M42

YD

YD/T 838.1-2003

代替 YD/T 838.1-1996

中华人民共和国通信行业标准

数字通信用对绞/星绞对称电缆 第一部分：总则

Multicore and symmetrical pair/quad cables for digital communications
Part 1: Generic specification

2003-07-07 发布　　2003-07-07 实施

中华人民共和国信息产业部　发布

目　　次

前　言 …… Ⅱ
1　总则 …… 1
1.1　范围 …… 1
1.2　规范性引用文件 …… 1
1.3　安装条件 …… 2
2　定义和要求 …… 3
2.1　定义 …… 3
2.2　材料和电缆结构 …… 6
3　试验方法 …… 8
3.1　一般说明 …… 8
3.2　电气试验 …… 8
3.3　传输试验 …… 9
3.4　机械性能和尺寸测量试验 …… 17
3.5　环境性能试验 …… 18
附录 A（资料性附录）　特性阻抗和 SRL/RL 方法 …… 20
附录 B（资料性附录）　不平衡衰减 …… 40

前　言

本部分等同采用国际电工委员会标准 IEC 61156-1：2001《数字通信用对绞/星绞电缆　第 1 部分　总规范》（包括 IEC 61156-1：1995、IEC 61156-1-A1：1999、IEC 61156-1-A2：2001 和 IEC61156-1-A3：2002）进行编写。

本部分与 YD/T 838.1-1996 相比，主要变化如下：

—— 增加相时延和时延差术语，并给出传播速度的定义式。

—— 给出串音功率和的新定义。

—— 近端和远端串音测量值的修正长度从 500m 调整到 100m，相应的公式也作了修改。

—— 重新给出了特性阻抗的定义和要求的两种表达方式，规定了测量的基准方法和替代方法。

—— 给出不平衡衰减的新定义，并按新定义给出不平衡衰减的测量及校准方法。

—— 规定了回波损耗和结构回波损耗的测量方法。

—— 将附录 A 改写为《特性阻抗和 SRL/RL 方法》，详细介绍了这些参数的各种试验方法的原理。

—— 将附录 B 改写为《不平衡衰减》，作为资料性附录；

—— 删去了附录 C《标准采用程度对照表》和附录 D《数字通信用对绞/星绞对称电缆标准体系表》。

本部分为《数字通信用对绞/星绞对称电缆》系列标准的第一部分，与其配套使用的还有若干分标准及电缆详细规范。

本部分代替 YD/T 838.1-1996《数字通信用对绞/星绞对称电缆　第一部分：总则》

本部分的附录 A、附录 B 为资料性附录。

本部分由中国通信标准化协会提出并归口。

本部分起草单位：大唐电信科技股份有限公司

本部分主要起草人：程奇松　张维潭　王耀明　时　彬　管泽根

本部分所代替标准的历次版本发布情况为：YD/T 838.1-1996。

数字通信用对绞/星绞对称电缆
第一部分：总则

1 总则

1.1 范围

本部分是室内电缆的导则，规定了多芯对绞/星绞对称电缆的定义和要求。

本部分规定的电缆适用于数字通信系统，如综合业务数字网（ISDN）、局域网和数据通信系统。本部分规定的定义与试验方法也适用于其他数字对称电缆[1]。

1.2 规范性引用文件

下列文件中的条款通过本部分的引用而成为本部分的条款。凡是注日期的引用文件，其随后所有的修改单（不包括勘误的内容）或修订版均不适用于本部分，然而，鼓励根据本部分达成协议的各方研究是否可使用这些文件的最新版本。凡是不注日期的引用文件，其最新版本适用于本部分。

GB/T 2421-1999	电工电子产品环境试验 第1部分 总则（eqv IEC 60068.1）
GB/T 2900.10	电工术语 电缆（idt IEC 60050.10）
GB/T 2951.1-1997	电缆绝缘和护套材料通用试验方法 第1部分 通用试验方法 第1节：厚度与外径的测量 机械性能试验（idt IEC 60811-1-1：1993）
GB/T 2951.2-1997	电缆绝缘和护套材料通用试验方法 第1部分：通用试验方法 第2节：热老化试验方法（idt IEC 811-1-2：1985）
GB/T 2951.3-1997	电缆绝缘和护套材料通用试验方法 第1部分：通用试验方法 第3节：密度测定方法——吸水试验——收缩试验（idt IEC 60811-1-3：1985）
GB/T 2951.4-1997	电缆绝缘和护套材料通用试验方法 第1部分：通用试验方法 第4节：低温试验（idt IEC 60811-1-4：1985）
GB/T 2951.6-1997	电缆绝缘和护套材料通用试验方法 第3部分：聚氯乙烯混合料专用试验方法 第1节：高温压力试验——抗开裂试验（idt IEC 60811-3-1：1985）
GB/T 2951.8-1997	电缆绝缘和护套材料通用试验方法 第4部分：聚乙烯和聚丙烯混合料专用试验方法 第1节：耐环境应力开裂试验——空气热老化后的卷绕试验——熔体指数测量方法——聚乙烯中碳黑和/或矿物质含量的测量方法（idt IEC 60811-4-1：1985）
GB/T 2951.9-1997	电缆绝缘和护套材料通用试验方法 第4部分：聚乙烯和聚丙烯混合料专用试验方法 第2节：预处理后断裂延伸率试验——预处理后卷绕试验——空气热老化后的卷绕试验——测定质量的增加——附录A：长期稳定性试验——附录B：铜催化氧化降解试验方法（idt IEC 60811-4-2：1990）
GB/T 3953-1983	电工圆铜线（neq IEC 60028）
GB/T 7424.2-2002	光缆总规范 第2部分：光缆基本试验方法（eqv IEC 60794-1.2：1999）
GB/T 11327.1-1999	聚氯乙烯绝缘和聚氯乙烯护套低频电缆电线 一般试验和测量方法（neq IEC 60189.1：1986）

1] IEC61156没有该句内容，本部分适当扩大了定义与试验方法的适用范围。

GB/T 17650.1-1998	取自电缆或光缆的材料燃烧时释出气体的试验方法　第 1 部分：卤酸气体总量的测定（idt IEC 60754-1：1982）
GB/T 17651-1998	电缆或光缆在特定条件下燃烧的烟密度测定（idt IEC 61034：1997）
GB/T 17737.1-2000	射频电缆 第一部分一总则、定义、要求和试验方法（idt IEC 61196.1：1994）
GB/T 18380.1	电缆在火焰条件下的燃烧试验　第 1 部分：单根绝缘电线或电缆的垂直燃烧试验方法（idt IEC 60332.1：1993）
GB/T 18380.2	电缆在火焰条件下的燃烧试验　第 2 部分：单根铜芯绝缘细电线或电缆的垂直燃烧试验方法（idt IEC 60332.2：1989）
GB/T 18380.3	电缆在火焰条件下的燃烧试验　第 3 部分：成束电线或电缆的垂直燃烧试验方法（idt IEC 60332.3：1992）
YD/T 926	大楼通信综合布线系统（neq ISO/IEC 11801：2000）
IEC 60304：1982	低频电缆和电线绝缘的标准颜色
IEC 60344：1980	低频电线电缆裸铜导体或有镀层铜导体电阻的计算导则
IEC 60708-1：1981	聚烯烃绝缘聚烯烃挡潮层护套低频电缆　第 1 部分：通用设计说明与要求　第 3 次修订（1988）
ITU-T：1988	电缆测量方法概要蓝皮书　第 9 卷　对干扰的防护，K.10：通信线路的对地不平衡

1.3 安装条件

电缆设计应符合图 1 示出的任一区域所遇到的安装条件。

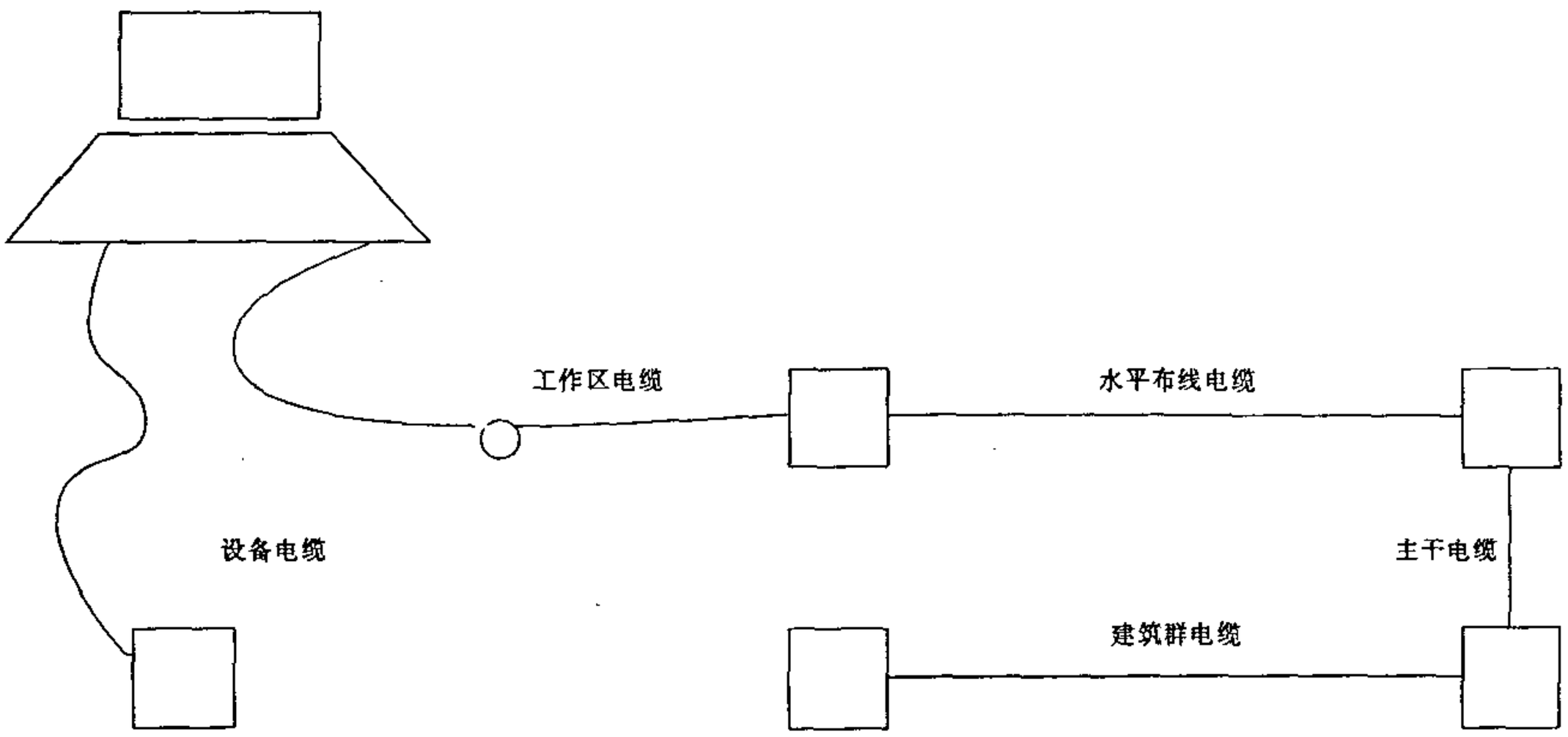


图 1　电缆布局

a）设备电缆

这种电缆适用于工作站与外围设备（如打印机）之间。电缆应柔软，并符合数字设备连接所要求的传输特性。

b）工作区电缆

这种电缆应适用于工作站与通信引出端之间。电缆应柔软、重量轻、直径小，并符合所要求的传输特性及机械性能。

c）水平布线电缆

这种电缆应适用于工作区通信引出端与交接间之间。电缆可以安装在管道、线槽中及地板与天花板

间的夹层中。这种电缆在着火危险条件下应具有合格的性能。

d）上升电缆和建筑物主干电缆

这种电缆应适用于水平安装或楼层之间的垂直安装，因而应设计得具有足够的机械强度并且在着火条件下应具有合格的性能。

e）建筑群电缆

这种电缆适用于建筑物间的互连，也适用于室外安装。该电缆应具有符合 IEC 60708-1 要求的外护套与外护层。

注：工作区电缆和设备电缆通常在其一端或两端带有适当的连接器。连接器的型式不包括在本部分中。

2 定义和要求

2.1 定义

除 GB/T 2900.10 给出的定义外，本部分还采用以下定义。

2.1.1

电阻不平衡 resistance unbalance

对线组（以下简称线对）两导体间或星绞组的一对线两导体间的电阻不平衡为：

$$\Delta R\ (\%) = (R_{max}-R_{min}) / (R_{max}+R_{min}) \times 100\% \quad \cdots\cdots (1)$$

式中：

ΔR — 电阻不平衡；

R_{max} — 较大电阻值的导线电阻，单位 Ω；

R_{min} — 较小电阻值的导线电阻，单位 Ω。

2.1.2

线对或星绞组的一对线的对地电容不平衡 pair or one side of a quad to earth capacitance unbalance

线对或星绞组的一对线的对地电容不平衡为：

$$\Delta C_e = C_1 - C_2 \quad \cdots\cdots (2)$$

式中：

ΔC_e — 线对的对地电容不平衡；

C_1 — 导体 a 与 b 间的电容，导体 b 接所有其它导体及屏蔽与地时；

C_2 —导体 b 与 a 间的电容，导体 a 接所有其它导体及屏蔽与地时。

2.1.3

线对或星绞组的一对线的对屏蔽电容不平衡 pair or one side of a quad to screen capacitance unbalance

线对或星绞组的一对线的对屏蔽电容不平衡为：

$$\Delta C_s = C_{1s} - C_{2s} \quad \cdots\cdots (3)$$

式中：

ΔC_s — 线对的对屏蔽电容不平衡；

C_{1s} — 导体 a 与屏蔽间的电容，其它导体应接平衡变量器的中性点；

C_{2s} — 导体 b 与屏蔽间的电容，其它导体应接平衡变量器的中性点。

2.1.4

线对工作电容 mutual capacitance of a pair

线对（或星绞组的一对线）工作电容定义为：

$$C_m = (C_1+C_2) /2 - C_3/4 \quad \cdots\cdots (4)$$

式中：

C_m — 线对工作电容；

C_1 — 导体 a 与 b 间的电容，导体 b 接所有其它导体及屏蔽与地；

C_2 — 导体 b 与 a 间的电容，导体 a 接所有其它导体及屏蔽与地；

C_3 — 被测线对导体接到一起对接屏蔽与地的所有其它导体之间的电容。

2.1.5

传播速度（相速度） Velocity of propagation (Phase velocity)

传播速度定义为信号在电缆中的传播速度，以 km/s 表示。传播速度也可用速比表示，速比定义为波在电缆中传播速度与波在自由空间传播速度之比，后者应取作 299778km/s。传播速度通常由相移和角频率确定。传播速度（相速度）由下式给出：

$$v_p=\omega/\beta=2\pi f/\beta \quad \cdots\cdots (5)$$

式中：

f — 频率，单位 Hz；

v_P — 传播速度，单位 m/s；

β — 相移常数，单位 rad/m；

ω — 角频率，单位 rad/s。

2.1.6

衰减 attenuation

当电缆特性阻抗与试验设备阻抗匹配时，100m 电缆的衰减为：

$$\alpha = (100/L) \times 10\lg (P_1/P_2) \quad \cdots\cdots (6)$$

式中：

α — 衰减常数，单位 dB/100m；

P_1 — 负载阻抗等于信号源阻抗时的输入功率；

P_2 — 负载阻抗等于试验样品阻抗时的输出功率；

L — 试验样品长度，单位 m。

2.1.7

不平衡衰减 unbalance attenuation

不平衡衰减定义为共模功率对差模功率比的对数值。

$$\alpha_{\substack{u,n\\u,f}}=20\lg\left|\frac{\sqrt{P_{n,com}}}{\sqrt{P_{f,com}}}\right|=20\lg\left|\frac{\sqrt{U_{n,com}}}{\sqrt{U_{f,com}}}\right|+10\lg\left|\frac{Z_{diff}}{Z_{com}}\right| \quad \cdots\cdots (7)$$

式中：

α_u — 不平衡衰减，dB；

P_{diff} — 匹配差模功率，W；

P_{com} — 匹配共模功率，W；

U_{diff} — 差模电路的电压，V；

U_{com} — 共模电路的电压，V；

Z_{diff} — 差模电路的特性阻抗，Ω；

Z_{com} — 共模电路的特性阻抗，Ω；

n, f — 分别为表示近端和远端的下标。

2.1.8

近端串音衰减 near-end crosstalk loss (NEXT)

近端串音衰减（NEXT）为：

$$NEXT=10\lg (P_{1N}/P_{2N}) \quad (dB) \quad \cdots\cdots (8)$$

式中：

P_{1N} — 主串线对近端的输入功率；

P_{2N} — 被串线对近端的串音输出功率。

2.1.9

远端串音衰减 far-end crosstalk loss (FEXT)

输入/输出端远端串音衰减（IOFEXT）为：

$$IOFEXT=10\lg\ (P_{1N}/P_{2F})\quad (dB) \qquad (9)$$

等电平远端串音衰减（ELFEXT）定义为：

$$ELFEXT=10\lg\ (P_{1N}/P_{2F})\quad (dB) \qquad (10)$$

式中：

P_{1N} — 主串线对近端的输入功率；

P_{1F} — 主串线对远端的输出功率；

P_{2F} — 被串线对远端的串音输出功率。

等电平远端串音衰减（ELFEXT）与输入/输出端远端串音衰减（IOFEXT）相差一个主串线对的衰减：

$$ELFEXT=IOFEXT_0-\alpha\ (L_0/100)\quad (dB/100m) \qquad (11)$$

式中：

α — 电缆衰减（dB/100m）；

L_0 — 被测电缆长度（m）；

ELFEXT — 长度校正到100m的等电平远端串音衰减（dB/100m）；

$IOFEXT_0$ — 输入/输出端远端串音衰减测量值（dB/电缆长度）。

2.1.10

近端和远端串音衰减功率和 power sum (PS) of near-end and far-end crosstalk loss

近端和远端串音衰减功率和（*PS*）为：

$$PS_j=-10\lg\sum_{\substack{i=1\\ i\neq j}}10^{-0.1\ (X\text{-}Talk_{ij})}\quad (dB) \qquad (12)$$

式中：

n — 线对（或星绞组的一对线）数；

$X\text{-}Talk_{ij}$ — 第j对线（或星绞组的一对线）与第i对线（或星绞组的一对线）之间的串音衰减；

PS_j — 第j对线（或星绞组的一对线）的功率和。

注：公式（12）包括所有的串音衰减功率和，如近端串音衰减功率和、输入/输出串音衰减功率和及等电平远端串音衰减功率和。

2.1.11

特性阻抗 characteristic impedance

规定频率下的特性阻抗Z_c定义为无限长均匀线路的输入阻抗，Z_∞是特性阻抗的高频渐近值。

2.1.12

表面转移阻抗 surface transfer impedance

纵向均匀的电气短电缆屏蔽的表面转移阻抗Z_T定义为二次（内）回路上的纵向感应电压与一次（外）回路中通过的电流之比。

2.1.13

群传播时延 group propagation delay

群传播时延由测出的群传播速度V_f（km）按下式求出：

$$群传播时延=10^9/V_f\ (ns/km) \qquad (13)$$

2.1.14

平衡 — 不平衡变量器 balun

平衡 — 不平衡变量器（以下简称为“平衡变量器”）[2] 是平衡到不平衡阻抗匹配用变量器。

2] IEC 61156-1 没有括号内容，为本部分增加。

2.1.15

相时延 Phase delay

相时延定义为电缆长度 L 与传播速度之比。相时延由下式确定：

$$T=L/v_p \quad \cdots\cdots (14)$$

式中：

T — 相时延，单位 s；

v_p — 传播速度，单位 m/s；

L — 电缆长度，单位 m。

2.1.16

（相）时延差 [偏斜] Differential phase delay [skew]

相时延差定义为电缆中任意两线对间的相时延的差值。时延差由式（15）确定：

$$\Delta T=\left|L\ (1/v_{p1}-1/v_{p2})\ \right| \quad \cdots\cdots (15)$$

式中：

ΔT — 时延差，单位 s；

v_{p1} — 一对线的传播速度，单位 m/s；

v_{p2} — 另一对线的传播速度，单位 m/s；

L — 电缆长度，单位 m。

2.2 材料和电缆结构

2.2.1 一般说明

材料和电缆结构的选用应适合电缆的预期用途及安装条件，应特别注意符合消防性能的任何特定要求（如燃烧性能、烟雾发生、酸性气体的释放等）。

2.2.2 电缆结构

电缆结构应符合有关电缆详细规范中给出的细节及尺寸。

2.2.3 导体

导体应由均匀一致、无缺陷的退火铜制作。铜的特性应符合 GB/T 3953。

导体可以是实心的或成束的。实心导体应是具圆形截面的裸铜线或镀锡铜线。实心导体通常应是一整根。实心导体允许有接头，接头处的抗张强度应不低于相邻无接头实心导体的 85%。

成束导体应由线间无绝缘的单线同心绞合或集束成圆形截面。

注：对绝缘压穿连接（IDC）应用，不推荐集束方式。

成束导体的单线可用裸铜线或镀锡铜线。

单线导体通常应是一整根。单线导体中允许有接头，接头处的抗张强度应不低于无接头的单线的 85%。除非在有关电缆详细规范中规定并允许外，绞合后的导体不允许接头。

当有关电缆详细规范中规定时，导体直流电阻和电阻不平衡应符合规定值。导体直流电阻最大值按 IEC 60344 计算。

工作区电缆和设备电缆的导体可由一根或多根螺旋卷绕在纤维线上的薄的铜或铜合金带组成。导体最大直流电阻应在有关电缆详细规范中规定。整个元件内应不允许接头。

2.2.4 绝缘

导体绝缘应由一种或多种适用的介电材料组成。绝缘可以是实心，泡沫或组合式（如泡沫皮）。

绝缘应连续并具有尽可能一致的厚度。绝缘的最小厚度应按照 GB/T 11327.1 中 4.2.1.1 规定的方法测量。

绝缘应适当紧密地包覆在导体上。绝缘的剥离性能应按照 GB/T 11327.1 中 5.4 规定的方法检验，应能容易地将绝缘从导体上剥下而不损坏绝缘或导体。剥离性能不适用于由一个或多个螺旋卷绕在纤维线上的薄铜或铜合金带组成的导体。

当要求绝缘导体应分色标识时，颜色应符合 IEC 60304 中示出的标准色。

注：对于连接组件，可不要求导体标识。

2.2.5 颜色色序

线对的颜色色序在有关电缆详细规范中给出。

2.2.6 电缆元件

电缆元件有：

—— 单根绝缘导体，或

—— 两根绝缘导体一起扭绞成一对，记作导线“a”和导线“b”，或

—— 四根绝缘导体一起扭绞成一个星绞组，顺旋转方向记作导线“a”和导线“c”，导线“b”和导线“d”。

成品电缆中最大平均节距的选择应考虑到规定的串音要求、加工性能和线对或星绞组的完整性。

注：可变节距元件的形成可能导致偶尔的、可接受的最大节距大于规定值的情况出现。

2.2.7 电缆元件的屏蔽

如果线对或星绞组外需要屏蔽，可按下列方式组成：

a) 一层单面铝塑复合带；

b) 一层单面铝塑复合带和一根镀锡铜线或裸铜线做的排流线并使金属带与排流线相接触；

c) 一层裸铜线或镀锡铜线编织层；

d) 一层单面铝塑复合带和一层镀锡铜线或裸铜线编织层。

当不同种类的金属互相接触时应特别谨慎，可能需要用涂覆或其它防护方法以防止电化学反应。

在屏蔽的内和/或外可加放保护用包带。

2.2.8 缆芯

电缆元件可用同心层绞式或单位式绞合成缆芯。缆芯可用非吸潮性包带保护。

注：为保持圆形可使用填充物。

2.2.9 缆芯屏蔽

缆芯可用以下屏蔽：

a) 一层单面铝塑复合带与护套粘结；

b) 一层单面铝塑复合带和一根镀锡铜线或裸铜线做的排流线并使金属带与排流线相接触；

c) 一层裸铜线或镀锡铜线编织层；

d) 一层单面铝塑复合带和一层镀锡铜线或裸铜线编织层；

e) 一层裸铜带或裸铝带。

当不同种类的金属互相接触时应特别谨慎，可能需要用涂覆或其它防护方法以防止电化学反应。

在屏蔽的内和/或外可加放保护用包带。

2.2.10 护套

护套应有足够的机械强度与弹性，在正常使用期限内应保持这些性能足够稳定。

护套应连续并且其厚度应尽可能均匀。护套最小厚度按 GB/T 11327.1 中 4.2.1.2 规定的方法确定。

护套应适当紧密地包覆在缆芯上。对于带屏蔽的电缆，除有意粘结外，护套不应粘附于屏蔽上。

2.2.11 护套颜色

护套颜色可在有关电缆详细规范中规定。

2.2.12 识别标记

2.2.12.1 电缆标志

每个电缆长度上应标有生产厂厂名，必要时还应有制造年份。可使用下列方法之一：

a) 颜色线或颜色带；

b) 印字带；

c) 在缆芯包带上印字；

d) 在护套上标记。

护套上可标有电缆详细规范规定的其它标记。

2.2.12.2 标签

应在每根成品电缆所附的标签上或在产品包装的外面给出以下信息：

a）电缆型号；

b）生产厂厂名或专用标志；

c）制造年份；

d）电缆长度，单位 m。

2.2.12.3 成品电缆

成品电缆应对贮存及装运有足够的防护。

3 试验方法

3.1 一般说明

除非另有规定，所有试验应在 GB/T 2421 规定的试验标准大气条件下进行[3]。

试验标准大气条件如下：

温度：15~35℃；

相对湿度：45%~75%；

气压：86~106kPa。

3.1.1 非屏蔽电缆

当电缆在其原包装上测量时，工作电容和衰减参数的测量值有时会偏高达 10%。这种差别是由于过紧的包装密度和绕组效应造成的。

在有怀疑时，工作电容、特性阻抗、衰减和串音的测量应将电缆试样从原包装上取下后进行。

型式试验的试验样品可按以下布置：

a）布放在非金属表面上，距离导电表面至少 25mm；

b）悬空支撑使得圈间至少相隔 25mm；

c）在非金属线盘[4] 上绕成一个单层散开的螺线圈，圈之间至少间隔 25mm。

3.2 电气试验

3.2.1 导体电阻

导体电阻的测量应按照 GB/T 11327.1 中 7.1 进行。

3.2.2 电阻不平衡

电阻不平衡的测量方法和测量设备的精度应按照 IEC 60708-1（第 3 次修订）的 24 章进行。

3.2.3 介电强度

导体/导体、导体/屏蔽以及屏蔽/屏蔽间的介电强度测量应按照 GB/T 11327.1 中的 7.2 进行。

注：GB/T 17737.1 中给出护套介电强度的一种试验方法。

3.2.4 绝缘电阻

导体/导体、导体/屏蔽以及屏蔽/屏蔽之间的绝缘电阻测量应按照 GB/T 11327.1 中的 7.3 进行。除非有关电缆详细规范中另有规定，试验电压应在直流 100~500V 之间。

3.2.5 工作电容

多芯对绞电缆或星绞电缆线对的工作电容测量应按照 GB/T 11327.1 中的 7.4 进行。

3.2.6 电容不平衡

多芯对绞电缆或星绞电缆线对的电容不平衡测量应按照 GB/T 11327.1 中的 7.5 进行。非被测线对或

3] IEC 61156-1 原文为“IEC60068 规定的状态”，本部分明确为“GB/T2421 规定的标准大气条件”，并增加试验的标准大气条件的具体要求。

4] IEC 61156-1 原文为“金属线盘”于 a)、b) 规定不一致，系“非金属线盘”之误。本标准明确采用“非金属线盘”。

星绞组的导体应接到一起，如有屏蔽也应接在一起。

如果被测电缆长度 L 不是 500m，测量值应作如下修正：

对于线对/线对，测量值应除以：

$$(L/500+\sqrt{(L/500)})/2 \quad \cdots\cdots (16)$$

对于线对/地，测量值应除以：

$$L/500 \quad \cdots\cdots (17)$$

式中：L 为被测电缆长度，单位 m。

3.2.7 转移阻抗

转移阻抗的测量应按照 GB/T 17737.1 进行。

对具有单独屏蔽线对的电缆，只需测量一个线对的转移阻抗。

3.3 传输试验

3.3.1 群传播速度

群传播速度应在有关电缆详细规范指定的频率下测定。未指定频率时应采用测定特性阻抗所用的频率。测量应在平衡条件下用传输法（用平衡变量器把电缆连接到设备）或反射法（用平衡阻抗试验装置按开/短路法）进行。

在采用传输法测量时，求出使输出信号的相位与输入信号相比旋转了 2π 弧度的频率间隔 Δ_f 值。在采用反射法测量时，电缆的远端需开路。

群传播速度表示为：

—— 对于传输法测量为：

$$V_f = L\times\Delta_f \quad \cdots\cdots (18)$$

—— 对于反射法测量为：

$$V_f = 2L\times\Delta_f \quad \cdots\cdots (19)$$

式中：

L — 被测电缆长度，单位 m；

Δ_f — 频率间隔，单位 kHz；

V_f — 群传播速度，单位 km/s。

为使求出的频率间隔 Δ_f 具有满意的精度，可以测出旋转 n 个 2π 弧度的频率差 Δ_f：

$$\Delta_f = \Delta_f/n \quad \cdots\cdots (20)$$

式中：$n \leqslant 10$。

传输法测量中，必须选择平衡变量器使试验设备的阻抗在该试验频率下与电缆的标称阻抗匹配。

3.3.2 衰减

衰减应在电缆有关详细规范指定的频率上或频段内测量。

选用的测量技术应达到±5%的精度。

测量应在平衡条件下进行。在试验设备为不平衡时，线对的两端应通过平衡变量器接到试验设备。选择的平衡变量器应使试验设备在试验频率上与电缆的标称特性阻抗匹配。为了补偿平衡变量器的剩余失配，宜将平衡变量器连接到一根短段被测电缆上（<1m）进行系统的初始校准。

测量在环境温度下进行，对于 1MHz 以上的频率按下式修正到 20℃：

$$\alpha_{20} = \alpha_T/(1+0.002\times(T-20)) \quad (\text{dB/100m}) \quad \cdots\cdots (21)$$

式中：

α_T — 被测衰减，单位 dB/100m；

T — 环境温度，单位℃；

α_{20} — 修正到 20℃的衰减，单位 dB/100m。

被测值按长度直接修正到 100m 的标准长度，或有关电缆详细规范指定的长度。

注：以上修正只适用于具有低温度系数介电性能的绝缘材料。

3.3.3 不平衡衰减

不平衡衰减与频率及电缆长度有关。因此测量应在 100±1m 的长度上进行。

对于非屏蔽对绞电缆，必须要建立一个明确的（共模）返回通路。通常返回通路是由所有其它线对接地来构成。然而被测电缆可能会绕在一种测试专用的金属线盘上。这种金属线盘的筒体上有螺纹，螺纹的宽度可以使电缆放入螺纹的槽中。在这种情况下，电缆盘也要接地。

3.3.3.1 设备

a）选用的网络分析仪或信号发生器/接收器组合应满足频率范围和动态范围的要求。

b）用于不平衡衰减测量的两个平衡/不平衡变量器（平衡到不平衡阻抗匹配变量器）的平衡输出应具有中心抽头作为共模端口。

变量器应具有以下特性（暂定）：

初级阻抗 [5]	50Ω	不平衡
次级阻抗	100Ω	平衡
共模口阻抗 [6]	高阻抗	
介入损耗	3dB	最大
次级回波损耗	20dB	最小
共模口回波损耗 [7]	10dB	最小
额定功率	0.1W	最小
纵向平衡度 [8]	60dB	最小
输出信号平衡度 [8]	50dB	最小
共模抑制比 [8]	50dB	最小

c）足够大的测量用金属线盘，只用一层可以卷绕 100m 非屏蔽电缆。（可选）

d）时域反射仪。（可选）

3.3.3.2 校准

a）为了在整个规定频率范围内对基准线（0dB-线）校准，应将测量用的两条同轴引线连接到网络分析仪的输出端和输入端之间。

b）测量应使用两只同样的变量器。应将对称输出侧用短线相连，两个变量器之间的连线的损耗应小到可以忽略。在整个规定频率范围内测量两只变量器的衰减。

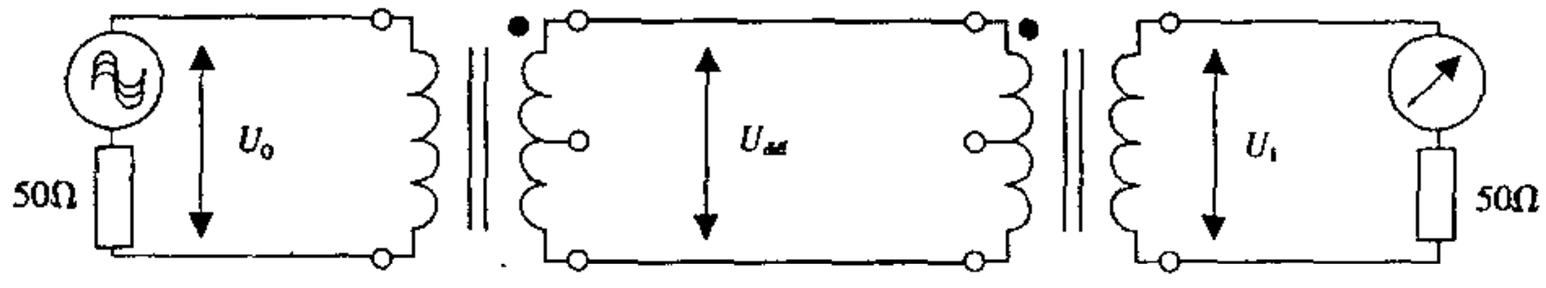


图 2 测量变量器差模损耗的试验装置

以上测量得出的是两个变量器的差模损耗 α_{diff}。测量变量器差模损耗的试验装置如图 2 所示。假设两个变量器的固有损耗、差模损耗和共模损耗分别相等，则一个变量器的差模损耗由公式（22）表示：

$$\alpha_{diff} = \frac{1}{2}\left(20\lg\left|\frac{U_1}{U_0}\right|\right) \quad \cdots\cdots (22)$$

5] 必要时初级阻抗可以不同于 50Ω，根据网络分析仪的输出阻抗确定。

6] 共模阻抗的监测应用高输入阻抗的设备，如 10kΩ。即使不测量亦可，因为校正已经包括在内。

7] 将两个变量器的平衡输出端相连，测量其回波损耗。变量器的不平衡输入端用 50Ω 阻抗终端。

8] 按照 ITU-TG117 建议测量。

式中：

α_{diff} — 变量器的差模损耗，单位为 dB。

c）两个变量器仍按 b）项用短线相连，变量器的不平衡端口用标称阻抗终端，而把信号发生器和接收器分别连到两个变量器的共模端（中心抽头）。

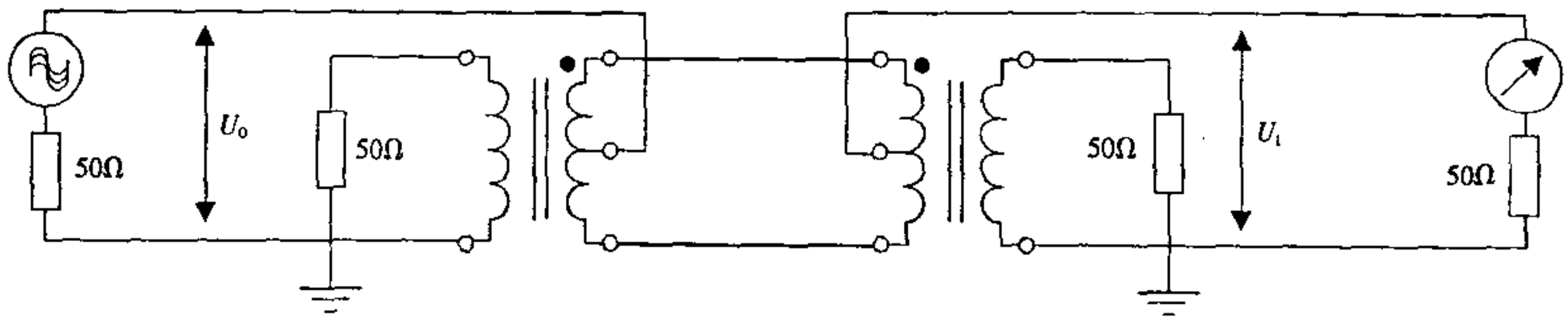


图 3　测量变量器共模损耗的试验装置

图 3 表示测量变量器共模损耗的试验装置。从这个测量得出的是两个变量器的共模损耗。仍采用上面关于变量器特性相同的假设，则一个变量器的共模损耗由公式（23）表示：

$$\alpha_{com} = \frac{1}{2}\left(20\lg\left|\frac{U_1}{U_0}\right|\right) \quad \cdots\cdots (23)$$

式中：α_{com} — 变量器的共模损耗，单位为 dB。

d）变量器的工作衰减α_{balun}为变量器的共模损耗和差模损耗之和：

$$\alpha_{balun} = \alpha_{diff} + \alpha_{com} \quad \cdots\cdots (24)$$

式中：α_{balun} — 变量器的工作衰减或介入衰减，单位为 dB。

注：更精确的结果可以用多次轮流测试变量器的α_{diff}和α_{com}再取平均值得到，或使用三个变量器交替测试得出。对于后一种情况不需要公式（22）和公式（23）的假设，即变量器的特性允许不同。

变量器的电压比可以由变量器的阻抗比和变量器的工作衰减表示：

$$20\lg\left|\frac{U_{diff}}{U_0}\right| = 10\lg\left|\frac{Z_{diff}}{Z_0}\right| - \alpha_{balun}$$

$$20\lg\left|\frac{U_{diff}}{U_1}\right| = 10\lg\left|\frac{Z_{diff}}{Z_1}\right| - \alpha_{balun} \quad \cdots\cdots (25)$$

式中：

U_{diff} — 被测电缆输入端差模电压，单位为 V；

U_0 — 信号发生器的输出电压，单位为 V；

Z_{diff} — 差模电路的特性阻抗，单位为 Ω；

Z_0 — 信号发生器的输出阻抗，单位为 Ω；

U_1 — 负载电压，单位为 V；

Z_1 — 负载阻抗，单位为 Ω。

3.3.3.3　测量

被测电缆的全部线对/四线组应在电缆的两端测量。不平衡衰减应在整个规定频率范围测量，测量的频率点应与校准操作的频率点相同。

对于标称阻抗为 100Ω 的电缆，如果是小对数非屏蔽对绞电缆，Z_{com}取 75Ω。如果是具有总屏蔽的对绞电缆或大对数非屏蔽对绞电缆，Z_{com}取 50Ω。对于线对单独屏蔽的对绞电缆，Z_{com}取 25Ω。校准时宜采用这些值。共模电路的阻抗 Z_{com} 可以用时域反射仪（TDR）或网络分析仪更精确的测量得出。被测线对的两根导线在两端分别连到一起，然后测量这对导线与返回通路间的阻抗。

3.3.3.3.1　被测电缆

被测电缆的两端直到测试设备的接线端应维持线对/四线组的扭绞不变。被测电缆的长度应为 100±

1m。所有非被测线对和可能有的屏蔽应在电缆的两端连接到地。

3.3.3.3.2 不平衡测量的试验装置

测量近端不平衡衰减的装置如图 4 所示。

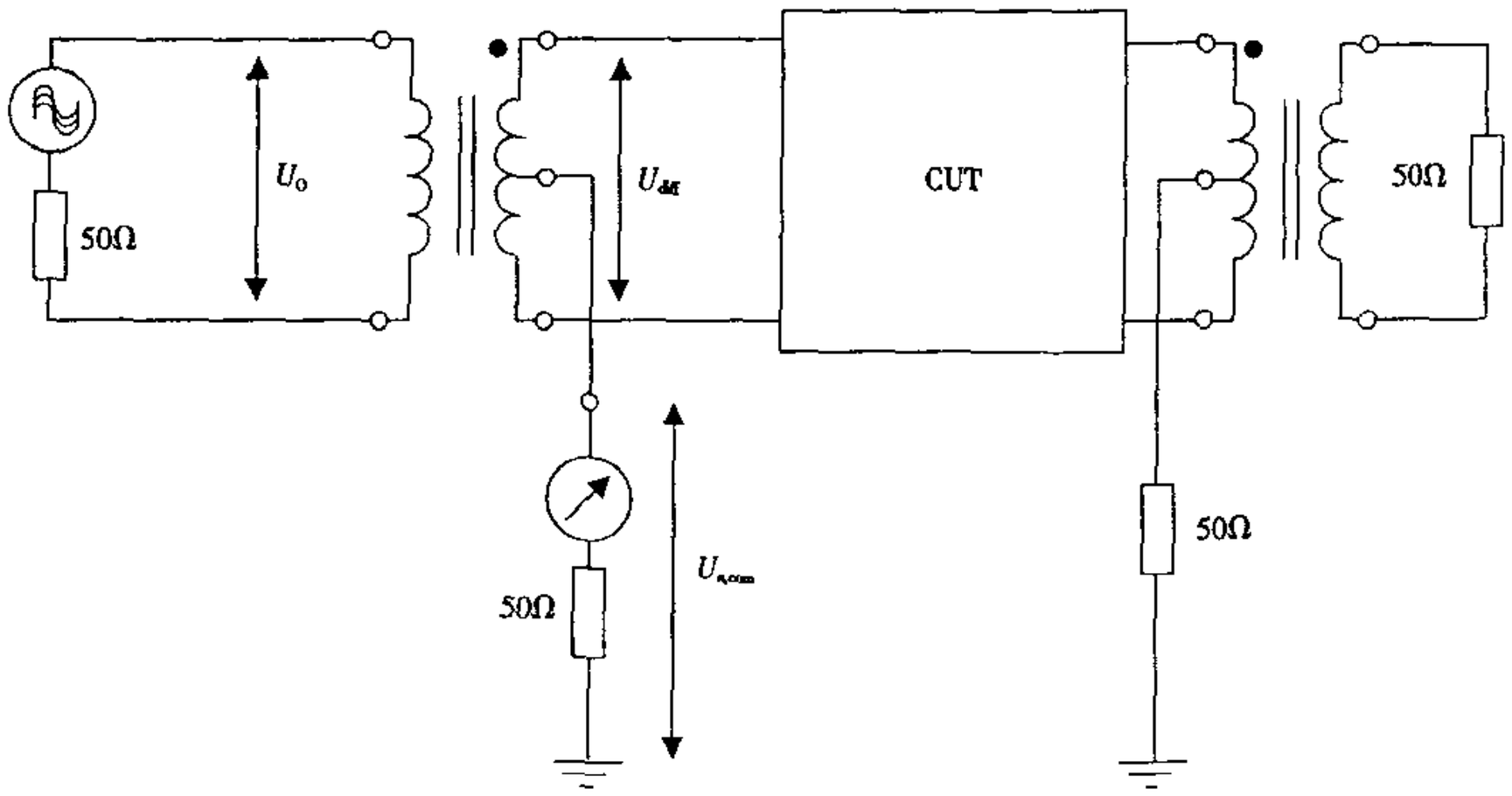


图 4 近端不平衡衰减的试验装置

$$\alpha_{meas} = 20\lg\left|\frac{U_{n,com}}{U_0}\right| \quad \cdots\cdots (26)$$

式中：

α_{meas} 测量的衰减，单位为 dB；

U_{com} 共模电路上的电压，单位为 V；

n,f 分别表示近端和远端的下标。

测量远端不平衡衰减的装置如图 5 所示。

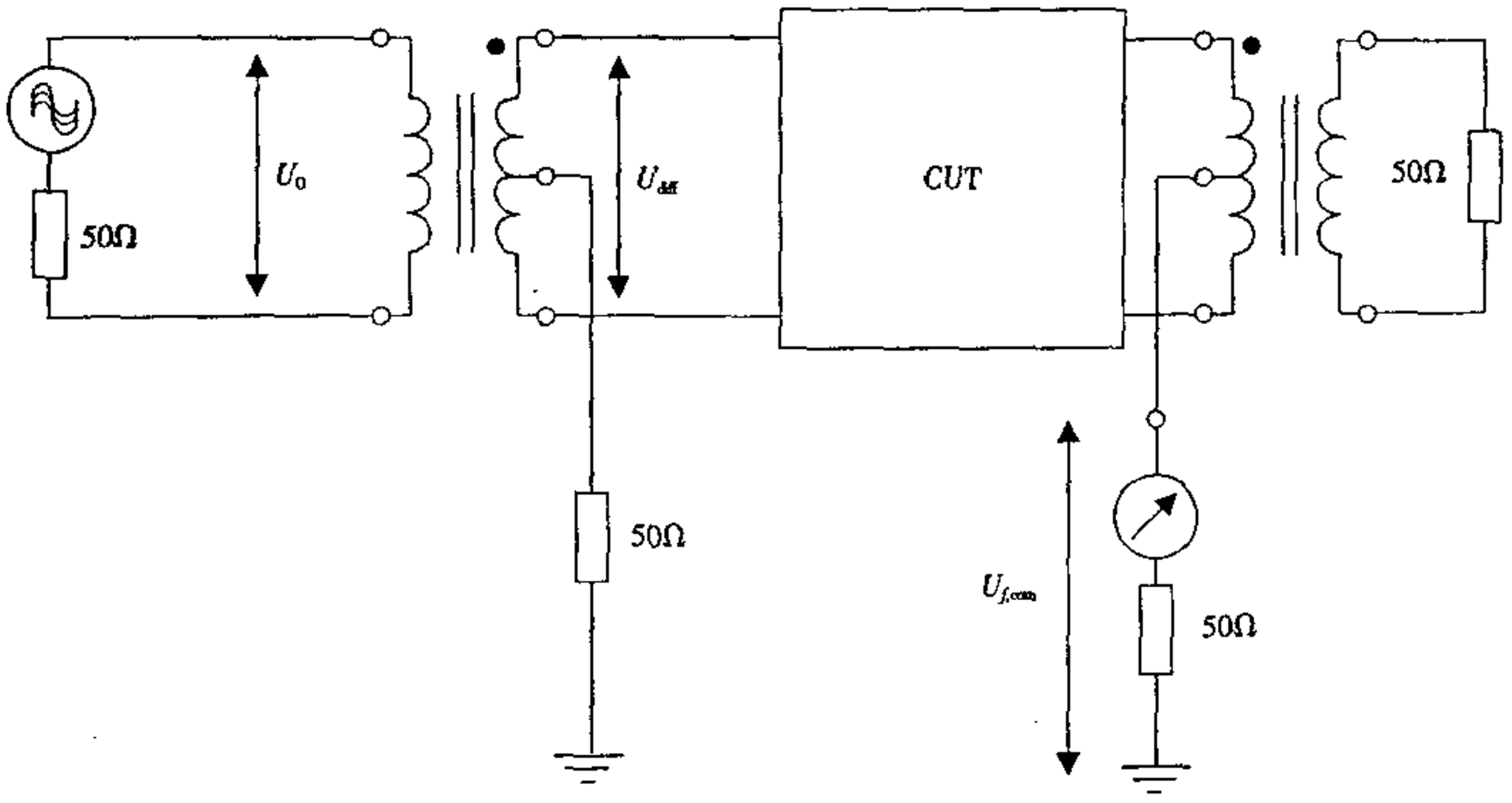


图 5 远端不平衡衰减的试验装置

$$\alpha_{meas} = 20\lg\left|\frac{U_{f,com}}{U_0}\right| \quad \cdots\cdots (27)$$

3.3.3.3.3 试验结果的表达

不平衡衰减定义为共模功率对差模功率的对数比。

$$\alpha_{\substack{u,n\\u,f}}=20\lg\left|\frac{\sqrt{P_{\substack{n,com\\f,com}}}}{\sqrt{P_{diff}}}\right|=20\lg\left|\frac{U_{\substack{n,com\\f,com}}}{U_{diff}}\right|+10\lg\left|\frac{Z_{diff}}{Z_{com}}\right| \quad \cdots\cdots (28)$$

式中：

α_u — 不平衡衰减，单位为 dB；

P_{com} — 匹配共模功率，单位为 W；

P_{diff} — 匹配差模功率，单位为 W。

通常当用S-参数试验设备测量时，用测量信号发生器的输出电压代替被测电缆的差模电压。考虑变量器的工作衰减，上述近端或远端不平衡衰减公式可以分别写成下式：

$$\alpha_{\substack{u,n\\u,f}}=10\lg\left|\frac{P_{\substack{n,com\\f,com}}}{P_{diff}}\right|=10\lg\left|\frac{P_{\substack{n,com\\f,com}}}{P_0}\right|-\alpha_{balun}$$

$$=20\lg\left|\frac{U_{\substack{n,com\\f,com}}}{U_0}\right|+10\lg\left|\frac{Z_0}{Z_{com}}\right|-\alpha_{balun} \quad \cdots\cdots (29)$$

$$\alpha_{\substack{u,n\\u,f}}=\alpha_{meas}+10\lg\left|\frac{Z_0}{Z_{com}}\right|-\alpha_{balun} \quad \cdots\cdots (30)$$

等电平远端不平衡衰减为：

$$EL\alpha_{u,f}=\alpha_{meas}+10\lg\left|\frac{Z_0}{Z_{com}}\right|-\alpha_{balun}-\alpha_{cable} \quad \cdots\cdots (31)$$

式中：

$EL\alpha_{u,f}$ — 等电平远端不平衡衰减（EL TCTL），单位为 dB。

α_{cable} — 电缆的衰减，单位为 dB。

3.3.4 近端串音

近端串音衰减用扫频发生器和选频接收器在有关电缆详细规范指定的频率上或频段内测量。

测量应在平衡状态下进行。在试验设备为不平衡时，将两对线通过平衡变量器接到试验设备。在试验频率上选择的平衡变量器应使试验设备与电缆的标称特性阻抗匹配。建议平衡变量器用铜带或铜管屏蔽。线对屏蔽和/或电缆屏蔽与平衡变量器的屏蔽应在接收端接地。

被测的两对线应以标称特性阻抗终端，而其余的线对可不必终端，应特别注意使端头的耦合效应最小。当电缆护套被除去时，各线对应保持扭绞并很好地分开。

测量应在不短于 100m 的长度上进行。长度大于 100m 时，测量值可按下式修正到 100m：

$$NEXT=NEXT_0-10\lg[(1-e^{-4\alpha})/(1-e^{-4\alpha\ (L_0/100)})]\ (dB/100m) \quad \cdots\cdots (32)$$

式中：

$NEXT_0$ — 被测电缆长度的近端串音（dB/电缆长度）；

NEXT — 修正到 100m 的近端串音（dB/100m）；

α — 电缆衰减（Np/100m）；

L_0 — 被测电缆长度（m）。

3.3.5 远端串音

远端串音衰减用扫频发生器和选频接收器在有关电缆详细规范指定的频率上或频段内测定。

测量应在平衡状态下进行。在试验设备为不平衡时，将两对线通过平衡变量器接到试验设备。在试验频率上选择的平衡变量器应使试验设备与电缆的标称特性阻抗匹配。建议平衡变量器用铜带或铜管屏蔽。线对屏蔽和/或电缆屏蔽与平衡变量器的屏蔽应在接收端接地。

电缆中的所有线对应以标称特性阻抗终端，应特别注意使端头的耦合效应最小。当电缆护套被除去

时，各线对应保持扭绞并很好地分开。

IOFEXT 测量应在不短于 100m 的长度上进行。为了减小试验设备背景噪声引起的误差，建议被测电缆最大长度在 300m 以内。电缆长度超过 100m 时，IOFEXT 测量值和 ELFEXT 计算值应按下列公式修正到 100m：

$$IOFEXT=IOFEXT_0+10\lg(L_0/100)+\alpha(1-L_0/100)\quad(dB/100m) \qquad \cdots\cdots (33)$$

$$ELFEXT=ELFEXT_0+10\lg(L_0/100)\quad(dB/100m) \qquad \cdots\cdots (34)$$

式中：

$IOFEXT_0$ — 远端串音测量值（dB/电缆长度）；

IOFEXT — 修正到 100m 的远端串音（dB/100m）；

L_0 — 被测电缆实际长度（m），优选 100m；

α — 电缆衰减（dB/100m）；

$ELFEXT_0$ — 等电平远端串音（dB/电缆长度）；

ELFEXT — 修正到 100m 的等电平远端串音（dB/100m）。

电缆长度大于 300m 时要特别小心，以避免在低频和高频段 IOEEXT 测量值被试验设备的背景噪声所掩盖。

3.3.6 特性阻抗

3.3.6.1 定义

均匀电缆线对的特性阻抗 Z_C 定义为沿同一方向（正向或反向）的电压波与电流波之比。对没有结构变化的均匀电缆，特性阻抗可通过在电缆的一端直接测量出电压与电流的比得出。

$$Z_C=U_f/I_f=U_r/I_r \qquad \cdots\cdots (35)$$

布线系统的重要特性包括电缆两端的输入阻抗、回波损耗（RL）和结构回波损耗（SPL），它们可用阻抗值或 S-参数值求出。各种阻抗和 RL 参数的补充资料见附录 A，与回波有关的 SRL 的表达式也见附录 A。

3.3.6.2 取得特性阻抗数据的方法和设备

3.3.6.2.1 目的

测量特性阻抗有几种方法，基准方法为带平衡变量器的单端开短路阻抗法。对结果有任何怀疑和争论时应采用基准方法，以比较不同的试验设备配置得出的结果。各种替代方法将在下面提及，附录 A 给出了这些替代方法的细节，包括每一种方法的理论和限制。只要结果与基准方法一致，替代方法也可以用于测量安装场所的现场试验设备。

以十分密集的频率间隔进行扫频测量，能充分描绘阻抗随频率的变化。扫频可以采用线性扫描或对数扫描，具体选择取决于想使频率的高端还是低端得到充分反映。一般需要数百个频率点（如取 401 个点），这取决于频率范围和电缆长度。

使用平衡变量器把对称电缆线对连接到试验设备的同轴端口。在希望的测量范围内，平衡变量器应具有足够的通频带，应能正确地把设备的端口阻抗变换为线对的标称阻抗。三步阻抗校准测量在平衡变量器的次级（线对侧）进行。

当电缆结构效应很大时，阻抗数据的函数拟合可从特性阻抗中分离出结构效应。函数拟合是用邻近频率的测量值对实用频率点的数值进行判读。但由于阻抗读数正、负偏离的不对称性，阻抗模值或实部的函数拟合会导致拟合值偏高（典型为 0.5Ω 及以下）。如想得到更精确的结果（阻抗和 SRL），可对具有线性关系的 S-参数值进行函数拟合。

3.3.6.2.2 带平衡变量器的单端开短路阻抗测量（基准方法）

3.3.6.2.2.1 测量原理

对称电缆线对的一端带平衡变量器的开短路测量是取得特性阻抗值的基准方法。特性阻抗是开路和短路测量值乘积的几何平均值，由式（36）确定：

$$Z_C=\sqrt{Z_{OC}Z_{SC}} \quad \cdots\cdots (36)$$

式中：

Z_C — 复数特性阻抗，单位 Ω，假定线对是均匀的或与结构无关（即阻抗以函数拟合结果表示）；

Z_{OC} — 开路时测出的复数阻抗，单位 Ω；

Z_{SC} — 短路时测出的复数阻抗，单位 Ω。

对于不均匀电缆，包括结构效应的阻抗由式（37）确定：

$$Z_{CM}=\sqrt{Z_{OC}Z_{SC}} \quad \cdots\cdots (37)$$

式中：Z_{CM} — 包括结构效应的复数特性阻抗（输入阻抗），单位 Ω。

当忽略结构效应时，式（36）表示特性阻抗 Z_C。当结构效应很大时，可将开路阻抗和短路阻抗数据与特性阻抗一样作为频率的函数进行拟合，再用输入阻抗 Z_{CM} 的表达式（37）计算出特性阻抗 Z_C。式（36）和（37）以及测量技术从低频（电缆长度仅是波长的几分之一）到高频（电缆长度是波长的几倍）都是正确的。

3.3.6.2.2.2 样品制备

样品制备应使端部效应最小。对于频率到 100MHz 的测量，从线对上剥去的护套长度不大于 40mm，剥去的屏蔽长度不大于 25mm，剥去的绝缘长度不大于 8mm，线对松开扭绞的长度不大于 13mm。此外，非屏蔽电缆应把电缆悬挂或放到一个非导体表面上，使电缆横向间距大于 25mm。从出厂包装上放出的被试电缆样品长度至少为 100m。只有样品两端（两个方向）的试验均通过时，才认为样品检验合格。出厂试验可以在产品盘和（或）成品出厂包装上从一端进行。

3.3.6.2.2.3 试验设备

可用网络分析仪（连同 S-参数单元）或其他阻抗仪表取得数据。图 6 示出阻抗测量电路的主要组成部分，其中振荡器和接收器是网络分析仪本身的部件。网络分析仪 S-参数单元的作用是从入射信号中分离出反射信号，其关键部件是反射桥。平衡变量器应具有适当的频率范围和阻抗（如从 50Ω 到 100Ω，对应于 50Ω 设备和 100Ω 线对），且至少与被测线对有相同的平衡度，以利于平衡状态下的对称线对测量。3 种终端状态，开路、短路和标称阻抗负载分别用于不同的测量（开路、短路或终端）。

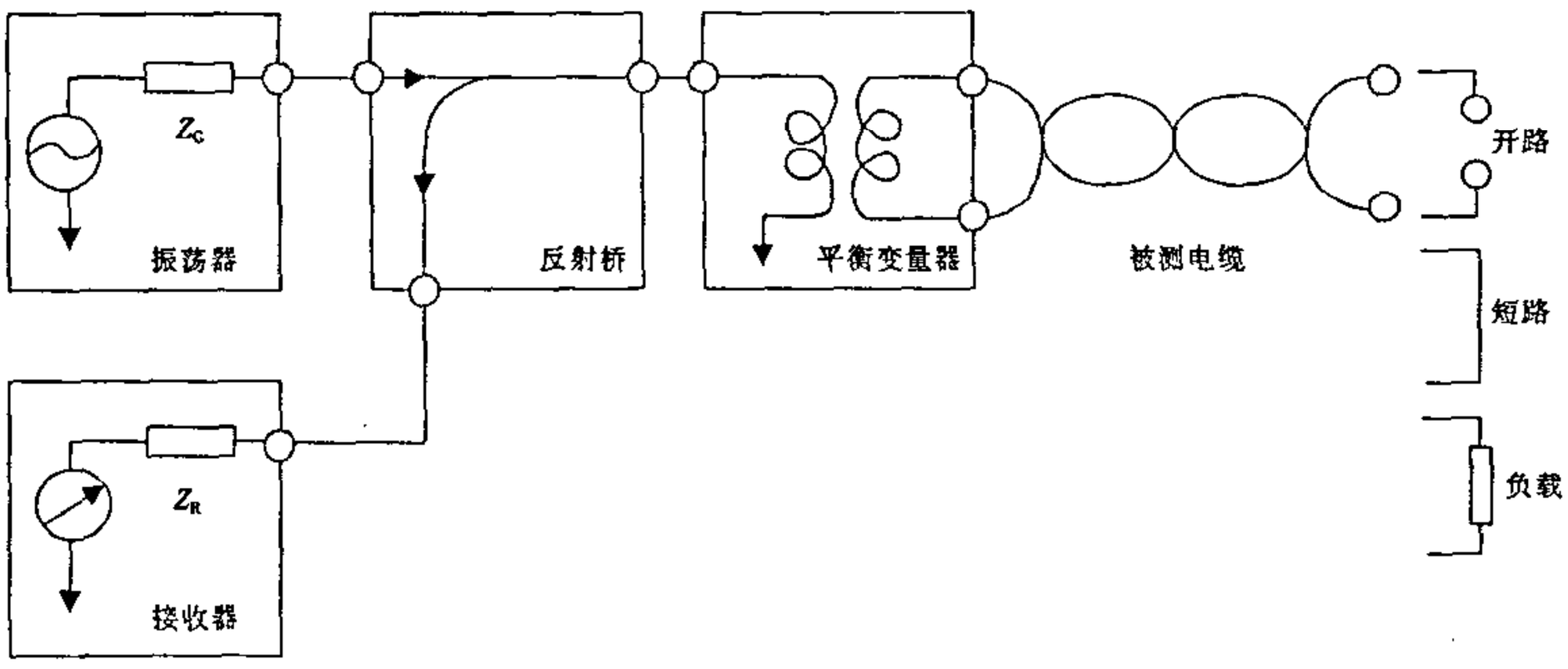


图 6 电缆线对测量电路原理

3.3.6.2.2.4 步骤

与实际测量一样，平衡变量器的次级不接电缆线对进行开路、短路和终端三步校准。在平衡变量器的次级完成三步校准后，网络分析仪可直接测量出电缆线对的复反射系数（S-参数）或复数阻抗。当使用 S-参数单元时，大多数网络分析仪内设有三步校准并包括了有关计算。附录 A 的 A.6.1 的方法 A1 使用 F 矩阵原理，并用阻抗表述所有的量，该方法中包含类似的三步校准。当网络分析仪配置不完备时可用这种方法，计算可由另外的计算机进行。

网络分析仪或计算机（按采集的数据）用反射系数测量值按公式（38）算出被测阻抗（开路或短路）：

$$Z_{MEAS} \approx Z_R (1+S_{11}) / (1-S_{11}) \quad \cdots\cdots (38)$$

式中：

Z_{MEAS} — 被测复数阻抗（开路或短路），单位 Ω；

Z_R — 校准时用的基准阻抗（电阻），单位 Ω；

S_{11} — 测出的复反射系数。

3.3.6.2.2.5 要求

从概念上讲，要求可用几种不同的表达方式。一种表达方式为，在规定频率范围内，包括特性阻抗和结构效应的输入阻抗宜符合单一的但是较宽的要求（如：85Ω 到 115Ω）；另一种表示方式为，可以对实际测量出的数据先进行函数拟合，拟合后的特性阻抗符合一个较窄的范围（如：95 到 105Ω）。在后一种情况下，需要用另外的 RL 或 SRL 要求来控制结构效应。一般情况下，前一种方式，即单一但较宽的要求其优点是简单；分为两项要求的优点是可以对两种效应分别得到定量的信息。阻抗和结构效应的要求由有关的电缆规范给出。

3.3.6.2.3 阻抗测量的替代方法

附录 A 中有许多取得特性阻抗的替代方法。有些替代方法提供了测量方便（可能以部分频率范围的精度为代价）。另一些方法提供的能力超出当前常规产品的测试要求，但对于评估测试需求量不大的实验室是有用的。

在 3.3.6.2.2 规定带平衡变量器的单端开短路测量是取得数据的基准方法，替代方法如下：

a）根据传播常数和电容测量确定特性阻抗的方法（附录 A 的 A.4）；

b）终端电缆阻抗的测量法（附录 A 的 A.5）；

c）不包含平衡变量器性能的开短路测量法（附录 A 的 A.6.1）；

d）不带平衡变量器的阻抗测量法（附录 A 的 A.6.2）；

e）用模式分解技术取得的阻抗测量法（附录 A 的 A.6.3）。

3.3.6.3 特性阻抗数据的函数拟合

测量值包含结构效应时，通过函数拟合能计算出特性阻抗。这种技术常用来从特性阻抗中分离出 SRL，或者为设计目的从阻抗数据得出函数关系。当所有阻抗数据都落于阻抗限制值的上下限内时，线对试验不需要函数拟合方法，这比带 RL 或 SRL 的限制方式更加严格。

函数拟合与平滑不同，是用特性阻抗的同类数函数（根据传输理论）去拟合测量出的数据 [从式（37）或终端阻抗数据得出]。这种函数表示如下：

$$|Z_C| = K_0 + \frac{K_1}{f^{1/2}} + \frac{K_2}{f} + \frac{K_3}{f^{3/2}} \quad \cdots\cdots (39)$$

式中：

$|Zc|$ — 拟合特性阻抗的模值，单位 Ω；

K_0、K_1、K_2、K_3 — 最小二乘法拟合系数，由附录 A 的式（A-69）得出；

f — 频率，单位 Hz。

注：当用终端电缆的阻抗数据代替开短路数据时，被测电缆的往返总衰减应足够大（当最大偏离为 15Ω 时，往返总衰减在 10~20dB 范围时，预期的精度在 5~1.5Ω 之间）。

在预定的测量点上，用相等的对数频率间隔取得的数据对函数拟合有利，这用以评价多个 10 倍频程扫描的较低端和较高端。高频时对数频率间隔的采样点较少，可使用带对数权重的线性频率间隔来计算。这里给出的数据随对数频率变化是有用的（如网络理论中一样）。最小二乘法函数拟合的细节由附录 A 的 A.3 给出。直接将网络分析仪取得的 ASC Ⅱ 格式数据输入到电子表格程序中，使用内部的回归步骤，很容易实现对单个数据组的函数拟合。生产设备中带有能分析大量数据组的优化软件是有利的。

通常式（39）等号右边几项的重要性从左到右逐项减小。前两项有实在的理论基础，常数项（K_0）有最强的理论基础，它表示外电感（电感的主要部分）和线对（见附录 A 的 A.1）电容，第 2 项（$\frac{K_1}{f^{1/2}}$）表

示内电感引起的特性阻抗分量。后两项表示二次效应，如使用极性绝缘材料时电容随频率减少或屏蔽效应等。在后一情况下，函数拟合范围的低频端限于斜率随频率增加（2 阶导数为正）的范围内。

3.3.6.3.1 更少的项数

由于测量频率范围和结构变化的大小，使用一个或多个高阶项可能是不合理的。第二项在高阶项中影响最大。数据变化范围在 10 倍或少一些时，只用前两项（或许只有常数项）可能是合理的。附录 A 的 A.3.1.2 给出了去掉一个或多个不合理项的方法。如果拟合后的函数低频斜率为负，更高频率为渐进线且不随频率振荡，则函数拟合结果是正确的。

3.3.6.3.2 幅角

特性阻抗幅角可采用与特性阻抗模值一样的方式拟合。特性阻抗幅角主要用于计算低频时的 SRL。幅角小于-10°，表示电缆设计正确。

3.3.7 RL 和 SRL

RL 和 SRL 这两个参数都用来确定反射信号的大小。RL 合并了两种反射的影响，包括标称阻抗（如 100Ω）的偏差以及结构影响。当主要关心系统性能时规定 RL。

RL 主要用于表征链路或信道的性能。SRL 描绘电缆媒介本身相对于 ZC 的结构效应，主要用于评价电缆。

3.3.7.1 原理

测量原理与 3.3.6.2.2.1 所述的相同。许多网络分析仪从菜单选项上可直接选择 RL。图 6 给出的原理图适用于 RL 和 SRL 的测量。用基准阻抗进行网络分析仪和 S-参数单元的校准后，RL 由式（40）给出：

$$RL=-20\log|S_{11}| \quad \cdots\cdots (40)$$

用阻抗表示的 RL 由下式给出：

$$RL=-20\log|(Z_T-Z_R)/(Z_T+Z_R)| \quad \cdots\cdots (41)$$

式中：

RL — 回波损耗，单位 dB；

Z_T — 用终端电缆测量得出的复数阻抗（电缆远端终接阻抗 Z^R），单位 Ω；

Z_R — 基准阻抗（适当地取 100、120 或 150），单位 Ω。

注：开短路的数据不适用于 RL，因为电路的两端必须以标称阻抗终端。但当电缆的往返衰减足够大以致远端的反射可忽略时，此处所用的 Z_T 与 SRL 所用的 Z_C 之间的差别就很小了。

SRL 由式 42 给出，式中 Z_C 为拟合后的特性阻抗，作为基准值。

$$SRL=-20\log|(Z_{CM}-Z_C)/(Z_{CM}+Z_C)| \quad \cdots\cdots (42)$$

式中：

SRL — 结构回波损耗，单位：dB；

Z_{CM} — 由开路和短路测量值（式 37）得出的复数阻抗（电缆远端分别开路和短路），单位：Ω；

Z_C — 由函数拟合（式 39 得出特性阻抗的模值，式 A-70 得出幅角）得出的拟合特性阻抗作为基准值，单位 Ω。

3.3.7.2 样品制备

RL 和 SRL 的样品制备与特性阻抗测量的相同（见 3.3.6.2.2.2）。

3.3.7.3 试验设备与试验步骤

网络分析仪的配置与 3.3.6.2.2.3 所述相同，RL 有适用的菜单选项，而 SRL 采用函数拟合。

3.3.7.4 要求

在整个应用频率范围规定这些参数的要求，这种要求在某种意义上是从特性阻抗要求中分离出来的。

3.4 机械性能和尺寸测量试验

3.4.1 尺寸测量

厚度和直径的测量应按照 GB/T 2951.1 第 8 章进行。

3.4.2 导体断裂伸长率

导体断裂伸长率的测量方法规定在 GB/T 11327.1 的 5.1 中。

3.4.3 绝缘抗张强度

绝缘抗张强度的测量规定在 GB/T 2951.1 的 9.1 中。

3.4.4 护套断裂伸长率

护套断裂伸长率的测量方法规定在 GB/T 2951.1 的 9.2 中。

3.4.5 护套抗张强度

护套抗张强度的测量方法规定在 GB/T 2951.1 的 9.2 中。

3.4.6 电缆压扁试验

电缆压扁的测量方法规定在 GB/T 7424.2 的第 6 章。

3.4.7 电缆冲击试验

电缆冲击试验的测量方法规定在 GB/T 2951.4 中。

3.4.8 电缆反复弯曲

电缆反复弯曲的测量方法规定在 GB/T 7424.2 第 9 章。

3.4.9 电缆拉伸性能

电缆拉伸性能的测量方法规定在 GB/T 7424.2 第 4 章。

3.5 环境性能试验

3.5.1 绝缘收缩

绝缘收缩的测量方法规定在 GB/T 2951.3 第 10 章。

3.5.2 绝缘热老化后的卷绕试验

绝缘老化性能的测量方法规定在 GB/T 2951.9 第 10 章。

3.5.3 绝缘低温卷绕试验

绝缘低温卷绕性能的测量方法规定在 GB/T 2951.4 的 8.1 条。

3.5.4 护套热老化后的断裂伸长率

护套试样的制备与试验按照 GB/T 2951.1 的 9.2，老化后按照 GB/T 2951.2 的 8.1，时间与温度由有关的电缆详细规范规定。

3.5.5 护套热老化后的抗张强度

护套试样的制备与试验按照 GB/T 2951.1 的 9.2，老化后按照 GB/T 2951.2 的 8.1，时间与温度由有关的电缆详细规范规定。

3.5.6 护套高温压力试验

护套高温压力试验方法规定在 GB/T 2951.6 的 8.2 中。

3.5.7 护套低温卷绕试验

护套低温卷绕的试验方法规定在 GB/T 2951.4 的 8.2 中。

3.5.8 护套热冲击试验

护套热冲击试验方法规定在 GB/T 2951.6 的 9.2 中。

3.5.9 单根电缆火焰传播性能

单根电缆燃烧性能的测量方法规定在 GB/T 18380.1 中。由于细导体在火焰作用下可能熔化使该方法不适用时，这种电缆应按照 GB/T 18380.2 试验。

3.5.10 成束电缆火焰传播性能

成束电缆燃烧性能的测量方法规定在 GB/T 18380.3 中。

3.5.11 含卤气体释放

含卤气体释放的测量方法规定在 GB/T 17650.1 中。

3.5.12 烟雾发生

烟雾发生量的测量方法规定在 GB/T 17651 中。

3.5.13 有毒气体的散发

在考虑中。

3.5.14 电缆在环境大气处理空间的复合火焰和烟雾试验

在考虑中。

附录 A
（资料性附录）
特性阻抗和 SRL/RL 方法

A.1 传输线路基本公式

首先回顾传播常数、特性阻抗和一次参数 R、L、G、C 之间的关系。通常认为特性阻抗是一个标量。尽管这个概念可以满足一些高频应用的要求，但事实上，特性阻抗是包含了实部和虚部的复数，或者说是包含模和幅角的矢量。相应地也可以把传播常数看作是包含实部（衰减）和虚部（相移）的复数。4 个二次参数都与一次参数有关，下面详述这些参数与频率的关系。

电缆线对参数用频域量表示，使用本附录列出的测量方法可以得出这些数据。本附录中所有参数均是基于频域技术。有些测量方法是基于时域技术以及时域和频域技术的组合，在很多情况下这些方法是有用的，本附录不包括这方面的信息。目前广泛使用的精密频域设备，例如网络分析仪和阻抗测量仪均支持频域方法。

A.1.1 特性阻抗和传播常数公式

在频域范围内，复数特性阻抗 Z_C 和传播常数 γ 与一次参数的关系如下：

$$Z_C=\sqrt{\frac{(R+j\omega L)}{(G+j\omega C)}} \quad \cdots\cdots (A-1)$$

$$\gamma=\alpha+j\beta=\sqrt{(R+j\omega L)\quad(G+j\omega C)} \quad \cdots\cdots (A-2)$$

式中：

ω — 角频率（rad/s）

R — 线对电阻（Ω/m）

L — 线对电感（H/m）

G — 线对电导（S/m）

C — 线对电容（F/m）

α — 线对衰减（Np/m）

β — 线对相移常数（rad/m）

公式（A-2）可分为实部和虚部，即衰减常数 α 和相移常数 β：

$$\alpha=\sqrt{-\frac{1}{2}\ (\omega^2LC-RG)\ +\frac{1}{2}\sqrt{(R^2+\omega^2L^2)\quad(G^2+\omega^2C^2)}} \quad \cdots\cdots (A-3)$$

$$\beta=\sqrt{\frac{1}{2}\ (\omega^2LC-RG)\ +\frac{1}{2}\sqrt{(R^2+\omega^2L^2)\quad(G^2+\omega^2C^2)}} \quad \cdots\cdots (A-4)$$

提出因数 $\omega\sqrt{LC}$，可以得出：

$$\beta=\omega\sqrt{LC}\sqrt{\frac{1}{2}\left(1-\frac{R}{\omega L}\frac{G}{\omega C}\right)+\frac{1}{2}\sqrt{\left(1+\frac{R^2}{\omega^2L^2}\right)\left(1+\frac{G^2}{\omega^2C^2}\right)}} \quad \cdots\cdots (A-5)$$

从上述公式可以得出：

$$\alpha\beta=\omega\sqrt{LC}\left[\frac{R}{2}\sqrt{\frac{C}{L}}\right] \quad \cdots\cdots (A-6)$$

从公式（A-5）和（A-6），可以解出 α，从而得出在整个频率范围内成立的 α 和 β 公式（A-7）和（A-8）。

$$\alpha=\frac{\frac{R}{2}\sqrt{\frac{C}{L}}+\frac{G}{2}\sqrt{\frac{L}{C}}}{\sqrt{\frac{1}{2}\left(1-\frac{R}{\omega L}\frac{G}{\omega C}\right)+\frac{1}{2}\sqrt{\left(1+\frac{R^2}{\omega^2L^2}\right)\left(1+\frac{G^2}{\omega^2C^2}\right)}}} \quad \text{(A-7)}$$

$$\beta=\omega\sqrt{LC}\sqrt{\frac{1}{2}\left(1-\frac{R}{\omega L}\frac{G}{\omega C}\right)+\frac{1}{2}\sqrt{\left(1+\frac{R^2}{\omega^2L^2}\right)\left(1+\frac{C^2}{\omega^2C^2}\right)}} \quad \text{(A-8)}$$

公式（A-7）和（A-8）适用于高频检验。公式（A-9）和（A-10）适用于低频检验。

$$\alpha=\sqrt{\frac{\omega RC}{2}}\sqrt{\left(\frac{G}{\omega C}-\frac{\omega L}{R}\right)+\sqrt{\left(1+\frac{\omega^2L^2}{R^2}\right)\left(1+\frac{G^2}{\omega^2C^2}\right)}} \quad \text{(A-9)}$$

$$\beta=\sqrt{\frac{\omega RC}{2}}\sqrt{\left(\frac{\omega L}{R}-\frac{G}{\omega C}\right)+\sqrt{\left(1+\frac{\omega^2L^2}{R^2}\right)\left(1+\frac{G^2}{\omega^2C^2}\right)}} \quad \text{(A-10)}$$

特性阻抗也可分为实部和虚部：

$$Z_C=\mathrm{Re}Z_C+j\mathrm{Im}Z_C=\sqrt{\frac{(R+j\omega L)}{(G+j\omega C)}}=\frac{(\alpha+j\beta)}{(G+j\omega C)} \quad \text{(A-11)}$$

$$Z_C=\frac{\frac{1}{\omega C}\left[\left(\beta+\frac{G}{\omega C}\alpha\right)-j\left(\alpha-\frac{G}{\omega C}\beta\right)\right]}{1+\frac{G^2}{\omega^2C^2}} \quad \text{(A-12)}$$

把公式（A-7）和（A-8）代入公式（A-12），得出完全适用于高频的特性阻抗的实部和虚部：

$$\mathrm{Re}Z_C=\frac{\sqrt{\frac{L}{C}}\left[\frac{1}{2}\left(1-\frac{R}{\omega L}\frac{G}{\omega C}\right)+\frac{1}{2}\sqrt{\left(1+\frac{R^2}{\omega^2L^2}\right)\left(1+\frac{G^2}{\omega^2C^2}\right)}\right]}{\left(1+\frac{G^2}{\omega^2C^2}\right)\sqrt{\frac{1}{2}\left(1-\frac{R}{\omega L}\frac{G}{\omega C}\right)+\frac{1}{2}\sqrt{\left(1+\frac{R^2}{\omega^2L^2}\right)\left(1+\frac{G^2}{\omega^2C^2}\right)}}} \quad \text{(A-13)}$$

$$-\mathrm{Im}Z_C=\frac{\frac{R}{2\omega\sqrt{LC}}+\frac{G}{2\omega C}\sqrt{\frac{L}{C}}-\frac{G}{\omega C}\sqrt{\frac{L}{C}}\left[\frac{1}{2}\left(1-\frac{R}{\omega L}\frac{G}{\omega C}\right)+\frac{1}{2}\sqrt{\left(1+\frac{R^2}{\omega^2L^2}\right)\left(1+\frac{G^2}{\omega^2C^2}\right)}\right]}{\left(1+\frac{G^2}{\omega^2C^2}\right)\sqrt{\frac{1}{2}\left(1-\frac{R}{\omega L}\frac{G}{\omega C}\right)+\frac{1}{2}\sqrt{\left(1+\frac{R^2}{\omega^2L^2}\right)\left(1+\frac{G^2}{\omega^2C^2}\right)}}} \quad \text{(A-14)}$$

另外，把公式（A-9）和（A-10）代入公式（A-12），得出适用于低频的特性阻抗的实部和虚部。

$$\mathrm{Re}Z_C=\frac{\sqrt{\frac{R}{2\omega C}}\left[\sqrt{\frac{\omega L}{R}-\frac{G}{\omega C}+\sqrt{\left(1+\frac{\omega^2L^2}{R^2}\right)\left(1+\frac{G^2}{\omega^2C^2}\right)}}+\frac{G}{\omega C}\sqrt{\frac{G}{\omega C}-\frac{\omega L}{R}+\sqrt{\left(1+\frac{\omega^2L^2}{R^2}\right)\left(1+\frac{G^2}{\omega^2C^2}\right)}}\right]}{\left(1+\frac{G^2}{\omega^2C^2}\right)} \quad \text{(A-15)}$$

$$-\mathrm{Im}Z_C=\frac{\sqrt{\frac{R}{2\omega C}}\left[\sqrt{\frac{G}{\omega C}-\frac{\omega L}{R}+\sqrt{\left(1+\frac{R^2}{\omega^2L^2}\right)\left(1+\frac{G^2}{\omega^2C^2}\right)}}-\frac{G}{\omega C}\sqrt{\frac{\omega L}{R}-\frac{G}{\omega C}+\sqrt{\left(1+\frac{\omega^2L^2}{R^2}\right)\left(1+\frac{G^2}{\omega^2C^2}\right)}}\right]}{\left(1+\frac{G^2}{\omega^2C^2}\right)} \quad \text{(A-16)}$$

相传播时间（单位长度）表达式：

$$\tau_p=\frac{\beta}{\omega} \quad \text{(A-17)}$$

将公式（A-8）和（A-10）中β的代入，可以得出：

$$\tau_p=\sqrt{LC}\sqrt{\frac{1}{2}\left(1-\frac{R}{\omega L}\frac{G}{\omega C}\right)+\frac{1}{2}\sqrt{\left(1+\frac{R^2}{\omega^2L^2}\right)\left(1+\frac{G^2}{\omega^2C^2}\right)}} \quad \cdots\cdots (A-18)$$

$$\tau_p=\sqrt{\frac{RC}{2\omega}}\sqrt{\left(\frac{\omega L}{R}-\frac{G}{\omega C}\right)+\sqrt{\left(1+\frac{\omega^2L^2}{R^2}\right)\left(1+\frac{G^2}{\omega^2C^2}\right)}} \quad \cdots\cdots (A-19)$$

群传播时间（单位长度）表达式：

$$\tau_G=\frac{d\beta}{d\omega} \quad \cdots\cdots (A-20)$$

$$\tau_p=\frac{\beta}{\omega}+\frac{1}{2}\left(\frac{L'}{L}+\frac{C'}{C}\right)\beta+\frac{\omega^2LC}{4\beta}\left[\left(-\frac{G}{\omega C}+\frac{\frac{R}{\omega L}\left(1+\frac{G^2}{\omega^2C^2}\right)}{\sqrt{\left(1+\frac{R^2}{\omega^2L^2}\right)\left(1+\frac{G^2}{\omega^2C^2}\right)}}\right)\frac{d\left(\frac{R}{\omega L}\right)}{d\omega}+\left(-\frac{R}{\omega L}+\frac{\frac{G}{\omega L}\left(1+\frac{R^2}{\omega^2C^2}\right)}{\sqrt{\left(1+\frac{R^2}{\omega^2L^2}\right)\left(1+\frac{G^2}{\omega^2C^2}\right)}}\right)\frac{d\left(\frac{G}{\omega C}\right)}{d\omega}\right] \quad \cdots\cdots (A-21)$$

式中：L′和 C′是 L 和 C 对 ω 的一阶导数。相速度和群速度分别为：

$$V_p=\frac{1}{\tau_p} \quad \cdots\cdots (A-22)$$

$$V_G=\frac{1}{\tau_G} \quad \cdots\cdots (A-23)$$

上述表达式在整个频率范围内成立且是准确的。设 C 和 G/(ωC) 与频率无关，则可以得出：

$$\tau_G=\frac{\beta}{\omega}+\frac{\beta L'}{2L}+\frac{C}{4\beta}\left[-\frac{G}{\omega C}+\frac{\frac{R}{\omega L}\left(1+\frac{G^2}{\omega^2C^2}\right)}{\sqrt{\left(1+\frac{R^2}{\omega^2L^2}\right)\left(1+\frac{G^2}{\omega^2C^2}\right)}}\right]\left(-R+R'\omega-\frac{L'R}{L}\omega\right) \quad \cdots\cdots (A-24)$$

上述在整个频率范围内成立的表达式可以简化为近似表达式，这些近似表达式分别适用于高频或低频。

A.1.2 二次参数的高频表达式

根据介质损耗角正切的数值范围，如频率达 1.5MHz 的聚氯乙烯（PVC）绝缘电缆，介质损耗角正切值 G/(ωC) =tanδ<0.03（<3%）；聚乙烯（PE）绝缘电缆，介质损耗角正切值小到 0.0001（0.01%），因此从音频直至较宽的频率范围，高频的表达式是适用的。这是一个近似结果，但实际上在整个频率范围内如下公式成立：

$$\mathrm{Re}Z_C\approx\sqrt{\frac{L}{C}}\sqrt{\frac{1}{2}+\frac{1}{2}\sqrt{1+\frac{R^2}{\omega^2L^2}}} \quad \cdots\cdots (A-25)$$

$$-\mathrm{Im}Z_C\approx\frac{R}{2\omega C\mathrm{Re}Z_C}-\frac{G}{\omega C}\mathrm{Re}Z_C+\frac{\frac{G}{2\omega C}\frac{L}{C}}{\mathrm{Re}Z_C} \quad \cdots\cdots (A-26)$$

$$\alpha\approx\frac{R}{2\mathrm{Re}Z_C}+\frac{G\left(\sqrt{\frac{L}{C}}\right)^2}{2\mathrm{Re}Z_C} \quad \cdots\cdots (A-27)$$

$$\beta\approx\varpi C\mathrm{Re}Z_C \quad \cdots\cdots (A-28)$$

$$\tau_p\approx\sqrt{LC} \quad \cdots\cdots (A-29)$$

$$\tau_G\approx\frac{\beta}{\omega}+\frac{\beta}{2}\frac{L'}{L}+\frac{C}{4\beta}\left(-\frac{G}{\omega C}+\frac{\frac{R}{\omega L}}{\sqrt{1+\frac{R^2}{\omega^2L^2}}}\right)\left(-R+R'\omega-\frac{L'R}{L}\omega\right) \quad \cdots\cdots (A-30)$$

当 $R/(\omega L)$ <0.1 时（这对高频 f>1MHz，0.5mm 线径是正确的），这些公式可进一步简化如下并保持优于 1%的精度：

$$\mathrm{Re}Z_C \approx \sqrt{(L/C)} \quad \text{(A-31)}$$

$$-\mathrm{Im}Z_C \approx \frac{R}{2\omega C \mathrm{Re}Z_C} - \frac{G}{\omega C}\mathrm{Re}Z_C \approx \sqrt{\frac{L}{C}}\left(\frac{R}{2\omega L} - \frac{G}{2\omega C}\right) \quad \text{(A-32)}$$

$$\alpha \approx \frac{R}{2\mathrm{Re}Z_C} + \frac{G}{2}\mathrm{Re}Z_C \approx \frac{R}{2}\sqrt{\frac{C}{L}} + \frac{G}{2}\sqrt{\frac{L}{C}} \quad \text{(A-33)}$$

$$\beta \approx \omega C \mathrm{Re}Z_C \approx \omega\sqrt{LC} \quad \text{(A-34)}$$

$$\tau_p \approx \sqrt{LC} \quad \text{(A-35)}$$

$$\tau_G \approx \tau_p + \frac{\beta}{2}\frac{L'}{L} + \frac{C}{4\beta}\left(-\frac{G}{\omega C} + \frac{R}{\omega L}\right)\left(-R - R'\omega - \frac{L'R}{L}\omega\right) \quad \text{(A-36)}$$

A.1.3 特性阻抗和传播常数与频率的关系

当导线半径 r 大于透入深度的 2 倍时，可以认为高频时实心圆导线的高频电阻（表面电阻）包含两部分，一部分为常数，另一部分与 $f^{0.5}$ 有关：

$$\delta = 1/\sqrt{\pi f \mu \sigma} \quad \text{(A-37)}$$

$$R = R_C + R_S = R_C + \rho\sqrt{\omega} \approx R_0\left(\frac{1}{4} + \frac{r}{2\delta}\right) \quad \text{(A-38)}$$

$$\rho = \frac{R_S}{\sqrt{\omega}} = \frac{R_0 r}{4}\sqrt{2\mu\sigma} \quad \text{(A-39)}$$

式中：

R_0　　半径为 r 的实心圆导线的直流电阻（Ω/m）

R_C　　与频率无关的常数分量，约等于直流电阻（Ω/m）的 1/4

R_S　　与频率的平方根成比例的电阻分量（Ω/m）

σ　　导线材料的导电率（S/m）

μ　　导线材料的导磁率（H/m）

r　　导线半径（m）

δ　　透入深度（不要与介质损耗角正切 tanδ 混淆）（m）

上述公式仅适用于单根实心导线。线对的邻近效应和存在的其他线对、以及可能有的屏蔽都会影响高频电阻和电感。这些效应会使高频电阻在 1MHz 时增加约 15%，并基本遵循与频率的平方根成比例的规律。通常高频电阻的常数分量可忽略，对直径 0.5mm 的铜线线对，在 1MHz 时高频电阻的常数分量约为频率分量的 15%。

总电感也包括两个主要的分量：

$$L \approx L_E + L_i = L_E + \frac{R_S}{\omega} = L_E + \frac{\rho}{\sqrt{\omega}} \quad \text{(A-40)}$$

式中：

L_E　　外电感（自由空间），也称为无限频率电感（H/m）

L_i　　内电感，其电抗等于高频时的表面电抗（H/m）

由于线对的邻近效应和附近的屏蔽层和/或其它线对的自由空间限制效应，外部自由空间电感减小。这些感应分量在高频时呈负值且完全与频率无关。

利用公式（A-31）到（A-36）中的上述近似值，可得到下述公式：

$$\alpha \approx \frac{\left(R_c - \frac{\rho^2}{2L_E}\right)}{2Z_{inf\ inity}} + \frac{\rho\sqrt{\omega}}{2Z_\infty} + \frac{\rho\sqrt{\omega}\tan\delta}{4Z_\infty} + \frac{\omega\sqrt{L_E C}\tan\delta}{2} \quad \text{(A-41)}$$

可以写成下述形式：

$$\alpha \approx A + B\sqrt{\omega} + C\omega \quad \text{(A-42)}$$

式中，A、B、C 为常数。

公式 A-42 的第 1 项表示在高频范围的低端，衰减以小于平方根规律的速度缓慢增加。公式 A-41 中第 1 个含 ω^{05} 的项是高频时起主要作用的分量，它也在相移常数公式 A-43 中出现：

$$\beta \approx \omega\sqrt{LC} \approx \omega\sqrt{L_E C}\ \left(1+\frac{R}{2\omega L_E}\right) \approx \omega\sqrt{L_E C}+\frac{\rho\sqrt{\omega}}{2Z_\infty} \quad \cdots\cdots (A-43)$$

Z_∞（高频渐近值）如下：

$$Z_\infty = \sqrt{(L_E/C)} \quad \cdots\cdots (A-44)$$

高频阻抗公式由公式 A-45 和 A-46 给出：

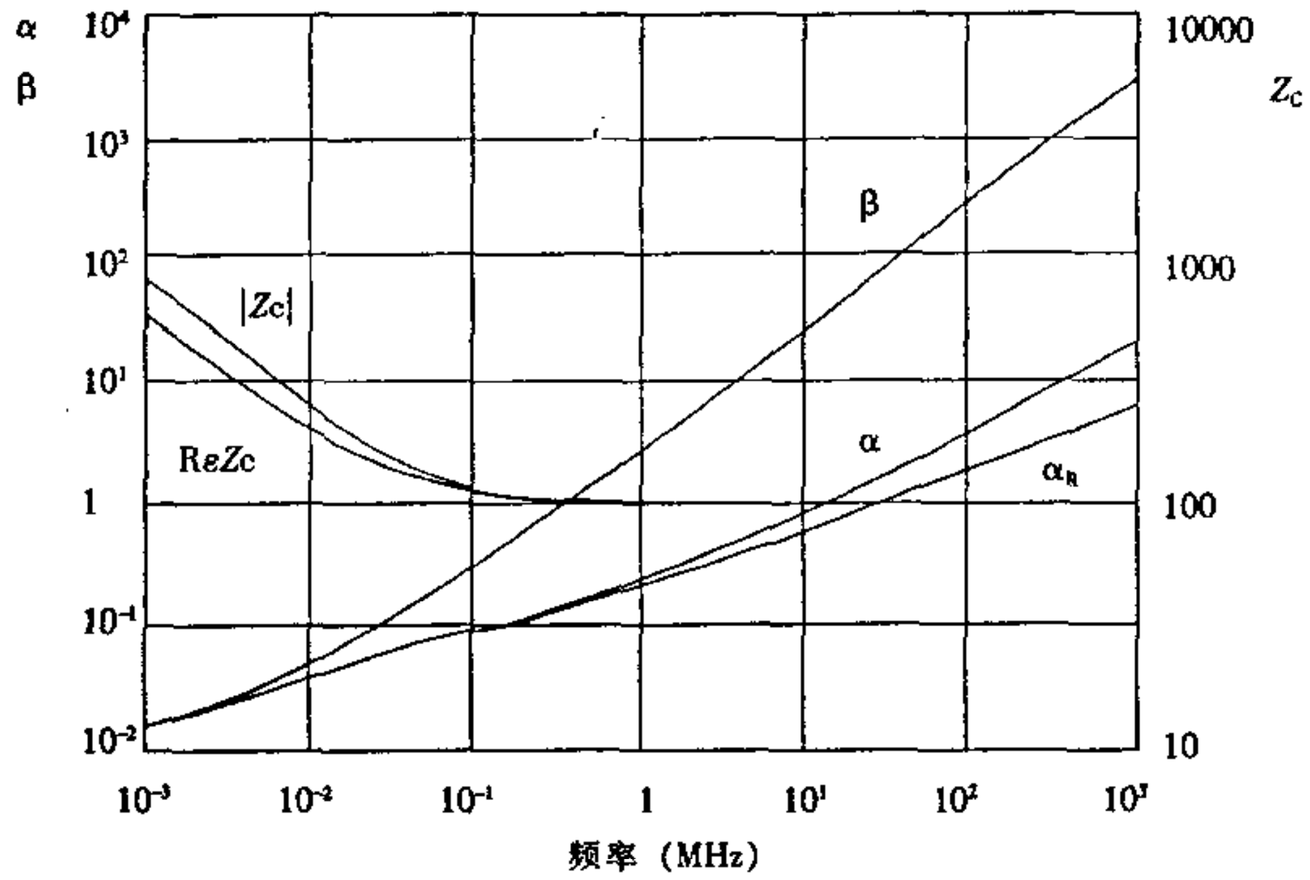
$$\mathrm{Re}Z_C \approx \sqrt{\frac{L}{C}} \approx Z_\infty\ \left(1+\frac{R_S}{2\omega L_E}\right) = Z_\infty + \frac{\rho}{2\sqrt{L_E C}\sqrt{\omega}} \quad \cdots\cdots (A-45)$$

$$\begin{aligned} -\mathrm{Im}Z_C &\approx \sqrt{\frac{L}{C}}\ \left(\frac{R}{2\omega L}-\frac{G}{2\omega C}\right) \\ &\approx \frac{R_C+\rho\sqrt{\omega}}{2\omega\sqrt{L_E C}\ \left(1+\frac{\rho}{2L_E\sqrt{\omega}}\right)} - \sqrt{\frac{L_E}{C}}\left(1+\frac{\rho}{2L_E\sqrt{\omega}}\right)\frac{\tan\delta}{2} \\ &\approx \frac{R_C}{2\omega\sqrt{L_E C}} + \frac{\rho}{2\sqrt{L_E C}\sqrt{\omega}} - \frac{Z_\infty}{2}\left(1+\frac{L_1}{L_E}\right)\tan\delta \\ &\approx \frac{\rho}{2\sqrt{L_E C}\sqrt{\omega}} - \frac{Z_\infty}{2}\tan\delta \end{aligned} \quad \cdots\cdots (A-46)$$

相时延和群时延公式变为：

$$\tau_p \approx \sqrt{LC} = \sqrt{L_E C}\ \left(1+\frac{R}{2\omega L_E}\right) \approx \sqrt{L_E C}+\frac{\rho}{2Z_\infty\sqrt{\omega}} \quad \cdots\cdots (A-47)$$

$$\begin{aligned} \tau_G &\approx \tau_p + \frac{\beta}{2}\frac{L'}{L} + \frac{G}{4\beta}\left(-\frac{G}{\omega C}+\frac{R}{\omega L}\right)\left(-R+R'\omega-\frac{L'R}{L}\omega\right) \\ &\approx \left(1-\frac{R}{4\omega L}\right) - \frac{R}{8\omega L}\ \left(\frac{R}{\omega L}-\frac{G}{\omega C}\right) \\ &\approx \tau_p\ \left(1-\frac{R}{4\omega L}\right) \\ &\approx \sqrt{L_E C}\ \left(1+\frac{R}{4\omega L_E}\right) \\ &\approx \sqrt{L_E C}+\frac{\rho}{4\sqrt{\omega}\,Z_\infty} \end{aligned} \quad \cdots\cdots (A-48)$$



图中，α 单位为 Np/100m（1Np=8.686dB）；β 单位为 rad/100m；Z_C 单位为 Ω。

图 A.1　1kHz 到 1GHz 的二次参数

图 A.1 表示 0.5mm 线径非屏蔽电缆的二次参数与频率的关系。在音频时，衰减和相移常数几乎相等。在这些频点上，特性阻抗的绝对值与特性阻抗的实部相差$\sqrt{2}$倍。频率>100kHz 时，在以奈培（Np）和弧度（Rad）为坐标的图上，衰减远小于相移常数，且特性阻抗基本上只有实部。总衰减（α）与金属衰减（α_R）相差一个介质衰减分量，该图中假定介质损耗角正切为 0.01。

A.2 与 SRL 效应出现相关的周期性结构变化对传播常数的影响

均匀电缆线对的特性阻抗 Z_C 定义为沿同一方向（正向 f 或反向 r）电压波 V 与电流波 I 之比。对于没有结构变化的均匀电缆，特性阻抗可以在电缆的一端直接测量出电压与电流值然后求 ee 得出。

$$Z_C=U_f/I_f=U_r/I_r \quad \cdots\cdots (A-49)$$

布线系统的其它重要性能还包括输入阻抗、输出阻抗及相应的 RL 和电缆的 SRL。这些性能包含了电缆结构变化。根据电缆的 S_{11} 和 S_{22} 参数测出这些性能参数，说明如下：

与电缆有关的重要参数是特性阻抗 Z_C 和 SRL，这些参数描述了电缆这种传输媒介的质量。

与系统有关的参数有电缆输入和输出端的输入阻抗、RL，这些参数与 S 参数 S_{11} 和 S_{22} 有关。插入损耗也是与系统有关的参数，该参数用 S_{21} 表示。

传播常数仅与电缆有关，已在 A1 中讨论。

$$\gamma=\alpha+j\beta \quad \cdots\cdots (A-50)$$

A.2.1 周期性结构不均匀引起的正向回波

通常沿线路逐渐减弱的反射信号对传输几乎没有直接影响。在谐振频率时由于二次反射产生的正向回波将影响正向传输。

根据线路全长上的周期性不均匀，正向回波系数（q）可以通过下述公式计算，其中周期性 SRL（PSRL）系数（p）在谐振频率时测量。

$$|q|_{max}=K|p|^2_{max} \quad \cdots\cdots (A-51)$$

式中：

$$K=\frac{2\alpha l-1+e^{-2\alpha l}}{\left(1-e^{-2\alpha l}\right)^2} \quad \cdots\cdots (A-52)$$

当 $2\alpha l>>1$（Np）时：

$$K\approx 2\alpha l-1 \quad \cdots\cdots (A-53)$$

式中：

α — 电缆衰减常数，Np/m

β — 电缆相移常数，rad/m

l — 电缆长度，m

q — 共振频率时电缆远端的正向回波系数

p — $10^{-PSRL/20}=\left|(Z_{CM}-Z_C)/(Z_{CM}+Z_C)\right|$ 共振频率时在电缆近端测出的系数

A_Q — $-20\log|q|$，谐振频率时的正向回波衰减，dB

PSRL — $-20\log|p|$，谐振频率时的结构回波损耗，dB

K — $2\alpha l-1$，当 $2\alpha l>>1$（Np）时

A_Q — $2PSRL-20\log(2\alpha l-1)$（dB），式中 $2\alpha l$ 用 Np 表示

上述参数仅与电缆结构和电缆长度有关。

终端的阻抗也会因反射产生正向回波，反射发生在电缆的信号源阻抗（Z_G）、输入阻抗（Z_{IN}）、负载阻抗（Z_L）和输出阻抗（Z_{OUT}）之间。

回波损耗 RL 的定义如下：

$$RL_{IN}=-20\log\left|\frac{Z_{IN}-Z_G}{Z_{IN}+Z_G}\right| \quad \cdots\cdots (A-54)$$

$$RL_{oput}=-20\log\left|\frac{Z_{OUT}-Z_L}{Z_{OUT}+Z_L}\right| \quad \cdots\cdots (A-55)$$

式中：

Z_{IN} — 终端接负载 Z_L 时，电缆的输入阻抗；

Z_{OUT} — 电缆的输入端接信号源阻抗 Z_G 时，电缆的输出阻抗。

来自这两个反射的回波衰减（A_E）为：

$$A_E=2al+RL_{IN}+RL_{OUT} \quad \cdots\cdots (A-56)$$

中继段或再生段的总回波衰减（A_{TOT}）为：

$$A_{TOT}=-10\log\ (10^{-AQ/10}+10^{-AE/10}) \quad \cdots\cdots (A-57)$$

如果 Z_G 和 Z_L 在S参数测量中作为基准阻抗，那么：

$$S_{11}=\ (Z_{IN}-Z_C)\ /(Z_{IN}+Z_C) \quad \cdots\cdots (A-58)$$

$$S_{22}=\ (Z_{OUT}-Z_L)\ /(Z_{OUT}+Z_L) \quad \cdots\cdots (A-59)$$

复合损耗（即 $Z_G=Z_L$ 时的插入损耗）为：

$$A_C=-20\log|S_{21}| \quad \cdots\cdots (A-60)$$

注意到电缆衰减：

$$al\neq A_C \text{或} A_1 \quad \cdots\cdots (A-61)$$

均匀电缆的复合损耗（衰减）如下：

$$A_C=al+20\log\left|\frac{Z_G+Z_C}{2\sqrt{Z_G Z_C}}\right|+20\log\left|\frac{Z_L+Z_C}{2\sqrt{Z_L Z_C}}\right|+20\log\left|1-r_1 r_2 e^{-2(\alpha+j\beta)l}\right| \quad \cdots\cdots (A-62)$$

式中：

$$r_1=\ (Z_G-Z_C)\ /(Z_C+Z_C) \quad \cdots\cdots (A-63)$$

$$r_2=\ (Z_L-Z_C)\ /(Z_L+Z_C) \quad \cdots\cdots (A-64)$$

在公式（A-62）到（A-64）中，Z_C 是均匀电缆线对的特性阻抗。

A.2.2 定义

1）测量（包括结构）出的特性阻抗 Z_{CM} 如下：

$$Z_{CM}=\sqrt{Z_{SC}Z_{OC}} \quad \cdots\cdots (A-65)$$

2）平均特性阻抗 Z_C 定义为均匀电缆的特性阻抗。

3）电缆标称特性阻抗 Z_{CN} 定义为给定频率下具有一定容差的特定 Z_C 值。

4）Z_N 是电缆运行中链路和/或终端（系统）的标称（基准）阻抗。

5）Z_R 是测量中使用的基准（标称）阻抗。通常（对于实际RL）$Z_R=Z_N$。当采用RL测量值近似估计SRL值时，在给定频率范围内选择选 Z_R 以得到最佳平衡。

6）Z_T 是电缆线对的另一端端接基准阻抗 Z_R 时，终端阻抗的测量值。

7）回波损耗RL定义如下：

$$RL=-20\log\left|\frac{Z_T-Z_R}{Z_T+Z_R}\right| \quad \cdots\cdots (A-66)$$

8）结构回波损耗SRL定义如下：

$$SRL=-20\log\left|\frac{Z_{CM}-Z_C}{Z_{CM}+Z_C}\right| \quad \cdots\cdots (A-67)$$

9）电缆标称特性阻抗 Z_{CN} 可以规定如下：

a）在给定频率点上具有一定容差的标称平均特性阻抗 Z_C，以及

b）在一定频率范围内SRL的限制值，SRL以dB为单位。

为了得到相同的结果，在测量电缆的RL时被测电缆的长度至少为100m，电缆的一端接系统的标称阻抗并在另一端测量。规定的RL限定值比SRL限定值略宽一点（几个dB）。使用这种方法可以节约时间

和费用（见 3.3.6）。注意在低频（MHz）范围内出现的共振（见 A-62 和 A-78）。

A.3 阻抗模值和幅角的最小二乘法函数拟合

函数拟合在 3.3.6.2 中作了简要说明，这里提供更详细的计算方法。

A.3.1 阻抗模值的函数拟合

函数拟合可适用于 Z_C 的实部和虚部，但通常情形下感兴趣的是模值，而不是两个分离分量或幅角。高频时阻抗模值非常接近实部分量，而虚部分量很小。

由于阻抗正负偏差的不对称性，阻抗模值或实部分量的函数拟合会产生较高的值（典型 0.05Ω 或更小）。如果期望得到更精确的结果（阻抗或 SRL），函数拟合可在具有线性比例关系的 S 参数值上进行。

根据下述公式，使用最小二乘法拟合 Z_C，可计算出拟合特性阻抗的模值。

$$|Z_C| = K_0 + \frac{K_1}{f^{1/2}} + \frac{K_2}{f} + \frac{K_3}{f^{3/2}} \quad \cdots\cdots (A-68)$$

式中：

$|Z_C|$ — 拟合出的特性阻抗模值，Ω。

$|Z_{CM}|$ — 测量出的特性阻抗模值，Ω。

f — 频率，Hz。

K_0、K_1、K_2、K_3 — 公式 A-68 中最小二乘法拟合系数。

求出公式（A-69）中 N 个数据点的所有求和项，计算拟合系数。

$$\begin{bmatrix} \sum_{i=1}^{N} |Z_{CM}| \\ \sum_{i=1}^{N} \frac{|Z_{CM}|}{\sqrt{f_i}} \\ \sum_{i=1}^{N} \frac{|Z_{CM}|}{f_i} \\ \sum_{i=1}^{N} \frac{|Z_{CM}|}{f_i^{3/2}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} N & \sum_{i=1}^{N} \frac{1}{\sqrt{f_i}} & \sum_{i=1}^{N} \frac{1}{f_i} & \sum_{i=1}^{N} \frac{1}{f_i^{3/2}} \\ \sum_{i=1}^{N} \frac{1}{\sqrt{f_i}} & \sum_{i=1}^{N} \frac{1}{\sqrt{f_i}} & \sum_{i=1}^{N} \frac{1}{f_i^{3/2}} & \sum_{i=1}^{N} \frac{1}{f_i^{2}} \\ \sum_{i=1}^{N} \frac{1}{f_i} & \sum_{i=1}^{N} \frac{1}{f_i^{3/2}} & \sum_{i=1}^{N} \frac{1}{f_i^{2}} & \sum_{i=1}^{N} \frac{1}{f_i^{5/2}} \\ \sum_{i=1}^{N} \frac{1}{f_i^{3/2}} & \sum_{i=1}^{N} \frac{1}{f_i^{2}} & \sum_{i=1}^{N} \frac{1}{f_i^{5/2}} & \sum_{i=1}^{N} \frac{1}{f_i^{3}} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} K_0 \\ K_1 \\ K_2 \\ K_3 \end{bmatrix} \quad \cdots\cdots (A-69)$$

A.3.1.1 取得对数间隔数据

可能时，在一个对数频率轴线上选择等间隔的数据点。该方法提供了较好的加权，以衡量跨越几个 10 倍频程的数据。大部分的网络分析仪提供这种扫频方式。用线性频率刻度等间隔扫频时，将得出的数据按对数间隔插值，拟合转换后的对数间隔数据。另一种方法是在求和值过程中使用 1/f 权重（这意味着当 1MHz 数据点的权重为 1 时，10MHz 数据点的权重为 0.1）以模拟对数频率刻度点的数据。计算机可采用行列式或矩阵转换技术，解出公式的第 4 项和其它未知项。

A.3.1.2 使用更少的项数的 4 项准则

当数据分布在 1 个或 2 个 10 倍频程时，可以使用 4 项中更少的项数——如 2 项或 3 项。去掉公式（A-69）方阵中的 1 行或多行以及相同数量的列，可得到上述结果。尽管公式（A-68）和（A-69）可求出 4 项的拟合值，但在某些情况下可能只需较少的项数。与 A.1 中指出的电缆线对的电感随频率变化一样，只需保留公式（A-68）中的前两项。在低于 3MHz 的范围内，拟合出的低频数据十分准确。采用极化介质材料时电容会随频率变化，此时通常需要更多的项。

使用更少的项数的 4 项准则——用人工核对或计算机程序检查公式（A-68）求出的拟合函数是否满足下述 4 项准则：

（1）除只有常数项外，拟合函数在频率低于 3MHz 时斜率为负。

（2）10MHz 的拟合值位于阻抗高频渐进线（拟合出的常数值）的+5~-2 范围内。

（3）在对数频率轴线上，函数拟合曲线下方的面积由与频率有关的各项提供。除常数项面积外，该

面积为正值（以上数据不含常数分量），并且

(4) 负面积之和（系数为负的项产生的）小于与频率有关各项的总面积。

如果不满足所有的4项准则，应忽略最高阶项使函数（公式A-68）的项数减少一项。另一方面必须得到频率跨度较大且能给出最佳拟合的数据进行拟合。拟合出的阻抗模值应随频率的增加单调下降，并逼近高频渐进线到合理的程度。

计算并绘出拟合出的结果——根据在希望的频率上进行拟合所获得的系数，以及根据希望的规定频率点上得到的拟合结果绘出曲线和/或制出表格，计算特性阻抗的模值。

A.3.2 特性阻抗幅角的拟合

当规定特性阻抗为一个复数时，特性阻抗幅角的拟合是有用的。特性阻抗幅角的拟合与模值的拟合一样，使用了一个包含相同频率乘幂的公式：

$$\angle Z_C = L_0 + \frac{L_1}{f^{1/2}} + \frac{L_2}{f} + \frac{L_3}{f^{3/2}} \quad \cdots\cdots (A\text{-}70)$$

式中：

$\angle Z_C$ — 特性阻抗的幅角，弧度；

f — 频率，Hz；

L_0、L_1、L_2、L_3 — 特性阻抗幅角的最小二乘法拟合系数。

幅角系数可使用与特性阻抗模值系数相同的矩阵公式求解程序求出。绘出希望的结果曲线。

注：仅在对特性阻抗的幅角感兴趣或在频率低到足够得出一个明显的幅角（角度）用以计算结构回波损耗SRL时，这个程序才是必要的。

A.4 用传播常数和电容计算平均特性阻抗

任意频率的平均特性阻抗（均匀线路）可用传播常数与并联导纳的比求出。高频时Z_C的实部可用时延除以电容求出。这种方法在介质材料不随频率变化（非极化）时是有用的，这时允许用低频电容值代替高频电容值，但对电容随频率变化的极化介质材料很难这样处理。这种方法导出的特性阻抗值与结构效应无关，该方法的证明见A.1。

A.4.1 所有频率和高频适用的公式：

如公式（A-71）的第二项所示，Z_c定义为传播常数除以并联导纳，这种关系在任何频率下都成立。当$G<<\omega C$时，特性阻抗容易分离出实部和虚部分量：

$$Z_c = (\alpha + j\beta) / (G + j\omega C) \approx \beta/\omega C - j\alpha/\omega C \quad \cdots\cdots (A\text{-}71)$$

高频时阻抗的虚部分量很小，实部分量与模值基本相等。因此公式（A-71）可写成：

$$Z_c = \frac{\beta}{\omega C} = \frac{\tau_p}{C} \quad \cdots\cdots (A\text{-}72)$$

$$-\mathrm{Im}Z_c \approx \frac{\alpha}{\omega C} \approx \mathrm{Re}Z_C - Z_\infty = \frac{\beta}{\omega C} - Z_\infty \quad \cdots\cdots (A\text{-}73)$$

$$Z_\infty = \sqrt{\frac{L_E}{C}} \quad \cdots\cdots (A\text{-}74)$$

式中：

Z_c — 特性阻抗（Ω）

α — 衰减常数（Np/m）

β — 相移常数（rad/m）

ω — 角频率（2πf）

L_E — 外电感（H/m）

C — 电容（F/m）

t_p — 时延（s/m）

A.4.2 传播常数的测量程序

在希望得到复数特性阻抗时，传播常数的测量程序与 3.3.2 所述的衰减测量相同。

A.4.2.1 相移常数

线对的相移常数是正弦信号沿一定长度的线对传输所产生相移的度量，它受绝缘导线的材料和几何尺寸的影响。

相移常数 β 与测量值的关系如下：

$$\beta = \angle\ (V_{IF}) - \angle\ (V_{IN}) + 2\pi K \quad \cdots\cdots\cdots\

率，让程序继续运行逐次检验剩余的每一个点，如果某个点不在已确定的连续相移曲线的 2π 弧度内，增加 K 值直到不存在这样的点为止。一旦求出正确的起始斜率，采用这种方法时甚至可以忽略 K 的中间值。

A.4.2.3 用长度函数得到总相移

使用大多数网络分析仪配备的“长度”函数程序，可得到总相移。这个内部程序从在内部确定并显示的总时延中减去一个指定长度的时延（实际上是一个恒定的时间频率，单位 s）。给网络分析仪提供一个适当的长度值，就可在整个频率范围内绘出 0~2π（或-π~+π 交替）内的相移曲线。

A.4.3 相时延

相时延为一个正弦信号沿线对或一定长度的电缆传输所延迟时间的度量。与相移常数一样，相时延也受绝缘导线的材料和几何尺寸的影响。

$$\tau = \beta / \omega \quad \cdots\cdots (A-76)$$

相时延由 A.4.2.1 中测量出的相移常数确定。

式中：

τ — 电缆的相时延（s/m）；

β — A.4.2.1 得出的相移常数（rad/m）；

ω — 角频率（rad/s）。

A.4.4 相速度

相速度（相时延的倒数）是指正弦信号在电缆中传输速度的测量值。在正式报告中，相速度的单位为 m/s。

$$v = \omega / \beta \quad \cdots\cdots (A-77)$$

式中：

v — 电缆的相速度（m/s）；

β — A4.2.1 中得出的相移常数（rad/m）；

ω — 角频率（rad/s）。

注：有时相速度以真空中光速（C）的位数表示。例如表示成 0.71C，这就意味着相速度为 0.71 乘以光速；还有时用相速度与光速之比表示，称为波速比，例如表示成波速比为 71%。

A.4.5 电容测量程序

电容应按 3.2.5 在线对的两导体间测量，采用与测量相移常数（时延）相同的长度。

A.5 用终端测量方法确定特性阻抗

当终端阻抗很接近待测阻抗（在 15Ω 内），且所测长度的往返衰减足够大（不低于 10dB）时，单端阻抗测量可代替开/短路法。在独立应用模式下适合使用网络分析仪时，这种测量方法有效。在了解开/短路法是基准方法后使用这种方法。

通过下面的公式，能知道测出的终端阻抗和开/短路阻抗的差别。公式中终端的输入阻抗 Z_T 等于：

$$Z_T = Z_c \frac{1+Se^{-2\gamma l}}{1-Se^{-2\gamma l}} \quad \cdots\cdots (A-78)$$

式中反射系数 S 由下式求出：

$$S = \frac{Z_R - Z_C}{Z_R + Z_C} \quad \cdots\cdots (A-79)$$

Z_R 和 Z_C 分别表示终端阻抗（通常为一个电阻）和实际的特性阻抗。当终端完全匹配或往返衰减足够大时，终端测量方法得出的结果接近开/短法得出的结果。

公式（A-78）可改写如下：

$$Z_T - Z_c = (Z_R - Z_c)\ e^{-2\gamma} \frac{Z_T + Z_C}{Z_R + Z_C} \quad \cdots\cdots (A-80)$$

由公式（A-78）可以计算出：当往返衰减为 10dB 时，终端电阻和电缆阻抗间 15Ω 的差值减小到最大约差 5Ω。20dB 的往返衰减能确保 15Ω 的阻抗差值减小到最少 1.5Ω。

A.6 用二次参数传输理论的开/短路法确定传播常数和特性阻抗

A.6.1 方法 A1，用平衡变量器但不包括平衡变量器特性的扩展单端开/短路法

A.6.1.1 试验设备和电缆终端准备

阻抗和 S-参数测量所需的设备已在 3.3.6 中规定。对于这种对称的测量方式，其它线对和可能有的屏蔽的终端方式并不重要。其它导体宜接地，即使由于被测线对的扭绞，让其它导体悬空也是可以接受的。

A.6.1.2 方法 A1 的基本公式

特性阻抗和传播常数分别可由式（A-81）和（A-82）计算：

$$Z_c=\sqrt{Z_R^2\left[\frac{Z_{itr}-Z_{itf}}{Z_{itr}-Z_{its}}\right]^2\left[\frac{Z_{itcf}-Z_{its}}{Z_{itcf}-Z_{itf}}\right]\left[\frac{Z_{itcs}-Z_{its}}{Z_{itcs}-Z_{itf}}\right]} \quad \cdots\cdots (A-81)$$

$$\gamma=\alpha+j\beta=\frac{1}{l}\tanh^{-1}\sqrt{\left[\frac{Z_{itcf}-Z_{its}}{Z_{itcf}-Z_{itf}}\right]\left[\frac{Z_{itcs}-Z_{its}}{Z_{itcs}-Z_{itf}}\right]} \quad \cdots\cdots (A-82)$$

式中：

Z_{itf} — 平衡变量器平衡输出端开路时测出的输入阻抗（Ω）；

Z_{its} — 平衡变量器短路时测出的输入阻抗（Ω）；

Z_{itr} — 平衡变量器平衡输出端接一个精度为±1%的电阻性负载（无电感）时测出的输入阻抗；

Z_{itcf} — 平衡变量器平衡输出端接一个对绞线对且线对的远端开路时测出的输入阻抗；

Z_{itcs} — 平衡变量器平衡输出端接一个对绞线对且线对的远端短路时测出的输入阻抗；

Z_C — 特性阻抗（Ω）；

γ — 传播常数，$\alpha+j\beta$（Np/m，rad/m）；

α — 衰减常数（NP/m）；

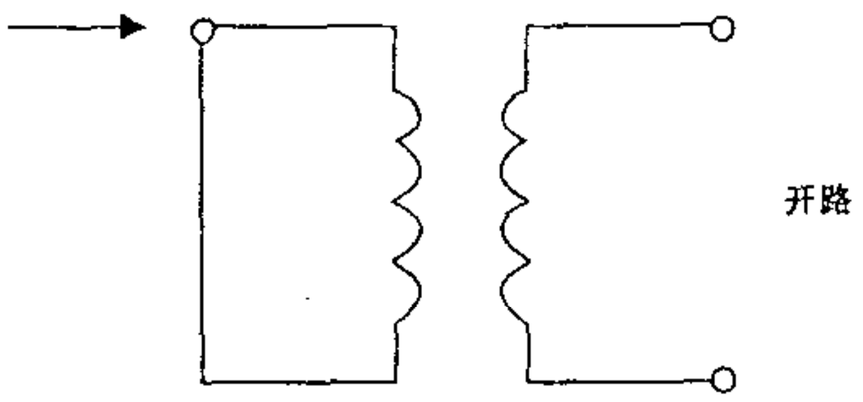
β — 相移常数（rad/m）；

Z_R — 终端电阻（Ω）。

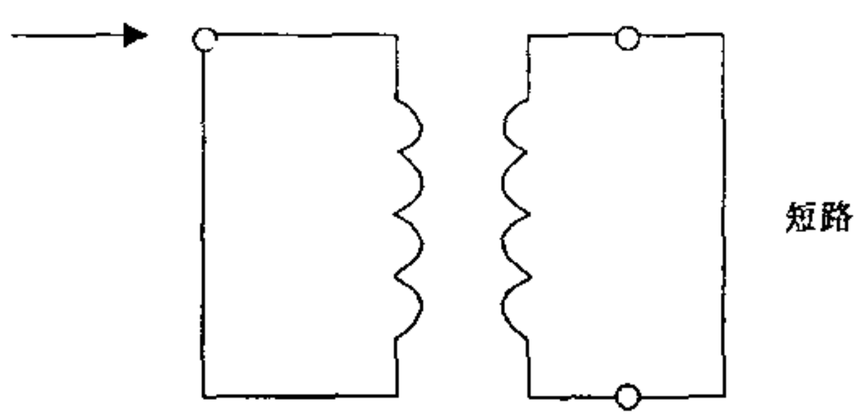
A.6.1.3 方法 A1——用平衡变量器但不包括平衡变量器特性的扩展单端开/短法测量原理

1）测量模式

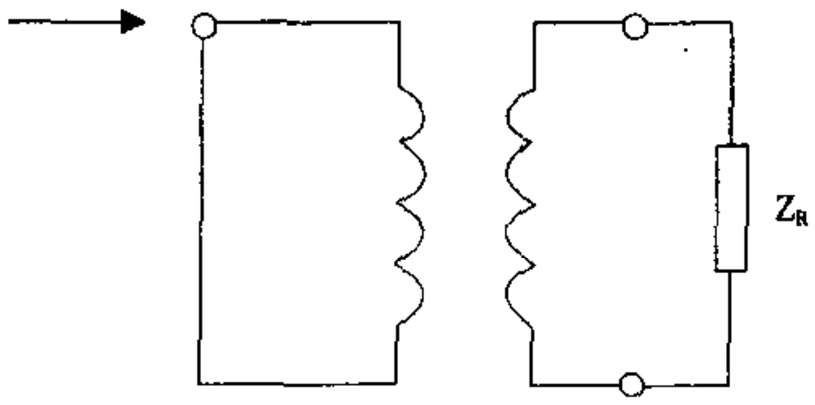
a）Z_{itf}



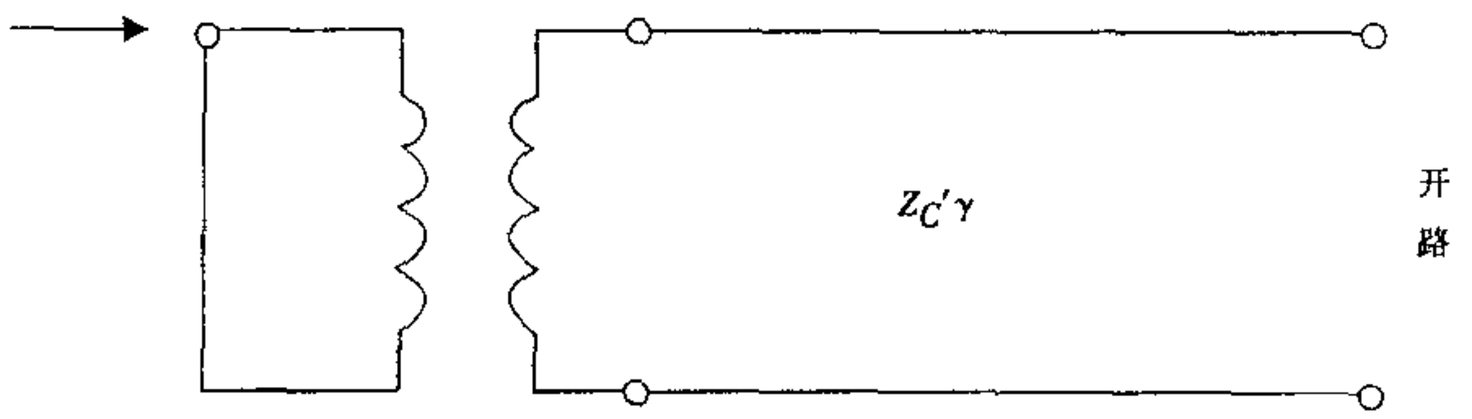
b）Z_{its}



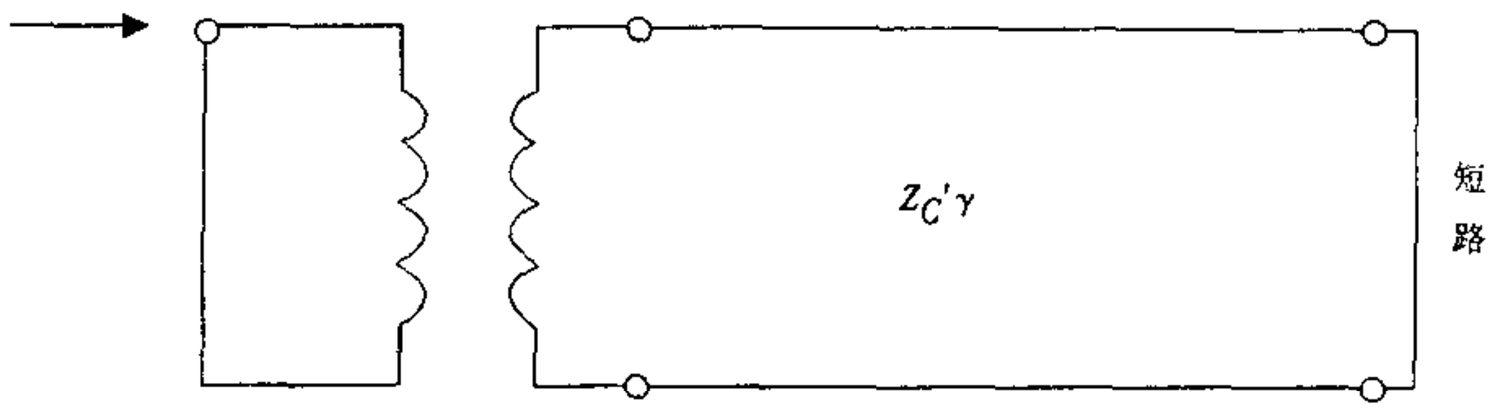
c) Z_{itr}



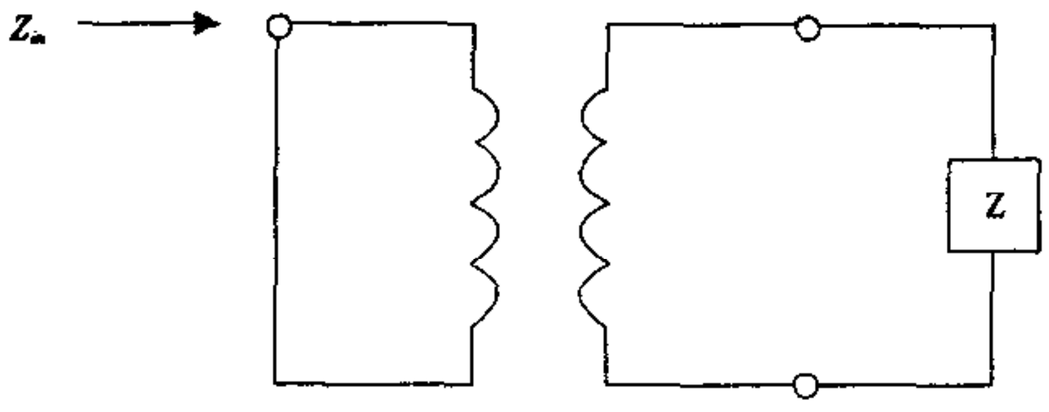
d) Z_{itcf}

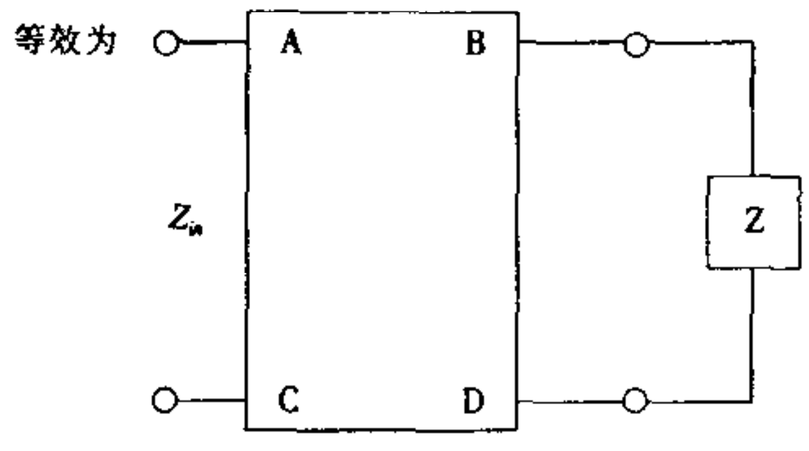


e) Z_{itcs}



2) 采用4端网络理论的测量原理





$$Z_{itf}=\frac{AZ+B}{CZ+D} \quad \cdots\cdots (A\text{-}83)$$

式中：

Z_{in} — 输入阻抗（测量值）。

Z — 在开路、短路、终端、电缆线对开路或短路时实际测出的负载阻抗，分别用下列5个分式表示：

$$Z_{itf}=z_{in}\Big|_{Z=\infty}=\frac{A}{C},\ A\approx Z_{itf}C \quad \cdots\cdots (A\text{-}84)$$

$$Z_{ins}=Z_{in}\Big|_{z=0}=\frac{B}{D},\ B\approx Z_{in}D \quad \cdots\cdots (A\text{-}85)$$

$$Z_{itr}=Z_{in}\Big|_{x=R}=\frac{AR+B}{CR+D} \quad \cdots\cdots (A-86)$$

$$Z_{itcf}=Z_{in}\Big|_{x=x_f}=\frac{AZ_{if}+B}{CZ_{if}+D} \quad \cdots\cdots (A-87)$$

$$Z_{itcs}=Z_{in}\Big|_{x=x_s}=\frac{AZ_{is}+B}{CZ_{is}+D} \quad \cdots\cdots (A-88)$$

式中：

Z_{if} — 电缆线对远端开路时存在的阻抗（Ω）；

Z_{is} — 电缆线对远端短路时存在的阻抗（Ω）。

将公式（A-84）和公式（A-85）代入公式（A-86）后得到：

$$\frac{D}{C}=\frac{R\ (Z_{itf}-Z_{itr})}{Z_{itr}-Z_{its}} \quad \cdots\cdots (A-89)$$

根据公式（A-87）可得

$$Z_{if}=\frac{B-Z_{itcf}D}{Z_{itcf}C-A} \quad \cdots\cdots (A-90)$$

根据公式（A-88）可得：

$$Z_{is}=\frac{B-Z_{itcs}D}{Z_{itcs}C-A} \quad \cdots\cdots (A-91)$$

最后可得：

$$\begin{aligned}Z_C^2=Z_{if}Z_{is}&=\left[\frac{B-Z_{itcf}D}{Z_{itcf}C-A}\right]\left[\frac{B-Z_{itcs}D}{Z_{itcs}C-A}\right]\\&=\left[\frac{D}{C}\right]^2\left[\frac{Z_{itcf}-Z_{its}}{Z_{itcf}-Z_{itf}}\right]\left[\frac{Z_{itcs}-Z_{its}}{Z_{itcs}-Z_{itf}}\right] \quad \cdots\cdots (A-92)\\&=R^2\left[\frac{Z_{itr}-Z_{itf}}{Z_{itr}-Z_{its}}\right]^2\left[\frac{Z_{itcf}-Z_{its}}{Z_{itcf}-Z_{itf}}\right]\left[\frac{Z_{itcs}-Z_{its}}{Z_{itcs}-Z_{itf}}\right]\\\tanh^2\gamma l=\frac{Z_{is}}{Z_{if}}&=\left[\frac{Z_{itcf}-Z_{itf}}{Z_{itcf}-Z_{its}}\right]\left[\frac{Z_{itcs}-Z_{its}}{Z_{itcs}-Z_{itf}}\right]\end{aligned}$$

A.6.2 方法 A2，不用平衡变量器的扩展单端开/短法

A.6.2.1 方法 A2 的基本公式和原理图

特性阻抗和传播常数定义如下：

$$\frac{1}{Z_C}=\sqrt{\left(Y_{ff}-\frac{1}{4}Y_{uf}\right)\ \left(Y_{fs}-\frac{1}{4}Y_{us}\right)} \quad \cdots\cdots (A-93)$$

$$\gamma=\alpha+j\beta=\frac{1}{l}\tanh^{-1}\sqrt{\frac{\left(Y_{ff}-\frac{1}{4}Y_{uf}\right)}{\left(Y_{fs}-\frac{1}{4}Y_{us}\right)}} \quad \cdots\cdots (A-94)$$

式中：

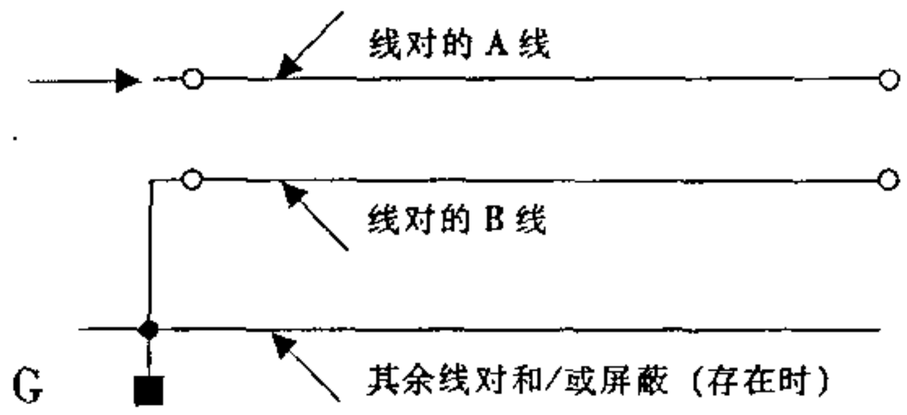
Y_{ff} — 用测量模式 a 得到的导纳值（S）

Y_{fs} — 用测量模式 b 得到的导纳值（S）

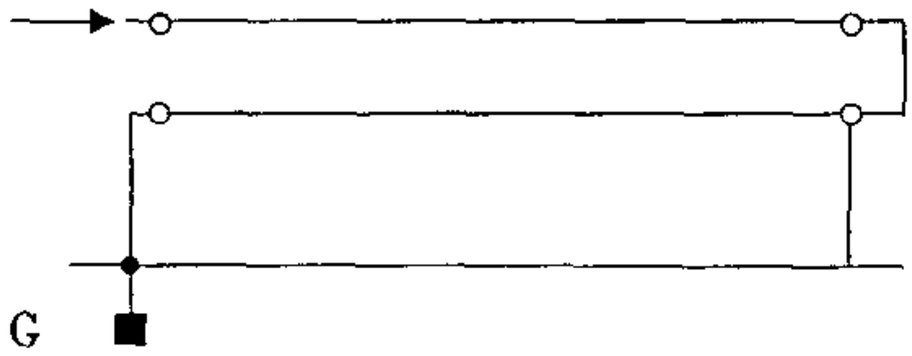
Y_{uf} — 用测量模式 c 得到的导纳值（S）

Y_{us} — 用测量模式 d 得到的导纳值（S）

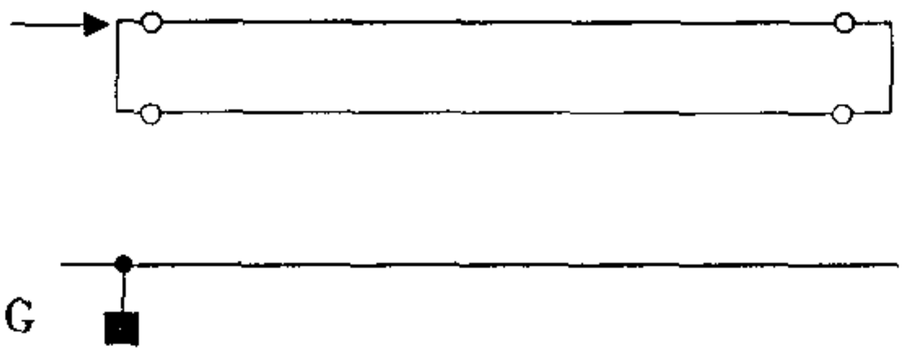
测量模式 a：Y_{fl}



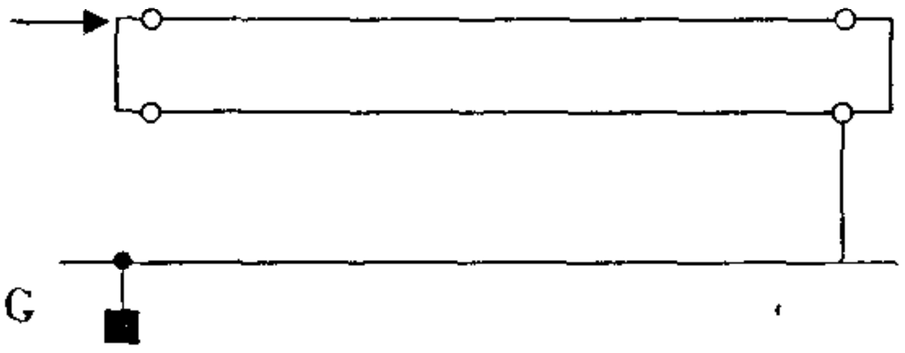
测量模式 b：Y_{fb}



测量模式 c：Y_{df}



测量模式 d：Y_{ss}



式中：

→ — 连接不平衡测量设备的内导体；

G — 连接不平衡测量设备的外导体；

Z_C — 特性阻抗（Ω）；

γ — 传播常数，$\alpha + j\beta$（Np/m，rad/m）；

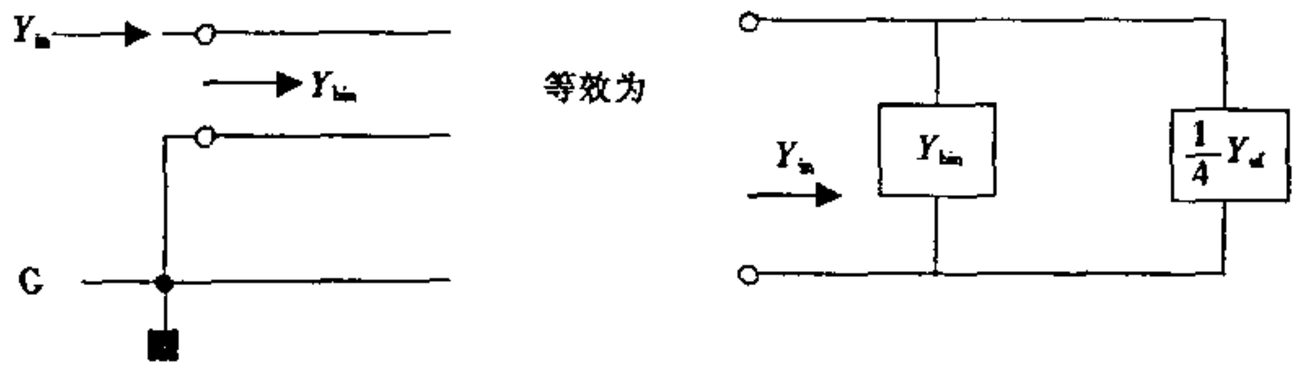
α — 衰减常数（NP/m）；

β — 相移常数（rad/m）。

注：以上 4 种导纳测量原理图假定线对是完全平衡的。一般来说，总存在一定的不平衡，在线对不平衡低于 1%时，可以使用这种方法，不必进行另外测量。

A.6.2.2 方法 A2 的测量原理

测量原理：



下面给出了开路时测出的导纳：

$$Y_{in}=Y_{bin}+\frac{1}{4}Y_u\tanh\gamma_u l=Y_{bin}-\frac{1}{4}Y_{uf} \quad \text{(A-95)}$$

式中：

γ_u — 不平衡（共模）传播常数

Y_u — 不平衡（共模）特性导纳

Y_{bin} — 平衡电路（开路或短路）的输入导纳：

$$Y_{ff}=Y_{in}\big|_{Y_{bin}=Y_f}=Y_f+Y_{uf}/4 \quad \text{(A-96)}$$

$$Y_{fs}=Y_{in}\big|_{Y_{bin}=Y_s}=Y_s+Y_{us}/4 \quad \text{(A-97)}$$

式中：

Y_f — 平衡开路时的导纳

Y_s — 平衡短路时的导纳

根据公式（A-96）得到：

$$Y_f=1/Z_f=Y_{ff}-Y_{uf}/4 \quad \text{(A-98)}$$

根据公式（A-97）得到：

$$Y_s=1/Z_s=Y_{fs}-Y_{us}/4 \quad \text{(A-99)}$$

$$1/Z_C=Y_c=\sqrt{Y_fY_s}=\sqrt{(Y_{ff}-Y_{uf}/4)\quad(Y_{fs}-Y_{us}/4)} \quad \text{(A-100)}$$

$$\gamma=\alpha+j\beta=\frac{1}{l}\tanh^{-1}\sqrt{\frac{(Y_{ff}-\frac{1}{4}Y_{uf})}{(Y_{fs}-\frac{1}{4}Y_{us})}} \quad \text{(A-101)}$$

注：用方法 A1 和 A2 都可以测量输入阻抗和导纳。其中，方法 A1 采用阻抗电桥，而方法 A2 采用网络分析仪和 S 参数试验设备。

$$Z_{in}=Z_R\frac{1+S_{11}}{1-S_{11}} \quad \text{(A-102)}$$

式中：

Z_{in} — 输入阻抗（Ω）；

Z_R — 校准时的负载电阻（Ω）；

S_{11} — 输入反射常数。

注：S_{11} 的校准步骤是标准的网络分析仪三步校准（开路、短路和终端法）。

A.6.3 方法 A3，转换不平衡多芯线路的 S 矩阵为实传输回路模式（模式分解法）阻抗矩阵

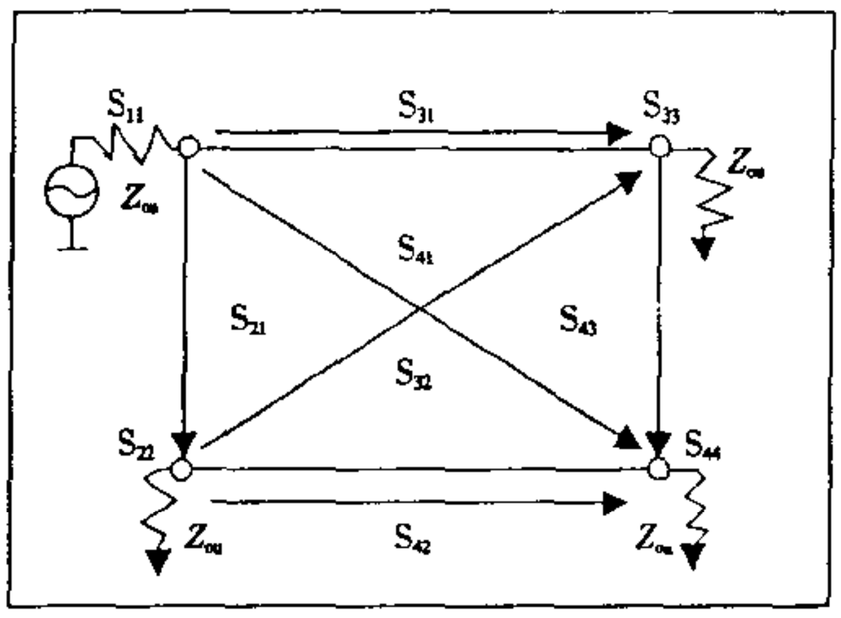
A.6.3.1 用模式分解技术（变换法）获得特性阻抗和传播常数

这是一种称为 A3 的较复杂的方法，用以导出希望的特性阻抗和传播常数的数据。此外这种方法产生非平衡（共）模及差模耦合的数据。在不用平衡变量器且其他导线的末端终端时，用传统非平衡设备测量 S 参数的所有组合。通过数学运算（数字平衡变量器）从测量出的 S 矩阵中分离出平衡模和非平衡模分量（矩阵的阻抗分量）。

A.6.3.2 方法 A3 的程序

1）校准网络分析仪，推荐用完全的两端口校准。

2）测量公式（A-103）中 S 矩阵的每一分量，例如 S_{11}，S_{31}（S_{31}）和 S_{33}，测量时线对导体的一端连接到网络分析仪的另一个端口。所有对绞线对的末端，可分别端接到标准连接器的插座上，但宜按网络分析仪的标准型式端接。



$$\begin{bmatrix} S_{11} & S_{21} & S_{31} & S_{41} \\ S_{21} & S_{22} & S_{32} & S_{42} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{43} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{bmatrix} \quad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \text{(A-103)}$$

3）用下列公式可将 S 矩阵转换成 Z 矩阵（Y 矩阵）。

$$Z=Z_{ou}[E+S][E-S]^{-1} \quad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \text{(A-104)}$$

$$Y=\frac{1}{Z_{ou}}[E+S][E-S]^{-1} \quad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \text{(A-105)}$$

式中：

E — 4×4 单位矩阵。

Z_{ou} — 系统阻抗的标量值。

4）一旦得到阻抗矩阵，用下列公式就可计算出平衡模时的特性阻抗和传播常数。

$$Z_C=2\sqrt{\frac{Z_{11}-2Z_{21}+Z_{22}}{Y_{11}-2Y_{21}+Y_{22}}} \quad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \text{(A-106)}$$

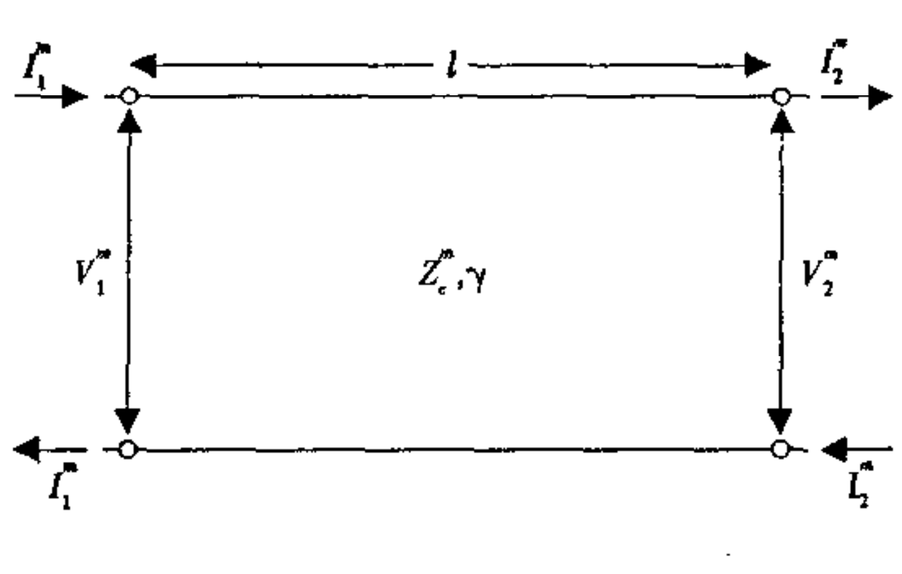
$$\gamma=\frac{1}{2l}\ln\left[\frac{\frac{1}{2}\sqrt{(Z_{11}-2Z_{21}+Z_{22})\ (Y_{11}-2Y_{21}+Y_{22})}+1}{\frac{1}{2}\sqrt{(Z_{11}-2Z_{21}+Z_{22})\ (Y_{11}-2Y_{21}+Y_{22})}-1}\right] \quad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \text{(A-107)}$$

A.6.3.3 方法 A3 的测量原理

方法 A3 使用模分解理论，该理论建立在对多导体系统的现场分析上。

二次参数的表示法

用阻抗 Z 矩阵和导纳 Y 矩阵表示二次参数。假设传输线路系统具有线性和对称性以给出简单的表达式。



$$\begin{bmatrix} V_1^m \\ I_1^m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma l) & Z_c^m \sinh(\gamma l) \\ \sinh(\gamma l)/Z_c^m & \cosh(\gamma l) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2^m \\ I_2^m \end{bmatrix} \quad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \text{(A-108)}$$

经变换后，矩阵公式的第二部分为：

$$V_2^m=\frac{Z_c^m}{\sinh\ (\gamma l)}I_1^m-Z_c^m\coth\ (\gamma l)\ I_2^m \qquad \cdots\cdots (A-109)$$

将公式（A-109）代入后，导出下面的阻抗矩阵：

$$\begin{bmatrix}V_1^m\\V_2^m\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}Z_c^m\coth\ (\gamma l) & Z_c^m/\sinh\ (\gamma l)\\ Z_c^m/\sinh\ (\gamma l) & Z_c^m\coth\ (\gamma l)\end{bmatrix}\begin{bmatrix}I_1^m\\-I_2^m\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}Z_{11}^m & Z_{21}^m\\ Z_{21}^m & Z_{11}^m\end{bmatrix}\begin{bmatrix}I_1^m\\-I_2^m\end{bmatrix} \qquad \cdots\cdots (A-110)$$

同理可导出导纳矩阵：

$$\begin{bmatrix}I_1^m\\-I_2^m\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\coth\ (\gamma l)/Z_c^m & -1/Z_c^m/\sinh\ (\gamma l)\\ -1/Z_c^m\sinh\ (\gamma l) & \coth\ (\gamma l)/Z_c^m\end{bmatrix}\begin{bmatrix}V_1^m\\V_2^m\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}Y_{11}^m & Y_{21}^m\\ Y_{21}^m & Y_{11}^m\end{bmatrix}\begin{bmatrix}V_1^m\\V_2^m\end{bmatrix} \qquad \cdots\cdots (A-111)$$

由此，我们可得到二次参数 Z_c^m 和 γ 的表达式。

$$Z_c^m=\sqrt{\frac{Z_{11}^m}{Y_{11}^m}},\ \gamma=\frac{1}{l}\coth^{-1}\sqrt{Z_{11}^mY_{11}^m}=\frac{1}{2l}\ln\left[\frac{\sqrt{z_{11}^mY_{11}^m}+1}{\sqrt{Z_{11}^mY_{11}^m}-1}\right] \qquad \cdots\cdots (A-112)$$

设 $I_2^m=0$，在其它端开路时，Z_{11}^m 可以通过测量 V_{11}^m 和 I_{11}^m 的比值得出：

$$Z_{11}^m=\left.\frac{V_1^m}{I_1^m}\right|_{I_2^m=0}=Z_c^m\coth\ (\gamma l),\ Y_{11}^m=\left.\frac{I_1^m}{V_1^m}\right|_{V_2^m=0}=\frac{1}{Z_c^m}\coth\ (\gamma l) \qquad \cdots\cdots (A-113)$$

于是，$Z_{11}^m=Z_{open}^m$，$Y_{11}^m=Y_{short}^m$。这就表明（A-112）是我们所知的开/短法的恒等式。

对于对绞电缆，应在模域中导出阻抗和导纳矩阵。

S 矩阵到阻抗矩阵

根据平衡模的模域中的阻抗和导纳矩阵可以计算出线对的二次常数。需要下面的 3 个步骤：

—— 测量多导体回路的 S-参数。

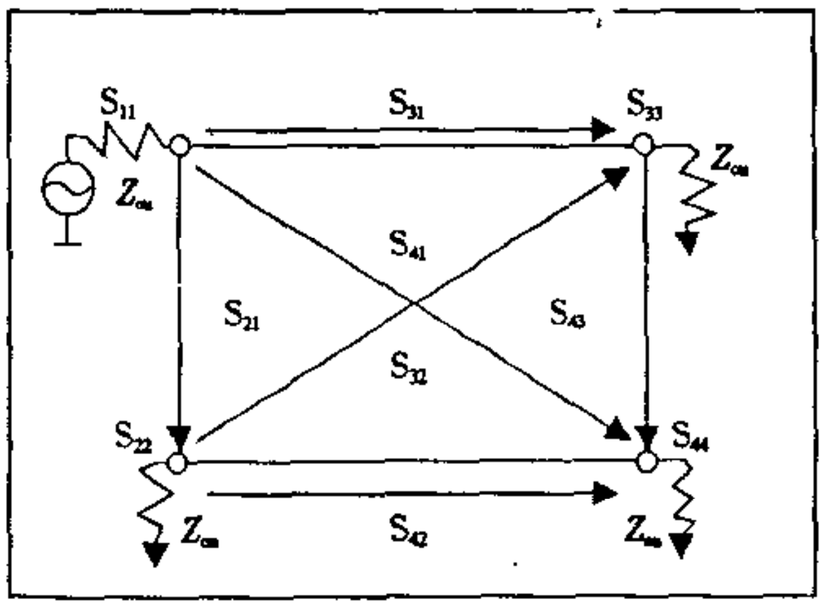
—— 从分布矩阵（S 矩阵）计算出阻抗和导纳矩阵（分别为 Z 矩阵和 Y 矩阵）

—— 依据模分解理论计算出平衡模的阻抗和导纳。

步骤 1：测量 S 矩阵

1）校准网络分析仪，推荐用完全的两端口校准。

2）测量公式（A-104）中 S 矩阵的每一分量，例如 S_{11}，S_{31}（S_{31}）和 S_{33}，测量时线对导体的一端连接到网络分析仪的另一个端口。所有对绞线对导线的末端，可分别端接到标准连接器的插座上，但宜按网络分析仪的标准型式端接。



$$\begin{bmatrix}S_{11} & S_{21} & S_{31} & S_{41}\\ S_{21} & S_{22} & S_{32} & S_{42}\\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{43}\\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44}\end{bmatrix} \qquad \cdots\cdots (A-114)$$

步骤 2：将 S 矩阵转换为 Z 矩阵

用下列公式，将 S 矩阵转换为 Z 矩阵（Y 矩阵）：

$$Z=Z_{ou}[E+S][E-S]^{-1},\ Y=[E-S][E+S]^{-1}/Z_{ou} \qquad \cdots\cdots (A-115)$$

式中：E 是 4×4 单位矩阵，Z_0 是测量设备的系统阻抗，它为一个标量（典型的 50Ω 系统）。

步骤 3：模分解

根据模分解理论，对绞电缆的阻抗矩阵 Z^m 和导纳矩阵 Y^m 可通过在多导体回路中阻抗 Z 和导纳 Y 接下式计算出：

$$Z^m = P^{-1}ZQ,\quad Y^m = Q^{-1}YP \qquad \text{(A-116)}$$

对角化矩阵 P 和 Q 是下面的 4×4 实矩阵。

$$P = \begin{bmatrix} \frac{1}{2} & 1 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{2} & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{2} & 1 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{2} & 1 \end{bmatrix},\quad Q = \begin{bmatrix} 1 & \frac{1}{2} & 0 & 0 \\ -1 & \frac{1}{2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \frac{1}{2} \\ 0 & 0 & -1 & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \qquad \text{(A-117)}$$

假设回路是线性的，矩阵是对称的，则表达式变成：

$$Z^m = \begin{bmatrix} Z_{11}-2Z_{21}+Z_{22} & \frac{Z_{11}-Z_{22}}{2} & Z_{31}-Z_{41}-Z_{32}+Z_{42} & \frac{Z_{31}+Z_{41}-Z_{32}-Z_{42}}{2} \\ \frac{Z_{11}-Z_{22}}{2} & \frac{Z_{11}+2Z_{21}+Z_{22}}{4} & \frac{Z_{31}-Z_{41}+Z_{32}-Z_{42}}{2} & \frac{Z_{31}+Z_{41}-Z_{32}+Z_{42}}{4} \\ Z_{31}-Z_{32}-Z_{41}+Z_{42} & \frac{Z_{31}+Z_{32}-Z_{41}-Z_{42}}{2} & Z_{33}-2Z_{43}+Z_{44} & \frac{Z_{33}-Z_{44}}{2} \\ \frac{Z_{31}-Z_{32}+Z_{41}-Z_{42}}{2} & \frac{Z_{31}+Z_{32}+Z_{41}+Z_{42}}{4} & \frac{Z_{33}-Z_{44}}{2} & \frac{Z_{32}+2Z_{43}+Z_{44}}{4} \end{bmatrix} \qquad \text{(A-118)}$$

$$Z_{11}^m = Z_{11}-2Z_{21}+Z_{22} \qquad \text{(A-119)}$$

$$Y^m = \begin{bmatrix} \frac{Y_{11}-2Y_{21}+Y_{22}}{4} & \frac{Y_{11}-2Y_{22}}{2} & \frac{Y_{31}-Y_{41}-Y_{32}+Y_{42}}{4} & \frac{Y_{31}+Y_{41}-Y_{32}-Y_{42}}{2} \\ \frac{Y_{11}-Y_{22}}{2} & Y_{11}+2Y_{21}+Y_{22} & \frac{Y_{31}-Y_{41}+Y_{32}-Y_{42}}{2} & Y_{31}+Y_{41}+Y_{32}+Y_{42} \\ \frac{Y_{31}-Y_{32}-Y_{41}+Y_{42}}{4} & \frac{Y_{31}+Y_{32}-Y_{41}-Y_{42}}{2} & \frac{Y_{33}-2Y_{43}+Y_{44}}{4} & \frac{Y_{33}-Y_{44}}{2} \\ \frac{Y_{31}-Y_{32}+Y_{41}-Y_{42}}{2} & Y_{31}+Y_{32}+Y_{41}+Y_{42} & \frac{Y_{33}-Y_{44}}{2} & Y_{33}+2Y_{43}+Y_{44} \end{bmatrix} \qquad \text{(A-120)}$$

$$Y_{11}^m = \frac{Y_{11}-2Y_{21}+Y_{22}}{4} \qquad \text{(A-121)}$$

由公式（A-112）可以导出下列公式：

$$Z_C^m = \sqrt{\frac{Z_{11}^m}{Y_{11}^m}} = 2\sqrt{\frac{Z_{11}-2Z_{21}+Z_{22}}{Y_{11}-2Y_{21}+Y_{22}}} \qquad \text{(A-122)}$$

$$\gamma = \frac{1}{l}\coth^{-1}\sqrt{(Z_{11}^m Y_{11}^m)} = \frac{1}{2l}\ln\left[\frac{\sqrt{Z_{11}^m Y_{11}^m}+1}{\sqrt{Z_{11}^m Y_{11}^m}-1}\right]$$

$$= \frac{1}{l}\coth^{-1}\left\{(Z_{11}-2Z_{21}+Z_{22})\left[\frac{Y_{11}-2Y_{21}+Y_{22}}{4}\right]\right\}^{1/2}$$

$$=\frac{1}{2l}\ln\left[\frac{\frac{1}{2}\sqrt{(Z_{11}-2Z_{21}+Z_{22})\ \ (Y_{11}-2Y_{21}+Y_{22})}+1}{\frac{1}{2}\sqrt{(Z_{11}-2Z_{21}+Z_{22})\ \ (Y_{11}-2Y_{21}+Y_{22})}-1}\right] \quad \cdots\cdots\cdots\cdots \text{(A-123)}$$

A.6.4 结果说明

二次传输参数与频域数据有关，并随频率变化，采用最小二乘法函数拟合，求出二次传输参数作为传输线路的理想参数。

附录 B
(资料性附录)
不平衡衰减

B.1 概述

对称线对可以用差模（平衡）方式或用共模（不平衡）方式工作。对于差模方式，一根导线传送电流而另一根导线返回电流，如图 B.1 所示。共模返回通路没有任何电流，如图 B.2 所示。

对于共模方式，线对的每根导线各传送一半电流，返回通路传送这两个电流的和。所有的非被测线对和可能有的屏蔽都是共模电流的返回通路。

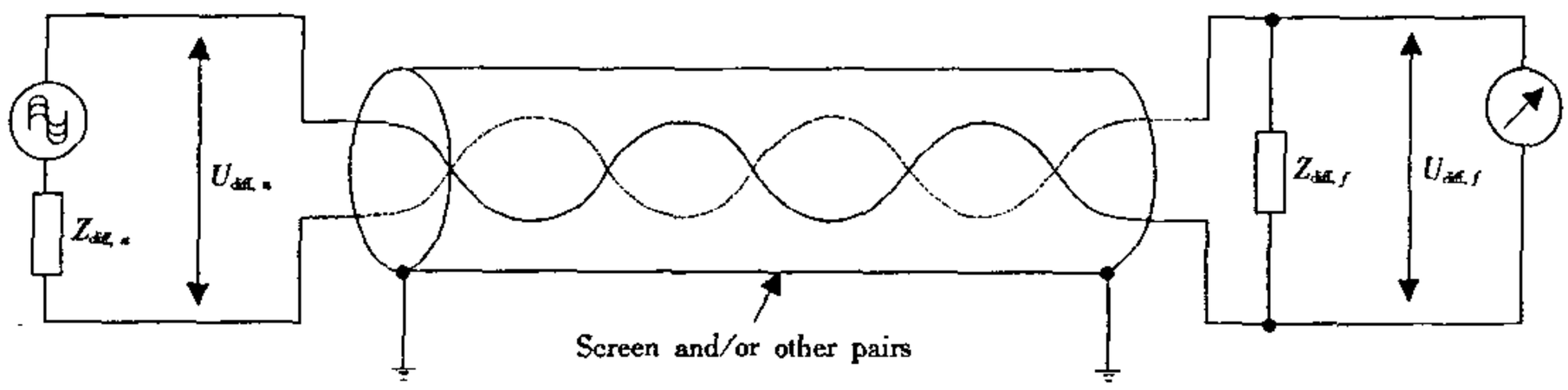


图 B.1 在对称线对中的差模传输

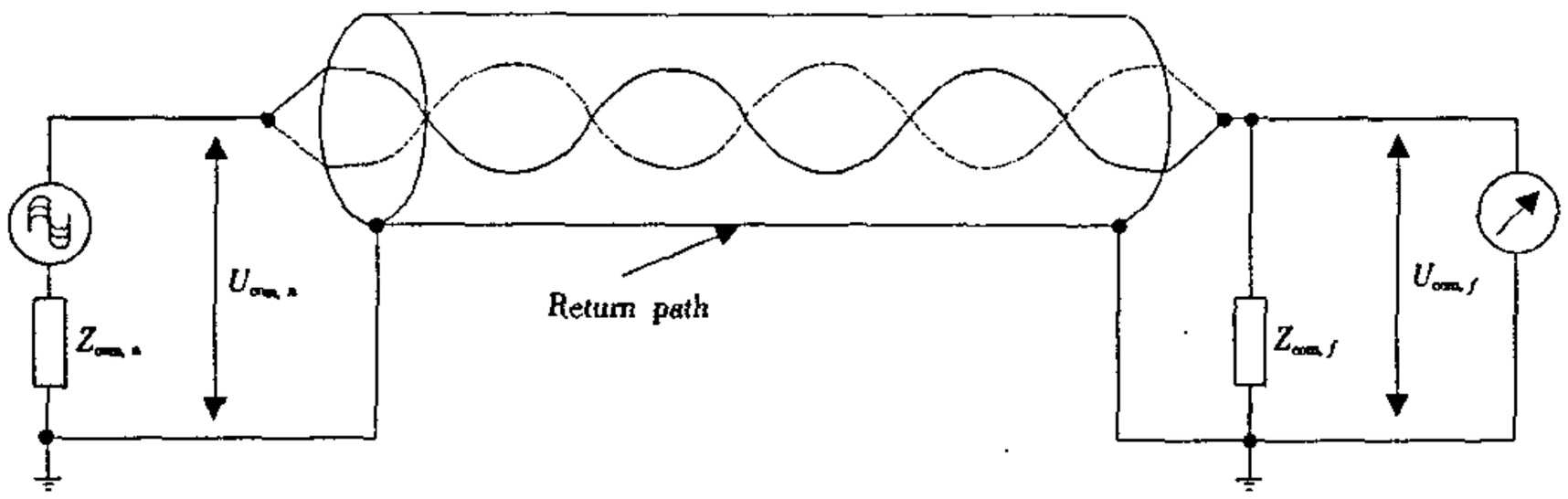


图 B.2 在对称线对中的共模传输

在理想条件下差模方式与共模方式间互相没有影响。但实际上是有互相影响的。绝缘直径的差别，扭绞的不均匀和导线对屏蔽的距离不同都是造成线对不平衡的一些原因。不平衡按其原因分为横向不平衡和纵向不平衡。横向不平衡 TA 是由于对地电容和电导沿线路分布不均匀造成的。纵向不平衡 LA 是由于一对线对的两根导线间的电感和电阻不平衡造成的。

B.2 近端和远端不平衡衰减

不平衡衰减是在电缆的近端和远端测量的共模功率与差模功率的对数比。不平衡衰减通常也称为变换损耗：

LCL — 纵向变换损耗

LCTL — 纵向变换转移损耗

TCL — 横向变换损耗

TCTL — 横向变换转移损耗

此外还规定有远端等电平不平衡衰减：

EL LCTL — 等电平纵向变换转移损耗

EL TCTL — 等电平横向变换转移损耗

等电平不平衡衰减定义为测量的输出共模功率与输出差模功率之对数比，或输出差模功率与输出共模功率之对数比。输出对输出测量等于输入对输出测量与相应的衰减之差：

$$\text{EL LCTL} = \text{LCTL} - \alpha_{com}$$

$$\text{EL TCTL} = \text{TCTL} - \alpha_{diff} \quad \cdots\cdots (B-1)$$

式中：

α_{diff} — 电缆的差模工作衰减，单位为 dB

α_{com} — 电缆的共模工作衰减，单位为 dB

实际上通常并不直接测量输出对输出的功率比，而是利用上述的差值公式确定等电平不平衡衰减。对称电缆的共模衰减测量容易产生误差，而电缆的差模衰减总是需要测量的。因此，远端等电平不平衡衰减的测量只对横向变换转移损耗进行。

近端和远端不平衡衰减与变换损耗的关系分别列于表 B.1 和表 B.2。

表 B.1 近端不平衡衰减

在近端以差模方式注入功率，耦合功率在同一端以共模方式测量	TCL
在近端以共模方式注入功率，耦合功率在同一端以差模方式测量	LCL

表 B.2 远端不平衡衰减

在近端以差模方式注入功率，耦合功率在远端以共模方式测量	TCTL
在近端以共模方式注入功率，耦合功率在远端以差模方式测量	LCTL
同 TCTL，但测量的共模功率是与远端（等电平）的差模功率相比	EL TCTL

表 B.3 给出共模和差模电路各种型式的不平衡衰减的信号输入与接收的连接方式。

表 B.3 测量配值

不平衡衰减		配置			
		近端		远端	
		共模电路	差模电路	共模电路	差模电路
近端	TCL	接收器	信号发生器	–	–
	LCL	信号发生器	接收器	–	–
远端	TCTL	–	信号发生器	接收器	–
	LCTL	信号发生器	–	–	接收器

根据工作衰减的基本原理，一端口网络上的信号发生器和接收器可以互相交换而结果不会改变。因而 TCL 的测量等同于 LCL 的测量。

然而 LCTL 或 TCTL 的测量实际是二端口测量。因此只有在不平衡的纵向分布是均匀的，而且差模信号和共模信号的传播速度是完全相同的条件下 LCTL 的测量才会等同于 TCTL 测量。在这种情况下，对绞线对符合互易关系，相当于阻抗对称二端口网络。

中华人民共和国
通信行业标准
数字通信用对绞/星绞对称电缆
第一部分：总则
YD/T 838.1-2003
*
人民邮电出版社出版发行
北京市崇文区夕照寺街14号A座
邮政编码：100061
电话：68372878
煤炭工业出版社印刷厂印刷
版权所有　不得翻印
*
开本：880×1230　1/16　　2003年12月第1版
印张：2.75　　2003年12月北京第1次印刷
字数：77千字
ISBN 7-115-939/04-1