯信号电平下推导出来的值。增补材料第21中说明了这个推导过程(在本分册的最后)。

背景情况。

### 3.3 随机比特误码的影响

正在研究。

### 3.4 衰减失真和群时延失真

§3.1中临时建议规定，国际电话连接中由于各种数字处理产生的总量化失真应限制到最大为14个单位。此外，如果要满足这个临时建议，这样连接中的各种数字处理产生的累积衰减失真和累积群时延失真也应保持在可接受的限值以内。

### 3.5 临时规划规则

由于上述§3.4说明了有关量化失真、衰减失真和群时延失真的关系，这就有可能建议出含有各种数字处理的国际电话连接的临时规划规则。这个临时规划规则是根据在数量上与表1/G.113给出的专门数字处理分配的量化失真单位相同的传输损伤制定的，这个临时规划规则如下：

在国际电话连接上传输损伤单位的数目应不超过

$$5 + 4 + 5 = 14 \text{ 单位。}$$

在这个规则下，国际电话连接的两个国内部分，每个可允许产生最大为5单位的传输损伤，国际部分最大允许为4单位。

注——在模/数混合时期，要看到一些国家在一段时间内达到国内部分最大传输损伤不超过5个单位可能不太实际，所以为了适应这些国家的情况，可暂时放宽一下临时规划规则。经过这一放宽，国际电话连接的国内部分可允许产生最多7个单位的传输损伤。理论上讲，国际电话连接的全部传输损伤为18个单位。这个连接不仅对电话业务产生附加的传输恶化，而且它们还对高速模拟数据（也就是大于4800 bit/s）有很大影响。各主管部门如发现其国内部分超过5单位（但不大于7单位），则应尽早地尽一切努力满足低于5单位损伤的要求。

### 3.6 临时规划规则的极限

在§3.5中，为估计国际电话连接中各种数字处理产生的传输损伤，假定传输损伤单位相当于量化失真单位，而且可以把这些单位简单相加。

在全数字的环境中，国际电话电路包括串接的数字处理，把单个量化失真单位相加不能精确地反映累积量化失真（以及传输损伤的累积单位）。可能有这样情况，由单个数字处理产生的单个量化失真功率的量可能互相有关。因此在某些情况下，单个量化失真单位相加表示出与实际效果不同的总值。在本分册最后的增补材料N0.21中作了说明。

虽然§3.5中给出的 $5 + 4 + 5 = 14$ 的规则，只在某些条件下提供一个近似的结论，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各种数字处理的情况。

## 附 件 A

（建议 G.113 的附件）

### 与规划目的有关的交换电话网中电路和交换局产生的衰减失真和群时延失真的资料

A.1 表 A-1/G.113 到表 A-6/G.113 给出的资料是从先进的设备测试得到的。1) 可以认为交换电话网中实际连接的性能要比由表中数据计算出来的坏；这是因为：

- 不匹配和反射
- 非加感用户线
- 低截止频率加感的长市中继
- 较老的设备

1) 由美国电报电话公司，澳大利亚电话公司，意大利，英国电话公司，日本电报电话公司和瑞典提供。



表A-4/G .113 在直达12路基群上提供的电路

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——群时延失真可考虑相对于1800Hz。

注2——这个数据与4kHz FDM通路转换设备和在直达12路基群(只有一个电路段的电路)上提供的话路的主要失真源有关。

表A-5/G .113 在直达16路基群上提供的电路

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	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——群时延失真可考虑相对于1200Hz。

注2——这个数据与3kHz FDM通路转换设备和在直达16路群(只有一个电路段的电路)上提供的话路的主要失真源有关。

表A-6/G .113 含有3个电路段(4kHz+3kHz+4kHz)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	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——这个表是从表A-4/G.113和表A-5/G.113推导出来的，并与国际电路有关，其中的中间段路由采用了3kHz间隔的通路设备。例如：海底电路段。

注2——群时延失真可考虑相对于1400Hz。

## 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, Fascicle III.3, Rec. G.711.

## 建议G.114

### 平均单向传播时间

(1964年制定于日内瓦, 1968年、1980年马德普拉塔和日内瓦修改)

本建议中的时间是一个连接中两个传输方向传播时间的平均值。如果两个传输方向的传输媒质不同(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. 连接极限(过去的A部分)

在国际电话连接中有必要限制两个用户之间的传播时间。如果增加传播时间, 则用户困难增加, 困难率提高。参考文献[1]~[10]给出了有关依据, 尤其要考虑下面的b)。

因此做为网络性能指标, 当存在着回声源并使用适当的回声控制器时(如回声抑制器和回声消除器), CCITT建议平均单向传播时间的极限值如下:

a) 0到150ms可以接受

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

b) 150到400ms可以接受, 但对平均单向传播时间超过约300ms这样的连接要格外注意, 并使用为长延时电路设计的回声控制器, 如回声抑制器和回声消除器。

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样时延的连接。

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接受的时延极限为止, 各主管部门在选择包括上面b)范围内的时延的方案时, 应全面地、充分地参阅各参考文件。

注1——上面的值只适合于两个用户之间的传播时间。但为了其它目的(例如建议G.131所述)可以估计出回声路径的平均单向传播时间。在这个估计中可以使用§2中的各数值。

注2——已充分证明, 在长时延连接的两端装上回声消除器, 可得到比目前各类回声抑制器更优良的性能。

注3——应当指出, 尽管回声抑制器和回声消除器在同一个连接中可以兼容(他们可以满意的配合), 但只有当两端都装上回声消除器时, 其全面的优点才能体现出来。特别是在另一端仍保留回声抑制器的情况下, 一个主管部门单方面的用回声消除器取代他的回声抑制器, 这样在国际连接中对他自己的用户好处很小。

#### 2. 电路的值(过去的B部分)

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的单向传播时间。电路和连接的传播时间是几个部分的总合, 例如, 电缆和不同类型FDM调制解调器中所用滤波器中的群时延。数字传输和交换也产生时延。2.1节中给出传统的规划值, 可用于估计组成电路和连接的总传播时间。

##### 2.1 传播时间的传统规划值

表1/G.114给出可以暂时使用的传统传播时间的规划值。

##### 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。在这些条件下, 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不能超过:

表 I/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 F D M 和 P C M 传输	4 $\mu$ s/km	考虑了增音机和再生中器的时延
海底同轴电缆系统	6 $\mu$ s/km	
卫星系统		
—高度为 14000 km	110ms	} 仅是地面站之间
—高度为 36000 km	260ms	
F D M 通路调制器或解调器	0.75 ms <sup>a)</sup>	} 两个传输方向传播时间之和的一半
P C M 编码器或解码器	0.3 ms <sup>a)</sup>	
转接多路复用器	1.5ms	
数字交换局, 数字—数字	0.45 ms <sup>b)</sup>	

a) 这些值考虑到了峰值话音能量的频率周围的群时延失真和中间的高次多路复用和直通连接设备的时延。

b) 这是一个取决于业务负荷的平均值, 可能会遇到更高的值, 例如 0.75 ms, 该时延出现的概率不超过 95%。

$$12 + (0.004 \times \text{公里距离}) \text{ ms}$$

这里的系数 0.004 是根据国内干线电路都采用高速设备 (250 km/ms) 来假设的。12 ms 常数项是考虑到终端设备和国内网路中可能有一定量的加感电缆而留的余量。(例如: 3 对通路转接设备加上约 160 km 的 H 88/36 的加感电缆)。对一个中等大小的国家, 单向传播时间应小于 18 ms。

### 2.3 国际电路

国际电路应采用高速传输系统, 例如, 陆地电缆或无线中继系统, 或海底电缆系统, 卫星系统。可使用 §2.1 中的规划值。

对于高度通信卫星系统, 要使电路平均单向传播时间的数值达到要求, 需要加强使用卫星通信系统的一些路由的限制, 建议 Q.13[12] 中给出了这些限制的详细内容。

### 参考文献

- [1] CCITT *Red Book*, Volume 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 *White Book*, Volume V, Supplements 1-6, ITU, Geneva, 1969.
- [5] BARSTOW (J. M.): Results of user reaction tests on communication via Early Bird satellite, *Progress in Astronautic Aeronautics*, 19, 1966, Academic Press, New York and London.
- [6] HELDER (G. K.): Customer evaluation of telephone circuits with delay, *Bell System Technical Journal*, 45, September 1966, pages 1157-1191.
- [7] RICHARDS (D. L.): Transmission performance of telephone connections having long propagation times, *Het P.T.T.-Bedrijf*, XV, No. 1/2, May 1967, pages 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.-Bedrijf*, May 1967, pages 25-31.
- [9] DE JONG (C.): Observations on telephone calls between the Netherlands and the U.S.A., *Het P.T.T.-Bedrijf*, May 1967, pages 32-36.
- [10] HUTTER (J.): Customer response to telephone circuits routed via a synchronous-orbit satellite, *P.O.E.E.J.*, Volume 60, October 1967, page 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, Fascicle VI.1, Rec. Q.13.

## 关于对地不平衡的传输问题

(1980年, 日内瓦)

### I. 目的

本建议给出一套广泛用于单口和双口网络的各种平衡参数的常规测量方法, 可在现场和工厂内利用相当简单的测试设备(标准传输振荡器, 电平测试仪)和一个专用测试桥就可进行这些测量。已讨论过相应的测试桥原理, 但现在既不需要也不想规定一个“建议”的测试桥; 因为其要求可用各种方法实现。

定义和方法是这样设想的, 即从设备(如馈电桥, 电缆对, 通路设备的音频输入端等)分开的(或规定的)各测量项目所得到的结果可以有意地合并在一起(但不必是简单的分贝相加), 这样就能预测这些设备串接后的性能(或至少可确定串接后性能的范围)。这种性能就是指受到不平衡条件影响的那些特性(如脉冲噪声电平, 纵向灵敏度, 串话比等)。

如果需要的话, 可提出长期目标, 即为线路和设备平衡参数提出合理的标准。这些建议, 如被采纳则可构成CCITT建议的技术规范各条款的基础。

### 2. 专门术语的拟定原则

在有关对地不平衡的文献中, 使用了许多不同词汇, 有些矛盾, 而另一方面又有些不适当。相信在本建议中, 所收集的大量名称对现有的一些名称是一个改进, 并采用下述原则:

- a) 基本思想就是模式转换, 例如当被纵向信号激励时, 一个不好的终端(不平衡)会产生一个无用的横向信号; 而对这个影响的测量, 在此就定义为纵向转换比, 用传输单位表示为纵向转换损耗或LCL。
- b) 当涉及到N个口时, 例如在其中一个口激励而在另一个口产生一个信号, 则其名称应包括“转换”这个字; 例如纵向转换比和相应的损耗LCTL。
- c) 测试时呈现的纵向通道阻抗是一个关键参数。我们已经使用了“纵向阻抗比”这个名词, 用分贝来表示纵向阻抗比, 称作纵向阻抗损耗LIL, 以表征我们所提议的特殊测量。
- d) 另外有源装置即信号源(如振荡器和放大器输出口)的特点, 由在其输出端出现的一些无用的纵向信号来表征。在纵向输出电压和相应的纵向输出电平中已经包括了“输出”这个关键字。当这些无用信号表示为与有用(横向)信号的比时, 关键的词组是给出输出信号平衡比的“信号平衡”。输出信号平衡比用分贝表示为输出信号平衡。这就是第IV研究组在建议O.121[1]中已经使用的规定。
- e) 能连续地反应信号的设备(例如电平测量设备, 放大器输入口)和原则上可以反应由于内部机理(甚至他们的输入阻抗非常平衡)引起的无用纵向信号的设备, 其特点是由包括输入干扰这个词的测量来表征。于是我们就获得了输入纵向干扰比, 相应的分贝表示称为输入纵向干扰损耗。为此, 我们就不防碍已建立很久的和意义很明确的普通模型的抑制比。而且我们还避免使用敏感系数这个词, 因为这个词已在“导则”[2]中广泛使用, 并且第V研究组已为它规定了相当特殊的意义。
- f) 若在接收设备中不是使用在线性连续函数的输入信号电平时,(如群时延测量装置或数据调制解调器)则主要概念是在于或高于产生不可接受错误操作的干扰门限电平。这样, 我们就获得了纵向干扰门限电压和相应的电平。

### 3. 所使用的名词术语摘要

#### 3.1 一个口的网络

- a) 横向反射系数(横向回损: RL),
- b) 横向转换比(损耗: TCL),
- c) 纵向转换比(损耗: LCL),
- d) 纵向阻抗比(损耗: LIL),

- e) 横向输出电压 (电平: T O L),
  - f) 纵向输出电压 (电平: L O L)。
- [电压 e) 和 f) 是与有用信号无关的无用信号]。

### 3.2 两个出口的网络

每一口分别测量:

- a) 横向反射系数 (横向回输损耗: R L),
- b) 横向转换比 (损耗: T C L),
- c) 纵向转换比 (损耗: L C L),
- d) 纵向阻抗比 (损耗: L I L),
- e) 横向输出电压 (电平: T O L),
- f) 纵向输出电压 (电平: L O L)。

另外, 下述为两个传输方向中的每个方向的传递参数。

- g) 横向转移比 (损耗: T T L),
- h) 横向转换转移比 (损耗: T C T L),
- i) 纵向转移比 (损耗: L T L),
- j) 纵向转换转移比 (损耗: L C T L),

### 3.3 信号发生器

- a) 输出信号平衡比 (输出信号平衡)

这是除上述§3.1所列 6 个单口测量之外还增加的一个。

### 3.4 信号接收器

- a) 输入纵向干扰比 (损耗),
- b) 纵向干扰门限电压 (电平)。

这些是除上述§3.1中所列 6 个单口测量之外而增加的。如果有用信号是纵向的 (例如在信号系统中) 和干扰电压是横向的, 则将词汇中所用的纵向这个字改成横向。

## 4. 以理想测试方案为基础的定义和测量技术

第 4 节所述的定义是根据理想测试桥所下的定义。这个理想测试桥使用无损耗、无穷大电感的中心抽头线圈, 零阻抗电压发生器和无穷大阻抗电压表。

用这套设备作相互兼容测量的一个重要问题是测试桥既为横向通道提供规定的 Z 欧姆基准终端, X 为纵向通道提供 Z /4 欧姆基准终端。根据这个出发点, 每一项按指定的方法测量则可以计算出串接后的各项性能。但要考虑到这个事实, 即串接后的各串接各项一般并不呈现测试条件所提供的基准阻抗。

如果基准阻抗是非电抗的, 那就简化了数学处理, 也达到了使用现有传输测试设备能在现场和工厂得到测量结果的主要目的。

下面各篇中所使用的测试桥结构示于图 1/G .117。

横向和纵向源 E<sub>T</sub> 和 E<sub>L</sub> 如果需要由特殊的测量来产生激励, 在某些情况下, 不管哪个源被激励, 测试桥只提供 Z 和 Z /4 无源终端。

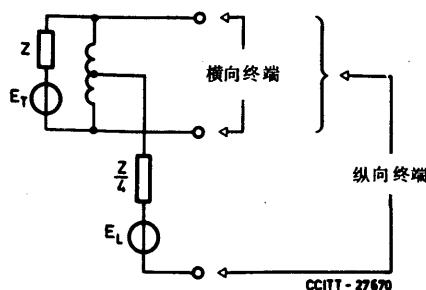
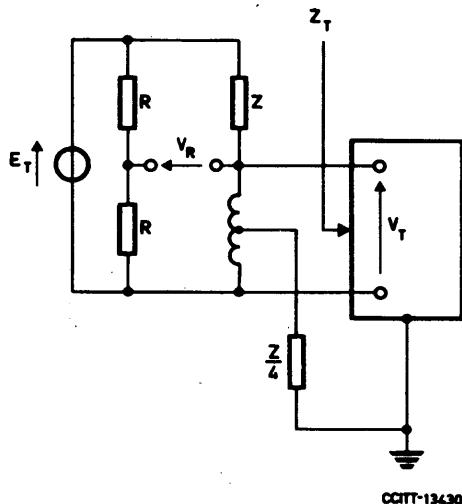


图 1/G .117

## 4.1 单口网络

### 4.1.1 横向反射系数（回损）(见图2/G.117)



$$\text{横向反射系数 } \rho = \frac{Z - Z_T}{Z + Z_T} = \frac{\text{反射电压}}{\text{前向电压}} = \frac{2V_R}{E_T}$$

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

注 1——R 值（在理论上）是不相关的，跨接在零阻抗发生器上的分压器只是需要得到发生器电压的一半，数值上与定义所需的前向电压相等。

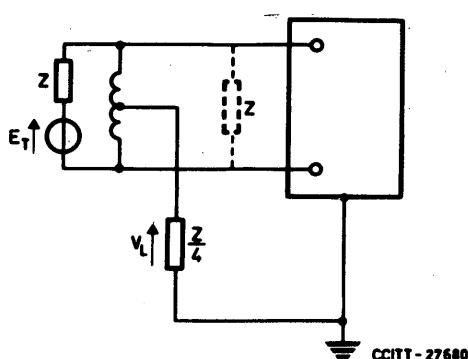
注 2——通用的回损测量桥不用  $Z/4$  终端纵向通路。当回损约为 20 dB 或低于测试对象纵向转换损耗时，它并不重要。在这种情况下，反射功率远大于传递到纵向通路的功率，因而误差可忽略不计。

注 3——如果  $Z_T$  已知，则很清楚， $\rho = 1 - \frac{2V_T}{E_T}$  就不需要了。如果已测出  $V_T$  值， $\rho$  可从公式中计算出来，但对很高的回损值来说就不方便。

注 4——当上下文清楚以后，就可以从名称中取消横向这个字。

图 2/G.117

### 4.1.2 横向转换比（损耗）(见图3/G.117)



$$\text{横向转换比, } k = \frac{2V_L}{E_T}$$

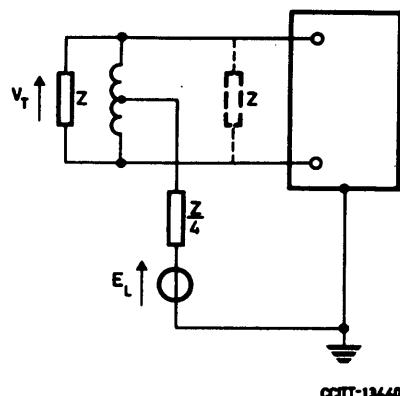
$$\text{横向转换损耗 (TCL)} = 20 \log_{10} \left| \frac{1}{k} \right| = 20 \log_{10} \left| \frac{E_T}{2V_L} \right| \text{dB}$$

注 1——当这个网络是线性无源的和双向的时候这个测量与二倍的纵向转换比 c 是一致的。但是有时  $k = 0.5c$ ，例如使用了放大器。

注 2——对于二端装置就需要虚线部分，应用时，仅跨接在传输电路上。同样的原则也适用于所有其它方框图（回损的方框图除外）并且以后不再重复。

图 3/G.117

#### 4.1.3 纵向转换比 (损耗) (见图 4/G .117)



CCITT-13440

$$\text{纵向转换比 } c = \frac{V_T}{E_L}$$

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

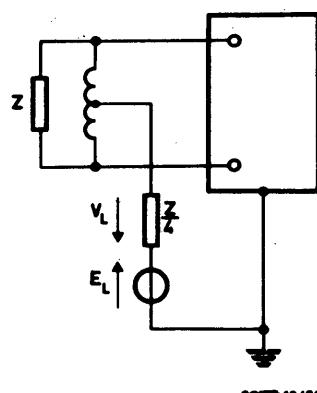
注 1——该测量的各种名称为:

- a) 阻抗平衡比 (建议 O.121),
- b) 纵向横向电压比 [3],
- c) 纵向平衡 (建议 G.712 [4]),
- d) 不平衡度 [2],
- e) 不平衡 (建议 K.10 [5]),
- f) 纵向平衡度 [6].

注 2——纵向转换比适于任何单口，甚至信号源（如振荡器的输出端）。在这种情况下，如果需要测量工作状态下的信号发生器的这个损耗，必须选频测量横向电压  $V_T$ 。见§5.2。

图 4/G .117

#### 4.1.4 纵向阻抗比 (损耗) (见图 5/G .117)



CCITT-13450

$$\text{纵向阻抗比, } q = \frac{E_L}{V_L}$$

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

注 1——这是个附加的测试，如果想知道串接后的各项性能就需要这个测量。

注 2——在测试对象自由接地的情况下（例如，双层绝缘，移动测试装置没有固定的接地）， $V_L$  值非常小，而相应的比（和损耗）将非常大。但在这种情况下，在纵向和横向通路之间产生的耦合将很小，其影响也不重要。

注 3——关于不平衡终端造成电缆串话影响的早期研究结果，在[3]中由英国电话公司提出了建议，其中包括测量开路电压。在对地绝缘且有良好平衡测试对象的情况下，只有几微微法的小杂散电容，这就产生了一些实际困难。由于这原因，[3]中所建议的测量仅适用于中心点事先接地的网络和对地阻抗相当低的网络，例如电话交换机中的馈电桥。

在此，我们没有明确采用这种测量，因为它已被纵向阻抗函数所取代，尽管纵向阻抗函数是一个灵敏度的损耗，但对测量装置的输入阻抗没有特殊要求。

图 5/G .117

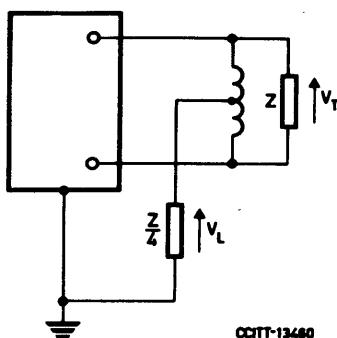
#### 4.1.5 横向和纵向输出电压(电平)(见图6/G.117)

横向输出电压 =  $V_T$

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

纵向输出电压 =  $V_L$

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



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号系统可以产生无用的横向信号。同样，放大器的输出也可以产生无用的纵向交流声信号，或电缆对也可以产生由于感应或辐射引起的无用纵向信号。

注 2——用相对于 $1V_{rms}$ 的电平来表示电压。但他们可用脉冲噪音记数器来测量，然后以其它术语来表示。但在后一种情况下，可不使用线性代数分析方法。(这种线性方法，英国电话公司正在研究中)。

图 6/G.117

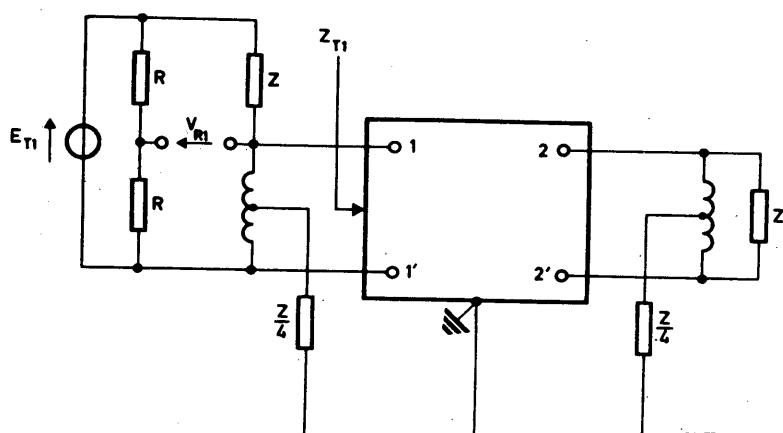
#### 4.2 双口网络

下述原则与确定一个出口网络的原则相类似，但是现在信号可从一个口传送到另一个口。这两个口用注脚 1 和 2 加以区分，共有两种测量方法。

——激励和响应都在网络的同一侧，这些已确定用于一个口。但需要带上单个的注脚 1 或 2。

——激励和响应在一个网络的两侧。名称就要包含传递这个字和两个注脚符号 1 和 2。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)



在端 1 的横向反射系数

$$\rho_1 = \frac{Z - Z_{T1}}{Z + Z_{T1}} = \frac{2V_{R1}}{E_{T1}}$$

在端 1 的横向回损

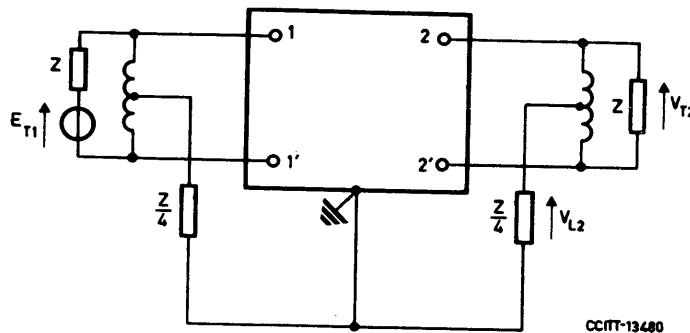
$$(RL_1) = 20 \log_{10} \left| \frac{1}{\rho_1} \right| = 20 \log_{10} \left| \frac{E_{T1}}{2V_{R1}} \right| \text{dB}$$

对端 2 的横向回损 ( $RL_2$ ) 是同样的。

注——当端 2 用如图所示的测试桥终端时， $Z_{T1}$  为端 1 呈现的阻抗。

图 7/G.117

#### 4.2.2 横向转移比（损耗）和转换转移比（损耗）（见图8/G .117）



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

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

$$1 \text{ 到 } 2 \text{ 的横向转换转移比} = t_{12} = \frac{2V_{L2}}{E_{T1}}$$

$$1 \text{ 到 } 2 \text{ 的横向转换转移损耗} (TCTL_{12}) = 20 \log_{10} \left| \frac{1}{t_{12}} \right| = 20 \log_{10} \left| \frac{E_{T1}}{2V_{L2}} \right| \text{ dB}$$

互换 1 和 2 得到另一个传输方向转换比，损耗 TTL<sub>21</sub> 和 损耗 TCTL<sub>21</sub> 的定义。

注——在所述的情况下，转移比在数字上与插入损耗相等。在网络两端基准阻抗不同的情况下，转移损耗与合成损耗的关系，由下面关系式表示：

$$\text{转移损耗} = \text{合成损耗} + 10 \log_{10} \left| \frac{Z_1}{Z_2} \right| \text{ dB}$$

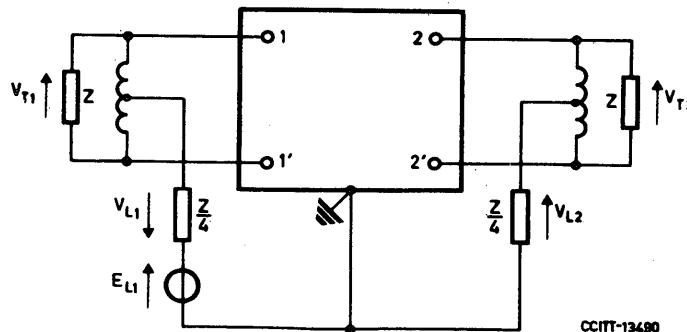
式中 Z<sub>1</sub> 和 Z<sub>2</sub> 是网络两端的基准阻抗。在这一点上，应当指出由于在阻抗变化的传输系统中的相对电平之间的差，用合成损耗（或增益）自然地表示出来。既然转换器损耗是以真正功率的比为基础的（不是插入和合成损耗所使用的视在功率），那么转换器损耗（8）的修正系数就包括通常不一致的基准阻抗的相角。

$$\text{转移损耗} = \text{转换器损耗} + 10 \log_{10} \left| \frac{Z_1}{Z_2} \right| + \log_{10} \left| \frac{\cos \theta_1}{\cos \theta_2} \right| \text{ dB}$$

式中 θ<sub>1</sub> 和 θ<sub>2</sub> 分别为 Z<sub>1</sub> 和 Z<sub>2</sub> 的相角。

图 8/G .117

#### 4.2.3 纵向转移比（损耗）和转换转移比（损耗）（见图9/G .117）



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

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

$$1 \text{ 到 } 2 \text{ 的纵向转换转移比} = h_{12} = \frac{V_{T2}}{E_{L1}}$$

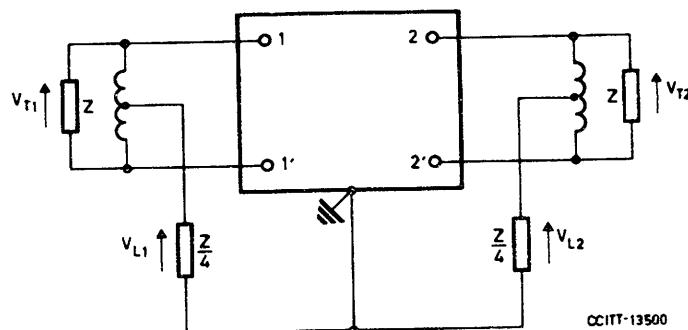
$$1 \text{ 到 } 2 \text{ 的纵向转换转移损耗} (LCTL_{12}) = 20 \log_{10} \left| \frac{1}{h_{12}} \right| = 20 \log_{10} \left| \frac{E_{L1}}{V_{T2}} \right| \text{ dB}$$

互换 1 和 2 得到另一个传输方向转移比  $LTL_{21}$ , 和损耗  $LCTL_{21}$  的定义。

注——如果仍根据一半开路  $\text{emf}$  来确定这些数量。那么, 应在很大程度上与传统的传输理论相一致。但是, 包括纵向激励的有关平衡参数, CCITT 的建议是用开路  $\text{emf}$  来表示的。在实际现有的和新的建议之间产生 6-dB 差异是不利的。

图 9/G .117

#### 4.2.4 横向和纵向输出电压 (电平) (见图 10/G .117)



CCITT-13500

在端 1 的横向输出电压 =  $V_{T1}$

$$\text{在端 1 的横向输出电平} (TOL_1) = 20 \log_{10} \left| \frac{V_{T1}}{1 \text{ Volt}} \right| \text{ dB V},$$

在端 1 的纵向输出电压 =  $V_{L1}$

$$\text{在端 1 的纵向输出电平} (LOL_1) = 20 \log_{10} \left| \frac{V_{L1}}{1 \text{ Volt}} \right| \text{ dB V},$$

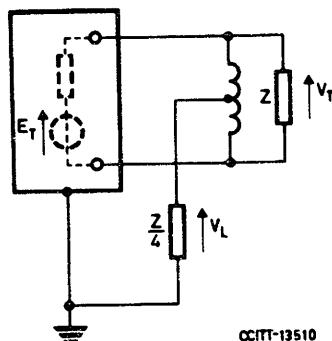
同理对端 2 的  $TOL_2$  和  $LOL_2$  也是一样。

图 10/G .117

#### 4.3 信号发生器

除了已确定 6 个单口测量外, 需要增加一个测量去控制无用信号的数量, 这个无用信号与连接到电路上的装置传送的有用信号有关。这个特殊的测量是:

##### 4.3.1 输出信号平衡比 (输出信号平衡) (见图 11/G .117)



CCITT-13510

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

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

注 1——这个测量为下述数量的一般化形式。即：

- a) 发生器信号平衡比（建议O.121）[1]，
- b) 输出emf [9]的不平衡

注 2——如果将电缆对看作是与感应的纵向电压有关横向信号的同时发生源时，则这个测量也与[2]中确定的电磁和静电感应的敏感系数稍微有些间接和复杂的关系。

注 3——测试对象本身提供了信号源。因此不需要配备单独的发生器。

注 4——该定义特别与横向信号发生器（如传输振荡器）有关，但可容易地将其推广到包括纵向信号发生器（如使用幻像接地的低频信号系统）的情况。在这种情况下，这个比值可以转换，以便用分贝表示仍为正值。

注 5——其它量（回损，纵向转换损耗，纵向阻抗损耗，不相关的横向和纵向输出电压）必须选频测量，以便获得它们在工作条件下的数值。

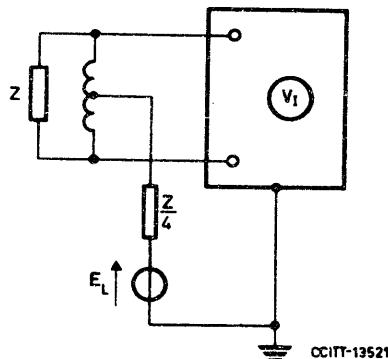
图 11/G.117

#### 4.4 信号接收设备

除了已确定的 6 个口测量外，对信号接收设备需有附加的测量，以控制他们对无用信号的灵敏度。有下述两种情况是很重要的。首先，有些接收设备，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，信号接收器，无用信号引起误码或错误操作。因此我们规定了两种附加测量。

##### 4.4.1 输入纵向干扰比（损耗）（见图12/G.117）



$$\text{输入纵向干扰比} = s = \frac{V_1}{E_L}$$

$$\text{输入纵向干扰损耗} = 20 \log_{10} \left| \frac{1}{s} \right| = 20 \log_{10} \left| \frac{E_L}{V_1} \right| \text{dB}$$

其中  $V_1$  是被测的测量仪指示的电压。

注 1——这是下述各量的一般化形式。

- a) 接收器信号平衡比（建议O.121[1]），
- b) 平衡（建议P.53 [10]）

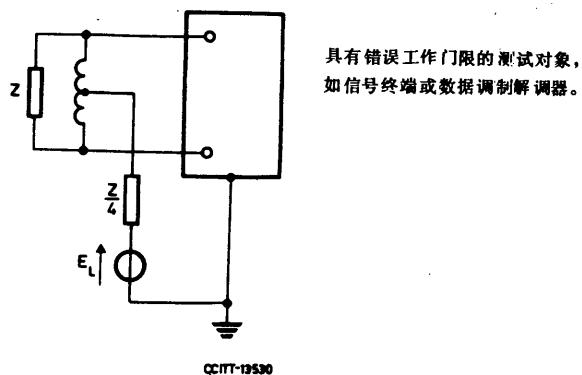
注 2——测试设备本身提供了按定义所要求的一个电压。

注 3——这个测量与众所周知的普通模型的抑制比有关，但不是任何简单的形式。特别是不是6dB的差别。这是因为，当测量纵向抑制比时，输入横向终端处于短路状态，又没有横向信号通过输入阻抗不平衡而产生任何附加的纵向信号。请见第5节的进一步说明。

注 4——如果需要包括对于纵向信号是线性响应的接收设备，而且干扰是横向信号，那么这个概念还可以扩大。该名称就是对应于不同电路结构的输入横向干扰比（损耗）。

图 12/G.117

#### 4.4.2 纵向干扰门限电压 (电平) (见图13/G .117)



$$\text{纵向干扰门限电压} = E_L$$

$$\text{纵向干扰门限电平} = 20 \log_{10} \left| \frac{E_L}{1 \text{ Volt}} \right| \text{ dBV}$$

其中  $E$  为测试装置刚出现错误工作时的电压。

注 1——必须规定错误工作这个词。对数据调制解调器，可用误码率来表示。

注 2——门限电压可规定为 rms 值，当用脉冲计数器测量时，可规定为脉冲电压，或用它的波形表示(例如方波或矩形波)。

注 3——如果需要的话，可适当改变测试电路和名称，这个概念就可扩大到包括影响纵向接收器工作的无用横向信号。

图 13/G .117

#### 5. 其它测量的定义

5.1 IEC 说明了测量纵向源的开路 emf 及其阻抗的测试方法，如图14/G .117所示。

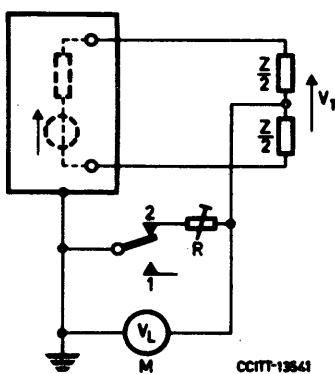


图 14/G .117

在 1 位置，N 指示  $V_{L(o/c)}$ ；在 2 位置，N 指示  $V_{L(R)}$ 。IEC 确定：

$$\text{输出电压平衡} = 20 \log_{10} \left| \frac{V_T}{V_{L(o/c)}} \right| \text{ dB}$$

并估计纵向源的内阻， $Z_L$  为：

$$Z_L \approx \frac{V_{L(o/c)}}{V_{L(R)}} \cdot R$$

如果调整  $R$  (或选择)，使得在  $V_{L(o/c)}$  和  $V_{L(R)}$  之间给出至少 20 dB 的差，即  $V_{L(o/c)} \geq 10 V_{L(R)}$ 。近似和条件指的是：

$$Z_m \gg Z_L \gg g_R \gg Z/4$$

其中

$$g = \frac{V_{L(o/c)}}{V_{L(R)}} \geq 10$$

$Z_m$  = 仪表阻抗

$Z_L$  = 测试对象纵向阻抗

要使仪表的阻抗远大于对地 (或机壳) 绝缘的平衡源的对地 (或机壳) 纵向阻抗是很困难的，如携带式传

输出测量设备所呈现的阻抗。

然而，如果纵向阻抗很高，不平衡，就不成问题了。

5.2  $L_2$  的测量在 [3] 中作了规定并示于图 15/G. 117。

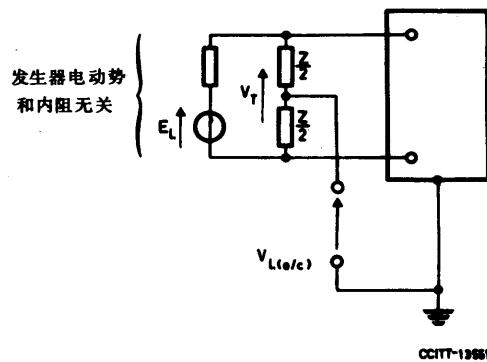


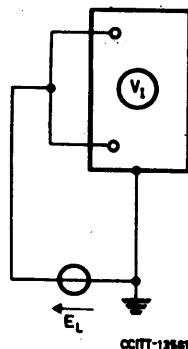
图 15/G. 117

$$L_2 = 20 \log_{10} \left| \frac{V_T}{V_L(o/c)} \right| \text{ dB}$$

本测量适于电缆串话研究，也适用于故意中心抽头接地的设备（例如馈电桥）。

### 5.3 普通模型的抑制比

这是适用于信号接收器，并且根据图 16/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。



$$\text{普通模型的抑制比} = \left| \frac{E_L}{V_I} \right|$$

$$\text{普通模型的抑制} = 20 \log_{10} \left| \frac{E_L}{V_I} \right| \text{ dB.}$$

注—— $V_I$  是被测的测量仪所指示的电压。

图 16/G. 117

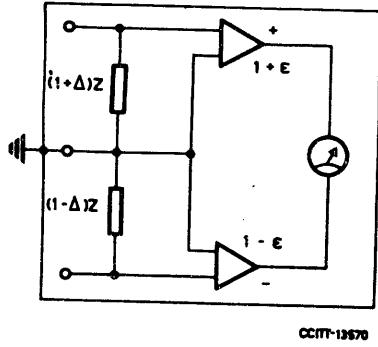
很清楚，这个测量有点类似于输入共模灵敏度比；但是由于它没有横向信号（由于短路的原因），在测试对象中没有使用任何横向/纵向转换机理。所以，一般来讲，在这两个测量之间没有一个简单的相互关系。从图 17/G. 117 所示的通用测量仪器中可以看出，其中输入阻抗是不平衡的，并且差动放大器的二等分增益比也略有差别。若  $\varepsilon, \Delta \ll 1$ ，则各种平衡参数将如所指出的那样，特别是普通模型的抑制比并不是二倍于输入纵向干扰比，即在它们的分贝值之间不是 6 dB 的差。

## 6. 测试桥

### 6.1 用于定量测试的实际测试桥基本要求是：

——对横向和纵向信号呈现的阻抗应当予以规定和控制。

如果能获得上面 § 1 所研究的定量指标（即：预测分开测量各项目串接后的特性），测试桥阻抗应该接近于标称基准电阻，如对 600 欧姆（横向）和 150 欧姆（纵向）有 30 dB 回损。当使用其它值时，则在定量研究



CCITT-13570

$$\text{普通模型的抑制比} = 2\epsilon$$

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

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

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

图 17/G .117 无源不平衡和内部有源不平衡的测量仪器

中，很难使用这些测量结果。对于平衡作定性评价，不需要此项标准。

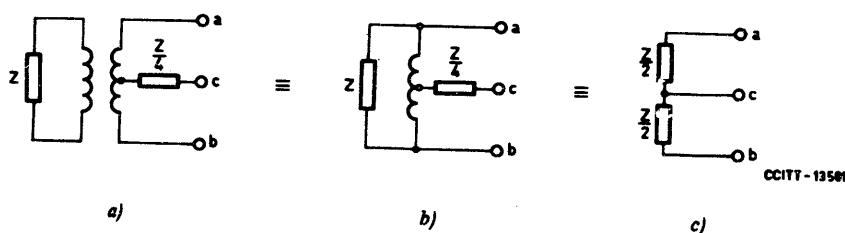
——测试桥固有的平衡应远大于测试对象的平衡。这将确保足够的绝对精确性，因而还确保对同一测试对象用不同测试桥所测得的结果之间有可以接受的很小差异。应该达到  $\pm 1$  dB 的绝对精度，以便使差别不会大于 2 dB。作为一般规律，如果测试桥纵向转换损耗高于测试物 20 dB，则  $\pm 1$  dB 的绝对精确度是能够保证的。

——应该容易做到模拟在实际中遇到的各种直流保持/馈电状态，以便在类似于正常工作的条件下可以测量电话设备（例如，电话机，线路信号终端）的各项目。

——根据需要，应便于产生纵向和横向激励和便于同样地测量这些响应。

6.2 下述图18/G .117表示的是电气上的对应关系，说明中心抽头线圈如何用中心抽头式电阻来代替。测量纵向阻抗和横向转换比的这种特殊电路示于图19/G .117。

测量纵向阻抗比  $q$  的等效方法如下所述。可使用类似的电路测量横向转换传递比。



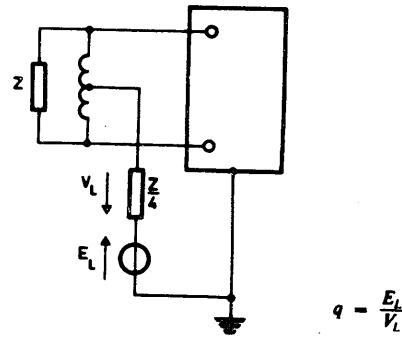
注 1 —— 在图a) 中，测试电路的不平衡部分与平衡部分用变压器隔离开。特别是测量仪表不需要有任何特殊的对地平衡度。

注 2 —— 在图a) 和b) 中，线圈变压器是铁芯的，具有精确的中心抽头连接（即双股线绕组），而两个紧耦合的半个绕组都与铁芯完全对称。在所有测试频率上，线圈/变压器的电感应该是  $\omega L \gg |Z|$ 。

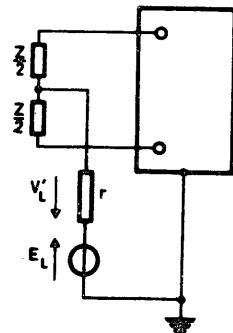
实际的部件  $Z/4$  提供了方便的阻抗跨接，其电压就是纵向电流的测量。在实际工作中，要特别注意保持典型的直流状态，与此同时不使变压器饱和。

注 3 —— 对于非常低的频率，如图a), b) 中的电路可能不合适，而使用图c) 的电路可能更方便。把一个小电阻（例如 1 欧姆）插入到纵臂，这样就可获得纵向电流的测量而不明显地改变电路状态。电阻桥中的两个  $Z/2$  部件必须精确地匹配。举例请见图19/G .117 的b)。

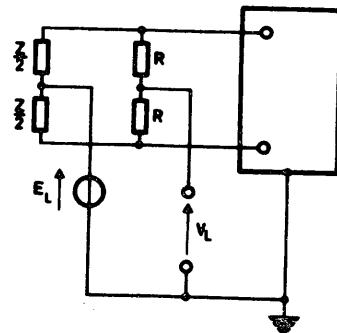
图 18/G .117



a)



b)



c)

图 19/G. 117

6.3 测量电路的固有平衡可通过使用如图20/G. 117所示的第二个测试桥代替被测设备进行检查。测量电路的固有纵向转换损耗应大于被测样品20 dB。

当调换一下 a 和 b 连接时，如图所示，也可获得这种平衡。它允许精确到  $\pm 1$  dB 数量级。其线圈或变压器应是具有精确中心抽头连接的铁芯（例如，22股线绕组）。每一个紧耦合的半个绕组都与铁芯完全对称。线圈/变压器的电感在所有重要测试频率上都应该是  $\omega L \gg |Z|$ 。

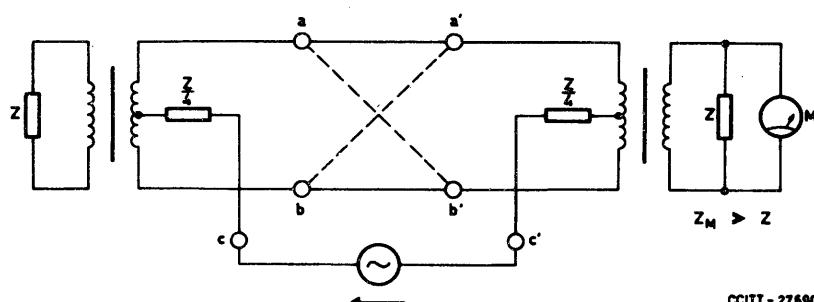


图 20/G. 117 检验测试桥的固有平衡

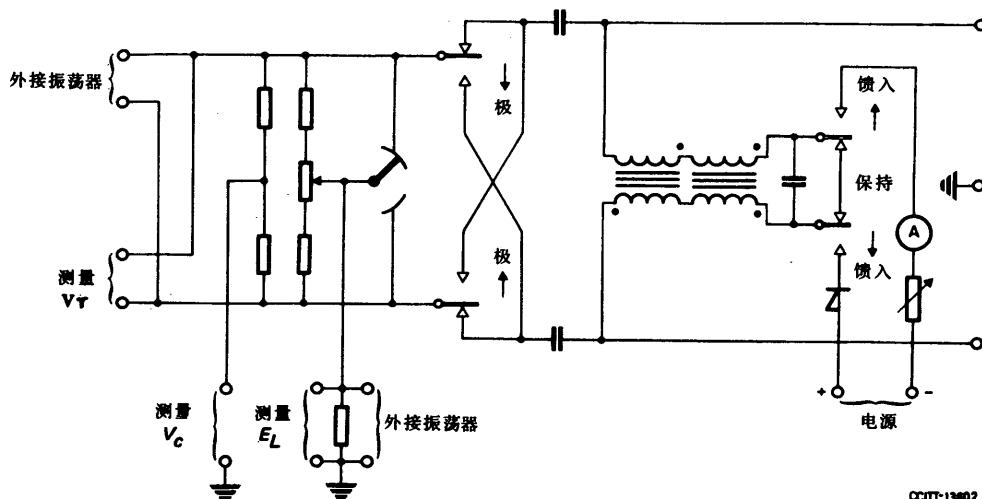


图 21/G.117 实际测试桥原理

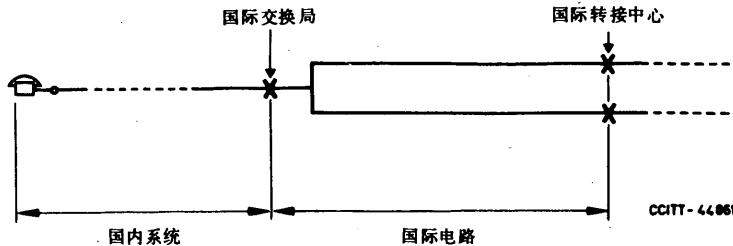
## 参考文献

- [1] CCITT Recommendation *Definitions and measuring techniques concerning the degree of balance with respect to earth of transmission test apparatus*, Vol. IV, Fascicle IV.4, Rec. 0.121.
- [2] CCITT *Directives concerning the protection of telecommunication lines against harmful effects from electricity lines*, Chapter XVI, ITU, Geneva, 1978.
- [3] CCITT Question 4/XVI, Annex 2, Study Period 1968-1972, *Green Book*, ITU, Geneva, 1973.
- [4] CCITT Recommendation *Performance characteristics of PCM channels at audio frequencies*, Vol. III, Fascicle III.3, Rec. G.712.
- [5] CCITT Recommendation *Unbalance of telecommunication installations*, Vol. IX, Rec. K.10.
- [6] IEEE Standard 455-1976.
- [7] CCITT Definition: *Composite loss (or gain)*, Vol. X, Fascicle X.1 (Terms and Definitions).
- [8] CCITT Definition: *Transducer loss (or gain)*, Vol. X, Fascicle X.1 (Terms and Definitions).
- [9] IEC publication 268.
- [10] CCITT Recommendation *Psophometers (apparatus for the objective measurement of circuit noise)*, Vol. V, Rec. P.53.

## 1.2 构成国际连接的国内系统的一般特性

为使国际通信具有合理的质量，把下述各段国内系统必须遵守的各建议集中在一起。

在国际电路中一端的国际中心是 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。下图说明了这个安排：



## 建议 G. 120

### 国 内 网 路 的 传 输 特 性<sup>1)</sup>

#### 1. CCITT 对国内网路电话性能建议的应用（过去的A部分）

可能用于国际连接的国内网路的各不同部分都应满足下述总的建议：

##### 1.1. 国内发送和接收系统应满足下面所建议的限值：

——G. 121是关于参考当量的建议

——G. 133是关于群时延失真的建议

——G. 122是关于平衡回输损耗和传输损耗的建议

——G. 123是关于电路噪声的建议

注——可参考建议P. 12[2] 和G. 113。

1.2 组成国内网路主要干线的长途电路应是高速传播电路，它可以达到建议G. 114规定的限值，它应符合建议G. 151和G. 152。

加感电缆电路应符合建议G. 124 [3]，载波电路符合建议G. 123。

1.3 考虑到由国际电话电路和国内长途延伸电路组成的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。

1.4 国际中心局应满足建议Q. 45[4]。

国内自动线中心应遵守建议G. 123, § 3中规定的噪声极限。

人工电话长途交换应满足建议P. 22 [5]

[6] 中引用的CCITT手册给出了自动本地交换局传输性能的资料。

#### 2. 国内传输规划（过去的B部分）

每个主管部门可以自由选择他认为适宜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，除了有关修正参考当量（CREs）的建议（建议G. 121）外，还应满足国际呼叫。

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，也就是它一定要规定其国内网路每个部分的限值。

[6] 中引用的手册包括了不同国家所采用的传输规划和关于用来制定该规划所能使用方法的一些说明。

特别是，如果某个主管部门想在它的国内连接中采用CRE（修正参考当量），它可在建议G. 111的附件A中找到有用的资料。

1) 过去的建议P. 21[1]。

## 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)*, Vol. V, Rec. P.12.
- [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, Fascicle VI.1, 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

### 国内系统的修正参考当量(CRE)\*

(1964于日内瓦通过；1968年于马德普拉塔，1972、  
1976和1980年于日内瓦修订)

#### 前言

本建议的第1～5部分通常适用于全模拟、模/数混合和全数字国际电话连接。但是，对于§6中为模/数混合连接或全数字连接的某些特殊事项而制定的建议，则应以该节的规定为准。

本建议中所有的发送修正参考当量和接收修正参考当量均为如§4所述的“标称值”，并以CT3的国际电路上相应的虚拟模拟交换点作为基础。

国际电路虚拟模拟交换点的定义可查阅建议图1/G.111。

#### I. 发送、接收修正参考当量的话务量加权平均值分布（过去的A部分）

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。如果对每条连接都坚持使用§2所允许的最大值，则传输是绝不会令人满意的。

一则考虑到建议G.111，§3.2所提出的全程修正参考当量的长期指标，再则考虑到控制长距离FDM传输系统所用平均功率的必要性，现暂时同意将全程指标适当地进行细分，发送、接收国内系统的长期指标不得超出下列范围：

发送修正参考当量：11.5～13dB

接收修正参考当量：2.5～4dB

（这些数值均为话务量加权分布的平均值。如果话务量分布不能预测得相当精确，则可假定所有用户发生的话务量完全相同。）

注——有些网络在这段时间内不能获得长期值，现暂时同意它们对这些范围适当的短期指标为：

发送修正参考当量：11.5～19dB

接收修正参考当量：2.5～7.5dB

这是对应于建议G.111，§3.2中全程参考当量的话务量加权分布平均值范围为13～29.5dB而提出的短期指标。

这些短期平均值是在假定统计分布为正态分布（高斯分布）的条件下确定的，也有可能出现的实际分布不是正态分布，而是非对称分布的情况。在这种情况下，假如这种分布的整体所导致的传输状态等同于平均值位

\* CRE 为Corrected Reference Equivalent（修正参考当量）的缩写——译注。

于上述规定范围内的正态分布的传输状态，则其平均值多少有点超出上述规定限值也是可以接受的。

## 2. 最大发送与接收修正参考当量（过去的B部分）

### 2.1 每个传输方向上的数值

现已同意，中等国家（见建议G.101，§2.2）用来规定所有实际的去话呼叫或来话呼叫的国内发送与接收系统必须分别满足下列指标：

——用户与第一条国际电路之间的发送系统，其修正参考当量不得超过25dB（最大标称值）；

——用户与第一条国际电路之间的接收系统，其修正参考当量不得超过14dB（最大标称值）。

在大的国家内，如果第四条国内电路属于4线链的一部分，则上述限值应分别为25.5dB和14.5dB；如果由五条国内电路构成这种4线链的一部分，则上述限值应分别为26dB和15dB。

在图1/G.121和图2/G.121中方框内所列的是CCITT建议的数值。其它的数值仅作为可行方案的示例给出，应遵从建议G.122。

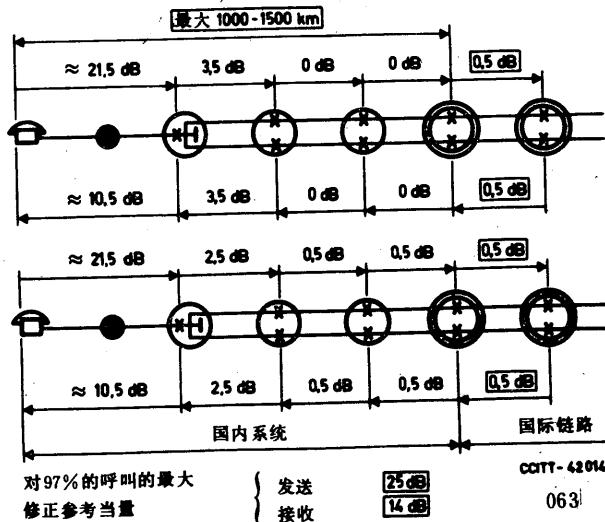


图 1/G.121 中等国家的国际连接中最大修正参考当量的分配示例

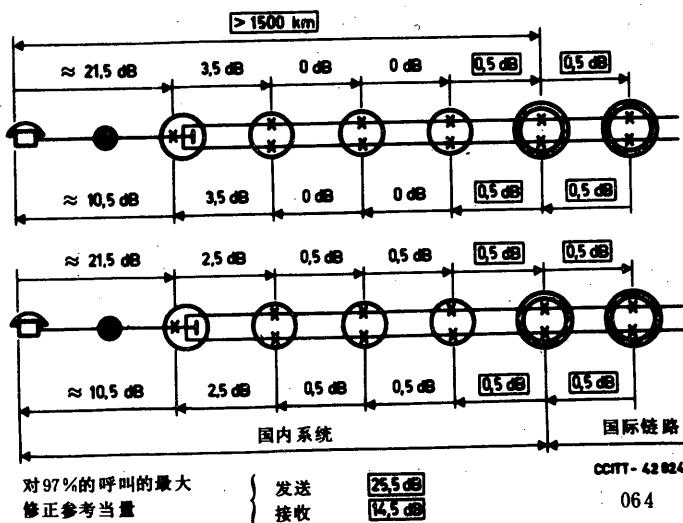
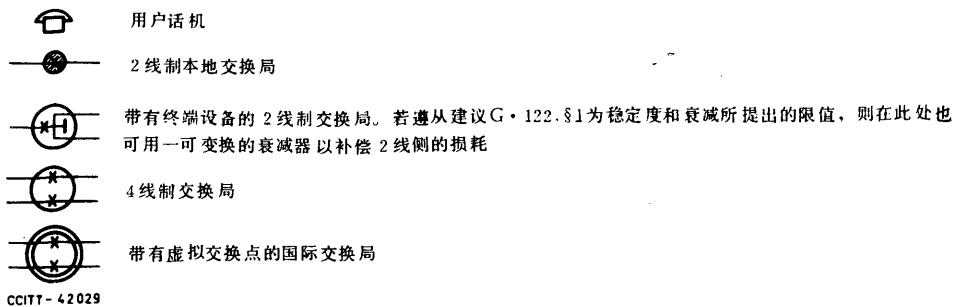


图 2/G.121 大国的国际连接中最大修正参考当量的分配示例

### 2.2 国内系统内两个传输方向之间传输损耗的差值。

现建议t-b损耗与a-t损耗之差（见建议G.122）的绝对值不得超过4dB，因此在国际连接中理论上可以

图1/G.121和图2/G.121的图例和注释:



注 1 ——对参考当量已采取某种典型分配，并将其换算成为修正参考当量，可从旧建议（橙皮书卷 III，日内瓦，1977年）取得上述这些修正参考当量最大值。如果在现有网络中新的修正参考当量限值超出1dB，甚至超出1.5dB，那也关系不大，因为规划计算只有有限的精度，而且在不久的将来，也不可能避免因参考当量方法不够精密而产生某些偏差。另一方面，如果在其他的情况下出现2dB或3dB的边际余量，则用户线路的可容许衰减也绝不会自动增加。因此，第一步当然是考虑利用边际余量来改善§1中作为基准的话务量加权平均值的可能性。

注 2 ——方框内所列的是CCITT所建议的数值。其他的数值仅作为可行方案的示例给出，应遵从建议G.122。这些数值意味着各级交换局内相对电平的一种特定的选择。实际上，有可能采用多种多样的交换电平，这就会在某些特定电路中导致两个传输方向上的电路损耗不相等。另外，从 2 线点至虚拟交换点的损耗（即，图1/G.111的a-t 损耗和t-b 损耗）也可能不相等，如本建议的表A-1的例子所示。

引入不大于 8 dB 的损耗差值。

对下述各点必须加以注意：

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（见附件A），所建立起来的连接实际上不应出现大大超过 3 dB 的损耗差值。

2) 就话音传输而言，从几个主管部门在1968年~1972年期间所进行的研究中可以清楚地看出，只要连接的全程修正参考当量在实际上不超出规定范围，则两个传输方向之间全程修正参考当量的任何合理差值都不会带来多大的损害。

参考文献[1] 是许多主管部门关于这种不对称性的主观影响进行测试结果的摘录。

3) 进行国内传输规划时，各主管部门要考虑到在符合各项相关建议的调制解调器之间（例如，建议V.2 [2]，V.21[3]，V.23[4]）进行数据传输的各种需要。附件B 对这个问题提出若干资料。

### 3. 最小修正参考当量（过去的C部分）

各个主管部门如要减少国内长途网的衰减，必须注意不得让国际传输系统过负荷。

为了控制加于国际传输系统的话音功率峰值，暂建议折算到国际电路虚拟模拟交换点的发送修正参考当量的最小标称值为7dB，以便控制加在国际传输系统上的话音功率峰值。应当注意到，这种限值的硬性规定并不是为了控制提供给这种系统的长期平均功率而制定的。

在某些国家里，如果采用不可调节的电话机，也许会出现非常低的发送参考当量。因此，对话务员话机加到国际电路上的话音功率必须加以控制，使其不致过大。

### 4. 国内系统的标称修正参考当量的确定（过去的D部分）

#### 4.1 定义

国内系统的修正参考当量，由建议G.111附件A的A.3.4节加以定义。

建议G.111和G.121只考虑修正参考当量的标称值。

这里的“标称值”，意思是指“为规划目的而惯用的，并非实际测量出来或计算出来的假设值。”例如，对实际进入国际连接的用户本地系统并不进行测量。而所测量的，或更确切地说所计算的只是典型的本地系统修正参考当量，如§4.2所示。

这些定义表明，国内系统的标称修正参考当量为下面各项数值之和：

——本地系统的发送或接收标称修正参考当量（见§4.2）；

- 长市中继线的标称修正参考当量（见附件C）；
- 国内延伸电路、交换局和2线/4线终端设备的各种标称损耗（在800Hz或1000Hz时）的总和。

#### 4.2 本地系统的标称修正参考当量

这些修正参考当量通常是采用建议G.111附件A的A.2中给定 $y(q)$ 的公式，并用通过符合建议P.72[5]规定的主观测试在本地系统（由一部为相关型号的话机和一条带有典型馈电桥路的仿真线组成）上确定出来的参考当量 $q$ ，加以计算而得出的。

注1——向本地系统提供的修正参考当量必须以大量工作话机的送受话器灵敏度的平均值作为依据。就碳精送话器而言，在国内网路上的碳精送话器灵敏度的平均值可以有效地用与它们的使用寿命内一段较长的稳定时期相对应的灵敏度的数值来表示。

至于实际灵敏度与平均灵敏度之间的系统差值，如果这个平均灵敏度是在工作话机之中抽样测量而得出的，则任何的系统差值都应自动地得到了考虑。但是，如果这个平均值是计算出来的，就必须把这个系统差值作为计算的一部分。

灵敏度的平均值并不包括在评定参考当量时采用主观方法所引起的偶然变化。

注2——标称修正参考当量的数值并不包括把本地交换局连接到国际中心局的电路和设备其它项目随时间而发生的变化。建议G.151的§3列出了有关国内延伸电路的传输损耗随时间的变化相对于标称值的各项指标。

注3——参考当量往往只是用一种型号的话机和一种长度的线路来确定的。要考虑其它线路的影响，可以采用附件C所述的各种方法之中的一种方法。

#### 5. 侧音参考当量<sup>1)</sup>（过去的E部分）

必须采取各种预防措施来避免参考当量和噪声已达到限值的通信受到进一步的传输损伤。测试表明，在上述这些不利的条件下，侧音参考当量（对话音而言）最低不得小于17dB。实际上，不加装附加网络是达不到这个数值的。加装附加网络，会增加线路成本，只有用户在极差的条件下频繁地进行交换呼叫的时候，才认为是合理的。在大多数的情况下，该值可期望在7dB~10.5dB之间。

注1——强的侧音（与侧音参考当量的低值相对应）在两个方面使传输受到损伤。在发送端，用户能清楚地听到自己的讲话就会引起企图压低讲话声音。在接收室内噪声会成为侧音传入收听者的耳朵，从而使接收到的总噪声有所增加。

注2——即使在该值已达到17dB的时候，对具有期望水平的室内噪声仍会产生不利的影响。见建议G.113。

#### 6. 在国内延伸电路中加入PCM数字处理

##### 6.1 对国内传输规划的影响

在国内延伸电路中加入PCM数字处理需要修订现有的国内传输规划或者制定新的国内传输规划。

即将采用的国家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/数混合方式的运用提供条件。另外，这种规划必须为向全数字方式运用的平稳过渡做好准备。

##### 6.2 传输损耗的各种考虑

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为数字化，则国内延伸电路为维持国际连接的稳定度和控制国际连接的回声所必须提供的传输损耗就可以在本地交换局内引入。所需损耗的引入方式应当由所采用的国内传输规划来决定。国内延伸电路三种可能的结构由图3/G.121所示。

在图3/G.121的第1种和第2种情况下，衰减器R代表在数/模解码器的0dB r点与2线/4线终端设备的2线侧之间的传输损耗。同样，衰减T代表在2线/4线终端设备的2线侧与模/数编码器的0dB r点之间的传输损耗。实际上，该点可能不是0dB r的电平，因此R和T的衰减值由此就必然变动。

在图3/G.121第1种情况下，传输损耗是由衰减器R和T的组合引入的。这种传输损耗暂时建议为6dB或7dB<sup>2)</sup>。然而，只要总是符合CCITT有关国际连接的各项建议，R和T的各个值可以分别选定，以满足国内

1) 参照卷III第一分册第一部分附录中的§6。

2) 假定已取得足够大的平衡回输损耗（例如，通过阻抗校正或得到改进的平衡网络来实现）。在这种情况下，某些主管部门对衰减器R和T的总值也有可能考虑采用其他数值。见研究课题5/XVI的附件7[7]。

损耗和电平的要求。

在图3/G .121第2种情况下，用足够大的平衡回输损耗就可以满足有关修正参考当量、稳定度和回声的建议，无需求衰减器R和T的衰减值的总和等于某个特定的数值。不过，仍必须遵从有关损耗差的规定（本建议的§6.3）。此项规定转过来阐明下列关系：

$$R - T = 3 \sim 11 \text{ dB}$$

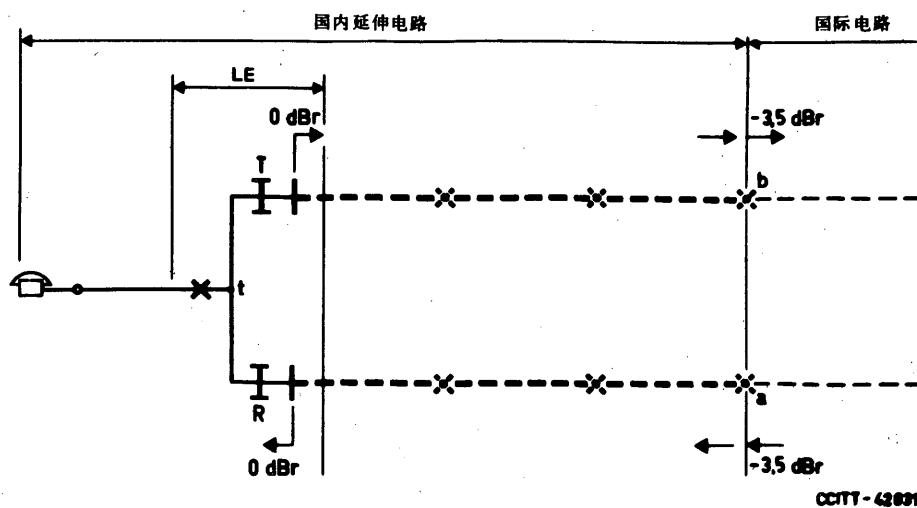
然而，照这些原则设计出来的本地交换局以及含有非对称模拟部分的国内延伸电路的末端的本地交换局，不能采用非对称容限的全部限值。

把 $3 \sim 11 \text{ dB}$ 的范围缩小也许是合乎需要的。这个问题正在研究之中（研究课题5/X VI [6]）。

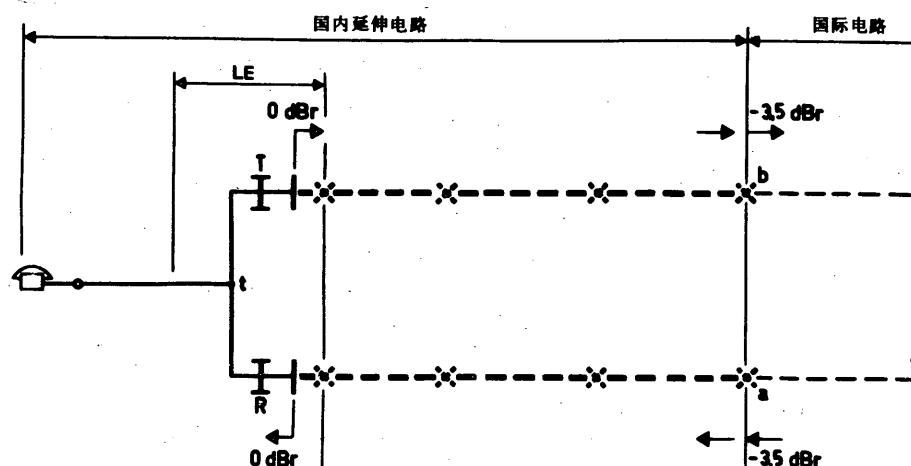
图3所示的衰减器R和T也是按模拟衰减器给出的。这类衰减器并不是在所有条件下都必须引入的。在某些情况下，在本地交换局内或国内延伸电路的其他某些点上利用数字衰减器引入所需损耗，也许更加实际。但是，如果采用的是数字衰减器，就必须考虑它们对数字数据或其它的要求端对端比特完整性的业务所产生的有害影响，如建议G .101，§4.4和建议G .105，§4所述。

图3/G .121的第3种情况是假定本地交换局采取4线制交换，并连同4线制数字本地线路和4线制“数字话机”加以安排的

对于图3/G .121确认的第3种情况，算到国际交换局的虚拟模拟交换点为止的发送修正参考当量和从国际

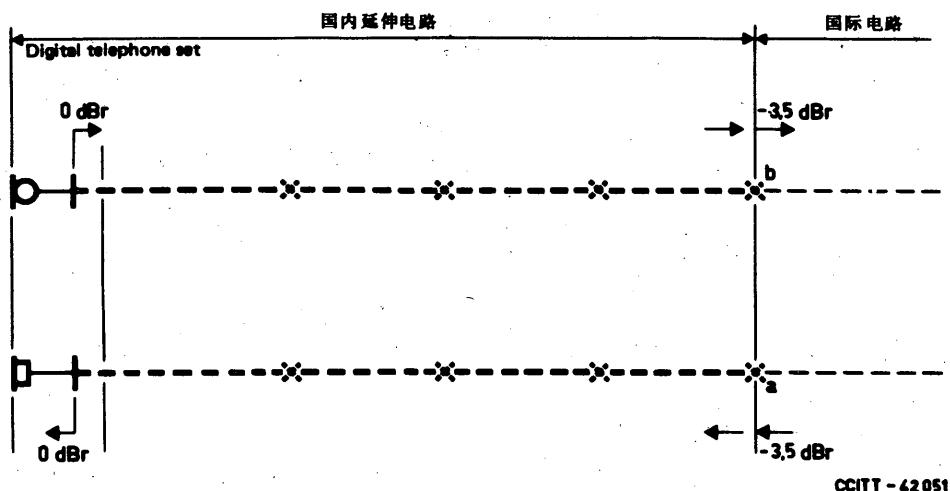


a) 第1种情况——采用2线制模拟交换的本地交换局和2线制模拟用户线



注——在本地用户线与本地交换局终端单元之间无2线交换点。

b) 第2种情况——采用4线制数字交换的本地局和2线制模拟用户线



c) 第3种情况——采用4线交换的本地交换局，4线制数字用户线和数字话机

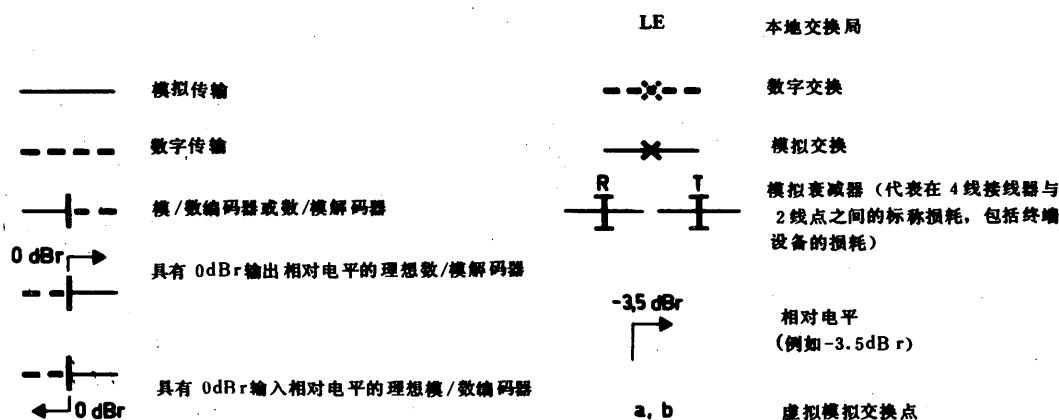


图 3/G.121 4线制数字链路延伸到4线本地交换局的国内延伸电路的示例  
交换点的虚拟模拟交换点算起的接收修正参考当量，由下面两式给出：

$$\text{发送CRE} = \text{发送CRE}_0 + 3.5\text{dB}$$

$$\text{接收CRE} = \text{接收CRE}_0 - 3.5\text{dB}$$

在上面的关系式中，发送CRE<sub>0</sub>是算到模/数编码器的0dB r点为止的发送CREs，接收CRE<sub>0</sub>为从数模解码器的0dB r点算起的接收CREs。在第三种情况下，模/数编码器和数/模解码器均装在话机之中（也就是说，模拟本地线路的长度为零）。

国际连接的稳定度和回声应以建议G.122为准。

### 6.3 两个传输方向之间传输损耗的差值

按照建议G.111，§6的规定，国际连接的两个传输方向之间传输损耗的差值不应超过8dB。此项要求适用于各种类型的连接，即全模拟方式连接，模/数混合方式连接和全数字方式连接。

为满足上述要求，图3所示的那些国内延伸电路在损耗t-b与损耗a-t之间不得出现大于4 dB的差异，即， $| \text{损耗}(t-b) - \text{损耗}(a-t) | \leq 4\text{dB}$ 。

尽管在开国际电话业务的情况下，两个传输方向之间传输损耗的差值高达8dB也是可以接受的，但是要在具有这种差值的连接上传送模拟数据，则会产生不利的影响。本建议§2.2和附件B中与全模拟方式连接的有关资料同样地也适用于模/数混合方式连接和全数字方式连接。

## 附 件 A

(建议G.121的附件)

### 两个传输方向之间标称损耗差值的估算

A.1 现在考虑在分属于两个主管部门的初级中心局之间用一条如图A-1/G.121所示的国际电路建立起来的国际连接。

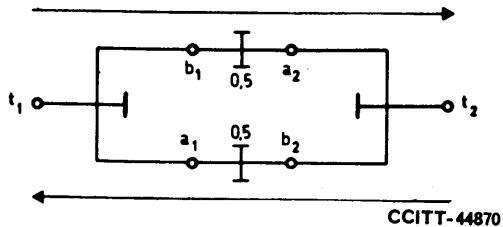


图 A-1/G.121

两个传输方向之中每一个传输方向上的标称全程损耗分别为：

$$1 \rightarrow 2 = t_1 b_1 + 0.5 + a_2 t_2 (\text{dB})$$

$$2 \rightarrow 1 = t_2 b_2 + 0.5 + a_1 t_1 (\text{dB})$$

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值为：

$$(t_1 b_1 - a_1 t_1) - (t_2 b_2 - a_2 t_2) = d_1 - d_2$$

其中，用  $d$  来表示  $d_1 = t_1 b_1 - a_1 t_1$  或  $d_2 = t_2 b_2 - a_2 t_2$ 。

A.2 几个主管部门各自的损耗  $a_1 t_1$  和  $b_1 t_1$  或损耗  $a_2 t_2$  和  $b_2 t_2$  的分贝值，连同其相应的  $d$  值，他们的差值可由表 A-1/G.121 给出。可以看出，在  $d_2 = 0 \text{ dB}$ （如荷兰）与  $d_1 = 3 \text{ dB}$  的任何一个主管部门（如北美）的两个主管部门之间的连接中，在两个传输方向之间会产生出  $(d_1 - d_2)$  为  $3 \text{ dB}$  的最大标称损耗差值。同时可以注意

表 A-1/G.121

	$a_1 t_1$ 或 $a_2 t_2$	$t_1 b_1$ 或 $t_2 b_2$	$d = t_1 b_1 - a_1 t_1$ 或 $t_2 b_2 - a_2 t_2$	$S = t_1 b_1 + a_1 t_1$ 或 $t_2 b_2 + a_2 t_2^*$
* 澳 大 利 亚 .....	0.5	0.5	1.0	0.0
比 利 时 .....	3.5	3.5	0.0	7.0
* 丹 麦 .....	1.9	1.9	0.0	3.8
西 德 .....	3.5	3.5	0.0	7.0
* 法 国 .....	2.2	2.2	0.0	4.4
香 港 .....	1.5	3.0	1.5	4.5
日 本 .....	4.0	4.0	0.0	8.0
* 荷 兰 .....	3.5	3.5	0.0	7.0
* 新 西 兰 .....	-1.5	1.5	3.0	0.0
* 北 美 .....	-0.5	2.5	3.0	2.0
* 挪 威 .....	0.5	3.5	3.0	4.0
* 瑞 典 .....	3.5	3.5	0.0	7.0
瑞 士 .....	3.5	3.5	0.0	7.0
英 国 (直接接入CT3的市话交换局) .....	0.5	3.5	3.0	4.0
英 国 (所有其他的交换局) .....	3.5	3.5	0.0	7.0
苏 联 .....	0.0	0.0	0.0	0.0

\* 原文为  $a_2 b_2$  系  $a_2 t_2$  之误、校注

到，大多数的标称损耗差值为  $d = 0 \text{ dB}$ ，从而使上述有关主管部门之间的连接上的标称损耗差值 ( $d_1 - d_2$ ) 同样等于  $0 \text{ dB}$ 。  
注——标有星号 \* 的主管部门，数值范围是合适的，而且，在各种情况下均能给出最小标称值  $a_1 t_1$  和  $t_1 b_1$  或最小标称值  $a_2 t_2$  和  $t_2 b_2$ 。在各种情况下，对所有的在此范围内的数值均能保持住这种标称损耗差值。对于这样一些主管部门来说，表中所列的总和就是最小标称值。北美指的是美国电报电话公司和加拿大电信载波协会。各项数值均用分贝表示。

A.3 在本地交换局之间以及在用户自费设备（也就是分离开的话机）之间进行的国际连接中两个传输方向之间的标称损耗差值也可以从表 A-1 中算出。但是，只有在国内 2 线制交换的长市线中继线等等都是标称对称的情况下，其结果才是真实无误的。通常就是这种情况。

A.4 该表的最后一栏列出  $t_1 b_1 + a_1 b_1$  的总和或  $t_2 b_2 + a_2 b_2$  的总和。这个数值表示下列属于国内传输规划来决定的分量：

$$\text{损耗 } a_1 - t_1 - b_1 \text{ 或损耗 } a_2 - t_2 - b_2$$

同时，如果（比如说）从稳定性（或回声）的观点来考虑，需要有  $a - t - b$  途径的损耗，（见图 1/G.122），表中最后一栏的数值就应该加上在  $t$  点上的稳定性（或回声）平衡回输损耗。

## 附 件 B

(建议 G.121 的附件)

### 电话传输规划对数据传输的影响

(荷兰主管部门供稿)

应用“不同增益”，往往会在一个传输方向上产生较高的电路损耗，而在另一个传输方向上产生较低的电路损耗，因为，由于稳定性的考虑，这两者之和应保持恒定。这一点说明在两端的不同增益成为不利组合时的国际连接中，在一个传输方向上肯定会产生  $4 \text{ dB}$  的额外损耗。

以现有各项建议为依据，并考虑到下列事项：

- 国内网路按国内传输规划估算出来的最大电路损耗（见〔8〕所引用的手册）；
- 合理的国际电路数；
- 国际电路和国内延伸电路的传输损耗的变化（见建议 G.151）；
- 数据设备的发送电平与接收电平以及提供设计用的衰减范围（建议 V.2〔2〕、V.21〔3〕和 V.23〔4〕）进行粗略的计算。

计算结果表明，在某些情况下，对国际连接预期获得的最大损耗正好是数据传输可能碰到麻烦的因素。

不同增益的引入会从不利的方式影响这种境况。

## 附 件 G

(建议 G.121 的附件)

### 用户线、中继线或长市中继线的修正参考当量

#### G.1 定义和主观测试

C.1.1 假设现已通过主观测试确定出：

$Q$ ——某一条线路和某一部用户话机的全程参考当量；

$Q_0$ ——同一部用户话机（不包括线路）的参考当量。

根据定义，这条线路对修正参考当量的影响（即：本地系统的修正参考当量中属于线路的那一部分）是：

$$y_L = y(Q) - y(Q_0) \quad (\text{C-1})$$

式中，函数  $y(q)$  由建议 G.111 的附件 A 加以定义。

注——仅是由于馈电电流对灵敏度的影响有所不同，则对发送与接收来说，线路的影响也会出现差异。如有必要，馈电电流的这种影响可以单独地估算出来。

G .1.2 中继线和长市中继线的修正参考当量可以直接通过图 A -1 / G .111 中通道 5 与通道 6 经由通道 2 (其中,  $X_2 = 25 \text{ dB}$  ) 进行的比较, 用主观测试的方法加以确定。

C .1.3 为了本地网路传输规划各个主管部门有可能需要计算出各种用户线的修正参考当量。CCITT 建议那些并不掌握大量主观测试数据的主管部门采用客观测量或下面所介绍的方法。某些主管部门在他们的网路中已采取各种必要的方式来估算他们使用的各种形式线路 (带有网上使用型号的话机) 的修正参考当量, 他们也许会在各种情况下继续采用任何一种早已运用过的简便计算方法。这一点是可以理解的。

## C .2 客观修正参考当量的测量

### C .2.1 假设:

$I$  为测量一部带线路的用户话机时 OREM-B 的标示值,

$I_0$  为测量一部不带线路的用户话机时的相应数值, 我们就可以近似地得到:

$$y_L = I - I_0 \quad (\text{C-2})$$

实际上, 此项关系式在供规划使用时可以提供足够的精确度 [9]。

注——把这种计算程序运用到有碳精送话器的话机时必须谨慎, 因为采用这种客观手段, 有可能把馈电电流的影响错误地测量出来。在这种情况下, 馈电电流的影响必须单独地使用真实的话音加以测量。

C .2.2 中继线或长市中继线的修正参考当量也可以用 OBDM 或 OREM-B 进行测量, 其结果与主观测试的结果完全一致 [10]。

## C .3 基于介入损耗的各种计算

### C .3.1 概述

注 1——在有用户线的情况下, 如果采用 C .3 所述的某种方法, 则线路电流 (实际上可能流动着的) 对送话器灵敏度的影响以及对调节器 (如果有的话) 的影响应分别地加以估算。

注 2——这些方法可供用户线、中继线或长市中继线使用; 介入损耗当然一定要在适当的阻抗之间进行测量或计算。

### C .3.2 明线线路的情况

在这种情况下, 线路的特性阻抗内所含的电阻分量很大, 同时, 线路介入损耗可以毫无困难地按照传输理论计算出来。一种合适的计算方法可查阅 [11]。参考文献 [12] 也提供出有关这个问题的资料。一般说来, 在可以供电话使用的频带内, 介入损耗的值几乎是稳定的, 用它足够精确地估算出修正参考当量。

若介入损耗随频率而发生明显的变化, 则应采用下面 § C .3.4 所述的那种方法。

### C .3.3 均匀电缆线路 (加感的或未加感的) 的情况

(见 § C .3.4)

### C .3.4 计算属于线路的修正参考当量部分的图解法

C .3.4.1 由衰减失真明显的电缆线对所引起的一部分修正参考当量, 可以通过简便的图解计算法近似地估算出来:

a) 介入损耗作为频率的函数 (以电缆常数和终端阻抗为依据) 被测量或计算出来。

b) 在坐标图上用一条曲线来表示介入损耗。该坐标图上, 频率采取对数座标, 损耗 (用分贝表示) 采取线性座标。

c) 在 200~4000 Hz 频带内介入损耗的平均值是通过采取合适的划分频带的办法, 或者通过画出一条水平直线, 使这条直线与曲线之间的面积在直线的两侧完全相等的办法, 以数字形式计算出来 (见 § C .3.4.3)。

d) 如果电缆线对正确地终端, 介入损耗的平均值就非常接近于由这个线对所引起的那部分修正参考当量的数值。

C .3.4.2 对于使用架空明线的用户线来说, 进行这种估算, 应当把线路在用户侧终端上一个能代表在 800 Hz 处测得的用户话机阻抗模数的电阻估算出来。

C.3.4.3 只要加感电缆的特性阻抗与用户话机的特性阻抗没有什么明显的差别，上述方法在加感电缆的情况下同样适用。如果观察到相当程度的失配，这种方法就不能照样使用。

这种计算方法可能不适用于截止频率明显低于3400Hz的加感电缆。

#### C.4 根据镜象衰减进行的计算

C.4.1 下面的公式和K值适用于未加感的均匀电缆线路。§C.3.1的注1仍然有效。

##### C.4.2 用户线的情况

属于用户线（未加感均匀电缆线路）的那部分修正参考当量 $y_L$ ，可用下列公式来表示，供规划使用时有足够的精确度。

$$y_L = y A_{800} \quad (C-3)$$

式中， $A_{800}$ 为该线路在800Hz处的镜象衰减；K为常数。K与用户线的长度无关，但在某种程度上是由导线的直径d决定的。

那些尚未掌握自己所辖网路的测量数据的主管部门，可采用表C-1/G-121所列的K值这种方法的细节详见[13]。

表 C-1/G.121 铜导线不加感电缆线路的系数K

d(mm)		0.32	0.4	0.5	0.6	0.65	0.7	0.8	1	1.27
K	用作用户线	1.43	1.27	1.17	1.13	1.12	1.11	1.11	1.12	1.17
	以600Ω终端		1.28	1.15	1.10		1.06	1.05		

#### C.4.3 中继线或长市中继线的情况

用§C.2所述的方法对以600欧终端的未加感电缆进行主观测试的结果[10]表明，在这种情况下，同样可以采用象方程式C-3那种形式的公式。表C-1/G.121的最后一行给出K值。

#### C.5 不均匀电缆线路的情况

经验证明，属于线路的那部分修正参考当量，按构成这条线路的各个均匀段落（在加感电缆或未加感电缆）分别用§C.2§C.3或§C.4所述的方法进行测量或计算，并把取得的各个部分参考当量相加起来，即可无明显误差地加以确定。

### 附 件 D

(建议G.121的附件)

#### 修正参考当量值和以前建议的参考当量值

本建议所推荐的修正参考当量值和以前建议的参考当量值列于表D-1/G.121。

表 D-1/G.121

		修正参考当量	以前建议的参考当量
国内系统的话务量加权平均值 (G.121, §1) 长期指标——发送	最小值 最大值	11.5 13	10 13
短期指标 ——接收	最小值 最大值	2.5 4	2.5 4.5
——发送	最小值 最大值	19 7.5	16 6.5
——接收	最大值 发 收	25 14	21 12
国内系统的最大值 (G.121, §2.1)			6
国内发送系统的最小值 (G.121, §3)		7	

## 参考文献

- [1] *Influence of speech path unbalance in terms of a reference equivalent on the quality of speech transmission.* CCITT Green Book, Vol. V, Supplement No. 7, ITU, Geneva, 1973.
- [2] CCITT Recommendation *Power levels for data transmission over telephone lines*, Vol. VIII, Fascicle VIII.1, Rec. V.2.
- [3] CCITT Recommendation *300 bits per second duplex modem standardized for use in the general switched telephone network*, Vol. VIII, Fascicle VIII.1, Rec. V.21.
- [4] CCITT Recommendation *600/1200-baud modem standardized for use in the general switched telephone network*, Vol. VIII, Fascicle VIII.1, Rec. V.23.
- [5] CCITT Recommendation *Measurement of reference equivalents and relative equivalents*, Vol. V, Rec. P.72.
- [6] CCITT Question 5/XVI, Contribution COM XVI – No. 1, Study Period 1981-1984, Geneva, 1981.
- [7] *Ibid.*, Annex 7.
- [8] CCITT manual *Transmission planning of switched telephone networks*, ITU, Geneva, 1976
- [9] CCITT 1977-1980, COM XII, Contribution No. 78 (France)
- [10] CCITT 1964-1968, COM XII, Contribution No. 15 (Sweden).
- [11] CCITT manual *Transmission planning of switched telephone networks*, Annex III.3, ITU, Geneva, 1976.
- [12] *Ibid.*, Annex IV.3.
- [13] *Ibid.*, Section 3 of Annex 6 (Australia) to Chapter V.

## 建议 G.122

### 国内系统稳定度与回声损耗对国内网路的影响

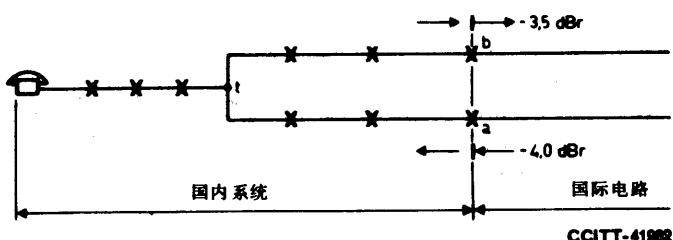
(1964年于日内瓦通过；1968年修订于马德普拉塔，  
1972年、1976年和1980年于日内瓦修订)

本建议提供的资料适用于全模拟国际电话连接。建议G.111, §6和G.121, §6中给出全数字和模/数混合连接关于保持稳定度与控制回声的有关材料。

国际连接的国内部分相当于图1/G.122所示第一条国际电路的虚拟模拟交换点'a' 和'b'  
a-t-b途径传输损耗（由两种传输损耗组成，a-t 与 t-b 的传输损耗和终端器的平衡回损t）从以下两方面考虑是很重要的：

- a) 提供 4 线链路防止不稳定度的边际，因此，0 ~ 4 千赫频带中 a-t-b 传输损耗所具有的最小值为其特征值。
- b) 提供了能在 4 线链路运用时的回声控制。应当注意，为具有长传播时间连接而设计的回声抑制器，它的使用要受到 a-t-b 传输损耗低值的不利影响。从回声角度考虑，应把 500 至 2500 Hz 频带内不加权平均功率比暂定为表征 a-t-b 传输损耗的量。

终端设备处出现的平衡回损属于终端设备在接收与发送通路之间引入的总传输损耗的一部分，它是分别由紧靠 2 线端和终端网路端的阻抗  $Z_2$  和  $Z_B$  之间的匹配程度来决定的平衡回损可近似用这两个阻抗之间（电流或电压）反射系数的倒数的传输单位来表示：



国际电路的虚拟模拟交换点

注——数字电路的相对电平见图2/G.101, a)

图 1/G.122 虚拟交换点的定义

$$\text{反射系数} = \left| \frac{Z_2 - Z_B}{Z_2 + Z_B} \right|$$

若变压器是理想变压器，并且靠近终端设备的4线发送端和4线接收端的阻抗也等于 $Z_B$ 时，该表示式是很精确的。

在国内延伸电路中引进4线数字电路通常会降低该延伸电路的平均损耗，减少该延伸电路的变化。见建议 G.121, §6。

本建议提出的各条要求均代表网路性能指标。

#### 1. 从稳定性角度考虑a-t-b途径的传输损耗：国内延伸电路的传输损耗（过去的A部分）

1.1 为保证国际连接有足够的稳定性，图1/G.122中国内网内沿a-t-b途径在虚拟交换和a 和 b 之间测得或算得的衰减值不应小于：

$$6 + \sum_{i=1}^n x_i$$

式中， $x_i$ 是i条电路两个传输方向的标称损耗之和，n是4线链路国内部分的电路数。可期望 $x_i$ 值在0到2dB范围内，并应这样选择该值，即遵照〔1〕中规定进行计算时，0dB或小于0dB的稳定性损耗(a-b)的危险率不超过6‰。

在0至4kHz所有频率上均应遵从此条规定。

在进行计算或测量时，可以假定电路具有在800Hz时的标称传输损耗值，并应考虑正常工作情况下所能遇到的一切终端条件。

注 1——在有效传输频带以外（即低于300Hz和高于3400Hz）的频率上，国际电话连接的稳定性受到下述有关频率上的传输损耗的支配：

- 终端设备的平衡回输损耗
- 终端设备的传输损耗
- 4线电路的传输损耗

注 2——稳定性损耗(a-b)有千分之六的可能性等于或小于0dB（按照〔1〕的规定），这就允许整个连接的环路稳定性降到3dB或小于3dB。这种情况可以满足交换网中的数据传输，但要记住其平衡回输损耗对应于用调制解调器代替用户线终端的平衡回输损耗，该值可望大于无条件稳定性回损。

表1/G.122（亦参阅〔2〕）给出在高于和低于300~3400Hz频率上可能引入的最小附加传输损耗估算值。

表 1/G.122 在有效传输频带以外可能遇到的一切正常工作条件下a-b途径的最小标称传输损耗

频 率 范 围 (Hz)	相对于800Hz 损耗的损耗值
100以下	不小于4dB
100~200	不小于1dB
200~300	不小于0dB
3400以上	不小于0dB

应当注意，这些最小值假定：

——在终端设备处的平衡回输损耗为零，即无平衡回输“增益”。但实际上会出现平衡回输增益，例如，带

有感抗的话机经短用户线与具有容性平衡网路的终端单元相连接的时候；

——采用具有高通特性的变量器型终端设备。而在使用电阻终端设备时则不是如此；

——无相对增益引入在高于或低于300~3400Hz的国内的4线延伸电路中。而低频端未经校正的实线电路或已均衡的电路的情况则不是如此。

1.2 为进行计算（例如，为了证明某一传输规划是否可行），可以假定在300~3400Hz频带内对于实际呼叫分布中的a-t-b途径衰减的平均值为 $(10+n)$ dB（对于此频带以外的频率，该值可加上表1/G.122给出的数值），并假设整个频带的衰减值是按标准偏差为 $\sqrt{(6.25+4n)}$ 在其平均值附近分布的。实际分布并非正态分布，但为使计算简便，亦可假定其为正态的。这一假设偏向保守。图1/G.131就是以该假设为依据而计算的。

上述平均值和标准偏差考虑到：

- 1) a-t 和 t-b 标称传输损耗值之和；
- 2) 损耗随时间的变化（如建议G.151，§3所示），假定同一电路两个传输方向的变化间具有统一的相关性。
- 3) 偏离该电路标称传输损耗平均值的数值。
- 4) 终端设备t处稳定平衡回损分布的平均值和标准偏差，这个分布原则上根据国内网上所建立的一切实际呼叫来确定。

1.3 制定新的为国际呼叫的传输与路由的国内规划时，鼓励各国主管部门把实际呼叫的a-t-b途径的衰减分布平均值至少定为 $(10+n)$ dB。

1.4 参照§1.1，用S表示下式之和

$$\sum_{i=1}^n x_i$$

例如，对国内网，同时达到下列条件即可满足所建议的限值：

1) 国际电路虚拟交换点a或b中的一点与终端设备t的2线输入端之间测得的两个传输方向a-t和t-b的标称传输损耗之和不应小于 $(4+S)$ dB。a-t和t-b的两数值没有必要相等，所以国内网两个传输方向增益可以不同。为满足建议G.121，§2的规定可能有必要这样做，但是这意味着4线链路和终端设备在终端业务时的传输损耗在不同的传输方向是不同的。t-b传输损耗标称值的选择在一切情况下均应参考建议G.121，§3来处理在加于每一国内链路的最小发送参考当量，以避免在国际网络中出现任何过负荷的风险。

2) 在终端设备t处，从稳定性观点来看，在正常工作期间所能遇到的终端条件下，平衡回输损耗值不应小于2dB。

1.5 假如除满足§1.4.1)的条件以外，从终端设备的稳定性考虑平衡回输损耗平均值不小于6dB时，可满足上述§1.3建议的指标，这6dB数值是指实际呼叫分布的平均值。

注1——在[3]引用的CCITT手册中描述了各国主管部门为改善平衡回输损耗而建议的若干方法，这些方法在某些情况下已成功地得到了应用。

注2——即使满足了上述诸项建议，仍然存在建议G.131，§1中指出的国际连接不稳定性的危险性。可以看出，即使在目前从稳定性考虑平衡回输损耗分布只能达到3dB平均值，标准偏差1.5dB的暂时过渡时期，国际连接的稳定性仍是可允许的。因此，不必等待国内网的平衡回输损耗全面改善之后即可执行G系列建议第1节阐述的传输损耗。

注3——提请注意建议G.101，§5的注3关于短程4线电路传输损耗。

注4——提请注意建议Q.32[4]关于建立与拆除呼叫期间保证国际连接稳定度的措施。

## 2. 从回声角度考虑a-t-b途径的传输损耗

2.1 暂定从回声角度考虑a-t-b途径的传输损耗平均值不应小于 $(15+n)$ dB，偏离平均值的标准偏差是 $\sqrt{(9+4n)}$ dB，在此，n为国内链路中的4线电路数。

2.2 根据300Hz至3400Hz范围内负斜率为3dB/倍频程加权的功率转移特性A(f)的积分可求得回声损耗(a-b)，公式如下：

$$\text{回声损耗 } L_e = 3.85 - 10 \log_{10} \left[ \int_{300}^{3400} \frac{A(f)}{f} df \right] dB$$

注1——这种方法代替了早期方法，即暂定用500~2500Hz频带内功率比的不加权平均值的传输单位来表示从回声角度考虑的a-t-b途径的传输损耗。现已采用的新方法与各个连接的主观评定意见更为一致。不过，据

一个国家主管部门报告说，用两种方法对实际连接的大量取样计算所得的回声途径的损耗分布，具有几乎相同的平均值和标准偏差。因此，老方法搜集的数据在研究规划时仍被认为是有用的。

注 2——已有证据表明，白噪声信号对于测量抵消后残余的回声电平并不是必需的一种最佳方式。因为回声消除器不能像工作在真实话音信号时获得完全相同的条件，所以采用常规电话信号（建议G.227[5]）较好，而采用人工话音信号（见[6]）则更好。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。

2.3 从回声角度考虑 $a-t$  和 $t-b$  传输损耗之和的平均值不小于 $(4+n)dB$ ，偏离平均值的标准偏差不超过 $2\sqrt{n}dB$ ，同时从回声角度考虑终端设备 $t$  的平衡回输损耗不小于 $11dB$ ，偏离平均值的标准偏差不超过 $3dB$ ，这就是如何达到上述§2.1中引用的暂行规定的一个实例。

## 附 件 A

（建议G.122的附件）

### 稳定度损耗（a-b）与回声损耗（a-b）的测量

§1.1和§2.2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的原理在国际中心局用仪器进行测量。

就回声测量而言，发送和接收滤波器的综合响应必须有效地执行正文§2.2中的暂行规定，比如，测得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 $0.25dB$ 。

发送与接收之间总响应分配是不严格的，只要满足如下所述条件，则任何合理的划分均可采用：

——避免因发送信号的频谱没有限制而在国内传输系统中产生过度的路际干扰；

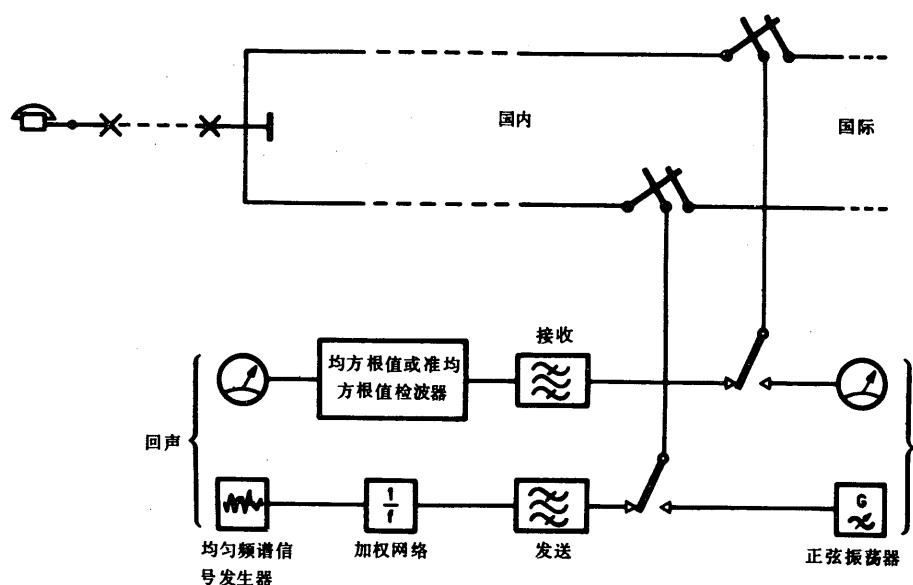


图 A-1/G.122 从稳定度和回声角度考虑测量 $a-t-b$  途径传输损耗的原理

——阻止会产生误差的无用信号，如噪声、电路噪声、载漏信号等，进入接收设备。

在国际中心局以自动或人工方式与4线交换机接口，需要做适当安排（图中未表示），以便保证在实际交换点必须考虑的传输电平。

就稳定度测量而言，若采用扫频振荡器，就必须注意有引起国内信号系统错误动作的危险。

若国内延伸电路中采用回声抑制器，则会得出异常的回声与稳定度测量结果。

测（a-b）回声损耗时，首先将发送滤波器的输出与接收滤波器的输入连接，放置适当的电平并记录下来，然后按图A-1/G.122所示连接该装置，并记录仪表上的新读数，所显示的损耗即回声损耗（a-b）。

## 附 件 B

(建议 G .122 的附件)

### 与 a-t-b 途径相关的术语释义

(英国电信总局和澳大利亚的文稿)

#### B .1 回波损耗

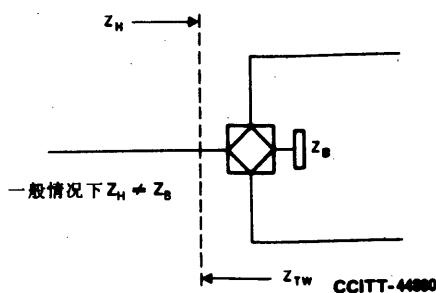
是与两阻抗之间匹配程度相关联的量，由下式表示：

$$Z_1 \text{ 对 } Z_2 \text{ 的回波损耗} = 20 \log_{10} \left| \frac{Z_1 + Z_2}{Z_1 - Z_2} \right| \text{ dB}$$

此“回波损耗”表达式限于在同时承受两个传输方向信号的 2 线通路中应用。

#### B .2 平衡回输损耗

建议 G .122 的前言给出了清楚的定义，图 B-1/G .122 说明该定义。



$$\text{平衡回损} = 20 \log_{10} \left| \frac{Z_B + Z_{TW}}{Z_B - Z_{TW}} \right| \text{ dB.}$$

图 B-1/G .122

2 线部分一定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 线部分每个支路呈现的阻抗亦为  $Z_B$ （如 600 欧姆），而终端设备呈现的 2 线点阻抗大致等于  $Z_B$ 。图 B-2/G .122 说明了这种情况。

术语“平衡回输损耗”（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 途径损耗。

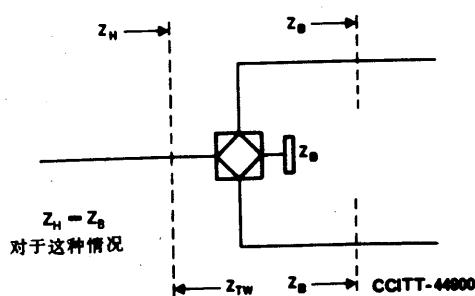


图 B-2/G .122

#### 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具体“t”点的安排中，例如某个实验室内模拟一些长的连接，其回声是由跨接于两个 4 线通路的受控单向通路引入的。本建议中“t”点是必要的，因为本文讨论的是实

际公众电话交换网。

因而，一般会出现两种情况。

第1种情况：确有“t”点存在（图B-3/G.122）。

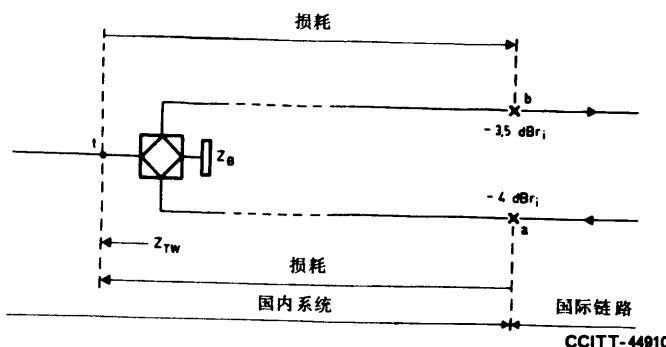


图 B-3/G.122

a-t-b途径的传输损耗可根据下式计算：

$$\text{损耗}(a-t-b) + 20 \log_{10} \left| \frac{Z_B + Z_{TW}}{Z_B - Z_{TW}} \right| + \text{损耗}(t-b)$$

此图是用标有相对电平的国际电路的虚拟交换点来表示的。缩写dB<sub>ri</sub>的下标i表示这些相对电平是针对国际电路0dB<sub>r</sub>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（正确的意义为相差0.5dB），例如用于国际中心局的实际交换电平。

第2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。

这种情况下的a-t-b途径损耗可根据(R+E+S) dB式计算（假设在4线电话处，声音反馈可以忽略）。

在上述两种情况下，原则上“a-t-b”途径损耗可按照附件A所示原理直接测得，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：

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{a-t-b途径的} \\ \text{传输损耗} \end{array} \right\} \equiv \left\{ \begin{array}{l} \text{a与b之间的} \\ \text{传输损耗} \end{array} \right\}$$

或更简单地说：

$$\text{损耗}(a-t-b) \equiv \text{损耗}(a-b)$$

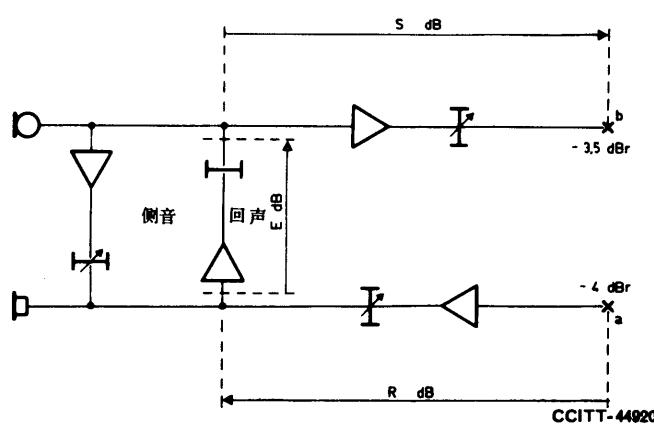


图 B-4/G.122

#### 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。若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“从稳定度（或回声）角度考虑的a-t-b途径传输损耗”，也可采用更简略的说

明：稳定性损耗 ( $a-b$ ) 和回声损耗 ( $a-b$ )。

本建议正文给出用单一数值描述的定义，例如：稳定性损耗 ( $a-b$ ) 为 0~4 kHz 频带(见§1) 上 (测量或计算) 的最小值，而回声损耗 ( $a-b$ ) 则是整个 300~3400 Hz 频带上 损耗 / 频率函数的加权积分值 (如§2 所示)。

如果回声途径的损耗 / 频率特性能用图解或表格来表示，则采用这两种回声损耗 ( $a-b$ ) 的计算方法的任一种对附件 A 中建议用于现场测试的计算来说都是令人满意的。

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 (梯形规则)

若用图解形式表示回声途径的损耗 / 频率特性 (或适当地测其数据) 时，可利用梯形规则计算回声损耗如下：

1. 将频带 (300~3400 Hz) 按对数频率座标分为 N 个等宽的分频带。
2. 读出 N 个分频带的边缘处 N + 1 个频率中每一个频率的回声损耗，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

若只能在 N + 1 个离散频率 (即，这些离散频率在对数频率座标上间距不均匀) 上获得损耗 / 频率数据时计算过程如下：

文中给出的回声损耗 ( $a-b$ ) 公式的一个近似式是：

$$L_e = 3.24 - 10 \log_{10} \sum_{i=1}^N (A_i + A_{i-1})(\log_{10} f_i - \log_{10} f_{i-1})$$

式中，

$A_0$  频率为  $f_0 = 300 \text{ Hz}$  时输出 / 输入功率比

$A_i$  频率为  $f_i$  时的功率比

$A_N$  频率为  $f_N = 3400 \text{ Hz}$  时的功率比

注 1——所采用的近似式假设在分频带内  $f_{i-1}$  到  $f_i$  的功率比是常数，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的组合求出的。

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	0.222	$\infty$	0	0.124	0.0275
500	2.699	0.204	9.05	0.124	0.402	0.0820
800	2.903	0.097	5.56	0.278	0.636	0.0617
1000	3.000	0.176	4.46	0.358	0.838	0.1475
1500	3.176	0.125	3.19	0.48	0.970	0.1213
2000	3.301	0.097	3.09	0.49	0.881	0.0855
2500	3.398	0.079	4.08	0.391	0.571	0.0451
3000	3.477	0.055	7.45	0.180	0.180	0.0099
3400	3.532		$\infty$	0	总计	0.5804

近似式中乘积项之和可很方便地算出，如下面实例所示：

$$L_e = 3.24 - 10 \log 0.5804 = 5.6 \text{ dB}$$

### B. 5 回声途径的参考当量

建议G.131讨论整个讲话者回声途径，利用参考当量表征该途径是很方便的。按惯例可把回声平衡回损看作是构成嘴耳回声途径的全程参考当量的组成部分。当然，如§2的正文所示，当回声损耗( $a-b$ )已知时，它可用来代替损耗( $a-t$ )、 $t$ 点的回声平衡回损和损耗( $t-b$ )这三个量之总和。

此处，回声途径的标称全程参考当量或简言之“回声参考当量”可以计算出来，如图B-5/G.122所说明。

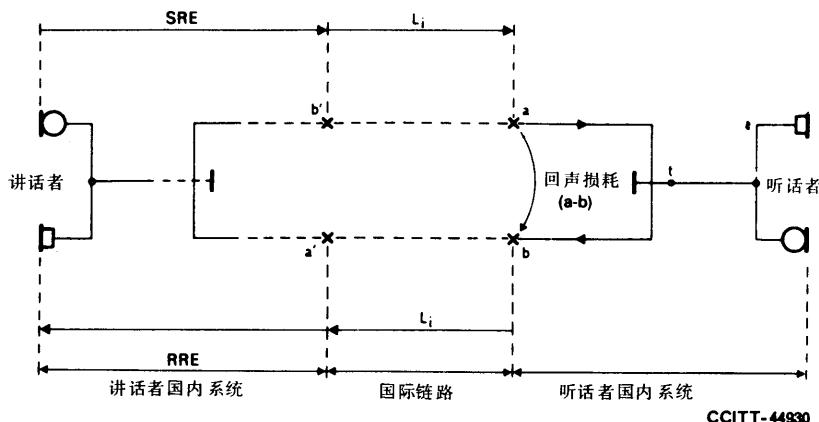


图 B-5/G.122

### 回声参考当量

- = 讲话者国内系统的SRE + RRE
- + 两倍国际链路损耗（即：800Hz或1000Hz时的 $2L_i$ ）
- + 收听者国内系统的回声损耗( $a-b$ )（即：遵照本建议进行平均）。

### B. 6 有用术语简介

**回波损耗**——与2线双向电路相关；见经典定义。

**平衡回输损耗**——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途径的传输损耗**——无论有无具体“ $t$ ”点，均可认为是损耗( $a-b$ )。

**稳定度损耗( $a-b$ )**——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( $a-b$ )。

**回声平衡回损**——按照文中§2的要求进行平均的平衡回损。

**回声参考当量**——讲话者国内系统发送参考当量与接收参考当量、两倍国际链路损耗、以及收听者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, Fascicle III.2, 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, Fascicle VI.1, Rec. Q.32.
- [5] CCITT Recommendation *Conventional telephone signal*, Vol. III, Fascicle III.2, Rec. G.227.
- [6] CCITT Question 8/XII, Annex 2, Contribution COM XII — No. 1, Study Period 1981-1984, Geneva, 1981.

## 国内网的电路噪声

(1964年于日内瓦通过；1968年于马德普拉塔，  
1972年，1976年和1980年于日内瓦修订)

### 1. 电力线感应的噪声（过去的A部分）

用户话机与其国际中心局相连接的电话线路<sup>①</sup>链，会一部分或几部分地受到电力线的影响，所有影响这些线路的电力线通过磁感应和/或静电感应而产生噪声。假设在线路链中介入的电信设施已经过尽可能完美的对地平衡，符合最现代化设备的结构要求，这种噪声的用户话机（接收时）线路端噪声计电动势的网络性能指标应不超过1 mV。

应当注意，即使在平衡得很完美的线路中，将对地平衡程度太差的设备介入进去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，一般地总可以看到这样的交换中心局，终接在这些中心局上的某些线路（与CCITT规定相符的电缆线路）是没有邻近电力线所产生的噪声的，这样足以确定中心局到用户话机之间线路<sup>①</sup>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（过去的B部分）

#### 2.1 模拟系统

##### 2.1.1 甚长电路（约2500~25000 km）

在一个大的国家，若采用长于2500 km的延伸电路，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，构成这些电路的设备，其每通路的线路噪声设计指标不超过2 pW0 p/km。

##### 2.1.2 甚短电路至2500 km长的电路

这种电路应满足建议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 pW0 p/km的平均值，各种调制设备产生的噪声功率应满足参考文献[2]所引的建议条款。

考虑到一个实际电路的具体结构，在评价其噪声性能时，必须采用相关的建议CCITT/G .226[3]（用于电缆系统）或建议CCIR/395-2[4]（用于无线电接力系统）

注1——设备可容许的噪声并不取决于该电路是属于国际4线链路的一部分还是通过2线交换连接到国际4线链的。然而，电路噪声这些功率值假设了建议G .103提出的假设参考连接是，或将来是一个合理的典型连接，而且还假设：将本地交换机连接到初级中心局的电路的总长度不会过份长。各国主管部门请注意CCITT在1964~1968研究期间所得出的研究结论。这一结论指出，若连接的质量评定为“差或劣”的百分比中，由于本地交换机至初级中心局间连接电路所产生的噪声而引起的额外百分数要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数的一半，那么，这些电路中每条电路所产生的噪声应限制在约500 pW0 p（系统各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 pW0 p，基群80 pW0 p，超群60 pW0 p）时，连接本地交换机至初级中心局的电路（图1/G .103）在其长度小于约50~100 km时将不会超过500 pW0 p的总噪声功率。

注3——在那些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已包括了压扩器增益的效果。

<sup>①</sup> 此处§1使用的“线路”一词应理解为是用户线路、长市中继线或长途电路。

## 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是无关的。

### 3. 国内4线自动交换局的噪声<sup>①</sup>（过去的C部分）

#### 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条出局电路输出点的线对。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），而且它们不必与建议M.640[9]所规定的正文接口点相同。

#### 3.2 忙时平均噪声功率的设备设计指标

长期忙时平均噪声功率不应超过下列数值：

- 1) 噪声计加权噪声：-67 dBm 0 p (200 pW 0 p)，
- 2) 不加权噪声：-40 dBm 0 (100000 pW 0)，利用在30~20000Hz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-35dBm 0时，在5分钟内数到的脉冲噪声计数不应超过5次（见[10]所引证的有关测试程序的建议）。

注——图3/Q.45[1]表示了在5分钟时间内可接受的脉冲噪声计数的最大值。

### 4. 国内系统的噪声分配（指导规划用）（过去的C部分）

下文所示噪声功率为标称值。

网路的规划应该使进入国际网路并由国内发送系统引起的噪声功率满足下述条款的限值：

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为国内链路中长距离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 $(3100 + 0.9L)$ pWp。

这一条规定的推导在附件A中进行说明。

注——就接收方向而言，在有些国内网路中已经出现这样一个问题：当损耗减小时，电路噪声比较明显，这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，然后又通过（或许是）在较低级别的交换局中采用4线交换而大大改善传输时，它就会发现自己将处于不良的噪声情况之下。因此，保持噪声与损耗之间适当的平衡是十分重要的。

#### 附 件 A

（建议G.123的附件）

#### 国 内 系 统 的 噪 声 分 配

A.1 希望国内网路产生的噪声功率应依据虚拟交换点——国内网与国际网之间议定的接口处的电平加以限定。为此目的，必须对国内网路中损耗分配的某种特定方案做出假设。解决的办法是采用议定一致的参考连

① 按照建议Q.31[6]，该指标与建议Q.45[1]中的规定相同。

接来规定由国内系统产生的折算到国际电路虚拟交换点的最大噪声功率电平。

A.2 鉴于国内网路的构成方式，可以用  $A + B L$  表示噪声的容限值，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值， $L$  为国际连接的国内部分中上述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 确定的涵义划分）。

A.3 在国内发送系统中使用此法是比较简明的，可用来限制进入国际连接的噪声量。

A.4 中等大小国家（即，从 CT 3 至最远的本地交换局，不大于 1500 km）

一个切合于国内发送系统的假设参考链路已示于图 A-1/G.123<sup>③</sup>。假设本地交换局与初级中心局之间的电路采用 FDM 载波系统，长度不超过 250，工作标称损耗为 3dB。该电路的噪声功率取最大值为 2000 pW<sub>0</sub>。初级中心局与第二级中心局间的电路亦假设采用同类型的 FDM 载波系统。

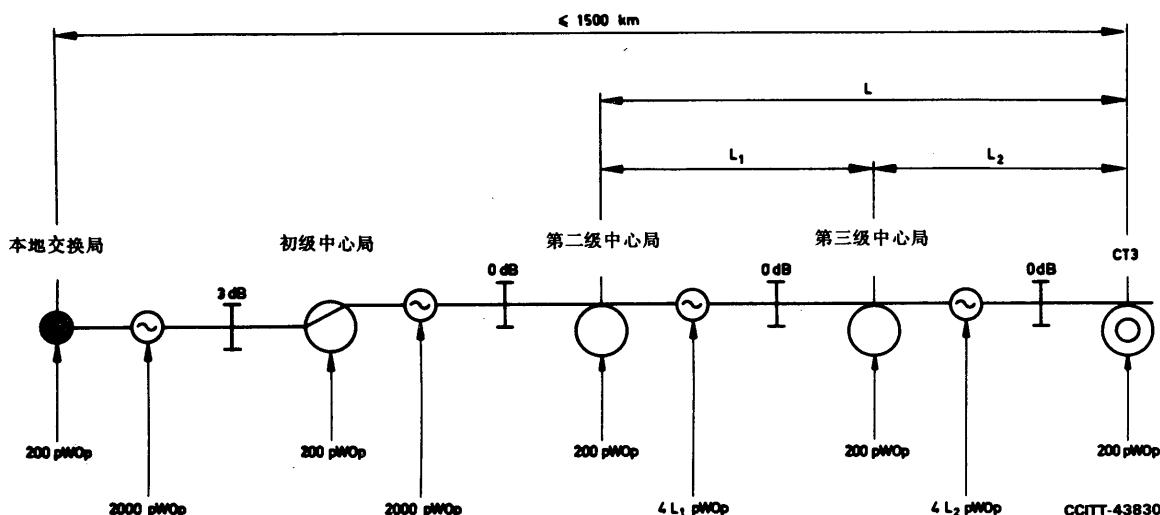


图 A-1/G.123

两个长距离干线电路线路噪声率假定为  $4 \text{ pW/km}$ ，这两条电路的线路总长度（图 A-1/G.123 中  $L_1 + L_2$ ）接近于 1500 km 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。因而可假定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 200 pW<sub>0</sub>。

折算到 CT 3 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）：

$$200 + 4L_2 + 200 + 4L_1 + 200 + 2000 + 200 + \frac{1}{2}(2000) + \frac{1}{2}(200) = 3900 + 4L \text{ pW } 0$$

式中  $L = L_1 + L_2$ 。该式可近似写成  $4000 + 4L \text{ pW } 0$ 。

该式在  $L$  不超过 1500 km 时有效，在 1500 km 这一距离时折算出噪声功率为 10000 pW<sub>0</sub>。

#### A.5 大的国家

在  $L$  超过 1500 km 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：按低于  $4 \text{ pW/km}$  的噪声率来规划国内系统是必要的。

要假设的一个适当数值是  $2 \text{ pW/km}$ ；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。

用于大国的规则已经制定，如图 A-2/G.123 所示。图中画出了  $4000 + 4L$  的规则，它通过点 (1500 km, 10000 pW)。通过这一点作了一条斜率为  $2 \text{ pW/km}$  的直线，可以看出其截距为 7000 pW。因此适于大国的规则应该是  $7000 + 2L \text{ pW } 0$ 。（为简便起见，在计算中忽略了最末一条国内电路的标称损耗 0.5 dB）。

<sup>③</sup> CCITT 秘书处注——该图所示噪声值为最大值；请同时参见图 1/G.103 的相应部分。

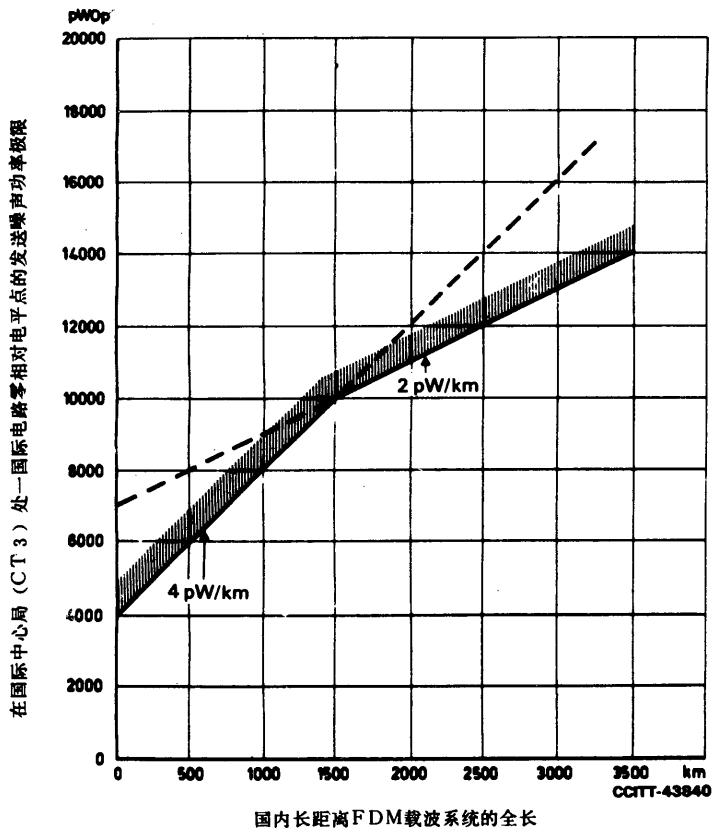


图 A-2/G.123

## 参考文献

- [1] CCITT Recommendation *Noise objectives for design of carrier-transmission systems*, Vol. III, Fascicle III.2, Rec. G.222.
- [2] *Ibid.*, § 4.
- [3] CCITT Recommendation *Noise on a real link*, Vol. III, Fascicle III.2, 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. 395-2, ITU, Geneva, 1978.
- [5] CCITT Recommendation *Performance characteristics of PCM channels at audio frequencies*, Vol. III, Fascicle III.3, Rec. G.712.
- [6] CCITT Recommendation *Noise in a national 4-wire automatic exchange*, Vol. VI, Fascicle VI.1, Rec. Q.31.
- [7] CCITT Recommendation *Transmission characteristics of an international exchange*, Vol. VI, Fascicle VI.1, Rec. Q.45.
- [8] *Ibid.*, Figure 1/Q.45.
- [9] CCITT Recommendation *Four-wire switched connections and four-wire measurements on circuits*, Vol. IV, Fascicle IV.1, Rec. M.640.
- [10] CCITT Recommendation *Transmission characteristics of an international exchange*, Vol. VI, Fascicle VI.1, Rec. Q.45, Annex A.
- [11] *Ibid.*, Figure 3/Q.45.

## 国 内 载 波 电 路 的 特 性

(1964年于日内瓦通过；1968年于马德普拉塔、1972年于日内瓦修订)

就衰减失真而言，可能构成国际连接部分的载波电路，应当满足建议G .132的要求。该电路应按照有关国际连接的这部分的建议，传送通常所期望的各种信号（例如：话音、数据、传真）。

关于国内电路杂音性能的建议现在列入建议G .123（国内网的电路噪声）。

### 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

本分节给出建议G .101，§2规定的 4 线链路的全部特性

## 稳 定 度 与 回 声

(1964年于日内瓦通过；1968年于马德普拉塔，  
1970年、1976年和1980年于日内瓦修订)

#### I. 电话传输的稳定性（过去的A部分）

国际电路的标称传输损耗已经确定，电话传输的稳定性对交换连接影响的其余的主要因素是：

- 传输损耗随时间的变化和在各条电路间的变化（建议G .151，§3）；
- 电路的衰减失真（建议G .151，§1）；
- 稳定性平衡回输损耗的分布（建议G .122，§1）；

对国际连接的稳定性已做了计算，其结果示于图1/G .131。该图给出可能产生小于或等于0dB 或3dB 稳定度的连接的比例（在所有可能的连接中），将其作为组成 4 线链路的电路数的函数，并给出假设的稳定性平衡回输损耗的平均值。实际已建立的具有等于或小于上述稳定性值的连接的比例当然将是非常小的。

在说明稳定性可能等于或小于3dB 的呼叫比例的曲线意义时应记住，较为复杂的连接无疑要并入一条装有回声抑制器的电路，在这种情况下，通话期间的稳定性是非常高的。

计算之前的简单假设如下：

- a) 国内电路按照建议G .122. §1的要求接入国际链路，
- b) 在装有自动调节的基群路由上的国际电路传输损耗标准偏差为1dB 。这与建议G .122. §1.2 所采用的假设一致。第IV研究组第十测试系列的结果表明，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，适用于 4 线点间的有关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及失真的容限。
- f) 除测试频率以外，任何频率的电路传输损耗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。因为平衡回输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。

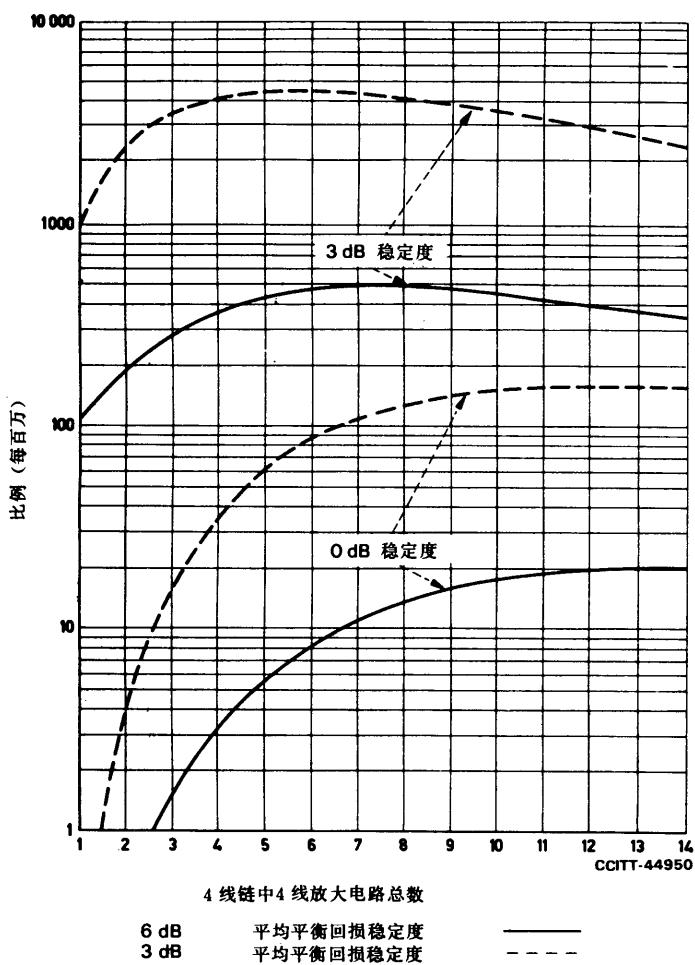


图 1/G .131 稳定度等于或小于 0 dB 或3dB 的可能连接的比例

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劣于3dB，标准偏差劣于1.5dB 的那些国内网路，就振荡而言，未必严重危及国际连接的稳定性。但是，可能产生的振鸣失真和回声现象还是存在的。

计算的详细步骤示于 [ 1 ]。

## 2. 回声的限制（过去的 B 部分）

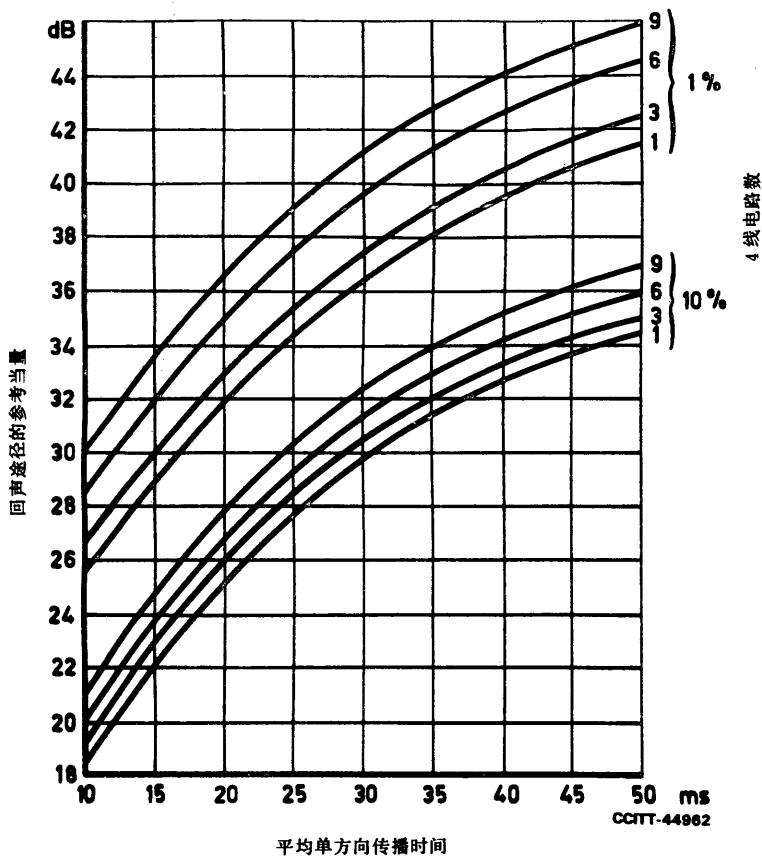
提供国际通信的现代电话网的主要电路是采用对称线对，同轴线对或无线电中继系统的高速载波电路。除包括甚长国际电路的连接以外，一般不使用诸如回声抑制器、回声消除器等回声控制装置。通常在国内网中没有普遍使用回声控制装置的必要，但是在大国的国内业务中有可能使用。在传送国际呼叫的加感电缆电路（低速电路）上也可能需要回声控制装置。

下述两种办法均可控制回声：要么调整电路的四线链路的全程损耗，使回声电流大大衰减（也就是说，调整到某一回声回损特定值），要么安装回声控制装置。

### 2.1 传输损耗的调整

图2/G .131中的曲线表明，如果不安装回声抑制器，则回声途径中必须采用的标称参考当量<sup>1)</sup>最小值。参考当量作为平均单向传播时间的函数。本卷末的增补No.2说明了这些曲线的推导过程，而本建议的附件A给出了应用这些曲线的实例

1) 如果图2/G .131是以长市中继线和长途电路的标称损耗值为依据，则该值是指用户系统的最小S R E（发送参考当量）和最小R R E（接收参考当量）。参见G系列建议第1章后的附录§1.7。



注 1——遇到不满意的回声概率的百分比。

注 2——回声途径的参考当量在此规定为下述数值之和：

——终端本地交换局发话用户线的 2 线端和受话端 4 线 / 2 线终端设备的 2 线端之间两个传输方向的传输损耗值。

——受话端回声平衡回损的平均值。

——发话本地交换局的用户话机和用户线同时有最小的发送与接收参考当量。

图 2/G.131 回声容限曲线

该曲线适用于用四线连接起来的电路的链路。但若采取预防措施保证二线连接点有良好回损指标（例如平均值27分贝，标准偏差3分贝），则上述曲线亦可用于用二线连接起来的电路。

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增加：

- 小于500km 的路程距离0.5dB；
- 500km 到1000km 之间的路程距离1.0dB；
- 每增加500km 或小于500km 的路程距离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。

## 2.2 回声控制装置

回声抑制器优先选用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，称为长时延回声抑制器，如在卫星系统的电路所使用的那些。短时延回声抑制器特性于[2]中给出。[3]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。建议G.164中阐述了具有新功能的回声抑制器。另外一种控制回声的方式是通过回声消除器实现的，其特性示于建议G.165。指导使用回声抑制器的规则正在研究。在此研究期间内应遵守§2.3和§2.4中给出这些规则的一般原则。

## 2.3 决定回声限制的规则

此处只考虑电话方面。回声抑制器是数据传输和其它电报类传输的干扰源。对于数据传输，建议使用具有

单音阻塞器的回声抑制器(参见[4]中引用的建议)。对于进行交换的电话业务，其信号系统的兼容性由建议Q.115[5]来保证。

### 2.3.1 理想规则

理想设计应满足的基本要求在下述规则A至规则D中给出。

#### 2.3.1.1 规则A

在假定了发话机和线路最小实际标称发送与接收参考当量的情况下，任何两个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”概率应小于1%。

注——某一对指定的本地局间的呼叫，按路由排列和一天中的时刻会遇到不同数目的4线电路。根据某些惯用的假设，图2/G.131表示遵照此规则来评定总业务量中的各个部分，它们是分别由1、2、3…9条4线电路完成的(见本卷末增补No.2)。

#### 2.3.1.2 规则B

在任一需要回声抑制器的连接中，不应包括一个以上的等效于全回声抑制器的装置(即两个半回声抑制器)。若完整回声抑制器多于一个以上，则通话易于被切断，还可能发生锁定。

#### 2.3.1.3 规则C

在不需用回声抑制器的连接中，不应安装该装置，因为回声抑制器可增加故障率，成为额外的维护负担。

#### 2.3.1.4 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。由于持续时间甚短，可以减少话音被回声抑制器切断的机会。

### 2.3.2 实用规则

应该承认，实际上解决问题所遵从的规则并不象上述理想规则A至D那样生硬、死板。因而提出下面若干实用的规则E至L，希望能够缓和交换，信号及经济等方面的问题。若能合理地遵守规则A至D时，则不应该使用规则E至L。

#### 2.3.2.1 规则E

在包括两个国家的最长4线国内延伸电路的连接中，因回声引起“不满意”的概率，经有关国家主管部门之间达成协议后，不是1%(规则A)而是10%，是可以容许的。只有在下述场合下，规则E<sup>2)</sup>才能生效。一是，根据规则A<sup>2)</sup>，这些连接必须使用回声抑制器。二是，相邻的两个有关国际中心局的区域之间的连接没必要使用回声抑制器。

#### 2.3.2.2 规则F

如果觉察到不能遵从上述规则时，可将回声抑制器装设在国际交换局或适当的国内转接中心局。但是，对于终了时延不超过[6]引用的建议所推荐的最大值，回声抑制器应尽量放在接近各个用户的地方。对于中等大小的国家，通常意味着每个半回声抑制器应装设在呼叫起始和终止的国家内。

#### 2.3.2.3 规则G

在个别情况下，只要两个持续时间都不超过70毫秒，短时延全回声抑制器可装设在转接电路的出端(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，而且使信号交换方式简单化。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”，因为这样将要求较短的持续时间。

在这种情况下，是否可以使用长时延全回声抑制器这一问题正在研究中。

#### 2.3.2.4 规则H

在特殊情况下，例如出现中断现象时，可备有应急路由。如果该路由的各条电路没有回声抑制器能使用一个短时间，就不必固定安装回声抑制器。但是如果应急路由需维持若干小时以上，则必须按照上述规则A至E安装回声抑制器。

#### 2.3.2.5 规则J

已经同意，不需要回声抑制器的连接，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。(在具有中等时延时间的电路中，很难发现有调节完好的回声抑制器)。

2) 建议Q.115[5]是对于英国——欧洲网路关系应用规则A和规则E的研究。

终端国际交换局可以从发话国际交换局接入一条以上的路由，而且

- 1) 至少有一条路由是需用回声抑制器的，以及至少有一条路由不需要回声抑制器，
- 2) 发话交换局不能确定使用哪一条路由，在这些情况下均应接入回声抑制器。

#### 2.3.2.6 规则 K

在需用回声抑制器的一个连接上，允许最多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持续时间的全回声抑制器的连接，会引起通话严重的限幅和大大增加锁定的危险性。

#### 2.3.2.7 规则 L

装有长时延回声抑制器的电路连接到一部装有短时延回声抑制器的电路时，通常不需要断开（或阻塞）中间的回声抑制器。但如果这时连接处于两终端半回声抑制器之间的那部分平均单向传播时间不大于50ms时，则需断开（或阻塞）中间回声抑制器，因为不同类型的回声抑制器大部可以相互兼容。

### 2.4 连接中插入回声抑制器

现已考虑插入回声抑制器的方法如下：

- 1) 提供几组电路共用的回声抑制器组(pool)，并为需要回声抑制器的任何一条电路准备——与之相连的回声抑制器（见建议Q.115[5]）；
- 2) 安排一些电路固定装回声抑制器，但不需要回声抑制器时，可将其断开（或将它们阻塞，见[7]）；
- 3) 将国际路由的电路分为两组，一组装有回声抑制器，另一组则不装。根据该连接是否应接入回声抑制器，从适当的电路组中选取一条电路安排这一连接。但应当承认，电路分成组后，就不可能充分利用了，这一点必须牢记；
- 4) 在设想的方案中，发话国和受话国以离开国际中心平均辐射距离的大小来划分各区域，并通过检查路由号码和发话电路来决定国内延伸电路的标称长度。

无论采用哪一种方法，都必须对上述§2.1中的最后一句作应有的考虑。CCITT正在研究得到所需要的减少电路损耗的方法。某一特定连接所承担的业务量大小及其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抑制器可以符合上面§2.3.2中的实际规则。

应当理解，各大洲没有必要采用同一种方法，虽然各方法必须是相互兼容以允许构成洲际连接。做到这一点，看来无多大困难。

## 附 件 A

(建议G.131的附件)

### 建议 G.131, § 2 的 应 用

建议G.131, § 2.3.1.1, 规则A要求，(电路连接的)这些国家中的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，确定这一对交换局的平均单向传播时间对于回声途径参考当量的曲线是位于图2/G.131中相应的1%曲线的上方还是下方。

该问题的变量于表A-1/G.131中给出，并在图A-1/G.131中说明。

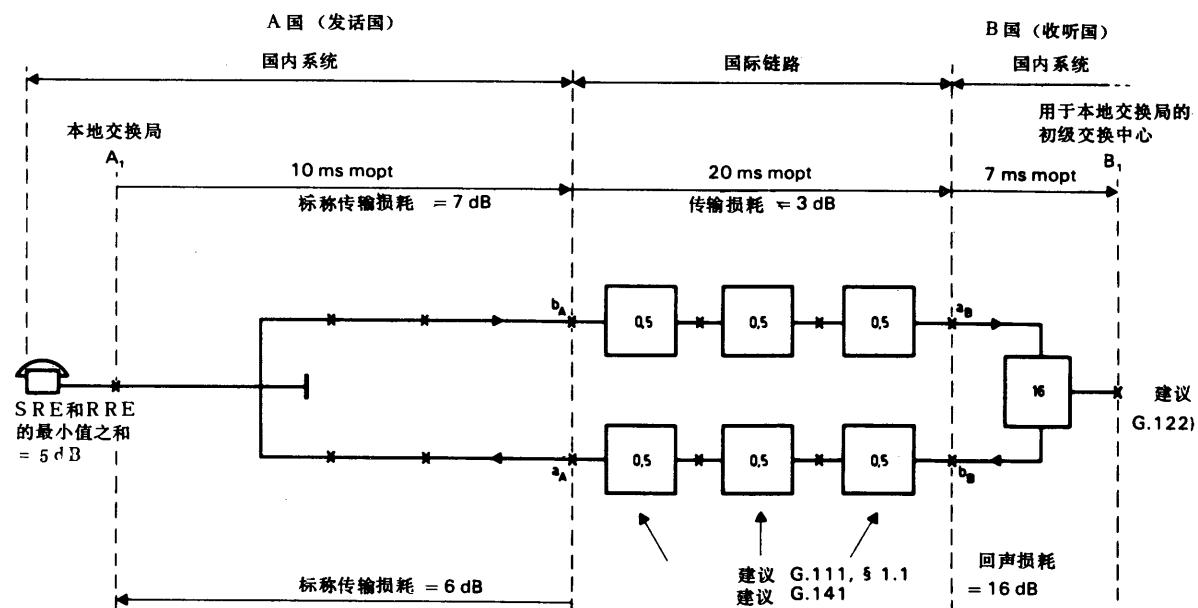
对于一对给定的交换局，表内的八条均为已知的或是可以估计的。对于4线链路中给定数目的电路，在图2/G.131上，作为平均单向传播时间[表A-1/G.131的5) + 6) + 7)]的函数的参考当量[表A-1/G.131的1) + 2) + 3) + 4)]的曲线，可以按1%曲线进行评定。

为达到本建议的目的，可以假设受话端的主要反射出现在4线/2线终端设备处，该装置可假设是安装在收端本地交换局相连接的初级交换局内。因而表A-1/G.131第4)部分的分量是a~t和t~b损耗，再加上终端设备2线端子的回声平衡回损。该回损是摘机用户线的总平均值，通过收端本地交换局而反映在终端设备的二线端子上。图2/G.131假定回损的标准偏差为3dB，若该平均数不是已知的，可假定表A-1/G.131的第4)部分按建议G.122§2的规定办理，即平均值为(15+n)dB，其中n为受话人国内4线链路的电路数。

表 A-1/G .131 回声评定所需的量

由下述各部分之和所组成的回声途径参考当量:

- 1) A 国(发话端)本地系统发送与接收参考当量总和的最小值;
  - 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  $b_A$  的标称传输损耗;
  - 3) 国际链路每个传输方向的标称传输损耗;
  - 4) B 国(受话国)国内系统的回声损耗 ( $a_B \sim b_B$ )。
- 由下述传播时间之和的一半构成的平均单向传播时间:
- 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  $a_B \sim b_B$  途径的传播时间。
- 此外还要知道:
- 8) 该 4 线链路的电路数(见图3/G 101)。



CCITT-44971

图 A-1/G .131 图 2/G .131的应用实例

1)

对于某一对给定的本地交换局，逐次连接可能会经过不同的 4 线电路数，其总业务量可认为是经由 1~9 条 4 线电路的各种比例的许多组合。每一组合借助于图 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 的一种应用的例子给出，图中假设收听者的  $a \sim t \sim b$  途径是与建议 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 至国际局的距离.....	1600 公里
从本地交换局 A 1 至国际局的平均单向传播时间.....	10 毫秒 <sup>4)</sup>
本地系统同时出现的最小发送与接收参考当量的和.....	5 dB
本地交换局至国际局( $b_A$ )的损耗.....	7 dB
国际局至本地交换局( $a_A$ )的损耗.....	6 dB
4 线电路数.....	2

### 国际链路A至B

电路数.....	3 <sup>3)</sup>
距离.....	3200km
平均单向传播时间.....	20毫秒 <sup>4)</sup>
回声途径的环路损耗 $2 \times 3 \times 0.5 \text{dB}$ .....	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<sub>1</sub>相连接的初级

交换局(即主要反射点)的距离..... 1120公里

相当于上述距离的单向传播时间 ..... 7毫秒<sup>4)</sup>

4线电路数..... 1

4线电路总数 =  $2 + 3 + 1 = 6$

总的平均单向传播时间 =  $10 + 20 + 7 = 37 \text{ms}$  ..... (A-1)

回声途径的总参考当量 =  $5 + 7 + 6 + 3 + 16 = 37 \text{dB}$  ..... (A-2)

如果将(A-1)和(A-2)在图2/G.132中示出, 设该点位于6条四线电路的1%曲线下方, 则表示发现“不满意”意见的概率超过了1%。这个结论也适用于其它数目的四线电路。

### 结论

- a) 该连接应当采用回声抑制器。
- b) 回声途径的损耗应增加(但必须遵守建议G.121的规定)。

### 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] *Ibid.*, Section C.
- [5] CCITT Recommendation *Control of echo suppressors*, Vol. VI, Fascicle VI.1, Rec. Q.115.
- [6] CCITT Recommendation *Echo-suppressors suitable for circuits having either short or long propagation times*, Orange Book, Vol. III, Rec. G.161, § B.b), ITU, Geneva, 1977.
- [7] 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, 日内瓦; 1968年, 马德普拉塔, 1972年, 日内瓦)

在终端情况下, 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(其中每一电路只包含一个基群链路), 其传输损耗随频率变化的网路性能指标示于图1/G.132中。该图假定不采用高频无线电电路和3kHz通路设备。

3) 通常该数值不这么大, 此处只是用来说明损耗相加原理。

4) 假设传播速度为160km/ms。

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，若其中每条电路都装有一对通路变频设备，则在大多数情况下，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，400 至 3000Hz 之间的衰减失真将不超过 9dB。至于国际电路链链路，请参阅建议 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——由长距离电路和复杂电路构成的连接，其传输性能的主观测试评定问题，列入研究课题 2/XII [2]，正在进行研究。

注 4——第 IV 研究组和第 X VI 研究组正在研究关于在实际中如何很好地达到这一指标，将来期望达到什么样的指标（考虑到注 2）以及是否存在任何修改关于设备建议的必要。

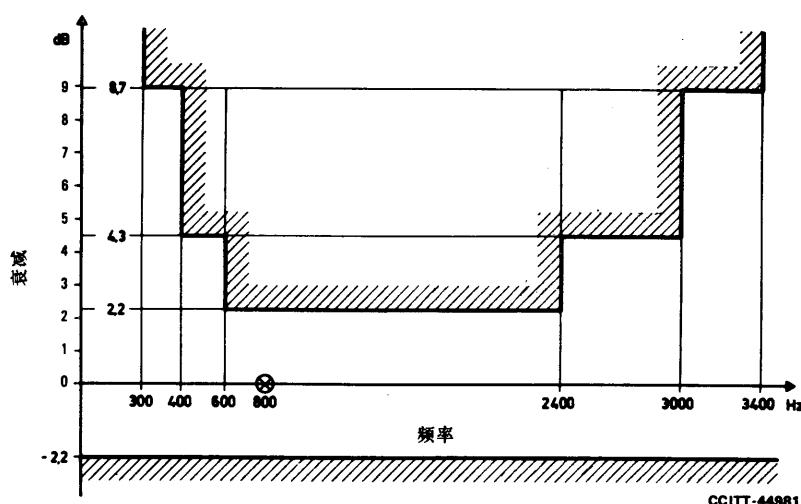


图 1/G 132  
相对于 800Hz 的测量值的容许衰减变化值  
(世界范围的由 12 条电路构成的 4 线链路在终端业务状态下的指标)

## 参考文献

- [1] CCITT Recommendation 12-channel terminal equipments, Vol. III, Fascicle III.2, Rec. G.232, § 1.
- [2] CCITT Question 2/XII, Contribution COM XII-No. 1, Study Period 1981-1984, Geneva, 1981.

## 建议 G. 133

### 群时延失真

(1964 年于日内瓦通过；1980 年于日内瓦修订)

对于世界范围的由 12 条电路构成的电路链，其中每条电路包含一个 12 路基群链路，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 的衰减值而言，其衰减值小于 10dB。对于上限与下限分别高于约 260 ~ 320Hz 和低于约 3150 ~ 3400Hz 的频带来说，情况通常就是这样，如表 1/G.133 所示。

表 I/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

## 建议 G. 134

线 性 串 话<sup>1)</sup>

(1964 年于日内瓦通过; 1968 年于马德普拉塔修订)

## I. 不同的 4 线电路链之间的线性串话 (过去的 A 部分)

作为网路性能指标, 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 线电路链去回通路之间的线性串话 (过去的 B 部分)

作为网路性能指标, 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

(建议 G.134 的附件)

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 测量串话的可用方法如下①:

a) 单频测量 (如: 在 800 Hz 或 1000 Hz 上测量);

b) 在若干个频率上测量 (如: 在 500 Hz、1000 Hz 和 2000 Hz 上测量), 测得结果按电流或电压进行平均;

c) 利用形状符合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。这种测量应按照 [3] 引用的建议要求进行。

d) 话音/耳测试, 在这种测试中把话音作为干扰源, 收听并将其电平与参考源电平进行比较, 这种参考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。

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”。

1) 附件 A 阐述了所建议的串话测量方法。

① 此处所用的测试频率 (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 .3.1 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，这种测量相当于利用常规电话信号发生器（建议G.277[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的串话

串话应当利用形状符合建议G.277[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]中的建议要求进行这种测量。

注1——采用A.2.a)和A.2.b)方法有困难时，建议使用话音/耳测试。

注2——电话电路用于音频电报时，两个传输方向的近端信号——串话比应测每个电报通路载频，即，包括从420Hz至3180Hz中每个60Hz的奇次倍频。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

### References

- [1] CCITT Recommendation *Transmission characteristics of an international exchange*, Vol. VI, Fascicle VI.1, Rec. Q.45.
- [2] *Measurement of crosstalk*, Green Book, Vol. VI.2, Supplement No. 2.4, ITU, Geneva, 1973.
- [3] CCITT Recommendation *12-channel terminal equipments*, Vol. III, Fascicle III.2, Rec. G.232, § 9.2.
- [4] CCITT Recommendation *Conventional telephone signal*, Vol. III, Fascicle III.2, Rec. G.227.

## 建议G. 135

### 重 建 频 率 的 误 差

(1968年于马德普拉塔通过)

由于任何国际电话电路的通路均应适用于音频电报，所以实际载频精确度的网络性能指标应当是加于电路一端的音频和另一端接收的频率之差，即使有中间调制和解调的过程亦不应超过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确度。

经验表明，如果对按照上述技术规范设计的振荡器的工作状态进行适当地核对，就会发现，若该系统通路的结构与2500公里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很难超过2Hz。

计算结果表明，如果遵循这些建议，在构成图1/G.103<sup>①</sup>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1%的概率将超过3Hz，少于0.1%的概率将超过4Hz。

## 参考文献

- [1] CCITT Recommendation *Recommendations relating to the accuracy of carrier frequencies*, Vol. III, Fascicle III.2, Rec. G.225.
- [2] CCITT Recommendation *16-channel terminal equipments*, Vol. III, Fascicle III.2, Rec. G.235.
- [3] CCIR Report *The effects of doppler frequency-shifts and switching discontinuities in the fixed satellite service*, Vol. IV, Report 214-3, ITU, Geneva, 1978.

① 事实上，这里计算考虑的链路是由16对调制解调器组成。以便允许具有符合建议G.235[2]的设备的海底电缆构成该链路的一部分。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。

## 1.4 国际电路 4 线链的一般特性；国际转接

建议G. 141

### 传输损耗，相对电平和衰减失真

(1964年于日内瓦通过；1968年于马德普拉塔，  
1972年和1980年于日内瓦修订)

过去版本中本建议的A、B两节分别为“一般规定与定义”和“转接中心国际电路的互连”。最近将其内容加以修改，成为建议G.101，§ 5。

#### 1. 衰减失真（过去的C部分）

##### 1.1 全模拟情况

参考文献[1]引证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，根据该电路规定，其中每条电路都装有一对通路变频设备，图1/G.132给出的衰减失真网络性能指标在大多数情况下均可满足。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，在建议Q.45[2]中提到的对国际中心局规定的限值不再加至建议G.151中规定的国际电路的限值中去。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 模数混合的情况

在模数混合使用的期间，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与长市中继线、长途电路和国际电路相关的统一的PCM数字处理过程。

关于在市话网中插入非一体化的PCM数字处理过程，其带通滤波所要求的衰减/频率特性仍在研究之中。

#### 参考文献

- [1] CCITT Recommendation *12-channel terminal equipments*, Vol. III, Fascicle III.2, Rec. G.232, § 1.
- [2] CCITT Recommendation *Transmission characteristics of an international exchange*, Vol. VI, Fascicle VI.1, Rec. Q.45.
- [3] CCITT Recommendation *Performance characteristics of PCM channels at audio frequencies*, Vol. III, Fascicle III.3, Rec. G.712, Figure 1/G.712.

## 交 换 局 的 传 输 特 性

(1980年, 日内瓦)

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, 其内容重述如下。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(国内与国际转接局)。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(模拟、模/数混合和全数字设备)下能进行工作的性能有关。

### 1. 国际模拟交换局

国际模拟交换局传输要求的交付指标在建议Q.45[1]内讨论。

### 2. 数字交换局

#### 2.1 数字处理过程——对传输的影响

各级数字交换局(TDM)要求包括以下数字处理过程, 如模/数编码器, 数/模解码器和数字重新编码过程。举例说明, 就是采用压扩规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应由该交换局工作所处的网路情况(即: 是全模拟、模/数混合或全数字)来决定。

如上所述的数字处理过程引起传输恶化, 这种恶化用“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累加有一定限制, 建议G.101, § 4 和建议G.113, § 3 中给出规定这一限制和规定各个数字处理过程造成恶化的规划细则。

根据建议G.113, § 3 暂时建议, 在国际连接中允许累加的传输损伤单位不得超过14个。在这14个单位中, 每一国内延伸电路最多可以有5个单位, 国际电路部分最多可以有4个单位。由于一对8 bit PCM编解码器(编码器和解码器)可以引入1个单位的传输损伤, 所以, 包含模/数转换(如编解码器)的各种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路以及在这些通路中数字处理过程中产生的“传输损伤单位”。

#### 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(第1种情况)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, 所有由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§ 2.4节)。

#### 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, 如果世界范围的电话网中绝大部分是模拟的话, 则有必要且有益处对数字交换局确定相对电平。

指配给数字交换局的相对电平, 在该交换局的虚拟模拟交换点是可适用的, 如建议G.101§ 5.1 所解释, 虚拟模拟交换点是理论上的交换点。在数字交换局的虚拟模拟交换点上采用相对电平的概念, 在建议G.101, § 4.2 和建议G.101, § 5.2 中讨论。

依照建议G.101, § 5.2, 国际数字交换局的发送相对电平应该是-3.5dB<sub>r</sub>。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决定。

数字交换局的接收相对电平与在该局终端的电路传输损耗相关。在国际数字交换局中, 期望接收相对电平为-3.5dB<sub>r</sub>, 以避免不得不使用数字衰减器。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。

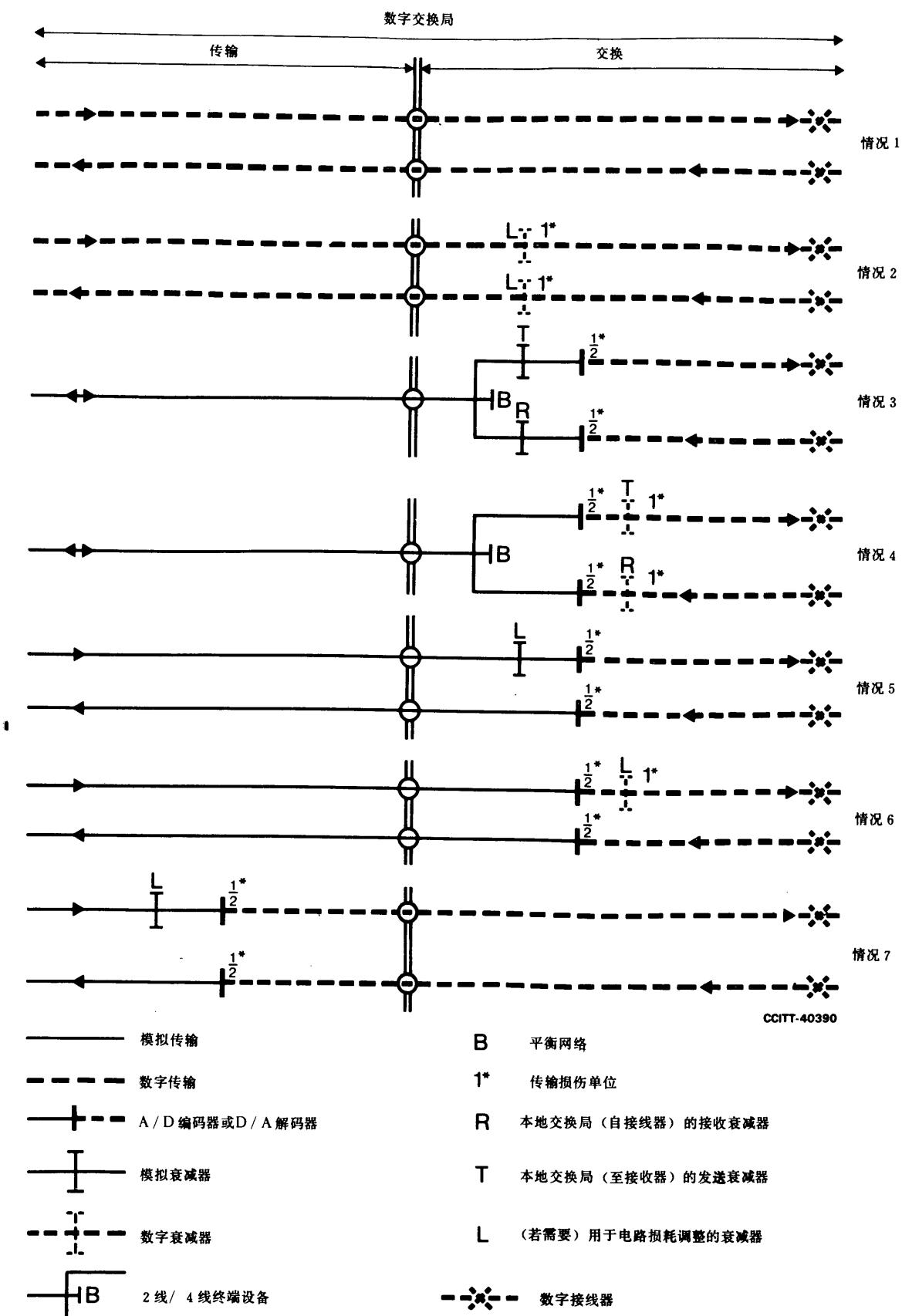


图 1/G .142 数字交换局的传输通道

## 2.4 稳定度和回声的控制

在全数字或模/数混合网路条件下,对国际连接中稳定度和回声的控制要求列于建议G.122内。根据最近的建议,国内延伸电路对影响稳定度和回声控制起主要作用。有关这方面的事项于建议G.121, § 6 讨论。

建议G.121, § 6 提供各个国内传输规划的主要内容,这些传输规划规定了达到稳定度和回声所要求的控制的必须特性。如果在4线数字网内延伸电路中(即,全数字连至具有2线模拟用户线的本地交换局),这种控制完全受本地交换局的影响。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,这一控制要求可能在国内延伸电路的各部分之间分配,但是一般说来,主要部分仍放在本地交换局。图1/G.142表示数字交换局可能遇到的不同情况的若干实例。

图1/G.142中第1种情况涉及到数字电路在国内或国际数字交换局的终端。在这个特定情况,电路在交换局不引入附加损耗下工作。

图1/G.142中第2种情况也涉及到数字电路在国内和国际数字交换局的终端。但是,在这种情况下,相关的传输规划要求的损耗必须与采用数字衰减器的交换局的电路有关。关于数字衰减器的使用,见下面§ 2.6。

图1/G.142中第3种情况涉及2线用户线在数字本地交换局的终端。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§2.6节关于数字衰减器的使用。

图1/G.142中第5.6和7种情况涉及到模拟电路在国内或国际数字交换局的终端。在第5种情况中,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。

## 2.5 本地传输

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损耗,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。在国内传输规划内对该衰减值应有规定,因为国内传输规划对本地呼叫提供了足够的修正参考当量分布,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输损耗。因而需要在这些点上增加平衡回输损耗的现有数值,其方法由第XII研究组研究。

如上所述,加大平衡回损还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度。

## 2.6 数字衰减器

采用数字衰减器在数字通道上产生所要求的传输损耗构成了传输恶化。该恶化应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——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不是很吸引人的,在设想多用途网路时考虑这一点十分重要。因此若一定要采用数字衰减器,那么配置方式上应做到能使其断开或使其旁路。

## 2.7 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器件(如回声抑制器或回声消除器)的连接长度的作用。在有些情况下,数字本地交换局(或数字P BX)中的传输时延还会影响用户线和交换局(或P BX)之间的阻抗匹配,其结果会反过来影响用户侧音。因此,应当将通过数字交换局的传输时延减至最小。见建议G.114, § 2 关于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

作为用于传输规划的资料,把可能在数字交换局遇到的传输时延简述如下。

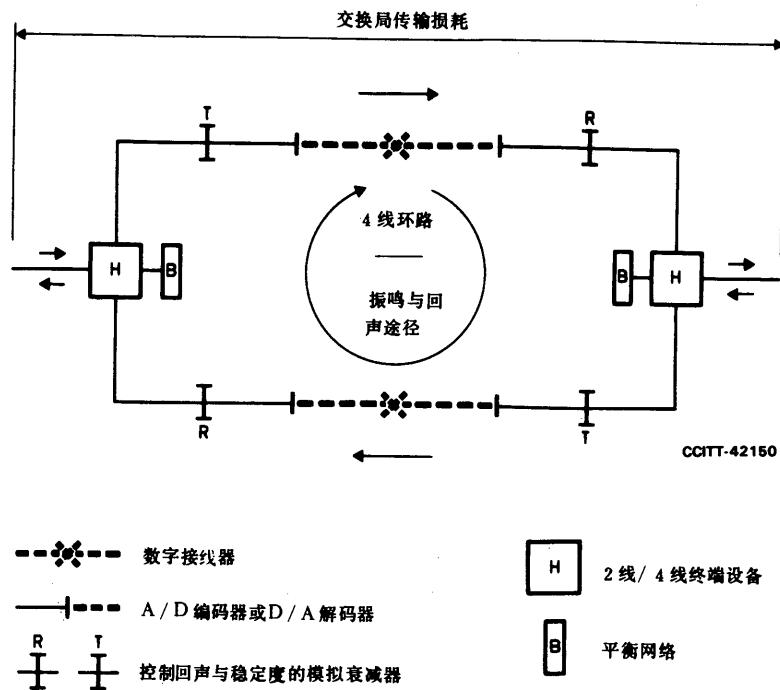


图 2/G .142 2 线至 2 线连接中的数字市话局结构

### 2.7.1 用于数字交换局 (国内或国际的)(见表1/G .142)

表 1/G .142 双 向 传 输 时 延

相 互 连 接	平 均 值	95% 概 率 不 超 过 此 时 延 值
数字 - 数字	$\leq 900 \mu s$	$1500 \mu s$
数字 - 模拟	$\leq 1500 \mu s$	$2100 \mu s$
模拟 - 模拟	$\leq 2100 \mu s$	$2700 \mu s$

### 2.7.2 用于数字本地交换局

有可能在数字本地交换局遇到的传输时延正在研究之中。

### 参考文献

- [1] CCITT Recommendation *Transmission characteristics of an international exchange*, Vol. VI, Fascicle VI.1, Rec. Q.45.

## 电 路 噪 声 和 压 扩 器 的 使 用

(1964年于日内瓦通过；1968年于马德普拉塔，  
1972年和1980年于日内瓦修订)

### 1. 用于电话的噪声指标（过去的 A 部分）

#### 1.1 原则

考虑到国内网允许的噪声网路性能指标（建议 G .123），期望在用于国际电话呼叫连接上由 6 条国际电路（其中有的电路的长度可能超过 2500 km）组成的链路所产生的总噪声，在任一小时内平均噪声计功率折算到该链路的第一条电路的零相对电平点不得超过 50000 pW（电平为 -43 dB m 0 p）。

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 2500 km，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电平点上不超过 10000 pW，电平为 -50 dB m 0 p）。

但是，若建立长于 2500 km 的连接，CCITT 建议，作为指标，在超过 2500 km 的国际话务段上，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 L pW（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于建议 M .580[2] 中讨论。该建议中表 4/M .580 复制如下：

表 4/M .580 用于公众电话电路的维护用噪声指标

距离 (km)	<320	321~640	641~1600	1601~2500	5001~5000	2501~10000	10001~20000
噪声 (dB m 0 p)	-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）不可以每 km 的已知 pW 数表示。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数的假设估算得出，这些设备包括：

- ~ 6 个通路调制对，或者在跨洋路由上使用间隔为 3 kHz 的通路设备的话，可以是 8 ~ 10 个通路调制对；
- ~ 12 ~ 14 个基群调制对；
- ~ 18 ~ 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 ~ 7000 pW 0 p（在国际 4 线电路链的第一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] 引证的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 -67 dB m 0 p，大约相当于 4 线链路中第一条电路零相对电平点上的 2000 pW 0 p。

从中可以看出，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大部分。

#### 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中继链路上的国际电路链中的陆地部分，原则上应能提供上述规定的电路质量。实际上，根据主管部门之间协议，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 1 pW/km 分担，陆地系统按较高的噪声率，如最大的每公里 2 pW 分担。这一结果即

可以通过建立特殊系统，也可以在按 $3 \text{ pW/km}$ 指标设计的系统中适当选择通路的办法来实现。

注——在一些国家中，电路长度大大超过 $2500 \text{ km}$ （如 $5000 \text{ km}$ 或 $5000 \text{ km}$ 以上）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 $1 \text{ pW/km}$ ，建立起来。

#### 1.4 采用话音集中器的电路<sup>①</sup>

可以期望采用集中器系统的一组电路中的所有电路，在工作状态下具有大致相同的噪声功率电平。

#### 2. 音节压扩器的使用（过去的B部分）<sup>①</sup>

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 $4 \text{ pW/km}$ 。此外，传输系统所产生的电路噪声值由于寿命的影响，以及系统负载的变化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，以确定这个噪声功率是否适合于建立世界范围的多电路的电话连接或者确定是否适当配备压扩器<sup>②</sup>。

建议目前限制在国内长途和国际网路中系统地使用符合建议G.162的压扩器。

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的变化效果加倍。为此，如有必要，压扩器应当装在本来稳定的线路传输系统，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用压扩器的指导原则：

如果国际电路大大长于 $2500 \text{ km}$ （如 $5000 \text{ km}$ 或 $5000 \text{ km}$ 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，长度为 $2500 \text{ km}$ 或少于 $2500 \text{ km}$ 的电路在不需要压扩器的情况下总会满足相当的通用噪声指标（建议G.222[4]）。

注1——该原则是为利用现有电路规划国际电话网而制定的。该项原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（见上面§ 1.1节中的注1）。

注2——所采用的压扩器应当符合建议G.162中建议的各种限值。

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。

#### 3. 用于电报的噪声限值（过去的C部分）

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（过去的D部分）

以下指标可用于数据信号速率不超过 $1200 \text{ bit/s}$ 的数据传输。可以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 $-40 \text{ dBm } 0 \text{ p}$ 。

##### 4.2 有交换连接

对于有交换的连接，比如说，不用压扩器时， $-36 \text{ dBm } 0 \text{ p}$ 的限值可作为能使用压扩器的洲际电路的极限。

① 例如，TASI（时分话音插空）或CELTIC（占用电路空闲时间的集中器）；见建议G.163。

② 与某些传输系统相关的瞬时压扩器被认为是这些系统不可分割的部分。

## 参考文献

### References

- [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, Fascicle IV.1, Rec. M.580.
- [3] CCITT Recommendation *Transmission characteristics of an international exchange*, Vol. VI, Fascicle VI.1, Rec. Q.45.
- [4] CCITT Recommendation *Noise objectives for design of carrier-transmission systems of 2500 km*, Vol. III, Fascicle III.2, Rec. G.222.
- [5] CCITT Recommendation *Setting-up and lining-up an international circuit for public telephony*, Vol. IV, Fascicle IV.1, Rec. M.580, § 6.
- [6] CCITT Recommendation *Transmission requirements of international voice-frequency telegraph links (at 50, 100 and 200 bauds)*, Vol. III, Fascicle III.4, 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年于日内瓦通过, 1968年于马德普拉塔、  
1972年及1980年于日内瓦修订)

##### I. 衰减失真(过去的A部分)

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的网路性能指标。建议G.232[1]中给出了设备的设计指标。

根据上述建议, 作为一条规则, 电话电路有效传输频带, 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)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A和B曲线)。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亦应满足图1/G.151中的限值; 为了保证实现这些限值, 建立电路时, 如果需要则应插入均衡器(建议M.580[4])。

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, 对于下述各点予以考虑:

1) 某些主管部门进行主观测试结果表明, 如果传输频带的下限从300Hz降到200Hz时, 传输质量的改善是有可能的。这些测试还表明, 接收话音的响度有了明显的提高, 而且根据意见评定测试得出的结论表明, 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, 这种频带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, 不超过新的传输规划建议的传输损耗标称值, 则给4线链路两端的终端设备的平衡带来一些困难。

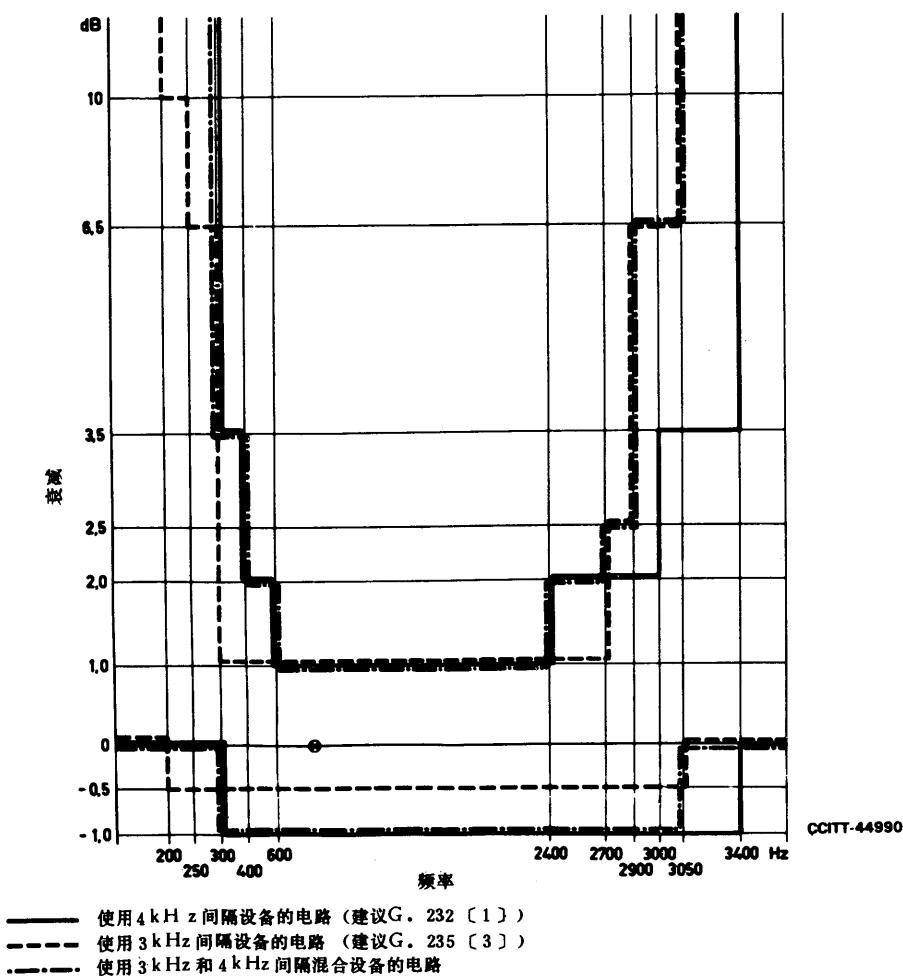
c) 不论是主观噪声, 还是载波设备带来的干扰(见[5]建议), 或影响压扩器增益的干扰, 都会使干扰的可允许的灵敏度增加。

d) 由于频带扩展产生附加能量, 可能增加载波系统的负荷。

e) 不能采用CCITT认可的带外信号系统。

根据上述考虑，CCITT已经提出了在300~3400 Hz频带传送信号的建议。

注2——采用这些建议时，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，在国内延伸电路采用低于300Hz频率时，只要符合CCITT对国际通信的传输规划，可以由各主管部门自行决定。



## 2. 群时延（过去的B部分）

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的网路性能指标。

## 3. 传输损耗随时间的变化（过去的C部分）

CCITT建议下列电路性能指标[(指标a)已用于评价国际连接电路的稳定性——见建议G .131, § 1]:

- 电路传输损耗变化的标准偏差不应超过1 dB。对于装有自动调节的单个基群链路，已经达到这项指标。对于每条国内电路，无论有无调节，都应达到这项指标。对于其它国际电路，标准偏差不应超过1.5 dB。
- 每条电路传输损耗的标称值和平均值之差，不应超过0.5 dB。

## 4. 线性串话<sup>1)</sup>（过去的D部分）

### 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

1) 建议的串话测量方法，见建议G .134的附件A。

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 $4000\text{ pW}$ 的最小噪声电平时(例如, 在卫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C.622[6]和G.623[6]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, 则已经达到这个条件。而另一方面, 对称电缆的FDM系统, 不是始终都满足比58 dB更严格的限值。

注3——假若实际传输系统的均匀段的长度大大超过HRC均匀段的长度, 则系统中的所有通路不可能在各种情况下都满足65 dB的限值。

#### 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)

所有普通电话电路亦可用于VF电报的信道, 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43 dB。

##### 4.2.2 装有话音集中器的电路

对于用于互连终端话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, 因而话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起的抑制损耗的影响(见下面注2、3、4)。

注1——没有装设(或未连接使用的)按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组成部分并位于两端采用现代设计的终端半回声抑制器之间的电路, 在任何可能的情况下都应遵照§4.2.3中规定的较高标准。

注2——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中, 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话音集中器设备或现代回声抑制器之间使用时, 这些串话途径都须予以考虑。可以出现如下两种情况:

###### 话音集中器

高频串话途径和音频串话途径都影响串话比。

###### 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: 高频串话途径是起决定作用的。

2) 回声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的高频串话途径并联, 所以都必须予以考虑。

3) 回声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, 就会以类似于上述第2条中所述的形式发生去回串话, 而电路代替电路段。

注3——如果把完全符合[8]中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60 dB。

注4——假若把完全符合[9]中建议要求的通路设备, 用于由三个电路段组成的电路, 而且假定各种串话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2 dB; 但是, 这些假定都是最悲观的假设情况, 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时, 在任何可能的情况下都不应以这样的系统来提供使用话音集中器或现代回声抑制器的电路或电路段。

\* 去回之间,过去习惯上叫“收发信”。本次均改为“去回”,这与过去的习惯叫法不同。——译者注。

注 6——若由于电缆终端设备不平衡引起的站内布线串话，没有降低65dB的串话值，则F D M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（过去的E部分）

经验表明，根据CCITT建议的各种系统所建立的电话电路（系统的组成部份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，除通路变换设备之外，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。因此上面注释适用于各种长度的电路。

### 6. 重建频率误差（过去的F部分）

见建议 G.135

### 7. 来自电源和其他低频的谐波干扰（过去的G部分）

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的正弦信号加在电话电路的零相对电平(0dBm0)点所产生的最大无用边分量电平来表示。在完整的电话电路上，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最大约400Hz的所有低频干扰信号。

注 1——对于F M和A M的音频电报、传真传输、话音、电话信号和数据传输的电路来说，这一规定的电平被认为是可以接受的。

注 2——声音节目电路所采用的限值，见[10]引用的建议。

注 3——由于电源引起干扰的主要原因如下：

- a) 直流电源径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) 交流加到某些系统中的附属馈电站，通过电源分隔滤波器或通过同轴对的钢带而产生的干扰；
- c) 某些系统中，馈电附属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，在频分多路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频率为f, f ± 50, f ± 100, f ± 150Hz等相应的输出信号。

### 8. 电话电路中的单音干扰

电话电路的单音干扰电平应不高于-73dBm0p（第XII研究组未作研究结论期间的暂定数值）。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, Fascicle III.2, Rec. G.232.
- [2] *Ibid.*, Figure 1/G.232, Graphs A and B.
- [3] CCITT Recommendation *16-channel terminal equipments*, Vol. III, Fascicle III.2, Rec. G.235.
- [4] CCITT Recommendation *Setting-up and lining-up an international circuit for public telephony*, Vol. IV, Fascicle IV.1, Rec. M.580.
- [5] CCITT Recommendation *12-channel terminal equipments*, Vol. III, Fascicle III.2, Rec. G.232, § 6.
- [6] CCITT Recommendation *Characteristics of 1.2/4.4-mm coaxial cable pairs*, Vol. III, Fascicle III.2, Rec. G.622.
- [7] CCITT Recommendation *Characteristics of 2.6/9.5-mm coaxial cable pairs*, Vol. III, Fascicle III.2, Rec. G.623.
- [8] CCITT Recommendation *12-channel terminal equipments*, Vol. III, Fascicle III.2, Rec. G.232, § 9.1.
- [9] *Ibid.*, § 9.3.
- [10] CCITT Recommendation *Performance characteristics of 15-kHz type sound-programme circuits*, Vol. III, Fascicle III.4, Rec. J.21, § 3.1.7.

## 建议G.152

### 适用于不超过2500公里的长途电路特性

(1964年于日内瓦通过；1968年于马德普拉塔、  
1972年及1980年于日内瓦修订)

本建议适用于所有长度不超过2500 km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2500 km的延伸电路，则该延伸电路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（过去的A部分）

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2500 km的假设参考电路结构一样的电路可以应用建议G.222[1]的噪声指标。

建议G.222[1]的结论是：对于长度为L km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 $4L$ 微微瓦，但特短的电路和那些具有非常复杂结构的电路除外，对于结构非常复杂的电路在建议G.226[2]中详述。

#### 2. 对流层散射无线中继系统的电路（过去的B部分）

CCIR分别在其建议396-1[3]和397-3[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（过去的C部分）

[5]中引用的建议包含有相关的噪声指标。

注—建议M580[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, Fascicle III.2, Rec. G.222.
- [2] CCITT Recommendation *Noise on a real link*, Vol. III, Fascicle III.2, Rec. G.226.
- [3] CCIR Recommendation *Hypothetical reference circuit for trans-horizon radio-relay systems for telephony using frequency-division multiplex*, Vol. IX, Rec. 396-1, ITU, Geneva, 1978.
- [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. 397-3, ITU, Geneva, 1978.
- [5] CCITT Recommendation *General characteristics of systems providing 12 carrier telephone circuits on an open-wire pair*, Vol. III, Fascicle III.2, Rec. G.311, § 8.
- [6] CCITT Recommendation *Setting-up and lining-up an international circuit for public telephony*, Vol. IV, Fascicle IV.1, Rec. M.580.

## 建议G.153

### 适用于长度大于2500公里国际电路的特性

(1964年于日内瓦通过；1968年于马德、普拉塔，  
1972年和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，此外还应根据电路建立在系统的种类满足以下§§1、2、3、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 I/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。

表 I/G.153 开放各种业务<sup>b)</sup>的甚长电路噪声指标或限值<sup>a)</sup>

噪 声 计 功 率		指 标 或 限 值	类 型	
pW 0 p	dB m 0 p	用于连接，电路链或租用电路		用于构成交换连接的电路部分
40000	-44			用于无压扩器的电话电路限值（建议 G.143, § 2 )
50000	-43	由 6 个国际电路组成的链路指标，实际上由 1、2 或 4 pW/km 的电路性能指标（建议 G.143, § 1 ) 的电路组合可以达到。		
80000	-41	根据 CCITT 标准（建议 H.22[2]），用于 F M V F 电报的限值。		
100000	-40	租用电路数据传输的限值（建议 G.143, § 4.1 )		
250000	-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 个电话电路组成的链路中。
10 <sup>6</sup>	-30	某种同步电报系统的容限值（建议 H.22[2]）		甚至当它装备了压扩器时也不能用。（建议 G.143, § 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。这种噪声指标为各种传输系统的交付指标。

### I. 长于 2500 km 具有不太长的海底电缆段的电缆或无线中继系统的电路（过去的 A 部分）

在很多情况下，2500 km 至 25000 km 长的这类电路，在其绝大多数距离上将使用早已用于给定国际电路不长于 2500 km 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，即这种电路建立在文献[4]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行的。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

在路经电路的每个基群链上应使用自动电平调节。此外，要采取的各种可能步骤都是用来减小传输损耗随时间的变化。

#### 1.2 电路噪声的性能指标

暂建议提供不长于 25000 km 国际电路的系统应以现有建议 2500 km 假设参考电路的噪声指标为基础进行设计。

无论何时，都应尽可能寻求低噪声指标。应该承认，在某些大国，由一部分明显长于 2500 km（例如 5000 km）电路构成的系统，应按照文献[4]建议的原则建成。换句话说，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 7500 公里的这类电路短期噪声性能指标暂订值如下：

任何一个月不能有多于 0.3% 的时间，一分钟平均噪声功率超过 50000 pW（-43 dB m 0 p）；任何一个月不能有多于 0.03% 的时间，测量的或用积分时间 5 ms 计算的未加权噪声功率超过 10<sup>6</sup> pW（-30 dB m 0）。必须理解，这些指标是由 2500 km 长的电路指标按比例推导的（建议 G.222[3]）。对于 2500 km 至 7500 km 的电路长度应使用相应的中间值。

CCITT 尚不能为超过 7500 km 长的上述类型电路建议短期噪声性能指标。

## 2. 长于 2500km 具有长段海底电缆的电路（过去的 B 部分）

### 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 3 kHz 的终端设备组成。

如果终端设备使用的载波间隔为 4 kHz，那么它至少应符合建议 G.232 [6] 的要求。某些国家对在陆地间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

设计不采用压扩器的极长海底电缆系统，对电话、音频电报和数据传输不加限制，其每小时平均噪声电路性能指标最坏的通路应不超过 3 pW/km。每个传输方向延伸到用于最长电路的所有通路的电路性能指标平均噪声功率应不超过 1 pW/km。

注一然而，期望工作在带有话音集中器系统<sup>①</sup>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. 通信卫星系统电路（过去的 C 部分）

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；使用这些电路的若干限制，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 352-3 [8]）和这个参考电路中的允许噪声功率（CCIR 建议 353-3 [9]）。

## 4. 建立在明线线路上长于 2500 公里的电路

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 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, Fascicle IV.1, Rec. M.580.
- [2] CCITT Recommendation *Transmission requirements of international voice-frequency telegraph links (at 50, 100 and 200 bauds)*, Vol. III, Fascicle III.4, Rec. H.22.
- [3] CCITT Recommendation *Noise objectives for design of carrier-transmission systems of 2500 km*, Vol. III, Fascicle III.2, Rec. G.222.
- [4] *Ibid.*, § 3.
- [5] CCITT Recommendation *16-channel terminal equipments*, Vol. III, Fascicle III.2, Rec. G.235.
- [6] CCITT Recommendation *12-channel terminal equipments*, Vol. III, Fascicle III.2, Rec. G.232.
- [7] CCITT Recommendation *The international routing plan*, Vol. VI, Fascicle VI.1, Rec. Q.13.
- [8] CCIR Recommendation *Hypothetical reference circuits for telephony and television in the fixed satellite service*, Vol. IV, Rec. 352-3, ITU, Geneva, 1978.
- [9] CCIR Recommendation *Allowable noise power in the hypothetical reference circuit for frequency-division multiplex telephony in the fixed satellite service*, Vol. IV, Rec. 353-3, ITU, Geneva, 1978.

① 见建议 G.143. §2 的脚注②。

## 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, 1977年日内瓦桔皮书的Vol. III)

建议 G.162

用 于 电 话 的 压 扩 器 特 性

(1964年于日内瓦通过, 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联合特性。假如压缩器和扩张器的设计相近, 那么用这种方法规定的特性可以较容易的实现; 在某些情况下, 需要相关主管部门之间紧密配合。

还应该指出, 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。

### I. 不受影响电平的定义和数值

不受影响电平, 是在压缩器和扩张器之间线路上一个800 Hz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。用这种方法定义的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0 dBm0。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在有些情况下出现过负荷的危险, 不受影响电平在某些情况下多半会降低5 dB。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。应该由各有关主管部门之间直接协商以实现这种可能的降低。通常, 小于60路的系统, 不必降低该电平。

注——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。如果不受影响电平取0 dBm0值, 平均功率电平有效值提高2或3 dB。

### 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:

$$\alpha = \frac{n_e - n_{eo}}{n_s - n_{so}}$$

式中:

$n_e$ : 输入电平;

$n_{eo}$ : 相应于0 dBm0的输入电平;

$n_s$ : 输出电平;

$n_{so}$ : 相应于输入电平 $n_{eo}$ 时的输出电平。

$\alpha$ 的最佳值为2, 如果得到了足够的噪声改善, 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, 该值应不超过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:

$$\beta = \frac{n'_s - n'_{so}}{n'_e - n'_{eo}}$$

式中:

$n'_e$ : 输入电平;

$n'_{eo}$ : 相应于0 dBm0时的输入电平;

$n'_s$ : 输出电平;

$n'_{so}$ : 相应于输入电平 $n'_{eo}$ 时的输出电平。

$\beta$ 的最佳值为2, 如果得到了足够的噪声改善, 选更低的值也是允许的。对任何输入信号电平在+10°C至40°C间的任何温度下,  $\beta$ 值不应超过2.5。

## 2.3 电平范围

$\alpha$ 和 $\beta$ 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-45 dBm0,

在扩张器的标称输出端: 从+5到-50 dBm0。

## 2.4 压缩器增益的变化

对0 dBm0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800 Hz测量的压缩器输出端电平对其标称值的变化不应大于±0.5 dB。

## 2.5 扩张器增益的变化

对0 dBm0输入电平而言, 在10°C至40°C的温度范围内, 电源电压对其标称值的偏差为±5%时, 以800 Hz测量, 扩张器输出端的电平对其标称值的变化不应大于±1 dB。

注——特别是对用于很长电路上的压扩器, 希望制定比上面§2.4和§2.5给出的±0.5 dB和±1 dB更严格的限值; 增益变化值分别选取±0.25 dB和±0.5 dB

## 2.6 稳定状态

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个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±0.5 dB。该误差是在输入电平等于0 dBm0时, 参考压缩器输出端的电平。在10°C至40°C的温度范围内, 200至4000 Hz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——该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, 一个连接考虑由三个4线电路AB, BC和CD组成, 将两个终端站A和D(装终端机)通过中间站B和C连接起来。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起稳定边际的降低。为使这个课题的研究简化, 假定在正常使用时, 扩张器输出和压缩器输入是同一个相对电平点。

因此, 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:

$$a_s = a_0 + a_r + a_x + a_y$$

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处终端机的平衡回输损耗;

$a_x$ =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,  $a_x$ ,  $a_y$ 值可以是正值, 也可以是负值。因此, 可以得出结论, 若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出对稳定边际的总影响, 就必须遵守下述条件: 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上产生的 $a_s$ 值的整个

范围。考虑各种实际状态，就必须考虑一个很宽的范围。

但是，只考虑一个重要实例——终端压扩器和零平衡回输损耗，则  $a_s = a_0$ ，该值是这项测试中压缩器和扩张器之间通常建议的衰减器的损耗。

然而，如果可以确定相应于最不稳定状态下  $a_r$ 、 $a_x$  和  $a_y$  的精确值，就可以规定  $a_s$  的精确值。

假定扩张器输出和压缩器输入通常是同一相对电平点。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  $a_c$  dB，则衰减器的损耗就应增加  $a_c$ （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-话音插入的观点看，它的使用又有某些缺点，因此，无疑只限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 关于一个 4 线电路同一传输方向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）等于它们在这个电路上使用时，实际电路在这两点之间的标称损耗（或增益）。作为压缩器 800 Hz 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）。

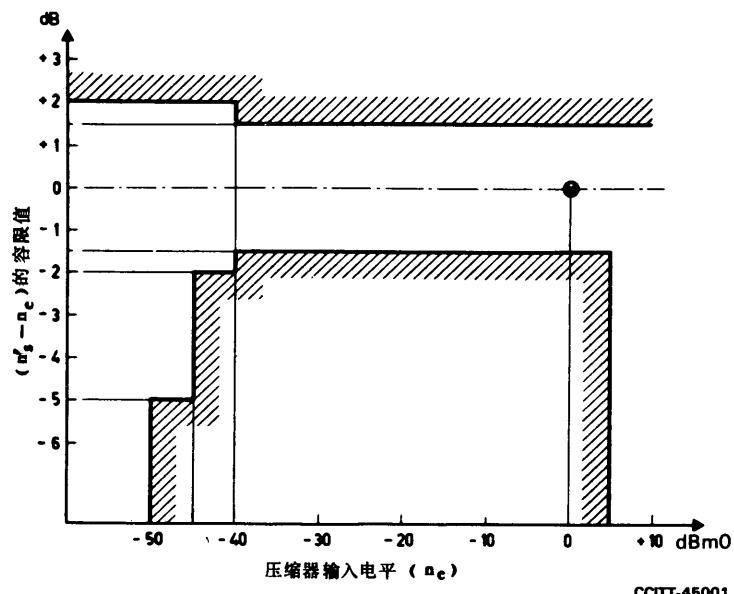


图 1/G.162

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应当遵守该值。如果把压缩器和扩张器间的损耗（或增益）提高或降低 2 dB 重复进行测试，亦应遵守该限值。

注 —— §2.7 中谈到 2 dB 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用于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为  $600\Omega$ （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  $300 \sim 3400\text{ Hz}$  的频率范围内，压缩器输入或扩张器输出在  $+5 \sim -45\text{ dBm}0$  任意测试电平时，应不劣于  $14\text{ dB}$ 。

## 4. 不同频率下的工作特性

### 4.1 控制电路箝位时的频率特性

如果由信号整流引出来的控制电流（或电压）由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箝位的控制电路。为此，该电流（或电压）值应等于输入信号在  $800\text{ Hz}$  为  $0\text{ dBm}0$  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0 dBm0电平的恒定输入电平。

在+10°C ~ +40°C的温度范围内应遵守上述限值。

#### 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 dBm0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°C ~ +40°C的温度范围应遵守这些限值。

### 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800 Hz正弦波0 dBm0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，最严重的情况恐怕是音频信号的情况。在例外的情况下，期望压缩器装上限幅器，以避免音频信号期间，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（与所采用的信号系统无关），以及在提供压扩器的国内电路上进行多频信号传输，或采用同一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。

与多频信号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 $f_2$ 是两个信号频率。

建议频率900 Hz和1020 Hz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 dBm0，第二种，这些信号每个的电平均为-15 dBm0。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26 dB。这一数值对于多频信号（包括在3个串连电路上传输的端到端信号，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信号系统，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各个交调电平可能都相当高，虽然串连测量给出的交调测量结果要低的多，这是因为压缩器和扩张器的特性可以互补。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。一方面是因为线路可能有相位失真，另一方面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在一起串连测量时的补偿少。

因此，压缩器和扩张器的测试要分别进行。频率 $f_1$ 和 $f_2$ 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，相对于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10 mV - 38 dBm0）

加权 7 mV - 41 dBm0 p

在扩张器输出端：（加权 0.5 mV - 84 dBm0 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

配备压扩器的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，启动的实际值是从 $-16 \sim -4$  dB m 0 的变化，复原是从 $-4 \sim -16$  dB m 0 的变化。观测扩张器输出的包络。出现向上12dB的阶梯以后，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的阶梯以后，用最终稳态电压的百分比表示的过冲量（正或负）等于压缩-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±20%。在§2.7测试的同样温度条件和同样压缩器和扩张器之间损耗（或增益）变化的条件下应遵守上述限值。

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12dB的阶梯。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至输出电压包络达到其稳态值的0.75倍时的时间。

容许的限值应不大于：

- 启动时间5 ms，
- 复原时间22.5 ms。

应当采用下述的附加测试以检查压扩器对某些信号系统的影响，这些系统对突然加上正弦信号以后的包络失真很敏感。

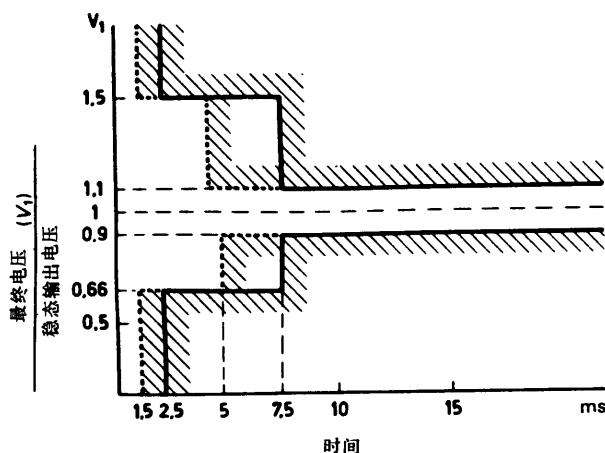


FIGURE 2/G.162

图 2/G.162

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”的向上输入阶跃，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 $-5$  dB m 0。

如果在两脉冲之间间隔至少为50 ms时进行测量的话，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，应遵守图2/G.162虚线表示的比较窄的限值。

和使用12dB阶梯测试同样的温度及同样压缩器和扩张器之间损耗（或增益）的条件下应该遵守上述限值。

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，在输出端可能出现控制电流的甚低频分量。这些分量不是信号频率的调制，而是产生不对称波形，使得确定包络的过冲和负冲变得困难。虽然不希望这些低频分量变得这样大，因而大大增加线路设备过负荷的危险，但是低频分量对话音传输是不重要的，而且不影响已调准的信号接收器。但是，期望研究这些分量是否可能影响某些信号接收器的保护电路。如果有影响，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。

在出现这些不平衡分量时，为了简化测量实际包络幅度，在示波器输入端插入一个截止频率为300 Hz的高通滤波器是可取而且方便的。但是对清除不平衡分量有效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。

假定在某一瞬间，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：

$$\frac{1}{2}[(+E_1)-(-E_2)] = \frac{1}{2}[|E_1| + |E_2|]$$

而不平衡分量由：

$$\frac{1}{2}[(+E_1)+(-E_2)] = \frac{1}{2}[|E_1| - |E_2|]$$

给出。这种方法不仅简单且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 $-2$  dBm0 的突变电平；测量复原时间时应加上从 $-2$ 至 $-8$  dBm0 的突变电平。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。因此，被测的时间应处在为压缩器所规定的同样的限值以内。应该记住，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。因比，每个主管部门必须对所采用的压扩器种类确定正确的 $x$ ， $y$ 值。

理想的扩张器分别取 $0.57$ 和 $1.51$ 作为 $x$ 和 $y$ 的正确值。举一例说明，意大利主管部门采用某种类型结构的扩张器，提出 $x$ 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的 $x$ 和 $y$ 值规定固定值，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。因此，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”阶跃瞬态测量指的是压缩器-扩张器的串连组合。而且。若干主管部门调查了满足图2/G.162给定的极限值的可能性，甚至把通路调制和解调设备也包含进连接的三个压扩器串连链也考虑进去。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号。

#### 建议 G.163

### 呼 叫 集 中 系 统

(1968年于马德普拉塔通过)

#### 1. 特性

目前在海底电缆系统中使用着的TASI系统特性，它可在参考文献[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)是一种为脉冲编码传输用的时间分配系统。参考文献[4]介绍了基本功能。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；例如它们可以用专门的信号系统呼叫；而且会增加系统负荷（见[6]中的建议）。

#### 2. 互连的可能性

当TASI型的呼叫集中系统串连工作时，为了保证通话质量满意，每个集中器必须在忙时高峰期间只引入很小的话音损伤。目前使用的TASI集中器的设计指标是忙时高峰期间平均丢失话音量约 $0.5\%$ 。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 $250$  ms）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。目前对串连的呼叫集中器系统没有进行过测试。

由于涉及到主观因素的问题，估计由串连的呼叫集中器系统产生的话音损伤时，必须是定量的，而不是经过主观测试获得。即使一个系统由三个集中器串连，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。这样，每个集中器引入的损伤很小，就象现有TASI系统的情况一样。如果串连的集中器位于不同的时间区，或在话务量高峰小时不同的地区，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。因此建议在现阶段对集中器的串连工作问题不加任何限制。此外，还建议在集中器没有实际串连工作之前，不进行串连工作的测试。到那时，测试应在工作状态下进行，以确定串连的集中器对话音的影响，以及是否需要调整同时呼叫声数与通路数的比值，以保持话音截削到可以忽略的程度。

在[8]中讨论了CCITT 5号信号系统的前向转发脉冲将截去1、2和3个串连TASI的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年于日内瓦通过)

#### I. 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，不应对其中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 ( $R_{in}$ ) 的电路噪声电平可达  $-40 \text{ dBm}0 \text{ p}$ 。

1.1.3 回声抑制器的接收输出端 ( $R_{out}$ ) 和发送输入端 ( $S_{in}$ ) 之间的往返终了时延可到  $24 \text{ ms}$ （包括所有的传输交换设备）。

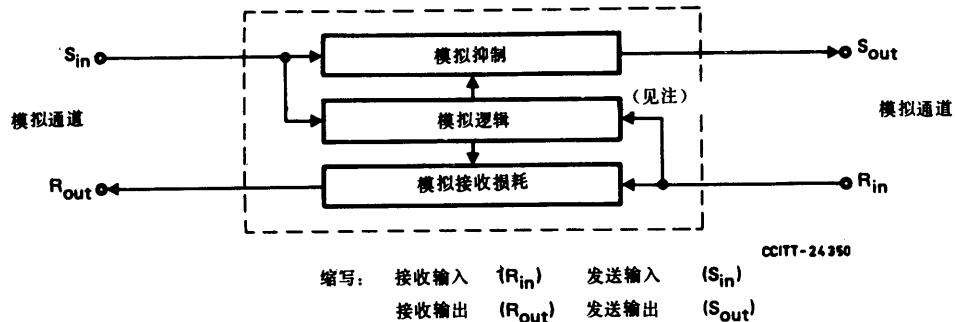
注——建议G.161（参考文献[1]）考虑为  $25 \text{ ms}$ 。在本建议中使用2的倍数  $24 \text{ ms}$  值更适用于数字回声抑制器的设计。

1.1.4 可这样用dB来表示回声途径损耗（见参考文献[2]引用的建议）即回声抑制器接收输出端  $R_{out}$  至发送输入端  $S_{in}$  之间的最小损耗将等于这两端的相对电平差加6 dB。

回声抑制器必须设计成能在上述所有条件下完满工作。

## 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，它们具有差动起动和结合到局部插入状态的插入算法。它们的具体特性和传输通道、逻辑功能以及讲话信号处理（抑制和接收损耗）是采用模拟技术还是采用数字技术有关。本建议在图1/G.164—图4/G.164具体绘出了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。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。同样的设计特点适用于§1.5.2中各种类型的自适应回声抑制器。



注——根据逻辑电路情况，这一输入端可以接到接收损耗的任何一侧。

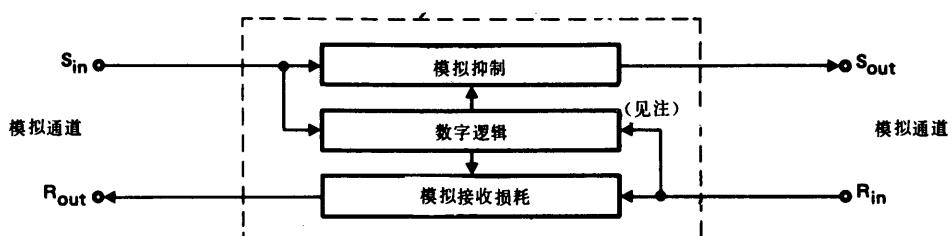
图 1/G.164 A型回声抑制器

## 1.3 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，同时要与符合桔皮书建议G.161要求的回声抑制器以及按照建议G.165设计的回声消除器兼容。兼容性定义如下：

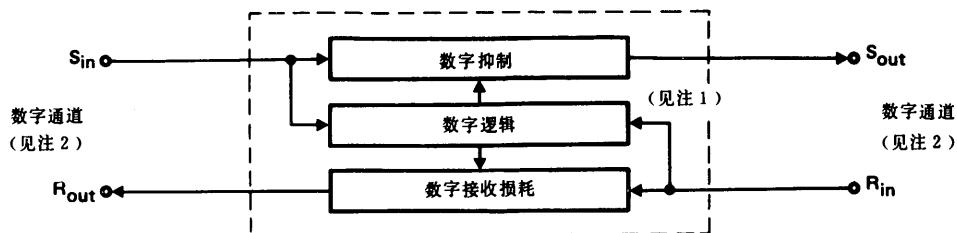
给定：

1) 已经设计好的一种特定类型的回声控制装置(譬如说I型)，在任何实际的单个或多个链路的连接中，全部用一对或几对这样的装置装备时获得了满意的性能；



注——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。

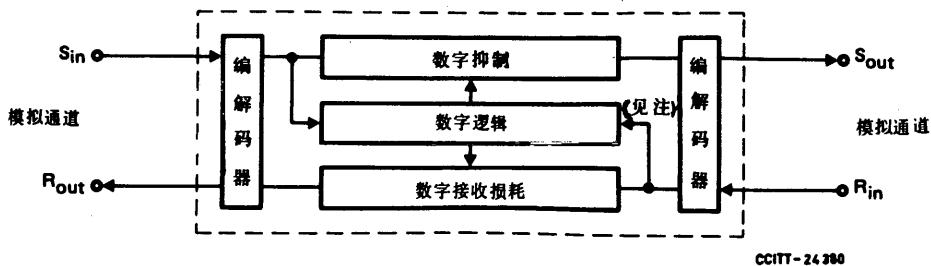
图 2/G.164 B型回声抑制器



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，例如64 kbit/s、1554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，这个输入端可以接到接收损耗的任何一侧。

图 4/G.164 D型回声抑制器

2) 另外一种特定类型的回声控制装置（譬如说Ⅱ型）同样也设计好了。那么，如有可能用另外一种类型的回声控制装置（Ⅲ型）代替连接中任何点一个或几个现用类型（I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和测试方法。

#### 1.4 测试方法要求

指标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。因此，在本建议§5中给出了适用的测试方法。

#### 1.5 变型

1.5.1 桔皮书建议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遵从建议G.164或建议G.161[1]的要求。

1.5.2 附件A中介绍了装有自适应插入功能的回声抑制器。这种回声抑制器的特性正在研究中。

#### 1.6 起动/阻塞特性

每种回声抑制器都应：

a) 配备一种设备，利用来自长途电路的外部驱动地气（大地）提供起动或阻塞特性。起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；

b) 配备音阻塞器，其功能是在规定的阻塞音信号通过抑制器传送时，防止产生抑制接收损耗。因此，音阻塞器应该阻塞规定的音信号，而不应阻塞讲话（见§4）。

#### 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，还能防止当双方同时讲话时（称为“双重讲话”）交谈中的乙方讲话干扰到甲方。为了减少双重讲话时的这种影响（称为“削波”），回声抑制器必须能够在第二种状态下——即双方同时讲话时正常工作。通常采用的技术是，在甲方发话期间，中断乙方的讲话，乙方必须能够“插入”或去掉抑制。

1.7.2 插入的结果就是把这个电路从一种状态——允许一个方向讲话变换至另一种状态——允许双方向同时讲话，而这一动作的必然结果就是允许回声不被抑制地返回。为了减少插入期间的返回回声值，在接收通道要插入损耗。当然，这样就衰减了接收的讲话。如果调整插入的作用把回声减到最小，双重讲话的一方或双方的讲话仍要被削掉某种程度，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) 双重讲话时，要提供容易的和不引入注目的插入。

第2项要求，包括两个互不相容的功能：

- a) 避免对双重讲话的话音削波；
- b) 在双重讲话期间及双重讲话之后，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讲话电平与接收通道的讲话电平来确定是发送讲话一方的回声还是另一方讲话。回声电平是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的两倍传播时间（回声途径的往返时延称为“终了时延”）。在设计差动电路时，必须考虑回声途径损耗的最小值和终了时延的最大值。如果发送通道的讲话电平低于预期的回声电平（考虑回声途径损耗和终了时延为最坏的情况），则不应去掉抑制。如果发送通道的讲话电平高于预期的回声电平时，将出现插入，同时应去掉抑制。

1.7.4 可能有各种各样的插入判决算法，它们对于双重讲话话音都有可靠的插入指标，用来防止由于回声或脉冲噪声而引起误插入。为此建议采取两种措施：

a) 最初进入局部插入状态时，这种状态的特性是短插入持续时间。接收损耗可能插入，也可能不插入。但如果使用了接收损耗，它必须有一个相等的短插入持续时间。

b) 当信号产生插入状态持续一段时间以后，进入了完全插入状态。接收损耗一定被插入，并且应用较长的插入持续时间。

## 2. 回声抑制器的定义

### 2.1 回声抑制器 (echo Suppressor)

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。这种设备的工作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 (full echo Suppressor)

根据其中一个通道的讲话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 (half-echo Suppressor)

一个通道的讲话信号控制另一个通道的抑制损耗的一种回声抑制器，但其中这种作用是不可逆的。

### 2.4 差动回声抑制器 (differential echo Suppressor)

利用两个讲话通道中的信号电平差来控制回声抑制器工作的一种回声抑制器。

### 2.5 局部插入回声抑制器 (Partial break-in Suppressor)

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 (见附件 A) (adaptive break-in echo Suppressor)

一种根据回声通道的衰减自动调整插入灵敏度的回声抑制器。

### 2.7 抑制损耗 (Suppression loss)

为降低回声电流的影响，由回声抑制器引入到发送通道（属于回声抑制器的）而规定的最小损耗。

### 2.8 接收损耗 (receive loss)

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（属于回声抑制器的）而规定的损耗。

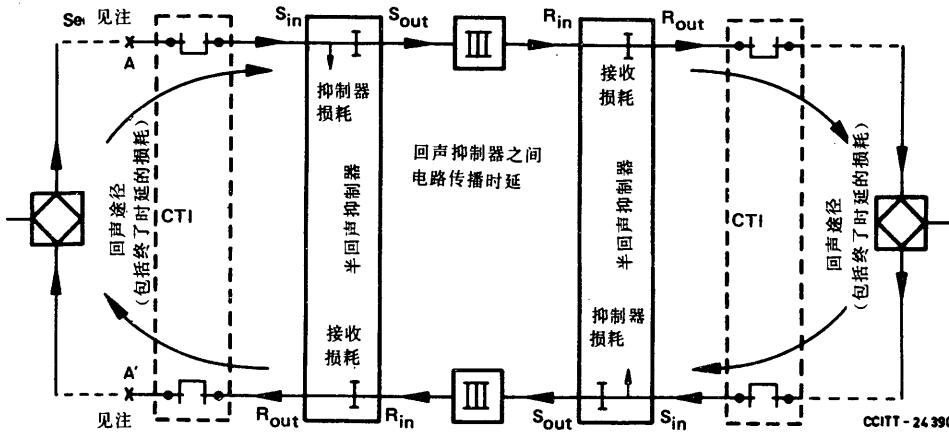
### 2.9 终端回声抑制器 (terminal echo Suppressor)

(见图 5/G.164)

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。

### 2.10 抑制起动时间 (Suppression operate time)

当加到发送输入端和（或）接收输入端的规定测试信号受到规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。



CTI：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

## 2.11 抑制持续时间(S uppression hangover time)

当加到发送输入端和（或）接收输入端的规定测试信号受到规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(partial break-in)

插入刚开始时的暂时状态。这种状态的特点是插入持续时间短。只要在局部插入时具有短插入持续时间可能要插入接收损耗。

## 2.13 局部插入起动时间(partial break-in operate time)

当加到发送输入端和（或）接收输入端的规定测试信号受到规定方式变化（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，也可能稍许在去掉抑制之后出现。

## 2.14 全插入(full break-in)

紧接在局部插入状态，一旦以很高的概率确定引起插入的信号是讲话之后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 全插入起动时间(full break-in operate time)

当加到发送输入端和（或）接收输入端的规定测试信号，受到规定方式（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，同时会出现去掉抑制。接收通道内可能同时出现接收损耗或稍许在抑制去掉之后出现。

## 2.16 插入持续时间(break-in hangover time)

当加到发送输入端和（或）接收输入端的规定测试信号，受到规定方式（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。接收通道中拆除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(differential S ensitivity)

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. 适用于电路具有短传播时间或长传播时间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分别加到发送通道和接收通道的稳态信号情况。

下面规定的传输特性限值，在温度 $10^{\circ}\text{C}$ —— $40^{\circ}\text{C}$ 的范围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线电路的音频端，为 $600\Omega$ 的标称阻抗。不同的国内网，其发送通道（发送至线路或市话局至线路）和接收通道（线路至市话局）相对电平不同。有这样两组电平：

- 1) 发送： $-16\text{ dB r}$ ； 接收： $+7\text{ dB r}$ ；
- 2) 发送： $-14\text{ dB r}$ （见译注）； 接收： $+4\text{ dB r}$ ；

测试音的标称频率为 $800\text{ Hz}$ 或 $1000\text{ Hz}$ 。为了避开 $8000\text{ Hz}$ 取样频率的分频数，测试音频率应分别位于 $804$ 至 $860\text{ Hz}$ 和 $1004$ 至 $1020\text{ Hz}$ 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， $800\text{ Hz}$ （或 $1000\text{ Hz}$ ）的介入损耗为 $0 \pm 0.3\text{ dB}$ ，测试音电平 $< 0\text{ dB m}_0$ 。

#### 3.1.1.2 衰减失真

衰减失真应这样，即如果在 $800\text{ Hz}$ （或 $1000\text{ Hz}$ ）的损耗是 $Q\text{ dB}$ ，则在 $300\sim 3400\text{ Hz}$ 频带内任何频率的损耗都应在 $(Q + 0.3)\text{ dB}$ 至 $(Q - 0.2)\text{ dB}$ 的范围内。 $200\text{ Hz}$ 的损耗应在 $(Q + 1.0)\text{ dB}$ 至 $(Q - 0.2)\text{ dB}$ 的范围内。

#### 3.1.1.3 时延失真

在 $1000\sim 2400\text{ Hz}$ 频带内，任何两个频率之间测量的时延失真不应超过 $30\mu\text{s}$ 。在 $500\sim 3000\text{ Hz}$ 频带内不应超过 $60\mu\text{s}$ 。

#### 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标称值应是 $600\Omega$ 。（非电抗）
- 2) 对标称阻抗的回波损耗在 $300\sim 600\text{ Hz}$ 频带内应不低于 $20\text{ dB}$ 。在 $600\sim 3400\text{ Hz}$ 不应低于 $25\text{ dB}$ 。
- 3) 每端对地不平衡阻抗，在 $300\sim 3400\text{ Hz}$ 频带范围内应不低于 $50\text{ dB}$ 。

#### 3.1.1.5 过负荷

当测试音电平从 $0$ 至 $5.0\text{ dB m}_0$ 变化时， $800\text{ Hz}$ （或 $1000\text{ Hz}$ ）介入损耗的增加不应大于 $0.2\text{ dB}$ 。

#### 3.1.1.6 谐波失真

当纯 $800\text{ Hz}$ （或 $1000\text{ Hz}$ ）正弦信号的电平为 $0\text{ dB m}_0$ 时，总谐波失真功率不应超过 $-34\text{ dB m}_0$ 。

#### 3.1.1.7 交调

当频率 $f_1 = 900\text{ Hz}$ ,  $f_2 = 1020\text{ Hz}$ 的两个信号，每个电平为 $-5\text{ dB m}_0$ 同时加入时， $f_1$ 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 $45\text{ dB}$ 。当使用语音压缩器时，由于插入期间要提供损耗，因此处于插入状态时，对接收通道（W——状态的接收通道）这一要求可减小到 $26\text{ dB}$ 。

#### 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建议G.162中关于压扩器瞬态响应的总要求。

#### 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 $-70\text{ dB m}_{0\text{P}}$ 。回声抑制器在 $300\sim 3400\text{ Hz}$ 频带内引入的平均未加权噪声功率应不超过 $-50\text{ dB m}_0$ 。

#### 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（或相反方向）的串话衰减应该是这样，即在 $300\sim 3400\text{ Hz}$ 频带内，主串通道中的任意正弦信号功率为 $+5\text{ dB m}_0$ 或低于此值时，由于主串通道的串话在被串通道中产生的信号功率应不超过 $-65\text{ dB m}_0$ 。

#### 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，内部产生的脉冲。具体地说，这些寄生输出，一定不能达到这样的幅度，即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错误动作。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。

译注：2)组发送电平原文为 $-4\text{ dB r}$ ，似应为 $-14\text{ dB r}$ ，已作改正。

为了防止在已建立的连接中其他回声抑制器的错误动作，接收或发送通道（终端  $600\Omega$ ）任何瞬态输出的零一峰值电压，即由反向通道信号引起回声抑制器工作所产生的电压，在零相对电平点（ $-34\text{ dBV}_0$ ），首先滤掉  $500\sim3000\text{ Hz}$  带宽瞬态值之后，应不超过  $20\text{ mV}$ 。此外，在任何这种瞬态期间，且出现正常噪声电平（例如  $-50\text{ dBm}_0$ ）的情况下应听不到寄生输出。

### 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满足建议G.712[3]的性能特性的编解码器之间的数字传输通道时，不应改变上述性能。

#### 3.1.2.2 群时延

回声抑制器引入的群时延应不超过  $0.25\text{ ms}$ 。

#### 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。在插入状态时，依据建议G.733[4]，保持随路信号比特完整系统的C型回声抑制器，由于旁路掉较少的主要比特，则增加的量化失真要比用公共信道信号的C型回声抑制器大得多，其允许限值正在研究中。

#### 3.1.2.4 瞬时数字压缩器的影响

（下面给出值是暂定的）

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  $1000\text{ Hz}$  间任何频率的  $0\text{ dBm}_0$  正弦信号输入，产生的三次谐波失真不应超过  $-30\text{ dBm}_0$ 。

##### b) 交调失真

用两个等幅正弦信号作为输入，频率  $f_1 = 900\text{ Hz}$ ， $f_2 = 1020\text{ Hz}$ ，电平为  $-3$  至  $-35\text{ dBm}_0$ ，其失真产物  $(2f_1 - f_2)$  和  $(2f_2 - f_1)$  的电平，相对于每个单频的输出电平应不超过  $-16\text{ dB}$ 。当输入电平低于  $-35\text{ dBm}_0$  时，这个比值至少应为  $-20\text{ dB}$ 。

### 3.1.3 D型回声抑制器

#### 3.1.3.1 概述

建议G.712（见参考文献[3]）的性能特性适用于这些编解码器。

#### 3.1.3.2 群时延

群时延应不超过编解码器产生的  $0.25\text{ ms}$ 。

#### 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，在处于插入状态时可能要增大量化失真，并超过建议G.712（见参考文献[3]）所规定的限值。该允许的限值正在研究中。

#### 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 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 区相当于在发送通道或接收通道没有任何可察觉的信号。Y 区相当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时，那些信号电平的组合。W 区相当于没有抑制时的插入状态。V 区相当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表明，当这些区 X、Y、Z、W 和 V 等每个被连续占据时，两个通道应插入的损耗。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区间边界时的稳态信号。

3.2.3 图6/G.164 表明的特性仅与确定的特性有关，无需了解或进入回声抑制器的内部电路。在回声抑制器的外部终端施加测试信号，并通过外部测量观测它的状态来确定这些特性。§ 5 节中给出了测量检验这些要求的测试方法。

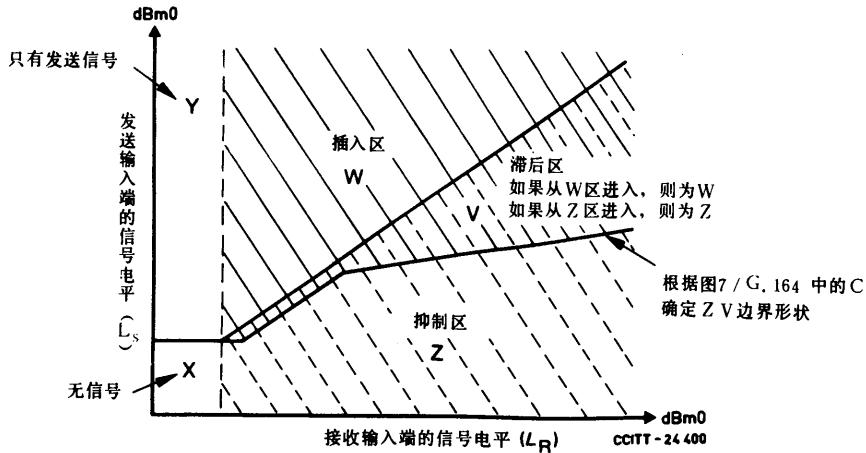


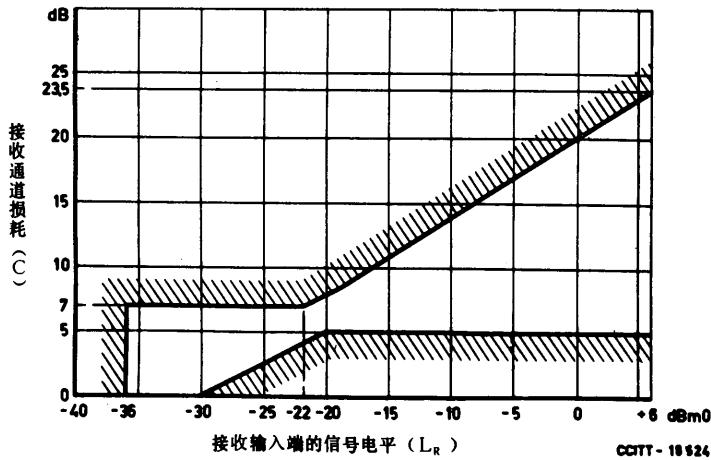
图 6/G .164 理想条件下回声抑制器工作状态的概念方框图

表 1/G .164 图6/G .164工作方框图说明

区 域	发送通道中损耗 (dB)	接收通道中的损耗 (dB)
X	0	0
Y	0	0 <sup>b)</sup>
W	0	图7/G .164中C 限值之内
Z	50 (最小值) <sup>a)</sup>	0
V		如果从W 进入，则为W。 如果从Z 进入，则为Z。

a) 当C型回声抑制器用于长距离数字电路时，由于噪声对比度，可能对远端噪声抑制不够好。这一点正在研究中。

b) 若接收通道的损耗由话音压缩器提供，当接收信号 $\leq -36 \text{ dBm0}$ 时，这种损耗应为零。



注——建议值为非阴影区

图 7/G .164 插入期间建议插入接收通道的损耗C

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 发送通道基本上没有话音时，标称抑制门限为 $-31 \text{ dBm0}$ 。从抑制到释放，标称值也是 $-31 \text{ dBm0}$ ，但可能比抑制门限低3dB多。当既在发送通道又在接收通道存在高于门限电平的信号时，若 $L_R \geq L_s$ 则要求回声抑制器处于抑制状态(Z)； $L_s \geq L_R$ 则应转换至插入状态(W)； $L_R \geq L_s + C$ ，则应回复到抑制状态。我们提供的容差，考虑到滤波器、电源以及温度变化的影响。

表 2/G.164 交互区的门限电平

边 界	门限符号	20°±5°C, 1000Hz 的dBm0 (见注1)	10°~40°C之间 1000Hz的dBm0 (见注1)	随频率的变化
抑 制 $X \rightarrow Z$	$T_{xz}$	当 $L_s = -40$ $-33 \leq T_{xz} \leq -29$	$T'_{xz} = T_{xz} \pm 1$	图8/G.164
	$T_{z\text{max}}$	$T_{xz} - 0\text{dB}$	$T'_{xz} - 0\text{dB}$	
	$T_{z\text{min}}$	$T_{xz} - 3\text{dB}$	$T'_{xz} - 3\text{dB}$	
插 入 $V \rightarrow W$ (以前的输入为Z)	$T_{vw}$	$L_R - 3 \leq L_s \leq L_R$ (见注3, 4, 5) ( $-26.5 \leq L_R \leq +3$ )	在500~3000Hz频带, $T'_{vw} = T_{vw} \pm 1.5\text{dB}$ (见注2)	
$V \rightarrow Z$ (以前的输入为W)	$T_{vz\text{max}}$	$T_{vw} - C + 2\text{dB}$ (见注3, 4, 5)	在500~3000Hz频带, $T'_{vz} = T_{vz} \pm 1.5\text{dB}$ (见注2)	
	$T_{vz\text{min}}$	$T_{vw} - C - 3\text{dB}$ (见注1) ( $-2.65 \leq L_R \leq +3$ )		

$L_s$  (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。

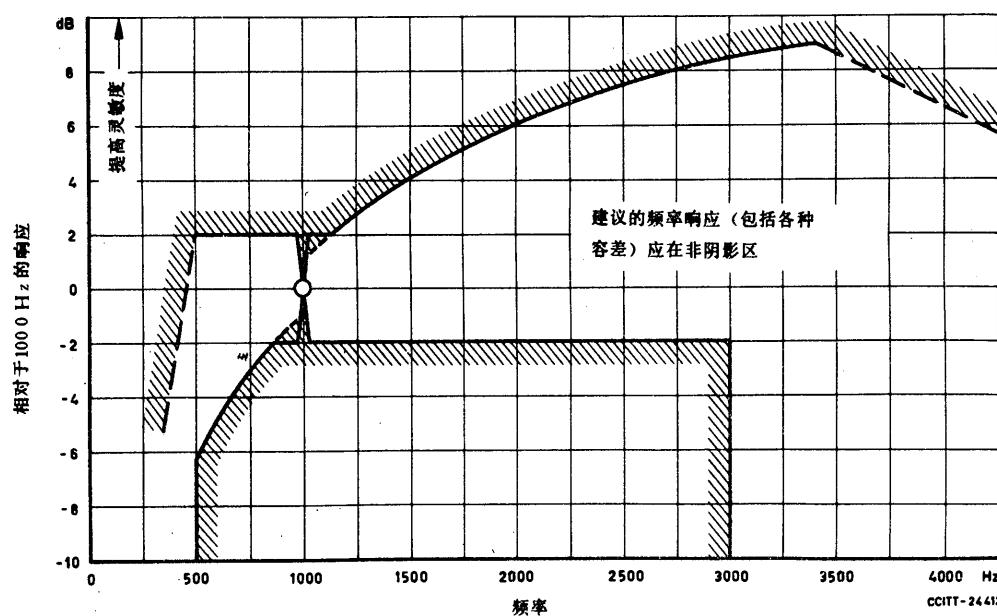
注2——必须考虑插入检测器的两个滤波器衰减频率特性的容差, 而且希望插入门限尽可能与频率无关。在频带500~3000Hz之间如果  $L_s$  与  $L_R$  一起变化, 则允许其容差为  $\pm 1.5\text{dB}$ 。

注3——这里扣除了编解码器的容差 (G.712[3]为  $\pm 0.5\text{dB}$ )。

注4—— $T_{vw}$  与  $T_{vz}$  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  $1\text{dB}$ 。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。但对讲话信号不会出现这种现象。

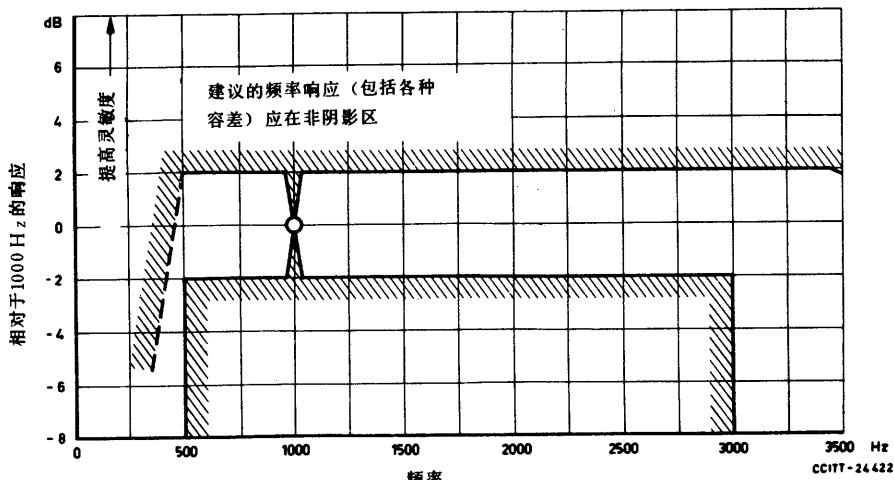
注5—— $T_{vw}$ 、 $T_{vz}$  门限的限值与回声途径小损耗值、小C值结合在一起时, 对于使用低电平稳态信号测试的情况, 理论上说可能会引起插入与抑制间的振荡。这种现象在现有的回声抑制器上还没有观测到, 且对讲话信号不会出现。

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。希望回声抑制器提供这样的滤波。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。



注: 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 回声抑制器抑制控制通道建议的频率响应



注：低于500 Hz和高于3400 Hz的灵敏度，应至少以12dB / 倍频程标称值降低。

图 9/G .164 回声抑制器插入检测器的每个控制通道建立的频率响应

### 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 动态特性可由时间状态来规定，是在建立适当的第二区域状态以前，信号从一个区的一点至另一区的一点所经过的时间状态（图6/G .164和图11/G .164）。从X → Z 经过的时间叫做抑制起动时间；其相反方向，从Z → 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 就叫做插入持续时间。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信号大于门限电平（-31 dBm0），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，当L<sub>R</sub> 为常数（Z /V / W）从抑制到插入过渡时，表3/G .164 表明的起动时间，一般来说适用于可能的成对信号（L<sub>R</sub> 与 L<sub>S</sub> ）的整个范围，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以及无论在什么时候出现抑制或插入通常都适用。

3.3.4 当频率为 1000 Hz 的正弦测试信号电平被突然改变时，表3/G .164 给出的起动时间适用；表4/G .164 所示持续时间建议值也适用。每个表的右侧都可参考§ 5 节介绍的测试。

3.3.5 Y /W过渡时，接收衰减器起动时间没有分别提出或测试，但它应在抑制起动时间的允许限值之内。

### 3.4 回声路径小损耗情况下和存在最终时延时的性能

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终了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。§ 5 介绍了适用于测量这些状态的测试装置。这三种状态介绍如下：

3.4.1 当回声途径的损耗小，且最终时延为零时，回声（通过回声途径泄漏的）一定不能引起插入状态的误动。由于控制通道的时间常数设计不当，则可能带来干扰。当信号突然加到 R<sub>in</sub> 端时，这种干扰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终了时延防护不够，则插入电路可能在回声的后沿起动。当回声途径损耗小，最终时延大时，这种情况可能以突然拆除 R<sub>in</sub> 端的信号形式出现（见测试 7）。

3.4.3 某些设计中可能出现，双稳态区 V（见图6/G .164）呈现的过分滞后与接收通道的插入损耗量有关。这就可能引起回声出现在以下状态时的插入误保持：在 R<sub>in</sub> 端存在一个稳态信号，并经由回声途径耦合到 S<sub>in</sub> 端。这一信号的幅度和持续时间足够时就引起插入，然后施加到 S<sub>in</sub> 端。当这一信号消失时，接收信号的回声就误保持在插入状态（见测试 8）。

表 3/G.164 起 动 时 间

边界	起始信号 (见注)		最终信号 (见注)		建议值(ms)	测试编号	漂移路线(见图 11/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	{ < 1	{ 4	a → b a → d	{ 13/G.164	{ 14/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	{ 13/G.164	{ 15/G.164
插入 Z/V/W $L_R$ 为常数	-40 -40	-25 -15	-19 -9	-25 -15	{ 局部: < 2 完全: 6-10	{ 6	b → k c → j	{ 16/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)	测试编号	漂移路线 (见图11/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	{ 13/G.164	{ 14/G.164
插入 W/V/Z $L_R$ 为常数	-19 -9	-25 -15	-40 -40	-25 -15	{ 局部: < 26 完全: 48-66 (见注)	{ 6	k → b j → c	{ 16/G.164	{ 17/G.164

注——接收损耗的持续时间如表中所给 (48~66ms)。当电路传播时间很长时，延长接收损耗的持续时间是否收到好的效果还正在研究中。

## 4. 回声抑制器音阻塞器特性

### 4.1 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。

### 4.2 阻塞特性（见图10/G .164）

发送的阻塞音为 $2100\text{Hz} \pm 15\text{Hz}$ ，电平为 $-12 \pm 6\text{dBm0}$ 。加至阻塞器的音频率是 $2100\text{Hz} \pm 21\text{Hz}$ （见建议V .21[5]）。阻塞通道的带宽应挑选宽到足以包含这一单音（以及可能在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，保护时间和防止讲话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最低阻塞音功率下起动。图10/G .164所给出的频带特性能够阻塞 $2100\text{Hz}$ 的阻塞音以及在北美使用的其他阻塞音。该图指出 $2079\text{Hz}$ 至 $2121\text{Hz}$ 频带一定能阻塞，而 $1900\text{Hz}$ 至 $2350\text{Hz}$ 频带也有可能被阻塞。

仅建议 $2100\text{Hz}$ 作为国际间阻塞音使用，以免干扰信号设备。信号音无故阻塞回声抑制器并不认为是有害的，因为在电路上存在信号音时，不需要回声抑制器起作用。

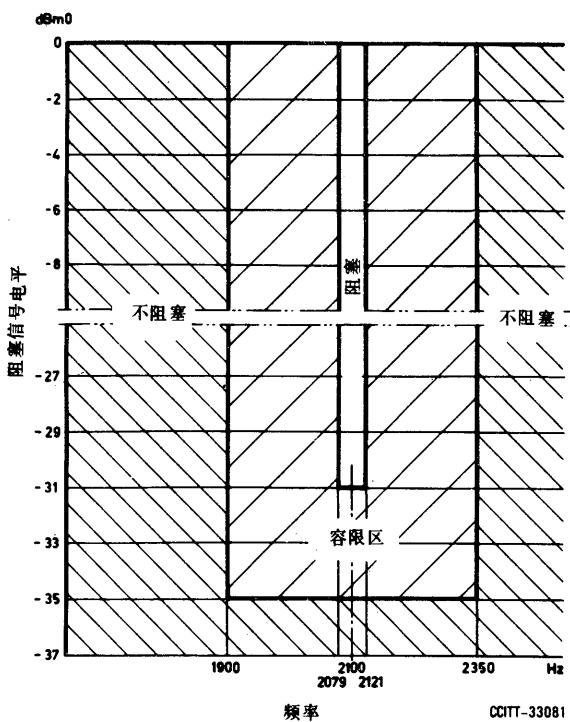


图 10/G .164 阻塞带宽特性要求

### 4.3 保护带宽特性

除阻塞频带以外的音频频带的能量一定不能阻塞，这样讲话就不会引起音阻塞器误动，保护频带应足够宽并具有一定的灵敏度，以便使阻塞频带之外的讲话能量得到利用。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噪声最大值时阻止阻塞。这就要求用白噪声来模拟讲话和电路噪声。具体要求如下：

给定的白噪声（频带大致为 $300 \sim 3400\text{Hz}$ ）与 $2100\text{Hz}$ 信号同时加至音阻塞器， $2100\text{Hz}$ 信号电平高于阻塞器中间频带门限电平 $3\text{dB}$ 。要求抑制阻塞的白噪声能量电平应不高于 $2100\text{Hz}$ 信号电平，不低于 $2100\text{Hz}$ 信号电平 $5\text{dB}$ 。当 $2100\text{Hz}$ 信号电平提高到超过阻塞器中间频带门限电平 $30\text{dB}$ 以上时，要求抑制阻塞的白噪声能量电平总低于 $2100\text{Hz}$ 信号电平。

#### 4.4 保持频带特性

音阻塞器在阻塞后，应在一定的音频频率范围内保持阻塞状态。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。释放灵敏度在预期的最低数据信号电平时，应足以保持阻塞，但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：在 390 Hz ~ 700 Hz 频带的任何单频正弦信号，电平为 -27 dBm0 或更高些，在 700 ~ 3000 Hz 电平为 -31 dBm0 或更高些时，音阻塞器应保持在阻塞状态。对于 200 ~ 3400 Hz 频带的 -36 dBm0 或更低一些的任何信号，音阻塞器应释放。

#### 4.5 起动时间

为了防止截断讲话，起动时间必须足够长，但应低于 CCI TT 所建议的限值 400 ms。因此要求音阻塞器在收到这种持续的阻塞信号以后，阻塞信号电平高于阻塞器中间频带门限电平 3 dB 至 0 dBm0 之间的范围时，在  $300 \pm 100$  ms 内起动。

#### 4.6 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，对安装在工作电路中的回声抑制器，在通常讲话达 100 小时时，平均不应引起多于 10 次的误动，这是一个比较合理的指标。此外利用阻塞通道的带宽，保护带宽的工作特性以及阻塞器的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，恢复起动定时机构。而在真正的阻塞信号电平瞬断或变化时，不应恢复这种定时。

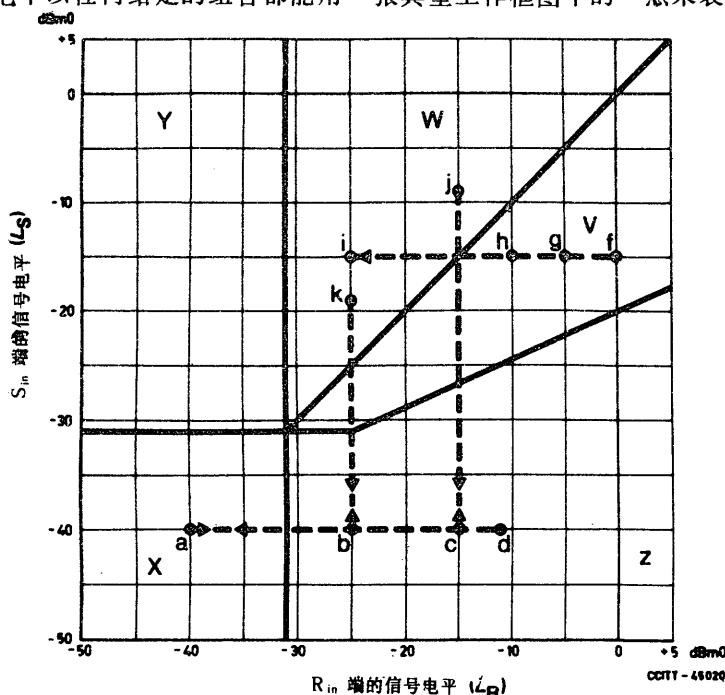
#### 4.7 释放时间

当信号跌落时间少于 CCI TT 的建议值 100 ms 时，阻塞器不应释放。为使得引起偶然阻塞讲话损伤为最小值，在保持带宽中的信号至少低于保持灵敏度最大值 3 dB 以后的  $250 \pm 150$  ms 内，阻塞器应释放。

### 5. 测量回声抑制器基本工作特性的测试安排

#### 5.1 一般考虑

5.1.1 回声抑制器以正弦信号加至其  $S_{in}$  和  $R_{in}$  端，根据所加两个信号的相对电平，假定它为许多状态的一种。这两个输入信号电平以任何给定的组合都能用一张典型工作框图中的一点来表示（图 11/G .164）。这



注——给出的边界为典型情况。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 11/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）

张图中的每一区域（在稳态条件下）相应于一种特定的状态，它由两个讲话通道的损耗及其内部的逻辑机构来区分。

5.1.2 本节所介绍的测试，假定使用模拟测试信号。对于C型回声抑制器，符合建议G.712[3]要求的编解码器需要抑制器与模拟测试设备的接口。当对C型和D型回声抑制器进行测试时，特别是通过观测输出信号来测量起动时，必须计算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可能会导致错误的结果。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满足§3.2.4.2要求，需要外部滤波，那么在进行这些测试时，应包含这些滤波在内。

5.1.3 当信号从一个区到另一个区缓慢通过时，回声抑制器的静态特性由交互区边界的状态以及两个讲话通道中的损耗来规定。

在相应的第二区的状态确立之前，用信号突然从一个区的一点至另一区的一点所经过的时间状态来规定动态特性。

§5介绍的各项测试，归纳在表5/G.164中。

表 5/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)
1	抑制门限和抑制损耗	12/G.164	—
2	Y/W门限和接收损耗	12/G.164	—
3	插入差动灵敏度	12/G.164	—
4	抑制起动时间和抑制持续时间	13/G.164	14/G.164
5	$L_s$ 为常数时的插入	13/G.164	15/G.164
6	$L_R$ 为常数时的局部插入和完全插入	16/G.164	17/G.164
7	误插入保护	18/G.164	—
8	过分滞后测试	19/G.164	20/G.164

5.1.4 本节中描述了测试电路，以指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（例如发送和接收利用两个分开的正弦信号发生器）。尽管测试频率标称值为1000Hz，但应在1004~1020Hz的频带内挑选，以避开取样频率的分频。

## 5.2 静态特性测量

测量静态特性就是测量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：

- 一部600Ω平衡输出阻抗的振荡器；
- 两部600Ω平衡衰减器；
- 一只600Ω混合衰减器；
- 两部600Ω平衡输入阻抗的电平表。

连接框图如图12/G.164所示。

### 5.2.1 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§5.1.4）
- 2) 调整A使得 $L_s = -40 \text{ dBm}_0$ 。

- 3) 调整 B 使得  $L_R = -40 \text{ dBm} 0$ 。
- 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步测试。

### 5.2.2 测试2—插入状态时 Y/W门限和接收损耗

- 1) 置振荡器于1000 Hz（容许误差见§5.1.4）
  - 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  $L_R$  是否工作在图7/G.164的边界内。当  $C > 0 \text{ dB}$  时出现 Y/W门限。
- 注——当采用测试3第5步时，C的记录值为  $L_R$  的函数。

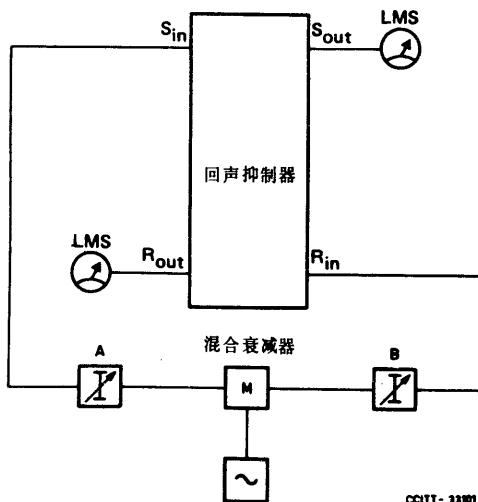


图 12/G.164 测量静态特性的测试电路(测试1,2,3)

### 5.2.3 测试3—插入差动灵敏度

- 1) 置振荡器于1000 Hz（其容许误差见§5.1.4）
- 2) 调整 A 使得  $L_S = -40 \text{ dBm} 0$ 。
- 3) 调整 B 使得  $L_S = -26.5 \text{ dBm} 0$ 。
- 4) 增加  $L_S$  值，直到拆除抑制并在接收通道插入损耗，记下  $L_S$  值。要求：见表2/G.164中  $T_{vw}$ 。
- 5) 降低  $L_S$  值，直到插入抑制从接收通道拆去损耗，并记下  $L_S$  值。要求：见表2/G.164  $T_{vz}$ 。
- 6) 选用适当的部位把  $L_R$  增加  $+3 \text{ dBm} 0$ ，重复4~6步的测试。
- 7) 置振荡器于适当的频率，检查它是否在图9/G.164所示的边界内，重复2~6步的测试。

### 5.3 当 $L_S$ 和 $L_R$ 被分别加入时动态特性的测量

测量动态特性是指测量（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：

- $600\Omega$  平衡输出阻抗的振荡器一部，置于1000 Hz；
- 3只  $600\Omega$  平衡式衰减器；
- 3只  $600\Omega$  混合器；
- 2部猝音发生器，其通断周期每部从零至200 ms（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  $600\Omega$ 。其中一个猝音发生器可由另一个驱动，并有100 ms的时延。这样，在另一个接通100 ms 以后再接通这一个；
- 2只  $600\Omega$  终端电阻；

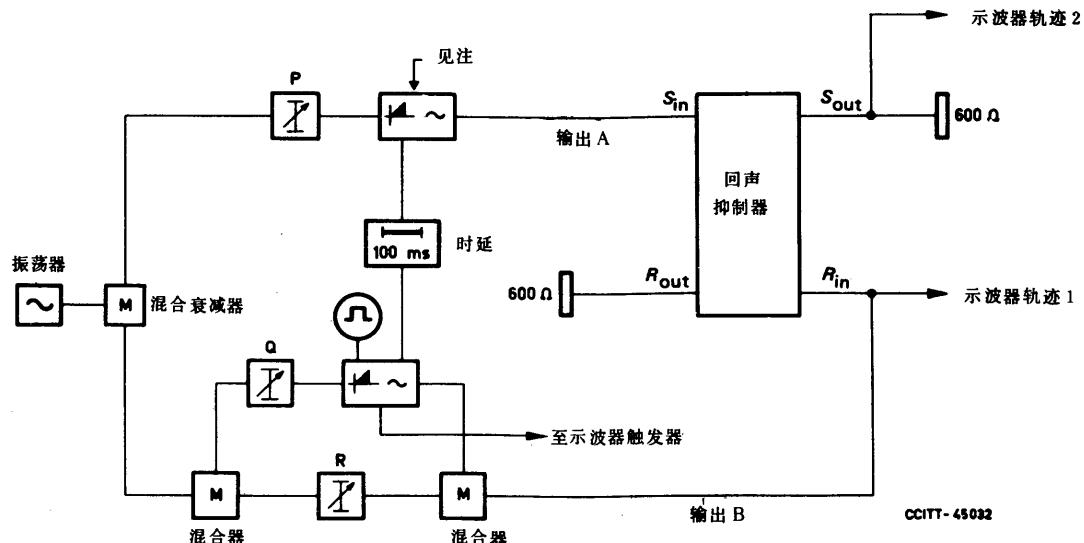
—— 1 部双线示波器，最好是长余辉荧光屏。

注——如果音脉冲的通断周期没有指明，那么应该假定通断为 200 ms。适合测试4.5.6项的性能要求，可参考表3/G.164和表4/G.164。

### 5.3.1 $L_s$ 保持恒定时的测试

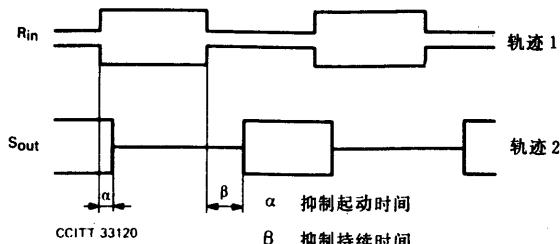
#### 5.3.1.1 测试4—抑制起动时间和抑制持续时间

- 1) 调整图13/G.164所示 P, Q, R 衰减器，以得到表3/G.164和表4/G.164的  $L_R$  和  $L_s$  值。
- 2) 读出图14/G.164所示的时间。



注——对于抑制起动时间和抑制持续时间，该调制器保持在导通状态。

图 13/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)]



抑制起动时间和抑制持续时间的波形

图 14/G.164

#### 5.3.1.2 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），这时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13/G.164所示之衰减器 P, Q, R。以得到表3/G.164中的  $L_R$  和  $L_s$  值。
- 2) 读出图15/G.164所示的时间。

### 5.3.2 $L_R$ 保持恒定时的测试

#### 5.3.2.1 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

所需设备与测试4,5相同，按照图16/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。

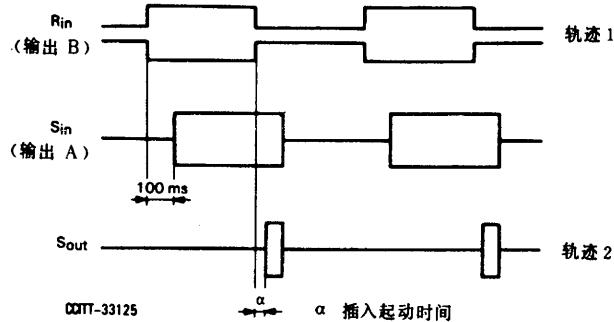
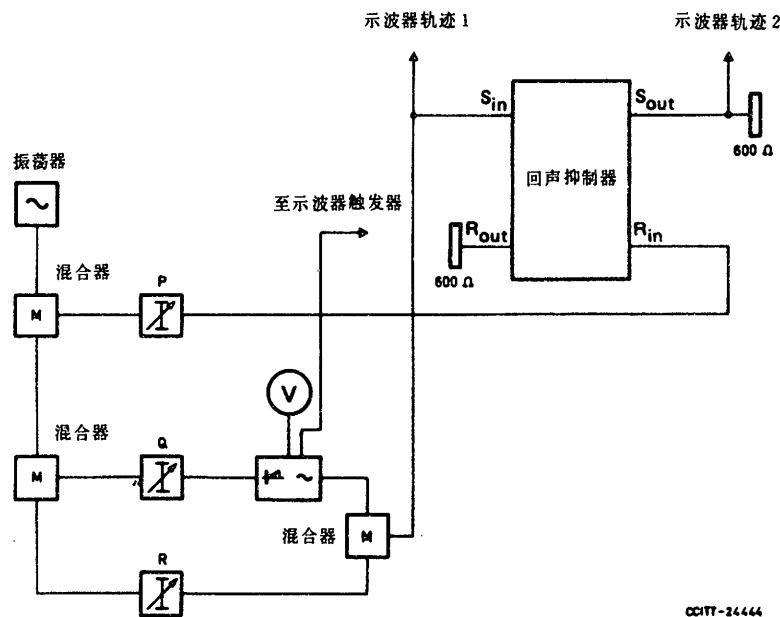


图 15/G.164  $L_s$  为常数时插入起动时间波形图

- 1) 置振荡器于 1000 Hz (其容许误差见 §5.1.4)。
- 2) 调整图 16/G.164 的衰减器 P, 使得  $L_R = -25 \text{ dBm}0$ 。
- 3) 调整图 16/G.164 的衰减器 Q 和 R, 使得  $L_s = -40 \text{ dBm}0$  时, 处在开断状态,  $L_s = -19 \text{ dBm}0$  时, 处在导通状态下。
- 4) 对  $L_s$  在导通时由 0 ms 开始, 持续导通。增加  $L_s$  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。按照时间定义, 记下图 17/G.164 a) 中的示波器波形。
- 5) 继续增加  $L_s$  值 (持续导通) 直到出现完全插入, 其特征为表 3/G.164 和表 4/G.164 延长的起动时间和持续时间。根据时间定义, 记下图 17/G.164 b) 中的示波器波形。
- 6) 按照表 3/G.164 和表 4/G.164 所给出的其他几对电平, 重复 3~5 步的测试, 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。

#### 5.4 $S_{in}$ 通过回声途径 (它可能含有时延和损耗) 连至 $R_{in}$ 时, 回声抑制器工作特性的测量

这项测试是检查回声抑制器在返回回声时的错误插入。



注——可变元件 V 允许猝音发生器的通断时间分别从 0 至 100 ms 变化。

图 16/G.164  $L_s$  为常数时, 测量动态特性的测试电路

[插入, Z/V/W (测试 6)]

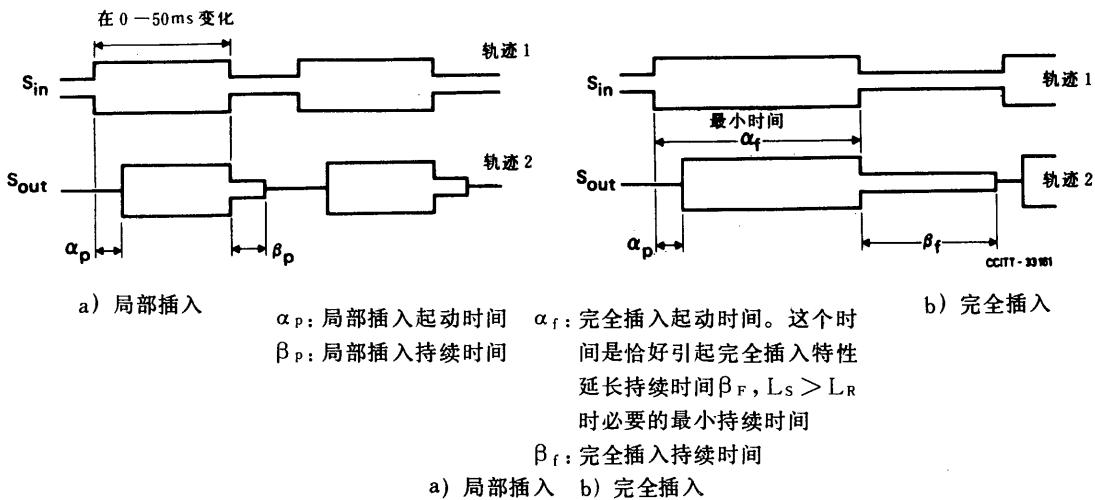


图 17/G.164  $L_r$  为常数时, 局部插入和完全插入的起动时间和持续时间的波形图

#### 5.4.1 测试7—插入误动

测试连接图如图18/G.164所示。所需设备有:

- 一部  $600\Omega$  平衡输出阻抗的振荡器;
- 三部  $600\Omega$  平衡衰减器;
- 一只  $600\Omega$  终端电阻;
- 二部  $600\Omega$  混合器;
- 一部 猝音发生器;
- 一只音频时延装置, 在  $0 \sim 24$  ms 范围内可变;
- 一部双线示波器。

- 1) 置振荡器于  $1000\text{ Hz}$ , 时延部件置零时延 (其容许误差见 §5.1.4)
- 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  $6\text{ dB}$ 。
- 3) 调整 Y 使得截止信号为  $-26\text{ dBm} 0$ 。
- 4) 调整 Z 使得导通信号为  $-20\text{ dBm} 0$ 。
- 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  $2\text{ dB}$ 。
- 7) 在脉冲发生器工作时,  $R_{in}$  的信号为  $-10 \sim 0\text{ dBm} 0$ 。重复 4~6 步的测试。
- 8) 在脉冲发生器切断时,  $R_{in}$  的信号为  $-40\text{ dBm} 0$ , 重复 2、4、7 步的测试。
- 9) 把时延调整到  $24\text{ ms}$ , 重复 2~8 步的测试。

注意在  $R_{in}$  端的任何脉冲对的信号电平, 其时延调整到  $24\text{ ms}$  以及回声途径损耗为  $6\text{ dB}$  或更大一些时, 不应出现误插入。

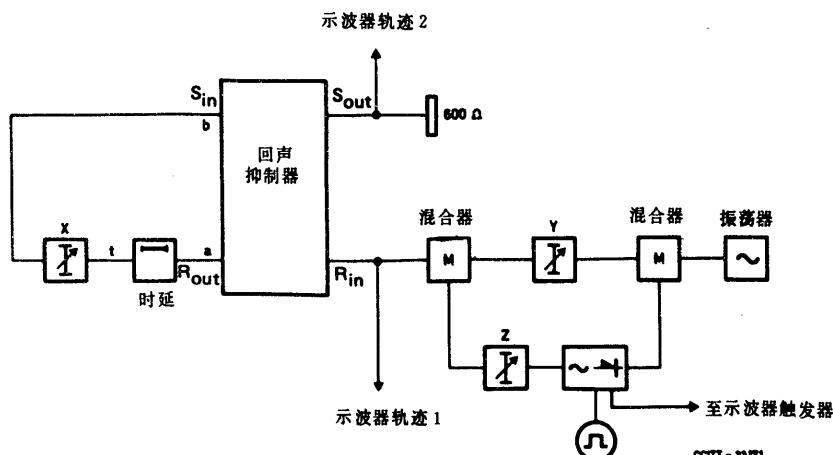


图 18/G.164 误插入测试电路

### 5.4.2 测试8—滞后过大时的插入误保持

测试连接图如图19/G.164所示。所需设备有：

- 一部 $600\Omega$ 平衡输出阻抗的振荡器；
- 三只 $600\Omega$ 平衡衰减器；
- 二只 $600\Omega$ 混合衰减器；
- 一只 $600\Omega$ 终端电阻；
- 一只猝音发生器；
- 一只放大器（作缓冲器用）；
- 一部双线示波器。

- 1) 置振荡器于 $1000\text{Hz}$ （其容许误差见§5.1.4）
- 2) 调整 $Q$ ，使得 $R_{out}$ 与 $S_{in}$ 之间通道损耗等于这两点的测试电平差加 $6\text{dB}$ 。
- 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上的信号正确时（见图20/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步的测试。

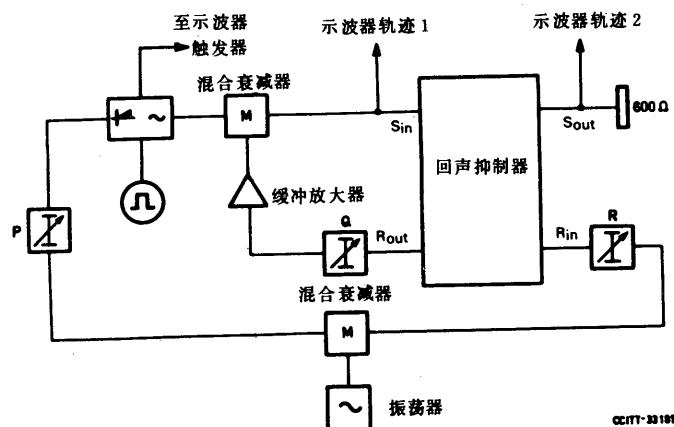


图 19/G.164 滞后过大时，插入误保持测试电路

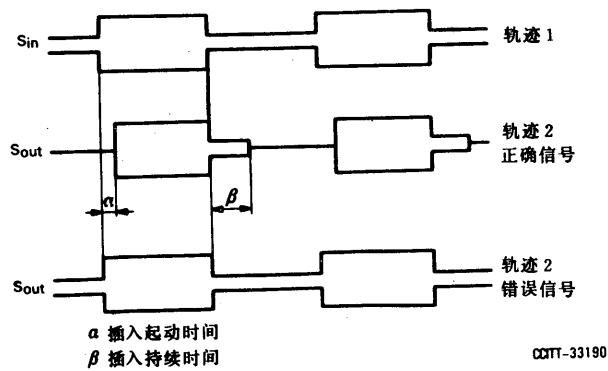


图 20/G.164 滞后过大时，插入误保持波形图

## 附 件 A

(建议 G.164 的附件)

### 自适应插入回声抑制器

以下资料由法国和德国的主管部门以及日本 KDD 公司提供。

如本建议 §2.6 所规定，回声抑制器的自适应功能可能做若干改进。其插入方式是以多数情况的事实为基础，其回声途径衰减平均值要高于 6 dB 的最小值。插入灵敏度固定调整到最小值，使其得到插入功能的一个低灵敏度门限。此时，低电平讲话者可能难于插入。通过自适应调整把插入灵敏度门限调到实际的回声途径衰减，以获得插入工作情况的改善。

我们认为自适应调整是对新设计的回声抑制器的一种额外选择。下面附加于建议 G.164 的内容暂建议为自适应回声抑制器（见参考文献 [6] 课题 10 / XV）。

#### A.1 定义：自适应衰减

在逻辑电路的接收控制通道中，实现插入功能，自动地与回声途径衰减匹配的控制衰减  $a_x$ 。

#### A.2 自适应功能的改善

根据回声途径的最小可能衰减，回声抑制器的固定调整可能得到一个低灵敏度门限来实现插入功能。通过自适应，调整回声途径的实际衰减，就可以改善灵敏度，使得在插入期间讲话受到较少的损伤。

#### A.3 交互区门限电平 $T_{V_i W_i}$ 的定义

一个自适应回声抑制器，在每一瞬时  $i$  的  $T_{V_i W_i}$  门限，由下述公式给出：

$$\begin{aligned} L_R - a_x - 3 &\leq L_s \leq L_R - a_x \\ 0 &\leq a_x \leq a_E - 6 \text{ dB} \end{aligned}$$

式中：

$a_E$  是回声途径的实际衰减。

当  $a_x = 0$  时，公式简化为：

$$L_R - 3 \leq L_s \leq L_R$$

#### A.4 自适应衰减 $a_x$ 的特性（见表 A-1/G.164）

各区边界的定义见图 A-1/G.164。

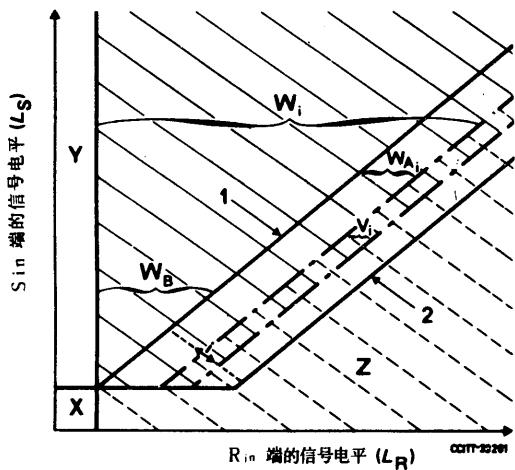
表 A-1/G.164

工作区域(见图 A-1/G.164)	衰减特性 $a_x$	时间状态
Z	增加的最大可能值 $a_E - 6 \text{ dB}$	$t_1 < 1.5 \text{ S}$ 时, $6 \text{ dB}^a)$
Y	上次存入值	—
$W_{a_i}$	减至最小可能值 $0 \text{ dB}$	$t_2 < 1.5 \text{ S}$ 时, $6 \text{ dB}^a)$
$W_B$	上次存入值 <sup>b)</sup>	—
X	减至最小可能值 $0 \text{ dB}$	$t_3 < 1.5 \text{ S}$ 时, $6 \text{ dB}^a)$
$V_i$		如果从 $W$ 进入，则为 $W_i$ 如果从 $Z$ 进入，则为 $Z$ 。

a)  $t_1$ 、 $t_2$ 、 $t_3$  的最佳值，正在研究中。

b) 一个主管部门认为最好使用与  $W_A$  区同样的方法。比较实际的经验，使用这两种方法是必要的。

注——自适应衰减  $a_x$  的最小范围必须为  $20 \text{ dB}$ 。



注 1—— $W_i = W_B + W_{Ai}$ ，而  $W_{Ai}$  在每一瞬时  $i$  是变化的。

注 2—— $i$  线 ( $L_S = L_R - ax$ ) 可能在第 1 条线 ( $L_S = L_R$ ) 和第 2 条线 ( $L_S = L_R - a_E + 3$ ) 之间变化。

图 A-1/G.164 自适应回声抑制器的区域边界

#### A.5 测试方法（适于受附加自适应功能影响的抑制器的那些参数）

连接框图如图 A-2/G.164 所示，所需设备为：

- 一部  $600\Omega$  平衡阻抗的振荡器；
- 三部  $600\Omega$  平衡衰减器；
- 三只  $600\Omega$  混合器；
- 一只放大器（用作缓冲）；
- 一部双线示波器；
- 一部  $600\Omega$  平衡阻抗电平测试仪；
- 一部周期可变到  $10\text{s}$  的猝音发生器。

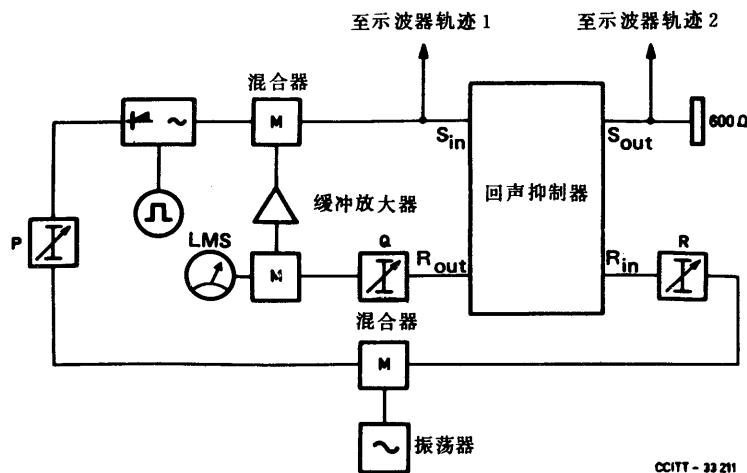


图 A-2/G.164 自适应插入差动灵敏度和接收损耗的测试电路

##### A.5.1 静态特性（自适应插入区）

- 1) 置振荡器于  $1000\text{Hz}$ （其容许误差见 §5.1.4）
- 2) 调整  $Q$ ，使得  $R_{out}$  和  $S_{in}$  之间的衰减  $Q_E$  等于这两点之间的测试电平差加  $6\text{dB}$ 。
- 3) 调整  $R$ ，使得  $L_R = -15\text{dBm}$ 。
- 4) 利用  $P$  增加  $L_S$ ，直至拆除抑制并在接收通道插入损耗。检查示波器的波形 2（见图 A-3/G.164）， $T_{vw}$  应满足：

$$L_R - a_E + 3 \leq L_s \leq L_R - a_E + 6$$

- 5) 利用 P 减少  $L_s$ , 直至插入抑制, 并从接收通道拆除损耗。检查示波器的波形 2, 使得  $T_{VZ}$  满足  $T_{VW} - C$ 。  
 6) 当  $L_R = -8 \text{ dBm}0$  和  $0 \text{ dBm}0$  时, 重复第 2~5 项的测试过程。  
 7) 当  $a_E = 15 \text{ dB}$  和  $a_E = 24 \text{ dB}$  时, 重复第 2~6 项的测试过程。

#### A.5.2 静态特性 (非自适应插入区)

- 1) 置振荡器于  $1000 \text{ Hz}$  (其容许误差见 §5.1.4)
- 2) 调整 Q, 使得  $a_E = 15 \text{ dB}$ 。
- 3) 调整 R, 使得  $L_R = -26.5 \text{ dB}$ 。
- 4) 利用 P 增加  $L_s$ , 直至抑制被拆除, 并在接收通道里插入损耗。检查示波器的波形 2 (见图 A-3/G.164),  $T_{VW}$  应满足  $-29.5 \leq L_s \leq -26.5$ 。
- 5) 利用 P 减少  $L_s$ , 直至插入抑制, 并从接收通道拆除损耗。检查  $T_{VZ}$  应满足  $T_{VW} - C$ 。

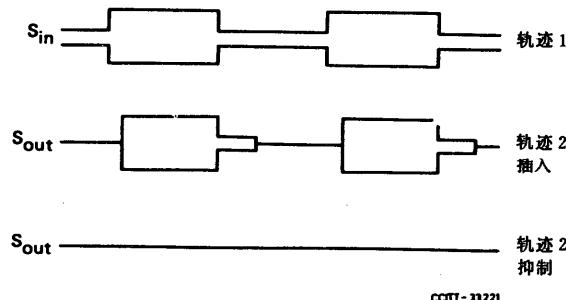


图 A-3/G.164 自适应插入差动灵敏度波形(静态特性)

#### A.5.3 回声抑制器的动态特性

- 1) 置振荡器于  $1000 \text{ Hz}$  (其容许误差见 §5.1.4)
- 2) 调整 Q, 使得  $a_E = 20 \pm 2 \text{ dB}$ 。
- 3) 调整 R, 使得  $L_R = 0 \pm 2 \text{ dBm}0$ 。
- 4) 调整 P, 使得  $L_s = -14 \pm 2 \text{ dBm}0$ 。
- 5) 把示波器波形 1 的  $t'_1$  (见图 A-4/G.164 a) 调整至  $3.5 \text{ 秒}$  (见注 1)。检查波形 2 在  $T_1$  秒插入是否消失 (见注 2)。
- 6) 把示波器的波形 1 的  $t'_2$  (见图 A-4/G.164 b) 调整到至少为  $4 \text{ 秒}$ , 检查波形 2 的  $T_2$  是否小于  $3.5 \text{ 秒}$  (见注 1)。

注 1——3.5 秒是由下式推导的:  $\frac{a_E - 6}{6} \times t_{j\max}$

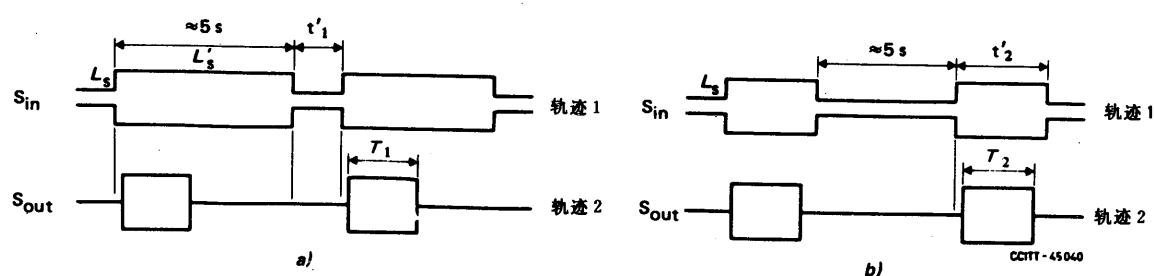


图 A-4/G.164 回声抑制器动态特性波形

式中：

$$a_E = 20 \text{ dB}$$

$$t_{j\max} = 1.5 \text{ S (秒)}$$

$$j = 1 \text{ 或 } 2$$

注 2——当  $a_x$  减少到门限电平时，出现插入结束。

$$L_R - C - L_S - 3 \leq a_x \leq L_R - C - L'_S$$

## 建议 G.165

### 回 声 消 除 器

(1980年, 日内瓦)

#### I. 概述

1.1 回声消除器是一个放在电路 4 线部分的话音控制设备(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)，它通过从电路回声中减去估计回声的方法来降低回声。由传输通道，控制功能以及回声估计是模拟还是数字的来表征回声消除器的性能(见图1/G.165, 2/G.165, 3/G.165, 和4/G.165)。

1.2 本建议可用来设计使用数字或模拟技术的回声消除器。本建议设计的回声消除器将彼此兼容并可以与按照建议 G.161[1]和G.164设计的回声抑制器兼容。建议 G.164[2]，§1.3 规定了兼容的要求。要求中未包括的设计细节可允许有一定灵活性。

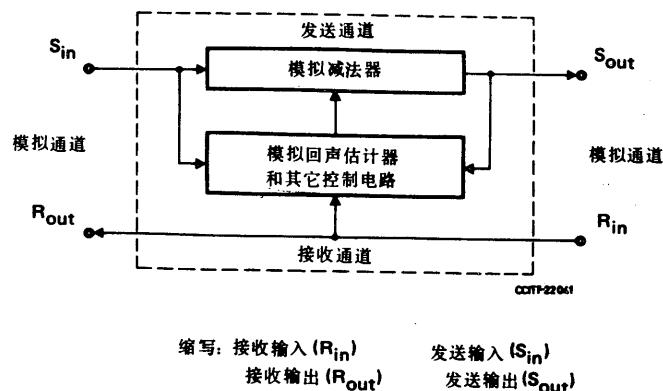


图 1/G.165 A型回声消除器

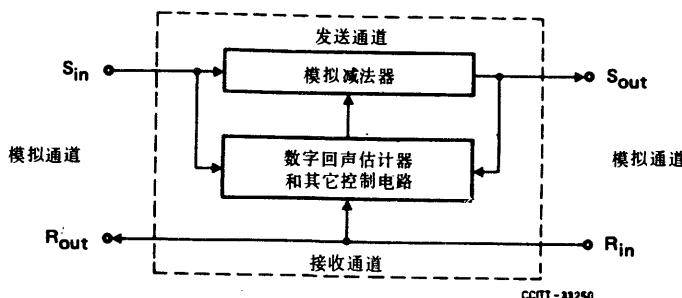
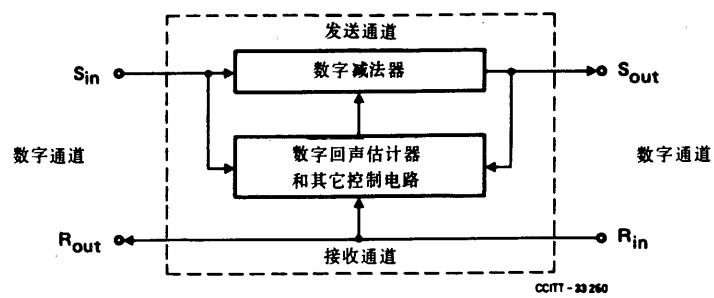


图 2/G.165 B型回声消除器



注——数字通道可以在任何数字接口上，即64 kbit/s, 1544或2048 kbit/s或在任何高次群的接口上。

图 3/G.165 C型回声消除器

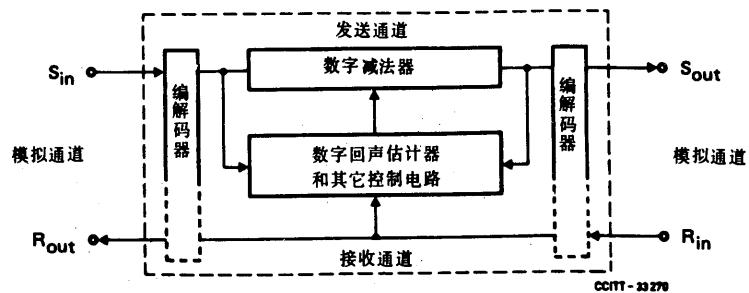


图 4/G.165 D型回声消除器

## 2. 有关回声消除器的定义<sup>1)</sup>

在这个定义和文章中，L是信号的相对功率电平，用dB m0来表示，而A是信号通路中的衰减或损耗，用dB来表示。

### 2.1 回声消除器（见图5/G.165）

位于电路（该电路可以是单个的电路通路，也可以是传送多路复用信号的通路）4线部分，而且通过从电路的回声中减去估计回声的方法用来降低回声的话音控制器。（见建议G.122第22节）

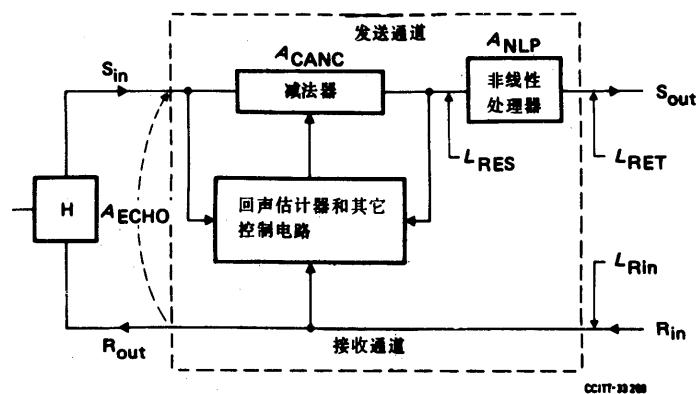


图 5/G.165

1) 除非另有规定这些定义均假设在发送或接收通路上不存在非线性处理，例如：中心限幅，同时还假定在S\_in端的信号是纯回声。

## 2.2 回声损耗 ( $A_{ECHO}$ )

从回声消除器的接收输出端到发送输入端之间信号衰减，由于传输和混合线圈引起的损耗就是回声通路的损耗。

## 2.3 消除 ( $A_{CANC}$ )

回声信号通过一个回声消除器发送通路的衰减。这个定义明确了不包括在消除器输出部分非线性处理器引入的附加衰减。

## 2.4 残余回声电平 ( $L_{RES}$ )

电路回声不能完全消除仍保留在回声消除器发送输出部分上的回声信号电平。它和接收输入信号  $L_{Rin}$  的关系：

$$L_{RES} = L_{Rin} - A_{ECHO} - A_{CANC}$$

不包括任何非线性处理。

## 2.5 非线性处理损耗 ( $A_{NLP}$ )

装在回声消除器的发送通路上的非线性器件（例如中心限幅器）对残余回声电平产生的额外衰减。

严格地讲，以 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消除器的工作，谨慎地使用  $A_{NLP}$  是有益的。

## 2.6 返回的回声电平 ( $L_{RET}$ )

正在工作着的回声消除器的发送输出端上返回到讲话人的信号电平。如果有非线性处理，非线性处理的衰减就包括在内了。

$L_{RET}$  和  $L_{Rin}$  的关系是：

$$L_{RET} = R_{Rin} - (A_{ECHO} + A_{CANC} + A_{NLP})$$

如果没有非线性处理，那么

$$L_{RES} = L_{RET}$$

## 2.7 组合损耗 ( $A_{COM}$ )

回声损耗，消除器损耗和非线性处理损耗（如果有）之和。这个损耗和  $L_{Rin}$  到  $L_{RET}$  的关系为：

$$L_{RET} = L_{Rin} - A_{COM}$$

其中

$$A_{COM} = A_{ECHO} + A_{CANC} + A_{NLP}$$

## 2.8 中心限幅

非线性处理是用于增加有效组合损耗的，它迫使所有的信号降低到规定门限以下的某个最小电平。

## 2.9 收敛

回声途径模式的形成过程，在回声估计器中使用这个模式对电路回声进行估计。

## 2.10 收敛时间

对于一个规定的回声途径，在初始具有零回声通路模式的回声消除器的  $R_{in}$  端上施加规定测试信号的瞬时和在  $S_{out}$  端返回的回声达到规定电平瞬时之间的间隔。

## 2.11 漏泄时间

在全收敛回声消除器的接收输入端去掉测试信号的瞬时，以及当收敛电路禁止而把测试信号重新加到  $R_{in}$  端时，回声消除器中的回声途径模式改变到使返回的回声达到规定的电平的瞬时，这两个瞬时之间的间隔。这个定义系指在收敛电路中采用了漏泄积分器的回声消除器。

### 3. 回声消除器的特性

#### 3.1 概述

本建议可用来设计回声消除器。假设这些回声消除器是“半”回声消除器，即，由于在接收通路上有信号出现，其中只在发送通道上进行消除。

#### 3.2 目的，使用和环境条件

在任何2线或2,4线结合的电话电路上，由于阻抗不匹配，就产生了回声。可使用回声消除器，把这个回声减少到允许的水平。

在回声消除器发送输入端出现的回声是从远端传来的失真的话音也就是这个回声是经过回声途径改变后的来话。通常用回声途径的脉冲响应来描述回声途径。(见图6/G.165)这种典型的回声途径的响应表现为回声途径传输设备固有的纯时延和由于频带限制和多次反射产生的离散信号。时延和离散值将随回声途径的特性而变化。例如，对于不同的国内网路，它们就不一样。这里假设回声途径是线性的，而时间是不变的<sup>2)</sup>。以dB表示的回声途径的损耗(见建议G.122第2.2节)应是从回声抑制器的R<sub>out</sub>到S<sub>in</sub>的最小损耗，它等于这两点相对电平差加上6dB。

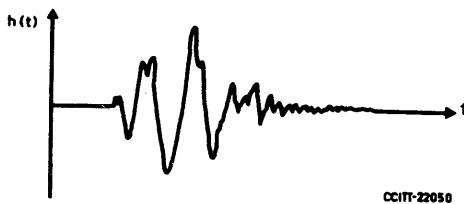


图 6/G.165 回声通路脉冲响应的例子

回声消除器必须能够综合复制回声途径脉冲响应。许多回声消除器采用取样数据的表达来模拟回声路径并用奈奎斯特速率取样(8000Hz)。这种功能适当的回声消除器必须根据要求的取样数<sup>3)</sup>具有足够的存储容量。具体地说存储地址太少的话就妨碍综合所有回声途径。存储地址太多会因不用的地址由于预测到噪声一般不为零而产生不需要的附加噪声。应看到回声消除器引入了一条附加的并联回声途径。如果回声途径模式的脉冲响应与回声途径的脉冲响应有足够大的差别，那么总的返回回声会大于仅是因回声途径产生的回声。

因为回声消除器用于逐级接续的连接中，所以回声途径是变化的。当讲话首先到达R<sub>in</sub>端时，回声消除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0.5秒时间。它主要由增益反馈常数K来确定。不管收到的讲话电平和回声途径的特性如何，其剩应回声是很小的。有些主管部门认为，倘若采用少量的非线性处理，例如中心限幅(见§ 5)就可以进一步降低的话，则应允许有稍高一些的剩应回声电平。

当在收到讲话而且近端开始双向同时讲话时回声消除器可以把这个传送的信号看作为新的回声信号并力图去适应它。这样就严重地降低了主观通话质量不仅减低了回声的消除，而且还会出现双向谈话失真，因为回声消除器是力图动态适应的。采用两个通用的方法作为解决办法。首先使反馈增益常数K小，以便增加有效平均时间。其次是采用双向同时讲话检测器类似于回声抑制器中所使用的一样。但回声消除器的双向同时讲话检测器一般宁可有回声误动，而有利于插入。这就不同于回声抑制器中的双向同时讲话检测器。

因此回声消除器具有以下基本的要求：

- 1) 迅速收敛；
- 2) 在单向说话时，具有很低的返回回声电平；
- 3) 在双向同时讲话时，扩散很小。

#### 3.3 发送和接收通路加入输入信号时的性能测试要求

2) 为非线性的和(或)时间变化的回声途径专门设计的回声消除器比为线性的和，时间不变的回声途径设计的回声消除器要复杂的多。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消除器。

3) 已经成功地验证了具有16ms至40ms存储能力的回声消除器。在使用回声消除器的网路中最大终了时延将决定所要求的存储能力。

### 3.3.1 传输性能

除下面的注外，建议G.164相应的传输性能和要求也适用于回声消除器。

#### 3.3.1.1 时延失真——A 和 B 型（暂定）

相对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 ( $\mu$ s )
500 ~ 600	300
600 ~ 1000	150
1000 ~ 2600	50
2600 ~ 3000	250

#### 3.3.1.2 衰减失真——A 和 B 型（暂定）

衰减失真应当是这样即：

如果  $Q_{dB}$  是  $800\text{Hz}$  (或  $1000\text{Hz}$ ) 的衰减，那么在  $300\text{~}3400\text{Hz}$  频带内，任何频率的衰减应在  $(Q + 0.5)$   $\text{dB}$  到  $(Q - 0.2)\text{dB}$  的范围内。频率为  $200\text{Hz}$  衰减应在  $(Q + 1.0)\text{dB}$  到  $(Q - 0.2)\text{dB}$  的范围内。

#### 3.3.1.3 群时延——C 和 D 型（暂定）

发送通路处理的群时延应不超过  $0.375\text{ms}$ 。

### 3.3.2 回声消除器的性能（暂定）<sup>4)</sup>

已报导了采用两种类型回声消除器所得到的试验结果。第一类采用非线性处理，也就是中心限幅来降低剩余的回声电平（见参考文献[1]）而第二类是有足够的消除作用这样就不需使用非线性处理（见参考文献[2]）。正如参考文献[3]和[4]中所述，这些消除器的性能在长传播时延电路上要比回声抑制器好的多。在发送通路上非线性处理存在与否会产生不同性能指标的测量。测试要求要考虑到在各个测试中的差别。测试中，假设回声途径的脉冲响应存储（H寄存器）能够清除（置零）并假定能够阻止回声消除的配合。

利用在回声消除器的  $R_{in}$  和  $S_{in}$  端施加信号并测量  $S_{out}$  端信号的方法进行测试来说明这些要求。测试装置如图7/G.165所示。假设各点均为相等的相对电平点。使用限制频带的白噪声（ $300\text{~}3400\text{Hz}$ ）做为接收输入测试信号（见图7/G.165注2）。

#### 3.3.2.1 测试 1 —— 稳态剩余和返回的回声电平测量

这项测试的目的是为了保证稳态消除作用 ( $A_{CANC}$ ) 对于下面a)或b)都是足够的：

- a) 产生的剩应回声电平非常低，不需要进一步处理。
- b) 产生的剩应回声电平非常低，允许采用非线性处理，但又不过分依赖它。

H寄存器一开始被清除，施加足够时间的接收信号使得消除器收敛产生稳态剩应回声电平。

要求（暂定）

H寄存器初始置零，使非线性处理器不工作对于接收输入信号电平所有的值：

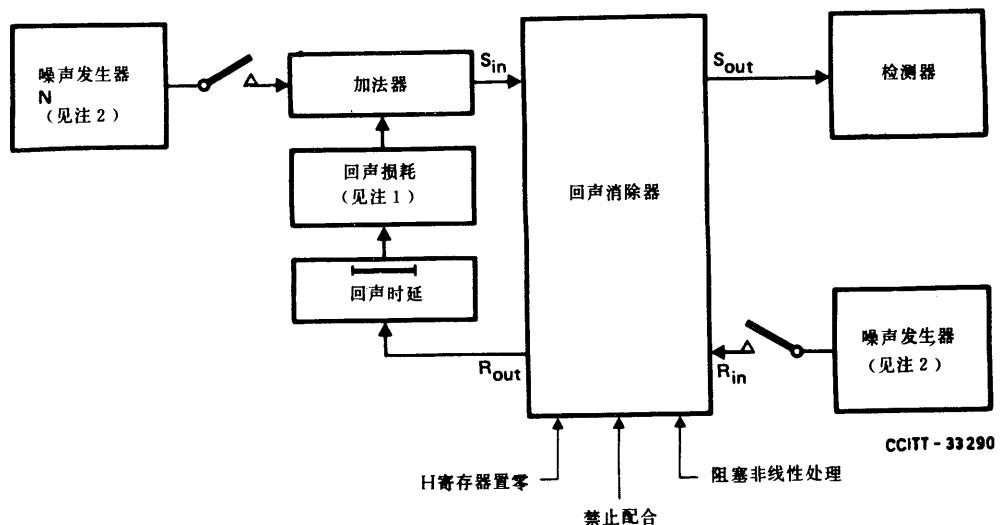
$$-30 \text{ dBm0} \leq L_{R_{in}} \leq -10 \text{ dBm0}$$

回声损耗所有的值  $\geq 10\text{dB}$ ，而且平坦回声时延  $\leq \Delta \text{ms}^5)$ ，剩应回声电平应为（见注 1）：

- a) 如果在正常工作状态下不使用非线性处理则  $\leq L_{R_{in}} - K_{dB}$ （见注 2）或
- b) 如果在正常工作状态下使用非线性处理时， $\leq -40 \text{ dBm0}$ 。在非线性处理工作时，返回回声电平必须小于  $-65 \text{ dBm0}$ 。

4) 应当指出，规定值是暂定的，它们取决于采用限制频带的白噪声测试信号在令人满意的现场回声消除器上进行的测量（见图7/G.165注2）。

5) 根据回声消除器应用于不同的网路有不同的回声途径时延的情况，为了满意的工作，可以设计不同的回声消除器。因此本建议出现的  $\Delta$  代表为回声消除器设计的回声途径时延。



注 1 ——这些测试中使用的回声途径的频率脉冲响应必须予以规定。这个问题正在研究中。

注 2 ——应规定适用于噪声源的频率加权。有两个提议，是采用频带限制的白噪声还是采用根据建议G .227参考文献[ 5 ]形成的噪声。这个问题正在研究中。

图 7/G .165

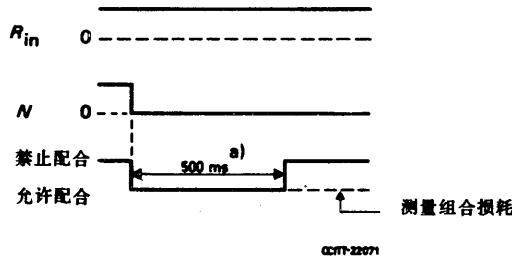
注 1 ——当  $L_{Rin} < -30 \text{ dB m } 0$  , a) 种情况时剩应回声电平应  $\leq -65 \text{ dB m } 0$  ; b) 种情况时返回回声电平应  $\leq -65 \text{ dB m } 0$  。对于  $L_{Rin} > -10 \text{ dB m } 0$  的要求正在研究之中。

注 2 ——考虑到建议G .111的参考文献[ 6 ]以及在1977 ~ 1980研究期内收到的资料, 提议K的值暂定为40。进一步研究可能表明不同的K值是必要的。

### 3.3.2.2 测试 2 ——收敛测试

这项测试是为了保证回声消除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，而且阻止回声消除器的配合。如果有双向同时讲话检测器可把信号加到  $S_{in}$  和  $R_{in}$  端使其处于双向谈话状态。去掉  $S_{in}$  端的信号，而且同时应能进行回声消除的配合。像测量返回回声电平一样，配合程度将取决于回声消除器的收敛特性和双向同时讲话检测的持续时间。

这个测试程序是清除H寄存器和禁止配合。信号N电平为  $-10 \text{ dB m } 0$  , 并把信号加在  $R_{in}$  端。然后去掉N信号并同时能够配合（见图8/G .165）。禁止配合500ms后，测量返回回声电平。如果在正常工作时，使用了非线性处理器，此时应阻止其工作。



a) 这个值是暂定的，收敛时间的上下边界正在研究之中。

图 8/G .165

### 要求 (暂定)

H寄存器初始置零，全部  $L_{Rin} \geq -30 \text{ dB m } 0$  并  $\leq -10 \text{ dB m } 0$  , 持续时间500ms。全部回声损耗值  $\geq 10 \text{ dB}$  , 平坦回声时延  $\leq \Delta \text{ ms}$  , 组合损耗( $A_{COM} = A_{ECHO} + A_{CANC} + A_{NLP}$ )应  $\geq 27 \text{ dB}$  。

### 3.3.2.3 测试 3 ——双向同时讲话时的性能 (暂定)

本项测试分两部分，目的是测试在双向同时讲话的各种不同条件下回声消除器的性能。这种测试假定，在双向同时讲话的检测中，采取了阻止式缓慢适配的措施以避免过分降低消除作用。

3.3.2.3.1 试验3a是为了保证双向同时讲话检测不太敏感,以免回声和低电平近端讲话引起双向同时讲话检测器误动到不能配合的程度。测试过程首先是清除H寄存器,然后对回声时延和回声损耗的某个值在R<sub>in</sub>送入一个信号。同时(见图9/G.165)把一个电平非常低且不严重的妨碍回声消除器的收敛能力的干扰信号送到S<sub>in</sub>端。这个信号应不引起双向同时讲话检测器动作。并应出现配合和消除作用。1秒钟后,这个配合被禁止,测量剩应回声。如果在正常工作中采用非线性处理,此时应阻止其工作。

要求(暂定)

由于H寄存器初始置零,所有L<sub>Rin</sub>≥-2.5 dBm0并≤-10 dBm0,N=L<sub>Rin</sub>-15dB,A<sub>ECHC</sub>>6dB,平坦回声时延≤△ms,收敛应出现在1.0秒之内,L<sub>RES</sub>应≤N。

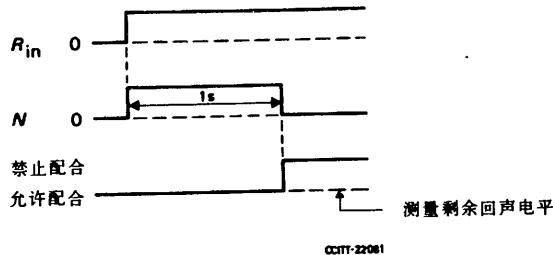


图 9/G.165

3.3.2.3.2

测试3b是为了保证双向同时讲话检测器足够灵敏,动作迅速足以防止在双向同时讲话时大量扩散。

测试过程是,对给定回声途径完全收敛回声消除器。把信号送到R<sub>in</sub>端,同时(见图10/G.165)把另一信号N送到S<sub>in</sub>,其值至少等于R<sub>in</sub>端的电平。这样将使双向谈话检测器工作。经过任意选定时间后,δt>0,配合禁止。然后测量剩应回声。如果在正常工作中采用非线性处理,此时应阻止其工作。

要求(暂定)

由于回声消除器一开始就处于收敛状态,对全部L<sub>Rin</sub>值≥-30dBm0并≤-10dBm0,N的各种值≥L<sub>Rin</sub>,全部回声损耗值≥10dB,平坦回声时延≤△ms,同时使用L<sub>Rin</sub>和N一段时间后,剩应回声电平与测试1中稳定要求的值相比,应不大于10dB。

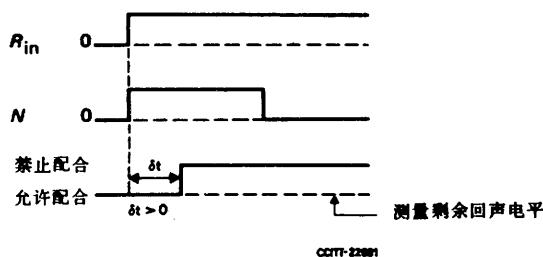


图 10/G.165

3.3.2.4 测试4——漏泄测试

这个测试的目的是为了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。

这个测试过程对给定回声通路完全收敛回声消除器,然后从回声消除器中去掉所有信号。两分钟后,H寄存器的内容被冻结。把一信号加到R<sub>in</sub>端,测量剩应回声(见图11/G.165)。如果在正常工作中使用非线性处理,此时应阻止其工作。

要求(暂定)

由于回声消除器一开始就处于全收敛状态,对全部L<sub>Rin</sub>的值≥-30dBm0并≤-10dBm0,去掉R<sub>in</sub>信号后2分钟,剩应回声电平与测试1中稳定要求的值相比应不大于10dB。

3.3.2.5 测试5——无限大回波损耗的收敛测试

这个测试的目的,是为了保证回声消除器有一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时,不论是前面连接来的或从本连接来的,而且回声途径是开路的(电路回声消失)而在R<sub>in</sub>端出现一

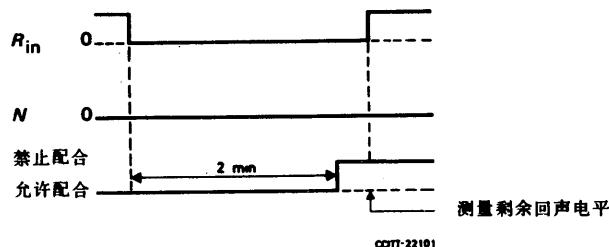


图 11/G .165 CCITT • 22101  
123

个信号这种现象就可能出现。

这个测试过程是对给定回声途径完全收敛回声消除器。同时向  $R_{in}$  端送一个信号，这个回声途径被中断，在回声途径中断 500ms 后，测量  $S_{out}$  上的返回回声信号（见图 12/G .165）。如果正常工作中使用非线性处理，此时应阻止其工作。

注——500ms 是暂定值。收敛时间的上限下限正在研究中。

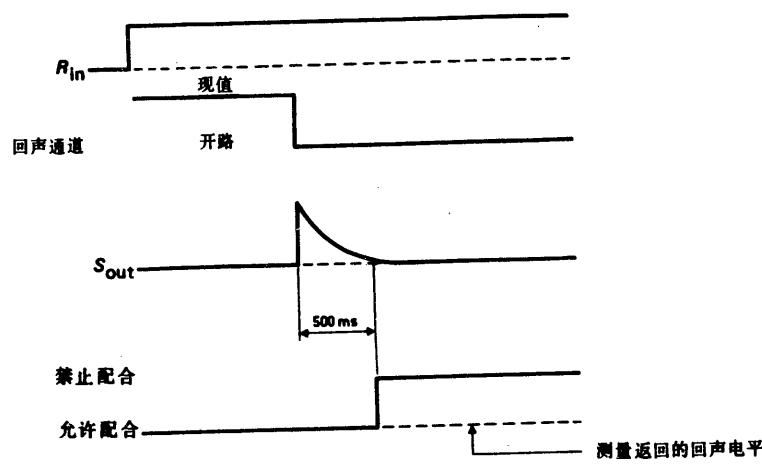


图 12/G .165

#### 要求 (暂定)

回声消除器一开始就处于完全收敛状态，对回声损耗  $\geq 10 \text{ dB}$  的全部数值以及  $L_{R_{in}} \geq -30 \text{ dB m} 0$  并  $\leq -10 \text{ dB m} 0$  的全部数值，回声途径阻断后 500ms 在  $S_{out}$  处返回回声电平应  $\leq -40 \text{ dB m} 0$ 。

#### 3.4 外部起动/阻塞

回声取消器应能由长途电路驱动地使其起动或阻塞。起动器应有允许或阻止正常回声消除器工作的功能。某些 C 型回声消除器可直接用数字信号阻塞。

#### 4. 回声消除器单音阻塞器的特性

如果一个单音阻塞器用来阻塞作为带内数数据传输的回声消除器时，这个单音阻塞器应符合建议 G .164 §4 中的要求。

#### 5. 非线性处理器特性

(正在研究中)

## 参考文献

- [1] CCITT Recommendation Echo-suppressors suitable for circuits having either short or long propagation times, Orange Book, Vol. III.1, Rec. G.161, ITU, Geneva, 1977.
- [2] HORNA, (O. A.): Echo Canceller with Adaptive Transversal Filter Utilizing Pseudo-Logarithmic Coding, *COMSAT Technical Review*, Vol. 7, No. 2, 1977.
- [3] DUTTWEILER, (D. L.) and CHEN, (Y. S.): A Single-Chip VLSI Echo Canceller, *Bell System Technical Journal*, Vol. 59, No. 2, 1980.
- [4] CANADA: BELL-NORTHERN RESEARCH/CANADIAN TELECOMMUNICATIONS CARRIERS ASSOCIATION: Subjective Performance Evaluations of Echo Control Devices on Terrestrial and Satellite Circuits, CCITT COM XV-No. 306, COM XII-No. 154, COM XVI-No. 105, 1977-1980.
- [5] AMERICAN TELEPHONE AND TELEGRAPH: Satellite User Reaction Tests – A Subjective Evaluation of Echo Control Methods, CCITT COM XII-No. 165, XVI-No. 112, 1977-1980. To be published as *Bell System Technical Journal* article.
- [6] CCITT Recommendation *Conventional telephone signal*, Vol. III, Fascicle III.2, Rec. G.227.
- [7] CCITT Recommendation *Reference equivalents in an international connection*, Orange Book, Vol. III, Rec. G.111, ITU, Geneva, 1977.

## 建议G.171

### 构成专用电话网的租用电路传输特性

(1980年, 日内瓦)

#### I. 概述

本建议主要涉及专用电话交换网。在某些情况下, 这些网路也可适用于模拟编码数据信号的传输, 但不专门采取措施去保证满足这方面的传输性能。

应该注意到, 并不是所有的主管部门都提供这种便利条件。其他主管部门允许专用电话网和公用电话网互连。在后一种情况下, 往往不能保证获得符合CCITT标准的传输性能。

本建议并不打算阻止就特殊网路结构制定双边协定。在这种情况下, 建议本文讨论的网路规划可以作为另外一种可行规划的指南。

#### 2. 网路结构

本文所提出的建议涉及2线交换网和4线交换网两部分。为了使损耗和失真保持在适当限值之内, 较大的网路(例如: 超过3个串连交换电路——见§4注3)需采用由4线电路互连的4线汇接交换局。但是, 在一个4线交换占主导的网路里, 如果仅用于提供始端和末端的信息交换, 仍可使用2线交换节点(没有不当的损失)。4线交换规划允许最多有7个模拟电路串连。因此, 暂建议把这个容限分到三条国际电路和每个国内延伸电路中的两条国内电路。

#### 3. 国际电路标称传输损耗

##### 3.1 4线电路

建议G.111适用于这种类型的电路, 因此在虚拟模拟交换点之间参考频率(800Hz)的标称传输损耗, 在采用模拟传输方式的电路中应为0.5dB。建议G.111中标明了虚拟模拟交换点的位置, 可以想象这些点将位于具有电路终端的专用交换局处。4线电路不应含有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邻近 2 线/4 线终端单元（4 线侧）。这样，就用和 4 线电路相同的方法处理了。

#### 关于 §3 的注释

注 1 ——在参考频率上，实际交换点之间的实际电路损耗在事先不掌握交换电平的情况下不能精确地规定。

注 2 ——实际电路损耗在两个传输方向间可能不同。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：两个有关专用交换局的交换点之间完整的传输通道。

## 4. 国内电路的标称传输损耗

### 4.1 4 线电路

参考频率 (800 Hz) 的标称损耗应为 0 dB。

### 4.2 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）。

在参考频率 (800 Hz) 上的标称损耗不应超过 7 dB，并应尽可能低一些，例如为 3 或 4 dB

#### 关于 §4 的注释

注 1 ——可能遇到某些国家的安排，要求 4 线电路的标称损耗在参考频率上为 0.5 dB。

注 2 ——由于租用电路含有本地不加感配线电缆线对提供的电路段，因此必须注意，保证由不加感电缆线对引入的相对增益，而要有一个适当的稳定度。

注 3 ——对于构成连接的任何可能的交换组合，其电路的标称总损耗应不超过 15 dB。在 2 线交换网情况下，如果每条国内电路具有的损耗为 4 dB 或更少一些，既允许最多两条国际电路串连，也允许一条国际电路和两条国内电路串连。如果每条国内电路在参考频率上 2 线/2 线标称损耗大于 4 dB（可能是由于稳定度的要求或由于某些国内实际情况的要求），那么网路就应限制到最多由两条电路串连。

## 5. 稳定度

### 5.1 国内 2 线式电路

暂定 4 线环路的标称损耗，在正常工作时所遇到的各种终端状态下（例如，包括调整连接的相应），在 0~4 kHz 频带的任何频率上应不低于 6 dB。

### 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，虚拟模拟交换点可考虑位于邻近 2 线/4 线终端单元（4 线侧）

#### 关于 §5 的注释

注 1 ——建议 G.122，§1.1 的注释给出了高于和低于 300~3400 Hz 频带的稳定度损耗一般导则。

注 2 ——为了获得关于 2 线式低损耗（如 3 dB）电路稳定度的建议值，2 线/4 线终端单元必须位于专用交换局。但是，当电路具有较高的标称损耗时，就不必这样做了。[1] 引用的 CCITT 手册给出了关于这个课题的导则。

## 6. 延伸电路的修正参考当量 (C E R s)

### 6.1 负荷

各主管部门必须保证其负责的专用网工作电平、灵敏度等有关方面的技术规定，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，该建议规定参考虚拟模拟交换点发送 C R E 的最小标称值为 4 dB（发

送参考当量为 6 dB)。

## 6.2 发送CRE

2 线电话延伸电路(公用网中模拟本地电话电路部分)的发送CRE最大值不应超过15.5 dB(发送参考当量为12dB)。该值与图1/G.103中例举的本地电话电路最大值一致。实际上期望大多数发送参考当量值应大大低于该限值。

主管部门应尽量选择符合建议G.121, §1的最佳长期指标(参照虚拟模拟交换点的数值)。

## 6.3 接收CRE

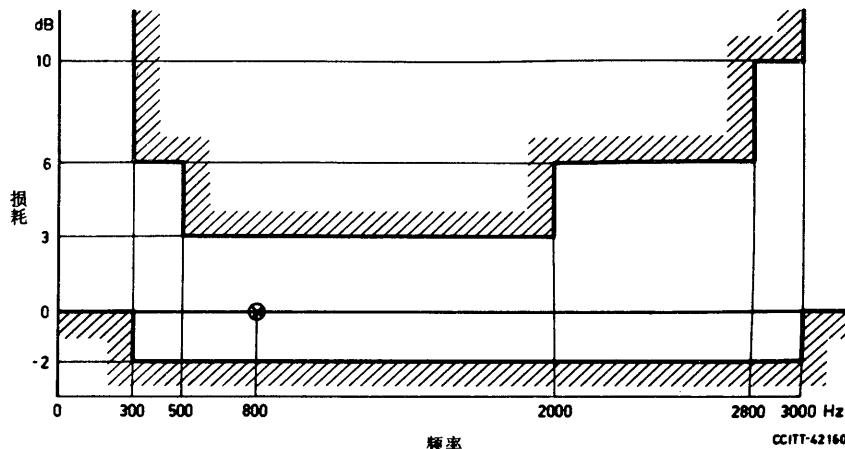
2 线延伸电路(公用网中模拟本地电话电路部分)接收CRE最大值应不超过4 dB(接收参考当量为3 dB)。该值与图1/G.103例举的本地电话电路最大值一致。实际上期望到的大多数接收参考当量值应大大低于这个限值,尽管必须考虑对过量的噪声、串话和侧音保持足够的富余度。

各主管部门应尽量选择符合建议G.121, §1的最佳长期指标(参照虚拟模拟交换点的数值)。

## 7. 损耗/频率失真

### 7.1 4线电路

每条4线电路(译注)的损耗/频率失真应不超过图1/G.171给出的限值。这些限值同样地特别适用于终端在2线交换节点(见§2)电路的4线部分。



注——用来限制频带边缘增益的300Hz和3kHz的值是暂定的。因为建议G.232[2]容许的是FDM终端设备的宽带频率范围。

图 1/G.171 4线电路相对800 Hz的电路总损耗限值

### 7.2 2线式电路

每条2线式电路的损耗/频率失真应不超过图2/G.171给出的限值。

## 8. 噪声

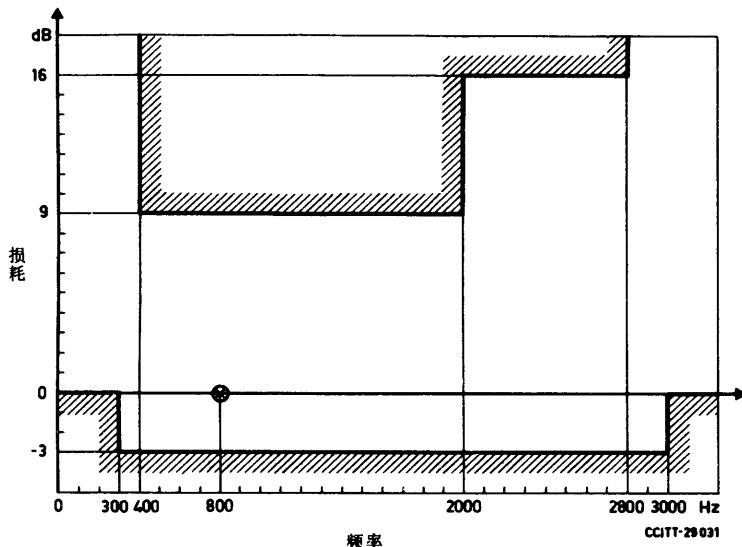
关于每个电路段的噪声应符合相关建议的要求。建议G.123和G.143, §1给出了系统噪声特性的一般导则。在专用交换点随机噪声功率的标称电平取决于电路的实际构成,但不应超过-38 dBm 0 p(电路长于10000km的暂定维护限值)。实际上 长度较短的电路,随机噪声明显减少。图3/G.171可作为所期望的噪声性能的指南。

## 9. 回声控制

9.1 迄今为止在应用中应该遵守建议G.122, §2和G.131, §2中有关回声控制的规定。

9.2 若必须采用回声控制装置(例如回声抑制器或回声消除器)的时候,则建议应将其装配在专用网而不应安装在国际终端中心。这样可以避免终了时延问题。

译注: 原文为“2线式电路”,似不妥,现已改正。



注——用来限制频带边缘增益的300Hz和3kHz的值是暂定的。因为建议G.232[2]容许的是FDM终端设备的宽带频率范围

图 2/G.171 2线式电路相对800Hz的电路总损耗限值

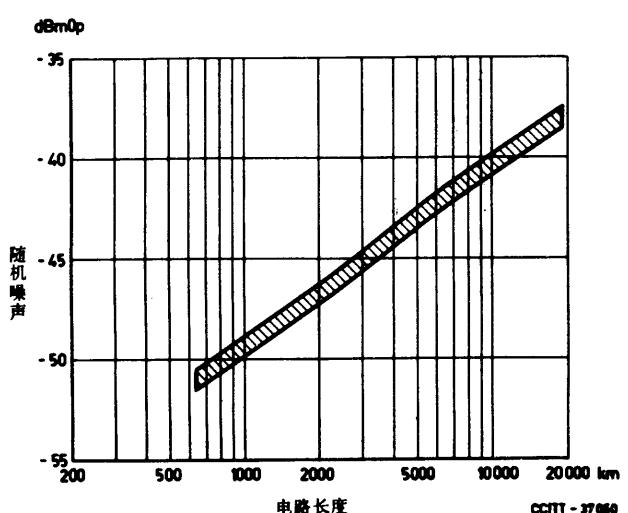


图 3/G.171 电路随机噪声性能

## 参考文献

- [1] CCITT manual *Transmission planning of switched telephone networks*, ITU, Geneva, 1976.
- [2] CCITT Recommendation *12-channel terminal equipments*, Vol. III, Fascicle III.2, Rec. G.232.

## 第 III 卷 第 I 章 的 附 录 1

### 建议G.111和G.121中出现的修正参考当量（C R E）值的合理性

#### I .1 原则

在修正参考当量（C R E）的基础上，重新起草建议G.111和G.121时，必须遵循以下两条原则：  
 a) 采用以原有建议为基础的规划方法的各主管部门，在应用新建议时，不应有任何严重困难。

b) 不应降低为用户提供的传输质量。

下面章节说明如何运用这些原则，依据桔皮书中给出的参考当量，推导出现在这些建议中所用的修正参考当量值 (C R E)

### I .2 最佳值 (G .111, § 3.2)

旧建议书上指出：“全程参考当量的最佳范围”  $q_c$  大约是 6 ~ 18 dB，其最佳值约为 9 dB。实际上，如果我们考虑，比如在 [ 1 ] 中介绍英国进行的测试，就可以发现：

$$q_c = q_s + q_r + X$$

式中，

$q_s = + 7$  dB 和  $q_r = - 2$  dB 是本地系统（发送与接收）参考当量，而 X 为这两个系统之间的损耗。

由于在这些测试中没有插入滤波器，所以根据表 A—2/G .111，我们得到  $D = - 3.9$  dB；和根据建议 G .111 的附件 A 中 (A—1) 公式，得到  $Y_s = 8.9$   $Y_r = - 1.8$ ，因此（根据该附件中 A—2 公式） $Y_c = 8.9 + X - 1.8 - 3.9 \sim q_c - 2$  dB。

最佳值  $Y_1 = 9 - 2 = 7$  dB 等于发送系统 (§1.5) 的最小 C R E，因此，看来下限值  $Y_0 = 4$  dB 在规划中并没有多少实用价值。

上限值  $Y_2 = 18 - 2 = 16$  dB 对如下诸项十分重要。

注——对于连接的或国内系统的修正参考当量使用符号 Y，而 y 仅限于使用在本地系统中的数值，它根据 (A—1) 公式的参考当量值导出。

### I .3 国内系统的最大标称值 (G .121, § 2.1)

下面让我们考虑表 1.1 中仅满足老建议 G .121 的参考当量 (R E) 规划限值的国内系统。第 1 种情况相当于老的传输规划中参考当量和衰减的分配情况。第 2 种和第 3 种情况大致相当于实际上可能发生的极端分配情况。

表 I-1 国内系统 C R Es 的计算 (分贝)

系 统 的 各 部 分	第 1 种情况		第 2 种情况		第 3 种情况	
	R E	C R E	R E	C R E	R E	C R E
本地发送系统 (a)	10	12.8	17.5	23.1	5	6.4
未加感的长市中继线 (b)	3.5	4	0	0	7	8
具有低失真的长市中继线 + 长距离电路 + 交换机和终端单元 (c)		衰减				
	7.5	7.5	3.5	3.5	9	9
总的发送 (a + b + c)	21	24.3	21	26.6	21	23.4
本地接收系统 (d)	1	1.6	8.5	10.8	-4	-4.0
总的接收 (b + c + d)	12	13.1	12	14.3	12	13.0

根据建议 G .111 附件 A 中的公式 (A—1) 计算得出用于本地系统 (a 和 d) 的相应 y 值，并根据建议 G .121 附件 C  $K = 1.15$  计算得出用于长市中继线 (b) 的相应 y 值。

用于发送系统的总修正参考当量值的变化约为 3 dB，用于接收系统的总修正参考当量值的变化约为 1 dB。满足 §1.1 中条件 a) 的简单方法是建议采用最高值，但是这样做却可能满足不了该节中的条件 b)。

另外，a) 中的数值适用于线性话筒；当用于炭精话筒时，该值必须减少 1.5 dB。实际上，过去一直选用老的限值，但是，必须选择单一的限值（与话筒种类无关）以便保持同样的传输质量。

因此认为有必要建议把发送  $Y_3 = 25$  dB，接收  $Y_4 = 14$  dB 作为限值。修改过的建议 G .121，§2 中图 1/G .121 和图 2/G .121 的注释 1 叙述了采用上述数值时可能出现的问题。

### I .4 话务量加权平均值 (G .111, § 3.2 和 G .121, § 1)

1.4.1 对于长期指标，最大参考当量值 ( $q_c = 18$  dB) 是最佳范围内的最大值，相应的  $Y_c$  值为 16 dB。

若假设这种情况下衰减失真相当于  $D = -1.5 \text{ dB}$ , 则该指标可分成发送  $Y_5 = 13 \text{ dB}$ , 接收  $Y_6 = 4 \text{ dB}$ , 国际电路为  $0.5 \text{ dB}$ 。

最小值相当于人们认为是可行的数值。利用表1-1的代号可以得到表1-2中 q 的典型分布, 并由此得出 CRE 值。

对于这种连接, 我们将得到  $Y_9 = 11.4 + 2.6 + 0.5 - 1.5 = 13 \text{ dB}$

表 1-2 最小指标值的典型分布

	传 蜜		接 收	
	q	C R E	q	C R E
a	5	$y = 6.4$		
b	0	0		
c	5	5		
总发送 $a+b+c$	10	$Y_7 = 11.4$		
d			-2.5	$y = -2.4$
总接收 $b+c+d$			2.5	$Y_8 = 2.6$

1.4.2 对于短期指标, 其最小值是相同的。最大参考当量 ( $q_s = 16$ ,  $q_r = 6.5$ ) 已根据典型的分布规律得出; 比以前建议的97%的数值低  $5 \text{ dB}$  和  $5.5 \text{ dB}$ 。 $Y$  值的散差稍大, 约为  $5 \times 1.2$  或  $5.5 \times 1.2$ , 或  $6-6.5 \text{ dB}$ , 因此,

对于发送,  $Y_{10} = 25 - 6 = 19 \text{ dB}$

对于接收,  $Y_{11} = 14 - 6.5 = 7.5 \text{ dB}$

对于一个连接(只有一条国际电路)的数值为:

$$Y_{12} = 19 + 7.5 + 0.5 - 1.5 = 25.5 \text{ dB}.$$

### 1.5 用于国内发送系统的最小 CREs (G 121, §3)

利用表1-1的代号,  $q = 6 \text{ dB}$  相当于,

例如,  $a = 2.5$ ,  $b = 0$ ,  $c = 3.5$ , 因此  $Y = 3.4 + 3.5 = 6.9$

或:  $a = 4$ ,  $b = 0$ ,  $c = 2$ , 因此  $Y = 5.2 + 2 = 7.2$

可取  $Y_{13} = 7 \text{ dB}$  作为最小值。

### 1.6 侧音参考当量 (G .121, §5)

在对课题9/XII[2]未得到完满答复之前, 建议P .73[3]中的方法和用参考当量表示的现有值应当保留。

### 1.7 其它数值

若干建议中包括有“回声途径参考当量”(G .131), “串话参考当量”(G .116), 均是按不精确的加法进行计算的。在不改变目前使用的术语的情况下, 增加一个注释说明, 并在下一个研究周期内应当修改其内容。

## 参考文献

- [1] RICHARDS (D. L.): Telecommunication by Speech, Butterworths, pp. 279-281, 1973.
- [2] CCITT Question 9/XII, Contribution COM XII-No. 1, Study Period 1981-1984, Geneva, 1981.
- [3] CCITT Recommendation Measurement of the sidetone reference equipment, Vol. V, Rec. P.73.

## 第二部分

G 系列建议第一章的增补

## 国际连接中讲话者的回声

(1964年于日内瓦通过，1968年在马德普拉塔、  
1976年和1980于日内瓦修订；参考建议G 131, §2)

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抑制器。换句话说，可用求出一个完整连接中的4线链路所应采用的标称总传输损耗值，这样就可以不需要回声抑制器。在使用这组曲线之前，必须先确定允许出现不适当的回声的呼叫比例。建议G .131, §2给出了关于这一问题的导则。

曲线图的座标表示电话连接控制回声的两个参数，也就是回声途径的参考当量和平均单向传播时间。通过建立某些假定条件（下面讨论的），这两个参数就变成了主要参数。

每条曲线把座标平面分成两部分，相对于该曲线，描绘连接点的位置表明是否需要回声抑制器，注意允许呈现不适当的回声呼叫的百分比数。

### 控制回声的因素

在某一特定的连接中，为了决定是否需要回声抑制器必须考虑的主要因素是：

- a) 回声途径数；
- 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参考当量；
- d) 用户呈现的回声容限。

下面依次讨论这些因素。

当电路和4线一起交换时，假定此时忽略去回之间的串话，只有一条回声途径。如果电路跟2线一起交换，上述情况事实上也是完全正确的。在连接的各点可获得回声回损的合理值，因为主要回声电流是由于在两端4线电路的终端，此时连接减至为2线，回声回损相对的低时而产生的。

往返回声途径所需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。

对于对称连接的讲话者回声途径，其参考当量用如下总和近似给出：

——发话人本地终端交换的2线点和收听端4线/2线终端器的2线侧之间连接的2倍传输损耗；

——收听端回声平衡回损；

——发话机和用户线的发送和接收参考当量的总和。

通常，应使用相当于低损耗用户线的参考当量值。

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，这是一种有把握的假想。

假设回声回损的平均值不低于11dB，其标准偏差3dB是用在500~2500Hz的频带上加权平均功率比来表示的。假定在这个频带上传输损耗平均值是均匀的，并且假定每个传输方向的每一4线电路传输损耗的标准偏差为1dB，由此可以假定两个传输方向损耗变化之间的相关性是一致的。

表1给出用户所感受到的回声容限数据是由AT&T公司（美国电报电话公司）提供的，已于1971年完成的一系列研究为基础。对于回声，这些测试提供了恰好检测到回声时回声途径参考当量的数据，可作为回声途径时延的函数。此外，还获得了五级质量评定（极好，好，尚可，差，劣）。表1表示检测得到的门限值和评定为劣时的回声途径平均损耗。这些平均值是50%为检测得到的和50%为劣时的回声途径参考当量。表1同时还给出了标准偏差。

### 图2/G .131的构成

回声性能为差或劣时的平均富裕度由下式给出：

$$M = 2T + B - E + SRE + RRE$$

式中：T=讲话者的本地终端交换机2线点和收听端4线/2线终端设备2线侧之间连接的平均传输损耗，假定该损耗在两个传输方向相同；

B=收听端平均回声平衡回损；

表 1

回声容限测试结果

单向传播时间(ms)	回声途径参考当量			
	门限值		劣值	
	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

E = 评为劣时要求回声途径参考当量的平均值<sup>1)</sup>;

SRE = 短用户线始端本地交换机 2 线点发送参考当量;

RRE = 短用户线始端本地交换机 2 线点接收参考当量

富裕度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 = 富裕度的标准偏差;

$t_1, t_2$  = 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 = 回声平衡回损的标准偏差;

e = 意见评为劣时所要求的回声路径参考当量分布的标准偏差;

r =  $t_1, t_2$  间的相关因子;

n = 4 线链路中的 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:

$$m^2 = (4n + 45)$$

建议 G 131, §2.3 规则 A 和 E 考虑以遇到评为劣时的回声的概率为 1% 和 10% 对于这种情况假定有 9 条 4 线电路 (3 条国内 + 3 条国际 + 3 条国内)。因此 1% 和 10% 的曲线  $m = 9.0 \text{ dB}$ 。

当概率为 10% 时, 富余度可能为标准偏差的 1.28 倍, 在 1% 概率时则为 2.33 倍。因此相应的 M 值为:

10% 的概率时:  $M = 1.28 \times 9.0 \text{ dB} = 11.5 \text{ dB}$ ;

1% 的概率时:  $M = 2.33 \times 9.0 \text{ dB} = 21 \text{ dB}$ 。

将这些值代入  $M = 2T + B - E + SRE + RRE$  得到以下讲话者平均回声衰减值:  $2T + B + SRE + RRE$

10% 概率时:  $2T + B + SRE + RRE = 11.5 \text{ dB} + E$ ,

1% 概率时:  $2T + B + SRE + RRE = 21 \text{ dB} + E$ .

利用这些方程式, 计算出表 2 的各值(取最接近的整 dB 数), 计算连接长度一项的数值时, 假定传播速度是  $160 \text{ km/ms}$ 。

表 2

平均单向传播时间(ms)	连接长度(km)	平均回声途径参考当量 $2T + B + SRE + RRE (\text{dB})$	
		10% 评劣	1% 评劣
10	1600	21	30
20	3200	28	37
30	4800	32	41
40	6400	35	44
50	8000	37	46

根据这些数值和 n 为其他值时计算的类似值绘成图 2/G 131。

<sup>1)</sup> 这个数值相当于 50% 的意见评为劣时的回声途径参考当量值。

## 假设参考连接中基本传输损伤的可能组合

(1980年于日内瓦通过，建议G.103中引用)

表 I

连 接	图1/G.103		图2/G.103		图3/G.103	
传 输 规 划	a)	b)	a)	b)	a)	b)
C R E—最大值 s = 15.4dB r = 4.0dB	41.6dB		37.6dB	35.6dB	26.9dB	24.9dB
—平均值 s = 8.9dB r = 0.5dB	25.6dB		22.0dB	20.0dB	14.5dB	12.5dB
—最小值 s = 8.9dB r = 4.0dB	15.6dB		10.7dB	8.7dB	10.0dB	8.0dB
R E—最大值 s = 12dB r = 3dB	36dB		33.5dB	31.5dB	24dB	21dB
—平均值 s = 7dB r = 0dB	23dB		20.5dB	18.5dB	16dB	13dB
—最小值 s = 7dB r = -4dB	15dB		12.5dB	10.5dB	12dB	9dB
C N—最大值 $\begin{cases} r' = 3dB \\ r' = 0dB \\ r' = -4dB \end{cases}$	3690pWp 7360pWp 18490pWp	3840p Wp 7680p Wp 19190p Wp	820pWp 1640pWp 4110pWp	1030pWp 2060pWp 5150pWp	3320pWp 6650pWp 16620pWp	4630pWp 9260pWp 23160pWp
—平均值 r' = 0dB	3100pWp	3220p Wp	730pWp	870pWp	3320pWp	4630pWp
C N—最大值 $\begin{cases} r' = 3dB \\ r' = 0dB \\ r' = -4dB \end{cases}$	-54.3dB mp -51.3dB mp -47.3dB mp	-54.1dB mp -51.1dB mp -47.1dB mp	-60.8dB mp -57.8dB mp -53.8dB mp	-59.9dB mp -56.9dB mp -52.9dB mp	-54.8dB mp -51.8dB mp -47.8dB mp	-53.3dB mp -50.3dB mp -46.3dB mp
—平均值 r' = 0dB	-55.1dB mp	-54.9dB mp	-61.4dB mp	-60.6dB mp	-54.8dB mp	-53.3dB mp
A D—最大值 (见注 1 )	14aadu (4+6+4)		5aadu (2+1+2)		4aadu (0+4+0)	
—平均值	5aadu (2+1+2)		5aadu* (2+1+2)*		1aadu* (0+1+0)*	
—最小值	3aadu (1+1+1)		3aadu (1+1+1)		1aadu (0+1+0)	

注 1——情况a): 以 $(3.5 + 0 \times n)$ dB 规则为基础的传输规划。情况b): 以 $(2 + 0.5 \times n)$ dB 规则为基础的传输规划。

注 2——A D 意味着在两本地交换机之间一个假定的 4 线电路链上用 aadu (模拟衰减失真单位) 表示的衰减失真。

注 3——标记\*表示一种输入假定。

注 4——r'意思是R R E。

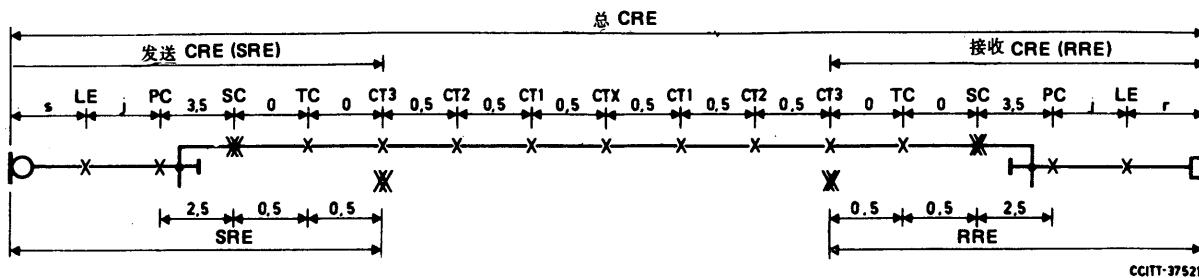


图 1 根据 CCITT 建议设想的最长国际连接(以图1/G 103为基础改进的 H R C)

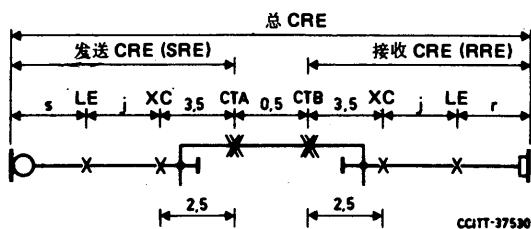


图 2 由最常见的国际和国内电路数组成的中等长度的国际连接  
(以图2/G .103为基础改进的 H R C)

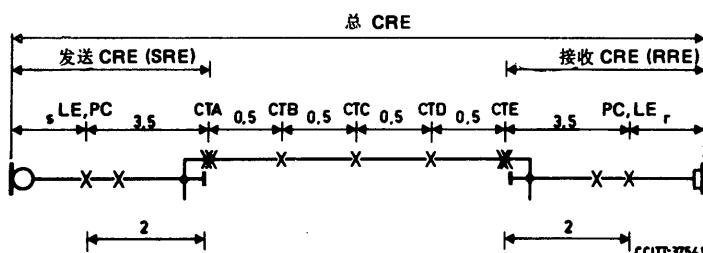


图 3 由实际上最多数量的国际电路和最少量的国内电路组成的一种国际连接  
(以图3/G 103为基础改进的 H R C)

## 参考文献

- [1] CCITT Recommendation *Transmission characteristics of an international exchange*, Vol. VI, Fascicle VI.1, Rec. Q.45.
- [2] CCITT Recommendation *12-channel terminal equipments*, Vol. III, Fascicle III.2, Rec. G.232.

## 增补21

### 在国际连接的规划中，量化失真单位的使用(北方贝尔研究所的文稿)

(1980年于日内瓦通过；建议G .113中引用)

## 引言

该增补提供了关于与数字信号处理设备有关的量化失真单位(单位qd)概念的背景资料。这一概念可用于包含有几个不同的PCM处理过程的国际连接的规划，以保证总量化失真在规定限值之内。该增补讨论了qd单位使用依据，提供了经常出现的几种用于数字处理过程的数值，并说明了这一概念如何在模拟和数字混合网中以及全数字网中运用的。同时也包括对全数字网的精确计算。

表 2

## 修正参考当量(CRE)

	RE(dB)		损耗(dB)	CRE(dB)	图1 a)和b)			图2 a)			图2 b)			图3 a)			图3 b)		
	s	t	j		发送CRE	接收CRE	总CRE	发送CRE	接收CRE	总CRE	发送CRE	接收CRE	总CRE	发送CRE	接收CRE	总CRE	发送CRE	接收CRE	总CRE
	最大值	12	3	5.5	6.1	25.0	13.6	41.6	25.0	13.6	37.6	24.0	12.6	35.6	18.9	7.5	26.9	17.9	6.5
平均值	7	0	3	3.3	15.7	7.3	25.6	15.7	7.3	22.0	14.7	6.3	20.0	12.4	4.0	14.5	11.4	3.0	12.5
最小值	7	-4	1	1.1	13.5	0.6	15.6	13.5	0.6	10.7	12.5	-0.4	8.7	12.4	-0.5	10.0	11.4	-1.5	8.0

注——假定LE-PC的电路是不加感电缆。

表 3

## 参考当量(RE)

	RE(dB)			图1 a)和b)			图2 a)			图2 b)			图3 a)			图3 b)		
	s	r	j	SRE	RRE	ORE	SRE	RRE	ORE	SRE	RRE	ORE	SRE	RRE	ORE	SRE	RRE	ORE
	最大值	12	3	5.5	21	12	36	21	12	33.5	20	11	31.5	15.5	6.5	24	14	5
平均值	7	0	3	13.5	6.5	23	13.5	6.5	20.5	12.5	5.5	18.5	10.5	3.5	16	9	2	13
最小值	7	-4	1	11.5	0.5	15	11.5	0.5	12.5	10.5	-0.5	10.5	10.5	-0.5	12	9	-2	9

表 4

## 电路噪声(CN)(j=3dB)

CN—最大值(pW <sub>0p</sub> )	交换机 (二线、四线)	LE-PC (250km)	PC-SC、CT (500km)	SC-TC (250km)	TC-CT (250km)	CT3-CT2, CT2-CT1 (2500km)	CT-CT (1000km)	CT1-CTx, CT1 (7500km)
	平均值	100	500	500	500	500	5000	7000

表 5

## 用dB表示的衰减失真(AD)

—最大值 —平均值 —最小值	交换机 (LE, 2线)	2线/4线终端单元	交换机 (4线) 建议Q.45[1]	电路(4线) (图1/G.232[2]的曲线A)	电路(4线) (图1/G.232[2]的曲线B)
	} 不规定	} 不规定	0.5	1.7	3.0
			0.15	0.65	1.05

注——表中dB值为300Hz(等于在3400Hz)的介入损耗。

## 1. 量化失真单位的基本原理

把qd单位分配给数字处理过程的基本原理是相关的量化失真功率与在其他处理过程中产生的失真无关，因此可以把各个qd单位以代数相加得到整个连接的总失真。

可以很方便地把由单个8比特PCM处理过程（也就是一个A律或 $\mu$ 律的编码器和解码器）产生的量化失真作为参考基准并分配给1个单位值。以此为参考基准，单个7比特PCM处理过程，已知产生6dB多的量化失真（也就是4倍多的功率）将被分配4qd单位。对单独的8比特编码器或解码器再进一步细分，各分配0.5单位。同样地可把单独的7比特编码器或解码器分配给2单位。其他处理方式也可转换成相当的qd单位。

分配给一个国际连接的总限值为14qd单位，其中每个国内延伸为5单位，国际部分为4单位。这相当于一个单个的8比特PCM处理过程产生的失真14倍之多失真，或者是相当于信号失真比(SDR)减小11.5dB(即 $10\log_{10}14$ )。由于实际上8比特编解码器可能有约为36dB的SDR(为高斯输入信号，在300~3400Hz频带的平坦加权失真)，因此14qd单位表示的总SDR约为24.5dB。这与过去公布的总信号失真比的主观极限估计值(约24dB)[1]是一致的。

## 2. 其他数字处理设备的量化失真单位数

为了计算其他数字处理设备的qd单位数，必须首先相对于单个8比特PCM处理过程来估计那个处理过程的量化失真增值。这可以根据某一具体的处理过程的SDR计算结果与单个8比特PCM的SDR相比，方便地导出。对各种处理过程的SDR计算举例在图1.2.3中给出(为高斯输入信号，在300至3400Hz的平坦加权失真)。对每一处理过程SDR的降低与单独的8比特编码过程相比均可转换成相应的qd单位。例如，如果SDR减少xdB，那么qd值为 $10^{\frac{x}{10}}$ 。

然而，某些处理过程的SDR的减少数值，随着输入信号电平而变化。在这种情况下，按平均输入信号电平为-20dBm0计算SDR的降低值。

除了考虑数字衰减器外，使用A律或 $\mu$ 律编码实际上没有差别。A律和 $\mu$ 律二者衰减器引起SDR的减小，随特定的衰减器值而变化，但在正常的输入电平范围内大约为3dB。如图2.3所示。但是采用6dB A律衰减器的特殊情况例外，由于A律编码判定电平是唯一地二进制自然数，当信号电平低至-30dBm0时，6dB A律衰减器引起的损伤可以忽略。这时相当于0qd单位。表1罗列了与各种数字处理过程相关的qd单位。

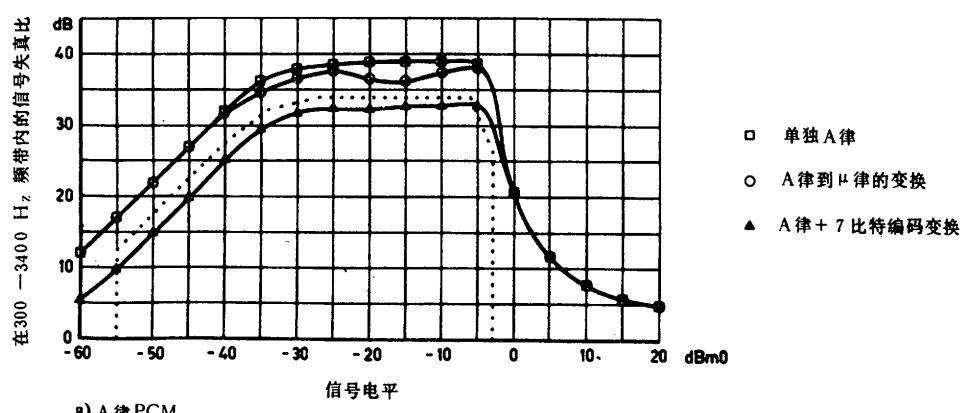
## 3. 量化失真单位的使用举例

区别量化失真单位在两种不同情况下的应用是十分重要的。

### 3.1 在模拟/数字混合网中使用

对于一个在音频串接的各种PCM处理过程，由于每次处理过程的失真功率是不相关的，所以预期总失真以功率为基础相加。每个处理过程的失真用它的qd单位值表示，因此，所有处理过程的qd值相加得出总失真。

举例来说，如图4所示的某一连接具有的总额定值为7个单位，或者相当于一个8bit编解码器链路的SDR减小8.5dB。请注意，这一结果在两个传输方向均应保持，而且这一结果与单个处理过程串连的顺序无关。



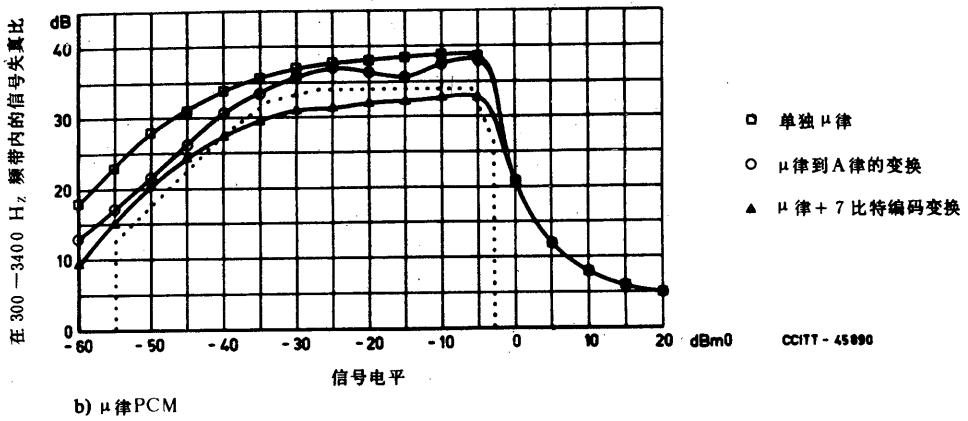
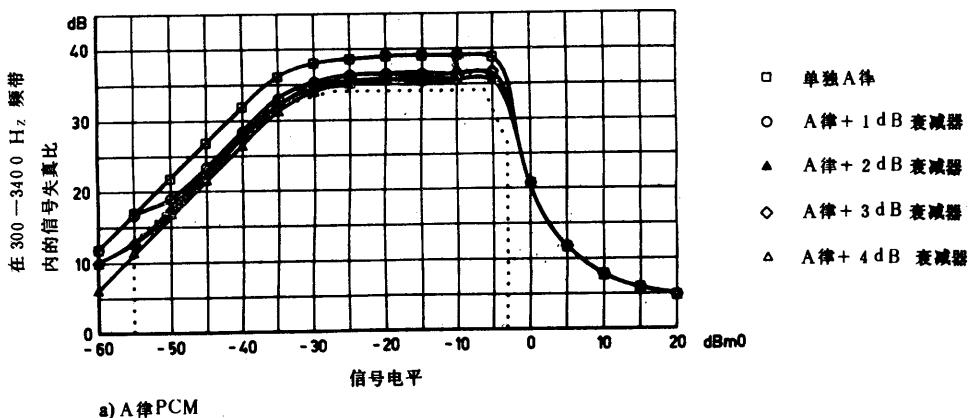
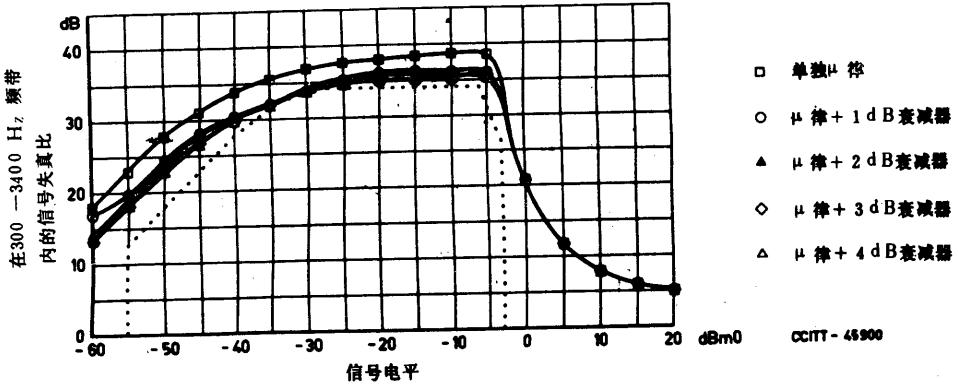


图 1 单独处理设备对理想8bit A律PCM和 $\mu$ 律PCM的影响

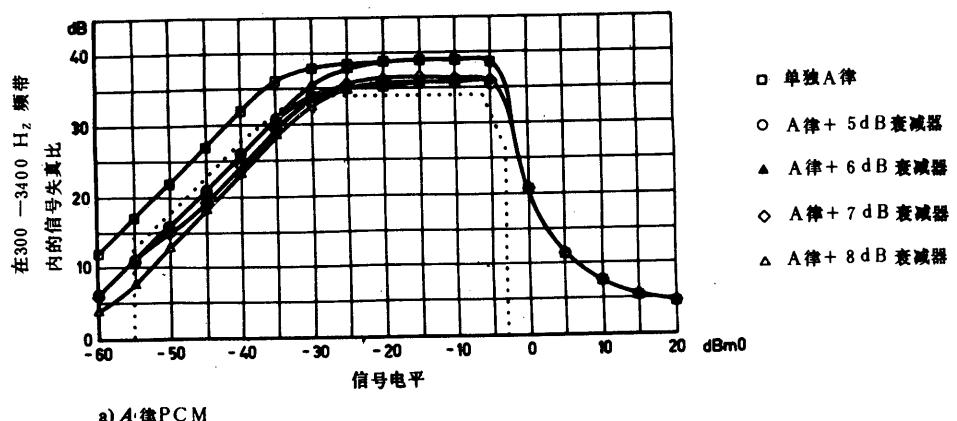


a) A 律 PCM



b)  $\mu$  律 PCM

图 2 数字衰减器对理想8bit A律PCM和 $\mu$ 律PCM的影响



a) A 律 PCM

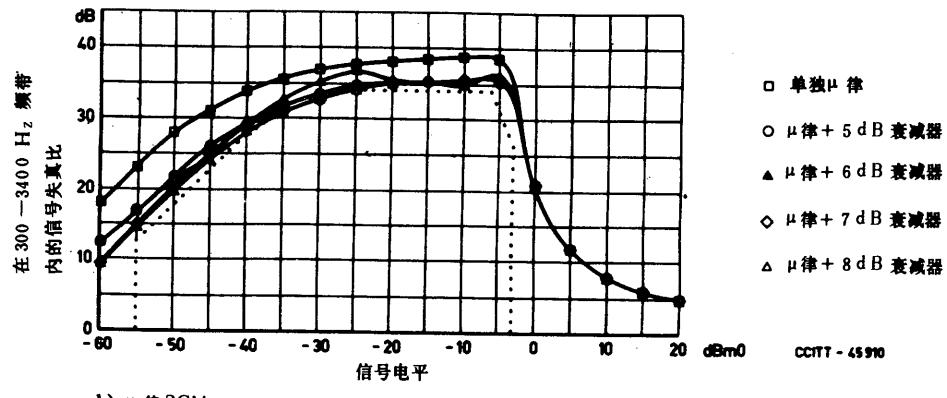


图 3 数字衰减器对理想8bit A律PCM和μ律PCM的影响

表 1 含有编解码器影响的各种数字信号处理设备的量化失真单位

设 备 配 置	S D R 减小值	qd 单位值
单独 8 比特 P C M	0dB	1
单独 7 比特 P C M	6dB	4
8 比特—7 比特—8 比特编码变换 <sup>a)</sup>	6dB	4
8 比特 + 数字衰减器 <sup>b)</sup>	3dB	2
8 比特 + A / μ 律码变换	3dB	2
复用转换器	c)	0.5

a) 可能用于数字话音插入方案中。

b) 见§2备注。

c) 假定相当于单个 8 比特编码过程或解码过程。

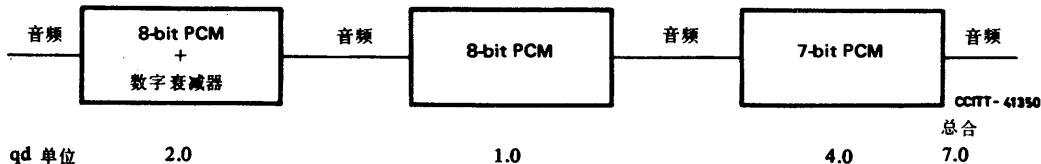


图 4 模拟/数字混合连接

### 3.2 在全数字网中的使用

在全数字网中，每个处理过程的失真功率是不相关的这种假设不再是正确的了。这意味着，在一般情况下，与每个处理过程有关的qd单位不可能简单地相加成总失真。这还说明每个传输方向的总失真可能不一样。由于采用各种信号处理设备的全数字连接中产生的总失真只能精确地计算，所以整个处理过程可以利用计算机模型，而不使用各个处理过程的qd单位进行计算。

例如，图 5 所示的连接代表一个包括有一个 A / μ 律变换器，一个 8bit—7bit—8bit 编码变换（可能用于数字话音插入方案）和一个 6dB 数字衰减器的国际连接。μ — A 方向的失真qd单位总和为 5 单位，或者说比单个 8 bit 处理过程多 7 dB。A — μ 方向的失真总和为 6 单位，或者说失真多 7.8 dB。两个传输方向略有差异是由 A 律和 μ 律的 6 dB 衰减器之间的qd单位数的差别引起的。

利用完整连接的计算机模型精确地计算得出 μ — A 方向失真增加 6.0 dB，A — μ 方向失真增加 6.1 dB。

更具体的例子在图 6 a) 中给出，它代表一个串连的 A 律到 μ 律再到 A 律的变换。在这种情况下的总qd单位值为 3，相当于相对 8 比特 P C M 的 S D R 减小 4.8 dB。然而精确计算表明（见图 7 a），S D R 大约减小 3 dB（类似于单个 A 律到 μ 律变换）。图 6 b) 表示相当于 μ — A — μ 的串连结构。它和图 6 a) 的qd单位总合完全相同，但精确计算表明（也见图 7 b）相对于 8 比特 P C M 的 S D R 的减小可忽略（小于 0.1 dB）。

在上述两个例子中，两个不同的变换处理过程产生的失真之间存在相关性，这样qd单位就不能简单地相加

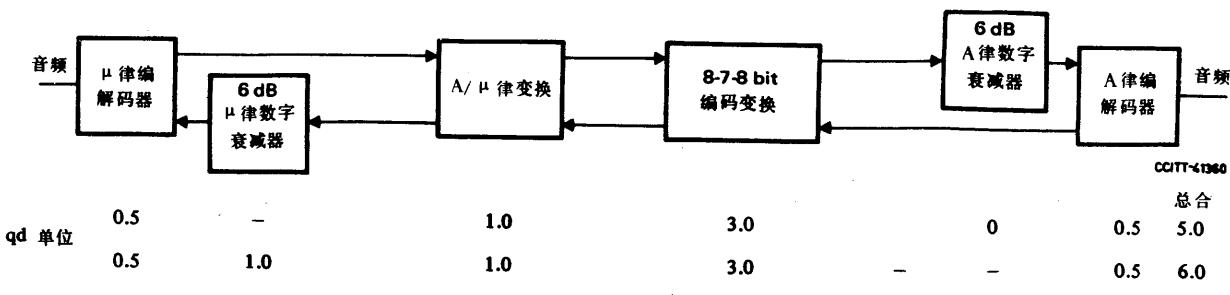
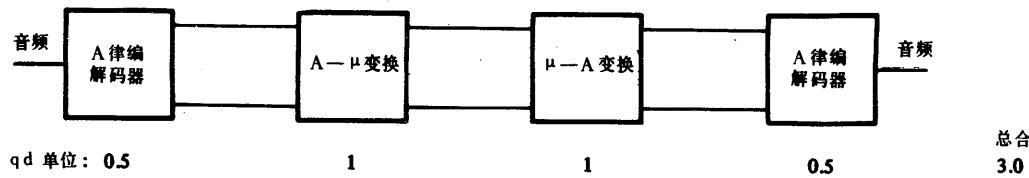
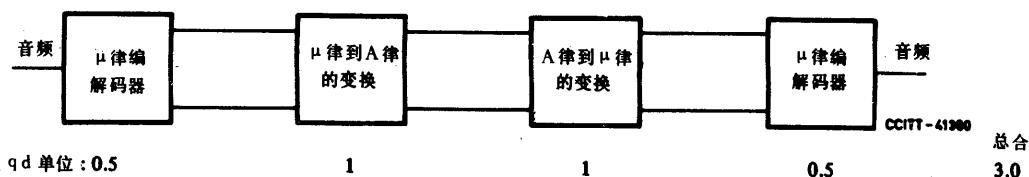


图 5 全数字国际连接

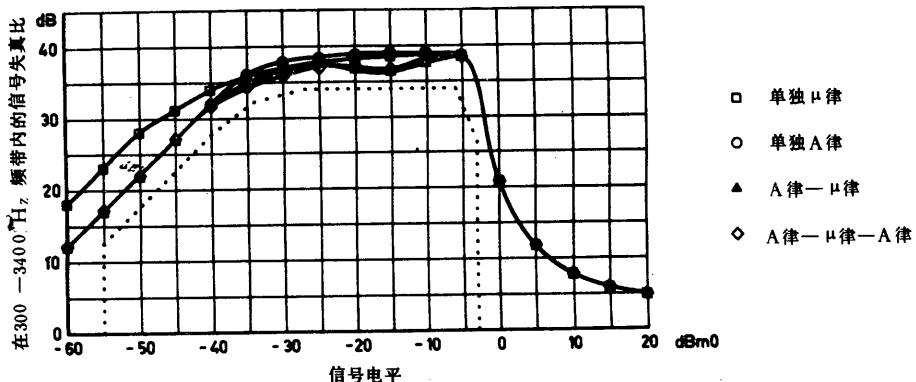


a) A 律 - μ 律 - A 律串连变换

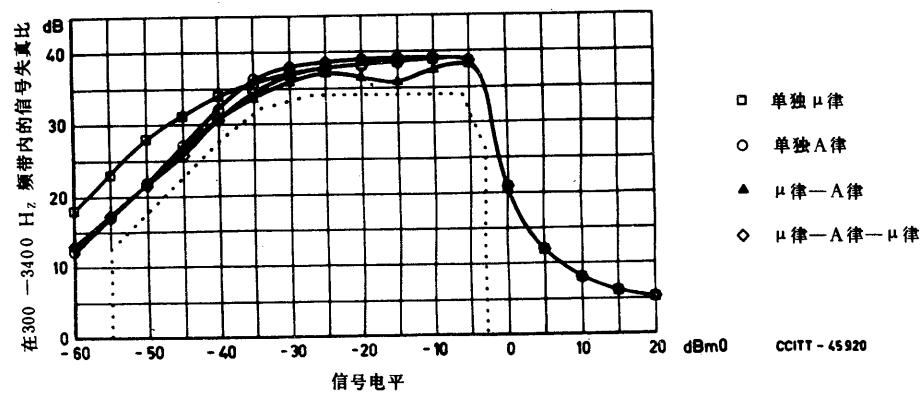


b) μ 律 - A 律 - μ 律串连变换

图 6 串连变换



a) A 律 - μ 律



b) μ 律 - A 律

图 7 串连码变换的影响

得出正确的答案。

#### 4. 结束语

本增补分析了在规划采用不同的数字信号处理设备的电话连接时使用qd单位的概念。介绍了把qd单位值分配给PCM处理过程所使用的方法，并给出了用于几种经常出现的处理过程的数值。

文章指出，在含有各种PCM处理过程的模拟/数字混合网中使用qd单位是有效的。尽管在求得近似值时仍然可以使用这种方法，但是对全数字网使用qd单位不一定会给出正确的答案。

#### 参考文献

- [1] CCITT manual *Economic and technical aspects of the choice of transmission systems*, Section B.I, § 3.2.2, ITU, Geneva, 1976.

北京印刷·中国·统一书号：15045·总3052·有5419