



2018第八届中国功率变换器磁元件联合学术年会

高频功率磁性元件测试技术

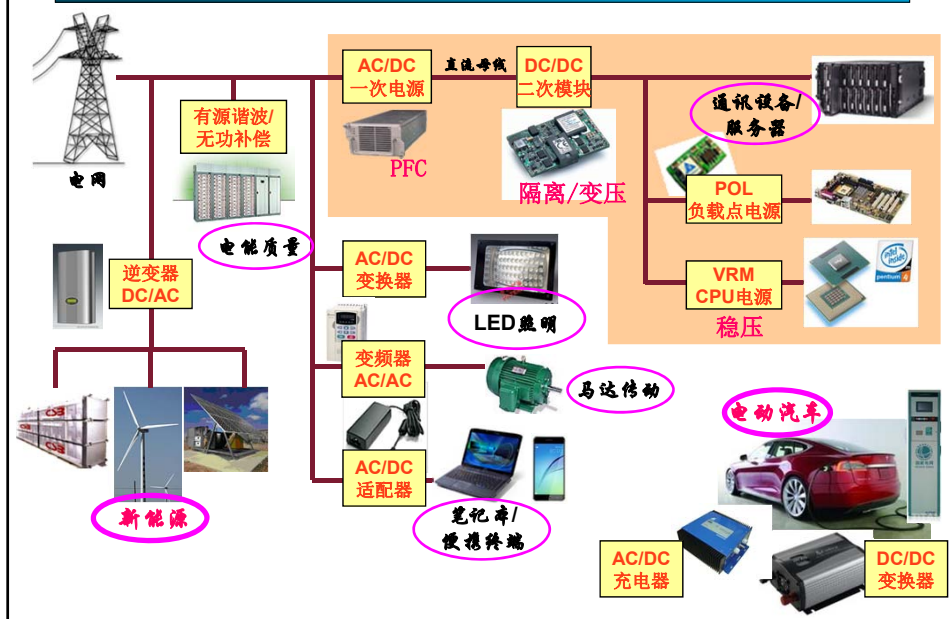
陈庆彬、陈为

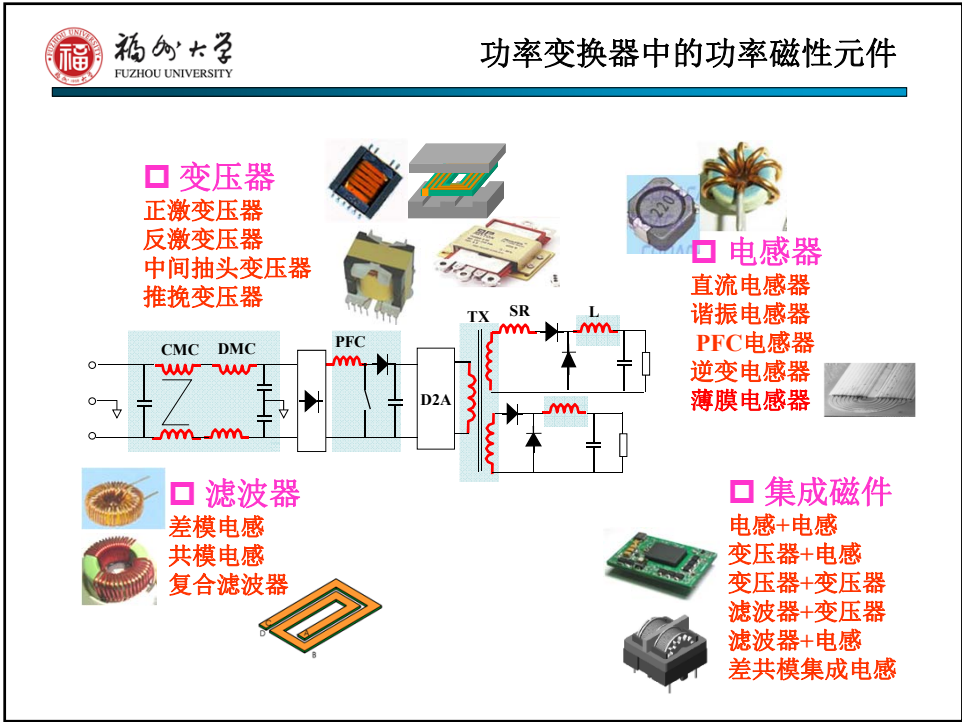
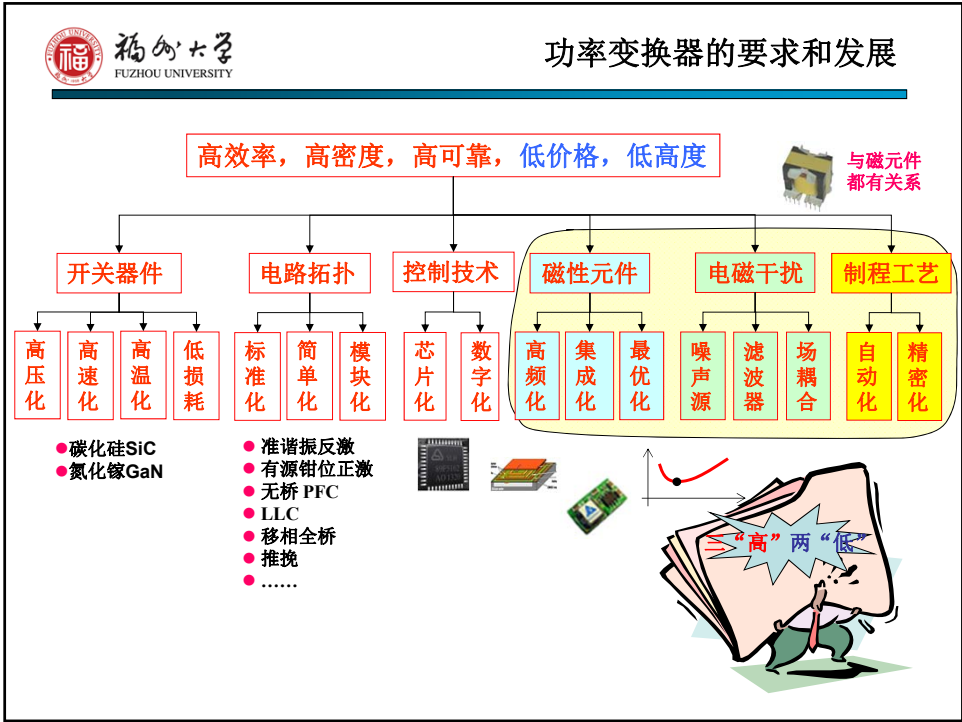
E-mail: cqbf@fzu.edu.cn

福州大学电气工程与自动化学院
2018年8月 福建·建阳

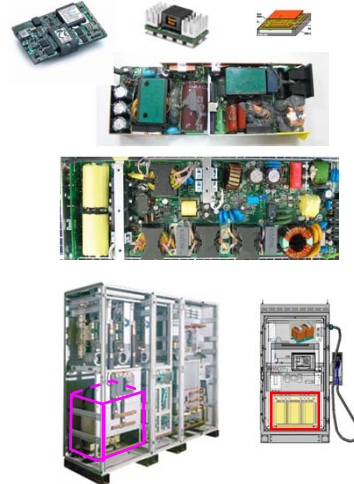


功率变换器的广泛应用领域





- 尺寸、重量、形状、高度
- 电路工作状态
- 损耗、温升
- 电磁兼容
- 安规、耐压
- 人工成本
- 其他各项性能



- ❖ 高频磁性元件/磁技术已经成为功率变换器进一步发展的重要瓶颈
- ❖ 磁技术已经成为当前开关电源主要内容之一

□ **电气参数**：这类参数主要影响开关功率变换器的电气性能，如电压电流工作波形、电压电流尖峰和振荡等。体现在参数上，包括**磁导率**，**饱和磁密**等。

□ **损耗参数**：这类参数主要影响开关功率变换器的损耗和效率，如磁芯损耗和绕组损耗，电感线圈Q值等。体现在参数上，包括**磁芯损耗密度**等。

□ **电磁兼容参数**：这类参数主要影响开关功率变换器的电磁干扰特性。包括绕组结构电容，变压器原、副边耦合电容，近场耦合系数，共模有效电容，高频谐振点等。

□ **温升参数**：这类参数主要影响开关功率变换器的功率密度和安全等级，如表面温升，热点温升等。体现在参数上，包括热阻，表面散热系数，风阻等。

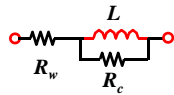
□ **可靠性参数**：这类参数主要影响磁性器件的质量和可靠性，如耐压特性、局部放电特性、老化时效特性、跌落撞击特性、温湿度影响特性等。



福州大学
FUZHOU UNIVERSITY

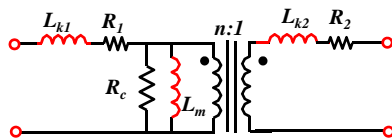
磁性元件参数 v.s. 磁芯材料参数

电感



- 不同频率下的电感感量
 $L_d(f) \Leftrightarrow \mu_d(f)$
- 不同直流偏置下的电感感量
 $L_d(I_{DC}) \Leftrightarrow \mu_d(H_{DC})$
- 不同频率下的磁芯损耗
 $R_c(f, B) \Leftrightarrow P_{cv}(f, B)$

变压器



- 不同频率下的激磁电感感量
 $L_m(f) \Leftrightarrow \mu_d(f)$
- 不同频率下的等效匝比
- 不同频率下的磁芯损耗
 $R_c(f, B) \Leftrightarrow P_{cv}(f, B)$

□ 体积小
 □ 损耗低
 □ 密度高

} 优化设计 \Rightarrow 参数的准确测量至关重要

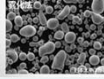
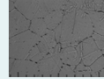

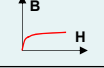




福州大学
FUZHOU UNIVERSITY

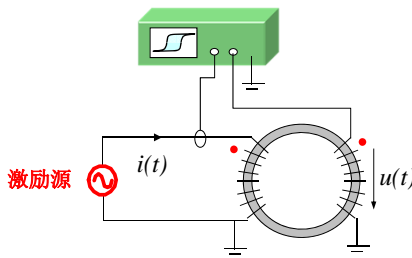
磁芯材料参数测量技术的新挑战

- ❖ 高工作频率已经成为主要发展趋势(铁氧体: >MHz)
- ❖ 低损耗的粉芯材料已经广泛应用(磁粉芯: >200-300kHz)
- ❖ PWM波下的磁芯损耗测试与开关电源的工况更吻合


磁粉芯 v.s. 铁氧体

	磁粉芯	铁氧体
定义	金属磁粉+绝缘涂层+空气 	$\text{Fe}_2\text{O}_3 + (\text{Ni-Zn}, \text{Mn-Zn})$ 氧化 
用途	电感	变压器、电感(加气隙)、EMI滤波器
饱和	高Bs 软饱和 	低Bs 硬饱和 
参数	$\mu_d, \mu_a, B_s, P_{cv}$	$\mu_i, \mu_a, B_s, P_{cv}$
磁芯形态	环形、块 	多样 
μ	低(26-125)	高(>2000)
激磁电源	大功率(大电压且大电流)	小功率(大电压但小电流)
测试匝数	同时考虑电压和电流 $V = \sqrt{2}\pi f \cdot N \cdot A \cdot B_m$ $I = B_m \cdot l_e / \sqrt{2}(\mu \cdot N)$	只考虑电压 $V = \sqrt{2}\pi f \cdot N \cdot A \cdot B_m$
阻抗角	很大(>89°)	较小(<85°)

材料参数测量面临的挑战——激励源



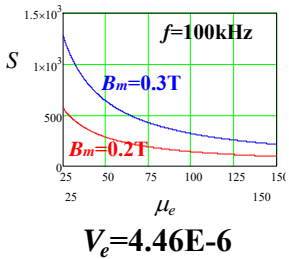
磁粉芯: $\mu_e = 26-125$
铁氧体: $\mu_e > 2000$

 26.9x14.7x11.2mm
OD/ID=1.83

$$V_{rms} = \sqrt{2}\pi \cdot f \cdot N \cdot A \cdot B_m$$

$$I_{rms} = B_m \cdot l_e / (\sqrt{2}\mu_0\mu_e \cdot N)$$

$$S = V \cdot I = \pi f \cdot \frac{B_m^2}{\mu_0\mu_e} \cdot V_e$$



对于磁粉芯, 由于 μ_e 较小、Bs大, 使其参数测量时所需的激励源的容量远大于铁氧体。



福州大学
FUZHOU UNIVERSITY

磁粉芯与铁氧体的阻抗角

$$Q = I_{rms}^2 \cdot X_L = \frac{I_{pk}^2}{2} \cdot (2\pi f \cdot L) = 2\pi f \cdot E_m = 2\pi f \cdot \frac{B \cdot H}{2} \cdot V_e = \frac{B^2}{\mu_0 \mu_e} \pi f \cdot V_e$$

$$P = P_{CV} \cdot V_e$$

$$\tan(\theta) = Q / P = \left(\frac{B^2}{\mu_0 \mu_e} \cdot \pi \cdot f \right) / P_{CV}$$

$\theta \rightarrow 90^\circ$

	Material	B (T)	f (kHz)	μ_c	Pcv (kW/m ³)	θ (°)
Powder	Magnetics HF60	0.1	50	60	400	88.9
	Magnetics XFlux60	0.1	50	60	600	88.4
	Magnetics KM60	0.1	50	60	360	89.0
	Magnetics MPP60	0.1	50	60	150	89.6
Ferrite	Ferroxcube 3C96	0.2	100	5500	300	80.6
	Ferroxcube 3C96	0.1	100	5500	40	85.0

磁粉芯: $\theta > 89^\circ$
铁氧体: $\theta < 85^\circ$



福州大学
FUZHOU UNIVERSITY

材料参数测量面临的挑战——频率、阻抗角

$$P = U \cdot I \cdot \cos \theta$$

$$\frac{\Delta P}{P} = \left| \frac{\Delta U}{U} \right| + \left| \frac{\Delta I}{I} \right| + \tan(\theta) \Delta \theta$$

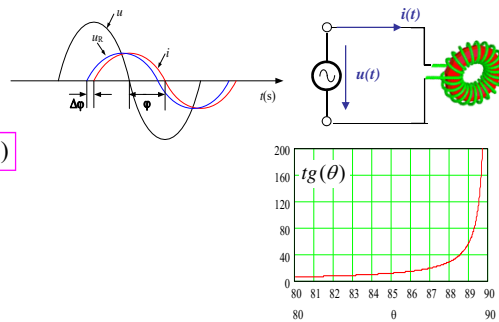
$$= \left| \frac{\Delta U}{U} \right| + \left| \frac{\Delta I}{I} \right| + \tan(\theta) (\Delta t \cdot f)$$


$$\left\{ \begin{array}{l} \left| \frac{\Delta U}{U} \right|, \left| \frac{\Delta I}{I} \right| \text{ 精度非常高} \\ \tan(\theta) (\Delta t \cdot f) \text{ 主要影响因素} \end{array} \right.$$



- ❑ 大信号激励源 \rightarrow 电压通道与电流通道的同步时间误差 Δt 难以完全消除
- ❑ 高频测试场合中 $\rightarrow \Delta \theta = \Delta t \cdot f$
- ❑ 阻抗角大 $\rightarrow \theta$ 接近 90° , $\tan(\theta)$ 很大

- ❑ 磁粉芯的磁芯损耗测量误差大的主要原因是: 大阻抗角 ($>89^\circ$)
- ❑ 铁氧体的磁芯损耗测量误差大的主要原因是: 频率高 ($>\text{MHz}$)





福州大学
FUZHOU UNIVERSITY

测试数据

磁粉芯

铁氧体

磁性参数

- μ_i
- μ_Δ
- μ_a

损耗参数

- P_{cv} @ 正弦激励
- P_{cv} @ PWM波激励
- P_{cv} @ 偏置


小信号下的磁性参数和损耗参数
(IEC 62044-2)

- μ_i
- μ_Δ
- $tg\delta$

大信号下的磁性参数和损耗参数
(IEC 62044-3)


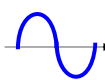
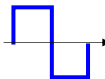
- μ_a
- P_{cv}

□ 对于磁粉芯，激励源的容量和损耗的准确测量是主要的挑战。



福州大学
FUZHOU UNIVERSITY

测试方法

	磁性参数		损耗参数	
	无偏置	有偏置	无偏置	有偏置
	μ_i ● 阻抗分析仪 ● LCR表	μ_Δ ● 阻抗分析仪+DC ● LCR表+ DC		
	μ_a ● 交流测量法 ● 交流谐振测量法		P_{cv} ● 有效值法 ● 交流功率法 (电压补偿) ● 交流功率法 (电流补偿) ● 量热法	P_{cv}
	μ_a ● 交流测量法 ● 脉冲测量法	μ_Δ ● 脉冲测量法	P_{cv} ● 交流功率法 ● 直流功率法 ● 量热法	P_{cv}
	● 直流测量法			

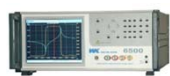
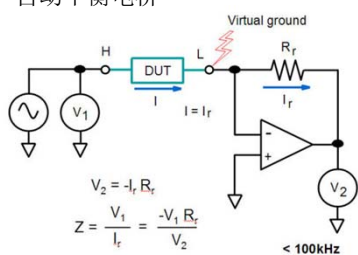
Why PWM ?

➡

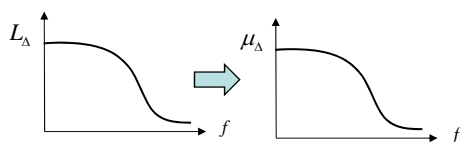
- PWM波更贴近开关电源的具体应用；
- 大功率PWM波激励源容易获得。

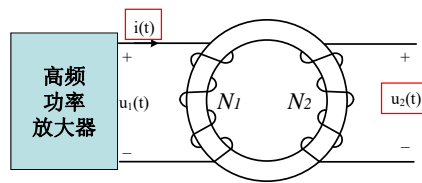
磁性参数测量

自动平衡电桥



阻抗分析仪和LCR表

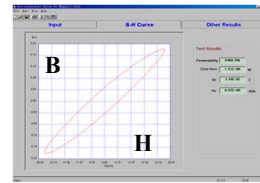




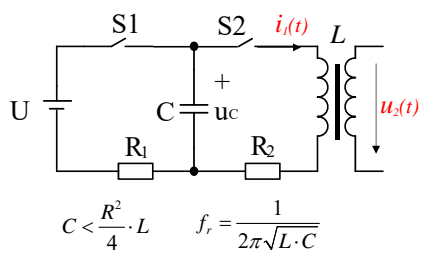
$$\begin{cases} B(t) = \frac{1}{N_2 \cdot A_e} \int_0^t u_2(t) dt \\ H(t) = \frac{N_1}{l_e} \cdot i(t) \\ \mu_a = \frac{1}{\mu_0} \frac{B_m}{H_m} \end{cases}$$


 IWATSU SY-8258
 B-H Analyzer

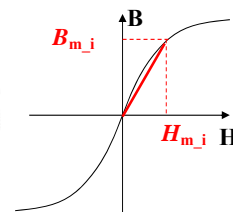
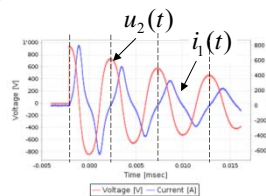

国产高频功率测量系统



- ☹️ 传统的方法
- ☹️ 对于磁粉芯需要非常大容量的激励源

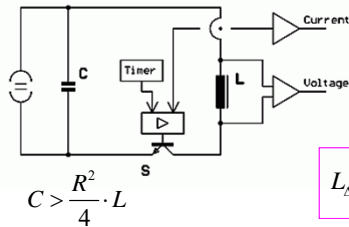


$$\begin{cases} B(t) = \frac{1}{N_2 \cdot A_e} \int_0^t u_2(t) dt \\ H(t) = \frac{N_1}{l_e} \cdot i_1(t) \\ \mu_{a_i} = \frac{1}{\mu_0} \frac{B_{m_i}}{H_{m_i}} \end{cases}$$



- ☺️ 激励源的容量小
- ☺️ 一次测量便可获得完整的B-H曲线
- ☹️ 谐振频率f随L和C变化

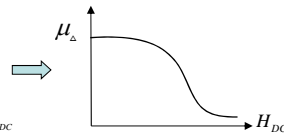
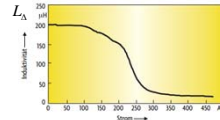
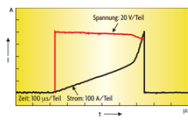
脉冲测量法



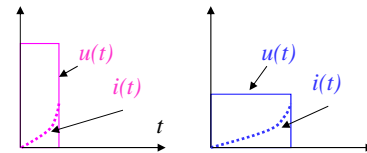
$$B(t) = \frac{1}{N \cdot A} \int_0^t u(t) dt$$

$$L_a(t) = \frac{\Psi(t)}{i(t)} = \frac{\int_0^t u(t) dt}{i(t)}$$

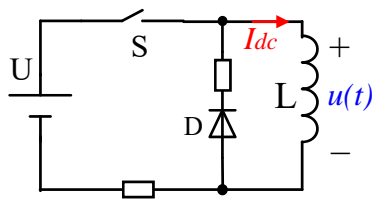
$$L_{\Delta}(t) = \frac{d\Psi(t)}{di(t)} = \frac{u(t) \cdot dt}{di(t)} = u(t) / \frac{di(t)}{dt}$$



- 😊 激励源容量小;
- 😞 脉冲电压高度或者电流的上升斜率可能会影响测试结果;
- 😞 宽范围的电流采样难度较大。



直流测量法



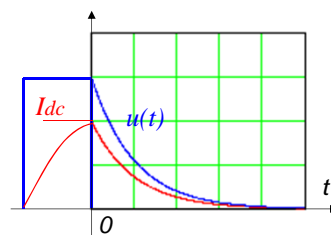
$$B_{dc} = \frac{1}{N \cdot A_e} \int_0^{\infty} u(t) dt = B(0) - B(\infty) = B(0)$$

$$H_{dc} = \frac{I_{dc} \cdot N}{l_e}$$

$$\mu_a = \frac{1}{\mu_0} \frac{B_{dc}}{H_{dc}}$$

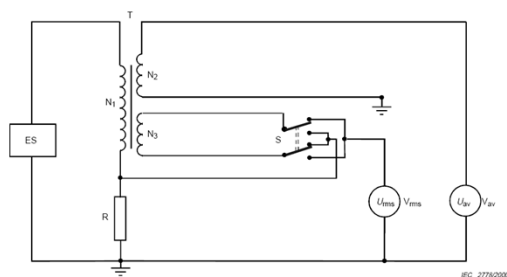
$$L_{\Delta}(t) = u(t) / \frac{di(t)}{dt}$$

- 😊 激励源容易小;
- 😊 可获得真正直流的B-H磁化特性曲线或 μ_a ;
- 😞 测试时间长。

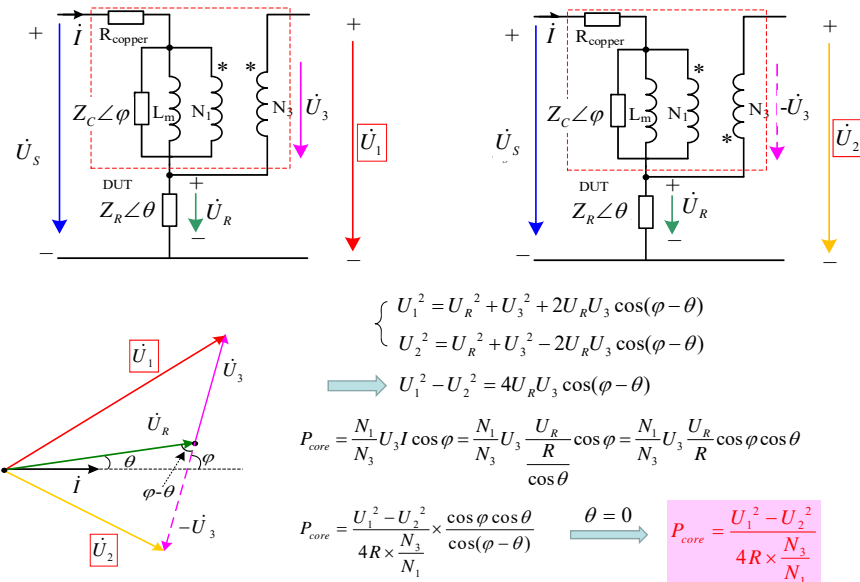


损耗参数测试

有效值法— (Root-Mean-Square method) IEC 62044-2



$$P = \overline{(u \times i)} = \frac{|U_1^2 - U_2^2|}{4 \cdot \frac{N_1}{N_3} \cdot R}$$



$$P_{core} = \frac{U_1^2 - U_2^2}{R \times \frac{N_3}{N_1}} \times \frac{\cos \varphi \cos \theta}{\cos(\varphi - \theta)}$$

$$\frac{dP_{core}}{P_{core}} = \frac{2U_1 \cdot dU_1 - 2U_2 \cdot dU_2}{U_1^2 - U_2^2} - \frac{\cancel{\cos \varphi} \cdot \cancel{\cos \theta}}{\cos(\varphi - \theta)} - \frac{\cancel{\cos \varphi} \cdot \cancel{\cos \theta}}{\cos(\varphi - \theta)} d\theta$$

$$\theta \rightarrow 0 \quad \tan \theta \rightarrow 0$$

$$\frac{dP_{core}}{P_{core}} = \frac{2U_1 \cdot |dU_1| + 2U_2 \cdot |dU_2|}{U_1^2 - U_2^2} + | \tan(\varphi - \theta) \cdot d\theta |$$

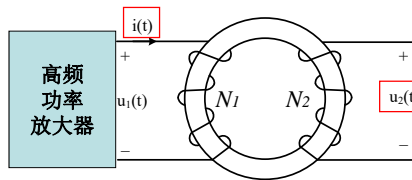
$$U_1^2 - U_2^2 = 4U_R U_3 \cos(\varphi - \theta)$$

$$\frac{dP_{core}}{P_{core}} = \frac{2U_1 \cdot |dU_1| + 2U_2 \cdot |dU_2|}{4U_R U_3 \cos(\varphi - \theta)} + | \tan(\varphi - \theta) \cdot d\theta |$$

当 $\varphi \rightarrow 90^\circ$, $\cos(\varphi - \theta) \rightarrow 0$, 此项 $\rightarrow \infty$

当 $\varphi \rightarrow 90^\circ$, $\tan(\varphi - \theta) \rightarrow \infty$, 此项 $\rightarrow \infty$

- 当DUT的阻抗角接近90°时，有效值法具有更大的测量误差。
- 适合于铁氧体的磁芯损耗测量，对于磁粉芯的测量结果误差较大。



$$P_c = \frac{N_1}{N_2} \left(\frac{1}{T} \int_0^T i(t) \cdot u_2(t) dt \right)$$

$$\frac{\Delta P}{P} = \left| \frac{\Delta U}{U} \right| + \left| \frac{\Delta I}{I} \right| + \boxed{\tan \theta} \cdot f \cdot \Delta t$$


 Yokogawa PX8000
 Power Analyzer

 IWATSU SY-8258
 B-H Analyzer

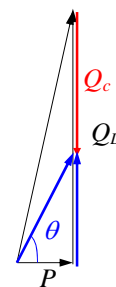
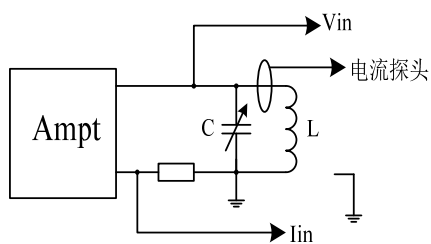
 Clarke-Hess 2330
 V-A-W Wattmeter

f	B	θ	
		60:5	60:60
5kHz	10mT	89.76	89.83
	50mT	89.61	89.59
	100mT	89.54	89.52
10kHz	50mT	89.58	89.54
	100mT	89.47	89.59
20kHz	10mT	89.75	89.69
	50mT	89.47	89.59
	100mT	89.42	89.53
50kHz	10mT	89.65	89.59
	50mT	89.36	89.56
	100mT		
100kHz	10mT	89.41	89.77
	50mT		
	100mT		
200kHz	10mT	89.13	89.75
	50mT		
	100mT		

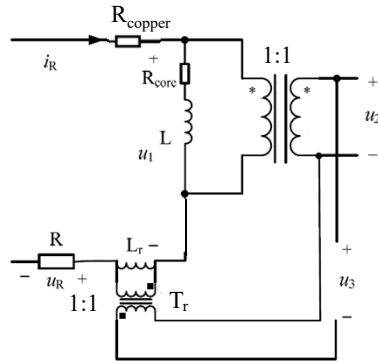
- 😊 标准、简单、直接的方法
- 😊 可以正弦波或PWM波激励
- 😞 相位误差会带来很大的测量误差

样品: FeSiAl60 D1-1

仪器: Iwatsu SY8216 B-H Analyzer



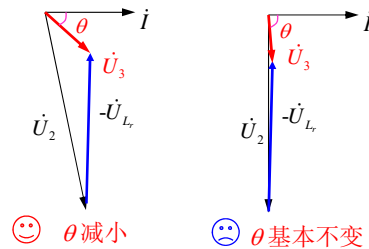
- 😊 阻抗角 θ 减小，相位误差所带来的测量误差变小，测量一致性提高；
- 😞 电容本身的损耗不能忽略（测量精度不一定提高）；
- 😞 好的电容成本高；
- 😞 不同频率下的补偿电容不同。



$$\dot{U}_3 = \dot{U}_2 - \dot{U}_{L_r} = (R_{core} + j\omega L - j\omega L_r) \cdot \dot{I}$$

$$P_c = \frac{1}{T} \int_T u_3(t) \cdot i_R(t) dt$$

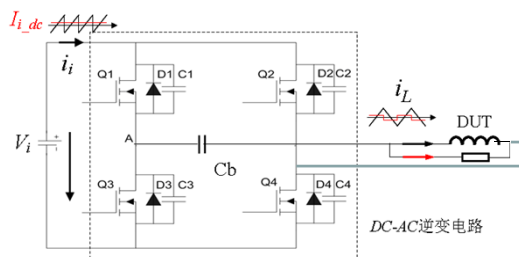
$$= \frac{1}{T} \int_T u_2(t) \cdot i_R(t) dt - \frac{1}{T} \int_T u_{L_r}(t) \cdot i_R(t) dt$$



😊 θ 减小

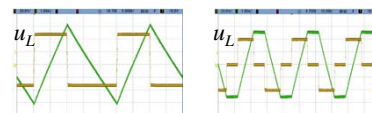
😞 θ 基本不变

- 😊 可以减小相位角，且该补偿方法与频率无关，可以提高测量的一致性；
- 😞 L_r 和 T_r 难以制作；
- 😞 当原磁芯的阻抗角很接近 90° 时补偿效果较差。



$$P_{in} = V_i \cdot I_{i_DC}$$

$$P_{core} = P_{in} - P_{ex}$$




各种PWM波激励波形

- 😊 直流功率可以精确测量；
- 😊 容易获得各种PWM波激励波形，可获得PWM波下的磁芯损耗；
- 😞 P_{ex} 需要扣除。

设计： 通过使用更好的器件和软开关技术减小逆变电路的损耗；

校准： $P_{ex}(D, V_i, f, I_{pk}) = \alpha \cdot (3 - 4D) \cdot I_{pk}^2 + \beta \cdot V_i^2 f + \gamma \cdot f \cdot I_{pk} + \eta \cdot V_i f$

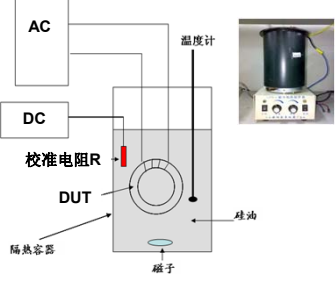


福州大学
FUZHOU UNIVERSITY

量热法

将损耗转为热量和温升

$$W = c \cdot m \cdot \Delta T$$



AC

DC

温度计

校准电阻R

DUT

硅油

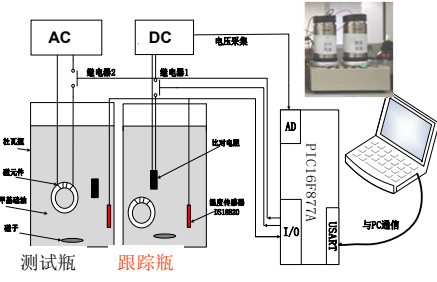
隔热容器

磁子

W (J)

ΔT (°C)

校准: $W = \Delta T$



AC

DC

电压采集

测试瓶

跟踪瓶

磁元件

磁元件

温度传感器 (PT1000)

温度/°C

时间/t


无校准: $W_{ac} = W_{dc}$

$$W_{dc} = \int_0^{T_c} \frac{V_{dc}^2}{R} dt$$

$$= \sum_{k=0}^n \frac{V_{dc}^2}{R} T_{on-k}$$




😊 精度高

😞 耗时



福州大学
FUZHOU UNIVERSITY

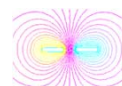
建议

	磁性参数测量		损耗参数测量	
	无偏置	有偏置	无偏置	有偏置
	μ_i <ul style="list-style-type: none">阻抗分析仪LCR表	μ_Δ <ul style="list-style-type: none">阻抗分析仪+ DCLCR表+ DC		
 SIN	μ_a <ul style="list-style-type: none">B-H分析仪		P_{cv} <ul style="list-style-type: none">B-H分析仪A-V-W测试仪量热法	P_{cv}
 PWM	μ_a <ul style="list-style-type: none">脉冲测量法	μ_Δ <ul style="list-style-type: none">脉冲测量法	P_{cv} <ul style="list-style-type: none">直流功率法量热法	P_{cv}



2018第八届中国功率变换器磁元件联合学术年会

Thanks!



Magnetics & Power
Conversion Lab