

分类号: TM461
密 级:

单位代码: 10335
学 号: 21910075

浙江大学

硕士学位论文



中文论文题目: 反激变压器磁芯损耗分析和测试技术

英文论文题目: Flyback Transformer Core Loss Analysis and Testing Technology

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

申请人姓名: 马睿

指导教师: 张军明 教授

合作导师: 无

专业名称: 电气工程

研究方向: 电力电子与电力传动

所在学院: 电气工程学院

论文提交日期 2022.5.1

**A Dissertation submitted to Zhejiang University in partial fulfillment of the requirements
for the degree of Master of Engineering**

Flyback Transformer Core Loss Analysis and Testing Technology

Candidate: Rui Ma

Supervisor: Prof. Junming Zhang



Zhejiang University, Hang Zhou, P. R. China, 310027

May, 2022

浙江大学研究生学位论文独创性声明

本人声明所呈交的学位论文是本人在导师指导下进行的研究工作及取得的
研究成果。除了文中特别加以标注和致谢的地方外，论文中不包含其他人已经发
表或撰写过的研究成果，也不包含为获得 浙江大学 或其他教育机构的学位或
证书而使用过的材料。与我一同工作的同志对本研究所做的任何贡献均已在论文
中作了明确的说明并表示谢意。

学位论文作者签名：

签字日期：

年 月 日

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

学位论文版权使用授权书

本学位论文作者完全了解 浙江大学 有权保留并向国家有关部门或机
构送交本论文的复印件和磁盘，允许论文被查阅和借阅。本人授权 浙江大学
可以将学位论文的全部或部分内容编入有关数据库进行检索和传播，可以采用影
印、缩印或扫描等复制手段保存、汇编学位论文。

（保密的学位论文在解密后适用本授权书）

学位论文作者签名：

导师签名：

签字日期： 年 月 日

签字日期： 年 月 日

摘要

随着便携式电子产品的小型化和轻量化不断发展,对适配器电源的功率密度要求不断提升。美国能源部六级能效标准和欧盟 Ecodesign 2019/1782 都针对小功率外部电源制定了相应的能效标准。小功率适配器电源主要是反激变换器,为不断提升其转换效率,需要对其进行损耗分析和优化。反激变换器损耗主要包括原边开关管损耗、变压器损耗及副边整流管损耗,原边开关管、副边整流管的导通、开关损耗以及驱动损耗可以通过器件参数或者测试波形计算得到,反激变换器中的变压器磁芯损耗一直是损耗分析和测量的难点。

本文首先详细介绍了现有磁芯损耗分析模型,并推导了模型在反激变换器断续模式下的拓展形式以及基于磁感应强度不均匀分布的磁芯形状参数 C_{ge} ,使其可以计算环形磁芯和 EE 型磁芯的准确损耗。利用仿真软件,对不同形状、不同激励源下,对磁芯损耗计算模型进行了对比研究,在使用固定的 Steinmetz 参数的情况下,通过仿真验证修正后的 iWcSE 模型与仿真结果吻合程度最高,误差低于 1%。

为准确评估及测量反激变压器在不同工况下的损耗,本文提出了一种改进的直流法磁损测试方法及相应的测试电路,能够对电流连续模式(CCM)和电流断续模式(DCM)下的反激变压器磁损进行测量。在损耗测量中,基于等效原则,得到测试电路固有损耗,从电路工作状态保证测试电路测量磁芯电感和空心电感的一致性,从而得到准确的待测磁元件的磁性损耗。所提出的测试电路及方法具有简单、准确度高等优点。搭建了硬件测量电路并实际测量了环形磁芯和 EE 型磁芯在连续模式和断续模式工作状态的损耗,并与仿真结果和 iWcSE 模型计算结果进行了对比与分析,并分析了仿真和 iWcSE 模型与磁芯损耗实测值的误差,其中仿真值与测量值在占空比小时存在较大误差,主要来源于 Steinmetz 参数会随着频率的增大而改变,但在仿真软件中参数为固定值,因此低占空比产生的高频分量会增加磁芯损耗。而使用了变化的 Steinmetz 参数的 iWcSE 模型与磁芯损耗实测值误差较小,整体低于 4.2%。

最后,本文还分析了反激变换器各部分的损耗,搭建了实验硬件进行实验测试,将通过整机测试得到的磁芯损耗与通过改进直流法磁损测试装置的测量值进行对比分析,验证了磁损测试装置的准确性。本文提出的改进直流法磁损测试装置对于反激激励的损耗测试具有较高的准确性,方便工程应用,具有一定的实用价值。

关键词: 反激变换器, 变压器, 磁芯损耗, 磁损测试

Abstract

With the ever trend of reducing the size and weight of portable electronic devices, the power density requirements of their power supply continue to grow. And the US Department of Energy Level VI energy efficiency standard and the EU Ecodesign 2019/1782 regulation have made strict energy efficiencies for these low power external power supplies. The most popular topology for such application is Flyback. In order to further improve its efficiency, it is necessary to make loss breakdown and loss optimization. The main power loss of a Flyback converter include the primary side switching loss and conduction loss, the transformer loss and the secondary side rectifier loss. The conduction loss, switching loss and gate driving loss of the primary side switch and secondary side rectifier can be directly calculated from their parameters and measured waveforms. The core loss of the Flyback transformer is difficult to calculate or measure.

Firstly, this paper introduces the existing magnetic core loss calculation model, and extend the iWcSE model for the discontinuous mode of a flyback converter. A magnetic core shape coefficient method is derived(C_{ge}) considering the non-uniform distribution of magnetic flux density in different core shape in real application, so it can be used to calculate the core loss of other core shape besides the toroidal core, such as EE-type core. Based on the simulation and calculation results under different excitation for different core shape, it is verified that the modified iWcSE model, which uses the fixed Steinmetz parameters, has the highest degree of agreement with the simulation results, and the error is less than 1%.

In order to accurately evaluate the loss of the Flyback transformer under different operation conditions, this paper proposes an improved DC measurement method and circuit, which can measure the core loss both in continuous mode (CCM) and discontinuous mode (DCM). In the core loss measurement setup, based on the equivalence principle, the inherent loss of the test circuit is obtained, and the test circuit's operation is strictly guaranteed to be the same with a core inductor and core-less inductor, then the core loss can be obtained. The proposed test circuit and method is simple and has high accuracy. The losses of the toroidal core and the EE-type core in CCM and DCM are measured with the built hardware setup, which are compared with the simulation results and the iWcSE model calculation results. The simulation results and the measurement results has certain mismatch when the duty cycle is small, because the Steinmetz

parameter will change with the increase of frequency, which are not considered in the simulation. And the high frequency components generated by the low duty cycle will increase the core loss. The error between the iWcSE model using the changed Steinmetz parameters and the measurement results is small, which is lower than 4.2%.

Finally, this paper also analyzes the loss of each part of a Flyback converter, and a prototype is built to measure the power loss, the derived core loss matches the directly measured core loss of the DC test circuit proposed in this paper, which verifies the effectiveness of the proposed DC magnetic core loss test circuit and method. And the improved DC magnetic core loss test circuit is simple and easy to use from engineering point of view.

Key words: Flyback converter, Transformer, Core loss, Core loss measurement

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

目录

摘要	I
Abstract	II
第 1 章 绪论	3
1.1 论文研究背景及意义	3
1.2 国内外研究现状	5
1.2.1 量热法	6
1.2.2 交流法	9
1.2.3 直流法	11
1.3 本论文主要研究内容	11
第 2 章 反激变压器磁损分析及仿真验证	13
2.1 磁损模型理论	13
2.1.1 经典 Steinmetz 模型 (SE) ^[55]	13
2.1.2 修正 Steinmetz 模型 (MSE) ^[14, 15]	13
2.1.3 广义 Steinmetz 模型 (GSE) ^[20]	16
2.1.4 改进广义 Steinmetz 模型 (iGSE) ^[21]	17
2.1.5 波形系数 Steinmetz 模型 (WcSE) ^[22]	18
2.1.6 改进波形系数 Steinmetz 模型 (iWcSE) ^[24]	19
2.2 适用于反激变换器以及不同形状磁芯的模型修正	20
2.2.1 温度模型 ^[15]	20
2.2.2 直流偏磁模型 ^[25, 26]	21
2.2.3 反激变换器磁芯损耗模型对比	21
2.2.4 磁感应强度分布对整体磁损的影响	24
2.3 仿真分析	28
2.3.1 环形磁芯损耗仿真	29
2.3.2 EE 磁芯仿真分析	35
2.4 本章小结	39
第 3 章 反激变压器磁损测试装置设计及实验验证	41
3.1 改进直流法磁损测试装置	41

3.1.1 改进直流法测试电路工作原理	41
3.1.2 测试方案	44
3.1.3 测试电路参数设计	45
3.1.4 实验原理验证	49
3.2 磁芯损耗测试	50
3.2.1 环形磁芯损耗测试	51
3.2.2 EE 型磁芯损耗测试	53
3.3 反激变换器损耗分析与实验测试	55
3.3.1 输入整流桥损耗	57
3.3.2 原边 MOSFET 损耗	58
3.3.3 副边二极管损耗	59
3.3.4 变压器损耗	61
3.3.5 其他损耗	63
3.3.6 硬件实验	64
3.4 本章小结	66
第 4 章 总结与展望	67
4.1 工作总结	67
4.2 后期展望	67
参考文献	69
攻读硕士学位期间所发表的论文与专利	74
致谢	75

第1章 绪论

1.1 论文研究背景及意义

近年来,随着技术的进步,笔记本电脑,手机,平板电脑等一系列便携式电子产品性能不断提升,并被广泛应用,其小型化和轻量化已经成为这一类产品的重要发展趋势。所有的便携式电子产品都需要有相应的适配器电源,实现电网到低压直流的转化。随着便携式电子产品的小型化和轻量化不断发展,对适配器电源的功率密度要求不断提升。这些产品需要更高效,更环保的电源装置。自从加州能源委员会(CEC)于 2004 年实施第一个强制性标准以来,围绕外部电源效率和空载功耗的规章制度迅速发展。2005 年美国环保署(EPA)“能源之星”项目发布了第一版能效规范,之后于 2008 年更新为 2.0 版规范。2010 年能源之星认为外部电源应该作为整个产品的一部分因此取消了外部电源规范,美国能源部(DOE)随后更新了国际标准协议,并于 2013 年起草了第一份草案,在 2014 年公布了六级能效标准(DOE Level VI),于 2016 年 2 月正式生效。其中对 AC-DC 外部电源的能效标准和待机损耗要求如表 1-1 所示。表 1-1 中标准电压工作模式外部电源指输出电压大于等于 6V 的外部电源,低电压工作模式外部电源指输出电压低于 6V 的外部电源。

欧盟于 2013 年 10 月发布了外部电源能效行为准则第 5 版,通常称为 CoC 法规,作为一种非强制性要求的标准。具体的 CoC 法规分为两层, Tier 1 计划于 2014 年生效, Tier 2 计划于 2016 年生效。Tier 1 通常不如 DOE Level VI 严格, Tier 2 则比 DOE Level VI 更严格。CoC 法规除了对效率要求的普遍提高之外,还在 10% 负载时增加了一个新的测试点。因此如果 CoC 法规成为一种强制性标准,那么将与 DOE Level VI 产生冲突。CoC Tier 2 并没有在 2016 年生效,取而代之的是在 2020 年欧盟引入了新的 Ecodesign 2019/1782 外部电源要求^[1],与 DOE Level VI 只有细微差别。Ecodesign 2019/1782 没有对测试 10% 负载时的效率做强制性要求,但需要记录在文档中,而且新法规将额定输出功率范围限制在 250W 以内, DOE Level VI 则没有最大额定输出功率的要求。

为不断提升小功率适配器电源的功率密度,需要不断提升其转换效率,对其进行损耗分析并进行设计优化是提升效率的重要手段。在小功率适配器电源领域,反激变换器由于其结构简单,获得了广泛应用。本论文主要针对反激变换器损耗进行分析和优化。

表 1-1 美国能源部六级能效标准对 AC-DC 外部电源的能效和待机损耗的要求^[2]

AC-DC 标准电压工作模式外部电源		
额定输出功率(P_{out})	工作模式最低能效要求	空载模式最大能耗要求
$0 < P_{out} \leq 1W$	$\geq 0.5 \cdot P_{out} + 0.16$	$\leq 0.100W$
$1W < P_{out} \leq 49W$	$\geq 0.071 \cdot \ln(P_{out}) - 0.0014 \cdot P_{out} + 0.67$	$\leq 0.100W$
$49W < P_{out} \leq 250W$	≥ 0.880	$\leq 0.210W$
$P_{out} > 250W$	≥ 0.875	$\leq 0.500W$

AC-DC 低电压工作模式外部电源		
额定输出功率(P_{out})	工作模式最低能效要求	空载模式最大能耗要求
$0 < P_{out} \leq 1W$	$\geq 0.517 \cdot P_{out} + 0.087$	$\leq 0.210W$
$1W < P_{out} \leq 49W$	$\geq 0.0834 \cdot \ln(P_{out}) - 0.0014 \cdot P_{out} + 0.609$	$\leq 0.210W$
$49W < P_{out} \leq 250W$	≥ 0.870	$\leq 0.210W$
$P_{out} > 250W$	≥ 0.875	$\leq 0.500W$

反激变换器的主要损耗分为原边开关管损耗、变压器损耗及副边整流管（二极管或同步整流管）损耗。原边开关管、副边整流管的导通、开关损耗以及驱动损耗可以通过器件参数或者测试波形计算得到，反激变压器的损耗一直是损耗分析及计算的难点。为提升反激变换器转换效率，磁性元件的优化设计十分重要。

一般而言，磁性元件的损耗分为磁损和铜损两部分，对于铜损部分，一般考虑集肤效应和邻近效应，Dowell 公式给出了在正弦激励下的绕组铜损公式，在反激变压器中，由于电流激励为三角波，且原副边激励相位之差不是 0° 或 180° ，因此并不能直接使用 Dowell 公式。FEA 仿真分析工具是通过有限元分析，依据 Maxwell 方程组计算出导体内部的电流分布，得出绕组铜损，精度更加准确，应用范围更为广泛，也适用于反激变压器。磁芯损耗的机制是复杂的，因为它与频率、磁感应强度、温度、磁化电压波形和偏置电流有关。

即使频率和磁感应强度是相同的^[3-5], 磁芯的损耗也会随不同的激励而变化。即使一些改进的磁损模型被优化可以估计任意波形激励的损耗, 它们都有自己的局限性。因此寻找更准确的方法来测试反激变压器的磁芯损耗具有重要的应用价值。

1.2 国内外研究现状

本论文主要研究反激变换器的变压器损耗分析和测试技术, 与本论文相关的国内外研究工作可以分为以下两点: 变压器磁损模型和变压器磁损测试。

对于变压器的磁芯损耗研究, 一般认为磁芯损耗分为三个部分: 磁滞损耗、涡流损耗和剩余损耗。一般而言, 有三种计算磁损的方式, 分别为经验公式法, 磁滞模型法以及分离算法^[6-13], 经验公式法只需要磁芯厂商提供的数据即可完成计算, 而磁滞模型法和分离算法则需要更多的参数。最为常见的磁损经验公式是 Steinmetz 公式 (SE, Steinmetz equation) 如式(1-1)所示, 应用于正弦激励下的磁芯损耗分析, 认为磁芯损耗与激励的频率和磁感应强度的峰值有关。但其的局限性也很明显, 一是大部分的电力电子变换器励磁激励为非正弦波形, 二是温度和直流偏磁也会给磁芯损耗带来影响。

$$P_c = k \cdot f^\alpha \cdot B_m^\beta \quad (1-1)$$

为了克服以上问题, Brockmeyer 提出了改进 Steinmetz 公式 (MSE, modified Steinmetz equation) ^[14, 15], 如式(1-2)所示, 他认为从动态磁滞模型中可以得知, 磁芯损耗和磁感应强度的时间变化率有关。磁芯损耗的物理机理是涡流对畴壁运动的阻尼和自旋弛豫, 这种运动在物理上是与磁感应强度的时间变化率有关^[16-19]。

$$\begin{cases} P_c = k \cdot f \cdot f_{eq}^{\alpha-1} \cdot B_m^\beta \\ f_{eq} = \frac{2}{\Delta B^2 \pi^2} \int_T \left(\frac{dB}{dt} \right)^2 dt \end{cases} \quad (1-2)$$

Sullivan 针对 MSE 在某些激励下会出现的与 SE 公式矛盾的情况, 提出了广义 Steinmetz 公式 (GSE, generalized Steinmetz equation) ^[20], 如式(1-3)所示, 和对其进一步优化的改进广义 Steinmetz 公式 (iGSE, improved generalized Steinmetz equation) ^[21], 如式(1-4)所示, GSE 模型中不仅考虑了磁感应强度时间变化率, 也考虑了磁感应强度的瞬时值, 通过与 SE 公式保持频率和磁感应强度项的量纲匹配的方式, 假设了磁芯损耗的瞬时值, 再通过周期积分的方式来求得平均损耗。当磁感应强度在磁滞回线的变化轨迹有多个回路时, GSE 模型与损耗测试值不再符合, 为了解决这个问题, 提出了 iGSE 模型。iGSE 模型中将磁感应强度瞬时值修改为峰峰值对计算做出了简化, 并把磁感应强度在磁滞回线的变化轨

迹分为单一回路的集合，分别求解其损耗并进行加权平均求和来求得最终的损耗。

$$\left\{ \begin{array}{l} P_c = \frac{1}{T} \int_0^T k_1 \left| \frac{dB}{dt} \right|^\alpha |B(t)|^{\beta-\alpha} dt \\ k_1 = \frac{k}{(2\pi)^{\alpha-1} \int_0^{2\pi} |\cos \theta|^\alpha |\sin \theta|^{\beta-\alpha} d\theta} \end{array} \right. \quad (1-3)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} P_i = \frac{1}{T} \int_0^T k_1 \left| \frac{dB}{dt} \right|^\alpha |\Delta B|^{\beta-\alpha} dt \\ k_1 = \frac{k}{(2\pi)^{\alpha-1} \int_0^{2\pi} |\cos \theta|^\alpha |\sin \theta|^{\beta-\alpha} d\theta} \\ P_c = \sum_i P_i \frac{T_i}{T} \end{array} \right. \quad (1-4)$$

文献[22]从波形正向平均值角度提出了一种简化的计算模型，波形系数 Steinmetz 公式（WcSE, Waveform coefficient Steinmetz equation）如式(1-5)所示，但其忽略了波形形状的因素，使得对于不同占空比下的激励，其计算模型的结果没有变化^[23]。

$$P_c = \lambda \cdot k \cdot f^\alpha \cdot B_m^\beta \quad (1-5)$$

其中 λ 的值为对应激励去除直流偏置下的磁感应强度正向平均值与和该激励具有相同峰峰值的正弦波形的磁感应强度正向平均值之比。

针对这一缺陷，文献[24]提出了针对方波激励改进的计算模型，改进波形系数 Steinmetz 公式（iWcSE, improved Waveform coefficient Steinmetz equation）如式(1-6)所示，将方波激励的正半周和负半周分别延拓，计算其对应的平均损耗，然后进行加权平均来得到最终的计算模型。

$$\left\{ \begin{array}{l} P_c = \frac{\pi}{4} \cdot k_D \cdot k \cdot f^\alpha \cdot B_m^\beta \\ k_D = 2^{-\alpha} [D^{1-\alpha} + (1-D)^{1-\alpha}] \end{array} \right. \quad (1-6)$$

对于直流偏磁带来的影响，很多学者做了研究^[25-33]，根据实验数据测试的结果，将 SE 公式中的 k ， α ， β 进行了修正。

对于变压器磁芯损耗测试装置的研究，目前已经存在的测量方法有量热法、交流法和直流法。

1.2.1 量热法

量热法可以分为稳态量热法和瞬态量热法两种，稳态测量法又分为开放式量热法和封

闭式量热法两种。

1.2.1.1 稳态量热法

A. 开放式量热法

开放式量热法是待测装置与外部环境没有完全隔离，可以直接与外界空气交换热量的方法。

文献[34]提出了一种开放式单室量热计，用于测量 5.5kW 感应电机的损失，同样也可以测量电力电子变换器中的磁性元件的损耗^[35]。这种开放式量热计使用空气作为冷却剂，损失测量方法分为两个步骤。(1) 待测装置测试：待测装置正常工作，记录下稳态时的空气温度上升值 T_1 ；(2) 校准测试：通过功率为 P_1 的外部热源加热量热计内的空气，同时保证流入量热计内的空气的温度、流速、比热容、湿度等特性与步骤一中相同，记录稳态时的空气温度上升值 T_2 ，那么待测装置的损耗 P_{loss} 就可以根据外部热源功率和两次测试中稳态温度上升的比值的乘积来确定，如式(1-7)所示。

$$P_{loss} = P_1 \cdot \frac{T_1}{T_2} \quad (1-7)$$

文献[34]中实验所需时间为 6~8 小时，周期较长，且实验装置昂贵，量热计外壳也会吸收一定的热量，在试验期间难以保持空气温度和压力不变，这使得实验会产生难以避免的误差，而且在测量时无法区分变压器的磁损和铜损。

文献[36]设计了一种改进的热量计，采用计算机控制，确保空气特性不变，并保持热量计内部和空气出口管道的温度分布均匀。用高精度仪器记录了空气温度、湿度、压力、体积流量的测量数据，以校正功率损失的测量结果，并向计算机提供控制信息。由于具有较高的重复性和准确性，一旦校准完毕，就无需再进行平衡测试。文献中 30kW 感应电机的损耗测量的误差仅为 0.2%，但装置的控制极其复杂，且成本很高，但在测量时无法区分变压器的磁损和铜损的问题未能解决。

文献[37]提出了一种开放式双室量热器 (double-chamber calorimeter, DCC)，其含有两个腔室可以同时进行待测装置测试和校准测试。测量的损耗与外部热源功率的比与各自的空气温度上升值的比成正比。由于两种试验都使用相同的空气，通过消除试验之间空气热性能的不确定性，可以减少误差。此外，DCC 简化了量热计的操作，缩短了测试时间，但增大了一倍空间体积。文献中待测装置的测量损耗为 7.5kW，绝对误差为 15W。而文献[38]是基于 DCC 的一个变体，采用数字控制方式，待测装置的测量损耗为 600W，相对误差在 2%。DCC 是对传统单室测量方案的一种改进技术，能减少测试的时间，但其仍不能保证

损耗热量完全被空气吸收以及两个腔室的气流条件的一致性。

B. 封闭式量热法

封闭式量热法是将待测装置与外部环境隔离开，待测装置先与量热计内部空气进行热交换，量热计再与隔离的热介质进行热交换，隔离的热介质可以通过加热器将温度固定，从而保证内腔室壁的温度一定，来避免开放式量热法中被量热计吸收的热量导致的误差。

Malliband 等人提出了双夹套量热计^[39-41]，在此设计中，增加了第二个隔热外壳，以防止热量泄漏，并确保来自待测装置的所有热量完全被冷却剂吸收。理论上，如果量热计内部的温度与环境中的温度相同，则可以消除开放式量热计中的漏热现象，能显著提高损失测量的精度。

文献[42]提出的也是一种双夹套量热计，它由两个同心圆的隔热箱组成。内试验室的表面涂有玻璃纤维和环氧树脂。它配备了一个内部加热系统，能自由调整隔热层温度。隔热层内有 68 个加热点，从而确保隔热层内部温度稳定。整套装置采用 Labview 控制，文献中提出了一个利用功率损失的预测值作为输入，提前计算入口温度和质量流量的经验公式。该量热计可以在 1~50W 范围内测量功率损耗，在满载时的误差小于 0.2%。

封闭式量热法解决了量热计吸收装置热量带来的误差，但仍具有测量时间长，装置控制复杂，成本高的缺点，同时在测量时无法区分变压器的磁损和铜损，这也是稳态量热法都有的问题。

1.2.1.2 瞬态量热法

瞬态量热法通过测量被测磁芯表面温度的上升率来获得其散热功耗，以此推导磁芯损耗。

文献[43]通过建立磁芯与周围环境的热模型，包括与空气的热传导，磁芯的热辐射，推导出磁芯表面温度上升速率与磁芯损耗功率的关系。仅需要测量待测磁芯的热容值，之后在磁芯正常工作时，用温度探头测量磁芯表面温度变化曲线，从而得到温度上升速率，之后根据热模型得到磁芯损耗。文献[43]也考虑到温度探头对磁芯热模型的影响，进行了修正，但对于大体积磁芯，由于其磁感应强度分布不均会导致磁芯内部发热不均。文献[44]在此基础上针对大体积的磁芯进行了优化，通过多点测试进行了平均化处理，实验测量的频率在 10~200kHz 之间，磁感应强度为 100mT，激励波形为正弦波，测量的误差为 15%。可以看出，该方案降低了测量时间，但也增大了测量误差，其主要误差来源为磁感应强度分布不均带来了磁芯温度分布不均以及磁芯外部环境（包括空气的温度，湿度，流速等）难以测定的误差，以及绕组损耗也会对磁芯温度产生影响从而带来误差。

Papamanolis 从测试可能存在的误差来源入手^[45,46], 用高精度设备测量磁芯的热容、热阻, 选取导热率高的磁性材料从而保证磁芯温度的均匀性, 减小磁芯的绕组从而减小铜损带来的误差以及磁芯损耗会随温度的升高而变化因此测量的温升要小于 10°C , 选取内外径相差不大的磁芯来保证磁感应强度分布的均匀性这些手段来进行测试, 最后的测量误差在 $5\%\sim 13\%$ 之间。

文献[47]通过使用直流电压加热变压器的方式测量变压器的热容, 热阻等参数, 对热模型进行校准, 不需要额外的校准加热器从而简化了实验操作, 更容易实施, 但也增加了误差。

综上所述, 瞬态量热法简化了操作步骤, 降低了实验成本, 减小了实验时间, 但增大了实验误差, 其误差主要来源是磁芯温度分布不均带来的误差和绕组损耗对磁芯温度产生影响从而带来的误差。

1.2.2 交流法

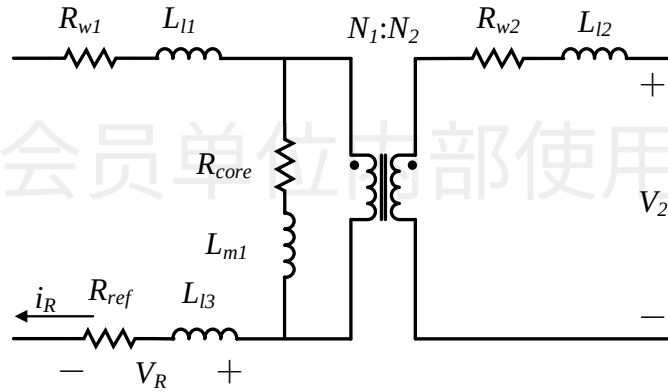


图 1-1 双绕组法等效电路

双绕组法是应用最为广泛的交流法^[48-50]。等效电路图如图 1-1 所示, 图中磁芯的损耗用电阻 R_{core} 的损耗代替, L_{m1} 是待测变压器的励磁电感, R_{w1} 和 L_{l1} 是原边绕组等效电阻和漏感, R_{w2} 和 L_{l2} 是副边绕组等效电阻和漏感, R_{ref} 是电流采样电阻, L_{13} 是 R_{ref} 的等效串联电感, i_R 为原边电流, V_R 为 R_{ref} 和 L_{13} 的电压值, V_2 为副边绕组电压值, N_1 、 N_2 为变压器原副边匝数。磁芯损耗可以表示为式(1-8), 式中 T 是激励的周期。

$$P_{core} = \frac{N_1}{N_2 T R_{ref}} \int_0^T V_2 V_R dt \quad (1-8)$$

当频率不高 (低于 1MHz) 时, 双绕组法具有一定的准确性, 且可以忽略 L_{13} 的影响, 而且可以应用于任意波形的激励, 能只测量变压器的磁损, 避免铜损对其的干扰。但是当 V_R 和 V_2 之间的相位相差接近 90° 时, 对相位测量的一点偏差将会产生很大的误差。

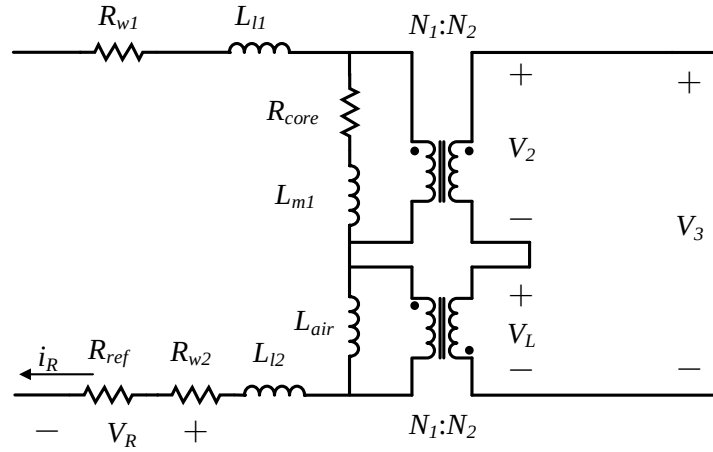


图 1-2 感性抵消法等效电路

Mu 提出了用于解决以上问题的感性抵消法^[51,52], 等效电路如图 1-2 所示, 增加了一个电感为 L_{air} 的空芯电感, 电感值等于 L_{m1} , 空芯电感的目的是为了抵消 L_{m1} 上的感应电压, 从而使 V_R 和 V_3 的相位差为 0° , 这样 V_R 和 V_3 的积分值就不会受到相位偏差的影响。当 $N_1=N_2$ 时, 有

$$V_3 = (R_{core} + sL_{m1} - sL_{air})i_R \quad (1-9)$$

当 $L_{m1} = L_{air}$ 时, 有

$$P_{core} = \frac{1}{TR_{ref}} \int_0^T V_3 V_R dt \quad (1-10)$$

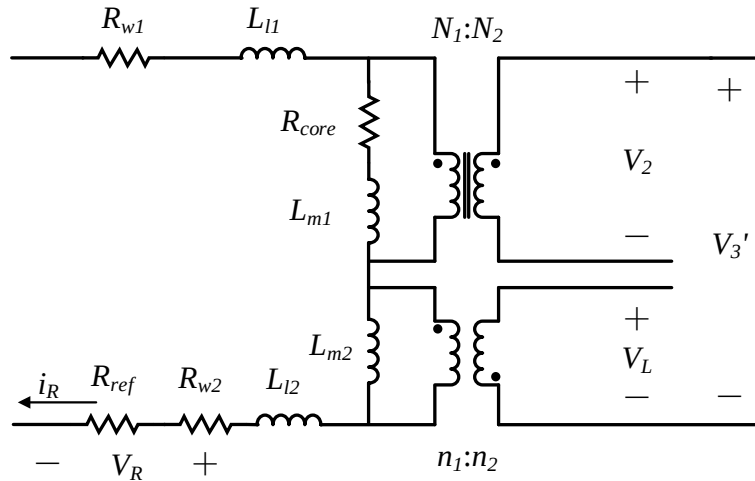


图 1-3 部分抵消法等效电路

但是当待测磁芯电感值很大时, 很难取得电感值与待测磁芯相同的空心电感, 而且空心电感自身的电阻也会增加测量的损耗产生误差。为了解决这个问题, Hou 提出了部分抵消法^[50,53], 其电路原理图如图 1-3 所示, 其用电感 L_{m2} 来替代了空芯电感 L_{air} , 电感 L_{m2} 的

值与 L_{ml} 不必相等，其测试原理与感性抵消法类似，用 $V_3' = V_2 - \frac{1}{k}V_L$ 来替代感性抵消法中的 $V_3 = V_2 - V_L$ ， k 值如式(1-12)所示，式中， φ_2 是 V_2 和 i_R 的相位差， V_R' 是微小相位扰动后的电流采样电阻电压值，微小相位扰动通过控制电路代码来实现，磁芯损耗如式(1-11)所示， f 为激励频率。

$$P_{core} = \frac{f}{R_{ref}} \int_0^T V_2 V_R dt - \frac{1}{k} \frac{f}{R_{ref}} \int_0^T V_L V_R dt \quad (1-11)$$

$$k = \frac{V_L}{V_2 \sin \varphi_2} = \frac{\int_0^T V_L V_R' dt - \int_0^T V_L V_R dt}{\int_0^T V_2 V_R' dt - \int_0^T V_2 V_R dt} \quad (1-12)$$

部分抵消法解决了感量大的空心电感不好绕制和相位微小偏差带来巨大误差的问题，但其方法中实现微小相位扰动的部分较为复杂，增加了实现难度。

1.2.3 直流法

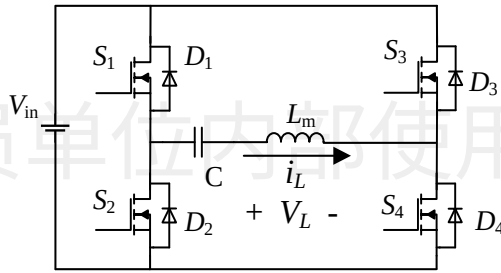


图 1-4 直流法原理图

文献[54]提出了直流法，其原理图如图 1-4 所示，其原理是先通过损耗已知的空心电感来测量不同电压电流下的总输入损耗 P_{in} 来得到对应工况下的包括逆变器开关损耗、线路损耗在内的其余损耗 P_{ex} ，之后通过实验数据对电路其余损耗进行精确的建模以此获得不同工况下的电流其余损耗，此时测量待测磁芯的损耗 P_{core} 如式(1-13)所示。

$$P_{core} = P_{in} - P_{ex} \quad (1-13)$$

直流法的优点在于能避免相位角接近 90° 引起的测量误差较大的问题，相较于部分抵消法更为简单，缺点是不能将磁损和铜损区分开，且电路中各个元器件的损耗建模精度有限，而且不能测量反激变换器断续模式(DCM)时磁芯的损耗。

1.3 本论文主要研究内容

由于小功率适配器电源对高功率密度要求不断提升，效率的优化和提升是实现小型化

的基础,磁芯元件的损耗分析和优化一直是开关电源设计中的难点。本文针对小功率反激式变换器为研究对象,研究反激变压器磁芯损耗数学模型以及磁损测量装置。如 1.2 节所述,目前已有的针对反激变压器激励的磁芯损耗数学模型有 MSE、GSE、iGSE、WcSE、iWcSE,这些模型的准确性需要进一步验证,因此就需要能对变压器磁芯损耗精确测量的装置。目前已有的磁损测量方法有量热法、交流法和直流法。量热法分为稳态量热法和瞬态量热法,其中稳态量热法优点在于测量精度高,缺点在于测量周期长、成本高、而且无法区分变压器的磁损和铜损;瞬态量热法优点在于测量时间短,操作简单,缺点在于实验误差大。交流法从双绕组法优化为感性抵消法,最后改进为部分抵消法,解决了感量大的空心电感不好绕制和相位微小偏差带来巨大误差的问题,但其方法中实现微小相位扰动的部分较为复杂,增加了实现难度。直流法优点在于硬件电路实现和实验操作简单,测量时间短,精度高,缺点在于不能测量反激变换器断续模式时的磁芯损耗,本论文在直流法的基础上进行了改进,使其能针对反激变换器断续模式进行测量。

论文主要内容安排如下:

第一章,介绍了本文研究工作的背景和意义以及目前国内外相关的研究现状。对现有磁芯损耗分析的方法、测试方法做了综述,说明了存在问题以及技术难点。

第二章,详细分析并对比了现有的磁损数学模型及其优缺点,对 iWcSE 模型的 DCM 形式进行了扩展,对反激变换器 CCM 和 DCM 激励条件下的不同模型的具体公式进行了对比分析,分析了磁芯内部磁感应强度分布不均对磁芯损耗的影响,并推导了磁芯形状参数对其进行修正,并通过仿真对这些数学模型和形状参数进行了一定程度的验证。

第三章,提出了一种针对反激变压器的新型的磁损测量装置,能够测量 CCM 和 DCM 不同激励下的磁芯损耗,分析并估计了装置各个模态下的工作形式和器件损耗,设计了具体的硬件参数,并通过实验波形对实验原理进行了验证。之后对环形磁芯和 EE 型磁芯的损耗进行了测试,与仿真结果和计算结果进行了对比分析。最后对反激变换器各部分的损耗计算测量方案进行了介绍,并通过硬件实验测量了反激变换器中的总损耗与计算损耗和磁损测量值作对比,验证了磁损测试装置的准确性。

第四章,对本文研究内容进行了总结,并对之后的研究工作做了展望。

第2章 反激变压器磁损分析及仿真验证

反激变换器中变压器的磁芯损耗计算和分析一直是损耗分析的难点，本章将对现有磁损模型进行详细介绍，推导其在反激变换器工作激励下的数学模型，并对其进行仿真分析和对比验证。

2.1 磁损模型理论

2.1.1 经典 Steinmetz 模型 (SE) [55]

Steinmetz 公式是磁性损耗计算最常用的经验公式，主要应用于正弦激励情况下的磁性损耗，单位体积的磁芯损耗功率 P_c 如式(2-1)所示，

$$P_c = k \cdot f^\alpha \cdot B_m^\beta \quad (2-1)$$

式中， f 为正弦激励频率， B_m 为磁感应强度峰值，为磁感应强度峰峰值 ΔB 的一半， k ， α ， β 为与频率有关的参数，一般由磁芯厂商基于测试数据给出。通常， α 取值范围在 1~2.5 之间，而 β 取值范围在 2~3 之间。

SE 模型因其简便性和实用性而受到广泛应用，但在开关电源应用中，存在以下两个问题：

- (1) 该模型不适用于非正弦激励的情况。
- (2) 该模型没有考虑到温度和直流偏磁的影响。

针对这些实际应用中存在的不足，文献[14, 15]提出了 MSE 模型。

2.1.2 修正 Steinmetz 模型 (MSE) [14, 15]

动态磁滞模型的研究表明，磁材料中动态损耗的物理来源是平均复磁速度，而不是复磁频率。因此将磁感应强度时间变化率 $\frac{dB}{dt}$ 纳入公式内考虑，模型具体推导过程如下。

对于正弦激励，一个周期下，单位体积的磁芯损耗能量为

$$E_c = P_c / f = k \cdot f^{\alpha-1} \cdot B_m^\beta \quad (2-2)$$

其中， E_c 为一个周期内的能量。

考虑非正弦激励的情况，定义等效功率频率 f_{eq} ，其含义是磁感应强度峰峰值和产生磁芯损耗能量与非正弦激励相同的正弦激励的频率，认为此时一个周期下，单位体积的磁芯损耗为

$$E_c = P_c / f = k \cdot f_{eq}^{\alpha-1} \cdot B_m^\beta \quad (2-3)$$

为了求解等效频率 f_{eq} ，考虑磁感应强度时间变化率 $\frac{dB}{dt}$ 在一个完整的复磁周期下的平均值，也就是在一个周期下经历磁感应强度 B 的最大值到最小值再到最大值，则磁感应强度时间变化率在一个周期的强度平均值为

$$\dot{B}_{av} = \frac{\int_T \frac{dB}{dt} dB}{\Delta B} = \frac{1}{\Delta B} \int_T \left(\frac{dB}{dt}\right)^2 dt, \quad \Delta B = B_{\max} - B_{\min} \quad (2-4)$$

定义 $\dot{B}_{av}$ 为磁感应强度强度变化率，它是对一个复磁周期内磁感应强度时间变化率 $\frac{dB}{dt}$ 的一个加权平均值，认为相同磁感应强度峰峰值和磁感应强度强度变化率的激励，一个周期产生的磁芯损耗能量是相同的。

之后要找到等效频率 f_{eq} 和磁感应强度时间变化率 $\frac{dB}{dt}$ 的关系，考虑正弦激励的情况，设此时磁感应强度 B 为

$$B = B_m \sin(\omega t) \quad (2-5)$$

式中 $\omega = 2\pi f_{eq}$ 。

则对于正弦激励，磁感应强度强度平均值 $\dot{B}_{av\sin}$ 为

$$\dot{B}_{av\sin} = \frac{1}{\Delta B} \int_T \left(\frac{dB}{dt}\right)^2 dt = \Delta B \frac{\pi^2}{2} f_{eq}, \quad \Delta B = B_{\max} - B_{\min} \quad (2-6)$$

基于等效后的正弦激励磁感应强度峰峰值和产生磁芯损耗与非正弦激励相同，认为其磁感应强度强度平均值 $\dot{B}_{av}$ 与等效正弦激励相同，因此有

$$\dot{B}_{av} = \frac{1}{\Delta B} \int_T \left(\frac{dB}{dt}\right)^2 dt = \dot{B}_{av\sin} = \Delta B \frac{\pi^2}{2} f_{eq}, \quad \Delta B = B_{\max} - B_{\min} \quad (2-7)$$

由式(2-7)可以得到非正弦激励情况下的等效频率 f_{eq} 为

$$f_{eq} = \frac{2}{\Delta B^2 \pi^2} \int_T \left(\frac{dB}{dt}\right)^2 dt \quad (2-8)$$

则对于任意波形激励下的磁芯损耗公式为

$$\begin{cases} P_c = k \cdot f \cdot f_{eq}^{\alpha-1} \cdot B_m^\beta \\ f_{eq} = \frac{2}{\Delta B^2 \pi^2} \int_T \left(\frac{dB}{dt}\right)^2 dt \end{cases} \quad (2-9)$$

以反激变压器 CCM 的情况进行举例计算, 设占空比为 D , 磁感应强度峰值为 B_m , 频率为 f , 周期为 T 。则磁感应强度方程为

$$B = \begin{cases} \frac{2B_m}{DT} \cdot t - B_m & (0 \leq t < DT) \\ -\frac{2B_m}{(1-D)T} \cdot t + \frac{1+D}{1-D} \cdot B_m & (DT \leq t < T) \end{cases} \quad (2-10)$$

磁感应强度对时间求导后得

$$\frac{dB}{dt} = \begin{cases} \frac{2B_m}{DT} & (0 \leq t < DT) \\ -\frac{2B_m}{(1-D)T} & (DT \leq t < T) \end{cases} \quad (2-11)$$

等效频率 f_{eq} 为

$$\begin{aligned} f_{eq} &= \frac{2}{\Delta B^2 \pi^2} \int_T \left(\frac{dB}{dt} \right)^2 dt \\ &= \frac{2}{4B_m^2 \cdot \pi^2} \left[\int_0^{DT} \left(\frac{2B_m}{DT} \right)^2 dt + \int_{DT}^T \left(-\frac{2B_m}{(1-D)T} \right)^2 dt \right] \\ &= \frac{2}{\pi^2 \cdot D(1-D)} f \end{aligned} \quad (2-12)$$

则反激变压器 CCM 激励下磁芯单位体积损耗功率为

$$\begin{aligned} P_c &= k \cdot f \cdot f_{eq}^{\alpha-1} \cdot B_m^\beta \\ &= k \cdot f \cdot \left(\frac{2}{\pi^2 \cdot D(1-D)} f \right)^{\alpha-1} \cdot B_m^\beta \\ &= k \cdot f^\alpha \cdot B_m^\beta \cdot \frac{2^{\alpha-1} D^{1-\alpha} (1-D)^{1-\alpha}}{\pi^{2(\alpha-1)}} \end{aligned} \quad (2-13)$$

但是 MSE 在一些情况下存在与 SE 相矛盾之处, 当激励波形如式(2-9)所示:

$$B(t) = A[(1-c)\sin(\omega t) + c\sin(m\omega t)], \quad m = 4k+1, \quad k = 0, 1, 2, \dots \quad (2-14)$$

此时计算出的等效频率 f_{eq} 为

$$f_{eq} = \frac{2}{\Delta B^2 \pi^2} \int_T \left(\frac{dB}{dt} \right)^2 dt = [(1-c)^2 + m^2 c^2] f \quad (2-15)$$

当 c 取 1 时, 激励的频率是 mf , 但等效频率是 $m^2 f$, 此时计算模型的损耗与 SE 模型将产生矛盾。这表明 MSE 模型在某些激励下不适用。为了解决这个问题, 文献[20]提出了 GSE 模型。

2.1.3 广义 Steinmetz 模型 (GSE) [20]

文献认为磁芯损耗是由激励引起的磁场变化产生的, 这些激励会反应在磁感应强度 B 上, 再由 MSE 模型的分析可以得知磁芯损耗与磁感应强度变化率, 即 $\frac{dB}{dt}$ 有关, 因此可以认为磁芯损耗可以用以下函数进行表示

$$P(t) = P_d\left(\frac{dB}{dt}, B\right) \quad (2-16)$$

其中 P_d 是一个未知的功率方程, 考虑到 $\beta > \alpha$, 以及 SE 公式中对于频率和磁感应强度的量纲, 假定功率方程为

$$P(t) = k_1 \left| \frac{dB}{dt} \right|^\alpha |B(t)|^{\beta-\alpha} \quad (2-17)$$

式中 k_1 为假设的一个未知值, 与 SE 公式中的 k 值无关。

则一个周期下的平均功率为

$$P_c = \frac{1}{T} \int_0^T k_1 \left| \frac{dB}{dt} \right|^\alpha |B(t)|^{\beta-\alpha} dt \quad (2-18)$$

当激励为正弦波时, 即 $B = B_m \sin(\omega t)$, GSE 模型计算值应与 SE 模型计算值相同, 由此可得如下等式

$$P_{\sin} = \frac{1}{T} \int_0^T k_1 \left| \frac{dB}{dt} \right|^\alpha |B(t)|^{\beta-\alpha} dt = k \cdot f^\alpha \cdot B_m^\beta \quad (2-19)$$

其中 $\omega T = 2\pi$, 令 $\theta = \omega t$ 换元后可求解 k_1 的值

$$k_1 = \frac{k}{(2\pi)^{\alpha-1} \int_0^{2\pi} |\cos \theta|^\alpha |\sin \theta|^{\beta-\alpha} d\theta} \quad (2-20)$$

则对于任意波形激励下的磁芯损耗公式为

$$\begin{cases} P_c = \frac{1}{T} \int_0^T k_1 \left| \frac{dB}{dt} \right|^\alpha |B(t)|^{\beta-\alpha} dt \\ k_1 = \frac{k}{(2\pi)^{\alpha-1} \int_0^{2\pi} |\cos \theta|^\alpha |\sin \theta|^{\beta-\alpha} d\theta} \end{cases} \quad (2-21)$$

同样以反激变压器 CCM 的情况进行举例计算, 设占空比为 D , 磁感应强度峰值为 B_m , 频率为 f , 周期为 T 。磁感应强度 $B(t)$ 方程如式(2-10)所示, $\frac{dB}{dt}$ 的方程如式(2-11)所示, 代入式(2-21)可得反激变压器 CCM 激励下磁芯单位体积损耗功率

$$\begin{aligned}
P_c &= \frac{1}{T} \left(\int_0^{DT} k_1 \left| \frac{2B_m}{DT} \right|^\alpha \left| \frac{2B_m}{DT} \cdot t - B_m \right|^{\beta-\alpha} dt \right. \\
&\quad \left. + \int_{DT}^T k_1 \left| -\frac{2B_m}{(1-D)T} \right|^\alpha \left| -\frac{2B_m}{(1-D)T} \cdot t + \frac{1+D}{1-D} \cdot B_m \right|^{\beta-\alpha} dt \right) \\
&= k_1 \cdot f^\alpha \cdot B_m^\beta \cdot \frac{2^\alpha [D^{1-\alpha} + (1-D)^{1-\alpha}]}{\beta - \alpha + 1}
\end{aligned} \tag{2-22}$$

相关文献通过实验测试发现, 对于一个周期内, 磁感应强度在磁滞回线的变化轨迹中仅包含一个回路的情况下, GSE 模型基本吻合实验数据, 但当磁感应强度在磁滞回线的变化轨迹中包含多个回路的情况下, GSE 模型和实验数据会有一定的误差。为了解决这个问题, 文献[21]提出了 iGSE 模型。

2.1.4 改进广义 Steinmetz 模型 (iGSE) [21]

iGSE 模型将磁感应强度在磁滞回线的变化轨迹的多个回路划分为单一回路, 分别进行计算, 考虑到计算模型的复杂性, 将公式(2-18)中的磁感应强度瞬时值修改为峰峰值, 每个单一回路对应的表达式为

$$P_c = \frac{k_1}{T} \cdot \int_T \left| \frac{dB}{dt} \right|^\alpha |\Delta B|^{\beta-\alpha} dt \tag{2-23}$$

式中 k_1 为假设的一个未知值, 与 GSE 公式中的 k_1 值不同。

当激励为正弦波时, 即 $B=B_m \sin(\omega t)$, iGSE 模型计算值应与 SE 模型计算值相同, 由此可得如下等式

$$P_{\sin} = \frac{k_1}{T} \cdot \int_T \left| \frac{dB}{dt} \right|^\alpha |\Delta B|^{\beta-\alpha} dt = k \cdot f^\alpha \cdot B_m^\beta \tag{2-24}$$

其中, 令 $\theta=\omega t$ 换元后可求解 k_1 的值

$$k_1 = \frac{k}{2^{\beta-\alpha} (2\pi)^{\alpha-1} \int_0^{2\pi} |\cos \theta|^\alpha d\theta} \tag{2-25}$$

则对于任意波形激励下的磁芯损耗公式为

$$\begin{cases} P_c = \frac{1}{T} \int_0^T k_1 \left| \frac{dB}{dt} \right|^\alpha |\Delta B|^{\beta-\alpha} dt \\ k_1 = \frac{k}{(2\pi)^{\alpha-1} \int_0^{2\pi} |\cos \theta|^\alpha |\sin \theta|^{\beta-\alpha} d\theta} \end{cases} \tag{2-26}$$

假设一个周期内各个回路的时间为 T_i , 每个回路的损耗功率由式(2-26)得出为 P_i , 则

一个周期内磁芯损耗功率表达式为

$$P_c = \sum_i P_i \frac{T_i}{T} \quad (2-27)$$

同样以反激变压器 CCM 的情况进行举例计算, 设占空比为 D , 磁感应强度峰值为 B_m , 频率为 f , 周期为 T 。反激变压器 CCM 激励下磁芯单位体积损耗功率为

$$\begin{aligned} P_c &= \frac{k_1}{T} \cdot \int_T \left| \frac{dB}{dt} \right|^\alpha |\Delta B|^{\beta-\alpha} dt \\ &= \frac{k_1}{T} \left(\int_0^{DT} \left| \frac{2B_m}{DT} \right|^\alpha |2B_m|^{\beta-\alpha} dt + \int_{DT}^T \left| -\frac{2B_m}{(1-D)T} \right|^\alpha |2B_m|^{\beta-\alpha} dt \right) \\ &= k_1 \cdot f^\alpha \cdot B_m^\beta \cdot 2^\beta \left[D^{1-\alpha} + (1-D)^{1-\alpha} \right] \end{aligned} \quad (2-28)$$

2.1.5 波形系数 Steinmetz 模型 (WcSE) [22]

WcSE 模型是从磁感应强度正向平均值出发, 认为相同频率, 相同正向磁感应强度面积的激励产生的损耗相同。其表达式如下

$$P_c = \lambda \cdot k \cdot f^\alpha \cdot B_m^\beta \quad (2-29)$$

其中 λ 的值为对应激励去除直流偏置下的磁感应强度正向平均值与和该激励具有相同峰峰值的正弦波形的磁感应强度正向平均值之比。

举例说明, 考虑相同峰峰值的正弦激励和 $D=0.5$ 的方波激励, 对应波形如图 2-1 所示。

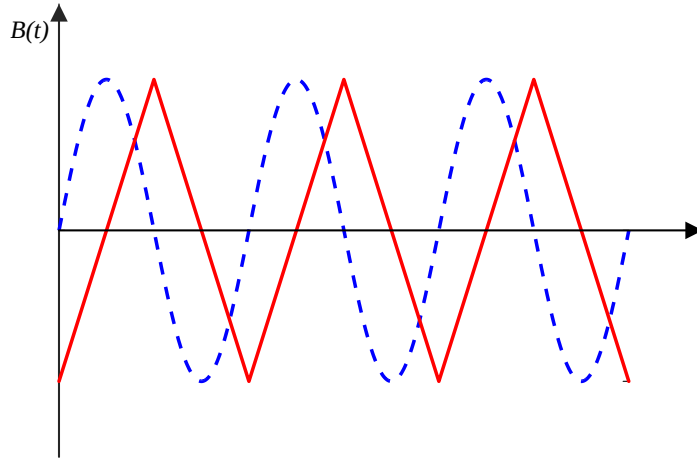


图 2-1 不同激励下磁感应强度曲线, 其中实线为 $D=0.5$ 方波激励下曲线, 虚线为正弦激励下曲线

对于正弦激励, 可以计算得磁感应强度正向平均值为

$$B_{av_sin} = \frac{2}{T} \cdot \int_0^{T/2} B_m \sin(\omega t) dt = \frac{2B_m}{\pi} \quad (2-30)$$

对于方波激励, 可以计算得磁感应强度正向平均值为

$$B_{av_sq} = \frac{2}{T} \cdot \int_0^{T/2} \frac{2B_m}{T} t dt = \frac{B_m}{2} \quad (2-31)$$

则等效系数 λ 为

$$\lambda = \frac{B_{av_sq}}{B_{av_sin}} = \frac{\pi}{4} \quad (2-32)$$

WcSE 模型的优点相比 iGSE 模型在于计算的简便性, 但是, 它对于激励波形的形状进行了简化, 使得对于不同占空比下的方波激励, 其损耗模型都是一致的。而在 3.2 节实验测得的数据可以发现, 对于方波激励, 其损耗在 $D=0.5$ 时达到最小值, 在 D 接近 0 和 D 接近 1 处达到最大值, 损耗与占空比相关, 而模型无法体现这一点。针对这一缺陷, 文献[24]提出了 iWcSE 模型。

2.1.6 改进波形系数 Steinmetz 模型 (iWcSE) [24]

如图 2-2 所示, iWcSE 模型是将方波激励按照占空比划分为两部分, 也就是图中的红色区域和蓝色区域, 然后将两部分分别按照占空比 $D=0.5$ 的情况进行延拓, 如 $B_1(t)$ 和 $B_2(t)$ 所示, 之后按照 WcSE 模型计算两部分的损耗, 再进行求和, 其推导过程如下。

首先是总损耗由两部分 E_1 和 E_2 组成

$$P_c = \frac{E_1 + E_2}{T} \quad (2-33)$$

其中, E_1 为

$$E_1 = \int_0^{DT} \frac{\pi}{4} \cdot k \cdot f_1^\alpha \cdot B_m^\beta \cdot dt = \int_0^{DT} \frac{\pi}{4} \cdot k \cdot \left(\frac{1}{2DT}\right)^\alpha \cdot B_m^\beta \cdot dt \quad (2-34)$$

E_2 为

$$E_2 = \int_0^{DT} \frac{\pi}{4} \cdot k \cdot f_2^\alpha \cdot B_m^\beta \cdot dt = \int_{DT}^T \frac{\pi}{4} \cdot k \cdot \left(\frac{1}{2(1-D)T}\right)^\alpha \cdot B_m^\beta \cdot dt \quad (2-35)$$

由式(2-34)、(2-35)、(2-33)可得 iWcSE 模型

$$\begin{cases} P_c = \frac{\pi}{4} \cdot k_D \cdot k \cdot f^\alpha \cdot B_m^\beta \\ k_D = 2^{-\alpha} [D^{1-\alpha} + (1-D)^{1-\alpha}] \end{cases} \quad (2-36)$$

文献[24]还提到了 Steinmetz 参数会随频率的改变而变化, 对于 iWcSE 模型, $B_1(t)$ 和 $B_2(t)$ 两部分对应的频率不同, 因此对应的 Steinmetz 参数也不同, 因此最终的 iWcSE 模型如下。

$$P_c = \frac{\pi}{4} k_1 D \left(\frac{f}{2D}\right)^{\alpha_1} B_m^{\beta_1} + \frac{\pi}{4} k_2 (1-D) \left(\frac{f}{2(1-D)}\right)^{\alpha_2} B_m^{\beta_2} \quad (2-37)$$

式中 k_1, α_1, β_1 是对应频率 $f_1 = \frac{f}{2D}$ 的 Steinmetz 参数, k_2, α_2, β_2 是对应频率 $f_2 = \frac{f}{2(1-D)}$ 的 Steinmetz 参数。

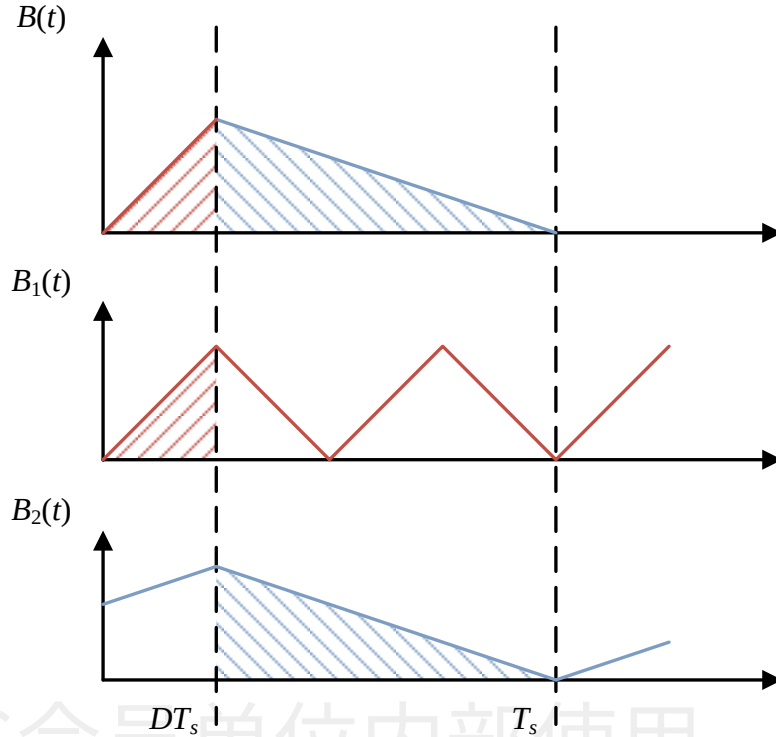


图 2-2 改进的 WcSE 模型示意图

这里我们对现有的磁芯损耗分析模型进行了详细的综述。对比 SE、MSE、GSE、iGSE、WcSE、iWcSE 这些模型, SE 模型是只适用于正弦激励, MSE、GSE、iGSE、WcSE 都是针对任意波形激励做出的改进, 而 iWcSE 是针对方波激励做出的改进。MSE 是在 SE 的基础上将频率 f 优化为磁感应强度时间变化率 $\frac{dB}{dt}$, GSE 在 MSE 的基础上解决了 MSE 在某些激励条件下不适用的问题, iGSE 是针对 GSE 在磁感应强度在磁滞回线的变化轨迹中包含多个回路的情况下模型结果与实验结果不吻合的问题做出改进, 而且对 GSE 模型的复杂性也做出了简化调整。WcSE 是另辟蹊径, 从磁感应强度正向平均值出发, 通过等效系数 λ 对磁损进行优化, 优点在于计算简捷, 缺点是对于占空比变化的方波激励, 其损耗变化规律与实验测量的损耗不一致。iWcSE 则是在 WcSE 的基础上, 针对方波激励做出的特定优化模型。

2.2 适用于反激变换器以及不同形状磁芯的模型修正

2.2.1 温度模型^[15]

针对 SE 模型没有考虑温度变化对于磁芯损耗的影响, 文献[15]提出根据实验数据测

试的结果，将磁芯损耗和温度 T 进行多项式拟合，从而得到温度系数 K_T

$$K_T(T) = Ct_0 - Ct_1 \cdot T + Ct_2 \cdot T^2 \quad (2-38)$$

2.2.2 直流偏磁模型^[25, 26]

针对 SE 模型没有考虑直流偏磁对于磁芯损耗的影响，文献[25]提出根据实验数据测试的结果，将 SE 公式中的 k , α , β 进行了修正，其修正公式如式(3-29)所示

$$\begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \\ k \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha_0 & 0 & 0 & 0 \\ \beta_0 & p_{\beta 1} & p_{\beta 2} & p_{\beta 3} \\ k_0 & p_{k1} & p_{k2} & p_{k3} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ H_{DC} \\ H_{DC}^2 \\ H_{DC}^3 \end{bmatrix} \quad (2-39)$$

文献[26]提出了一种更为简化的方案，忽略了 β 随直流偏磁变化的影响，认为只有 k 会被直流偏磁影响，其修正公式如下

$$K_{DC}(H_{DC}) = a \cdot H_{DC}^4 + b \cdot H_{DC}^3 + c \cdot H_{DC}^2 + d \cdot H_{DC} + 1 \quad (2-40)$$

2.2.3 反激变换器磁芯损耗模型对比

对于反激变换器，工作模态分为连续导通模式(CCM)和断续导通模式(DCM)两种，上述模型中 MSE、iGSE 对于 CCM 和 DCM 都适用，但原先 iWcSE 模型推导仅考虑了 CCM 的情况，因此本文对 iWcSE 在 DCM 模态下的应用进行了相应拓展。

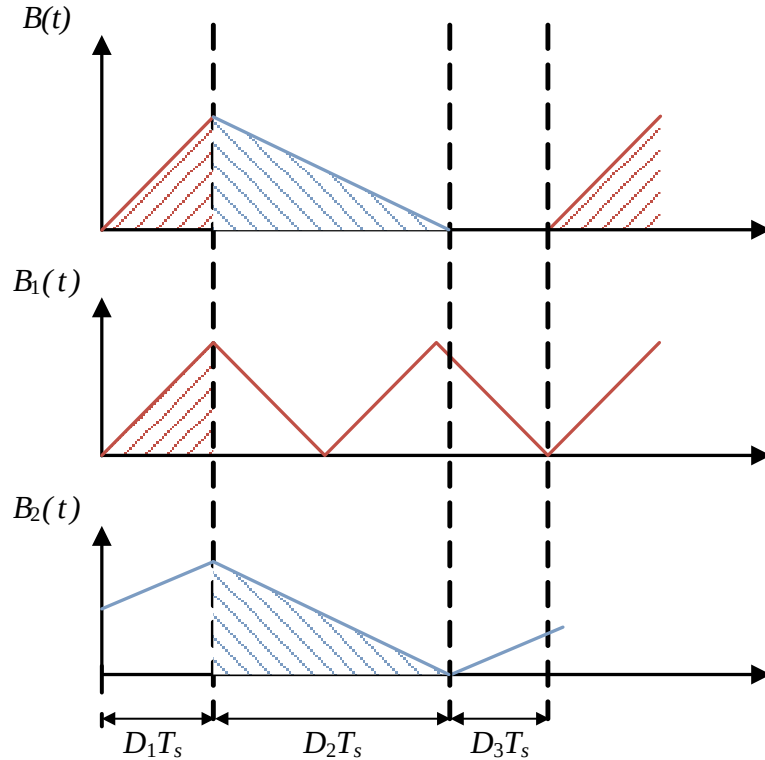


图 2-3 适用于 DCM 的 iWcSE 模型波形延拓图

如图 2-3 所示, DCM 方波激励按照占空比划分为三部分, 其中 D_1T_s 、 D_2T_s 分别按照与 iWcSE 相同方式延拓, D_3T_s 部分因为其磁感应强度时间变化率 $\frac{dB}{dt}$ 为 0, 因此其损耗为 0, 推导过程与 iWcSE 模型类似。

首先是总损耗由两部分 E_1 和 E_2 组成

$$P_c = \frac{E_1 + E_2}{T} \quad (2-41)$$

其中, E_1 为

$$E_1 = \int_0^{DT} \frac{\pi}{4} \cdot k \cdot f_1^\alpha \cdot B_m^\beta \cdot dt = \int_0^{DT} \frac{\pi}{4} \cdot k \cdot \left(\frac{1}{2D_1T}\right)^\alpha \cdot B_m^\beta \cdot dt \quad (2-42)$$

E_2 为

$$E_2 = \int_0^T \frac{\pi}{4} \cdot k \cdot f_2^\alpha \cdot B_m^\beta \cdot dt = \int_{DT}^T \frac{\pi}{4} \cdot k \cdot \left(\frac{1}{2D_2T}\right)^\alpha \cdot B_m^\beta \cdot dt \quad (2-43)$$

由式(3-24)、(3-25)、(3-23)可得适用于 DCM 的 iWcSE 模型

$$P_c = \frac{\pi}{4} \cdot k_D \cdot k \cdot f^\alpha \cdot B_m^\beta \quad (2-44)$$

$$k_D = 2^{-\alpha} [D_1^{1-\alpha} + D_2^{1-\alpha}] \quad (2-45)$$

对应 Steinmetz 参数变化的 DCM 的 iWcSE 模型如式(2-46)所示。

$$P_c = \frac{\pi}{4} k_1 D \left(\frac{f}{2D_1}\right)^{\alpha_1} B_m^{\beta_1} + \frac{\pi}{4} k_2 D' \left(\frac{f}{2D_2}\right)^{\alpha_2} B_m^{\beta_2} \quad (2-46)$$

式中 k_1, α_1, β_1 是对应频率 $f_1 = \frac{f}{2D_1}$ 的 Steinmetz 参数, k_2, α_2, β_2 是对应频率 $f_2 = \frac{f}{2D_2}$

的 Steinmetz 参数。

对于上述几种模型, CCM 下的表达式如表 2-1 所示, DCM 下的表达式如表 2-2 所示。

通过对比表 2-1 和表 2-2 可以看出, CCM 下的表达式可以视为 DCM 下的一种特解, 即将 $D_2=1-D_1$ 代入 DCM 下的表达式可以求解出 CCM 下的表达式。

表 2-1 反激变换器工作在 CCM 时, 不同模型对应的表达式

模型	表达式
SE	$K_T \cdot K_{DC} \cdot k \cdot f^\alpha \cdot B_m^\beta$
MSE	$K_T \cdot K_{DC} \cdot k \cdot f^\alpha \cdot B_m^\beta \cdot \frac{2^{\alpha-1} D^{1-\alpha} (1-D)^{1-\alpha}}{\pi^{2(\alpha-1)}}$
iGSE	$\begin{cases} K_T \cdot K_{DC} \cdot k_1 \cdot f^\alpha \cdot B_m^\beta \cdot 2^\beta [D^{1-\alpha} + (1-D)^{1-\alpha}] \\ k_1 = \frac{k}{(2\pi)^{\alpha-1} \int_0^{2\pi} \cos \theta ^\alpha \sin \theta ^{\beta-\alpha} d\theta} \end{cases}$
WcSE	$K_T \cdot K_{DC} \cdot \frac{\pi}{4} \cdot k \cdot f^\alpha \cdot B_m^\beta$
iWcSE	$K_T \cdot K_{DC} \cdot \frac{\pi}{4} \cdot k \cdot f^\alpha \cdot B_m^\beta \cdot 2^{-\alpha} [D^{1-\alpha} + (1-D)^{1-\alpha}]$

式中 $B_m = \frac{\Delta B}{2}$

表 2-2 反激变换器工作在 DCM 时, 不同模型对应的表达式

模型	表达式
SE	$K_T \cdot K_{DC} \cdot k \cdot f^\alpha \cdot B_m^\beta$
MSE	$K_T \cdot K_{DC} \cdot k \cdot f^\alpha \cdot B_m^\beta \cdot \frac{2^{\alpha-1} D_1^{1-\alpha} D_2^{1-\alpha}}{\pi^{2(\alpha-1)} (D_1 + D_2)^{1-\alpha}}$
iGSE	$\begin{cases} K_T \cdot K_{DC} \cdot k_1 \cdot f^\alpha \cdot B_m^\beta \cdot 2^\beta [D_1^{1-\alpha} + D_2^{1-\alpha}] \\ k_1 = \frac{k}{(2\pi)^{\alpha-1} \int_0^{2\pi} \cos \theta ^\alpha \sin \theta ^{\beta-\alpha} d\theta} \end{cases}$
WcSE	$K_T \cdot K_{DC} \cdot \frac{\pi}{4} \cdot k \cdot f^\alpha \cdot B_m^\beta$
iWcSE	$K_T \cdot K_{DC} \cdot \frac{\pi}{4} \cdot k \cdot f^\alpha \cdot B_m^\beta \cdot 2^{-\alpha} [D_1^{1-\alpha} + D_2^{1-\alpha}]$

iGSE 和 iWcSE 的最终表达式有关磁感应强度峰值、频率、占空比这些变量的幂指数都是一致的, 不同的是所乘的系数不同, 设 iGSE 和 iWcSE 的模型计算值之比为 K_{gw} , 则有

$$K_{gw} = \frac{P_{iGSE}}{P_{iWcSE}} = \frac{2^{\alpha+3}}{\pi^\alpha \int_0^{2\pi} |\cos(\theta)|^\alpha d\theta} \quad (2-47)$$

可以看出 K_{gw} 仅与 Steinmetz 参数 α 有关, 一般而言, $\alpha \in (1, 2)$, 图 2-4 显示了 K_{gw} 随 α 变化曲线图, 随 α 着的增加, K_{gw} 是逐渐变小的, 且在范围内大于 1。

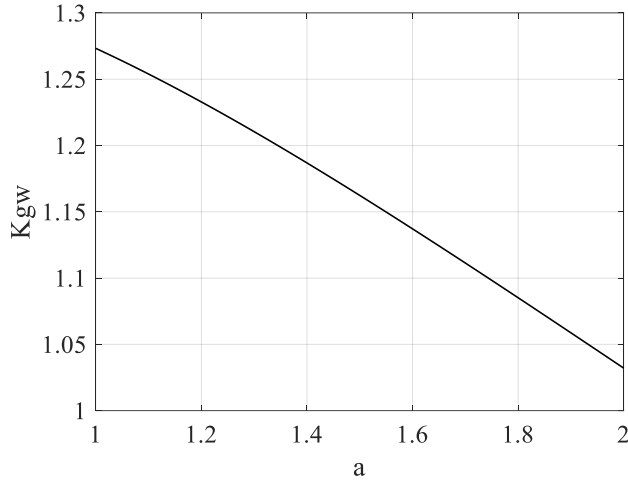


图 2-4 K_{gw} 随 α 变化曲线图

2.2.4 磁感应强度分布对整体磁损的影响

上述的模型分析结果都是单位体积的损耗, 然而对于应用于电力电子变换器中的磁芯, 有 EE 型, PQ 型, EI 型等不同的形状, 对于这些磁芯, 磁感应强度在不同位置的强度分布是不同的, 如果想要得到磁芯的整体损耗, 那么就需要得到磁芯的磁场分布情况, 文献[56]对比了通过有限元分析和使用平均磁感应强度计算的方式得出的损耗, 不同结构的磁芯有不同的误差。

因此本论文通过仿真分析和计算值的对比发现, 磁芯损耗的仿真值与计算值之比不受到激励的大小、频率、形状的影响, 仅与磁芯的形状以及 Steinmetz 参数有关, 文献[57]对此提出了一种根据磁芯形状参数 C_{ge} 来优化磁芯损耗的计算方法, 对于环形磁芯推导过程如下。

定义 C_{ge} 如式(2-48)所示, 其中 P_{real} 为考虑了磁感应强度分布后的磁芯损耗真实值, P_{avg} 为使用平均磁感应强度来计算的磁芯损耗平均值。

$$C_{ge} = \frac{P_{real}}{P_{avg}} \quad (2-48)$$

对于如图 2-3 所示环形磁芯, 其结构简单, 可以通过计算的方式得到其磁感应强度分布, 设其厚度为 $Height$, 内环半径为 R_1 , 外环半径而 R_2 , 激励电流为正弦波, 大小为 I , 匝数为 N 。

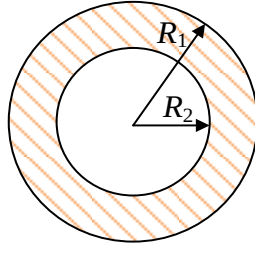


图 2-5 环形磁芯俯视图

由电磁学的知识可以得到磁感应强度随圆环半径的方程

$$B(r) = \frac{\mu NI}{2\pi r} \quad (2-49)$$

式中 $B(r)$ 为半径为 r 处的磁感应强度值, μ 是环形磁芯磁导率。

由式(2-49)计算平均磁感应强度 B_{avg}

$$B_{avg} = \frac{\Phi}{A_e} = \frac{\int_{R_2}^{R_1} \frac{\mu NI}{2\pi r} dr \cdot Height}{(R_1 - R_2) \cdot Height} = \frac{\mu NI}{2\pi(R_1 - R_2)} \cdot \ln\left(\frac{R_1}{R_2}\right) \quad (2-50)$$

式中 Φ 为环形磁芯磁通量。

因此平均损耗为

$$\begin{aligned} P_{avg} &= k \cdot f^\alpha B_{avg}^\beta \cdot \pi(R_1^2 - R_2^2) \cdot Height \\ &= Height \cdot k \cdot f^\alpha \cdot (\mu NI)^\beta \cdot (2\pi)^{1-\beta} \cdot \left(\ln\left(\frac{R_1}{R_2}\right)\right)^\beta \cdot \frac{(R_1 + R_2)}{2(R_1 - R_2)^{\beta-1}} \end{aligned} \quad (2-51)$$

理论损耗为

$$\begin{aligned} P_{real} &= \int_{R_2}^{R_1} Height \cdot 2\pi r \cdot k \cdot f^\alpha \left(\frac{\mu NI}{2\pi r}\right)^\beta dr \\ &= Height \cdot k \cdot f^\alpha (\mu NI)^\beta \cdot (2\pi)^{1-\beta} \cdot \frac{R_1^{2-\beta} - R_2^{2-\beta}}{2-\beta} \end{aligned} \quad (2-52)$$

理论值与平均值之比为

$$\begin{aligned} \frac{P_{real}}{P_{avg}} &= \frac{Height \cdot k \cdot f^\alpha (\mu NI)^\beta \cdot (2\pi)^{1-\beta} \cdot \frac{R_1^{2-\beta} - R_2^{2-\beta}}{2-\beta}}{Height \cdot k \cdot f^\alpha \cdot (\mu NI)^\beta \cdot (2\pi)^{1-\beta} \cdot \left(\ln\left(\frac{R_1}{R_2}\right)\right)^\beta \cdot \frac{(R_1 + R_2)}{2(R_1 - R_2)^{\beta-1}}} \\ &= \frac{2(R_1^{2-\beta} - R_2^{2-\beta})}{(2-\beta)(R_1 - R_2)^{1-\beta} (R_1 + R_2) \left(\ln\left(\frac{R_1}{R_2}\right)\right)^\beta} \\ &= C_{ge} \end{aligned} \quad (2-53)$$

设环形磁芯内外环半径比 $x = \frac{R_2}{R_1}$ ，代入(2-53)简化公式得

$$C_{ge} = \frac{2(1-x^{2-\beta})}{(2-\beta)(1-x)^{1-\beta}(1+x)(\ln(\frac{1}{x}))^\beta} \quad (2-54)$$

式中 β 取值范围一般为 2~3，而 x 的取值范围为 0~1。

从式(2-54)可以看出，磁芯的形状参数 C_{ge} 和磁芯的内外径 R_1 、 R_2 以及 Steinmetz 参数 β 有关，这是因为参数 β 是直接作用在磁感应强度上，会被其分布影响到，而参数 α 是作用在频率上，与分布无关，参数 k 是作用在整体的磁损功率上，不受磁感应强度、频率和分布的影响，因此也不影响形状参数。

一般而言对于环形磁芯内外环半径比 x 值在(0.5,1)范围内，图 2-6 是 C_{ge} 函数在 $x \in (0.5,1)$ 时的曲面示意图，可以看出当 $x=0.5$ ， $\beta=2$ 时， C_{ge} 的值达到最小值 0.96，因此环形磁芯的损耗理论值和平均值误差不超过 4%。

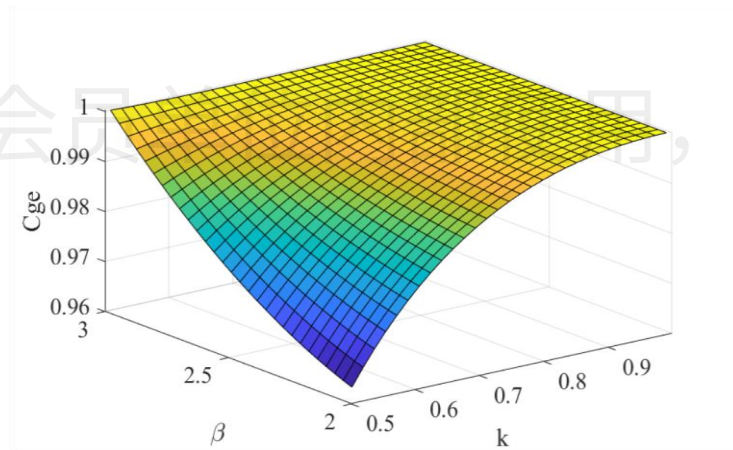


图 2-6 C_{ge} 函数曲面示意图， $k \in (0.5,1)$

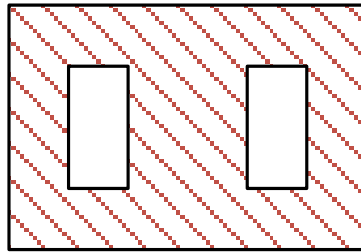


图 2-7 EE 型磁芯俯视图

对于图 2-7 所示 EE 型磁芯，由于其在上下两层与中柱的连接处截面积在变化，而且其各点的空间分布也不像环形磁芯可以直接求得磁感应强度大小，因此很难用解析的方式将其求解，针对这种情况，文献[58]提出了一种优化方案，将不同形状的磁芯分割，分别

进行求解，如图 2-8 所示划分为 A 、 B 、 C 三个部分。

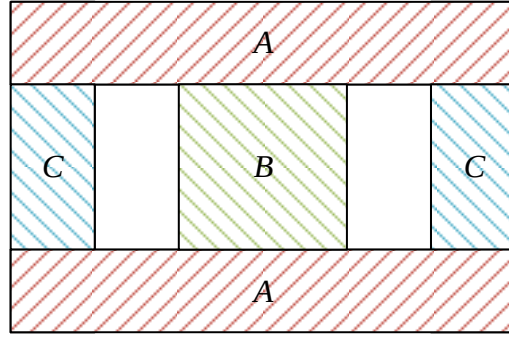


图 2-8 EE 型磁芯划分俯视图

设 EE 磁芯的有效截面积为 A_e ， A 、 B 、 C 三个部分的截面积为 A_1 、 A_2 、 A_3 。 A 、 B 、 C 三个部分的平均磁感应强度为 B_1 、 B_2 、 B_3 ，由此可得各部分的损耗

$$\begin{cases} P_1 = k \cdot f^\alpha \cdot B_1^\beta \cdot V_1 \\ P_2 = k \cdot f^\alpha \cdot B_2^\beta \cdot V_2 \\ P_3 = k \cdot f^\alpha \cdot B_3^\beta \cdot V_3 \end{cases} \quad (2-55)$$

磁芯整体的平均磁感应强度 B_{avg} 为

$$B_{avg} = \frac{V \Delta T}{N A_e} \quad (2-56)$$

A 、 B 、 C 三个部分的平均磁感应强度为

$$\begin{cases} B_1 = B_{avg} \frac{A_e}{A_1} \\ B_2 = B_{avg} \frac{A_e}{A_2} \\ B_3 = B_{avg} \frac{A_e}{A_3} \end{cases} \quad (2-57)$$

则总损耗为

$$\begin{aligned} P &= P_{c1} + P_{c2} + P_{c3} \\ &= k \cdot f^\alpha \cdot B_{avg}^\beta \cdot A_e^\beta \left(\frac{V_1}{A_1^\beta} + \frac{V_2}{A_2^\beta} + \frac{V_3}{A_3^\beta} \right) \end{aligned} \quad (2-58)$$

形状参数为

$$C_{ge} = \frac{A_e^\beta}{V} \left(\frac{V_1}{A_1^\beta} + \frac{V_2}{A_2^\beta} + \frac{V_3}{A_3^\beta} \right) \quad (2-59)$$

从式(2-59)可以看出，磁芯的形状参数 C_{ge} 和磁芯的形状仅与 Steinmetz 参数 β 有关，

这一点与环形磁芯相同。

应用了磁芯的形状参数 C_{ge} 的磁芯损耗计算公式如下

$$P_{core} = C_{ge} \cdot P_{cal} \cdot V_e \quad (2-60)$$

式中 P_{core} 为磁芯损耗, P_{cal} 为磁芯损耗密度计算值, V_e 为磁芯体积。

对于方波激励, iWcSE 模型的最终表达式如下所示

$$P_{core} = C_{ge} \cdot K_T(T) \cdot K_{DC}(H_{DC}) \cdot \frac{\pi}{4} \cdot k_D \cdot k \cdot f^\alpha \cdot B_m^\beta \cdot V_e \quad (2-61)$$

2.3 仿真分析

磁芯损耗较为常用的仿真软件为 Ansys Maxwell, 其仿真原理是通过 Steinmetz 公式的参数 k , α , β 来重新构造动态磁滞模型, 并得到磁芯单位体积的瞬时功率密度^[27], 之后通过有限元分析和 Maxwell 方程组计算出每个单元的磁感应强度和磁场强度, 计算出每个单元的磁芯损耗后累加求和得到整体的磁芯损耗。

在本节中, 采用 Ansys Maxwell 软件, 对不同激励、不同形状下的磁芯磁损进行仿真, 并与计算模型、数据手册中参数进行对照, 来分析比较不同点以及各个计算模型和磁芯形状参数 C_{ge} 计算值的准确性。

本节中仿真采用的磁芯型号为横店东磁 DMR95 和 DMR40 系列, 所需要的参数由厂商提供及数据手册中提取所得, 如表 2-3 所示

表 2-3 根据厂商数据手册以及推导得到的两款磁芯材料模型参数

材料型号	k	α	β	Ct_0	Ct_1	Ct_2
DMR95	2.0076	1.4245	2.564	1.2914	0.00613	0.0001032
DMR40	5.7219	1.3778	2.865	1.7875	0.22511	0.0001393
材料型号	a	b	c	d		
DMR95	-9×10^{-8}	2×10^{-5}	-0.0005	0.0035		
DMR40	-3×10^{-10}	4×10^{-8}	0.0001	-0.0059		

表格中数据对应的单位均为国标, 对应的损耗密度单位为 W/m^3 。根据数据手册, 该 Steinmetz 参数为 H25X15X8 磁环测量而得。

因为仿真输入的 Steinmetz 参数只能为定值, 本章仿真只分析模型与仿真值之间的误差, 不考虑因为 Steinmetz 参数变化产生的误差, 因此计算使用的 Steinmetz 参数与仿真参

数相同也为定值。

2.3.1 环形磁芯损耗仿真

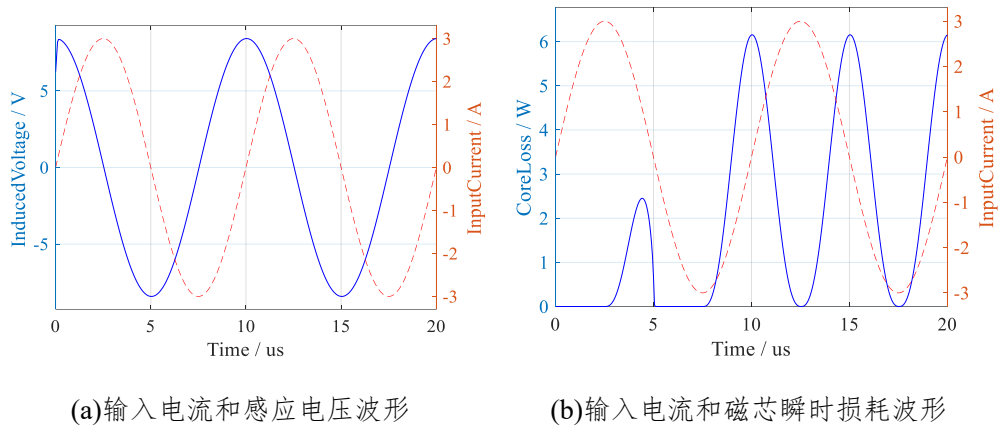


图 2-9 正弦激励下 H25X15X10 磁芯仿真波形

仿真的环形磁芯模拟的磁芯型号为 H25X15X10 和 H45X26X12P，首先在正弦激励电流下进行仿真，波形如图 2-9 所示。其中蓝色的实线代表的是励磁电压波形，红色的虚线代表的是励磁电流波形。

从图中可以发现，当励磁电流最大时，磁感应强度时间变化率 $\frac{dB}{dt}$ 到达最小值，对应的磁芯损耗到达最小值；当励磁电流为 0 时，磁感应强度时间变化率 $\frac{dB}{dt}$ 到达最大值，对应的磁芯损耗也到达最大值，这一点与磁损模型理论相符。

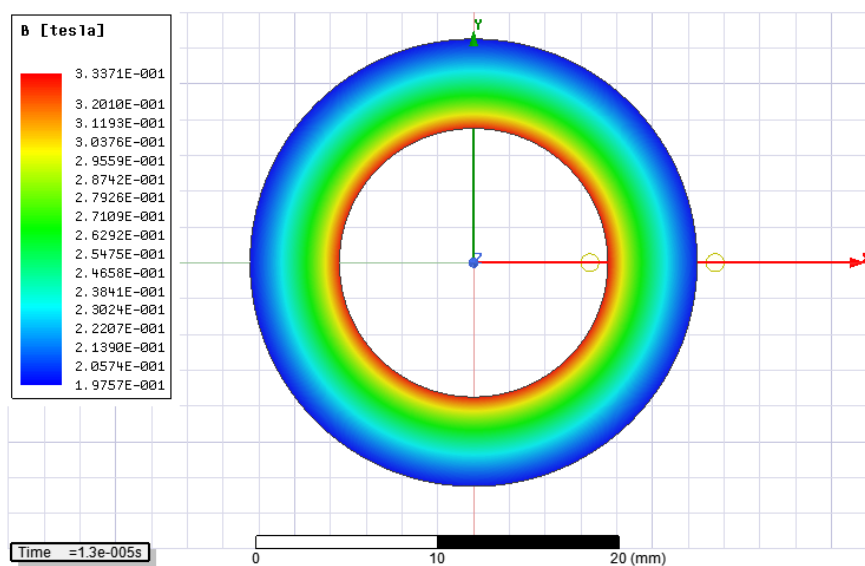


图 2-10 正弦激励下 H25X15X10 磁芯仿真磁感应强度分布图

图 2-10 是正弦激励下 H25X15X10 磁芯仿真磁感应强度分布图，可以看出，磁感应强

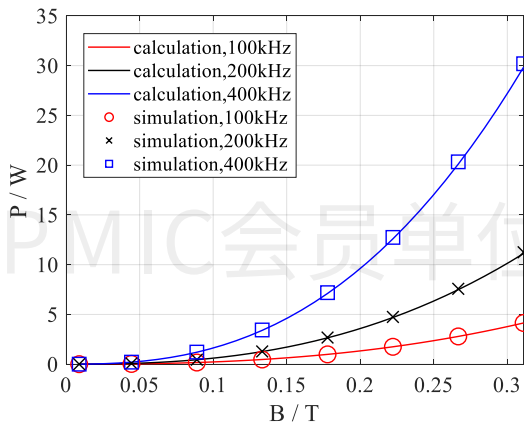
度的分布与表达式(2-49)一致，内环的磁感应强度相较于外环有明显的差异。

根据所选择磁芯的型号以及 Steinmetz 公式可以得出磁芯形状参数 C_{ge} ，如下表 2-4 所示

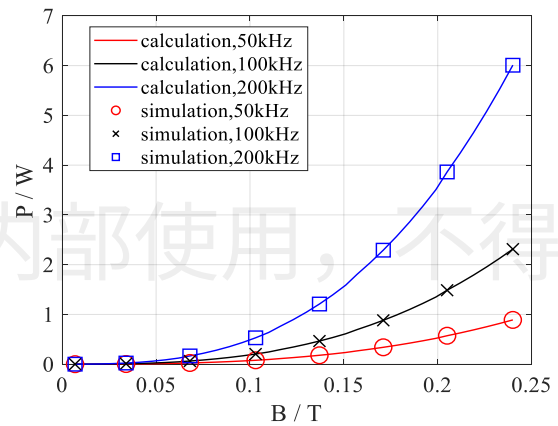
表 2-4 根据厂商数据手册以及 Steinmetz 参数推导的磁芯的形状参数

磁芯型号	材料型号	外径 R_1	内径 R_2	C_{ge}
H25X15X10	DMR95	12.5	7.5	0.988225
H25X15X10	DMR40	12.5	7.5	0.996094
H45X26X12P	DMR95	22.5	13	0.986486
H45X26X12P	DMR40	22.5	13	0.995547

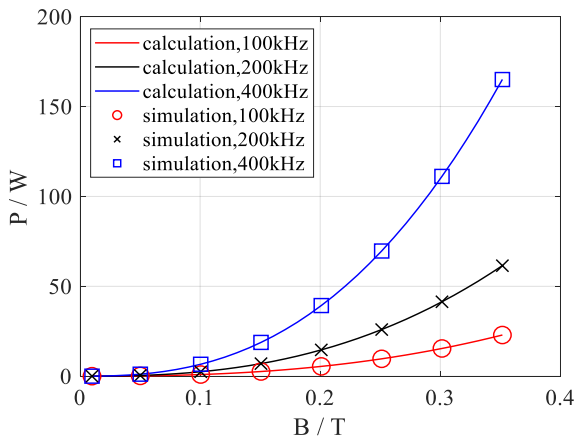
表格中数据对应的单位均为国标，对应的损耗密度单位为 W/m^3 。



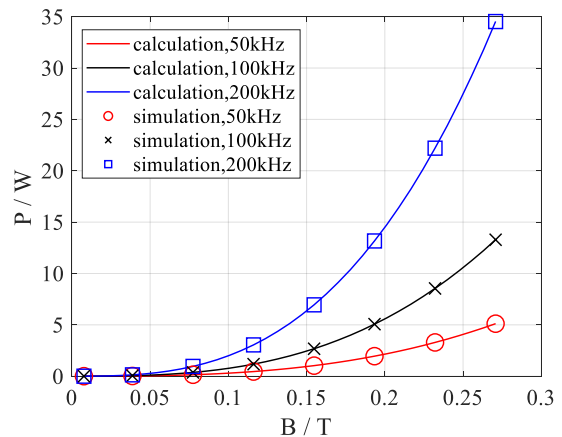
(a) DMR95 材质 H25X15X10 型号磁芯



(b) DMR40 材质 H25X15X10 型号磁芯



(c) DMR95 材质 H45X26X12P 型号磁芯

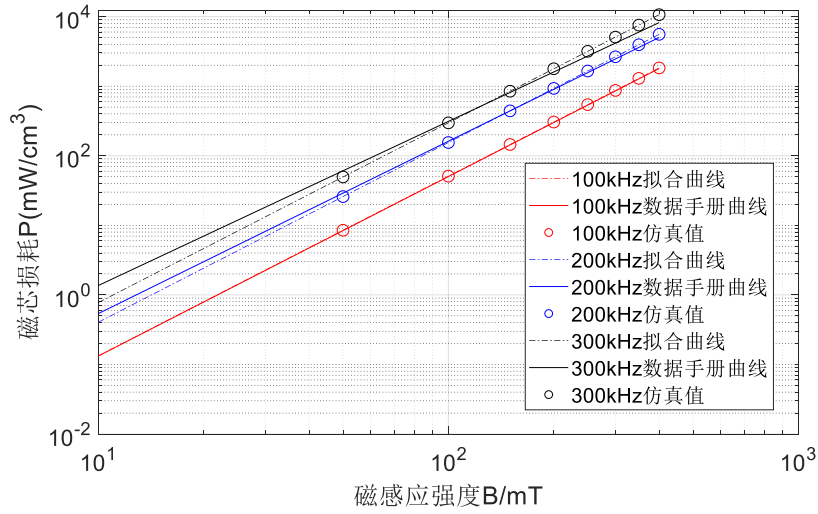


(d) DMR40 材质 H45X26X12P 型号磁芯

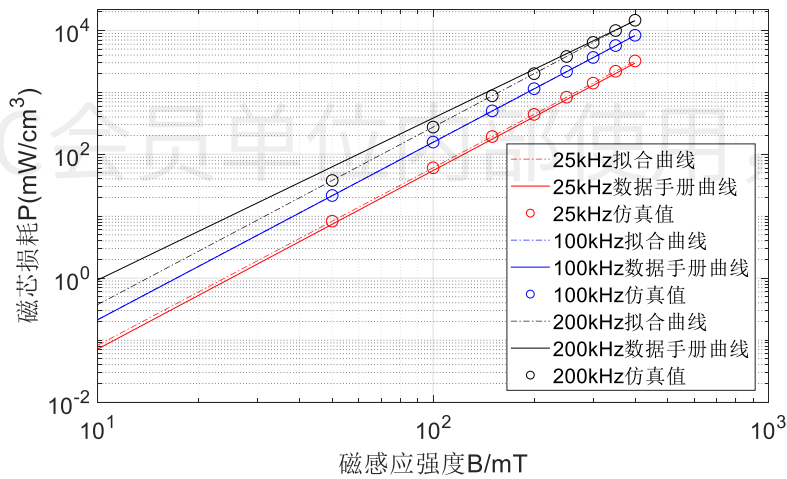
图 2-11 正弦激励下环形磁芯损耗仿真值与计算模型值对比

图 2-11 是正弦激励下，DMR40、DMR95 两种材质，H25X15X10、H45X26X12P 两

种型号的磁芯，在不同频率激励下的磁芯损耗仿真值与 SE 模型计算值的比较，可以看出 SE 模型能够较好的符合环形磁芯的磁损仿真值。仿真值与计算值的最大误差小于 0.5%。



(a) DMR95 材质



(b) DMR40 材质

图 2-12 正弦激励下环形磁芯损耗功率密度仿真值、计算模型值与数据手册对比

图 2-12 是正弦激励下，磁芯损耗功率密度的仿真值、Steinmetz 参数拟合曲线（SE 模型计算值）以及数据手册曲线的对比图。从图 2-12(a)可以看出，对于 DMR95 材质磁芯，在 100kHz 时仿真值与数据手册曲线吻合程度最好，而在 200kHz 和 300kHz 时，数据手册曲线相比拟合曲线的斜率会减小，误差也会增大；从图 2-12(b)可以看出，对于 DMR40 材质磁芯，在 100kHz 时仿真值与数据手册曲线吻合程度最好，而在 25kHz 时，数据手册曲线相比拟合曲线的斜率会增大，在 200kHz 时，数据手册曲线相比拟合曲线的斜率会减小，误差也会增大，说明 Steinmetz 参数的 β 会随着频率的增大而减小。本章仿真值和计算值

使用的是 100kHz 下的 Steinmetz 参数，只分析模型与仿真值之间的误差，不考虑因为 Steinmetz 参数变化产生的误差。

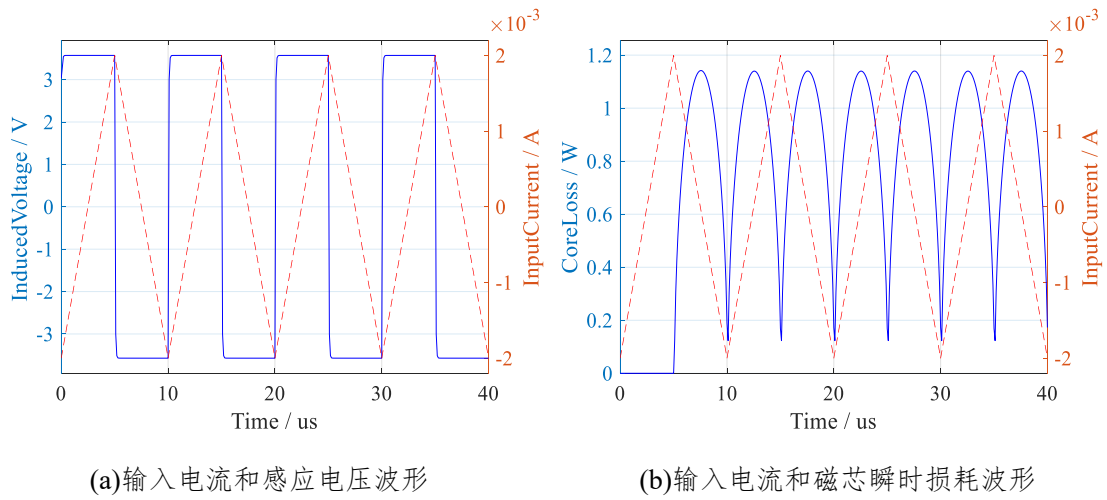
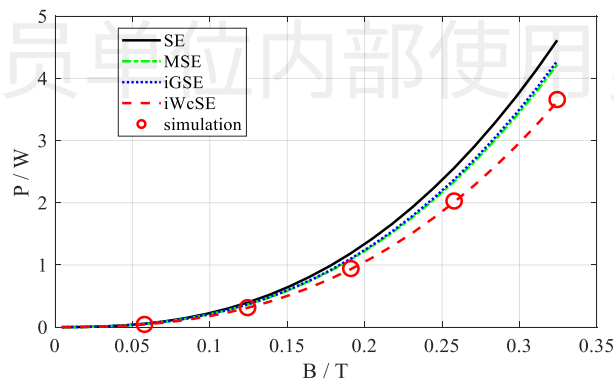
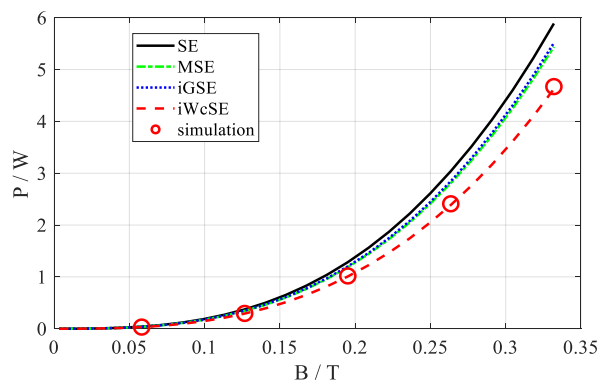


图 2-13 $D=0.5$ CCM 方波激励下 H25X15X10 磁芯仿真波形

图 2-13 所示是 $D=0.5$ 忽略直流偏置的 CCM 方波激励下 H25X15X10 磁芯仿真激励和损耗波形。



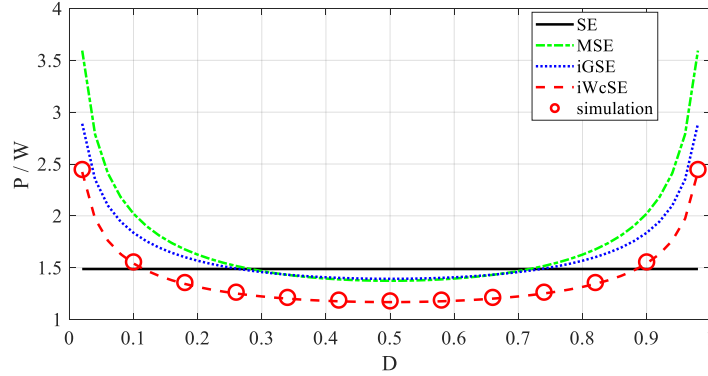
(a) DMR95



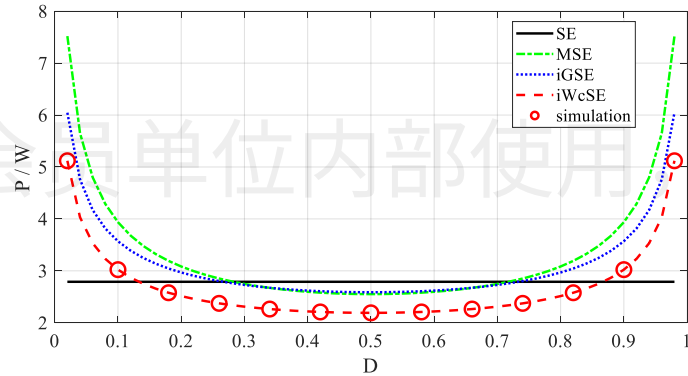
(b) DMR40

图 2-14 $D=0.5$ 时，CCM 方波激励下的仿真结果与多模型计算值随磁感应强度变化对比图

图 2-14 是占空比 $D=0.5$, 100kHz 的忽略直流偏置的 CCM 方波激励下, DMR40、DMR95 两种材质的 H25X15X10 磁芯在不同的磁感应强度下, 磁芯损耗仿真值与 SE、MSE、iGSE、iWcSE 模型计算值的比较, 可以看出 iWcSE 模型与仿真值的符合程度最高, 误差小于 1%。



(a) DMR95



(b) DMR40

图 2-15 不同占空比的 CCM 方波激励下的仿真结果与多模型计算值对比图

图 2-15 是不同占空比 D 下的, 忽略直流偏置的 CCM 方波激励下的仿真结果与多模型计算值对比图, 可以看出, 只有 SE 模型一直是一个恒定值无法随占空比 D 的变化而变化, MSE、iGSE、iWcSE 都可以反应出仿真值的趋势, 其中 iWcSE 模型与仿真值贴合程度最好, 误差小于 1%。

图 2-16 是 $D_1=0.5$, $D_2=0.5$ DCM 方波激励下 H25X15X10 磁芯仿真激励和损耗波形。可以看出在占空比 D_1 、 D_2 、 D_3 对应的时间段, 磁芯瞬时损耗波形也不相同, 在 D_3 对应的电流激励为定值, 磁感应强度时间变化率 $\frac{dB}{dt}$ 为 0 的时间段, 磁芯瞬时损耗为 0。

图 2-17 是 DCM 方波激励下的不同磁感应强度对应的仿真结果与多模型计算值对比图, 可以看出拓展后的 iWcSE 模型在 DCM 条件下依然与仿真值符合程度最高, 误差小于

1%，验证了拓展后的 iWcSE 模型的合理性。

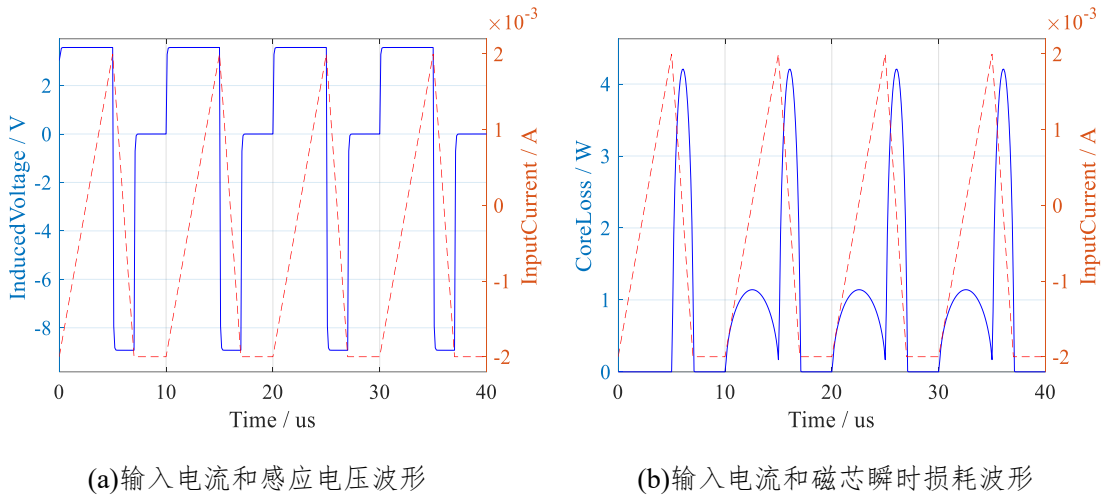


图 2-16 $D_1=0.5$, $D_2=0.2$ DCM 方波激励下 H25X15X10 磁芯仿真波形

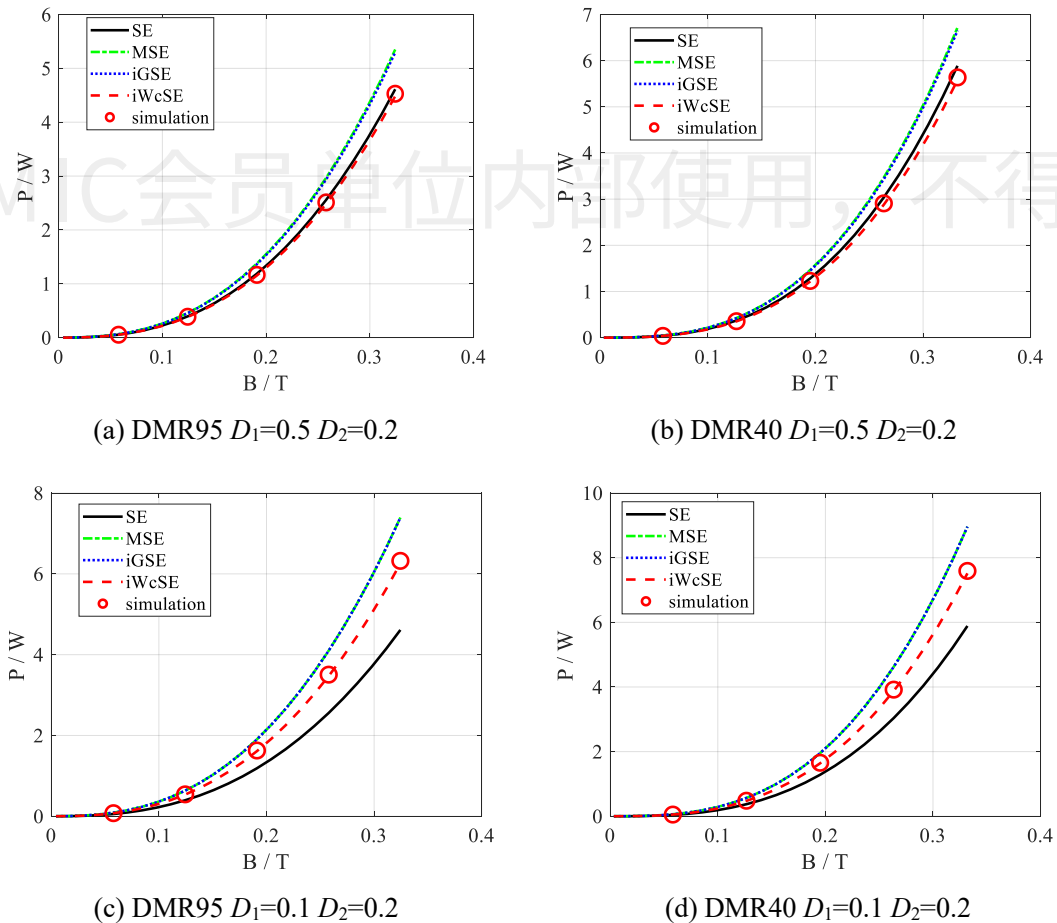


图 2-17 DCM 方波激励下的 H25X15X10 磁芯仿真结果与多模型计算值随磁感应强度变化对比图

对于常规的电感峰值模式反激变换器，当输出电流恒定时，一般其工作状态中占空比 D_2 是保持不变的，如式(2-62)所示，式中 I_o 为输出电流， n 为原副边匝数比， I_p 为原边电

流峰值。

$$D_2 = \frac{2I_o}{nI_p} \quad (2-62)$$

随着输入电压的增加，占空比 D_1 逐渐减小，因此，仿真了占空比 D_2 不变时的磁芯损耗随占空比 D_1 的变化曲线。图 2-18 反映了 $D_2=0.4$ 时随着占空比 D_1 增加而变化的磁芯损耗仿真值和模型计算值对比曲线，可以看出磁芯损耗和占空比呈单调下降关系，当占空比 D_1 越大，也就是输入电压越小时，磁芯损耗也越小。

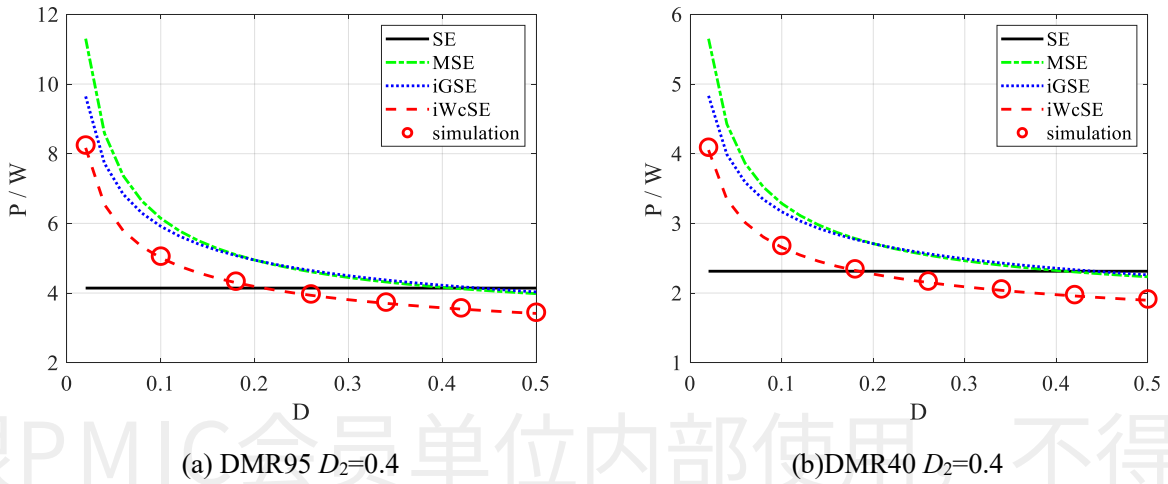


图 2-18 $D_2=0.4$ 的 DCM 方波激励下的仿真结果与多模型计算值随占空比 D_1 变化对比图

综上所述，环形磁芯条件下，在 SE、MSE、iGSE、iWcSE 模型中，iWcSE 模型与仿真值吻合度最高，误差小于 1%，拓展后的 iWcSE 模型也很好的吻合了 DCM 激励的情况，因此之后将使用 iWcSE 模型进行形状参数的分析和实验分析，接下来将验证 EE 磁芯的形状参数 C_{ge} 与仿真结果是否吻合。

2.3.2 EE 磁芯仿真分析

在 2.2.4 节中，我们讨论了 EE 磁芯由于内部磁感应强度分布不均会导致磁芯损耗理论值与用磁感应强度平均值计算的结果不能对应，并推导了形状参数 C_{ge} ，在这一部分，我们将对 EE 磁芯进行仿真分析来验证形状参数 C_{ge} 的合理性。

本文所仿真的磁芯为 EE16、EE33 两种，其具体尺寸数据以及推导得到的形状参数如表 2-5 所示，表中的尺寸 $L1 \sim L5$ 在 EE 磁芯中的对应关系如图 2-19 所示。据此，利用公式(2-59)，可以计算出相应 EE 磁芯的 C_{ge} 。

表 2-5 根据厂商数据手册得到的磁芯尺寸以及形状参数

材料型号和材质	EE16, DMR95	EE16, DMR40	EE33, DMR95	EE33, DMR40
A_e/mm^2	18.5	18.5	117.1	117.1
β	2.564	2.865	2.564	2.865
$L1/\text{mm}$	16.1	16.1	33.2	33.2
$L2/\text{mm}$	10.2	10.2	19.3	19.3
$L3/\text{mm}$	2.3	2.3	4.35	4.35
$L4/\text{mm}$	2.15	2.15	4.85	4.85
$L5/\text{mm}$	4.2	4.2	9.7	9.7
C_{ge}	0.734	0.709	1.158	1.179

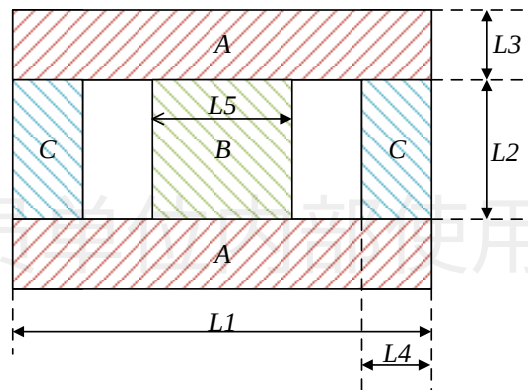


图 2-19 EE 磁芯对应尺寸标注图

在 6A、100kHz 的正弦电流激励下，EE16 和 EE33 磁芯的磁感应强度分布如图 2-20 所示，可以看出 EE 磁芯的磁感应强度呈现内角区域(图 2-20 中的红色区域)磁感应强度高，外角区域和中柱的上下部分(图 2-20 中的蓝色区域)磁感应强度低的分布，对于不同的 EE 磁芯，其磁感应强度分布不均的趋势会有所不同，EE16 磁芯内角磁感应强度高的区域占总体的比例要小于 EE33 磁芯对应区域的比例，而 EE16 外角和中柱上下部分磁感应强度占总体的比例要高于 EE33 磁芯对应区域的比例。

由此可以看出，文献[58]中对 EE 类磁芯的分割方法不合理，从图 2-20 中可以看出，原方法中分割出的 A 区域，其内部的磁感应强度并不能认为是一致的，其边角和中间区域(图 2-20 中的红色和蓝色区域)的磁感应强度有大幅度的变化。接下来将用使用平均值计算的磁芯损耗与考虑了形状参数 C_{ge} 计算的磁芯损耗和仿真值进行对比，以此来验证文献[58]方法的准确性。

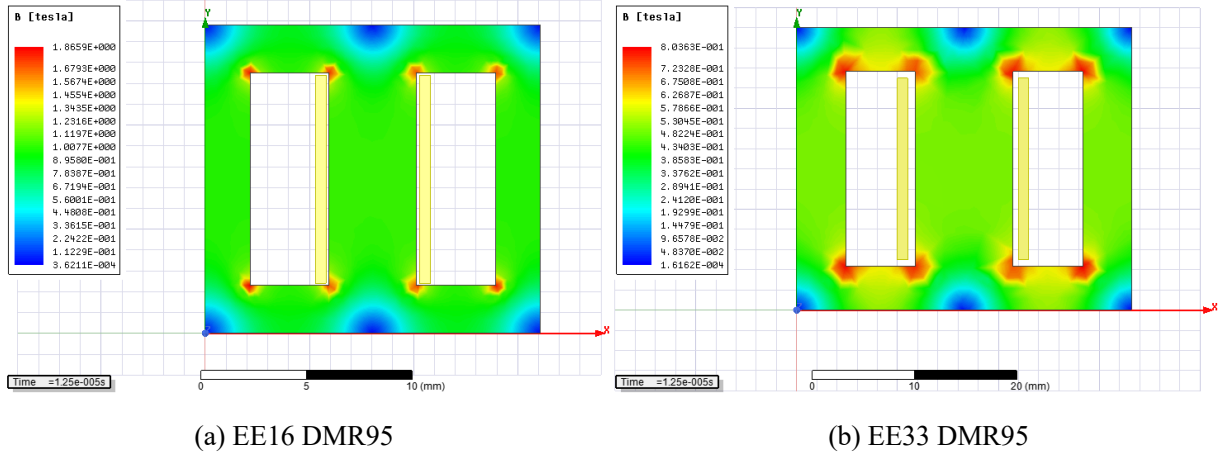
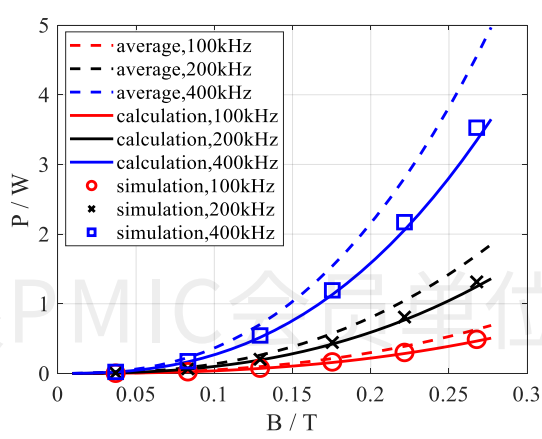
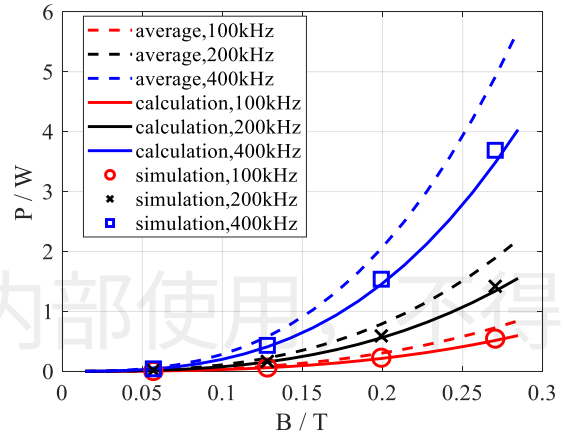


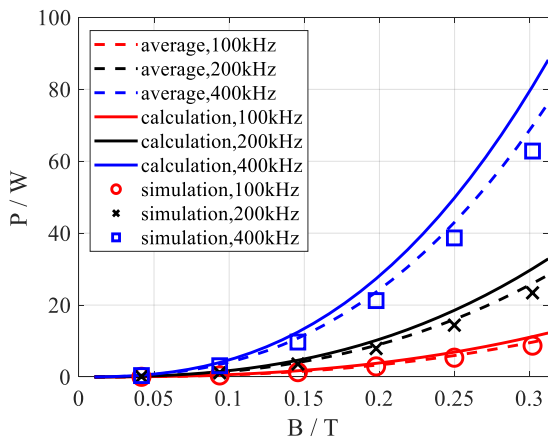
图 2-20 激励为 6A，100kHz 正弦波时的磁芯内磁感应强度分布



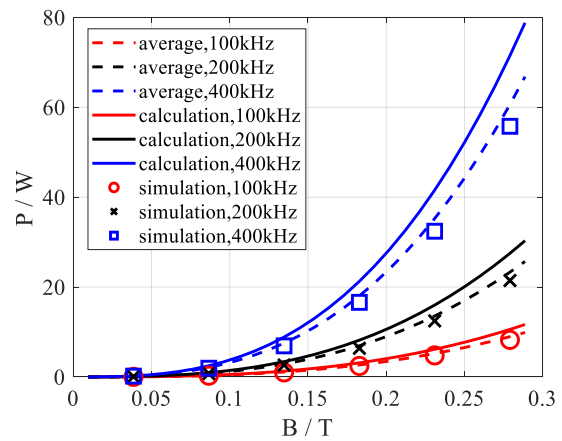
(a) EE16 DMR95



(b) EE16 DMR40



(c) EE33 DMR95



(d) EE33 DMR40

图 2-21 正弦激励下 EE 磁芯损耗仿真值与计算平均值以及考虑形状参数 C_{ge} 后的理论值对比

图 2-21 是不同形状不同材质的 EE 磁芯在正弦激励下的磁芯损耗仿真值与运用平均

磁感应强度的计算值以及运用磁芯形状参数 C_{ge} 的理论值的对比图，其中虚线代表的是没有考虑形状参数 C_{ge} ，使用平均磁感应强度计算的损耗，实线代表的是考虑了形状参数 C_{ge} 后的计算值，而圆圈、方框、叉代表的是仿真值，各个颜色代表的频率在图中已标出。

从图 2-21(a)、(b)来看，对于 EE16 磁芯，仿真值与运用磁芯形状参数 C_{ge} 的理论值更为接近，而运用平均磁感应强度的计算值则误差较大，但从图 2-21 (c)、(d)来看，对于 EE33 磁芯，仿真值与运用磁芯形状参数 C_{ge} 的理论值误差较大，而运用平均磁感应强度的计算值则与仿真值接近。由此可以看出，文献[58]所提出的形状参数 C_{ge} 计算方法并不能与仿真结果吻合。其形状参数 C_{ge} 还需要针对图 2-19 中的 A 区域进一步进行优化，真实的形状参数可以运用仿真一类的有限元分析工具来得出。

由 2.2.4 节得知，在计算模型中，磁芯的形状参数不受到激励的大小、频率、形状的影响，仅与磁芯的形状以及 Steinmetz 参数有关，我们依旧采用这个结论，通过仿真获得考虑了磁感应强度分布的真实值 P_{real} ，通过式(2-48)来修正形状参数，从而获得磁芯形状参数 C_{ge} 。

通过仿真得到的 EE16 和 EE33 的相同激励条件下的损耗 P_{sim_i} 与运用平均磁感应强度的计算值 P_{avg_i} 之比的平均值定义为修正磁芯形状参数 C_{ge2} ，公式如(2-63)所示。

$$C_{ge2} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \frac{P_{sim_i}}{P_{avg_i}} \quad (2-63)$$

通过仿真值和平均值所得到的修正磁芯形状参数 C_{ge2} 与通过磁芯尺寸计算所得的磁芯形状参数 C_{ge} 如下表 2-6 所示。

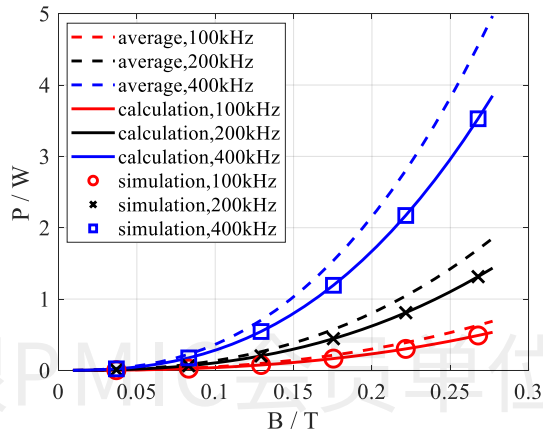
表 2-6 通过磁芯尺寸计算所得的磁芯形状参数 C_{ge} 和修正磁芯形状参数 C_{ge2} 对比表

材料型号和材质	C_{ge}	C_{ge2}
EE16, DMR95	0.734	0.775
EE16, DMR40	0.709	0.751
EE33, DMR95	1.158	0.9
EE33, DMR40	1.179	0.92

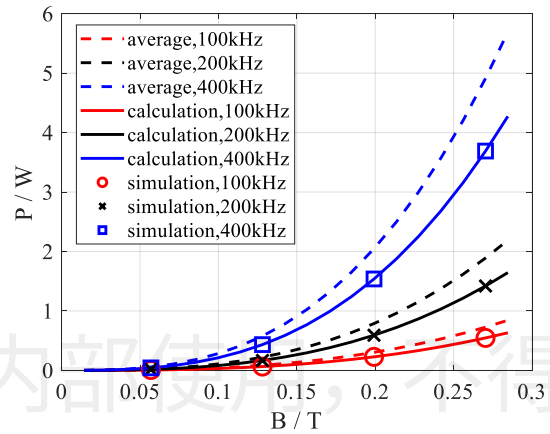
可以看出对于 EE16 磁芯，DMR95 材料的 C_{ge} 计算值与仿真值之间的误差为 5.29%，DMR40 材料的 C_{ge} 计算值与仿真值之间的误差为 5.59%；对于 EE33 磁芯，DMR95 材料的 C_{ge} 计算值与仿真值之间的误差为 28.67%，DMR40 材料的 C_{ge} 计算值与仿真值之间的误差为 28.15%。这是因为对于 C_{ge} 计算值，计算方法是将 EE 磁芯分为如图 2-8 所示的 4

个部分, 认为 A、B、C、D 四块区域内部的磁感应强度是均匀的, 但是 EE 磁芯内部仿真的磁感应强度分布如图 2-20 所示, 在 A 区域, 其磁感应强度分布是不均匀的, 因此 C_{ge} 计算值与仿真值之间才会存在误差。

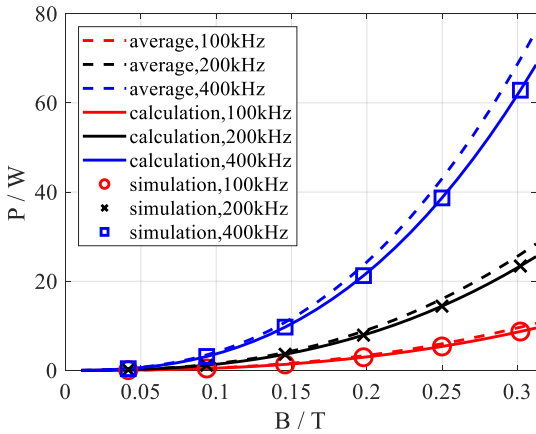
之后本论文通过仿真来验证修正磁芯形状参数 C_{ge2} 的准确性, 结果如图 2-22 所示, 可以看出在使用修正磁芯形状参数 C_{ge2} 后的计算值与仿真值在不同频率、不同磁感应强度激励下的吻合程度都很高, 误差低于 0.5%, 说明了磁芯的形状参数不受到激励的大小、频率的影响, 仅与磁芯的形状以及 Steinmetz 参数有关, 验证了使用修正磁芯形状参数 C_{ge2} 的模型计算值与仿真结果的一致性, 其与实验测试结果的一致性将在 3.2.2 节验证。



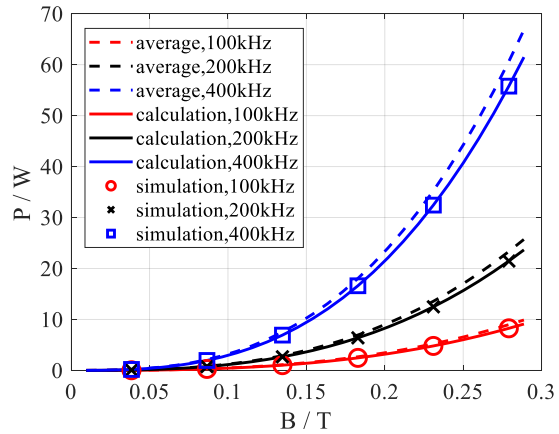
(a) EE16 DMR95



(b) EE16 DMR40



(c) EE33 DMR95



(d) EE33 DMR40

图 2-22 正弦激励下 EE 磁芯损耗仿真值与计算平均值以及考虑修正形状参数 C_{ge2} 后的理论值对比

2.4 本章小结

本章分析了不同种类的磁损分析模型, 并推导了其在反激变换器的 CCM 和 DCM 模式下的数学模型, 给出了 iWcSE 模型在 DCM 下的拓展形式, 推导了适用于环形磁芯和

EE 型磁芯的形状参数 C_{ge} 公式。之后通过 Ansys Maxwell 仿真分析了环形磁芯在正弦波激励下仿真值与 SE 模型相吻合，在 CCM 激励下与 iWcSE 模型吻合程度最高，而且验证了 iWcSE 模型在 DCM 的拓展形式与仿真也保持一致，损耗误差低于 1%，最后验证了文献 [58] 所提出的形状参数 C_{ge} 计算方法并不能与仿真结果吻合，其形状参数 C_{ge} 需要根据仿真值就行修正，修正后的形状参数 C_{ge2} 能吻合不同频率、不同磁感应强度激励下的仿真值，误差低于 0.5%，验证了修正磁芯形状参数 C_{ge2} 与仿真的准确性。

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

第3章 反激变压器磁损测试装置设计及实验验证

反激变换器中的变压器磁芯损耗测试可以采用前面所述的热量法、交流法和直流法三种方法，其中稳态量热法测量误差小，能测试任意波形激励损耗，但有测试时间长、装置复杂、成本高这些缺点；瞬态量热法简化了操作步骤，减少了实验时间，但增大了误差；部分抵消交流法能减少实验时间，但电路实现复杂；直流法电路实现简单，准确度高，但不能测量反激变换器断续模式(DCM)下的磁芯损耗。本文在直流法测量磁损的基础上提出了一种改进的测试电路和方法，使其能够对反激变压器在断续模式(DCM)下的磁损进行测量，而且能减小绕组损耗的干扰。所提出的测试方法具有简单、准确度高等优点，并从电路工作状态和器件温度两方面验证了改进直流法测试的准确性。最后，测量了磁芯 CCM 和 DCM 工作状态的损耗，与仿真结果进行了对比分析，同时分析了反激变换器的整机损耗，并进行了实验测试，与磁损测试装置进行了对比验证。

3.1 改进直流法磁损测试装置

本文针对反激变换器所特有的 DCM 波形，对现有的直流法进行了改进，使其能够测量 CCM 和 DCM 两种模态，本装置未考虑直流偏置问题。

3.1.1 改进直流法测试电路工作原理

本文所采用改进直流法测试电路拓扑如图 3-1 所示。在原先全桥电路的基础上，在待测磁芯 L_m 的两端并联上开关管 S_5 和肖特基二极管 D_6 ，来提供 DCM 第三阶段的续流回路。图中 S_1 和 S_2 ， S_3 和 S_4 这两组开关管采用半桥驱动器， S_5 和 S_4 也采用半桥驱动器，目的是利用 S_4 管的导通解决 S_5 管的源极电位浮动不好驱动的问题。

变换器在每一周期的工作模式可分为 5 个阶段，其工作波形如图 3-2 所示。

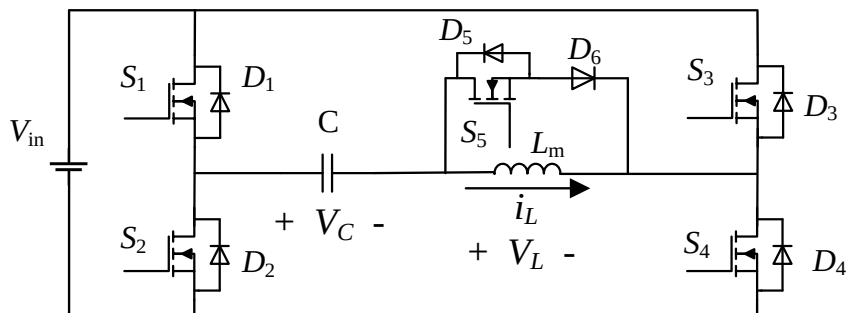


图 3-1 改进直流法测试电路原理图

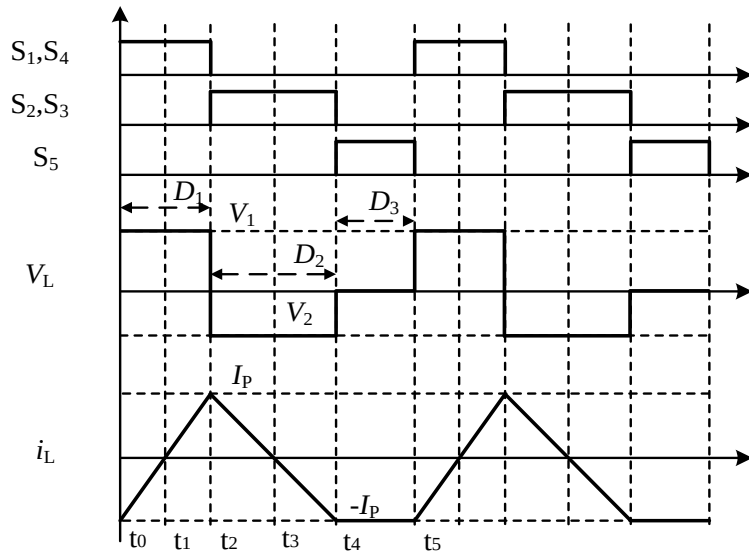


图 3-2 改进直流法测试装置的工作波形

(1) 模态 I:

$t_0 \sim t_1$ 时间段, $V_L > 0$, $i_L < 0$, t_0 时刻 S_5 关断, S_1, S_4 未导通, 处于死区时间, 此时电流流过 $D_4-L_m-C-D_1$, 死区结束后, S_1, S_4 导通, 电流流过 MOSFET 沟道, 电流回路为 $S_4-L_m-C-S_1$, 开关管 S_1, S_4 为 ZVS-on, 损耗为 MOSFET 沟道电阻的导通损耗, 设开关管导通电阻为 R_{ds} , 考虑到死区时间较短, 且维持不变, 因此不考虑死区时间内二极管续流的损耗, 则损耗估计值为

$$P_{\text{loss1}} = 2 \times I_{\text{rms}}^2 R_{ds} = \frac{1}{3} D_1 I_p^2 R_{ds} \quad (3-1)$$

(2) 模态 II:

$t_1 \sim t_2$ 时间段, $V_L > 0$, $i_L > 0$, S_1, S_4 维持导通, 电流流过 $S_1-C-L_m-S_4$, 开关管 S_1, S_4 为硬关断, 关断后开关管电压为输入电压 V_{in} , 设开关管关断时间为 T_{off} , 则损耗估计值为

$$P_{\text{loss2}} = 2 \times \left(\frac{1}{6} V_{in} I_p T_{\text{off}} f_s + I_{\text{rms}}^2 R_{ds} \right) = \frac{1}{3} V_{in} I_p T_{\text{off}} f_s + \frac{1}{3} D_1 I_p^2 R_{ds} \quad (3-2)$$

(3) 模态 III:

$t_2 \sim t_3$ 时间段, $V_L < 0$, $i_L > 0$, t_2 时刻 S_1, S_4 断路, S_2, S_3 未导通, 处于死区时间, 电流流过 $D_2-C-L_m-D_3$, 死区结束后, S_2, S_3 导通, 电流流过 MOSFET 沟道, 电流回路为 $S_2-C-L_m-S_3$, 开关管 S_2, S_3 为 ZVS-on, 损耗为 MOSFET 沟道电阻的导通损耗, 则损耗估计值为

$$P_{\text{loss3}} = 2 \times I_{\text{rms}}^2 R_{ds} = \frac{1}{3} D_2 I_p^2 R_{ds} \quad (3-3)$$

(4) 模态IV:

$t_3 \sim t_4$ 时间段, $V_L < 0$, $i_L < 0$, 此时 S_2 , S_3 维持导通, 电流流过 $S_3-L_m-C-S_2$, 开关管 S_1 , S_4 为硬关断, 关断后开关管电压为 $0.5V_{in}$, 则损耗估计值为

$$P_{\text{loss4}} = 2 \times \left(\frac{1}{12} V_{in} I_p T_{\text{off}} f_s + I_{\text{rms}}^2 R_{ds} \right) = \frac{1}{6} V_{in} I_p T_{\text{off}} f_s + \frac{1}{3} D_2 I_p^2 R_{ds} \quad (3-4)$$

(5) 模态V:

在 t_4 时刻, S_2 和 S_3 同时关断了, 此时 S_5 尚未导通, 处于死区时间, 电流回路为 $D_4-L_m-C-D_1$, 此时 $V_L < 0$, 电压降在二极管 D_6 上, 开关管 S_5 上电压为 0。

$t_4 \sim t_5$ 时间段, $V_L = 0$, $i_L < 0$, S_5 导通, 电流流过 $L_m-S_5-D_6$, 开关管 S_5 为零电压导通, 关断也为零电压关断, 损耗集中在二极管 D_6 上, 设二极管的导通压降为 V_D 则损耗估计值为

$$P_{\text{loss5}} = (I_p^2 R_{ds} + V_D I_p)(1 - D_1 - D_2) \quad (3-5)$$

则总损耗

$$\begin{aligned} P_{\text{other}} &= P_{\text{loss1}} + P_{\text{loss2}} + P_{\text{loss3}} + P_{\text{loss4}} + P_{\text{loss5}} \\ &= (1 - D_1 - D_2) V_D I_p + \frac{1}{2} V_{in} I_p T_{\text{off}} f_s + (1 - \frac{1}{3} D_1 - \frac{1}{3} D_2) I_p^2 R_{ds} \end{aligned} \quad (3-6)$$

为提高测量的准确性, 需要减小电路损耗 P_{other} , 可以通过减小电路峰值电流 I_p 、输入电压 V_{in} 、开关管导通电阻 R_{ds} 、二极管管压降 V_D 来实现, 减小电路损耗 P_{other} 的原因将在 3.1.2 节给出。

对电路中元件的电压电流推导过程如下

对于模态 I 和 II 有,

$$\begin{cases} V_1 = V_{in} - V_C \\ i_c = i_L = C \frac{dV_C}{dt} \end{cases} \quad (3-7)$$

式中 V_{L1} 为待测磁芯 L_m 在模态 I 和 II 时的电压, i_c 为流经电容 C 的电流。

对于模态 III 和 IV 有,

$$\begin{cases} V_2 = -V_{in} - V_C \\ i_c = i_L = C \frac{dV_C}{dt} \end{cases} \quad (3-8)$$

式中 V_{L2} 为待测磁芯 L_m 在模态 III 和 IV 时的电压。

对于模态 V 有,

$$\begin{cases} V_3=0 \\ i_C=0 \\ i_L=-I_P \end{cases} \quad (3-9)$$

式中 V_{L3} 为待测磁芯 L_m 在模式V时的电压。

由电感磁通守恒和电容电荷守恒可得

$$\begin{cases} V_1 D_1 T_s + V_2 D_2 T_s + V_3 D_3 T_s = 0 \\ \int_0^{T_s} i_c dt = 0 \end{cases} \quad (3-10)$$

由上式(3-8)~(3-11)可得

$$\begin{cases} V_1 = \frac{2D_2}{D_1 + D_2} V_{in} \\ V_2 = -\frac{2D_1}{D_1 + D_2} V_{in} \\ V_C = \frac{D_1 - D_2}{D_1 + D_2} V_{in} \end{cases} \quad (3-11)$$

一般而言，对于变换器的波形，我们已知的通常是 V_1 , V_2 ，需要输入的参数是 V_{in} ，

因此对式(3-11)进行变换得

$$\begin{cases} V_{in} = \frac{D_1 + D_2}{2D_2} V_2 = \frac{1}{2} (V_1 + V_2) \\ V_c = \frac{D_1 - D_2}{2D_2} V_1 = \frac{1}{2} (V_2 - V_1) \end{cases} \quad (3-12)$$

结合图 3-2 和式(3-10)可以求解电容上的电压纹波率 α_c ，反过来可以确认电容 C 的值。

$$\begin{cases} \Delta V_c = \frac{(D_1 + D_2) I_P}{4C f_s} \\ \alpha_c = \frac{\Delta V_c}{V_c} \\ C = \frac{(D_1 + D_2) I_P}{4\alpha_c V_c f_s} \end{cases} \quad (3-13)$$

3.1.2 测试方案

实验时，先测量待测磁芯绕制的电感感值，并制作一个电感值相同的空心电感，电路先连接待测磁芯，测量输入功率 P_{in1} ，设待测磁芯的磁芯损耗为 P_{loss} ，待测磁芯的绕组铜损为 $P_{culoss1}$ ，电路其余器件损耗为 P_{other1} ，则有

$$P_{in1} = P_{loss} + P_{culoss1} + P_{other1} \quad (3-14)$$

为降低待测磁芯中的导线铜损带来的影响，实验中待测磁芯绕制的电感匝数应较少，通过改变气隙来改变电感值，因此待测磁芯的绕组铜损为 $P_{culoss1}$ 可近似为 0。

之后，将待测磁芯换为空心电感，测量输入功率 P_{in2} ，

设空心电感铜损为 $P_{culoss2}$ ，电路其余器件损耗为 P_{other2} ，则有，

$$P_{in2} = P_{culoss2} + P_{other2} \quad (3-15)$$

由于空心电感和待测磁芯的电感值相同，则电路工作状态相同，电路其余器件损耗也可近似相同，即，

$$P_{other1} = P_{other2} \quad (3-16)$$

通过 Ansys Maxwell 仿真软件或是计算模型，得到空心电感的损耗 P_{culoss} 。则待测磁芯的损耗为(3-17)。

$$\begin{aligned} P_{loss} &= P_{in1} - P_{in2} + P_{culoss2} - P_{culoss1} - P_{other1} + P_{other2} \\ &= P_{in1} - P_{in2} + P_{culoss2} \end{aligned} \quad (3-17)$$

测试方案中可能出现的理论误差有：（1）前后两次测量时的电路其余器件损耗误差 $\Delta P_{other} = P_{other2} - P_{other1}$ ；（2）待测磁芯绕组铜损误差 ΔP_{culoss} 。

因此，测试的精度值 δ 可以表示为

$$\delta = \frac{\Delta P_{other} + \Delta P_{culoss}}{P_{loss}} \quad (3-18)$$

电路其余器件损耗 P_{other} 越小， ΔP_{other} 也越小，测试的精度值 δ 就越小，测量误差就越小。为了减小测量误差，需要对电路参数进行设计，具体设计流程如 3.1.3 所述。

3.1.3 测试电路参数设计

考虑减小测量误差可以通过减小电路其余器件损耗 P_{other} 来实现，由式(3-6)可知，减小电路峰值电流 I_p 、输入电压 V_{in} 、开关管导通电阻 R_{ds} 、二极管管压降 V_D 可以减小电路其余器件损耗 P_{other} ，其中开关管导通电阻 R_{ds} 、二极管管压降 V_D 可通过器件选型来解决，电路峰值电流 I_p 、输入电压 V_{in} 的减小方式如下所述。

对于一个设计完成的反激变压器，磁链存在如式(3-19)所示的关系，式中 V_{L1} 代表 DCM 激励在占空比 D_1 时间内磁芯的电压， T 为激励周期， N_p 为原边匝数， ΔB 为磁芯磁感应强度峰峰值， A_e 为磁芯有效截面积， L_p 代表原边电感， ΔI_p 为原边电流峰峰值。

$$V_{L1}D_1T=N_p\Delta BA_e=L_p\Delta I_p \quad (3-19)$$

式中占空比 D_1 ，周期 T ，磁感应强度峰峰值 ΔB 为在测试过程中可变的影响磁芯损耗的物理量， A_e 为磁芯的物理属性。由式(3-11)可知，当占空比固定时， V_{L1} 与 V_{in} 成正比。因此如果要减小输入电压 V_{in} ，可以减小变压器的原边绕组匝数 N_p ，同时也会减小磁芯的铜损，增加测试精度。

由于原边电感与匝数的关系如式(3-20)所示，式中 L_e 为磁芯有效回路长度， L_g 为磁芯气隙厚度， μ 为磁芯磁导率， μ_0 为真空中磁导率。

$$L_p = \frac{N_p^2}{\frac{L_e}{\mu A_e} + \frac{L_g}{\mu_0 A_e}} \quad (3-20)$$

代入到式(3-19)可得

$$\Delta I_p = \frac{\Delta BA_e \cdot \left(\frac{L_e}{\mu A_e} + \frac{L_g}{\mu_0 A_e} \right)}{N_p} \quad (3-21)$$

因此如果减小变压器的原边绕组匝数 N_p ，会减小原边电感值，增大原边电流峰峰值 ΔI_p ，从而增大电路其余器件损耗 P_{other} 。如果不减小原边电感值的同时减小变压器的原边绕组匝数 N_p ，就需要减小变压器的气隙厚度 L_g ，气隙厚度最小为 0，也就是不加气隙，此时变压器绕组铜损不再受到气隙周围磁场的影响会减小，考虑到气隙内为空气不会影响磁芯损耗，但磁感应强度在气隙周围分布会发生变化从而影响磁芯损耗，通过仿真相同磁感应强度平均值的有无气隙的两组相同磁芯时发现，其磁芯损耗几乎不变，可以认为气隙对磁感应强度分布的影响很小可以作忽略处理。

因此在实验测试中使用的待测电感为减小了匝数和气隙的磁芯，在保证磁感应强度平均值相同的情况下来做的等效测试。

表 3-1 实验测试磁芯型号及参数

材料型号	A_e/mm^2	L_e/mm
H25X15X10	45.9	60.1
H45X26X12P	103	107
EE16	19.5	35.7
EE33	117.1	67

实验测试的磁芯型号及参数如表 3-1 所示，测试的磁芯材质为 DMR95 和 DMR40 如表 2-3 所示。

设实验测试的磁感应强度范围为 0~0.3T，频率范围为 0~200kHz，测量占空比范围为 0.2~0.8，考虑到减小电路其余器件损耗 P_{other} 和空心电感中的导线电流密度的问题，预估电路峰值电流 $I_p < 3A$ ，在接下来的计算中再验证，由安培环路定理可得式(3-22)， H_m 为峰值磁场强度。

$$\begin{aligned} H_m L_e &= NI_p = \frac{B_m L_e}{\mu} \\ I_p &= \frac{B_m L_e}{\mu N} \end{aligned} \quad (3-22)$$

综合所有待测磁芯，设计选取匝数为 3，电路峰值电流 $I_p = 2A$ 。

由磁通计算公式可得，

$$V_{L1} D_1 T_s = V_{L2} D_2 T_s = NB_m A_e \quad (3-23)$$

将式(3-23)代入式(3-12)，可得输入电压公式(3-24)，计算可得最大值为 92.7V，按照 100V 设计

$$V_{in} = \frac{D_1 + D_2}{2D_1 D_2} NB_m A_e f_s \quad (3-24)$$

由图 2-1 可推导电感电流有效值为

$$\begin{aligned} I_{Lrms} &= \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^{T_s} i_L(t)^2 dt} \\ &= \sqrt{\frac{1+2D_3}{3}} \cdot I_p \end{aligned} \quad (3-25)$$

考虑到 D_3 是实验时可调整的变量，当 D_3 最大为 1 时，电感电流有效值达到最大值，整体电路装置应该满足最大时的电流有效值。

$$I_{Lrms} = \sqrt{\frac{1+2D_3}{3}} \cdot I_p \leq I_p \quad (3-26)$$

则变压器和空心电感绕线的直径可由(3-27)确定

$$D_p = \sqrt{\frac{4I_{Lrms}}{\pi J_p}} \quad (3-27)$$

一般电流密度小于 8A/mm²，计算后选取线规为 AWG23，直径 0.58mm 的铜线。

需要设计的硬件为开关管 $S_1 \sim S_5$ ，外部二极管 D_6 ，直流滤波电容 C 。

对于 $S_1 \sim S_4$ ，其反向最大电压为

$$\max V_{s1-4} = \frac{V_{in}}{0.9} = 111V \quad (3-28)$$

额定电流为

$$I_D = \sqrt{\frac{1}{3}(\max(D_1, D_2))} I_P < \sqrt{\frac{1}{3}} I_P = 1.155A \quad (3-29)$$

对于 S_5 ，其反向最大电压为

$$\max V_{s5} = \frac{V_{L1}}{0.9} = \frac{2D_2}{D_1 + D_2} \frac{V_{in}}{0.9} \leq \frac{16}{9} V_{in} = 178V \quad (3-30)$$

额定电流为

$$I_D = \sqrt{D_3} I_P < I_P = 2A \quad (3-31)$$

对于二极管 D_6 ，其耐压值和额定电流值与 S_5 相同。

对于隔直电容 C 其耐压值为

$$V_C = \frac{D_1 - D_2}{D_1 + D_2} V_{in} \in [-60, 60]V \quad (3-32)$$

电容耐压值考虑裕量选取为 $V_C = \frac{60}{0.9} = 67V$ 。

隔直电容的纹波会影响待测电感两端的电压，对其纹波的要求为 $\Delta V < 0.2V$ ，由式(3-13)可推导出隔直电容的容值

$$C = \frac{(D_1 + D_2)I_P}{4\Delta V_c f_s} = 50\mu F \quad (3-33)$$

对于驱动开关管 S_1 和 S_2 ， S_3 和 S_4 的驱动芯片，其耐压值 V_G 选取为

$$V_G = \frac{V_{in}}{0.9} = 111V \quad (3-34)$$

对于驱动开关管 S_5 和 S_4 的驱动芯片，其耐压值 V_G 选取为

$$V_G = \frac{\max(V_{in} - V_C)}{0.9} = \frac{100 + 60}{0.9} V = 178V \quad (3-35)$$

为了保证测量精度，需要尽可能减小开关管导通电阻 R_{ds} 、二极管管压降 V_D 的值。同时考虑以上因素，开关管选用型号 WSG02N20，选用的二极管 D_6 为 SR2200，选用的驱动芯片为 IRS2007S。

实验硬件实物如图 3-3 所示，其中测试板和待测磁芯与空心电感之间用长导线连接，避免空心电感产生的磁场引起测试电路板损耗变化。

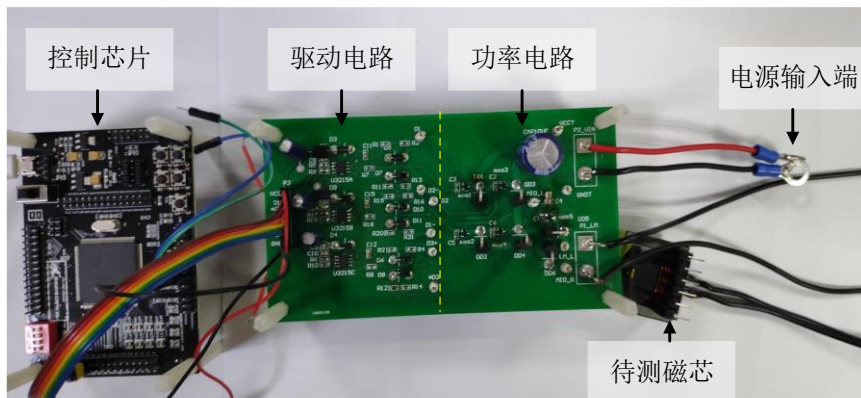


图 3-3 改进直流法磁损测试装置实物图

3.1.4 实验原理验证

实验原理中最关键的假设是在将待测磁芯替换为空心电感后，实验电路工作状态不变，电路其余器件损耗相同，即式(3-16)。但由于空心电感和变压器的寄生参数不同，实际的损耗能否等效还需要通过实验来验证。

我们可以测量待测磁芯和空心电感的电压电流波形，观察两次电路工作状态是否相同，通过测量 MOSFET 和反并二极管的电压电流波形来判断电路器件损耗是否相同。

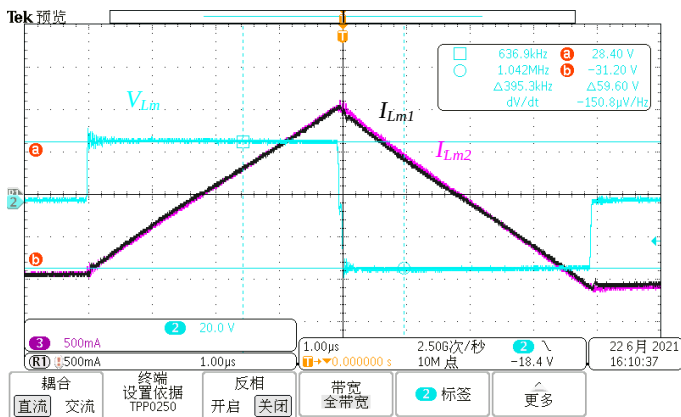


图 3-4 待测磁芯和空心电感电压电流波形

实验待测磁芯和空心电感电压电流波形如图 3-4 所示，可以看出待测磁芯的电流 I_{Lm1} 和空心电感的电流 I_{Lm2} 几乎重合。

MOSFET 关断和导通时的波形如图 3-5 所示，换流时二极管电压电流波形如图 3-6 所示，图中 V_{mos1} 、 I_{mos1} 、 I_{D1} 为测量待测磁芯时的 MOSFET 和二极管的电压电流波形， V_{mos2} 、 I_{mos2} 、 I_{D2} 为测量空心电感时的 MOSFET 和二极管的电压电流波形，可以看出两次测试时的 MOSFET 关断和导通的电流和电压波形几乎重合，换流时的二极管电压电流波形也几

乎重合，可以认为两次测试电路工作状态相同，在 MOSFET 和二极管上的损耗相同。

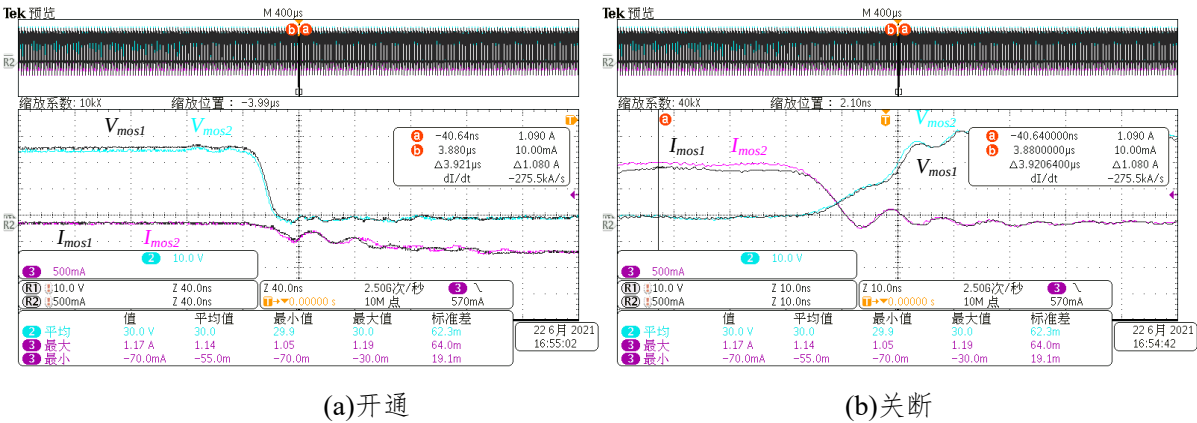
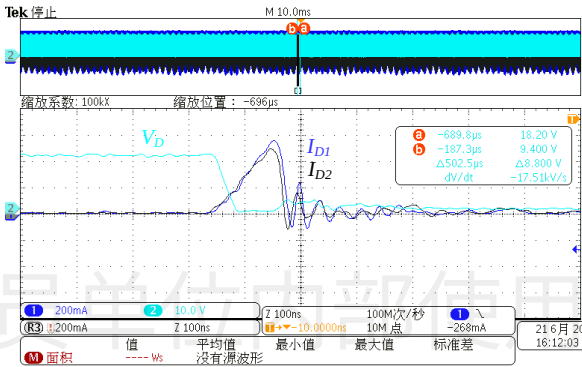


图 3-5 MOSFET 开通和关断电压电流波形图



3.2 磁芯损耗测试

表 3-2 DMR95 材料 Steinmetz 参数随频率变化表

频率/kHz	50	100	150	200
k	6.173	2.0076	0.2028	3.329×10^{-3}
α	1.323	1.424	1.605	1.926
β	2.583	2.564	2.48	2.361

表 3-3 DMR40 材料 Steinmetz 参数随频率变化表

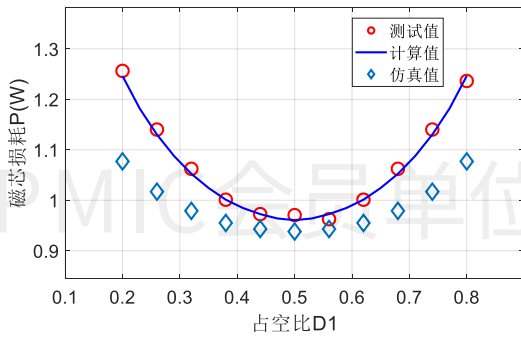
频率/kHz	50	100	150	200
k	19.68	5.721	1.746	0.2648
α	1.265	1.377	1.464	1.602
β	2.881	2.864	2.756	2.613

在这一部分，本论文对环形磁芯和 EE 磁芯分别进行了损耗测试，并与仿真值和计算值进行了比较分析。测试使用的变压器型号为环形磁芯 H25X15X10 和 H45X26X12P 以及 EE 磁芯 EE16 和 EE33，变压器的材质为 DMR95 和 DMR40 两种。

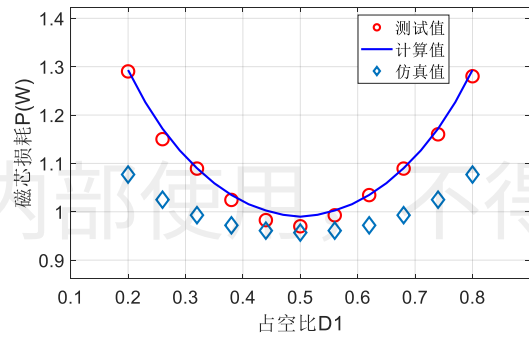
在第二章仿真中，本论文只分析模型与仿真值之间的误差，不考虑因为 Steinmetz 参数变化产生的误差，因此计算使用的 Steinmetz 参数与仿真参数相同也为定值。而在本章节，主要分析模型、仿真值与测量值之间的误差，因此模型中使用的 Steinmetz 参数为根据数据手册拟合的随频率变化的数据，而仿真中因为只能采用固定的 Steinmetz，因此不发生变化，其中不同材料的 Steinmetz 参数随频率的变化如表 3-2 和 3-3 所示，对于频率不在表中的 Steinmetz 参数，采用线性插值的方式进行拟合处理，计算所使用的模型为(2-46)。

3.2.1 环形磁芯损耗测试

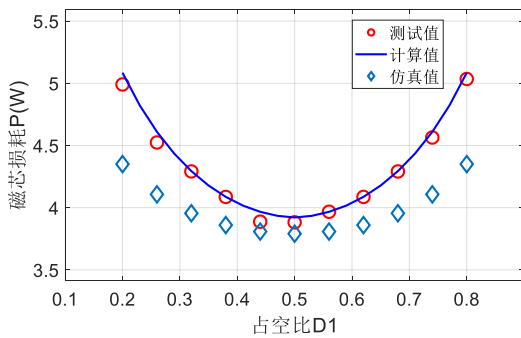
首先测试 CCM 情况下，环形磁芯损耗随占空比 D_1 的变化曲线，如图 3-7 所示



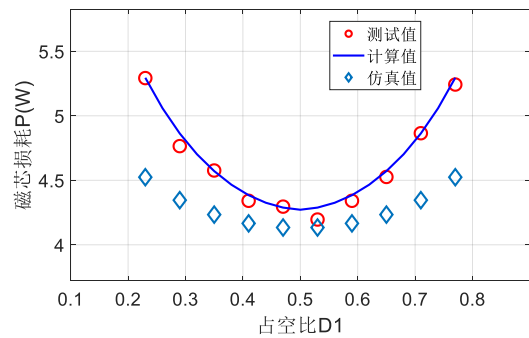
(a) $f=100\text{kHz}$, $B=0.19\text{T}$, H25, DMR95



(b) $f=100\text{kHz}$, $B=0.19\text{T}$, H25, DMR40



(c) $f=100\text{kHz}$, $B=0.19\text{T}$, H45, DMR95



(d) $f=100\text{kHz}$, $B=0.19\text{T}$, H45, DMR40

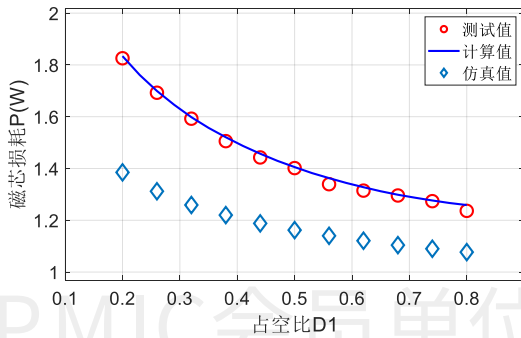
图 3-7 CCM 激励下，环形磁芯磁芯损耗测试值、计算值、仿真值随占空比 D_1 变化曲线

图 3-7 是 CCM 激励下，不同大小不同材质的环形磁芯的磁芯损耗测试值、计算值、仿真值随占空比变化的测试曲线，其中蓝色实线为使用 iWcSE 模型的计算值，红色圆圈为使用磁损测试装置的测量值，蓝色菱形为使用 Ansys 仿真软件的仿真值。

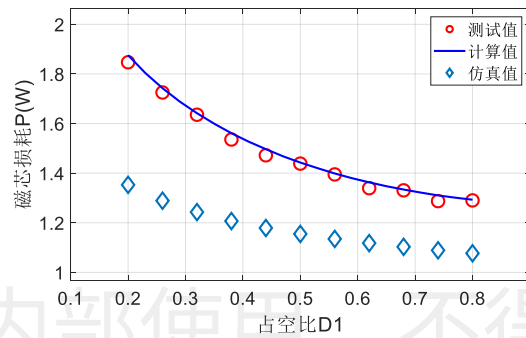
可以看出测试值与计算值较为符合，误差在 2.2% 以内，但仿真值有一些误差。当占空

比趋近于 0 或者 1 时, 仿真值与测试值的误差越来越大, 当 $D_1=0.2$ 时, 对于 DMR95 材料的 H25 磁芯, 误差有 14.3%; 对于 DMR95 材料的 H45 磁芯, 误差有 13.6%; 对于 DMR40 材料的 H25 磁芯, 误差有 16.5%; 对于 DMR40 材料的 H45 磁芯, 误差有 14.5%。

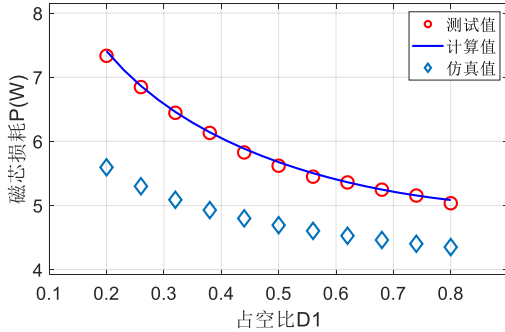
对于当占空比 $D_1 \in (0.3, 0.7)$ 时, 仿真值与测试值误差较小, 对于 DMR40 和 DMR95 材料, 仿真值与测试值的误差都在 10% 以内。这是因为 Steinmetz 各项参数会随着频率的增大而变化, 其中 k 和 β 值会变小, α 值会增大。因此, 对于仿真值而言, 其误差主要是由于占空比过小时, 激励中的高频分量增加, 使得 Steinmetz 参数发生变化, 而仿真中的固定参数无法体现出这一点。因此, 仿真值无法得到不同工况下磁损的准确值, 而 iWcSE 公式能较好的吻合实验测试值, 验证了 iWcSE 模型在 CCM 激励下的准确性



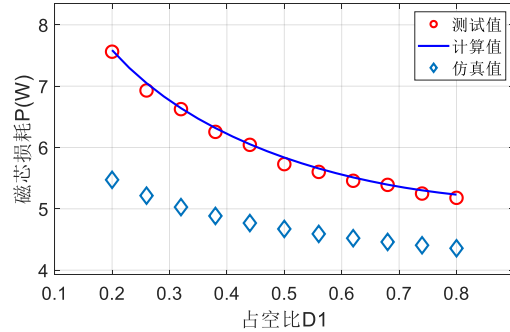
(a) $f=100\text{kHz}$, $B=0.19\text{T}$, $D_2=0.2$, H25, DMR95



(b) $f=100\text{kHz}$, $B=0.19\text{T}$, $D_2=0.2$, H25, DMR40



(c) $f=100\text{kHz}$, $B=0.19\text{T}$, $D_2=0.2$, H45, DMR95



(d) $f=100\text{kHz}$, $B=0.19\text{T}$, $D_2=0.2$, H45, DMR40

图 3-8 DCM 激励下, 环形磁芯磁芯损耗测试值、计算值、仿真值随占空比 D_1 变化曲线

图 3-8 是 DCM 激励下, 控制占空比 D_2 不变, 不同大小不同材质的环形磁芯的磁芯损耗测试值、计算值、仿真值随占空比 D_1 变化的测试曲线, 其中蓝色实线为使用 iWcSE 模型的计算值, 红色圆圈为使用磁损测试装置的测量值, 蓝色菱形为使用 Ansys 仿真软件的仿真值。

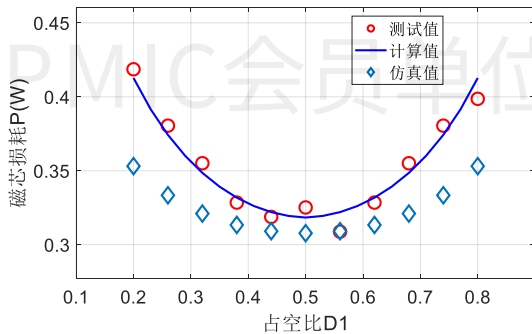
可以看出随着占空比 D_1 的增大, 磁芯损耗值在不断减小, 这与仿真值和计算值的趋势都相同。计算值与测试值更为吻合, 其误差小于 1.9%, 但仿真值与测试值之间存在较大

误差,随着占空比 D_1 的减小,仿真值与测试值的误差不断增大,当 $D_1=0.2$ 时误差达到最大,对于 DMR95 材料的 H25 磁芯,其误差为 24.1%;对于 DMR95 材料的 H45 磁芯,其误差为 23.7%;对于 DMR40 材料的 H25 磁芯,其误差为 26.7%;对于 DMR40 材料的 H45 磁芯,其误差为 27.6%。误差原因也是 Steinmetz 各项参数会随着频率的增大而变化。

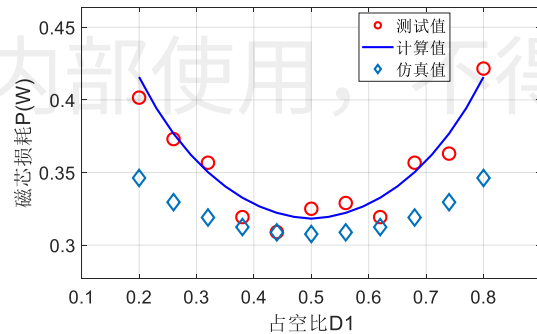
可以看出相比于 CCM 情况,DCM 情况下的仿真值与测试值的误差更大了,这是因为 DCM 情况下,占空比 D_2 固定为 0.2,整体的高频分量比相同占空比 D_1 的 CCM 激励要大,对应的损耗变化也更大。而计算值与实验测试值的误差较小,验证了 iWcSE 模型在 DCM 激励下的准确性。

3.2.2 EE 型磁芯损耗测试

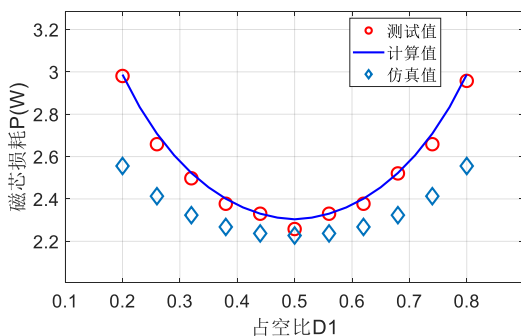
通常来说,环形磁芯因为其电感值难以调节不能用于反激变换器中,而 EE 磁芯可以通过改变气隙大小的方式控制其电感量的值,因此常被选为反激变换器的磁芯,本论文对不同大小,不同材质的 EE 型磁芯进行了实验测试,并与仿真值和计算值进行了对比。其中计算值使用的修正形状参数 C_{ge2} 如表 2-6 所示。



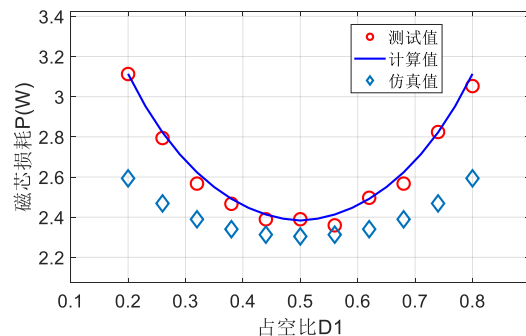
(a) $f=100\text{kHz}$, $B=0.19\text{T}$, EE16, DMR95



(b) $f=100\text{kHz}$, $B=0.19\text{T}$, EE16, DMR40



(c) $f=100\text{kHz}$, $B=0.19\text{T}$, EE33, DMR95



(d) $f=100\text{kHz}$, $B=0.19\text{T}$, EE33, DMR40

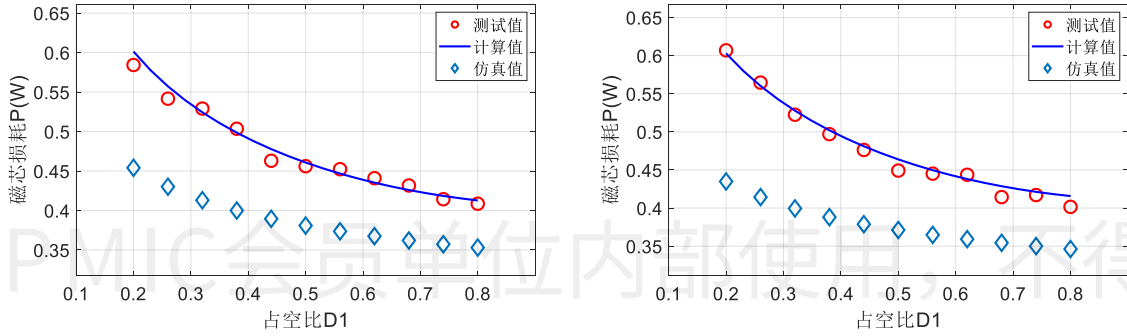
图 3-9 CCM 激励下, EE 形磁芯磁芯损耗测试值、计算值、仿真值随占空比 D_1 变化曲线

图 3-9 是 CCM 激励下,不同大小不同材质的 EE 型磁芯的磁芯损耗测试值、计算值、仿真值随占空比变化的测试曲线,其中蓝色实线为使用 iWcSE 模型的计算值,红色圆圈

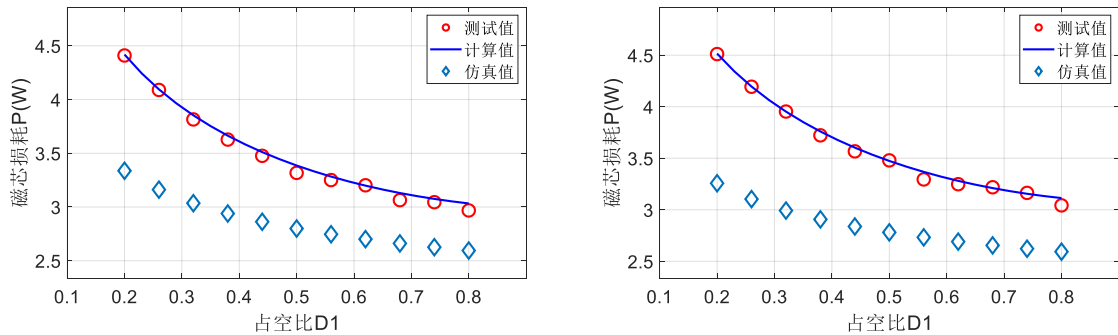
为使用磁损测试装置的测量值，蓝色菱形为使用 Ansys 仿真软件的仿真值。

可以看出，对于 EE16 磁芯，其计算值与测试值误差最大为 4.2%；对于 EE33 磁芯，其计算值与测试值误差最大为 2.3%。这是因为 EE16 磁芯的总损耗很小，相对误差就会增大。而仿真值与测试值之间的误差与环形磁芯类似，随着占空比 D_1 趋向于 0 或 1，仿真值与测试值的误差不断增大，当 $D_1=0.2$ 或 0.8 时误差达到最大，对于 DMR95 材料的 EE16 磁芯，其误差为 15.7%；对于 DMR95 材料的 EE33 磁芯，其误差为 14.3%；对于 DMR40 材料的 EE16 磁芯，其误差为 17.9%；对于 DMR40 材料的 EE33 磁芯，其误差为 16.7%。误差原因也是 Steinmetz 各项参数会随着频率的增大而变化。

可以看出，iWcSE 模型经过修正形状参数 C_{ge2} 修正后，与实验测试误差较小，验证了 iWcSE 模型在 CCM 激励下的准确性以及 EE 磁芯仿真所得的修正形状参数 C_{ge2} 的准确性



(a) $f=100\text{kHz}$, $B=0.19\text{T}$, $D_2=0.2$, EE16, DMR95 (b) $f=100\text{kHz}$, $B=0.19\text{T}$, $D_2=0.2$, EE16, DMR40



(c) $f=100\text{kHz}$, $B=0.19\text{T}$, $D_2=0.2$, EE33, DMR95 (d) $f=100\text{kHz}$, $B=0.19\text{T}$, $D_2=0.2$, EE33, DMR40

图 3-10 DCM 激励下，EE 形磁芯磁芯损耗测试值、计算值、仿真值随占空比 D_1 变化曲线

图 3-10 是 DCM 激励下，控制占空比 D_2 不变，不同大小不同材质的 EE 型磁芯的磁芯损耗测试值、计算值、仿真值随占空比 D_1 变化的测试曲线，其中蓝色实线为使用 iWcSE 模型的计算值，红色圆圈为使用磁损测试装置的测量值，蓝色菱形为使用 Ansys 仿真软件的仿真值。

可以看出，对于 EE16 磁芯，其计算值与测试值误差最大为 3.5%；对于 EE33 磁芯，

其计算值与测试值误差最大为 2.2%。这是因为 EE16 磁芯的总损耗很小，相对误差就会增大。而仿真值与测试值之间的误差与环形磁芯类似，随着占空比 D_1 趋向于 0.2 时，仿真值与测试值的误差不断增大，当 $D_1=0.2$ 时误差达到最大，对于 DMR95 材料的 EE16 磁芯，其误差为 27.8%；对于 DMR95 材料的 EE33 磁芯，其误差为 24.3%；对于 DMR40 材料的 EE16 磁芯，其误差为 28.3%；对于 DMR40 材料的 EE33 磁芯，其误差为 27.8%。误差原因也是 Steinmetz 各项参数会随着频率的增大而变化。

可以看出，iWcSE 模型经过形状参数 C_{ge2} 修正后，与实验测试误差较小，验证了 iWcSE 模型在 DCM 激励下的准确性以及 EE 磁芯仿真所得的修正形状参数 C_{ge2} 的准确性

3.3 反激变换器损耗分析与实验测试

在这一节，本文对反激变换器各部分的损耗进行分析计算并与实验测试结果进行对比。

反激变换器损耗可以分为原边开关管损耗、副边二极管损耗、变压器磁损、变压器铜损、整流桥损耗、RCD 吸收电路损耗、原边采样电阻损耗，输出滤波电容损耗、控制电路损耗等。

为计算整体损耗，需要求解电路中关键电压电流波形，首先计算输入直流电压的平均值和整流桥电流波形，输入交流电压经过整流桥和直流滤波电容后的电压波形以及输出整流桥电流波形如图 3-11 所示。

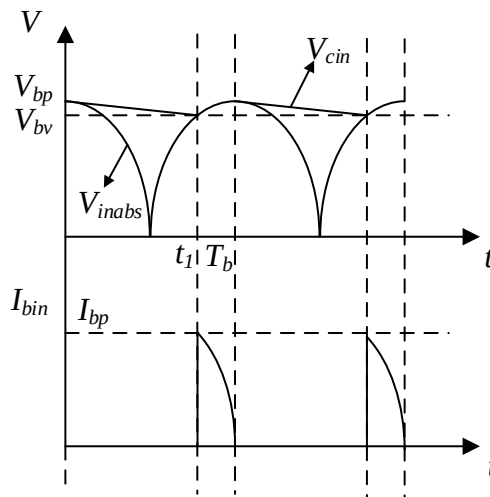


图 3-11 输入滤波电容电压及整流桥电流波形

图中 V_{cin} 为输入电容电压波形， I_{bin} 为整流桥输出电流波形， V_{inabs} 为输入工频电压的绝对值， V_{bp} 为 V_{inabs} 的最大值， V_{bv} 为 V_{cin} 的最小值， T_b 为输入交流电压周期的一半，一般为 10ms。在 $0 \leq t \leq t_l$ 时，输入交流电压小于电容电压，整流桥没有电流流入后级电

路；在 $t_1 \leq t \leq T_b$ 时，输入交流电压大于电容电压，整流桥处于导通状态，电流波形为正弦波的一部分，可以简化为三角形进行计算。

设输入功率为 P_{in} ，效率为 η ，输出功率为 P_{out} ，可得，

$$P_{in} = \frac{P_{out}}{\eta} \quad (3-36)$$

可以得到为 V_{inabs} 和 V_{cin} 在 $0 \leq t \leq t_1$ 时的函数关系式(3-37)和(3-38)，将两式联立求解可得到 t_1 和 V_{bv} 的值。

$$V_{inabs}(t) = \left| V_{bp} \cdot \cos\left(\pi \cdot \frac{t}{T_b}\right) \right| \quad (3-37)$$

$$V_{cin}(t) = \sqrt{V_{bp}^2 - \frac{2P_{in}}{C_b} \cdot t} \quad (3-38)$$

将输入电压近似看为三角波可得输入电压平均值为，

$$V_{in} = \frac{V_{bp} + V_{bv}}{2} \quad (3-39)$$

在 $t_1 \leq t \leq T_b$ 时的整流桥输入电流为

$$I_{bin}(t) = C_{in} \cdot \frac{dV_c}{dt} = \frac{\pi C_{in} V_{bp}}{T_b} \sin\left(\pi \cdot \frac{t}{T_b}\right) \quad (3-40)$$

式中 C_{in} 为整流桥后输入电容容值。

由式(3-40)可计算 I_{bp} 的值为，

$$I_{bp} = I_{bin}(t_1) = \frac{\pi C_{in} V_{bp}}{T_b} \sin\left(\pi \cdot \frac{t_1}{T_b}\right) \quad (3-41)$$

接下来求解整流桥后反激变换器原副边电流波形，波形如图 3-12 所示，输入电流平均值为，

$$I_{pavg} = \frac{P_{in}}{V_{in}} \quad (3-42)$$

原边电流峰值为，

$$I_{pmax} = \frac{2I_{pavg}}{D_1} \quad (3-43)$$

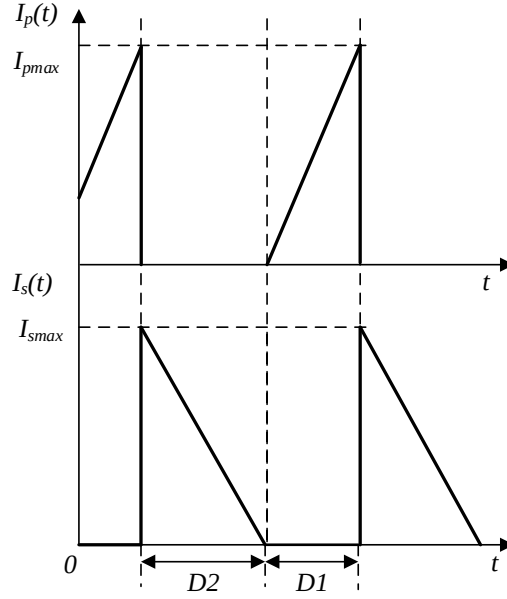


图 3-12 反激变换器 DCM 原副边电流波形

设输出电流为 I_o ，副边电流峰值为，

$$I_{smax} = \frac{2I_o}{D_2} \quad (3-44)$$

原边电流有效值为，

$$I_{prms} = \sqrt{\frac{D_1}{3}} I_{pmax} \quad (3-45)$$

副边电流的有效值为，

$$I_{srms} = \sqrt{\frac{D_2}{3}} I_{smax} \quad (3-46)$$

3.3.1 输入整流桥损耗

计算输入整流桥损耗需要先了解通过整流桥二极管的电流波形，将整流桥中的二极管简化为电压源和电阻串联的形式，其电压 VF_{bridge} 和电阻值 R_{bridge} 可以通过 3.3.2 中的方式计算，考虑到计算的复杂性，可以忽略温度带来的影响。

整流桥输入电流的平均值和有效值可由(3-41)得到为，

$$I_{bavg} = \frac{I_{bp}(T_b - t_1)}{2T_b} \quad (3-47)$$

$$I_{brms} = \sqrt{\frac{I_{bp}^2}{3} \cdot \frac{T_b - t_1}{T_b}} \quad (3-48)$$

整流桥损耗为

$$P_{bridge} = 2 \cdot V F_{bridge} \cdot I_{bavg} + 2 \cdot R_{bridge} \cdot I_{brms}^2 \quad (3-49)$$

3.3.2 原边 MOSFET 损耗

原边开关管损耗分为导通损耗和开关损耗两部分来计算。对于导通损耗，需要的参数为 MOSFET 的导通电阻 R_{on} ，计算公式如下。

$$P_{swcon} = I_{prms}^2 R_{on} \quad (3-50)$$

对于开关损耗，由于 MOSFET 的输出电容会随着漏源电压的增大而减小，因此我们通过测试的方式来的得到 MOSFET 的准确损耗，其测试方法如图 3-13 所示。

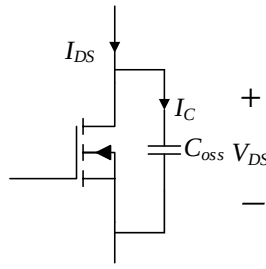


图 3-13 MOSFET 损耗测试分析图

当 MOSFET 开通时， I_{DS} 从 0 开始增大， V_{DS} 逐渐减小至 0，输出电容电流 I_c 流入 MOSFET，设输出电容上的能量为 W_{cosson} ，开通时的损耗为，

$$W_{swon} = \int V_{DS} I_{DS} dt + W_{cosson} \quad (3-51)$$

当 MOSFET 关断时， I_{DS} 从 I_{pmax} 开始减小到 0， V_{DS} 逐渐减小至 0， I_{DS} 分流一部分到输出电容电流 I_c 中，设输出电容上的能量为 $W_{cossoff}$ ，关断时的损耗为，

$$W_{swoff} = \int V_{DS} I_{DS} dt - W_{cossoff} \quad (3-52)$$

电容能量则根据仪器 KEYSIGHT B1505 对 MOSFET 进行测量得到其输出电容 C_{oss} 随栅源电压 V_{DS} 的变换数据得到，设 C_{oss} 与 V_{DS} 的函数关系如下，

$$C_{oss} = C(V_c) \quad (3-53)$$

则电压为 V_c 时的输出电容能量计算公式如下。

$$W_c = \int V_c i_c dt = \int V_c C(V_c) dV_c \quad (3-54)$$

综上所述，MOSFET 总损耗为，

$$P_{sw} = P_{swcon} + \frac{W_{swon} + W_{swoff}}{T_{sw}} \quad (3-55)$$

3.3.3 副边二极管损耗

副边二极管采用肖特基二极管,其模型可简化为电压源与电阻串联的形式,如图 3-14 所示。

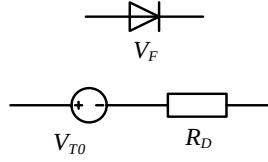


图 3-14 输出二极管等效模型

其中 V_{T0} 代表二极管阈值电压, R_D 代表二极管内阻,考虑到肖特基二极管的温度特性,二者表示为温度的函数 $V_{T0}(T_j)$, $R_D(T_j)$ 。通过在 datasheet 中的正向导通电压 V_F 和导通电流 I_F 的曲线上取点可以拟合出这两个函数的表达式。

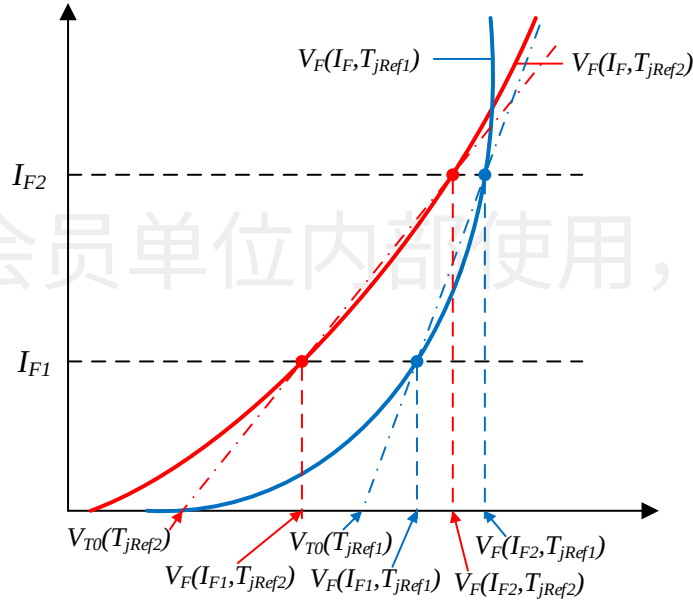


图 3-15 肖特基二极管电压电流曲线图

图 3-15 是肖特基二极管不同温度下的正向电压电流曲线图,对于曲线 $V_F(I_F, T_{jRef1})$,我们可以取导通电流为 I_{F1} 和 I_{F2} 对应的点,拟合方程,推导过程如下。

$$V_F(I_{F1}, T_{jRef1}) = V_{T0}(T_{jRef1}) + R_D(T_{jRef1}) \cdot I_{F1} \quad (3-56)$$

$$V_F(I_{F2}, T_{jRef1}) = V_{T0}(T_{jRef1}) + R_D(T_{jRef1}) \cdot I_{F2} \quad (3-57)$$

由(3-56)和(3-57)可推得,

$$R_D(T_{jRef1}) = \frac{V_F(I_{F2}, T_{jRef1}) - V_F(I_{F1}, T_{jRef1})}{I_{F2} - I_{F1}} \quad (3-58)$$

$$V_{T0}(T_{jRef1}) = \frac{V_F(I_{F1}, T_{jRef1}) \cdot I_{F2} - V_F(I_{F2}, T_{jRef1}) \cdot I_{F1}}{I_{F2} - I_{F1}} \quad (3-59)$$

同理，对于曲线 $V_F(I_F, T_{jRef2})$ ，我们可以推得

$$R_D(T_{jRef2}) = \frac{V_F(I_{F2}, T_{jRef2}) - V_F(I_{F1}, T_{jRef2})}{I_{F2} - I_{F1}} \quad (3-60)$$

$$V_{T0}(T_{jRef2}) = \frac{V_F(I_{F1}, T_{jRef2}) \cdot I_{F2} - V_F(I_{F2}, T_{jRef2}) \cdot I_{F1}}{I_{F2} - I_{F1}} \quad (3-61)$$

对于温度因素带来的影响，我们引入阈值电压温度系数 $\alpha_{V_{T0}}$ 和二极管内阻温度系数 α_{R_D} 来拟合。拟合方程如(3-62)~(3-64)所示。

$$V_{T0}(T_j) = V_{T0}(T_{jRef1}) + \alpha_{V_{T0}} \cdot (T_j - T_{jRef1}) \quad (3-62)$$

$$R_D(T_j) = R_D(T_{jRef1}) + \alpha_{R_D} \cdot (T_j - T_{jRef1}) \quad (3-63)$$

$$V_F(I_F, T_j) = V_F(I_F, T_{jRef1}) + (T_j - T_{jRef1})(\alpha_{V_{T0}} + \alpha_{R_D} \cdot I_F) \quad (3-64)$$

通过 T_{jRef1} 和 T_{jRef2} 对应的阈值电压 V_{T0} 和二极管内阻 R_D ，我们可以推得阈值电压温度系数 $\alpha_{V_{T0}}$ 和二极管内阻温度系数 α_{R_D} ，如下式所示。

$$\alpha_{V_{T0}} = \frac{V_{T0}(T_{jRef2}) - V_{T0}(T_{jRef1})}{T_{jRef2} - T_{jRef1}} \quad (3-65)$$

$$\alpha_{R_D} = \frac{R_D(T_{jRef2}) - R_D(T_{jRef1})}{T_{jRef2} - T_{jRef1}} \quad (3-66)$$

由此可以得到对应的肖特基二极管电压电流对应曲线函数表达式(3-64)。

在反激变换器中，副边二极管波形如图 3-16 所示，

其导通损耗计算公式为

$$\begin{aligned} P_{COND}(T_j) &= \frac{1}{T_{sw}} \int_0^{T_{sw}} V_F(I_F, T_j) \cdot I_F(t) \cdot dt \\ &= V_{T0}(T_j) \cdot I_{F(av)} + R_D(T_j) \cdot I_{F(rms)}^2 \end{aligned} \quad (3-67)$$

对于图 3-16(a)CCM 波形，其平均值为

$$I_{F(av)} = \frac{I_{smax} + I_{smin}}{2} \cdot D_2 \quad (3-68)$$

其有效值为

$$I_{F(rms)} = \sqrt{\frac{I_{smax}^2 + I_{smin}^2 + I_{smax} \cdot I_{smin} \cdot D_2}{3}} \quad (3-69)$$

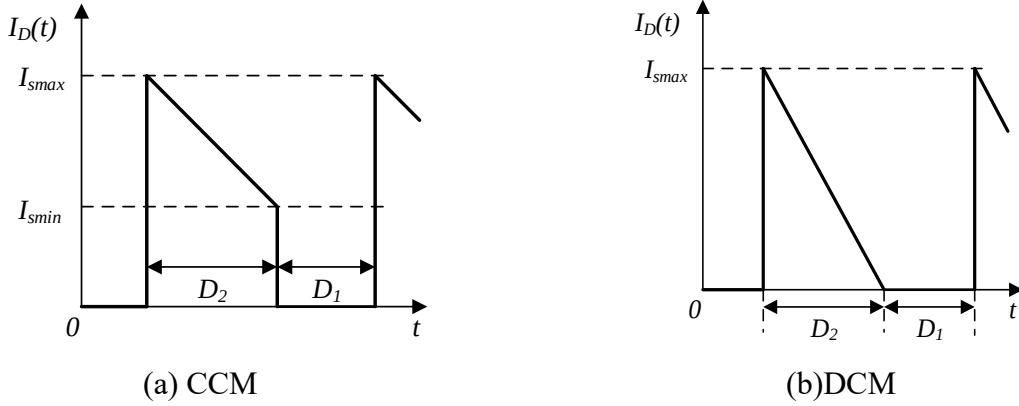


图 3-16 副边二极管波形示意图

对于图 3-16(b)DCM 波形，其平均值为

$$I_{F(av)} = \frac{I_{smax}}{2} \cdot D_2 \quad (3-70)$$

其有效值为

$$I_{F(rms)} = \sqrt{\frac{I_{smax}^2}{3} \cdot D_2} \quad (3-71)$$

结合式(3-62)、(3-63)和(3-67)可以求得副边二极管不同温度下的导通损耗。

3.3.4 变压器损耗

变压器损耗分为磁芯损耗和绕组铜损两部分，磁芯损耗使用磁损测试装置在相同的磁感应强度和频率下进行测试得到，而铜损部分主要来源于邻近效应和集肤效应。

计算方法参考文献[59]的计算方式，简要的表述如下

一般而言，计算变压器绕组铜损采用 Dowell 模型^[60]，通过磁芯窗口导体的分布来计算周围的磁感应强度和导体内部的电流密度分布，最终得到绕组铜损。

Dowell 模型有以下 4 点假设：

- (1) 磁芯窗口中导体两侧的磁场方向平行于导体方向。
- (2) 绕组为厚度均匀的铜箔，且能充满磁芯窗口。
- (3) 绕组激励为正弦激励。
- (4) 不同导体之间的电流相位为 0° 或 180° 。

在以上 4 点假设下，可以推导得到变压器绕组铜损计算公式，

$$P = I_{RMS}^2 R_{AC} \quad (3-72)$$

$$R_{AC} = F_R \cdot R_{DC} \quad (3-73)$$

$$F_R = M' + \frac{(m^2 - 1)}{3} D' \quad (3-74)$$

$$M = \alpha h \cdot \coth(\alpha h) = M' + jM'' \quad (3-75)$$

$$D = 2\alpha h \cdot \tanh(\alpha h) = D' + jD'' \quad (3-76)$$

$$\alpha = \sqrt{\frac{j\omega\mu}{\rho}} \quad (3-77)$$

式中， ω 为导体内部激励角频率， μ 为导体磁导率， ρ 为导体电阻率， h 为铜箔厚度， F_R 为交流电阻系数。而 m 为线圈有效层数，其具体意义为最大磁场强度位置到零磁场强度位置之间所包含的线圈层数（例如，在图 3-1 结构中， m 为 2）。

而对于圆导体，Dowell 通过结构等效的方式将其替换为面积相同的方导体，之后将其拉长至圆导体直径高度，以替换前后导体电阻不变为基准，替换后的方导体电导率变为圆

导体的 $\frac{\sqrt{\pi}}{2}$ 倍。

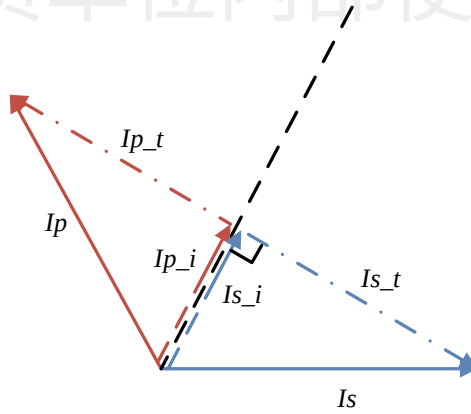


图 3-17 变压器原副边电流分解示意图

在反激变换器中，绕组激励为三角波，且原副边的电流相位差也不满足 0° 或 180° 的条件，文献[61]将原副边电流分解为方向相同的电感分量和方向相反的变压器分量，其中变压器分量和电感分量彼此垂直，如图 3-17 所示。

原副边电流分解表达式如下所示，

$$I_p \sin(\omega t + \theta_p) = I_{p-i} \sin(\omega t) + I_{p-t} \cos(\omega t) \quad (3-78)$$

$$I_s \sin(\omega t + \theta_s) = I_{s-i} \sin(\omega t) + I_{s-t} \cos(\omega t) \quad (3-79)$$

式中 I_{p_i} 是原边电流的电感分量, I_{p_t} 是原边电流的变压器分量, I_{s_i} 是副边电流的电感分量, I_{s_t} 是副边电流的变压器分量。之后应用公式(3-80)求解出对应的铜损。

$$\begin{aligned} P_{AC} &= P_{AC_t} + P_{AC_i} \\ &= I_{RMS_t}^2 F_{R_t} R_{DC} + I_{RMS_i}^2 F_{R_i} R_{DC} \end{aligned} \quad (3-80)$$

3.3.5 其他损耗

其他损耗包括 RCD 吸收电路损耗、原边采样电阻损耗、输入输出滤波电容损耗。下面分别进行分析计算。

RCD 吸收电路由电阻电容并联再与二极管串联组成, 损耗主要来源于电阻发热, 计算公式如下,

$$V_{clamp} = V_{pk} + N(V_o + V_F) \quad (3-81)$$

$$P_{RCD} = \frac{V_{clamp}^2}{R_{clamp}} \quad (3-82)$$

式中 V_{clamp} 为 RCD 吸收电路电阻两端电压, V_{pk} 为假定变压器漏感电压, V_o 为输出电压, V_F 为输出二极管电压, R_{clamp} 为 RCD 吸收电路电阻值。

原边采样电阻损耗计算如下,

$$P_{cs} = I_{pri_rms}^2 \cdot R_{cs} \quad (3-83)$$

I_{pri_rms} 为原边电流有效值, R_{cs} 为采样电阻阻值。

输入滤波电容损耗主要来源于电容寄生电阻 ESR_{in} , ESR_{in} 参数可从数据手册获取, 只需要求解流入输入滤波电容的电流计算其有效值即可求解损耗, 设输入滤波电容电流为 I_{cin} , 则有,

$$I_{cin} = I_{bin} - I_p \quad (3-84)$$

有效值为,

$$I_{cinrms} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} I_{cin}^2 dt} \quad (3-85)$$

损耗为,

$$P_{cin} = I_{cinrms}^2 \cdot ESR_{in} \quad (3-86)$$

输出滤波电容损耗计算方式同上, 设寄生电阻为 ESR_{out} , 电容输入电流为 I_{cout} , 电流有效值为 $I_{coutrms}$, 损耗为 P_{cout} 。

$$I_{cout}=I_s-I_o \tag{3-87}$$

$$I_{coutrms}=\sqrt{\frac{1}{T_s}\int_0^{T_s}I_{cout}^2dt} \tag{3-88}$$

$$P_{cout}=I_{coutrms}^2\cdot ESR_{out} \tag{3-89}$$

3.3.6 硬件实验

设计的反激变换器具体参数如表 3-4 所示，

表 3-4 样机参数

输入电压	90-265VAC
输出电压	12V
输出功率	36W
输出电流	3A
控制模式	开环
低压侧满载占空比	0.5
磁芯型号	EE33

样机实物如图 3-18 所示。

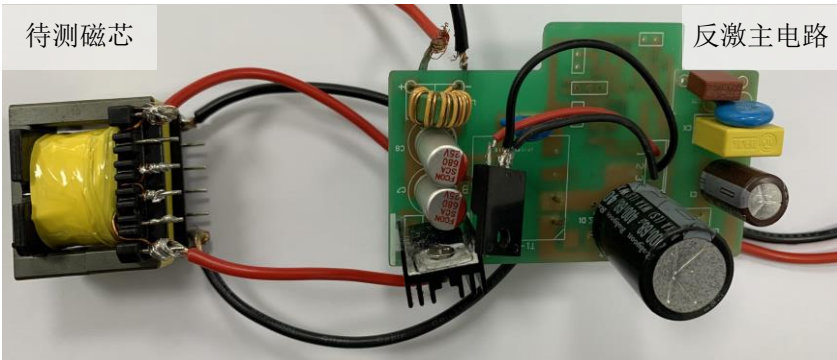


图 3-18 反激变换器样机实物图

本实验测量的磁芯型号为 EE33，材质分别为 DMR95 和 DMR40 两种，变压器绕组参数如下表所示

表 3-5 变压器参数

磁芯型号	磁芯材质	A _e /mm ²	L _e /mm	匝比	励磁电感值/uH
EE33	DMR95	117.1	67	14:2	270.5
EE33	DMR40	117.1	67	14:2	270.8

实验中各部分损耗计算或测试方式如前所述，其中，实验测试了 90V 输入满载输出和 265V 输入满载输出两个工作点的损耗，其中 MOSFET 开通损耗和关断损耗测量图如图 3-19 所示。图中绿色线条为 MOSFET 漏源电压 V_{ds} ，紫色线条为 MOSFET 电流 I_{ds} ，红色线条为 V_{ds} 与 I_{ds} 的乘积，通过示波器积分来获得开关时的损耗能量。

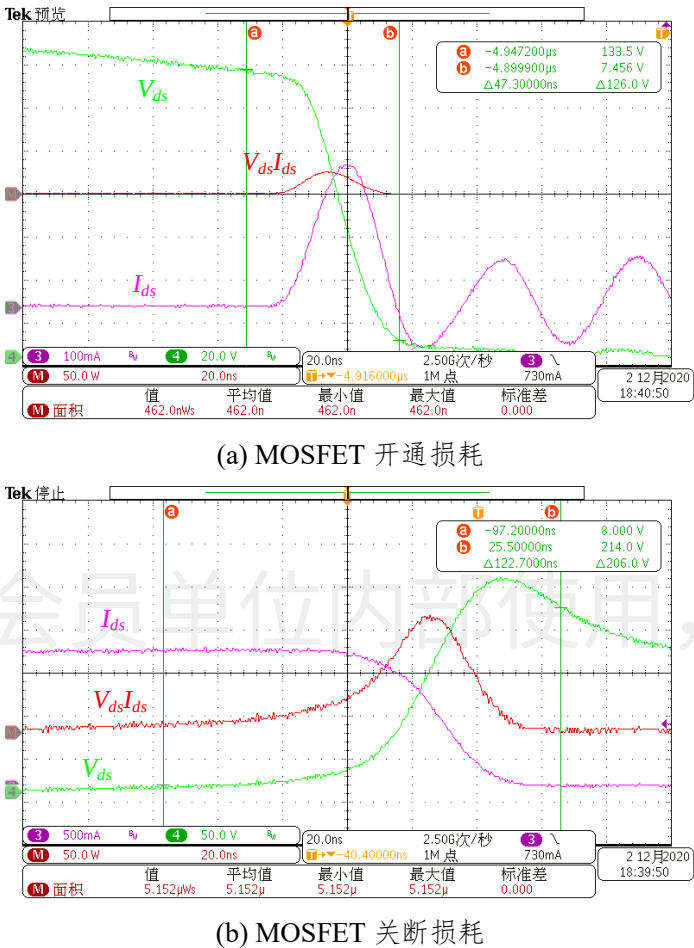


图 3-19 MOSFET 开关损耗测量图（90V 满载）

通过反激变换器整机损耗测试值减去整流桥损耗、原边 MOSFET 损耗、副边二极管损耗、变压器铜损以及电路其他损耗可得到变压器磁损，再与通过改进直流法磁损测试装置测得的磁损相比较来验证磁损测试装置的准确性。其整机测试结果、各部分损耗计算值及磁损测试装置测试结果如表 3-6 所示。

可以看出，对于 90V 满载和 265V 满载情况下，磁损测试误差相对值最高为 5.8%，原因分析为整机测试总损耗较大，约为 6.5W，而磁损测试误差绝对值最大为 0.066W，占比仅为 1%，因此整机测试的小误差就会带来大的磁损测试误差。因此本实验验证了改进直流法测量装置的准确性，与整机测试结果误差最大为 5.8%。

表 3-6 90V 输入满载输出和 265V 输入满载输出下 DMR95 与 DMR40 材质磁芯整机损耗表

损耗及误差	90V 满载/W		265V 满载/W	
	DMR95	DMR40	DMR95	DMR40
MOSFET 损耗	1.129	1.143	1.287	1.301
副边二极管损耗	1.443	1.628	1.628	1.628
变压器铜损	0.719	0.719	0.687	0.687
其他损耗	2.083	2.083	1.237	1.237
输入功率	42.505	42.625	42.511	42.421
输出功率	36	36	36	36
整机测试磁损	1.13	1.05	1.67	1.57
改进直流法测试磁损	1.065	0.998	1.621	1.527
磁损测试误差绝对值	0.066	0.054	0.051	0.041
磁损测试误差相对值	5.836%	5.133%	3.050%	2.615%

3.4 本章小结

本章分析了在直流法测试磁芯损耗的基础上，通过测试电路拓扑结构进行优化，使其能够满足对反激变换器 DCM 波形下的损耗测试，通过对电路波形的分析，验证了测试电路的可靠性。并通过实验与仿真以及 iWcSE 模型计算结果的对比发现了仿真工具与现有的磁损计算模型和磁芯实际损耗仍有一定误差。仿真模型的误差来源于没有考虑到 Steinmetz 参数会随着频率的变化而改变，低占空比带来的高频分量增加会增加磁芯的损耗，考虑了修正形状参数 C_{ge2} 的 iWcSE 模型与测量值误差较小，整体在 4.2% 以内，最后分析了反激变换器各部分的损耗计算方式与测试方法，并通过实验与磁损测试装置进行了对比验证，验证了改进直流法测量装置的准确性，与整机测试结果误差最大为 5.8%。

第4章 总结与展望

4.1 工作总结

反激变换器在小功率变换器中应用极为广泛，磁性元件的损耗一直是反激变换器损耗分析和测试的难点。本文针对当前已有的磁芯损耗数学模型，分析了其在反激变换器激励下的形式，并进行了仿真分析，并在当前已有的磁损测试装置的基础上，针对反激变换器电感电流断续模式进行了改进，设计了适用于反激变换器的磁损测试装置。围绕反激变压器磁芯损耗分析、直流法磁损测试装置，本论文主要工作概述如下：

1. 首先详细介绍了经典磁损模型理论，以及改进后的 MSE、GSE、iGSE、WcSE、iWcSE 模型，拓展了 iWcSE 模型在反激变换器 DCM 激励下的应用，分析了磁感应强度分布不均导致的磁芯损耗计算平均值与理论值之间的差异，验证了环形磁芯和 EE 型磁芯形状参数 C_{ge} 的准确性后，指出了 EE 磁芯的形状参数存在不准确的问题，主要原因在于分割区域内磁感应强度分布不均匀与假设冲突，通过仿真结果重新计算了 EE 磁芯的形状参数 C_{ge2} ，并通过仿真进行了验证不同激励下形状参数 C_{ge2} 的准确性。
2. 介绍了当前已有的磁损测试装置，针对其在反激变压器断续模式测试的不足，对直流法进行改进，并通过对电路电压电流工作波形的分析，验证了测试电路可行性。之后测试了环形磁芯和 EE 型磁芯的损耗，与仿真值和理论计算值进行了对比，发现了仿真模型的缺陷点在于无法对 Steinmetz 参数随频率变化的函数进行建模，验证了考虑了形状参数 C_{ge} 的 iWcSE 模型的准确性，整体误差在 4.2% 以内。
3. 最后分析了反激变换器各部分的损耗计算方式与测试方法，并通过实验测试数据与磁损测试装置测试值进行了对比验证，验证了改进直流法测量装置的准确性，与整机测试结果误差最大为 5.8%。

4.2 后期展望

本文基于反激变压器模型，对其磁损的数学模型，以及测试电路进行了研究，由于时间问题，有一部分仍存在没有解决的疑难杂症，未来可以从以下几点入手开展工作：

1. 本论文分析的磁损模型是基于经验公式 Steinmetz 的改进公式，其理论支撑较为薄弱，可以从涡流和磁滞模型的角度与经验公式相互验证，建立具有理论基础且准确的数学

模型。

2. 在磁损测试装置方面，对于每一款磁芯都需要绕制电感量相同的空心电感，程序较为复杂，可以考虑其他等效手段，避免绕制空心电感。
3. 磁损测试装置缺少对直流偏磁的测试，可以考虑并入直流源的手段，调整激励的直流偏量。

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

参考文献

- [1] Commission Regulation (EU) 2019/1782 of 1 October 2019 laying down ecodesign requirements for external power supplies pursuant to Directive 2009/125/EC of the European Parliament and of the Council and repealing Commission Regulation (EC) No 278/2009 (Text with EEA relevance)[EB/OL] 2019-10-01]. <https://eur-lex.europa.eu/legal-content/EN/TXT/PDF/?uri=CELEX:32019R1782&from=EN>.
- [2] T.Danielson D. Energy Conservation Program: Energy Conservation Standards for External Power Supplies[EB/OL] (2014-02-03)[2014-02-03]. https://www.energy.gov/sites/prod/files/2014/02/f7/eps_ecs_final_rule.pdf.
- [3] Roshen W A. A Practical, Accurate and Very General Core Loss Model for Nonsinusoidal Waveforms [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, 22(1): 30-40.
- [4] Smailes M, Ng C, Fox R, et al. Evaluation of core loss calculation methods for highly nonsinusoidal inputs [C]// proceedings of the 11th IET International Conference on AC and DC Power Transmission, 2015: 1-7.
- [5] Hatakeyama T, Onda K. Core Loss Estimation of Various Materials Magnetized With the Symmetrical/Asymmetrical Rectangular Voltage [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(12): 6628-6635.
- [6] Zuo Y, Xiao M, Song Y, et al. Modeling and Finite Element Calculation of Core Loss in Anode Saturable Reactor Based on JA Dynamic Hysteresis Model [C]// proceedings of the 2020 IEEE International Conference on Applied Superconductivity and Electromagnetic Devices (ASEMD), 2020: 1-2.
- [7] Zhao X, Xu H, Cheng Z, et al. Hysteresis and Loss Modeling of Silicon Steel Sheet under the Non-Sinusoidal Excitation [C]// proceedings of the 2020 IEEE International Conference on Applied Superconductivity and Electromagnetic Devices (ASEMD), 2020: 1-2.
- [8] Zhang Y, Cheng M C, Pillay P. A Novel Hysteresis Core Loss Model for Magnetic Laminations [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2011, 26(4): 993-999.
- [9] Zhang Y, Alatawneh N, Cheng M C, et al. Magnetic core losses measurement instrumentations and a dynamic hysteresis loss model [C]// proceedings of the 2009 IEEE Electrical Power & Energy Conference (EPEC), 2009: 1-5.
- [10] Wang Y, Liu Z Z. Establishment of core dynamic hysteresis model under DC flux [C]// proceedings of the 2015 IEEE International Conference on Applied Superconductivity and Electromagnetic Devices (ASEMD), 2015: 334-335.
- [11] Li Y, Zhu L, Zhu J. Core Loss Calculation Based on Finite-Element Method With Jiles–Atherton Dynamic Hysteresis Model [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2018, 54(3): 1-5.
- [12] Li Y, Zhu L, Zhu J. Calculation of core losses under DC bias and harmonics based on Jiles–Atherton dynamic hysteresis model combined with finite element analysis [C]// proceedings of the 2017 20th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2017: 1-5.
- [13] Akcay H, Ece D G. Modeling of hysteresis and power losses in transformer laminations [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2003, 18(2): 487-492.

- [14] Reinert J, Brockmeyer A, Doncker R W A A D. Calculation of losses in ferro- and ferrimagnetic materials based on the modified Steinmetz equation [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2001, 37(4): 1055-1061.
- [15] Albach M, Durbaum T, Brockmeyer A. Calculating core losses in transformers for arbitrary magnetizing currents a comparison of different approaches [C]// proceedings of the PESC Record 27th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1996: 1463-1468 vol.1462.
- [16] Graham Jr C. Physical origin of losses in conducting ferromagnetic materials [J]. Journal of Applied Physics, 1982, 53(11): 8276-8280.
- [17] Bertotti G, Fiorillo F, Mazzetti P. Basic principles of magnetization processes and origin of losses in soft magnetic materials [J]. Journal of magnetism and magnetic materials, 1992, 112(1-3): 146-149.
- [18] Bertotti G. General properties of power losses in soft ferromagnetic materials [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 1988, 24(1): 621-630.
- [19] Becker J. Magnetization changes and losses in conducting ferromagnetic materials [J]. Journal of Applied Physics, 1963, 34(4): 1327-1332.
- [20] Jieli L, Abdallah T, Sullivan C R. Improved calculation of core loss with nonsinusoidal waveforms [C]// proceedings of the Conference Record of the 2001 IEEE Industry Applications Conference 36th IAS Annual Meeting (Cat No01CH37248), 2001: 2203-2210 vol.2204.
- [21] Venkatachalam K, Sullivan C R, Abdallah T, et al. Accurate prediction of ferrite core loss with nonsinusoidal waveforms using only Steinmetz parameters [C]// proceedings of the 2002 IEEE Workshop on Computers in Power Electronics, 2002 Proceedings, 2002: 36-41.
- [22] Shen W, Wang F, Boroyevich D, et al. Loss Characterization and Calculation of Nanocrystalline Cores for High-Frequency Magnetics Applications [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(1): 475-484.
- [23] Yue S, Li Y, Yang Q, et al. Comparative analysis of core loss calculation methods for magnetic materials under nonsinusoidal excitations [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2018, 54(11): 1-5.
- [24] Barg S, Ammous K, Mejbri H, et al. An Improved Empirical Formulation for Magnetic Core Losses Estimation Under Nonsinusoidal Induction [J]. Ieee Transactions on Power Electronics, 2017, 32(3): 2146-2154.
- [25] Muhlethaler J, Biela J, Kolar J W, et al. Core Losses Under the DC Bias Condition Based on Steinmetz Parameters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(2): 953-963.
- [26] Li Q, Mu M K, Lee F C. Analytical Core Loss Models for Planar Inductors with Non-uniform Flux Distribution and Non-sinusoidal Excitation [J]. 2012 Twenty-Seventh Annual Ieee Applied Power Electronics Conference And Exposition (Apec), 2012: 1783-1789.
- [27] Lin D, Zhou P, Fu W N, et al. A dynamic core loss model for soft ferromagnetic and power ferrite materials in transient finite element analysis [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2004, 40(2): 1318-1321.

- [28] Wang Y, Liu Z. Estimation Model of Core Loss Under DC Bias [J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2016, 26(7): 1-5.
- [29] Stenglein E, Dürbaum T. Core Loss Model for Arbitrary Excitations With DC Bias Covering a Wide Frequency Range [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2021, 57(6): 1-10.
- [30] Mu M, Zheng F, Li Q, et al. Finite Element Analysis of Inductor Core Loss Under DC Bias Conditions [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(9): 4414-4421.
- [31] Kosai H, Turgut Z, Scofield J. Experimental Investigation of DC-Bias Related Core Losses in a Boost Inductor [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2013, 49(7): 4168-4171.
- [32] Baguley C A, Madawala U K, Carsten B. A New Technique for Measuring Ferrite Core Loss Under DC Bias Conditions [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2008, 44(11): 4127-4130.
- [33] Baguley C A, Madawala U K, Carsten B. The influence of temperature and core geometry on ferrite core losses under DC bias conditions [C]// proceedings of the 2008 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, 2008: 355-359.
- [34] Turner D, Binns K, Shamsadeen B, et al. Accurate measurement of induction motor losses using balance calorimeter [C]// proceedings of the IEE Proceedings B-Electric Power Applications, 1991: 233-242.
- [35] Imre T G, Cronje W A, Wyk J D v, et al. An experimental method for low power loss determination [C]// proceedings of the 1999 IEEE Africon 5th Africon Conference in Africa (Cat No99CH36342), 1999: 593-598 vol.592.
- [36] Bradley K J, Ferrah A, Magill R, et al. Improvements to precision measurement of stray load loss by calorimeter [J]. IET Conference Proceedings, 1999: 189-193.
- [37] Jalilian A, Gosbell V J, Perera B S P, et al. Double chamber calorimeter (DCC): a new approach to measure induction motor harmonic losses [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 1999, 14(3): 680-685.
- [38] Van den Bossche A, ELMAPE S-P. Flow calorimeter for power electronic converters [C]// proceedings of the EPE conference, Graz, 2001: 27-29.
- [39] Malliband P, Carter D, Gordon B, et al. Design of a double-jacketed, closed type calorimeter for direct measurement of motor losses [C]// proceedings of the 1998 Seventh International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives (IEE Conf Publ No 456), 1998: 212-217.
- [40] Malliband P, Van der Duijn Schouten N, McMahon R. Precision calorimetry for the accurate measurement of inverter losses [C]// proceedings of the The Fifth International Conference on Power Electronics and Drive Systems, 2003 PEDS 2003, 2003: 321-326.
- [41] Malliband P, McMahon R. Implementation and calorimetric verification of models for wide speed range three-phase induction motors for use in washing machines [C]// proceedings of the Conference Record of the 2004 IEEE Industry Applications Conference, 2004 39th IAS Annual Meeting, 2004: 2485-2492.
- [42] Ritchie E, Pedersen J K, Blaabjerg F, et al. Calorimetric measuring systems [J]. IEEE Industry Applications Magazine, 2004, 10(3): 70-78.
- [43] Loyau V, Lo Bue M, Mazaleyrat F. Measurement of magnetic losses by thermal method

- applied to power ferrites at high level of induction and frequency [J]. *Review of Scientific Instruments*, 2009, 80(2): 024703.
- [44] Loyau V, LoBue M, Mazaleyrat F. Comparison of Losses Measurement in a Ferrite With Two Calorimetric Methods [J]. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2010, 46(2): 529-531.
- [45] Papamanolis P, Guillod T, Krismer F, et al. Transient Calorimetric Measurement of Ferrite Core Losses [C]// *proceedings of the 2020 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2020: 195-201.
- [46] Papamanolis P, Guillod T, Krismer F, et al. Transient Calorimetric Measurement of Ferrite Core Losses up to 50 MHz [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2021, 36(3): 2548-2563.
- [47] Yi Z, Liu H, Sun K. A Novel Calorimetric Loss Measurement Method For High-Power High-Frequency Transformer Based on Surface Temperature Measurment [C]// *proceedings of the 2020 4th International Conference on HVDC (HVDC)*, 2020: 645-648.
- [48] Thottuvelil V J, Wilson T G, Owen H A. High-frequency measurement techniques for magnetic cores [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 1990, 5(1): 41-53.
- [49] Brockmeyer A. Experimental evaluation of the influence of DC-premagnetization on the properties of power electronic ferrites [C]// *proceedings of the Proceedings of Applied Power Electronics Conference APEC '96*, 1996: 454-460 vol.451.
- [50] Hou D, Mu M, Lee F C, et al. New core loss measurement method with partial cancellation concept [C]// *proceedings of the 2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition-APEC 2014*, 2014: 746-751.
- [51] Mu M, Lee F C, Li Q, et al. A high frequency core loss measurement method for arbitrary excitations [C]// *proceedings of the 2011 Twenty-Sixth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2011: 157-162.
- [52] Mu M. High frequency magnetic core loss study [D]; Virginia Polytechnic Institute and State University, 2013.
- [53] Hou D, Mu M, Lee F C, et al. New high-frequency core loss measurement method with partial cancellation concept [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2016, 32(4): 2987-2994.
- [54] Wang J, Chen W, Lin S. The study of high frequency core loss measurement with large impedance angle [C]// *proceedings of the Proceedings of The 7th International Power Electronics and Motion Control Conference*, 2012: 1497-1501.
- [55] Steinmetz C P. On the law of hysteresis [J]. *Proceedings of the IEEE*, 1984, 72(2): 197-221.
- [56] Javidi N F, Nymand M, Wang Y, et al. Investigating the impact of uneven magnetic flux density distribution on core loss estimation [C]// *proceedings of the 2017 IEEE 12th International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*, 2017: 567-572.
- [57] Mogorovic M, Dujic D. Modeling and Experimental Verification of Geometry Effects on Core Losses [C]// *proceedings of the 2019 10th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE 2019 - ECCE Asia)*, 2019: 3040-3046.
- [58] Barg S, Alam F, Bertilsson K. Modeling of the Geometry Effect on the Core Loss and Verification with a Measurement Technique Based on the Seebeck Effect and FEA [C]//

- proceedings of the IECON 2019 - 45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2019: 1832-1837.
- [59] 孙旦跃. 反激变压器损耗建模及 EMI 抑制技术的研究 [D]; 浙江大学, 2019.
- [60] Dowell P L. Effects of eddy currents in transformer windings [J]. Proceedings of the Institution of Electrical Engineers, 1966, 113(8): 1387-1394.
- [61] 孙旦跃, 张军明. 基于正交分离的反激拓扑变压器绕组损耗建模与分析 [J]. 电子技术, 2018, 47(12): 103-106.

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

攻读硕士学位期间所发表的论文与专利

1. 马睿,张军明.一种测量反激变压器磁损测试方法 [J].电子技术,2023(1).

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

致谢

光阴荏苒，如白驹过隙，三年的研究生生涯在此刻落幕，我的学生生涯也于此刻结束。

在这段求学时光中，我最感谢的是我的导师张军明教授，您学识渊博，专业理论实力雄厚，实验经验丰富，学术态度严谨，处事诚恳待人，在我的科研道路上给予了我莫大的帮助。授人以鱼不如授人以渔，张老师以自己严谨的科研逻辑性和对科研工作敏锐的洞察力，让我领会了基本的逻辑思考方式。特别要感谢张老师对我的包容，一日为师，终身为师，在此衷心祝福张老师和家人身体健康，万事如意！

感谢邵帅老师对我的指导，邵老师作为我的班主任指导老师同时也与我在一个实验室里，在科研上，职业规划上给予了我帮助。也感谢周莉英大姐对我们生活中无微不至地关怀，让我们可以安心科研学习。

感谢杭州士兰微电子股份有限公司的郭塘塘博士，在我实习的期间，您的指导让我受益良多，也感谢士兰微公司的王众、郭凯、徐小照、袁小峰、王明乐同事，实习时与你们度过的时光是我珍贵的回忆。

感谢与我一起学习的大功率实验室成员。感谢师兄师姐林绿漪、张桢、王楠、朱翔文、叶蔚文、李雨岑、崔文韬、王泽峰、虞乃鹏、张博诚、朱世隆、杨秋哲、杨得秋、高枝、张建佳，感谢你们对我科研中的帮助，以及就业方面的指导；感谢同级的王勋、何杨、林伟聪、李欣宜、冯雨心，和你们所有人在一起度过的每一天都是我最难忘的回忆，足以让我铭记一生；感谢师弟师妹汪欣、王金帅、杜家坤、陈毅飞、陈张昊、张飞力、施逸能、张光耀、邵可伟、吴彤、袁钰淼、朱志豪，你们的热情与活力深深感染着我，感谢你们的相伴。

感谢我的父母，对我无微不至的关怀和百分百的支持，你们是我不断前行路上的动力。

马睿

2022年5月于浙大玉泉