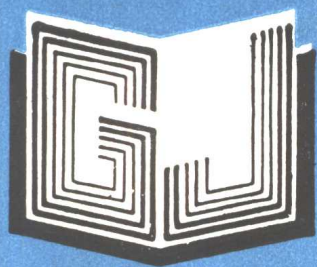


990040



高等学校教材



金属氧化物非线性电阻在 电力系统中的应用

华中理工大学 梁毓锦 主编



6
8

金属氧化物非线性电阻在 电力系统中的应用

华中理工大学 梁毓锦 主编

中国电力出版社

内 容 提 要

本书比较全面地介绍了金属氧化物非线性电阻在电力系统中应用的基础理论和方法,全书共分五章。第一章在概述金属氧化物非线性电阻制造工艺和微观导电机理的基础上着重介绍了金属氧化物非线性电阻的宏观电气特性;第二章全面地论述了通用型交流无间隙金属氧化物避雷器的原理、设计和运行监测的有关问题;第三章介绍了交流金属氧化物无间隙避雷器和金属氧化物非线性电阻器件的各种特殊应用;第四章介绍了带间隙金属氧化物避雷器的原理和应用;第五章介绍了无间隙金属氧化物避雷器在直流输电系统中的应用。

本书以 IEC 标准为主要依据,参考了国内外的最新文献资料,力求反映国际上的新成果和新动态,并对其中若干关键性或者有争议性的问题进行了探索,提出了自己的见解。

本书为高等学校高电压技术专业的选修课教材,同时也可供电力系统和电工制造行业的工程技术人员参考。

图书在版编目 (CIP) 数据

金属氧化物非线性电阻在电力系统中的应用/梁毓锦
主编. —北京:中国电力出版社, 1997

高等学校教材

ISBN 7-80125-254-3

I. 金… I. 梁… III. 金属氧化膜电阻器-应用-过
电压保护-高等学校-教材 IV. TM86

中国版本图书馆 CIP 数据核字(96)第 18197 号

中国电力出版社出版

(北京三里河路 6 号 邮政编码 100044)

北京市通县宏飞印刷厂

新华书店北京发行所发行·各地新华书店经售

*

1997 年 5 月第一版 1997 年 5 月北京第一次印刷

787 毫米×1092 毫米 16 开本 8 印张 178 千字

印数 0001—1000 册 定价 7.60 元

版 权 专 有 翻 印 必 究

(本书如有印装质量问题,我社发行部负责退换)

前 言

由于金属氧化物非线性电阻 (Metal Oxide Varistor, 简称 MOV) 有优异的电气性能 (例如高度的非线性、较大的能量耐受能力和并联使用的可能性等), 自 60 年代末期开发成功以来已得到广泛的应用。在强电装置以及弱电装置的过电压保护、稳压等方面均有其用武之地, 在电力系统中也以不同的形式广为应用。作为高电压专业的选修课教材, 本书的编写目的是给读者以更全面的知识, 使其在通晓 MOV 电气特性的基础上掌握其在不同技术要求和工作条件下灵活应用的各种途径和方法, 在解决具体工程技术问题和新产品开发时具有更扎实的基础。本书共包括五章:

第一章对 MOV 进行了全面的介绍, 包括其制造工艺、微观导电机理和宏观电气特性。对于前二者只给出基本概念, 不作深入探讨。这首先是由于本专业的培养目标是以应用为主, 不需要太多有关材料方面的知识; 其次是由于机理和制造工艺方面有许多不同的观点和方法, 限于篇幅, 不能不有所限制。本章的着重点在于对 MOV 的宏观特性的深入理解, 作为正确应用的理论基础。

第二章对交流金属氧化物无间隙避雷器 (MOA) 进行了全面的介绍和讨论。此章在全书中占较大比重, 不但由于它是应用最为广泛的产品, 而且它在工作原理上有代表性意义, 弄清楚这些问题也为 MOV 的其他应用打下理论基础。在本章中编者根据国内外文献和个人研究成果对某些问题进行了探讨。

第三章对 MOV 器件和 MOA 的特殊应用进行了介绍和讨论。本章包括两方面内容: ① MOV 器件并不承担避雷器的全部职能, 只作为为某一特殊目的而装设的限压和吸能的器件, 它的具体设计和应用与 MOA 有所不同; ②在某些特殊要求和工作条件下, 对 MOA 的设计和应用的通用型 MOA 亦有所不同, 应对其进行特殊的考虑。本章并不企图罗列所有情况, 只介绍典型问题, 以便读者举一反三。

第四章对带间隙金属氧化物避雷器进行了一般介绍。虽然 MOA 的无间隙化已成为大势所趋, 但利用 MOV 的长处与间隙结合制成的带间隙避雷器在某些场合亦有其独特的优越性, 对此作一些介绍对读者亦不无裨益。

第五章对直流输电系统用 MOA 进行了概括的介绍。虽然目前国际上已公认用直流 MOA 保护直流输电系统为最佳选择, 但由于尚没有统一的国际标准, 本章只对其基本问题作一些介绍, 并给出某工程接线作为参考。我国对较低电压 (数千伏以下) 的直流系统, 亦有采用带间隙的金属氧化物避雷器进行保护的, 其主要考虑原则与第四章相同, 故此处不再重复。

各国及不同厂家对 MOA 及其保护接线的考虑方法不尽相同, 本书从学术角度出发进行述评, 其中有的属于编者个人一得之见, 不无偏颇之处, 尚需指正。

本书第一章的第一节和第三节由西安交通大学刘辅宜教授编写, 其余各章节均由梁毓

CA 10/05

锦教授编写，并由梁毓锦教授担任主编。本书由西安交通大学王秉钧教授主审，他对书稿提出了许多有益的建议，在此表示衷心的感谢。本书内容中不少地方引用了国内同行在学术会议上公开的资料和数据，由于未及一一查到论文公开发表的刊物名称和期号，故不能予以注明，敬请有关同志谅解，并接受编者的谢意。

本书除可作为高等学校高电压专业选修课教材外，还可供电力系统和电工制造行业的技术人员参考。

编 者

1993年10月

目 录

前 言

第一章 金属氧化物非线性电阻 (MOV)	1
第一节 MOV 的微观结构与制造工艺	1
第二节 MOV 的电气特性	3
第三节 MOV 的导电机理与老化机理	20
第四节 与工程有关的名词术语	25
第二章 交流无间隙金属氧化物避雷器 (MOA)	27
第一节 MOA 的工作原理	27
第二节 MOA 的电气技术参数及其选择	29
第三节 MOA 的结构与设计	42
第四节 MOA 生产过程中的质量控制和试验	51
第五节 MOA 的运行监测	63
第三章 MOV 和 MOA 的特殊应用	74
第一节 低压 MOA 及 ZnO 压敏电阻	74
第二节 保护电缆护层绝缘的 MOV 器件	76
第三节 大容量能量吸收器	78
第四节 保护并联电容器组的 MOA	79
第五节 保护串联补偿电容器的 MOA	88
第六节 变压器中性点保护用的 MOA	90
第七节 油中 MOA 及 MOV 器件	90
第八节 超、特高压输电线路中断路器装配合闸电阻必要性问题的讨论	96
第四章 带间隙金属氧化物避雷器	100
第一节 带串联间隙的金属氧化物避雷器 (GMOA)	100
第二节 带并联间隙的金属氧化物避雷器	101
第三节 Y 形接线中性点加放电间隙的三相 MOA	102
第四节 线路防雷用的 GMOA	102
第五节 兼能限制相地过电压和相间过电压的 GMOA	104
第六节 保护阻波器用的 GMOA	105
第五章 直流输电系统中的 MOA	107
第一节 交流侧过电压及交流 MOA 的选择	107
第二节 直流侧过电压及直流 MOA 的选择	109
第三节 一个直流换流站的 MOA 保护接线示例	114
参考文献	119

第一章 金属氧化物非线性电阻 (MOV)

第一节 MOV 的微观结构与制造工艺

应用于电力系统的 MOV 目前主要有两大系列,它们都是以 ZnO 为主要成分再加入少量其他金属氧化物添加剂而构成的。添加剂为 Bi_2O_3 、 Sb_2O_3 、 MnO_2 和 Co_2O_3 等构成的 MOV 称为 Bi 系列;添加剂为 Pr_2O_3 、 Co_2O_3 、 MgO 而不含 Bi_2O_3 或含量极少的 MOV 称为 Pr 系列(或称稀土系列)。添加剂除构成晶界相以外,还有控制晶粒生长、改善非线性、提高抗老化稳定性的作用。按照添加剂在形成高非线性 MOV 的作用,可以分成晶界主成分添加剂、非线性功能添加剂与稳定性功能添加剂。以上三类添加剂的适量加入是制造性能优良的 MOV 最基本的条件。典型的 Bi 系 MOV 配方为 $(100-x)\text{ZnO}+x/6(\text{Bi}_2\text{O}_3+2\text{Sb}_2\text{O}_3+\text{Co}_2\text{O}_3+\text{MnO}_2+\text{Cr}_2\text{O}_3)$,这个配方系最早是由日本松下公司给出的。典型的 Pr 系 MOV 配方为 $(100-x)\text{ZnO}+x/5(\text{Pr}_2\text{O}_3+2\text{Co}_2\text{O}_3+\text{MgO}+\text{Bi}_2\text{O}_3)$,此配方系由日本富士公司最先给出的。据了解,我国目前生产的 MOV 均属 Bi 系。

两类 MOV 有相似的微观结构^{[1],[2]},都是由主晶相与少量晶界相及气孔组成的多相多晶材料。其主晶相是固溶有某些添加剂离子的 ZnO 晶粒,晶界相以 Bi 或 Pr 氧化物为主成分,有时有铋、锑化合物的尖晶石相。此外,不可避免地存在少量气孔。晶界相与气孔多存在于几个 ZnO 晶粒交汇处。图 1-1 所示为 MOV 的微观结构。

ZnO 晶粒属六方晶系,不含杂质结晶完整的 ZnO 晶体是高电阻材料,而 MOV 中的 ZnO 晶粒是 N 型半导体,电阻率在 $0.1\sim 2\Omega\cdot\text{cm}$ 之间。ZnO 晶粒的半导体化是在烧结过程中由以下两个原因形成的:

(1) 在空气中烧结时,ZnO 中的氧由于热的作用,分解出一部分,使原来满足化学计量比的氧和锌化合物(即氧原子与锌原子是等量的)变成氧不足、锌过剩的不完整晶格,氧的空位或跑到晶格间隙位置的锌是两种晶格缺陷,造成局部电价不平衡,出现自由电子,增大 ZnO 晶粒的电导率。

(2) 添加剂中半径较小的离子在高温下固溶在 ZnO 晶粒中,三价离子替位时呈施主特性,一价离子替位时呈受主特性。MOV 添加剂中常用的 Al、Ga 离子即为施主杂质,它们起促进 ZnO 晶粒半导体化的作用。

ZnO 晶粒的大小受添加剂与烧成温度的影响,常用 MOV 的 ZnO 晶粒尺寸通常在 $10\mu\text{m}$ 左右。晶粒与晶粒间的晶界相主要是由大半径离子氧化物构成的,因为大半径离子氧化物不能进入 ZnO 晶粒中形成固溶体而偏析在晶界处。通过电子显微镜与电子探针的分析,很容易观察到 Bi 系 MOV 中晶界相富含各种结晶相的 Bi_2O_3 ,Pr 系 MOV 中晶界相则

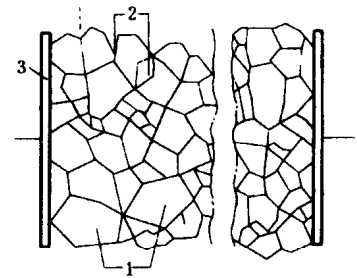


图 1-1 MOV 的显微结构
1—ZnO 晶粒; 2—晶界相;
3—电极

富含 Pr_2O_3 。晶界结构的细节十分复杂，是压敏陶瓷发现至今一直不断研究的问题。随着微观分析技术的发展，人们对晶界细微结构的认识愈来愈深入，图 1-2 示出了晶界结构的两种模型，图 (a) 说明 ZnO 晶粒为连续的晶界相所包围；图 (b) 中 3 区是富 Bi 相区，2 区中富 Bi 晶界相已很薄，1 区观察不到明显的晶界层，但可检测出 Bi 等添加剂离子的存在，其厚度为纳米数量级。晶界区也是富氧区，图 1-3 的分析结果可以证明这点。实测表明，晶界相在电性上是高电阻的。

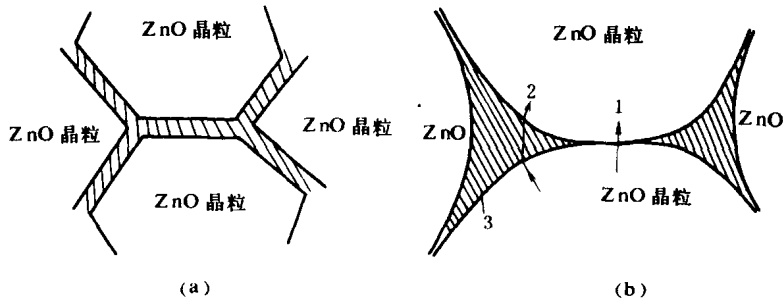


图 1-2 MOV 晶界结构的两种模型

(a) A 模型；(b) B 模型

1—Bi 等添加剂离子富集区；2—薄晶界层区；3—厚晶界层区

添加剂中含有 Sb_2O_3 时，ZnO 与 Sb_2O_3 在高温下形成 $\text{Zn}_7\text{Sb}_2\text{O}_{12}$ 结晶，这是一种面心立方的尖晶石结晶，常存在于 ZnO 晶粒界面处，阻碍 ZnO 晶粒的生长，含 Sb_2O_3 多的 MOV 的 ZnO 晶粒就比较小。

气孔也是 MOV 微观结构的一个构成部分，理论上纯 ZnO 晶体的密度是 $5.78 \times 10^3 \text{ kg/m}^3$ ，实际上 MOV 的密度为 $5.3 \times 10^3 \sim 5.5 \times 10^3 \text{ kg/m}^3$ ，这表明了气孔的存在。气孔率

对 MOV 的电性和导热性都有很大影响，气孔分布不均匀，电性和导热性也将不均匀。气孔分布均匀且气孔率低、密度高的 MOV 是质量良好的制品。

MOV 的较佳制造工艺可用图 1-4 所示框图表示^[3]。

制造工艺是保证 MOV 性能的重要方面，在常用的配方中，添加剂仅占重量的 5%~10% 左右，要使添加剂与

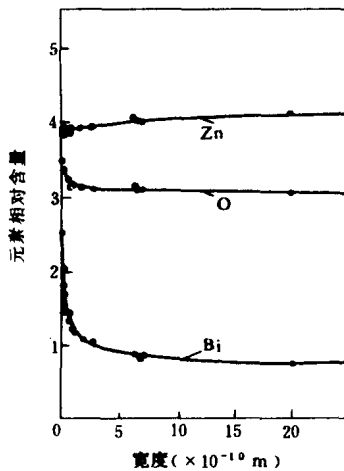


图 1-3 晶界区 Zn、O、Bi 元素的分布

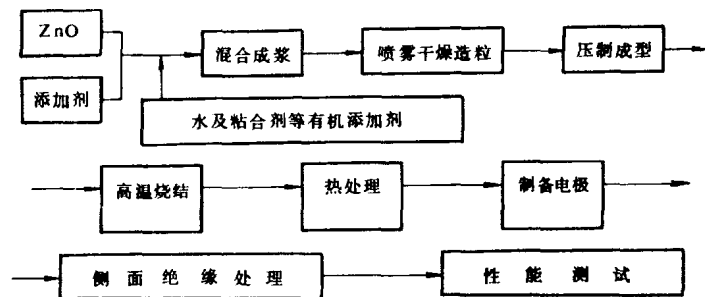


图 1-4 MOV 制造工艺流程框图

ZnO 均匀混合, 添加剂的粒度应较细, 有机成分与含量对混合浆料的均匀性也是至关重要的, 而浆料的均匀性又是影响瓷体成分与结构均匀性的保证因素之一, 喷雾造粒比手工所形成的团粒流动性好, 在压制时可改善坯体密度与应力的均匀性。高温烧结是成瓷过程, 烧结温度与保温时间等条件决定瓷体致密度、晶粒形状与大小和添加剂在晶粒与晶界的分布。Bi 系 MOV 的烧结温度在 1200 C 左右, Pr 系烧成温度要略高一些。降温过程是晶格缺陷、杂质、氧等的再分布过程, 也是晶相可能发生相变的过程。热处理是提高性能稳定的一种工艺手段, 而其他性能, 如非线性系数、泄漏电流、击穿电压等也与热处理温度和时间有密切关系。

MOV 元件的两端表面必须制备有接触性能良好并导电良好的电极。常用的电极有喷铝电极及烧银电极两种, 它们与瓷体表面的接触和导电性都决定于对电极制备工艺的控制。

MOV 元件的侧面应有良好的绝缘保护, 以避免过电压作用时发生沿面放电, 也可隔绝潮湿空气的侵入, 以免造成不利影响。侧面绝缘常用有机绝缘漆涂敷, 也有用在高温下扩散某些氧化物添加剂进入 MOV 侧表面形成无机高阻层的方法。

第二节 MOV 的电气特性

为适应不同的工作条件、保护特性要求和设计的需要, 实际生产的 MOV 是多种多样的。

(1) 形状: 有圆饼形、圆环形、棒形以及由多片焊接而成的柱形等。

(2) 尺寸: 直径最小为几毫米, 最大可达 150mm, 高度由几毫米至数十毫米。

(3) 保护性能: 有高压 MOV, 其主要特点是有较低的残压比; 又有高能片, 其主要特点是有较高的单位体积能量耐受能力。

(4) 工作条件: 直流 MOV 适于在持续运行电压为直流电压下工作, 而交流 MOV 则适于在工频持续运行电压下工作。

下面将着重介绍其共性内容。

一、MOV 的伏安特性

MOV 的伏安特性与其具体尺寸及配方工艺有关, 为便于叙述其共性规律, 亦有用 E - J 曲线描述的 ($E = \frac{U}{h}$, $J = \frac{I}{S}$, 式中 h 为 MOV 高度, S 为 MOV 截面积), 对于同一起来源的 MOV, 不论其尺寸如何, 其 E - J 曲线大致相同, 图 1-5 所示为某一高压 MOV 的典型 E - J 曲线。按其特性可以分为三个区域: 区域 I 的特征为流过的电流甚小(电流密度在 1×10^{-3} A/cm² 以下), 故称之为小电流区; 区域 II 及区域 III 内的电流剧烈增大, 故统称为大电流区。由小电流区至大电流区显示了 MOV 特征的剧变(由高阻向低阻变化), 有如绝缘介质的击穿过程, 因而亦有人称大电流区为击穿区。区域 III 曲线显著上翘, 故亦称之为上翘区。在有实际意义的电流范围内, MOV 均呈现出了非线性的特点, 但在不同的区段其非线性程度是不一样的。若以沿用的非线性关系式表示为 $E = c(J) J^{\alpha(J)}$, 实用上采用分段近似取其平均值而视此段的非线性程度是一致的方法, 例如 I 区的 α 值取为 0.1~0.25, II 区之 α 值为

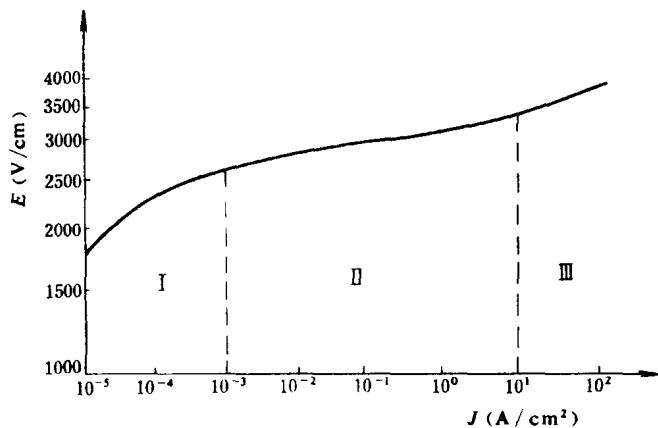


图 1-5 MOV 的典型 E - J 特性曲线

0.06~0.04, 而 III 区则可能达到 0.1。由小电流区至大电流区过渡时相应的电压在工程应用上有很重要的作用, 日本最初开发 MOV 时, 对于 $\phi 50$ 的 MOV 取相应于 1mA 电流通过时的残压作为标志, 称之为 MOV 的击穿电压。这一术语不但容易与真实的击穿相混淆(后者为不可逆过程), 而且由于不同的 MOV 可有不同的截面积, 从而同样的 1mA 对于不同截面的 MOV, 相应的电流密度是不同的, 这就使得所定义的值有多种不同的意义。为了避免这一困难, IEC 标准不采用击穿电压这一术语, 而称之为参考电压 (U_{ref}), 对一定的产品, 在其伏安特性由小电流区向大电流区过渡的区域内选定一合适的电流(称为参考电流), 与此电流相应的电压称为参考电压。参考电流值的选定与 MOV 的尺寸大小有关, 也与不同厂家的观点有关, 其值在 1~20mA 范围内。

MOV 伏安特性与作用电压类型、温度等诸多因素有关, 下面分别对小电流伏安特性及大电流伏安特性分别予以说明。

(一) 小电流伏安特性

小电流伏安特性是由稳态电压(直流电压或工频电压)决定的。直流伏安特性受温度影响甚大, 可用下式表示

$$I(T) = I_0(U) \exp\left(-\frac{W_c}{kT}\right) \quad (1-1)$$

$$J(T) = J_0(E) \exp\left(-\frac{W_c}{kT}\right) \quad (1-2)$$

上二式中 $I(T)$ 、 $J(T)$ —— 在温度 T 下的电流及电流密度;

U 、 E —— MOV 上的电压及场强;

W_c —— 导电激活能, 其值约为 0.6~0.8eV;

k —— 波尔茨曼常数, 其值为 0.86×10^{-11} eV/K。

不同温度下的典型 E - J 特性曲线如图 1-6 所示。

工频电压作用下流过的电流波形如图 1-7 所示, 虽然工频电压为正弦的, 而流过的电流却非正弦的, 电流波形随外加电压值而明显变化。当作用电压值较低时, 流过的电流接近于正弦, 而其相位比作用电压前移了近 90° [见图 1-7 (a)]; 当外加电压幅值接近 U_{ref} 时, 电

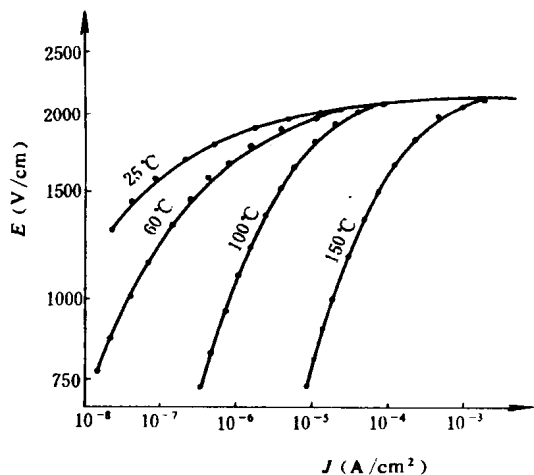


图 1-6 不同温度下 MOV 的 E-J 特性曲线

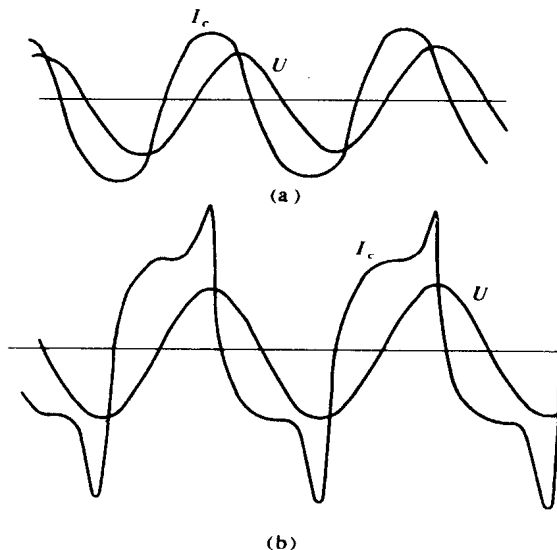


图 1-7 不同数值工频电压作用下
流过 MOV 的电流波形

(a) 低值外加电压；(b) 接近 U_{ref} 数值的外加电压

流波形明显畸变，其幅值与外加电压幅值接近同相 [见图 1-7 (b)]。此现象表明了 MOV 不但有非线性电阻属性，而且也有电容属性，低电压作用下阻性电流分量数值甚微，观察

到的主要是其容性电流分量；而在高幅值的工频电压作用下，阻性电流增大到接近甚至超过容性电流分量，从而使电流波形上出现两个峰值。在 MOV 的实际应用中，人们最关心的是它的阻性电流分量，因为它决定了 MOV 的功率损耗和发热情况，因而 MOV 的交流伏安特性的电流值是以其阻性电流幅值表示的。可以用图 1-8(a) 所示的电路可将流过 MOA 的全电流中的阻性电流分量 I_r 分离出来，图中 C 为已知数值的无损电容， R_2 为已知阻值的电阻， R_1 为可调整阻值的电位器，图 1-8(b) 所示为其等值电路。电阻 R_1 及 R_2 均应远小于其所串接的阻抗。设外加电压为 $U_m \sin \omega t$ ，则 $I_1 \approx U_m \omega C \cos \omega t$ ， $I_2 \approx I_r \sin \omega t + U_m \omega C_M \cos \omega t$ ，而在 R_1 及 R_2 上的压降分别为 $U_{fb} = I_1 R_1 = U_m \omega C R_1 \cos \omega t$ 及 $U_{ed} = (I_r \sin \omega t + U_m \omega C_M \cos \omega t) R_2$

若将 R_1 的值调至 $C_M R_2 = C R_1$ 则引至示波器的信号电压为

$$U_{ef} = U_{ed} - U_{fb} = I_r \sin \omega t$$

在调节 R_1 值的同时，观察示波器上显示的图形。若 U_{ef} 与外加电压基本同相，则可以认

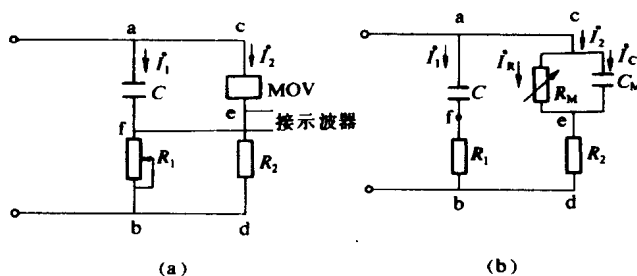


图 1-8 测量 MOV 阻性电流分量的原理接线

(a) 原理接线；(b) 等值电路

为容性分量已被补偿，波形图所显示的是 MOV 的阻性电流，其幅值除以 R_2 即为 I_R 。同理，由 U_{cd} 可以得到流过 MOV 的全电流，由 U_{ib} 可以得到流过 MOV 电流的容性分量。

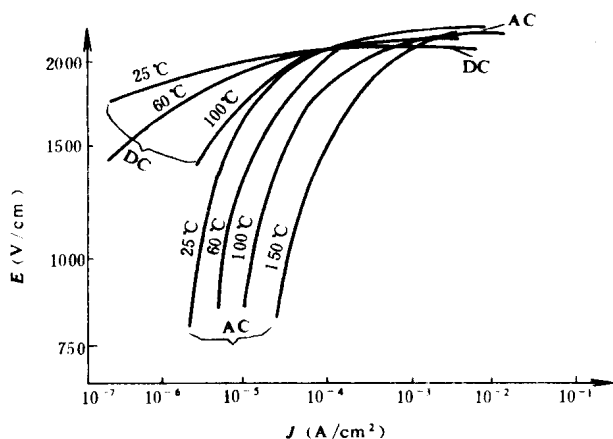


图 1-9 同一 MOV 在工频电压和直流电压下的 E - J 特性曲线

(二) 大电流伏安特性

在暂时过电压、操作过电压和雷电过电压作用下，MOV 都会流过大电流，而不同类型过电压下流过电流的波形和数值范围均互不相同。暂时过电压下的电流波形为工频频率的尖顶脉冲，其幅值一般在数十毫安至数安；操作冲击电流的标准波形取为 $30/60\mu s$ ，其幅值由数十安至 $1\sim 2kA$ ；雷电冲击电流之标准波形为 $8/20\mu s$ （标准雷电冲击电流）、 $4/10\mu s$ （短波大电流）及 $1\mu s$ 视在波前（陡波电流），其值由数百安至数百千安。冲击电流流过 MOV 时，残压波形显著地与电流波形不同，残压幅值出现时间比电流早 [见图 1-10 (a)]。若将残压输入示波器 Y 轴，电流输入示波器 X 轴，则得到如图 1-10 (b) 所示的滞回曲线。由此而出现了对应于同一电流可有不同的残压值的问题。在工程上最关心的是对应于某一电流幅值可能出现的最大残压幅值，所以一般技术资料中的大电流伏安特性曲线给出的是这二者的对应关系。为了有所区别，后者又称为静态伏安特性曲线，而前者则称为动态伏安

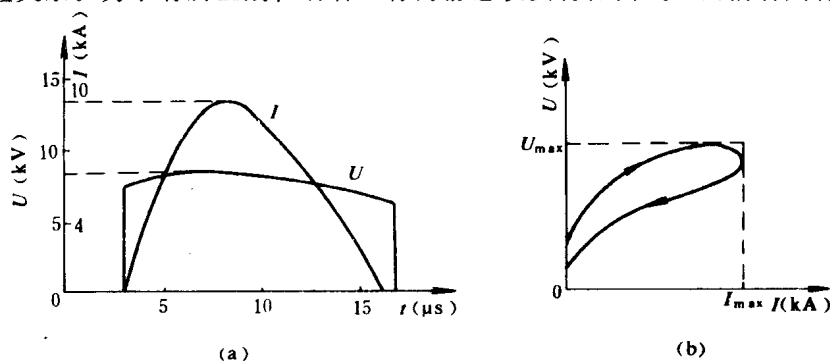


图 1-10 冲击电流下 MOV 的残压与电流波形
(a) 波形关系；(b) 动态伏安特性

特性曲线。MOV 冲击残压幅值与通过 MOV 的电流波前陡度有关。同样电流幅值下，其电流波前时间愈短则残压幅值愈高，如图 1-11 所示。进行绝缘配合时必须根据不同的情况选用相应电流波形下的残压值。

与小电流特性相反，大电流伏安特性受温度影响甚微，可以忽略不计。

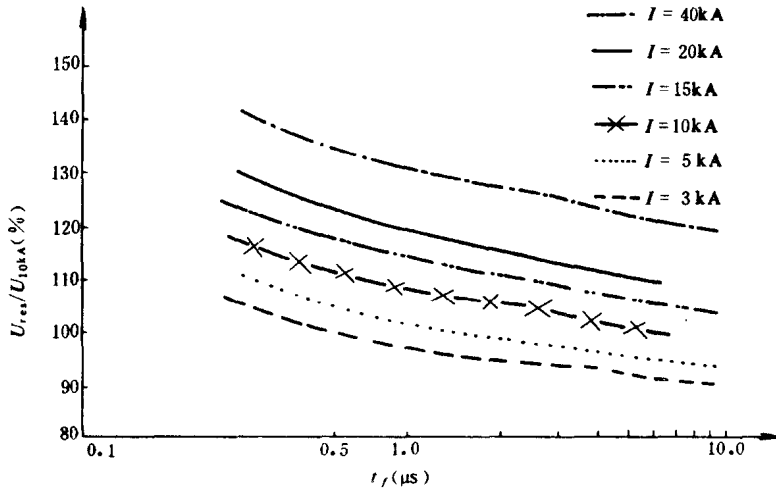


图 1-11 同样幅值冲击电流作用下 MOV 残压幅值与电流波前时间 t_f 的关系

$U_{10kA}-8/20\mu s$ 波形、10kA 电流下的残压； t_f —冲击电流波前时间； U_{res} —冲击残压

(三) MOV 的频率特性

利用低压电桥可测量 MOV 的介电常数 ϵ 和损耗角正切 $\text{tg}\delta$ ，得到如图 1-12 所示的 ϵ 及 $\text{tg}\delta$ 与电源频率的关系曲线。结果表明，MOV 不但兼有电容和非线性电阻属性，而且还与频率有密切的内在联系。

二、MOV 的等值电路

为了对 MOV 的复杂的电气特性及其内在联系有一全面的、统一的描述，人们曾给出过许多不同的 MOV 等值电路，图 1-13 所示为工程上常用的两种。图 (a) 除只说明 MOV 兼有电容和电阻

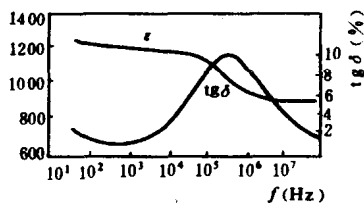


图 1-12 MOV 的 ϵ 及 $\text{tg}\delta$ 与电源频率的关系曲线

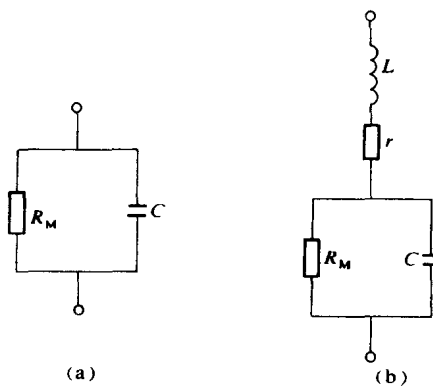


图 1-13 工程上应用的两种 MOV 等值电路

(a) 沿用的等值电路；(b) 参考文献 [4] 提出的等值电路

属性之外,没给出更多的信息;图(b)^[4]加上了 r 和 L ,以反映大电流区的电流值影响和陡度影响,但亦不能很好地阐明各种现象的内在联系。S. Tominaga 对 MOV 样品施加不同幅值的阶跃电压,测量其流过的响应电流,得到如图 1-14 所示的各种曲线^[5]。图中的虚线表示小电流区内的电流响应,其特点是按指数规律而下降至稳定值,稳定值愈高则达到稳定值所需时间愈短。这表明了电流中包括直流分量和指数分量。由于 MOV 具有高度非线性,直流分量随电压上升而急剧增长,而指数分量随电压上升增长得较慢。由此推断,MOV 中存在着象绝缘介质中的吸收电流现象。图中实线为大电流区的电流响应,此电流在电压加上一定时延之后才达到其稳态值,按 S. Tominaga 的解释,MOV 存在导电时延特性,作用电压愈高则时延愈短。在参考文献 [5] 的启发下,编者结合本人的研究结果提出了如图 1-15 所示的等值电路^[6]。此电路全面地描述了 MOV 的大电流区和小电流区的电气特性,图中的 C_0 为 MOV 的几何电容, C_p 及 R_p 构成了 MOV 的极化支路, R_M 为 MOV 的非线性电阻,而 L 则为模拟其导电时延的电感, r 为 MOV 的 ZnO 晶粒电阻。此等值电路已全面地定性描述了 MOV 的全部宏观电气特性。当外加电压低于 U_{ref} 时, R_M 之阻值甚大, R_M 、 L 支路通过电流甚微, C_0 支路和 $C_p R_p$ 支路决定了小电流响应中的指数分量,而在稳态电压下则只有 R_M 支路流通导电;当外加电压高于 U_{ref} , R_M 的值骤降,此支路流通远大于其他支路的电流,并

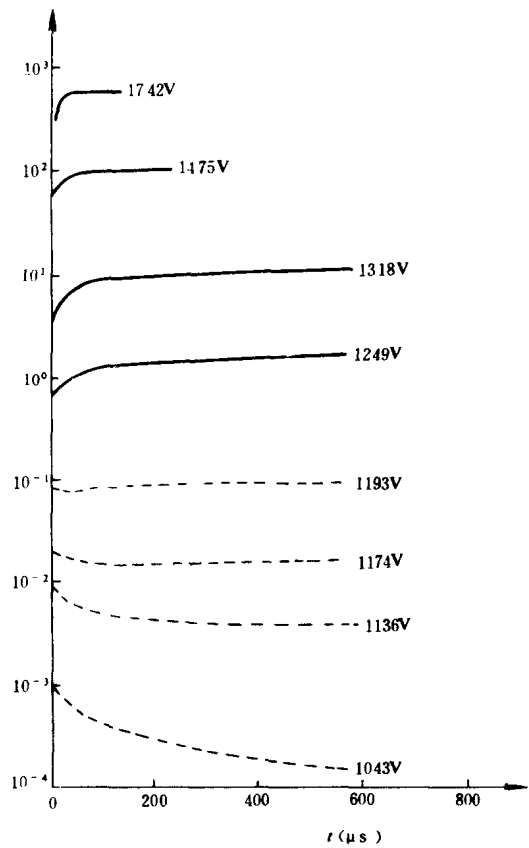


图 1-14 不同幅值阶跃电压作用下流过 MOV 的响应电流典型曲线

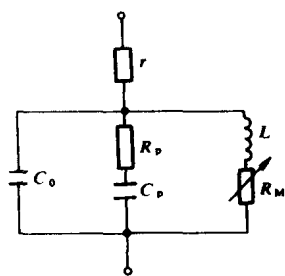


图 1-15 参考文献 [6] 提出的 MOV 等值电路

决定了 MOV 的残压, L 反映了残压受电流波头陡度的影响,而 r 则反映了电流密度较大时伏安特性的上翘规律。

为进一步对所提出的等值电路作定量分析,编者曾用小阶跃电压试验方法求出了 MOV 等值电路的参数^[7],其试验电路的原理接线如图 1-16 所示。图中的 U_1 为直流偏压, U_2 为小阶跃电压,其幅值远小于 U_1 , S 为常闭触点按钮开关; r 为限流电阻; R_0 为分流器。试验开始前, U_2 由 S 通过限流电阻 r 短接,MOV 及 R_0 承受偏压 U_1 ,而 R_0 的值足够小,可以认为偏压 U_1 实际上全部加于 MOV 之上,按下 S 之后 U_2 瞬时接入,相当于在偏压上叠加了数值为 U_2 的小阶跃电压,通过示波器测得 R_0 上的压降即可得到

小阶跃电压 U_2 作用下的电流响应 (由于 $r \ll R_0$, 可以认为 r 对电流响应无实质性影响)。

求取小电流区等值电路参数时可以取 $L=0, r=0$, 并假定共有 n 条极化支路, 则其等值电路如图 1-17 所示。

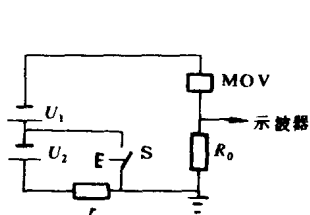


图 1-16 求取 MOV 等值电路小电流区动态参数的试验电路原理接线

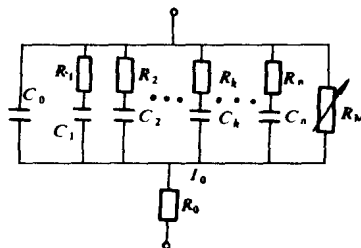


图 1-17 MOV 小电流等值电路
 $C_1R_1, C_2R_2, \dots, C_nR_n$ —各极化支路参数; R_0 —外接分流器电阻

由 R_0 取出的信号可用下式表示

$$I(t)R_0 = R_0(I_{RM} + I_A e^{-\frac{t}{\tau_A}} + I_B e^{-\frac{t}{\tau_B}} + \dots + I_K e^{-\frac{t}{\tau_K}} + \dots + I_N e^{-\frac{t}{\tau_N}}) \quad (1-3)$$

式中, I_{RM} 为流经 R_M 的电流, 而 I_A, \dots, I_N 及 τ_A, \dots, τ_N 为各指数项的幅值和时间常数。

从原理上讲, 由示波器测得 $I(t)R_0$, 波形分解出各个分量, 从而求出其动态参数是可能的, 但由于各个分量数值相差悬殊, 分解时往往容易丢失有实际意义的项, 而且计算甚为繁难。但是采用不同的 R_0 值进行试验的结果表明: 采用的 R_0 值甚小时所得的主要是 τ 值小的分量, 而采用的 R_0 值较高时则主要得到的是 τ 值大的分量, 这就提供了逐步简化计算的可能。

当采用的 R_0 值足够小时, 认为只有 C_0 和 C_1R_1 支路起作用, 则等值电路可以简化为图 1-18 (a)。响应波形的指数分量如下式所示

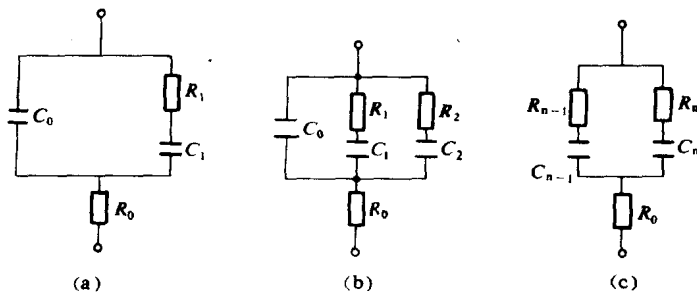


图 1-18^① MOV 小电流等值电路的逐步简化

(a) R_0 的数值甚小; (b) R_0 的数值较大; (c) R_0 的数值甚大

$$I(t)R_0 = U_A e^{-\frac{t}{\tau_A}} + U_B e^{-\frac{t}{\tau_B}} \quad (1-4)$$

将所得示波图经过分解拟合, 便可决定出 U_A, U_B, τ_A, τ_B 的值。再对图 1-18 (a) 所示电路用解析法计算其阶跃响应, 得到以下关系

① 为简化起见, 图 1-18 及有关公式均略去 R_M , 在有必要考虑时, 只需加上一常数项即可。

$$U_A + U_B = U_0 \quad (1-5)$$

$$\tau_1 = C_1 R_1 = \frac{\tau_A U_B + \tau_B U_A}{U_0} \quad (1-6)$$

$$\tau_0 = C_0 R_0 = \frac{\tau_A \tau_B}{\tau_1} \quad (1-7)$$

$$k = C_1 / C_0 = \frac{\tau_A + \tau_B - \tau_1 - \tau_0}{\tau_0} \quad (1-8)$$

式中 U_0 ——外加阶跃电压的幅值。

由已知的 U_A 、 U_B 、 τ_A 、 τ_B 便可算出 C_0 、 C_1 、 R_1 的值。

当采用的 R_0 值较大时，应考虑下一个时间常数较大的极化支路的影响 [见图 1-18 (b)]。此时

$$I(t)R_0 = U_A e^{-\frac{t}{\tau_A}} + U_B e^{-\frac{t}{\tau_B}} + U_C e^{-\frac{t}{\tau_C}} \quad (1-9)$$

式中的 U_A 、 U_B 、 U_C 、 τ_A 、 τ_B 、 τ_C 的值均可由示波图通过拟合得到。对图 1-18 (b) 所示电路的阶跃响应进行计算可以得到以下关系

$$\tau_A \tau_B \tau_C = \tau_0 \tau_1 \tau_2 \quad (1-10)$$

$$\tau_A + \tau_B + \tau_C = (1 + k_1 + k_2) \tau_0 + \tau_1 + \tau_2 \quad (1-11)$$

$$\text{式中的 } k_1 = C_1 / C_0, k_2 = C_2 / C_0, \tau_1 = C_1 R_1, \tau_2 = C_2 R_2 \quad (1-12)$$

因为 C_0 、 C_1 、 R_1 已由上一步求得，故 $C_2 R_2$ 亦可算出。

当继续选用更大的 R_0 值时，可以求取其他后续极化支路参数，但试验证明，求取高值时间常数分量时，示波器的扫描时间应足够长，低值时间常数的各个分量已衰减至极小数值，可以忽略不计，从而只采用最后的两个极化支路进行计算即可 [见图 1-18 (c)]。由示波图取出的信号电压为

$$I(t)R_0 = U_A e^{-\frac{t}{\tau_A}} + U_B e^{-\frac{t}{\tau_B}} \quad (1-13)$$

取 $\tau_n = C_n R_n$ ， $\tau_{n-1} = C_{n-1} R_{n-1}$ ， $H = \frac{R_0}{R_n}$ ， $H_{n-1} = \frac{R_0}{R_{n-1}}$ ，由等值电路阶跃响应得

$$\tau_{n,n-1} = \frac{-W \pm \sqrt{W^2 - \frac{4\tau_A \tau_B}{1+M}}}{2} \quad (1-14)$$

$$M = \frac{U_A + U_B}{U_0 - (U_A + U_B)} \quad (1-15)$$

$$W = (\tau_A - \tau_B)U_A - (\tau_A + \tau_B)U_0 + \frac{\tau_B M}{1+M} U_0 \quad (1-16)$$

$$H_{n-1} = \frac{\tau_A + \tau_B - \tau_{n-1} - (1+M)\tau_B}{\tau_{n-1} - \tau_n} \quad (1-17)$$

$$H_n = M - H_{n-1} \quad (1-18)$$

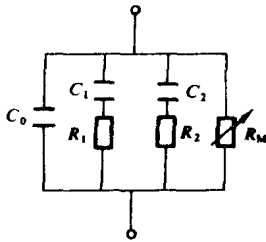


图 1-19 通过试验确定 由已知的 U_A 、 U_B 、 τ_A 、 τ_B 的值根据以上各式便可决定 C_n 、 R_n 、
的 MOV 小电流等值电路 C_{n-1} 、 R_{n-1} 的值。

试验证明，MOV 的极化支路只有两条，其一为快速极化支路，时间常数约为 $2\mu\text{s}$ ，其二为缓慢极化支路，其时间常数约为 20ms ，由此可得 MOV 的小电流等值电路如图 1-19 所示。

对某一试品实测得到的各个元件参数与电压的关系如图 1-20 所示。

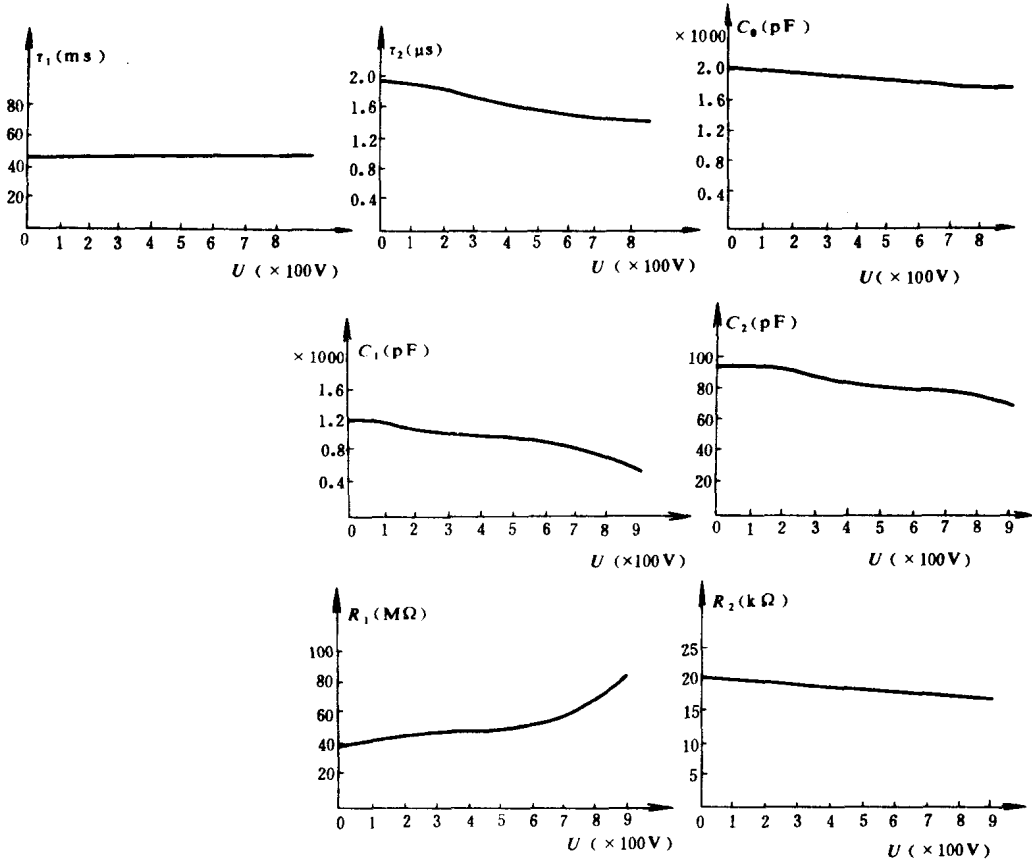


图 1-20 MOV 小电流等值电路参数与外加电压值的关系曲线

试验表明，MOV 的动态参数是弱非线性的，在荷电率较低时可以认为是线性元件。用式 (1-19)、(1-20) 可以计算出在幅值电压为 300V 及 100V 时的频率特性，得到如图 1-21 所示曲线。

$$C(\omega) = C_0 + \frac{C_1}{1 + (\omega R_1 C_1)^2} + \frac{C_2}{1 + (\omega R_2 C_2)^2} \quad (1-19)$$

$$\text{tg}\delta(\omega) = \frac{\frac{1}{R_M} + \frac{R_1(\omega C_1)^2}{1 + (\omega R_1 C_1)^2} + \frac{R_2(\omega C_2)^2}{1 + (\omega R_2 C_2)^2}}{\omega \left[C_0 + \frac{C_1}{1 + (\omega R_1 C_1)^2} + \frac{C_2}{1 + (\omega R_2 C_2)^2} \right]} \quad (1-20)$$

曲线表明，在电源频率为数赫兹及 10^5Hz 之处 $\text{tg}\delta$ 各有一峰值，而相应地 C 各有一下降梯级。由于图 1-12 所得之实测结果受电桥测量频率下限 (30Hz) 的限制，得不到数赫兹