

# 电子变压器漏感的计算

杜锦华

(西安交通大学电气工程学院, 陕西 西安 710049)

摘要: 推导出电子变压器漏感的计算方法, 并介绍了一种简化算法。

关键词: 电子变压器; 漏感; 计算

中图分类号: TM401+.1

文献标识码: B

文章编号: 1001-8425(2009)01-0010-03

## Calculation of Leakage Inductance of Electronic Transformer

DU Jin-hua

(Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

Abstract: The method to calculate leakage inductance of electronic transformer is derived. A simplified method is presented.

Key words: Electronic transformer; Leakage inductance; Calculation

### 1 前言

电子变压器是电源设备中的重要元件, 它的漏感对整流电路、变压器的发热情况和周围电路等都有较大影响, 高频时的影响更加显著。因此, 在设计电子变压器过程中, 漏感计算的准确度就成为衡量一个设计方案优劣的主要指标之一。电子变压器和电力变压器的工作都基于电磁感应原理, 因此可借助电力变压器中计算漏感的思路计算电子变压器的漏感, 但是它们无论在铁心、绕组, 还是绝缘结构的设计上, 都有显著的差别, 这就决定了它们之间计算的差别。

电子变压器容量小且电压低, 所以为方便生产加工, 其铁心通常设计成矩形截面, 气道的设置如图1所示。图1中, 以三相变压器的主气道为例, 主气道只留在了绕组的两个端侧。若中柱B相绕组两侧留气道, 很大一部分被上下铁轭厚度部分挡住, 所以两侧留气道散热效果不好。另外, 若两侧留气道, 绕组的平均匝长增加了, 损耗和用铜量也会增加, 用铁量和铁耗增加更加显著, 且对降低A、C相温升是没有意义的。所以, 可以把三相绕组都做成不设两侧散热气道, 只设端侧散热气道的结构。这时由于散热面积减小, 应适当降低电流密度, 这样会增加用铜量。但由于三相绕组都不设两侧散热气道, 节省了铜、铁的

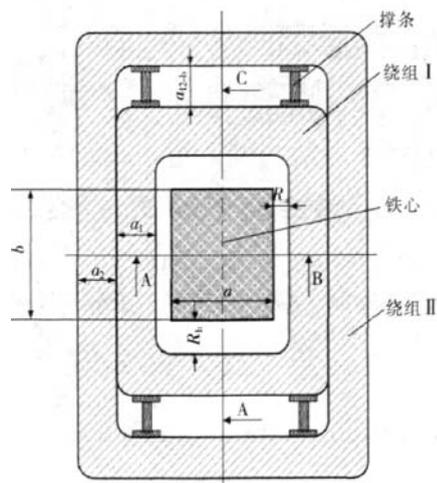


图1 三相双绕组变压器单柱俯视图

Fig.1 Single limb vertical view of three-phase double-winding transformer

用量, 减小了损耗, 对总体来说还是有利的。同理, 单相变压器的气道可设在两端侧和外侧, 但外侧和端侧的气道尺寸可以不等。

笔者采用磁路法推导出电子变压器漏感的计算公式, 并介绍了一种简化的计算方法。下面以图2所示同心式单相双绕组变压器的漏磁分布情况为例, 推导漏感的计算表达式。由于横向漏磁比纵向漏磁小得多, 这里只考虑纵向漏磁。

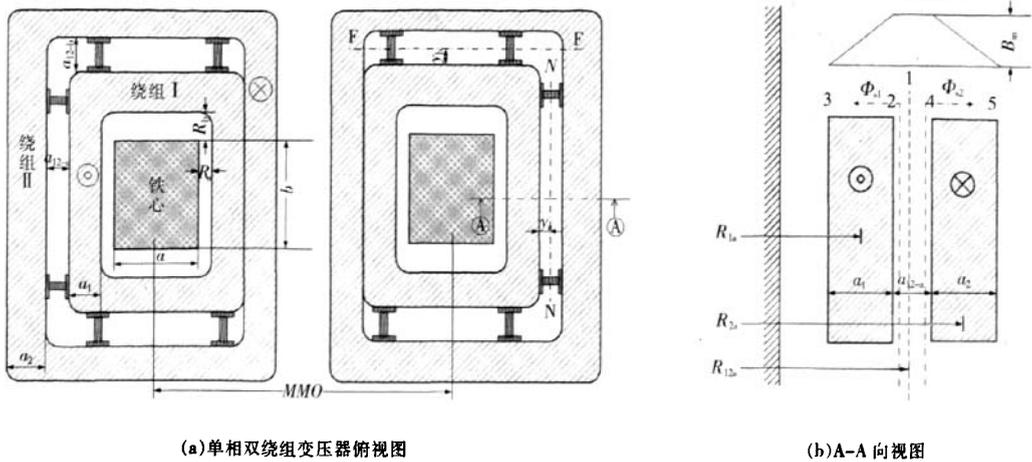


图 2 单相双绕组变压器漏磁分布图  
Fig.2 Leakage magnetic distribution of single-phase double-winding transformer

### 2 电子变压器漏感计算公式的推导

在图 2 中,设  $\Phi_{s1}$  和  $\Phi_{s2}$  的分界线位于绕组的主气道,以 FF 和 NN 表示。有了漏磁分界线,就可用磁路法求出绕组 I 和绕组 II 的磁链数  $\Phi_m$ ,再求出漏电势  $E_s$ ,最后求出短路电抗  $x_s$ ,然后得到漏感  $L_s$ 。

绕组 I 在 1~2 之间的磁链数为:

$$\begin{aligned} \Phi_{s11}N = & B_m N [2a\gamma_b + b\gamma_a + \frac{1}{2} \pi(R_a + a_1 + \gamma_a)(R_b + a_1 + \gamma_b) - \\ & \frac{1}{2} \pi(R_a + a_1)(R_b + a_1) + \frac{1}{2} \pi(R_a + a_1)(R_b + a_1 + \\ & \gamma_b) - \frac{1}{2} \pi(R_a + a_1)(R_b + a_1)] \end{aligned} \quad (1)$$

绕组 I 在 2~3 之间的磁链数为:

$$\begin{aligned} \Phi_{s12}N = & \int_0^a \frac{B_m}{a_1} x \cdot \frac{N}{a_1} x [2a + 2b + 2\pi(R_a + x) + 4(R_b - \\ & R_a)] dx = \\ & \frac{1}{3} B_m N a_1 (2a + 2b + 2\pi R_a + 4R_b - 4R_a) + \\ & \frac{\pi}{2} B_m N a_1^2 \end{aligned} \quad (2)$$

其中  $R_a$  和  $R_b$  是在实际绕线时  $\frac{1}{4}$  的圆周过渡,由于端侧和外侧的气道尺寸不同,因此,将与它们有关的计算都近似看作椭圆的几何尺寸计算。

绕组 I 的总磁链数为:

$$\Phi_{s1} = \Phi_{s11} + \Phi_{s12}$$

同理:绕组 II 在 1~4 之间的磁链数为:

$$\begin{aligned} \Phi_{s11}N = & B_m N [2a(a_{12-b} - \gamma_b) + b(a_{12-a} - \gamma_a) + \frac{1}{2} \pi(R_a + a_1 + \\ & a_{12-a})(R_b + a_1 + a_{12-b}) - \frac{1}{2} \pi(R_a + a_1 + \gamma_a)(R_b + a_1 + \\ & \gamma_b) + \frac{1}{2} \pi(R_a + a_1)(R_b + a_1 + a_{12-b}) - \frac{1}{2} \pi(R_a + \end{aligned}$$

$$a_1)(R_b + a_1 + \gamma_b)] \quad (3)$$

绕组 II 在 4~5 之间的磁链数为:

$$\begin{aligned} \Phi_{s12}N = & \int_0^a \frac{B_m}{a_2} x \cdot \frac{N}{a_2} x [2a + 2b + 2\pi(R_a + a_1 + a_2 + \\ & a_{12-a} - x) + 4(R_b - R_a)] dx = \\ & \frac{1}{3} B_m N a_2 [2a + 2b + 2\pi(R_a + a_1 + a_2 + a_{12-a}) + \\ & 4(R_b - R_a)] + \frac{\pi}{2} B_m N a_2^2 \end{aligned} \quad (4)$$

绕组 II 的总磁链数为:

$$\Phi_{s2} = \Phi_{s21} + \Phi_{s22} \quad (5)$$

总的漏电势为:

$$\begin{aligned} E_s = E_{s1} + E_{s2} = & 4.44 f \Phi_{s1} N \times 10^{-8} + 4.44 f \Phi_{s2} N \times 10^{-8} = \\ & 4.44 f B_m N \Sigma D \end{aligned}$$

式中  $E_{s1}$ 、 $E_{s2}$ ——分别为漏磁通在绕组 I 和绕组 II 中换算到同一绕组匝数的感应电势

$$\begin{aligned} \Sigma D = & -\pi(R_a + a_1)(R_b + a_1) + \frac{2}{3} (a_1 + a_2)(a + b + \pi R_a + \\ & 2R_b - 2R_a) + 2aa_{12-b} + ba_{12-a} + \frac{1}{2} \pi(2R_a + 2a_1 + \\ & a_{12-a})(R_b + a_1 + a_{12-b}) + \frac{2}{3} a_2 [\pi(a_1 + a_2 + a_{12-a}) + \\ & 2(a_{12-b} - a_{12-a})] + \frac{\pi}{2} (a_2^2 + a_1^2) \end{aligned}$$

最大漏磁密  $B_m$  的计算方法随变压器绕组形式的不同而不同,这里以普通双绕组结构为例进行推导。

由介质的性能方程  $B_m = \mu_0 H_m$ , 以及全电流定理作为包围安匝  $NI$  的矩形框回路,认为磁势仅降落在  $H_l/\rho$  的一段长度上,则得:

$$B_m = \mu_0 H_m = 4\pi \times 10^{-7} \frac{N\sqrt{2} I \rho}{H_k} = \frac{1.78 N I \rho}{H_k} \times 10^{-4}, T \quad (6)$$

式中  $I$ ——电流(方均根), A

$H_k$ ——电抗高度(假设两个绕组高度相同),  
cm

$N$ ——匝数

$\rho$ ——洛氏系数

漏电感为:

$$L_k = \frac{X_k}{\omega} = \frac{E_s}{\omega I} = \frac{1.257 \cdot 8N^2 \Sigma D \rho}{H_k \times 10^8}, \text{H} \quad (7)$$

【实例】绕组排线情况如图 1 所示(未注明的单位均为 mm)。 $a=30.5$ ;  $R_s=3.75$ ;  $a_1=12$ ;  $a_2=12$ ;  $b=80$ ;  $R_1=5$ ;  $a_{12-b}=14$ ;  $a_{12-a}=0$ ;  $H_k=118$ ; 匝数  $N=176$ ; 相间距离=8。

	A-B 向视图	A-C 向视图
半铁心尺寸	30.5/2=15.25	80/2=40
$R_a$ 和 $R_b$	+3.75	+5
$R_{1a}$ 和 $R_{1b}$	=19	=45
$a_1$	+12	+12
	=31	=57
$a_{12-a}$ 和 $a_{12-b}$	+0	+14
$R_{2a}$ 和 $R_{2b}$	=31	=71
$a_2$	+12	+12
	=43	=83
	×2	×2
	=86	=166
相间距离	+8	
中心距 $MMO$	=94	

由式(7)计算可知,  $L_k=1.519\ 154\text{mH}$ 。

### 3 电子变压器漏感的简化计算方法

根据电力变压器计算漏抗的思路推演,可以得到一种基于以下公式的简化计算方法。

$$L_k = \frac{7.894 \cdot 1N^2 \Sigma D' \rho}{H_k \times 10^8}, \text{H} \quad (8)$$

将矩形绕组按边长等效的原则等效为圆形按式(8)进行计算,这样唯一不同的就剩下漏磁空道面积  $\Sigma D'$  的计算。下面以实例来计算。

$$R_1 = \frac{(19+45) \times 4 + 12\pi}{2\pi} = 46.74\text{mm}$$

$$R_2 = \frac{(31+71) \times 4 + 12\pi}{2\pi} = 70.94\text{mm}$$

$$a_{12} = \frac{31}{31+57} \times 14 + \frac{57}{31+57} \times 0 = 4.93\text{mm}$$

$$R_{12} = \frac{(31+57) \times 4 + 4.93\pi}{2\pi} = 58.49\text{mm}$$

$$\Sigma D' \approx \frac{1}{3} a_1 R_1 + \frac{1}{3} a_2 R_2 + a_{12} R_{12} = 7.590\ 757\text{cm}^2$$

$$\rho = 1 - \frac{1}{\pi} \cdot \frac{\lambda}{H_k} = 1 - \frac{1}{\pi} \cdot \frac{a_1 + a_2 + a_{12}}{H_k} = 0.954$$

$$L_k = \frac{7.894 \cdot 1N^2 \Sigma D' \rho}{H_k \times 10^8} = 1.50\text{mH}$$

式中  $R_1, R_2$ ——等效的圆形绕组半径(到裸线)

$R_{12}$ ——绕组 I 和绕组 II 间气道的等效平均半径

$a_{12}$ ——绕组 I 和绕组 II 间等效气道的宽度(铜到铜)

$R_1, R_2, R_{12}$  和  $a_{12}$  分别是图 2b 中矩形绕组的  $R_{1a}, R_{2a}, R_{12a}, a_{12-a}$  按边长等效的原则等效为圆形绕组对应的尺寸。

### 4 结论

利用式(8)和式(7)计算的结果与工厂实测结果  $L_k=1.51\text{mH}$  近似,由此可验证两个推导公式的正确性和可行性。计算其他绕组形式电子变压器的漏感,也可借助上述思路。

### 参考文献:

- [1] 刘传彝. 电力变压器设计计算方法与实践[M]. 沈阳: 辽宁科学技术出版社, 2002.
- [2] 电子变压器专业委员会编. 电子变压器手册[M]. 沈阳: 辽宁科学技术出版社, 1998.
- [3] 王瑞华. 电子变压器设计手册[M]. 北京: 科学出版社, 1993.
- [4] 占庆一, 谭朔. 矩形绕组变压器短路阻抗的计算[J]. 变压器, 1998, 35(9): 10-12.

收稿日期: 2007-09-28

作者简介: 杜锦华(1984-), 女, 陕西西安人, 西安交通大学电气工程学院在读硕士, 主要从事电磁装置的分析及设计软件的研发工作。

### 广东长园吉斯安电气有限公司四种新产品通过省级鉴定

2008年10月25日,广东省经贸委委托广东电网公司和广东省机械行业协会在佛山召开产品鉴定会。会上,广东长园吉斯安电气有限公司生产的S13-M·RL-30~1600/10, S11-M·RL-30~1600/10, S11-M·R-30~1600/10, YBP□-12/0.4(F·R)/T-800四种新产品通过了鉴定。

(吕道贤)

# 电子变压器漏感的计算

作者: [杜锦华, DU Jin-hua](#)  
 作者单位: [西安交通大学电气工程学院, 陕西, 西安, 710049](#)  
 刊名: [变压器](#) ISTIC PKU  
 英文刊名: [TRANSFORMER](#)  
 年, 卷(期): 2009, 46(1)  
 被引用次数: 0次

## 参考文献(4条)

1. 刘传彝 [电力变压器设计计算方法与实践](#) 2002
2. 电子变压器专业委员会 [电子变压器手册](#) 1998
3. 王瑞华 [电子变压器设计手册](#) 1993
4. 占庆一, 谭朔 [矩形绕组变压器短路阻抗的计算](#) 1998(09)

## 相似文献(10条)

1. 期刊论文 [伍家驹, 杉本英彦, 余达祥, 李园庭, WU Jia-ju, HIDEHIKO Sugimoto, YU Da-xiang, LI Yuan-ting](#) [一种间接测算推挽变压器漏感的新方法](#) -中国电机工程学报2005, 25(23)

电子变压器集中等效参数的具体数值与试验条件直接相关, 该文结合功率器件的开关状态对推挽变压器的交链磁通进行了详细分析, 提出在对漏感进行测算时应根据能量流向的不同而采用相应的方法: 初次级绕组之间的漏感宜通过额定电压满载条件下的阶跃响应来计算; 两初级线圈间的漏感宜通过切换最大电流时的尖峰电压来计算. 实验验证了测算结果的正确性.

2. 会议论文 [程道国](#) [低漏感高压大功率充电变压器的研制](#) 2000

高压大功率脉冲线性调制器广泛应用于雷达、激光、电子加速器等领域. 为提高输出脉冲的脉间稳定度, de-Q电路是使用的一种较普遍的手段, 充电变压器是其中重要的关键器件, 降低其漏感是保证de-Q电路有效工作的技术关键, 该文着重对此进行了阐述并给出了相应的测试及实验结果.

3. 会议论文 [时米生](#) [铁氧体平面变压器的结构原理与应用](#) 2003

运行在高频的常规变压器存在着漏电感大, 匝间电容量大, 集肤效应、邻近效应严重, 磁芯有局部过热等问题. 一种新型变压器, 铁氧体平板变压器已开发出来, 它能减小漏电感和匝间电容, 能消除常规变压器存在的磁芯局部过热, 能使集肤效应、邻近效应等问题得以改善, 它具有很高的功率密度、很高的效率、很低的电磁干扰和简易价廉等优点.

4. 期刊论文 [陈道炼, 李磊, 张海涛, 潘海朗](#) [单极性移相控制电压源高频交流环节AC/AC变换器研究](#) -中国电机工程学报2003, 23(11)

该文首次提出并深入研究了基于正激Forward变换器的单极性移相控制电压源高频交流环节AC/AC变换器. 这类变换器由输入周波变换器、高频变压器、输出周波变换器、以及输入、输出滤波器构成. 输入周波变换器将输入不稳定劣质的交流电压调制成双极性三态的高频交流电压, 输出周波变换器将此高频交流电压解调成单极性三态SPWM波, 经输出滤波后得到稳定优质的正弦交流电压. 通过输入周波变换器右桥臂相对左桥臂的移相, 让输出周波变换器功率开关在输入周波变换器输出的高频交流电压为零期间进行换流, 并借助输出周波变换器换流重叠和输入电压极性选择, 从而实现了变压器漏感能量和输出滤波电感电流的自然换流、输出周波变换器的ZVS开关. 详细分析了这类变换器在1个高频开关周期内的12个工作模式及其等效电路, 获得了变换器外特性曲线与关键电路参数设计准则. 原理试验结果证实了这类变换器新概念, 为实现新型电子变压器、正弦交流稳压器和交流调压器奠定了基础.

5. 期刊论文 [陈道炼, 李磊, 胡育文](#) [双极性移相控制电压源高频交流环节AC/AC变换器研究](#) -中国电机工程学报2002, 22(9)

提出了一类双极性移相控制电压源高频交流环节AC/AC变换器, 以半桥全波式电路拓扑为例, 深入研究了这类变换器的稳态工作原理, 获得了变换器功率器件实现软开关的设计准则. 借助输出周波变换器换流重叠、输入电网电压极性选择和输出滤波电感电压极性选择, 实现了变压器漏感能量和输出滤波电感电流的自然换流, 解决了周波变换器固有的电压过冲和环流问题, 实现了输入周波变换器功率器件的ZVS开关和输出周波变换器功率器件的ZCS开关, 为获得新型正弦交流稳压器和电子变压器奠定了关键技术基础. 仿真与原理试验结果均证实了这类变换器的正确性与先进性.

6. 会议论文 [李磊, 陈道炼, 胡育文](#) [双极性移相控制电压源高频交流环节AC/AC变换器研究](#) 2002

提出了电压源高频交流环节AC/AC变换器新概念, 深入研究了其双极性移相控制策略和软开关技术. 以半桥全波式电路拓扑为例, 深入研究了这类变换器的稳态工作原理, 获得了变换器功率器件实现软开关的设计准则. 借助输出周波变换器换流重叠、输入电压极性选择和输出滤波电感电压极性选择, 实现了变压器漏感能量和输出滤波电感电流的自然换流, 解决了周波变换器固有的电压过冲和环流问题, 实现了输入周波变换器功率器件的零电压AVS开关和输入周波变换器功率器件的零电流ZCS开关, 为获得新型正弦交流稳压器和电子变压器奠定了关键技术基础. 仿真与原理试验结果均证实了双极性移相控制电压源高频交流环节AC/AC变换器的正确性与先进性.

7. 会议论文 [李磊, 陈道炼](#) [双极性移相控制电压源高频交流环节AC/AC变换器研究](#) 2004

提出了一类双极性移相控制电压源高频交流环节AC/AC变换器, 深入研究了这类变换器的稳态工作原理, 获得了变换器功率器件实现软开关的设计准则. 借助输出周波变换器换流重叠、输入电压极性选择和输出滤波电感电压极性选择, 实现了变压器漏感能量和输出滤波电感电流的自然换流, 解决了周波变换器固有的电压过冲和环流问题, 为获得新型正弦交流稳压器和电子变压器奠定了关键技术基础. 原理试验结果证实了双极性移相控制电压源高频交流环节AC/AC变换器的正确性与先进性.

8. 会议论文 [陈道炼, 李磊, 刘剑](#) [单极性移相控制电压源高频交流环节AC/AC变换器研究](#) 2004

本文首次提出并深入研究了基于正激Forward变换器的单极性移相控制电压源高频交流环节AC/AC变换器. 这类变换器由输入周波变换器、高频变压器、输出周波变换器、以及输入、输出滤波器构成. 输入周波变换器将输入不稳定劣质的交流电压调制成双极性三态的高频交流电压, 输出周波变换器将此高频交流电压解调成单极性三态SPWM波, 经输出滤波后得到稳定优质的正弦交流电压. 通过输入周波变换器右桥臂相对左桥臂的移相, 让输出周波变换器功率开关在输入周波变换器输出的高频交流电压为零期间进行换流, 并借助输出周波变换器换流重叠和输入电压极性选择, 从而实现了变压器漏感能量和输出滤波电感电流的自然换流、输出周波变换器的ZVS开关. 详细分析了这类变换器在一个高频开关周期内的等效电路, 获得了变换器外特性曲线与关键电路

参数设计准则. 原理试验结果证实了这类变换器新概念的正确性与先进性, 为实现新型电子变压器、正弦交流稳压器和交流周压器奠定了关键技术基础.

## 9. 会议论文 [陈道炼, 李磊, 胡育文 双极性移相控制电压源高频交流环节AC/AC变换器研究](#) 2003

提出了一类双极性移相控制电压源高频交流环节AC/AC变换器, 以半桥全波式电路拓扑为例, 深入研究了这类变换器的稳态工作原理, 获得了变换器功率器件实现软开关的设计准则. 借助输出周波变换器换流重叠、输入电压极性选择和输出滤波电感电流极性选择, 实现了变压器漏感能量和输出滤波电感电流的自然换流, 解决了周波变换器固有的电压过冲和环流问题, 为获得新型正弦交流稳压器和电子变压器奠定了关键技术基础. 原理试验结果证实了双极性移相控制电压源高频交流环节AC/AC变换器的正确性与先进性.

## 10. 期刊论文 [中国电子学会第十一届电子元件学术年会技术总结 - 电子元件与材料](#)2001, 20(1)

中国电子学会第十一届电子元件学术年会暨元件分会第七届委员会成立会于2000年11月21日至25日在福建省厦门市召开. 参加这次会议的代表100人, 来自全国各地相关的大学、科研院所、公司企业、出版界、社团共79个单位的专家、学者、企业家和工程技术人员.

本届学术年会共发表论文64篇, 其中综述类16篇, 电阻器、电容器、电感器、表面波及石英晶体器件类21篇, 混合集成电路8篇, 连接器、继电器、光电线缆及微特电机类19篇. 这些论文从不同角度精辟地阐述了我国电子元件产业的现状, 发展前景, 面临的挑战和机遇以及当前各技术专业领域的研究开发成果, 生产工艺经验, 提高产品质量及可靠性的途径, 测试方法的改进等令人关注的问题.

在全体大会上, 首先由元件分会副主任委员、信息产业部电子信息产品管理司赵贵武同志作了《我国新型电子元器件产业现状及“十五”展望》的报告, 讲述了新型电子元器件的范畴、特点、产业现状、存在问题以及“十五”发展思路和发展重点. 最后公布了2005年电子元件的预期目标、政策和措施, 使与会者倍受鼓舞. 在大会报告中还针对普遍关注的重大问题, 如: 加入WTO后对电子元件行业的影响, 电子元件高速发展的特点, 专用设备在电子元件产业发展中的作用, 大公司发展战略, 高科技战争对新型电子元器件的要求, 对电子电力产品实施电磁兼容强制管理后给电子元件带来的发展机遇, 片式电子元件在信息领域中的新应用及其可靠性快速评价等进行了深入的论述, 论点精辟, 结合实际. 使与会者获得了许多宝贵的信息, 并开拓了眼界.

大会报告之后, 分成两个组继续进行学术报告和讨论, 详尽地论述了片式热敏电阻器、电化学电容器、移动通信电子元件、声表面波技术、电子变压器、三维多芯片组装、无线键合、光电子多芯片组件、光电线缆的发展、微特电机的展望等重大技术问题, 并发表了一些近年来高水平的研究开发成果. 如: 水基凝胶法制备氧化铝基片、MLCC用水溶型粘合剂的研究、表面层型半导体陶瓷电容器、高稳定性石英振荡器和谐振器、三维多芯片组装技术、集成压力传感器感压元件、利于环保的水溶性焊接/清洗工艺、富钛BNT微波陶瓷及腔外微扰法测量技术、低漏感高压大功率充电变压器、工字形铁氧化磁芯的表面电阻与烧结工艺的关系、(Co Zn)2W型六角晶系铁氧体的组分与微波吸收特性的研究、高精度低漂移多路转换器电路、零收缩低温共烧陶瓷基板、汽车继电器计算机辅助三维实体造型和装配的研究、混合延时继电器延时周期计算、固态继电器接通电压测试技术等. 特别是由北京邮电大学章维高教授领导的电接触研究室又发表了多篇具有国际领先水平的关于电接触的最新研究成果. 所有这些研究成果均有相当高的技术水平和参考价值.

在分组会上, 以及会下休息时间, 与会代表之间还进行了热烈的讨论和深入的交流. 许多代表表示, 此次学术年会开得热烈、活跃, 组织得紧凑严密, 学术气氛浓厚. 学术水平高, 内容丰富, 涉及面广, 导向性强. 使会议代表开阔了视野, 增进了知识, 加强了互相联系. 我们深信此次学术年会将对我国电子元件技术领域的发展起到可喜的促进作用. 中国电子学会元件分会

本文链接: [http://d.g.wanfangdata.com.cn/Periodical\\_bjq200901003.aspx](http://d.g.wanfangdata.com.cn/Periodical_bjq200901003.aspx)

授权使用: 中北大学图书馆(zbdxtsg), 授权号: 44573b8f-4889-40ec-9c03-9e23009198e4

下载时间: 2010年11月3日