

# 实现光伏 (PV) 高频链路中压 (MV) 逆变器的高频变压器寄生电容最小化

Himanshu<sup>1</sup>, Harsimran Singh<sup>2</sup>, Pandiyan Sathish Kumar<sup>1</sup>, Muhammad Umair Ali<sup>1</sup>,

Ho Yeong Lee<sup>1</sup>, Muhammad Adil Khan<sup>1</sup>, Gwan Soo Park<sup>1</sup>, Hee-Je Kim<sup>1</sup>

<sup>1</sup> 釜山国立大学电气工程学院

<sup>2</sup> 德国航空航天中心 (DLR) 机器人与机电一体化研究所

**摘要：**基于高频的中压 (MV) 逆变器被用于可再生能源电力传输。然而，由于高频链路电子变压器中较高的绕组间寄生电容会导致共模噪声电流的增加，从而使得电能质量受到影响。这种快速电压瞬态响应会导致谐波失真和变压器过热，从而导致电源故障或许多其他电气危险。

本文介绍了采用传统和改进的环形变压器设计的隔离电源的比较研究。设计了半桥高频 (10kHz) 中压直流—交流逆变器和电源；建造了一个680W的太阳能组件可再生系统。同时使用Matlab-FFT分析的FEM仿真来确定磁芯通量分布并计算总谐波失真 (THD)。还用GWINSTEK LCR仪表和Fluke VT04A分别测量了所有四个变压器原型中的绕组间电容和温度。

环形铁氧体磁芯变压器的改进设计提供了更高的耐温性，从而无需使用任何冷却剂或外部电路，同时将寄生电容降低了87%。为确认该方法的有效性，我们进行了实验以及绕组间电容的数学推导。

**关键词：**高频MV逆变器，变压器的寄生电容，总谐波失真，环形变压器，扇形绕组

## 1 简介

变压器在能量转换中起着至关重要的作用，是电力系统的核心部件。变压器尺寸随着频率的增加而减小，这可以实现更小、更便宜和紧凑的便携式电气设备。因此，高频功率变压器优于功率电子领域中的传统变频器 (50-60Hz)，例如开关电源、转换器和逆变器，包括中压 (MV) 逆变器，后者提供升压无变压器解决方案，将光伏 (PV) 阵列互连到 MV 电网。

由于人口和工业的增长，会导致全球变暖和可见的气候变化，因此绿色能源是许多研究人员的首要任务，如今全球对可再生能源的需求很大，特别是太阳能和风能。

预计到 2050 年，这些能源将满足 50% 的能源需求。另一方面，这些电源的间歇性质成为了将它们直接连接到电气 / 电子系统或国家电网的主要限制。而使用外部设备可以克服这一关键障碍，例如储能、转换器和逆变器（见图 1）。

由于这些基于高频的中压逆变器高度渗透到可再生能源发电厂中，因此可以满足工业和家庭电力需求的能源需

求。然而，这些高频链路，例如，高频变压器、H 桥逆变器停滯时间和非线性负载会产生高谐波含量。这可能会对设备造成严重损坏，包括过热、电源故障或电击危险。因此，为了保护元件和连接的负载免于过热并在没有任何干扰的情况下提供电源，因此需要考虑这些中压逆变器的电能质量。

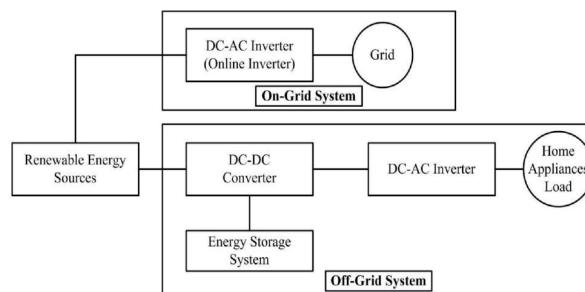


图 1 可上网和离网系统的可再生能源

逆变器中的电磁干扰 (EMI) 会影响瞬变的电能质量，包括短时间和长时间偏差，这可能导致谐波。在这些器件中，谐波可分为两类：共模和差分传导模式 (CCM 和 DCM)。

高频变压器是 EMI 的来源之一，由于固有的耦合电容、电场和磁场，因此会导致共模谐波。由于占空比与谐波成反比，因此，脉冲宽度调制（PWM）转换器的 DCM 操作会增加谐波，从而增加变压器绕组的功率损耗。同样，高频操作会引起趋肤和邻近效应，从而提高谐波损耗、绕组功率损耗以及工作温度的快速增长。

另一方面，高频绕组损耗和降低漏感一直是主要的研究热点，而绕组电容在变压器设计中需要同样认真的关注。高频噪声，过早共振，静电耦合到其他电路，从初级电路到次级电路的快速瞬态电压，会产生共模噪声电流，并增加器件中的变压器温度，从而导致整个系统存在运行、噪声、健康和安全隐患，而它们的承载路径之一是电容耦合。

这种电容耦合是变压器寄生的喷发效应，它源于变压器上的宽范围电容，是在绕组方案间循环。因此，克服这一关键障碍的关键是降低绕组间电容。减少变压器电容耦合出现的传统方法包括增加初级和次级绕组之间的绝缘，或通过将它们缠绕在环形磁芯的相对侧上来增加初级和次级绕组之间的距离。然而，变压器中的这些变化会导致其他缺点，例如高漏电感、较大的物理尺寸和较差的电感耦合。因此，传统方法在冷却变压器方面不是完全有效的。然而，它们专门用于耦合电容和温度控制，与较便宜的传统解决方案相比没有显著差异。

漏电感和初级 / 次级电容是相互排斥的，并且由绕组和未绕制的磁芯之间的距离决定。因此，在功率变压器中难以实现低电容耦合和高漏电感。为了避免这项研究中的这种固有折衷，传统的环形铁氧体磁芯变压器通过额外的 3D 打印聚乳酸（PLA）模具进行了改进，该模具将初级和次级绕组分开，并有助于实现独特的扇形绕组。尽管绕组之间的距离将带来漏电感，但由于 PLA 的介电常数，电容会有一些增益。然而，磁芯几何形状和绕组方案对变压器的自电容和漏电感具有很大影响，并且由于增加了模具，因此可以实现各种类型的绕组方案。

本文介绍了高频链路 MV 逆变器电源质量改进的对比分析，这种改进能够有效减去电容耦合，并且不使用任何额外电路或冷却剂来减少温度上升。

## 2 高频链路中压逆变器设计考量

### 2.1 环形铁氧体磁芯

为了利用本征铁氧体材料特性，必须使用铁氧体磁芯的环形方案。因此，本文使用了环形磁芯，因为它通常用于高频方波 / 正弦波应用，例如电源输入滤波器 / 接地故障断路器 / 通用滤波器，以及脉冲和宽带滤波器。

采用 77 材料铁氧体环形线圈作为中压逆变器高频链路变压器的磁芯。图 2 显示了磁芯的示意图，并由其外径 (A)、内径 (B) 和厚度 (C) 定义（见表 1）。图 3 显示了升高的温度如何影响磁芯性能，表 2 显示了环形铁氧体 77 磁芯材料的电性能。

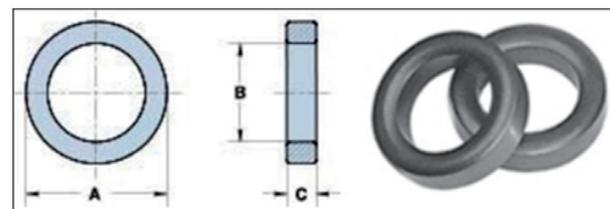


图 2 铁氧体 77 材料的磁芯尺寸

表 1 铁氧体 77 环形磁芯尺寸

Dim	mm	Mm tol	Nominal
A	61.00	±1.30	2.400
B	35.55	±0.85	1.400
C	12.70	±0.50	0.500

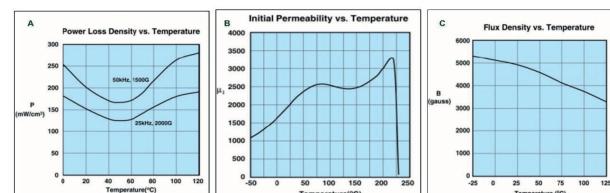


图 3 温度对铁氧体 77 材料性能的影响

表 2 铁氧体 77 环形磁芯电性能

Electrical Properties	
$A_L$ (nH)	$2950 \pm 25\%$
$A_E$ ( $\text{cm}^2$ )	1.58000
$\sum I/A$ ( $\text{cm}^{-1}$ )	9.20
$I_e$ (cm)	14.50
$V_e$ ( $\text{cm}^3$ )	22.80000

### 2.2 谐波电流对变压器损耗和温升的影响

总谐波失真 (THD) 是一种广泛使用的概念，用于定义交变信号中的谐波含量。该值定义为所有谐波分量的功

率与基频功率之比。THD 用于低压 / 中压和高压系统，其中电流和电压失真定义为 THDI 和 THDV，并且可以使用以下等式 (1) - (2) 计算。

$$THD_V = \left[ \left( \sum_{h \neq 1}^H |V_h|^2 \right)^{\frac{1}{2}} / |V_1| \right] \times 100\% \quad (1)$$

$$THD_I = \left[ \left( \sum_{h \neq 1}^H |I_i^h|^2 \right)^{\frac{1}{2}} / |I_1| \right] \times 100\% \quad (2)$$

其中  $h$  是谐波含量阶数， $V_h$  和  $I_h$  分别是阶数 “ $h$ ” 谐波分量的电压和电流幅度。 $V_1$  和  $I_1$  分别是基波分量的电压和电流幅度。

国际电工委员会 (IEC) 61727 规定了电流谐波的限制范围——电磁兼容性 (EMC) 第 3-2 部分：谐波电流发射的限值。IEEE 单相谐波任务组 (P1495) 设置了类似的限制。在许多标准中，美国和欧洲的电力系统彼此不同。因此，美国应该与 IEC 的立场不同。因此，可以灵活地遵循某个标准 (表 3)。

表 3 电流和电压总谐波失真允许值及其相关风险

THD <sub>V</sub>	THD <sub>I</sub>	Risk
<8%	<5%	normal situation considerable
8-15%	5-50%	Minor harmonic pollution with malfunctions possibility
>15%	>50%	major harmonic pollution with malfunctions probability

变压器的损耗可分为负载损耗 (阻抗损耗)、空载损耗 (励磁损耗) 和总损耗 (空载 + 负载损耗)。负载损耗可以进一步细分为磁芯中的杂散磁损耗、涡流和绕组中的电阻损耗。

$$P_t = P_f \sum_{h=1}^{h=h_{\max}} I_h^2 h^2 \quad (3)$$

其中  $P_f$  是基频处的涡流损耗， $f$  和  $I_h$  是谐波数  $h$  处的总 RMS 负载电流的分数。

### 2.3 电路操作

图 4 显示，单相半桥 (10kHz) 由两个功率 MOSFET (IRF 250, 德州仪器) S1 和 S2 组成，它们由 DSP F28335 芯片 (德州仪器) 驱动，以产生脉冲宽度调制波形和反馈二极管 D1 和 D2。这些被称为续流二极管，它带有两个直流母线电容器，用于稳定直流电压。借助高频变压器实现两级功率转换。

在第一个 DC/DC 级可以进行高频操作，在第二级通

过高频变压器次级调整转换高频交流电压的幅度，该高频变压器次级连接到高频整流器 AC/DC 和输出逆变器，在公用电网 50/60Hz 的情况下，它将 DC 电压转换为所需的频率 AC 电压。

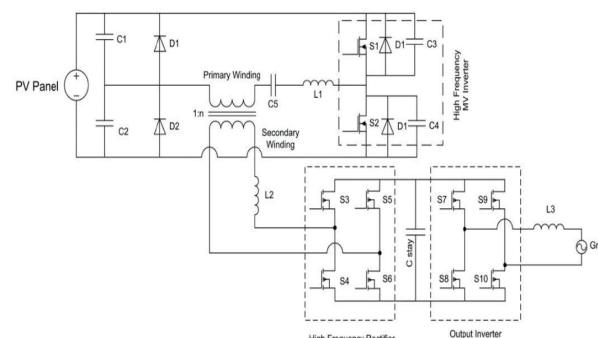


图 4 光伏 (PV) 高频中压 (MV) 逆变器系统的电路布局

### 3 制造

本研究探讨了一种新的 MV 逆变器高频链路设计，通过减少高频变压器的电容耦合，减轻了有害谐波引起的温度升高。制造了四个具有传统和改进方案的环形磁芯变压器，具有 180° 和 360° 扇形绕组，并测量和比较它们的 THD、自感应电容和温度。我们所有四种方案的变压器绕组都是手动绕制的。对于传统和改进的方案，磁芯材料、尺寸、铜线和多个绕组匝数是相同的，如表 3 中所列。传统和改进方案之间的区别是两件式模具安装在次级绕组和铁氧体磁芯上。然后将初级绕组缠绕在这个额外的硬件上，这改变了初级绕组的尺寸，并提供了独特绕组方案的范围。该模具使用 3D 打印机用 PLA 长丝材料进行打印。它由顶部和底部两部分组成，每个部分的宽度为 0.5 毫米，每个部分的重量和成本都非常微不足道。

#### 3.1 案例 1：具有 180° 扇形绕组的传统环形磁芯变压器

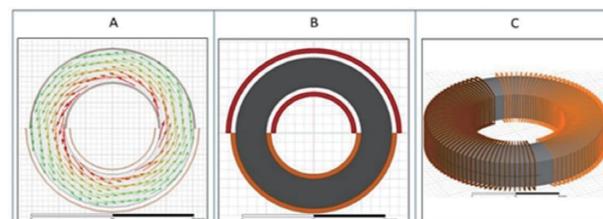


图 5 180° 传统方案 (A) 磁芯通量模式；  
(B) 2D 模型；(C) 3D 模型

在这种方案中，整个次级绕组采用前后方式分布在环形磁芯的  $180^\circ$  扇区上。环形磁芯的另一半以类似的方式缠绕初级绕组，如图 5 所示。

### 3.2 案例 2：具有 $180^\circ$ 扇形绕组的改进的环形磁芯变压器

在这种方案中，次级绕组采用前后的方式分布在环形磁芯的  $180^\circ$  扇区上，就像在前一种情况下一样。使用 PLA 长丝材料的 3D 印刷模具的两个部分安装在铁氧体环形磁芯和次级绕组上，以完全包住它们。由于模具的组装，次级绕组被完全隐藏，这为初级绕组留下了整个  $360^\circ$  的跨度。最初的实验是在  $360^\circ$  扇区和磁芯扇区的初级绕组上进行的。另一方面，当初级绕组具有  $180^\circ$  扇形绕组而没有与次级绕组重叠时，实现了最低的漏电感，如图 6 所示。

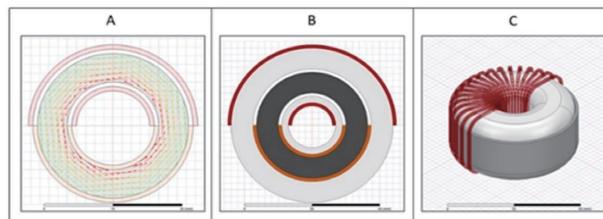


图 6  $180^\circ$  改性方案 (A) 磁芯磁通量模式；  
(B) 2D 模型；(C) 3D 模型

### 3.3 案例 3：传统的 $360^\circ$ 绕线环形磁芯变压器

在这种情况下，次级绕组分布在环形铁氧体磁芯的整个  $360^\circ$  扇区上。初级绕组也分布在次级绕组顶部的  $360^\circ$  扇区上（图 7）。

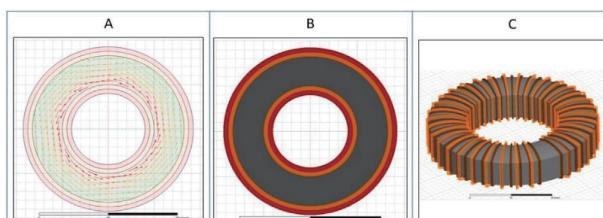


图 7  $360^\circ$  传统方案 (A) 2D 模型；  
(B) 通量分布；(C) 3D 模型

### 3.4 案例 4：改进的 $360^\circ$ 绕线磁芯变压器

在这种情况下，次级绕组以环形方式分布在环形磁芯的  $360^\circ$  扇区上，如前一种情况。环形铁氧体磁芯与次级绕组一起用 3D 打印模具封装，初级绕组缠绕在  $360^\circ$  跨度上（图 8）。

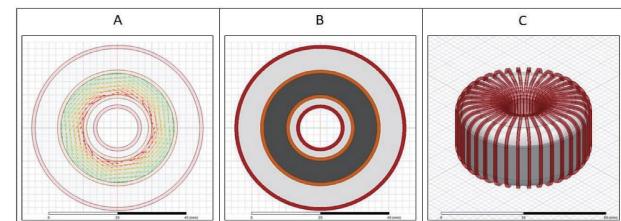


图 8  $360^\circ$  改进方案 (A) 2D 模型；  
(B) 通量分布；(C) 3D 模型

## 4 变压器绕组间电容的计算

在制造部分 (3) 中说明了四个设计的变压器原型在测试中的一般结构 (2D、3D 和磁芯中的磁通量流)。在本节中，对绕组间电容进行了原型变压器计算。图 9 显示了用于绕组间电容计算的情况 1 和情况 2 变压器原型的概念结构。同样，可以以类似的方式评估其他原型的电容。

铁氧体磁芯材料 77 对寄生电容的影响可忽略不计；因此，仅考虑了绕组方案。为简单起见，仅考虑缠绕在铁氧体磁芯上的次级侧的一个绕组来计算绕组间电容。对于所有四种情况，考虑次级绕组的相同位置。

内部次级绕组和内部初级绕组之间的距离可表示如下：

$$r_{1m,i} = \sqrt{r_1^2 + r_2^2 - 2r_1r_2 \cos\left(\frac{\pi}{2} + \frac{\pi i}{n_p}\right)} \quad (4)$$

where  $r_1$  is the distance from the center of the core to the inner primary windings,  $r_2$  is the distance from the center of the core to the outer primary windings,  $r_3$  is the distance from the center of the core to the inner secondary windings,  $r_4$  is the distance from the center of the core to the outer secondary windings (Figure 9)，and  $n_p$  is the total number of primary turns. In all four cases,  $r_3$  and  $r_4$  values are the same, as secondary winding is wounded on the ferrite core and core dimension is same for all transformer prototypes. On the other hand,  $r_1$  and  $r_2$  values will vary with respect to each case, for example,  $r_1$ , for case 4 ( $r_1, 4$ ) and case 2 ( $r_1, 2$ ) will be same, but they are less than case 3 ( $r_1, 3$ ), which in turn is less than case 1 ( $r_1, 1$ ). The details of  $r_1, r_2, r_3, r_4$  for the four different

configurations are given as follows:

其中  $r_1$  是从磁芯中心到内部初级绕组的距离， $r_2$  是从磁芯中心到外部初级绕组的距离， $r_3$  是从磁芯中心到内部次级绕组的距离， $r_4$  是从磁芯中心到外部次级绕组的距离（图 9）， $n_p$  是初级匝数的总数。在所有四种情况下， $r_3$  和  $r_4$  值是相同的，因为次级绕组在铁氧体磁芯上绕制，并且所有变压器原型的磁芯尺寸相同。另一方面， $r_1$  和  $r_2$  值将根据每种情况而变化，例如， $r_1$ ，对于情况 4 ( $r_{1,4}$ ) 和情况 2 ( $r_{1,2}$ ) 将是相同的，但它们小于情况 3 ( $r_{1,3}$ )，其反过来小于情况 1 ( $r_{1,1}$ )。四种不同方案的  $r_1$ 、 $r_2$ 、 $r_3$ 、 $r_4$  的详细信息如下：

$$A : r_{1,4} = r_{1,2} < r_{1,3} < r_{1,1}$$

$$B : r_{2,1} < r_{2,3} < r_{2,2} = r_{2,4}$$

$$C : r_{3,1} = r_{3,2} = r_{3,3} = r_{3,4}$$

$$D : r_{4,1} = r_{4,2} = r_{4,3} = r_{4,4}$$

内部初级和内部次级之间的静电电容如下：

$$C_{1in,i} = \frac{\epsilon_0 d \pi l_1}{2r_{1in,i}} = \frac{\epsilon_0 d \pi l_1}{2\sqrt{r_1^2 + r_2^2 - 2r_1 r_2 \cos(\frac{\pi}{2} + \frac{\pi i}{n_p})}} \quad (5)$$

其中  $\epsilon_0$  是自由空间的介电常数， $d$  是用于初级和次级绕组的导线的直径， $l_1$  是重叠的长度。

假设沿主匝的电压电位分布呈线性变化，

$$V_p[i] = \frac{i}{n_p - 1} V_p \quad (6)$$

内部初级和次级之间的总存储能量如下：

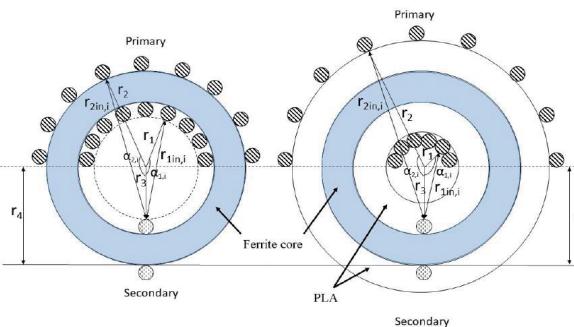


图 9 具有 180° 扇形绕组的环形变压器，从左到右为传统和改进的变压器原型的概念表示

$$E_{1in} = \frac{1}{2} \sum_{i=0}^{n_p-1} \left( C_{1in,i} \left( \frac{i}{n_p - 1} V_p \right)^2 \right) \quad (7)$$

类似地，可以计算内部初级—外部次级，外部初级—次级一次级和外部初级一次级之间的电容。等式 (4) — (7) 也可用于找到其他三种情况的电容和能量 (表 4)。在 MATLAB 上运行仿真以计算所有四种情况下的电容。为了简单起见并忽略绕组间电容计算的重复过程，在所有四种情况下仅考虑在次级侧的相同位置中的一个绕组。为了了解绕组间电容的影响，我们选择三个初级绕组用于 180° 传统和改进方案而不是 116 个，以及 6 个初级绕组用于 360° 传统和改进方案，而不是 220 个。

从表 5 可以看出，对于情况 3，绕组间电容最高，其次是情况 1、情况 4 和情况 2 的情况。这些分析计算与绕组间电容的实验数据保持一致，将在下一节中介绍。

表 4 变压器原型的详细参数

Prototypes Physical Properties	Case 1	Case 2	Case 3	Case 4
Copper Wire standard	24 AWG	24 AWG	24 AWG	24 AWG
Primary Turns	116	116	220	220
Secondary Turns	116	116	220	220
Core Material (Table 1)	Ferrite 77	Ferrite 77	Ferrite 77	Ferrite 77
Core shape	Ring	Ring	Ring	Ring
Permittivity (F/m)	$8.85 \times 10^{-12}$ (Air)	$8.4190 \times 10^{-12}$ (Air + PLA)	$8.85 \times 10^{-12}$ (Air)	$8.419 \times 10^{-12}$ (Air + PLA)
Inner Radius (mm)	17.775	15.275	17.775	15.275
Outer Radius (mm)	30.5	32.5	30.5	32.5
Primary Voltage (V)	24	24	24	24
Secondary Voltage (V)	~24	~24	~24	~24
Frequency (kHz)	1~30	1~30	1~30	1~30
$r_1$	17.265	14.765	16.755	14.765
$r_2$	30.5	32.5	31.01	32.5
$r_3$	17.265	17.265	17.265	17.265
$r_4$	30.5	30.5	30.5	30.5

表 5 所有呈现原型、计算能量和绕组间电容的理论分析

Case 1						
	E <sub>1</sub>	E <sub>2</sub>	E <sub>3</sub>	E <sub>4</sub>	E <sub>total</sub>	Capacitance <sub>eq</sub> (F)
Energy (J)	$5.63 \times 10^{-10}$	$3.87 \times 10^{-10}$	$3.54 \times 10^{-10}$	$2.87 \times 10^{-10}$	$1.59 \times 10^{-10}$	
Percentage %	35.4	24.3	22.3	18	100	$2.76 \times 10^{-12}$
Case 2						
	E <sub>1</sub>	E <sub>2</sub>	E <sub>3</sub>	E <sub>4</sub>	E <sub>total</sub>	Capacitance <sub>eq</sub> (F)
Energy (J)	$5.31 \times 10^{-10}$	$3.74 \times 10^{-10}$	$3.66 \times 10^{-10}$	$2.94 \times 10^{-10}$	$1.57 \times 10^{-9}$	
Percentage %	33.9	23.9	23.4	18.8	100	$2.72 \times 10^{-12}$
Case 3						
	E <sub>1</sub>	E <sub>2</sub>	E <sub>3</sub>	E <sub>4</sub>	E <sub>total</sub>	Capacitance <sub>eq</sub> (F)
Energy (J)	$5.69 \times 10^{-10}$	$3.87 \times 10^{-10}$	$3.56 \times 10^{-10}$	$2.90 \times 10^{-10}$	$1.60 \times 10^{-9}$	
Percentage %	35.5	24.2	22.2	18.1	100	$2.78 \times 10^{-12}$
Case 4						
	E <sub>1</sub>	E <sub>2</sub>	E <sub>3</sub>	E <sub>4</sub>	E <sub>total</sub>	Capacitance <sub>eq</sub> (F)
Energy (J)	$5.29 \times 10^{-10}$	$3.73 \times 10^{-10}$	$3.73 \times 10^{-10}$	$3.00 \times 10^{-10}$	$1.57 \times 10^{-9}$	
Percentage %	33.6	23.7	23.7	19	100	$2.73 \times 10^{-12}$

## 5 实验设置

使用 Fluke VT04A 温度计和 GWInsteek LCR 仪表测量高频变压器温度、电容耦合和漏电感。实验在恒定的环境室温下，在 1kW 半桥 MV 逆变器的高频链路上进行。两个并联的 38V、350W 独立太阳能模块作为开发逆变器的输入。

由于增加了 3D 打印模具和扇形绕组，因此可以具有不同的绕组方案。已经开发了许多改进的环形高频变压器，其具有不同的扇形绕组，例如 45°、90°、120°、180°、270° 和 360°。图 10 显示了实验设置的框图。变压器的输入和输出波形被存储，并通过 Matlab-FFT 分析波形中存在的谐波含量。

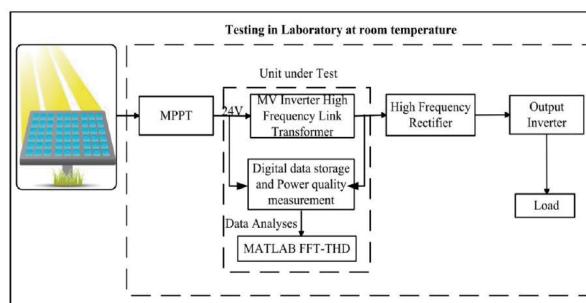


图 10 基于 MV 逆变器的原型 PV 高频系统的测试过程框图

## 6 结果与讨论

为了进行比较分析，我们设计了一个传统的环形变压器，它具有相同的 180° 和 360° 扇形绕组和相同的磁芯尺寸。对比实验研究表明，与传统设计相比，所提出的改

进设计成功地降低了绕组间电容（约 87%）并控制了温度升高问题（小于 30°）；基于扇形绕组的详细讨论如下所示。表 6 比较了上述变压器原型的 THD。通过对规范表 3 和实验结果表 6 的比较分析，可以清楚地看到所有原型具有最小风险。尽管与传统设计相比，改进的设计已经记录了或多或少类似的失真。

表 6 所有原型的电压和电流 THD

Source Input Voltage (V)	Case	THDV %		THD <sub>I</sub> %	
		Primary	Secondary	Primary	Secondary
24	1	45.53	22.34	5.6	7.20
24	2	34.70	22.15	12.22	11.85
24	3	11.92	16.33	48.19	49.56
24	4	9.81	14.94	43.06	44.32

### 6.1 具有 180° 扇形绕组的环形变压器

绕组间电容：大的绕组间电容会在高频操作时产生大量的共模噪声。图 11 显示了在高频 MV 逆变器中 1 至 30kHz 频率的寄生电容的比较。可以清楚地看出，所提出的改进设计使寄生电容最小化至接近 20pF，这远低于传统设计。这是因为模具有助于增加绕组之间的距离。

漏电感：在扇形绕线变压器中，当绕组仅覆盖 180° 时，漏磁通路径在磁芯中发生变化。根据理论，由于 PLA 模具产生的绕组之间的距离，我们预计与传统设计相比，改进设计中的漏感会更高。然而，使用 PLA 长丝的 3D 印刷模具安装在铁氧体环形磁芯和次级绕组上以完全封装它们，并提供了增加初级绕组的平均长度匝数范围，这是减小漏电感所需的。该理论得到了实验结果的支持。图 12 表明，改进的设计记录的漏感小于传统设计。

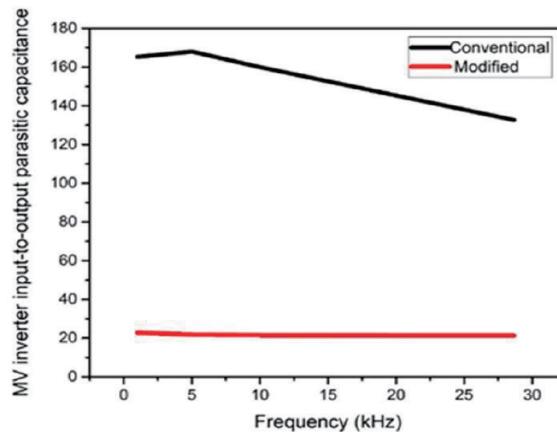


图 11 180° 扇形绕组的环形变压器，高频链路 MV 逆变器系统的传统和改进设计之间的寄生耦合电容比较

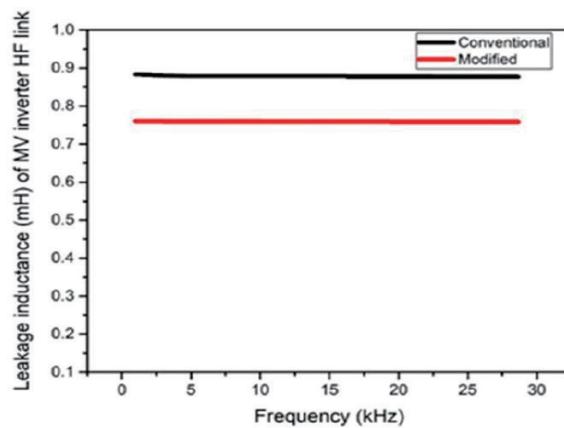


图 12 180° 扇形绕组的环形变压器，高频链路的中压逆变器系统的传统和改进设计之间的漏感比较

温度：通过比较满载时的变压器和常规变压器，可以清楚地看到降低绕组间电容和谐波失真有助于控制变压器中的温升问题（图 13）。

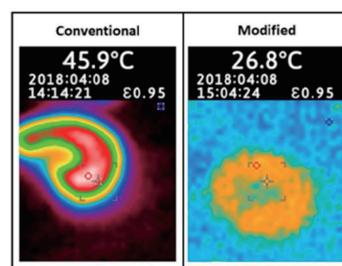


图 13 180° 扇形绕组的环形变压器，传统和改进变压器设计之间的温度比较

## 6.2 具有 360° 扇形绕组的环形变压器

初级绕组整个 360° 位于次级绕组顶部，漏磁通由绕组中的电流产生，其方向相反且幅度相等 ( $N_1 I_1 = N_2 I_2$ )，因此磁化或漏磁通在磁芯中本身就抵消了。

绕组间电容：初级绕组和次级绕组之间变压器的自电容值越大，在大的初级电流失真中起着至关重要的作用。借助于 3D 设计的盖板、绕组之间的空间，以及与传统原型相比不同的绕组方案，所提出的改进变压器原型的自电容值已大大降低 (40pF)。在图 14 中，绘制了传统和改进变压器的绕组电容。值得注意的是，与传统设计相比，改进的设计成功地使变压器自电容最小化了约 87%。

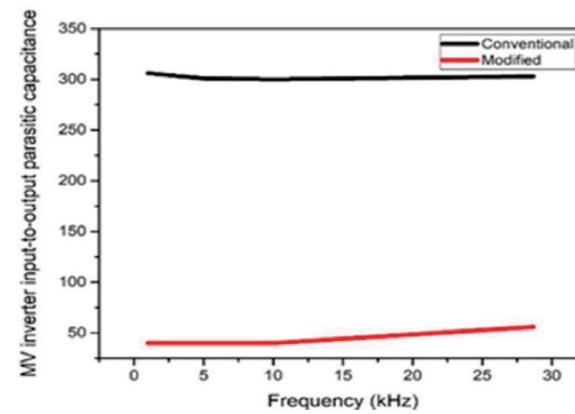


图 14 360° 扇形绕组的环形变压器，基于高频链路的 MV 逆变器系统的传统和改进设计之间的寄生耦合电容比较

漏电感：漏电感和初级 / 次级电容是互斥的，由绕组和未缠绕的磁芯之间的距离决定。因此，难以在功率变压器中实现低电容耦合和高漏电感。然而，磁芯几何形状和绕组方案对变压器的自电容和漏电感具有很大影响，并且由于增加了模具，因此可以接近各种类型的绕组方案。因此，改进的设计成功地降低了绕组间电容并实现了漏电感之间的最小差异。实验结果如图 15 所示。

温度：与传统设计相比，改进设计通过降低绕组间电容和控制漏电感显示出对温升的显著控制（图 16）。

MV 逆变器高频链路改进的环形变压器的设计与传统的环形设计不同。两种改进的原型（情况 2 和 4）都显示出极低的耦合电容，即分别为 20pF 和 40pF。180° 扇形绕组的环形变压器具有更高的漏感，可用于其他拓扑结

下转 158 页