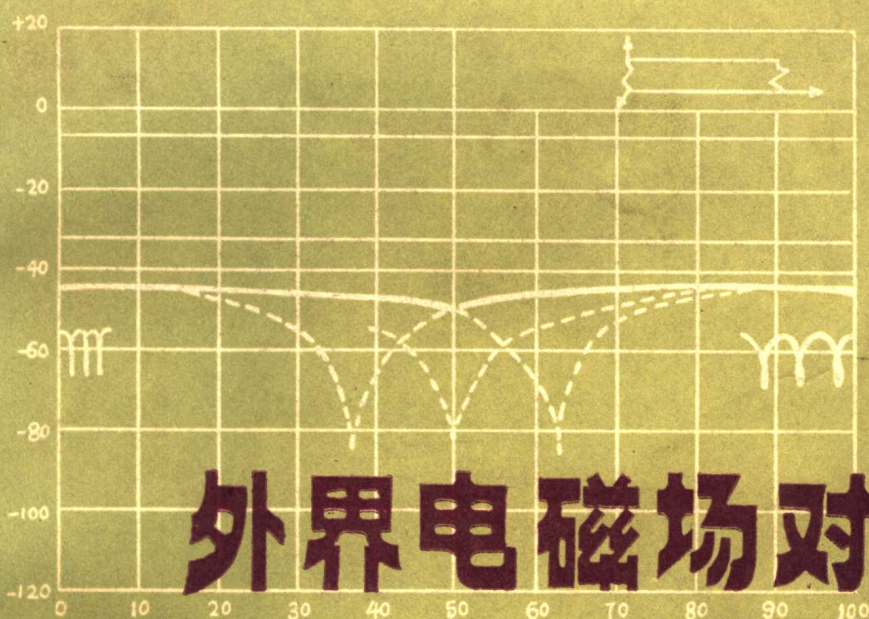




外界电磁场对 传输线 的干扰

山西科学教育出版社

外界电磁场对 传输线的干扰

〔美〕Albert A. Smith, Jr 著

翟启明 张贵元 译

高攸纲 校

山西科学教育出版社

外界电磁场对传输线的干扰

翟启明 张贵元 译

高攸纲 校

山西科学教育出版社出版 (太原并州北路十一号)

山西省新华书店发行 山西新华印刷厂印刷

开本: 850×1168 1/32 印张: 4.625 字数: 104千字

1986年8月第1版 1986年8月太原第1次印刷

印数: 1—4,000册

书号: 15370·27 定价: 1.00元

内 容 提 要

本书共分四章：第一章耦合模式；第二章平面波激励；第三章非均匀电磁场的激励；第四章屏蔽电缆。附有实用公式和丰富的图表曲线，可供通信、数据处理、电力、电话、电子计算机和控制系统等方面的研究、设计、维护人员参考，亦可供有关专业的高年级大学生阅读。

译 序

本书根据美国ALBERT A. SMITH, J_R著《COUPLING OF EXTERNAL ELECTROMAGNETIC FIELDS TO TRANSMISSION LINES》一书译出。该书由美国威廉父子公司出版,系作者多年来研究非均匀电磁场对传输线耦合问题的成果和实际应用的总结。

外界电磁场激励传输线及其产生的影响,日益引起当今国际上的普遍关心和重视,书中关于这方面的定量研究和分析计算,不仅对电力系统、通信系统、电子计算机系统和控制系统具有实用价值,而且具有学术理论价值。书后的参考文献,介绍了当代国际上有代表性的研究成果,为进一步研究这一课题提供了可贵的资料。本书对从事这方面工作的工程技术人员和大专院校的有关师生,均有参考价值。

作者A. A. SMITH, J_R先生,于1935年12月2日生于美国纽约YONKERS,1961年和1964年曾获电气工程理学士和电气工程科学硕士学位,先后在纽约莱顿工业公司和纽约金斯顿电磁兼容性研究所工作,今任国际商用机器公司纽约波基普西电磁兼容性研究所高级工程师,负责大型电子计算机系统的电磁兼容性方面的工作,是美国国家标准委员会C63分委会(IEEE 电磁环境委员会)的成员。曾发表过数十篇有关论文。

在本书翻译过程中,曾得到山西省电力工业局总工程师沈燮南、水利电力部科技司副总工程师居乃鸿、华北电力设计院高级工程师刘继、中国电机工程学会工程师孙西骅、山西电力设计院副总工程师严志良等同志的鼓励和支持,谨致谢意。

北京邮电学院高攸纲教授在百忙中校阅了全部译稿，并作了重要修改，特表感谢。

译者并向原作者A. A. SMITH, Jr.先生致意。

由于我们翻译水平有限，谬误之处难免，诚望读者指教。

译 者

1984年6月30日

前 言

由种种自然场源和人为场源放射出来的电磁场，将在电气和电子系统的导线及电缆中激发电流。其影响轻则在通信线路中引起杂波，在数字电路中造成误差；重则损坏设备甚至危及人身安全。

人们熟知的电磁场源有：近处的雷电闪击，调幅、调频电视和广播，雷达，汽车点火，人为的静电放电，神秘的核电磁脉冲，电源杂波以及各种电子设备内部的开关瞬变现象等。

同样，受扰导体也是多种多样的，长的如公用电视天线的电缆线、架空电力线、电话线；短的如电子产品内的连接线和电缆线都属于受扰导体之列。尽管干扰源的性质和受扰导体的种类各不相同，但问题却是相同的。

本书对于在通信、数据处理、电力、电话或控制系统中从事电磁场与传输线耦合问题研究的人，有较高的使用价值。对关心数字解答的工程师和电路设计师可从本书的例题和频谱图中找到可靠的应用数据。电磁学专家们也将从中找到充分的理论根据，以便开阔思路引伸到更为广泛的问题上。高级科研人员可以把传输线理论和电磁场理论同时用到人们日益重视的一些问题的处理上。对大学毕业或大学高年级在校学生，本书也是一本理想的参考读物。

本书是根据作者从事非均匀电磁场对传输线耦合问题的研究，以及将理论结果应用于通信问题上的实践而得来的。

前人研究的著作在书末分章列出，以资参考。本书作者对这些文献的作者谨致谢意。

作者感谢IBM Research Triangle Park N. C.的Arvind Shah 博士为第四章中电缆转移阻抗提供了数据。对纽约金斯顿 IBM 的 Joseph Weglarz及Ron Freeman的鼓励和帮助极为感谢。

Albert A. Smith, Jr

于纽约伍德斯托克

目 录

第一章 耦合模式	(1)
1.1 双线传输线	(1)
1.2 异模电流	(3)
1.3 用镜象法求共模电流	(6)
1.4 架空单线	(7)
1.5 时域解	(12)
1.6 关于分母函数D的注解	(13)
1.7 耗散损失	(14)
第二章 平面波激励	(20)
2.1 平行于终端的电场	(20)
2.2 平行于导体的电场	(24)
2.3 架空单线——电路的应用	(28)
2.4 时域响应	(32)
2.5 有损耗线响应	(39)
第三章 非均匀场激励	(46)
3.1 小环激励线路的精确方程式	(46)
3.2 小环激励线路的近似解	(53)
3.3 小环激励的数字例题	(57)
3.4 短偶极子激励线路的精确方程式	(59)
3.5 偶极子激励的数字例题	(66)
第四章 屏蔽电缆	(68)
4.1 耦合理论	(68)

4.2 外皮电流分布	(70)
4.3 负载电流谱	(76)
附录A 特性阻抗曲线图	(91)
附录B 有关的恒等式	(92)
附录C 三角函数表	(97)
附录D 双曲线函数表	(99)
附录E 传输线的理论基础	(101)
文献目录	(117)
索引	(123)

第一章 耦合模式

本章论述外界电磁场照射双线传输线的激励理论,并提供后续章节的数学基础,推导线路终端以及沿线路流动的异模电流方程式,叙述线路靠近地面时共模电流的计算方法,运用镜像法并模拟双线传输线,导出架空单线的解。

1.1 双线传输线

非均匀电磁场照射的孤立双线传输线见图 1—1。传输线处在 $x-z$ 平面内,导体平行于 z 轴,而终端平行于 x 轴,传输线长为 s ,导体隔距为 b ,其直径为 a , z_1 和 z_2 分别为左侧及右侧的终端阻抗。

$E(x, y, z)$ 为入射波的电场分量,而 $H(x, y, z)$ 则为磁场分量。传输线的响应完全可根据沿各终端的场强 E_x 和沿导体的场强 E_z 来求得。对 E_x 和 E_z 进行积分,即可求得传输线响应的解(见图 1—2)。传输线的响应可单独通过磁场来表示,然

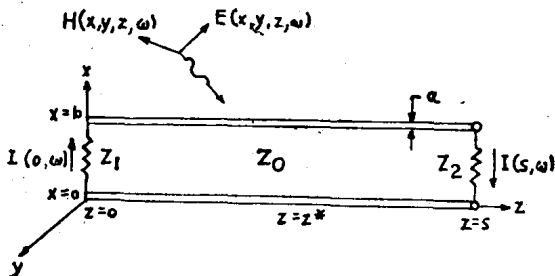


图1—1 非均匀电磁场照射的双线传输线

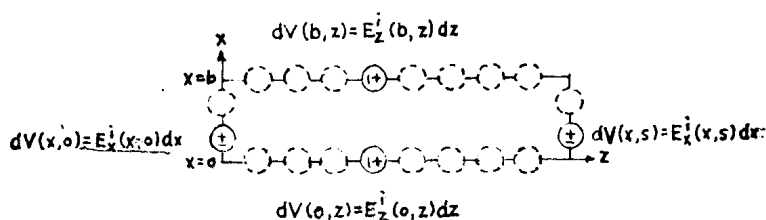
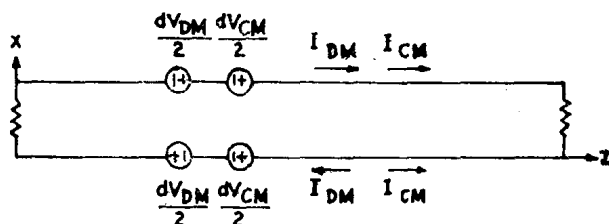


图1—2 沿导体及沿终端的无限小电压发生器



$$dV_{DM}(z) = dV(b,z) - dV(o,z) = [E_z^i(b,z) - E_z^i(o,z)] dz$$

$$dV_{CM}(z) = dV(b,z) + dV(o,z) = [E_z^i(b,z) + E_z^i(o,z)] dz$$

图1—3 由 E_z 引起的沿线发生器的对称部分和不对称部分

而，最后的方程式将包含所有三个分量的空间导数，这比通过电场表述来求解更为麻烦。

习惯上 E_z 沿线产生的无限小电压发生器可分为异模(DM)和共模(CM)两个分量，可由图1—3来说明。图中给出了导体中的异模电流及共模电流(在文献中异模有不同的名称，如传输线模、不对称模、异向模及奇模，共模则与天线模、偶极子模、对称模、同向模及偶模的意义相同)。

只有异模电流才流经终端阻抗，因此在更多的应用场合中，它是唯一有意义的电流。在传输线的终端，其共模电流则为零。离开终端后，共模电流迅速增加，并比异模电流值要大得多。沿线任一点，每一导体中的电流通常都是异模分量和共模分量之和。

1.2 异模电流

图 1—1 所示传输线上的异模电流可直接用导体隔距远小于波长的传输线理论求得，对有损耗线而言，沿线任一点 z^* 的异模电流（即异模电流分布）可用下式决定

$$\begin{aligned}
 I(z^*, \omega) = & \frac{Z_0 \operatorname{ch} \gamma(s - z^*) + Z_2 \operatorname{sh} \gamma(s - z^*)}{Z_0 D} \\
 & \times \int_0^{z^*} K(z, \omega) [Z_0 \operatorname{ch} \gamma z + Z_1 \operatorname{sh} \gamma z] dz \\
 & + \frac{Z_0 \operatorname{ch} \gamma z^* + Z_1 \operatorname{sh} \gamma z^*}{Z_0 D} \\
 & \times \int_{z^*}^s K(z, \omega) [Z_0 \operatorname{ch} \gamma(s - z) + Z_2 \operatorname{sh} \gamma(s - z)] dz \\
 & + \frac{1}{D} [Z_0 \operatorname{ch} \gamma(s - z^*) + Z_2 \operatorname{sh} \gamma(s - z^*)] \int_0^b E_x^i(x, 0, \omega) dx \\
 & - \frac{1}{D} [Z_0 \operatorname{ch} \gamma z^* + Z_1 \operatorname{sh} \gamma z^*] \int_0^b E_x^i(x, s, \omega) dx
 \end{aligned} \tag{1-1}$$

式中 $Z_0 = \sqrt{Z/Y}$ ——特性阻抗

Z ——传输线的分布串接阻抗

Y ——传输线的分布并接导纳

$K(z, \omega) = E_x^i(b, z, \omega) - E_x^i(0, z, \omega)$

$D = (Z_0 Z_1 + Z_0 Z_2) \operatorname{ch} \gamma s + (Z_0^2 + Z_1 Z_2) \operatorname{sh} \gamma s$

$E_x^i(b, z, \omega)$ ——上面导体上在 z 方向的入射场强 ($x = b$)

$E_x^i(0, z, \omega)$ ——下面导体上在 z 方向的入射场强 ($x = 0$)

$E_x^i(x, 0, \omega)$ ——左侧终端上在 x 方向的入射场强 ($z = 0$)

$E_x^i(x, s, \omega)$ ——右侧终端上在 x 方向的入射场强 ($z = s$)

$\gamma = \alpha + j\beta$ ——传输线的传播常数

α ——传输线的衰减常数

$\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$ —— 传输线的相位常数

λ = 波长

$\omega = 2\pi f$

f - 频率 (以赫为单位)

在(1-1)中令 $z^* = 0$ 及 $z^* = s$ 可求得负载电流。左侧及右侧终端内的电流分别为

$$\begin{aligned} I(0, \omega) = & \frac{1}{D} \int_0^s K(z, \omega) [Z_0 \operatorname{ch} \gamma(s-z) + Z_2 \operatorname{sh} \gamma(s-z)] dz \\ & + \frac{1}{D} [Z_0 \operatorname{ch} \gamma s + Z_2 \operatorname{sh} \gamma s] \int_0^b E_z^i(x, 0, \omega) dx \\ & - \frac{Z_0}{D} \int_0^b E_z^i(x, s, \omega) dx \end{aligned} \quad (1-2)$$

及

$$\begin{aligned} I(s, \omega) = & \frac{1}{D} \int_0^s K(z, \omega) [Z_0 \operatorname{ch} \gamma z + Z_1 \operatorname{sh} \gamma z] dz \\ & + \frac{Z_0}{D} \int_0^b E_z^i(x, 0, \omega) dx \\ & - \frac{1}{D} [Z_0 \operatorname{ch} \gamma s + Z_1 \operatorname{sh} \gamma s] \int_0^b E_z^i(x, s, \omega) dx \end{aligned} \quad (1-3)$$

终端上的电压为

$$V(0, \omega) = I(0, \omega) Z_1$$

$$V(s, \omega) = I(s, \omega) Z_2$$

在多数实际情况下, 传输线上的衰减常数可以忽略不计, 即 $\alpha \approx 0$ 。将 $\gamma = j\beta$ 代入(1-1)得无损耗线上的异模电流分布为

$$\begin{aligned}
I(z^*, \omega) = & \frac{Z_0 \cos \beta(s - z^*) + jZ_2 \sin \beta(s - z^*)}{Z_0 D} \\
& \times \int_0^{z^*} K(z, \omega) [Z_0 \cos \beta z + jZ_1 \sin \beta z] dz \\
& + \frac{Z_0 \cos \beta z^* + jZ_1 \sin \beta z^*}{Z_0 D} \\
& \times \int_{z^*}^s K(z, \omega) [Z_0 \cos \beta(s - z) + jZ_2 \sin \beta(s - z)] dz \\
& + \frac{1}{D} [Z_0 \cos \beta(s - z^*) \\
& + jZ_2 \sin \beta(s - z^*)] \int_0^b E_x^i(x, 0, \omega) dx \\
& - \frac{1}{D} [Z_0 \cos \beta z^* + jZ_1 \sin \beta z^*] \int_0^b E_x^i(x, s, \omega) dx
\end{aligned} \tag{1-4}$$

式中

$$D = (Z_0 Z_1 + Z_0 Z_2) \cos \beta s - j(Z_0^2 + Z_1 Z_2) \sin \beta s$$

$$Z_0 = 120 \ln \left(\frac{2b}{a} \right) = 276 \log \left(\frac{2b}{a} \right) \text{——特性阻抗}^*$$

无损耗线的负载电流为

$$\begin{aligned}
I(0, \omega) = & \frac{1}{D} \int_0^s K(z, \omega) [Z_0 \cos \beta(s - z) \\
& + jZ_2 \sin \beta(s - z)] dz \\
& + \frac{1}{D} [Z_0 \cos \beta s + jZ_2 \sin \beta s] \int_0^b E_x^i(x, 0, \omega) dx \\
& - \frac{Z_0}{D} \int_0^b E_x^i(x, 0, \omega) dx
\end{aligned} \tag{1-5}$$

• 为方便起见，附录A给出无损耗双线传输线的特性阻抗曲线图。

及

$$\begin{aligned}
 I(s, \omega) = & -\frac{1}{D} \int_0^1 K(z, \omega) [Z_0 \cos \beta z + j Z_1 \sin \beta z] dz \\
 & + \frac{Z_0}{D} \int_0^b E_x^i(x, 0, \omega) dx \\
 & - \frac{1}{D} [Z_0 \cos \beta s + j Z_1 \sin \beta s] \int_0^b E_x^i(x, s, \omega) dx
 \end{aligned}
 \quad (1-6)$$

这里

$$D = (Z_0 Z_1 + Z_0 Z_2) \cos \beta s + j (Z_0^2 + Z_1 Z_2) \sin \beta s$$

$$Z_0 = 120 \ln \left(\frac{2b}{a} \right)$$

1.3 用镜象法求共模电流

沿孤立双线传输线的共模电流，必须用线性天线理论来求解。即使对较简单的照射场，应用天线理论（这里不讨论）也需要解复杂的积分方程。幸好大多数传输线并非是孤立的，即它们平行于或近似地平行于导电的大地。在这种情况下沿线的共模电流分布可以从传输线理论求得，这时把导线及其地面下的镜象看作两侧开路的双线传输线。该方程式见1.4节。

应用这一方法（对多导线传输线也适用）时，导体隔距与导体至地面的距离相比必须是可以忽略不计的。在电缆内的全部导线可看作一根单线，其直径近似地等于整个电缆的直径（并不需要准确的等效直径，因为它只用于计算传输线的特性阻抗，而这一数值作为导线直径的函数，其变化影响甚微）。因此，所求的共模电流可假定在电缆内的各导线中是平均分配的。

只要传输线至地面的距离与传输线长度相比差距不太大，那么镜象法就有效。当传输线至地面的距离为线路长度的四分之一

或小于四分之一时，用天线理论和用镜象法求得的共模电流值之差小于2分贝。怀特斯卡弗（Whitescarver）〔文献1·3〕假定大地为一完好导体（电导率为无限大），用镜象法求长40呎、高于地面6呎的传输线的共模电流，取得了相当精确的结果。

1.4 架空单线

图1—4a表示两侧对地面（完好导体）接有负载的单线传输线。导线至地面的距离为 $b/2$ ，终端阻抗为 $Z_1/2$ 及 $Z_2/2$ ，线路长度为 s ，导线直径为 a ， E^i 为入射场。

图1—4b表示用导线及其终端镜象代替地面的情况。所需的镜象场亦已表明。镜象场与直接场在地面位置上满足了适当的边界条件，即 $E_x = 0$ 与 $E_x = 2E_x^i$ 。除了镜象场外，这正是前一节中已经解决的问题。

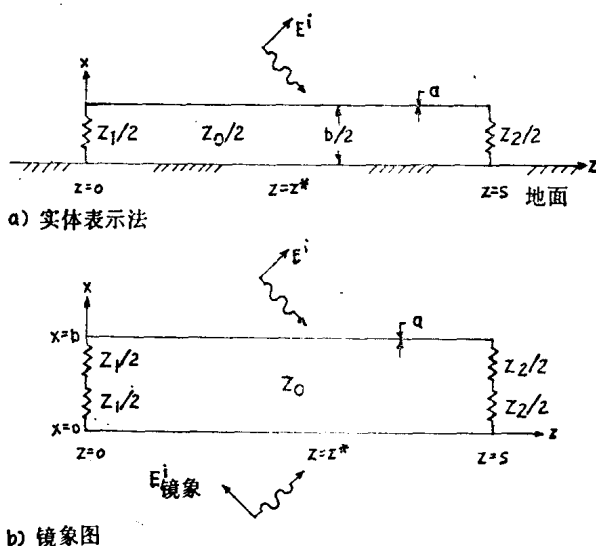


图1—4 架空单线

把入射场和镜象场的激励作用加在一起时，有两种状况是非