

基于单移相调制的双有源桥变换器 磁性元件多目标优化设计

靳浩源, 裴云庆, 王来利*, 董晓博, 王淦, 李汕哲

(西安交通大学电气工程学院, 陕西省 西安市 710049)

Multi-objective Optimization of Magnetic Components for Dual Active Bridge Converter Under Single-phase-shift Modulation

JIN Haoyuan, PEI Yunqing, WANG Laili*, DONG Xiaobo, WANG Gan, LI Shanzhe

(School of Electrical Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, Shaanxi Province, China)

ABSTRACT: Dual active bridge (DAB) converters are widely used in power electronic transformers, in which magnetic components have an important impact on efficiency, power density and reliability. However, previous research on the optimization of magnetic components is less combined with the operating principle of the DAB converter, the optimization problem is complicated to solve, and the inductor is rarely optimized. Focusing on the DAB converter under single-phase-shift modulation, this article combines the operating principle of the DAB converter and the multi-physics design theory of magnetic components. Using the core shape, inductance, and transformer turns numbers as decision variables, this paper establishes both circuit-level and component-level constraints, ultimately conducting multi-objective optimization to maximize efficiency and power density. For the above optimization problem, this article mainly deduces the influence of inductance and transformer turns numbers on various constraints and optimization objectives theoretically, and summarizes the design rules of decision variables, thereby reducing the dimension of decision variables. Then, the optimization process is given and finally verified through experiments.

KEY WORDS: dual active bridge converter; magnetic component; multi-objective optimization; constraints; inductance

摘要: 双有源桥(dual active bridge, DAB)变换器在电力电子变压器中有着广泛应用,其中磁性元件对变换器的效率、功率密度和可靠性有重要影响。但是以往关于磁性元件优化的研究与DAB变换器运行原理结合较少,优化问题求解复杂,

并且很少对其中的电感进行优化。文中针对单移相调制下DAB变换器,结合DAB变换器运行原理与磁性元件多物理场设计理论,以磁芯形状、电感值、变压器匝数为决策变量,构造电路层面和器件层面两大类约束条件,以效率和功率密度作为优化目标进行多目标优化。对于上述优化问题,重点从理论上推导电感值和变压器匝数对各约束条件和优化目标的影响,总结出决策变量的设计规律,从而降低决策变量维度,且结论具有通用性;然后,给出优化流程;最后,通过实验进行验证。

关键词: 双有源桥变换器; 磁性元件; 多目标优化; 约束条件; 电感值

0 引言

随着我国“双碳”目标的提出,新能源装备将会广泛接入电网,电力电子装置在未来的电力系统中将发挥越来越重要的作用^[1]。在新能源汇集的场景中,采用电力电子变压器可以大幅提高系统功率密度,降低系统损耗,具有广泛的应用前景。双有源桥(dual active bridge, DAB)变换器由于具有能量双向流动、功率密度高、软开关特性好等优势,被广泛应用于电力电子变压器中^[2]。DAB变换器有单移相(single-phase-shift, SPS)调制、双移相调制、拓展移相调制、三移相调制等多种调制方式。当电力电子变压器输入和输出电压恒定时,SPS调制便能实现较高效率且控制简单,是使用最广泛的调制方式^[3-6],本文针对此种情况进行研究。

DAB变换器中的磁性元件主要包含电感和变压器。当采用SPS调制时,DAB变换器通过调节两个全桥之间的移相角来调节输出功率,该移相角

与磁性元件参数密切相关，因此，磁性元件的设计会对变换器的效率、功率密度以及可靠性起到至关重要的作用。从效率的角度，电感值和变压器变比会影响变换器的软开关特性^[7]，也会对损耗产生影响；从功率密度的角度，磁性元件的体积在变换器中占据很大一部分，降低磁性元件的体积对于装置整体功率密度的提高有重要意义；从可靠性的角度，DAB 变换器电感电流为正负对称的梯形波，该波形会使电感损耗明显高于相同幅值和频率的正弦电流产生的损耗，容易使电感发热严重，对装置的可靠性产生影响，且损耗大小与 DAB 变换器中的电感值密切相关。磁性元件的取值也会影响开关管的发热，进而影响功率器件的可靠性。

现有文献针对高频变压器的建模、优化设计等方面开展了很多研究^[8-9]。在设计磁性元件时，最常采用的方法为面积乘积(area product, AP)法，该方法综合考虑了磁芯最大磁感应强度要求和窗口面积要求，从而得到磁芯形状的必要条件，但是该方法只能对磁芯进行初选，最终还需要不断迭代才能得到设计结果^[10-12]。磁性元件的优化设计涉及多个物理场的相互耦合，是效率、功率密度、可靠性、成本等方面的多目标优化问题，目前很多文献构造不同优化目标，利用遍历法^[13]、遗传算法^[14]等方法，求帕累托最优解集，设计高频变压器的磁芯形状、利兹线参数、匝数等。部分文献采用有限元仿真的方法进行设计^[15]，但是该方法耗时较长，且无法定量得到设计规律。

针对 DAB 变换器中的磁性元件，目前已有一些文献对其优化问题进行研究。DAB 变换器中的电感可以利用变压器漏感代替或采用外部串联电感。文献[16]利用变压器漏感代替串联电感，其考虑绝缘、漏感和散热等因素，通过调整变压器原副边绕组之间的距离改变漏感大小，并自定义磁芯尺寸参数设计高频变压器。然而，采用现有磁集成的方式难以兼顾谐振电感取值要求、绝缘要求以及结构优化的需求^[8]，漏磁通会在绕组中产生较大的涡流损耗，且磁芯损耗大小也不易评估，很难通过解析计算得到磁性元件实际损耗，有限元仿真的复杂度也很高，因此为了便于理论计算，本文采用外部串联电感的方式，在绕制变压器时尽量降低漏感。文献[17]对 DAB 变换器进行磁性元件优化，但是仅针对特定电路参数计算，理论推导不够完善，没有形成完整的优化方法，并且优化目标仅为效率；文献[18]

考虑了宽输出电压下的磁性元件参数设计方法，但是以电流应力最小作为优化目标，没有从效率和功率密度的角度对磁性元件进行优化设计；文献[19]针对三移相调制的 DAB 变换器，给出了磁性元件效率和功率密度多目标优化方法，但由于决策变量较多，难以给出决策变量的设计规律，求解复杂。

综上，现有文献关于磁性元件的优化与 DAB 变换器的运行原理结合较少，没有从理论上推导磁性元件参数的设计规律，优化问题求解相对复杂，并且很少对其中的电感进行优化。本文针对基于 SPS 调制的 DAB 变换器，磁性元件采用外部电感与变压器串联的形式，考虑电、磁、热场的相互耦合，以磁芯形状、电感值、变压器原边与副边匝数为决策变量，构造电路层面和器件层面两大类约束条件，定量研究决策变量与约束条件的关系，从理论上推导决策变量对效率和功率密度的影响，总结出决策变量的设计规律，从而降低决策变量维度。本文关于磁性元件优化问题的研究结合 DAB 变换器的工况，对多个物理量之间的单调性关系进行证明，从而降低优化问题求解的复杂度，且考虑了对电感的优化，结论具有通用性；本文接着给出优化流程，以效率和功率密度作为优化目标进行多目标优化；最后，搭建实验样机进行验证。

1 电路层面约束条件

电路层面约束条件主要从电路工作原理的角度保证电路能够正常运行，包括传输功率要求和零电压开通要求。DAB 变换器的拓扑如图 1 所示，电感 L 包含外接电感 L_{ex} 和变压器漏感 L_{σ} 。图 1 中： v_p 为原边两桥臂中点电压； v_{T1} 为变压器原边端口电压； v'_s 为变压器无电感连接的原边电压； v_s 为变压器无电感连接的副边电压。当采用 SPS 调制时，每个开关管占空比均为 50%，原边和副边全桥不存在内移相，仅存在外移相，变换器工作波形如图 2 所示。电感电流为正负对称的分段线性波形，该波形会使电感产生较大损耗。

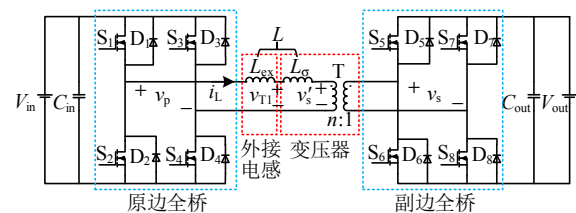


图 1 DAB 变换器拓扑

Fig. 1 Topology of DAB converter

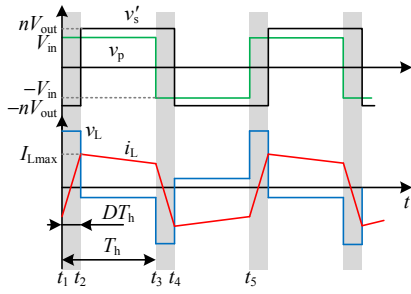


图2 SPS 调制基本波形

Fig. 2 Basic waveform of SPS modulation

为了更容易实现零电压开通，变压器的变比 n 通常选择为输入电压 V_{in} 与输出电压 V_{out} 的比值^[20]，即：

$$n = \frac{V_{in}}{V_{out}} = \frac{N_1}{N_2} \quad (1)$$

此时，电感电流在 t_2-t_3 以及 t_4-t_5 期间的斜率为零。在确定了变压器原边匝数 N_1 后，便可得到副边匝数 N_2 ，决策变量仅为磁芯形状、电感值以及变压器原边匝数。

DAB 变换器的电感具有传递能量以及实现零电压开通的作用。文献[21]给出了 DAB 变换器理论的最大功率 P_M 的表达式，变换器额定输出功率 P 不能超过理论最大功率，据此可以计算，满足传输功率要求的电感最大值 $L_{max(power)}$ ：

$$L_{max(power)} = \frac{V_{in}^2}{8kPf_s} \quad (2)$$

式中： f_s 为开关频率； $k = V_{in}/(nV_{out})$ ，理想情况下 $k=1$ ，可取一定裕量。

为了满足零电压开通要求，电感值不能太小，电感最小值的计算需要考虑 MOSFET 非线性输出电容、死区效应、线路损耗等多种非理想因素的耦合影响，可以采用文献[8]的方法得到满足零电压开通要求的电感最小值 $L_{min(ZVS)}$ 。若 $L_{min(ZVS)} > L_{max(power)}$ ，需要缩小零电压开通的负载范围。

2 器件层面约束条件

器件层面的约束条件主要考虑装置制造可行，且在全功率运行时能够保证硬件安全。对于磁性元件，变化的电场会在磁芯中产生变化的磁场，变化的磁场会产生磁芯损耗，从而导致温度升高，在分析时需要结合变换器的工作模式，考虑电、磁、热多物理场的耦合，构造针对 SPS 调制下 DAB 变换器的器件层面约束条件，具体包括磁芯不饱和、各

器件温升不要过高，且磁芯窗口面积足够。本节研究磁性元件参数设计规律，为多目标优化提供理论指导。

2.1 饱和要求

2.1.1 外接电感

磁芯不饱和是磁性元件设计的必要条件，本节考虑电磁耦合关系，近似计算磁芯的最大磁感应强度 B_{max} (文中物理量下标含 L 表示电感，T 表示变压器，下同)。对于外接电感：

$$B_{Lmax} = \frac{L_{ex} I_{Lmax}}{NA_c} \quad (3)$$

式中： I_{Lmax} 为电感电流最大值； N 为电感匝数； A_c 为磁芯的有效截面积。 L_{ex} 、 N 和 I_{Lmax} 均与 L 相关，为了得到电感设计规律，需要定量分析 B_{Lmax} 与 L 的单调性。 L_{ex} 、 N 与 L 的关系为：

$$L = L_{ex} + L_{\sigma} \quad (4)$$

$$L_{ex} = N^2 A_L \quad (5)$$

式中： L_{σ} 为较小的常数，与变压器绕法等因素相关； A_L 为电感因数，与磁芯形状和气隙大小有关。当满足式(1)时，将式(1)代入文献[22]中电感电流应力表达式， I_{Lmax} 与 L 的关系为

$$I_{Lmax} = \frac{V_{in}}{4f_s L} \left(1 - \sqrt{1 - \frac{8Pf_s L}{V_{in}^2}} \right) = \frac{2P}{V_{in}} \left(1 + \sqrt{1 - \frac{8Pf_s L}{V_{in}^2}} \right) \quad (6)$$

I_{Lmax} 与 L 的关系曲线如图3所示。由式(4)–(6)可以证明， L_{ex} 、 N 和 I_{Lmax} 均随 L 单调递增。为了得到 B_{Lmax} 与 L 的单调性关系，需将式(4)–(6)代入式(3)，可以得到：

$$B_{Lmax} = \frac{2P\sqrt{A_L}}{V_{in}A_c} \sqrt{L - L_{\sigma}} \left(1 + \sqrt{1 - \frac{8Pf_s L}{V_{in}^2}} \right) \quad (7)$$

式中分子随 L 单调递增，分母随 L 单调递减，因此， B_{Lmax} 随 L 单调递增。 B_{Lmax} 与 L 的关系曲线如图3

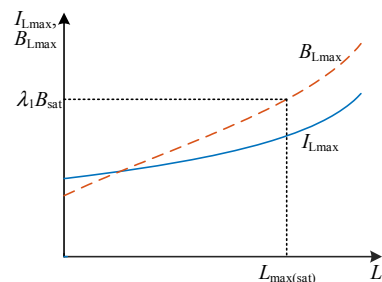


图3 电感最大电流、最大磁感应强度与电感值的关系
Fig. 3 Relationship between inductor maximum current, maximum magnetic flux density and inductance

所示, 设 B_{sat} 为磁芯饱和磁感应强度, λ_1 为磁芯饱和裕量, 可以计算出满足电感饱和要求的电感最大值 $L_{\text{max(sat)}}$ 。

2.1.2 变压器

对于变压器, 忽略漏感影响, 根据电磁感应定律:

$$B_{\text{Tmax}} = \frac{V_{\text{in}}}{4N_1 f_s A_e} \quad (8)$$

由式(8)可以证明, B_{Tmax} 随 N_1 单调递减, 可以计算出满足变压器饱和要求的变压器原边匝数最小值 $N_{1\text{min(sat)}}$ 。

2.2 窗口面积要求

2.2.1 外接电感

窗口面积要求保证绕组能够在磁芯窗口中绕下。对于形状确定的磁芯, 其窗口面积恒定, 需要计算绕组的总截面积 $A_{\text{w(wire)}}$ 。在选择利兹线的参数时, 可以首先确定绕组的电流密度 j , 对于电感:

$$A_{\text{wL(wire)}} = N \frac{I_{\text{Lrms}}}{j} \quad (9)$$

式中 I_{Lrms} 为电感电流有效值, 当满足式(1)时, 将式(1)代入文献[22]中电感电流有效值表达式, 可得:

$$I_{\text{Lrms}} = \frac{\sqrt{6}}{12f_s L} \sqrt{V_{\text{in}}^2 - (V_{\text{in}}^2 + 4Pf_s L) \sqrt{1 - \frac{8Pf_s L}{V_{\text{in}}^2}}} \quad (10)$$

式(9)中 N 和 I_{Lrms} 均与 L 有关, 且随 L 单调递增(其中 I_{Lrms} 与 L 的单调性具体证明过程见附录 A), 进而可以证明 $A_{\text{wL(wire)}}$ 随 L 单调递增。由此计算满足窗口面积要求的电感最大值 $L_{\text{max(win)}}$ 。

2.2.2 变压器

对于变压器, 其具有原边和副边两个绕组, 将电流和匝数折算, 经过推导可得:

$$A_{\text{wT(wire)}} = 2N_1 \frac{I_{\text{Lrms}}}{j} \quad (11)$$

由式(11)可知, $A_{\text{wT(wire)}}$ 随 N_1 和 I_{Lrms} 单调递增, 而 I_{Lrms} 随 L 单调递增。因此, 当 L 确定后, 可以得到满足窗口面积要求的变压器原边匝数的最大值 $N_{1\text{max(win)}}$ 。

2.3 温升要求

温升要求保证变换器中 MOSFET、电感以及变压器的温度不超过各自的最大允许工作温度, 是变换器可靠运行的必要条件。本节结合 DAB 变换器工作波形, 计算 MOSFET 损耗, 考虑电场和磁场

的耦合关系得到磁性元件损耗, 保证各器件损耗 P_{loss} 不超过其最大允许温升对应的损耗。

2.3.1 MOSFET

MOSFET 的损耗主要包括通态损耗和开关损耗。根据电路层面约束条件, DAB 变换器实现零电压开通, 因此开关损耗仅包括关断损耗。对于原边 MOSFET, 其损耗 $P_{\text{MOS(p)}}$ 为

$$P_{\text{MOS(p)}} = 0.5I_{\text{Lrms}}^2 R_{\text{ds(on)}} + (E_{\text{off}} - E_{\text{oss}}) f_s \quad (12)$$

式中: $R_{\text{ds(on)}}$ 为通态电阻; E_{off} 为利用双脉冲测试得到的关断能量; E_{oss} 为 MOSFET 输出电容存储的能量。 $R_{\text{ds(on)}}$ 与温度有关, 取最恶劣工况下的值构造约束条件。式(12)中, I_{Lrms} 随 L 单调递增, 因此通态损耗随 L 单调递增。MOSFET 关断损耗为沟道电压电流交叠引起的损耗, 用 $E_{\text{off}} - E_{\text{oss}}$ 表示每个开关周期损耗的能量, E_{off} 随关断时刻电流 I_{Lmax} 的增大而增大, 而 I_{Lmax} 随 L 单调递增, 因此关断损耗随 L 单调递增。综上所述, $P_{\text{MOS(p)}}$ 随 L 单调递增, 可以计算出满足原边 MOSFET 温升要求的电感最大值 $L_{\text{max(temp)}}$ 。

同理, 可以计算副边 MOSFET 损耗 $P_{\text{MOS(s)}}$, 并证明其随 L 单调递增, 进而计算出满足副边 MOSFET 温升要求的电感最大值 $L_{\text{max(tems)}}$ 。

一般情况下, MOSFET 的损耗占据变换器总损耗的较大部分, 但由于 MOSFET 的热阻比磁性元件热阻小且散热更简单, 使用很小体积的散热器便能使 MOSFET 温升满足要求。

2.3.2 外接电感

磁性元件的损耗包括磁芯损耗和绕组损耗。目前文献中有很多计算磁芯损耗的模型^[21], 其中改进的通用斯坦梅茨公式^[23](improved Generalized Steinmetz equation, iGSE)适用于非正弦激励下的磁芯损耗计算, 且不需要对磁芯进行额外的测试, 是目前使用最为广泛的计算方法。在计算绕组损耗时需要考虑交直流电阻比 F_R , 文献[24]给出了 F_R 的估算方法, 可通过选择利兹线参数以及绕线方式使 F_R 在 1.5 左右, 在选择磁芯时可假设 F_R 为定值。以往大部分文献对电感值和电感损耗关系的研究没有和变换器工况相结合, 而实际上电感值的变化会导致电感磁感应强度波形变化, 需要结合 DAB 变换器工况进行推导才能得到适用于变换器的结论。利用 DAB 变换器的参数, 可以推导出在 SPS 调制下, 且满足式(1)时, 损耗 P_L 表达式为(具体推

导过程见附录 B)

$$P_L = 2^{\alpha+\beta} k_1 B_{L_{\max}}^\beta f_s^\alpha D^{1-\alpha} V_{\text{core}} + \rho j F_R I_{L_{\text{rms}}} N l_0 \quad (13)$$

式中: 第1项代表磁芯损耗; 第2项代表绕组损耗; α 、 β 、 k_1 为磁芯材料的参数; D 为移相比, 其定义见图2, 计算公式见附式(B4); V_{core} 为磁芯体积; ρ 为铜的电阻率; l_0 为每匝平均长度。 ρ 、 α 、 β 、 k_1 与温度有关, 取最恶劣工况下的值构造约束条件。 $B_{L_{\max}}$ 、 D 、 $I_{L_{\text{rms}}}$ 、 N 均为 L 的函数, 随着 L 的增大, $B_{L_{\max}}$ 和 D 均增大, 而 $\alpha > 1$, 因此无法直接判断磁芯损耗与 L 的单调性关系, 需要进一步结合DAB变换器的波形表达式才能进行推导。可证, 当 $\beta > 2(\alpha-1)$ 时, P_L 随 L 单调递增, 具体证明过程见附录B。对于一般的磁芯来说, 该条件均成立。因此, 可以计算出满足电感温升要求的电感最大值 $L_{\max(\text{tem}L)}$ 。

2.3.3 变压器

与电感类似, 利用DAB变换器的参数, 忽略漏感影响, 可得损耗(具体推导过程见附录C):

$$P_T = 2^{\alpha+\beta} k_1 B_{T_{\max}}^\beta f_s^\alpha V_{\text{core}} + 2\rho j F_R I_{L_{\text{rms}}} N_1 l_0 \quad (14)$$

式中: 第1项代表磁芯损耗; 第2项代表绕组损耗; $B_{T_{\max}}$ 为 N_1 的函数, P_T 与 N_1 的关系如图4所示。可以证明, 磁芯损耗随 N_1 单调递减, 绕组损耗随 N_1 单调递增, 总损耗随 N_1 的增大先减小后增大, 驻点为 $N_{1\text{opt}}$, 具体证明过程见附录C。设满足变压器最大允许温升对应的损耗为 $P_{T_{\max}}$, 由图4可知, 变压器温升要求可分为2种情况: 1) 如图4中曲线1, 变压器损耗曲线与 $P_T = P_{T_{\max}}$ 有2个交点, 分别对应满足变压器温升要求的 N_1 的最小值 $N_{1\text{min}(\text{temp}T)}$ 和最大值 $N_{1\text{max}(\text{temp}T)}$; 2) 如图4中曲线2, 所有点均超过 $P_T = P_{T_{\max}}$, 没有满足变压器温升要求的 N_1 , 则需要更换更大的磁芯。

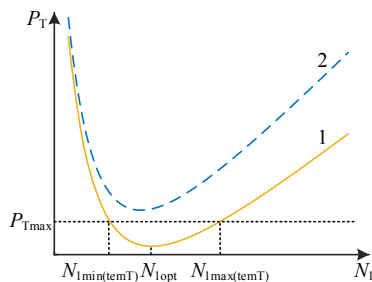


图4 变压器损耗曲线

Fig. 4 Transformer loss curve

2.4 器件层面约束条件小结

根据2.1—2.3节分析, 可以总结出器件层面的

约束条件为

$$\begin{cases} B_{\max} < \lambda_1 B_{\text{sat}} \\ A_{w(\text{wire})} < \lambda_2 A_w \\ P_{\text{loss}} < \frac{\Delta T}{R_{\text{th}}} \end{cases} \quad (15)$$

式中: λ_1 为磁芯饱和裕量; B_{sat} 为饱和磁感应强度, 可根据磁芯材料数据手册得到; λ_2 为窗口利用率; A_w 为磁芯窗口面积, 可由该形状磁芯的数据手册得到; ΔT 为器件的最大允许温升, 由环境温度和器件最大耐受温度决定; R_{th} 为热阻, MOSFET的热阻包括结壳热阻和散热器热阻, 电感和变压器的热阻可根据经验公式估算^[12,25]。

求解式(15), 可得满足器件层面约束条件的决策变量 L 和 N_1 的范围。

3 优化问题

本节先总结1、2节得到的可行域, 然后研究 L 和 N_1 的优化设计规律, 最后综合考虑效率和功率密度影响, 得到磁芯形状的优化结果。

3.1 优化问题可行域

根据本文1、2节的计算, 可得电感最小值 L_{\min} 、电感最大值 L_{\max} 、变压器原边匝数最小值 $N_{1\text{min}}$ 、变压器原边匝数最大值 $N_{1\text{max}}$ 及 N_2 与 N_1 的关系, 构成了优化问题的可行域:

$$\begin{cases} L > L_{\min} = L_{\min(\text{ZVS})} \\ L < L_{\max} = \min\{L_{\max(\text{power})}, L_{\max(\text{sat})}, L_{\max(\text{win})}, \\ \quad L_{\max(\text{temp})}, L_{\max(\text{tems})}, L_{\max(\text{tem}L)}\} \\ N_1 > N_{1\text{min}} = \max\{N_{1\text{min}(\text{sat})}, N_{1\text{min}(\text{temp}T)}\} \\ N_1 < N_{1\text{max}} = \min\{N_{1\text{max}(\text{win})}, N_{1\text{max}(\text{temp}T)}\} \\ N_2 = \frac{N_1}{n} \end{cases} \quad (16)$$

式中: 若 $L_{\min} < L_{\max}$, 说明该电感磁芯形状在可行域内; 若 $N_{1\text{min}} < N_{1\text{max}}$, 说明该变压器磁芯形状在可行域内, 否则需要加大磁芯尺寸。此时, 已经得到了磁芯形状、电感值、变压器原边与副边匝数这4个决策变量的可行域。

3.2 优化设计原则

DAB变换器的损耗 P_{loss} 主要包括MOSFET损耗, 电感损耗以及变压器损耗, 即:

$$P_{\text{loss}} = 4P_{\text{MOS(p)}} + 4P_{\text{MOS(s)}} + P_L + P_T \quad (17)$$

其中MOSFET损耗一般占据总损耗的绝大部分。变换器效率 η 为

$$\eta = \frac{P - P_{\text{loss}}}{P} \times 100\% \quad (18)$$

以往大部分关于 DAB 变换器效率优化的文献为了方便推导, 仅用 $I_{L_{\text{max}}}$ 反映 DAB 变换器的效率, 但实际上 $I_{L_{\text{rms}}}$ 与 MOSFET 通态损耗密切相关。还有一些文献只做出了给定参数下 $I_{L_{\text{rms}}}$ 和 L 的关系曲线, 结论只能反映特定参数下的规律, 缺乏普遍性。而本文在 2.3 节已经证明, $P_{\text{MOS(p)}}$ 、 $P_{\text{MOS(s)}}$ 、 P_L 均随 L 单调递增, P_T 随 N_1 先减小后增大, 驻点为 $N_{1\text{opt}}$ 。据此, 可得 DAB 变换器的设计原则:

1) 从效率角度, 在满足零电压开通的前提下, L 越小, 则变换器效率越高; 从功率密度的角度, L 越小, 则电感磁芯越不易饱和、电感绕组总面积越小, MOSFET 和电感温升越低, 进而变换器功率密度越高。

2) 在 L 最小的情况下, 计算 $N_{1\text{opt}}$ 。若满足 $N_{1\text{min}} < N_{1\text{opt}} < N_{1\text{max}}$, 则取 $N_1 = N_{1\text{opt}}$; 若 $N_{1\text{opt}} > N_{1\text{max}}$, 则取 $N_1 = N_{1\text{max}}$; 若 $N_{1\text{opt}} < N_{1\text{min}}$, 则取 $N_1 = N_{1\text{min}}$ 。

3.3 效率、功率密度多目标优化

在 3.2 节的基础上, 可以考虑多个形状和大小的磁芯, 若该磁芯在可行域内, 可以计算对应磁性元件损耗, 利用磁性元件体积 V_L 和 V_T 反映功率密度。更换磁芯, 重复以上过程, 在损耗-体积图中标出每次的设计结果, 寻找最优解集。

对约束条件和优化问题进行梳理, 寻找适合计算机求解的算法, 可总结出多目标优化流程如图 5 所示。由于计算变压器 $N_{1\text{min(temT)}}$ 和 $N_{1\text{max(temT)}}$ 较为复杂, 所以先寻找 $N_{1\text{opt}}$, 再验证是否满足温升要求。由于电感取满足电路层面约束条件的最小值, 当磁芯形状(包括气隙长度)确定后, 其匝数也确定了, 可直接计算 $B_{L_{\text{max}}}$ 、 $A_{wL(\text{wire})}$ 和 P_L 并验证是否满足约束条件。由于本文的推导过程没有涉及具体参数, 因此该多目标优化流程可以适用于 DAB 变换器任意电路参数、任意磁芯材料、任意散热方式, 可以指导 DAB 变换器的磁性元件优化设计, 结论具有通用性。

3.4 设计实例

本节以具体实例说明多目标优化流程, DAB 变换器的具体指标如表 1 所示。

首先求解电路层面约束条件。根据式(2), 取 $k=1.05$, 计算得 $L_{\text{max(power)}}=114 \mu\text{H}$ 。 $L_{\text{min(ZVS)}}$ 与多种非理想因素的耦合以及实现 MOSFET 零电压开通的负载范围有关, 具体计算方法见文献[7], 取 $L_{\text{min(ZVS)}}$

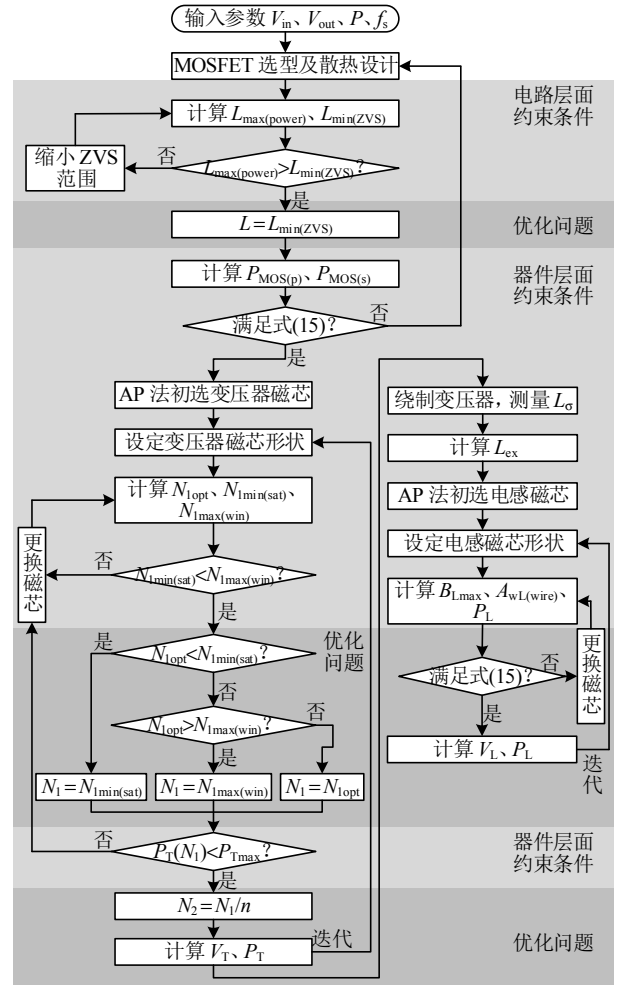


图 5 多目标优化流程

Fig. 5 Multi-objective optimization process

表 1 DAB 变换器指标

Table 1 Specification of the DAB converter

参数	数值	参数	数值
V_{in}/V	700	f_s/kHz	80
V_{out}/V	800	MOSFET	C2M0080170P
P/kW	6.4	MOSFET 散热器	OMNI-UNI-32-58

$30 \mu\text{H}$, 该值能保证满载下实现 MOSFET 零电压开通。

根据 3.2 节设计原则 1), 取 $L=30 \mu\text{H}$ 。计算可得 $I_{L_{\text{rms}}}=9.58 \text{ A}$, 根据数据手册, 可以验证 MOSFET 散热设计满足式(15)中 MOSFET 温升要求。由于本文重点在于磁性元件多目标优化设计, 所以暂不考虑对 MOSFET 及散热器进行优化。

本设计采用铁氧体材料 N87 作为磁芯材料, 使用市场上已有的标准 E 型、ETD 型或者 E 型磁芯堆叠的形式, 构造磁芯数据集, 其中部分数据集如表 2 所示。在得到磁芯形状的数据集后, 利用 AP 法计算变压器磁芯形状的必要条件, 即:

表2 部分磁芯数据集

Table 2 A part of magnetic cores dataset

磁芯形状	数量	A_e/cm^2	A_w/cm^2	k_{AP}/cm^4	$V_{\text{core}}/\text{cm}^3$	l_0/cm	$V_{\text{total}}/\text{cm}^3$
E42/21/15	1	1.78	2.56	4.56	17.3	8.94	27.07
E70/33/32	1	6.83	5.69	38.86	102.0	16.00	149.80
ETD44/22/15	1	1.73	2.79	4.83	17.8	7.49	29.96
ETD54/28/19	1	2.80	4.12	11.54	35.6	9.30	58.48
E42/21/15	2	3.56	2.56	9.11	34.6	11.98	54.14
E70/33/32	2	13.66	5.69	77.73	204.0	25.60	299.60

$$k_{AP} \geq \frac{V_{in} I_{Lrms}}{2\lambda_1 \lambda_2 j B_{sat} f_s} \quad (19)$$

式中 k_{AP} 为磁芯的 AP 值。

对于 N87 材料, 取 $B_{sat} = 390 \text{ mT}$, 考虑到磁芯拐角磁场集中, 为避免饱和, 取 $\lambda_1 = 0.5$ 。由于中大功率磁性元件采用利兹线, 窗口利用率包括利兹线可用的面积在利兹线总面积中的占比(约为 0.55)^[11] 和利兹线总面积在磁芯窗口面积中的占比(可取 0.4), 因此取 $\lambda_2 = 0.2$ 。在中大功率磁性元件中, 可以取绕组电流密度 $j = 4 \text{ A/mm}^2$ 。代入数据可得, 对于变压器磁芯要求 $k_{AP} \geq 26.87 \text{ cm}^4$ 。在本文的磁芯数据集中, 只有采用 E 型磁芯或其堆叠的形式才能满足 AP 值的要求。根据图 5 的流程, 利用 Matlab 在磁芯形状数据集中寻找满足式(15)的可行解, 并得到对应的最优匝数, 然后计算该磁芯形状变压器对应的损耗和温升, 并在 $P_T - V_T$ 坐标图中画出对应点, 如图 6 所示。图 6 中每个点代表一个磁芯形状(包括堆叠数量), 点的坐标反映了采用该形状磁芯设计的变压器的损耗和体积, 点的颜色和大小反映了变压器温升。对于相似体积的变压器, 其磁芯形状可以不同, 因此 N_1 、 A_e 、 l_0 不同, 进而导致 P_T 不同。根据图 6, 可以很方便找到体积相似但损耗更低的磁芯形状, 进而根据实际需求选择出最优形状。经过对比, 选择 2 副 E70/33/32 磁芯堆叠的形

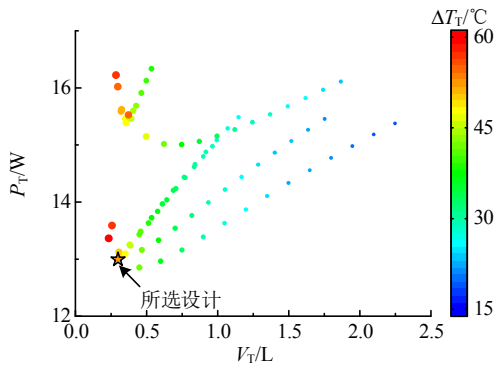


图6 变压器损耗与体积的关系

Fig. 6 Relationship between transformer loss and volume

式。对于该磁芯形状, 代入 N_{1opt} 公式(附式(C6)), 计算得 $N_{1opt} = 20.3$, 由器件层面约束条件, $N_{1min(sat)} = 8.2$, $N_{1max(win)} = 23.8$ 。根据图 5 优化流程, 取 $N_1 = 20.3$, $N_2 = 23.2$, 此时 $P_T = 13.0 \text{ W}$ 。变压器理论效率为 99.80%, 按照磁芯体积大小, 即数据集中 V_{total} 计算的功率密度为 21.36 kW/L 。实际绕制后, 绕组宽度会超过磁芯, 导致功率密度低于此值。

测量变压器漏感 $L_{\sigma} = 10.8 \mu\text{H}$, 因此需要外接电感 $L_{ex} = 19.2 \mu\text{H}$ 。对于电感, 利用 AP 法计算磁芯形状的必要条件, 即:

$$k_{AP} \geq \frac{L_{ex} I_{Lmax} I_{Lrms}}{\lambda_1 \lambda_2 j B_{sat}} \quad (20)$$

代入参数可得, 要求电感磁芯 $k_{AP} \geq 1.20 \text{ cm}^4$ 。从磁芯数据集中选择满足条件的形状作为电感磁芯, 为了避免产生严重的边缘效应, 规定气隙长度不超过 2 mm。根据厂家提供的磁芯形状数据手册, 可得不同气隙长度(0.1~2 mm, 步长 0.1 mm)下的 A_L 。对于不同形状和气隙长度的磁芯, 利用 Matlab 编程, 通过式(7)、(9)、(13)计算 B_{Lmax} 、 $A_{wL(wire)}$ 和 P_L , 判断是否满足式(15), 对于满足条件的磁芯, 在 $P_L - V_L$ 坐标图中画出对应点, 如图 7 所示。对于相同形状的磁芯, 气隙长度越大, 损耗越低。经过对比, 选择 ETD54/28/19 作为电感磁芯, 气隙长度 2 mm, $N = 9.3$, $P_L = 5.8 \text{ W}$ 。另外, 选择 ETD59/31/22 磁芯在实验中进行对比验证。

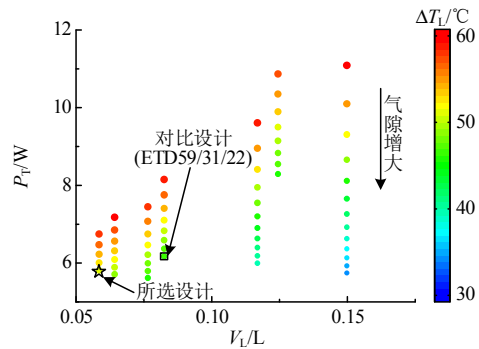


图7 电感损耗与体积的关系

Fig. 7 Relationship between inductor loss and volume

本实例所设计的变压器和电感参数见表 3, 其 3D 模型如图 8 所示。变压器模型剖面模型如图 8(a) 所示, 在绕组变压器时, 为保证原副边之间有足够的绝缘距离, 先绕制原边绕组, 再绕制副边绕组, 原副边绕组间通过玛拉胶带进行绝缘。电感模型如图 8(b) 所示, 在绕制电感时, 为避免气隙附近漏磁通在绕组中产生严重的涡流效应, 绕组需要尽量避

开气隙位置^[24]。利用 COMSOL 进行仿真，变压器和电感的最大磁感应强度、温度分布如图 9 所示。由图 9(a)、(b)可知，磁性元件的磁感应强度在拐角处较为集中，由于取 $\lambda_1=0.5$ ，保证了磁芯没有饱和。由图 9(c)、(d)可知，磁性元件的稳态温度满足设计要求，表明了理论分析的可行性。

表 3 磁性元件优化参数

Table 3 Optimized magnetic components parameters

参数	数值
变压器磁芯	2 副 E70/33/32
变压器原边/副边绕组	0.1 mm×300 股/0.1 mm×250 股利兹线
N_1/N_2	20/23
$L_\sigma/\mu\text{H}$	10.8
电感磁芯	ETD54/28/19
电感气隙长度	2 mm
电感绕组	0.1 mm×300 股利兹线
N	9
$L_{ex}/\mu\text{H}$	20.6

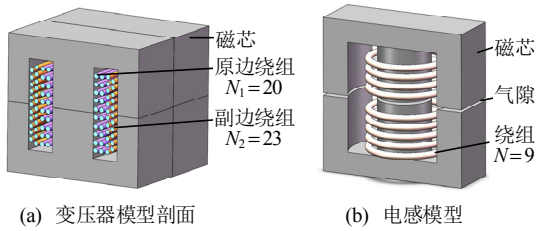


图 8 变压器和电感模型

Fig. 8 Models of the transformer and inductor

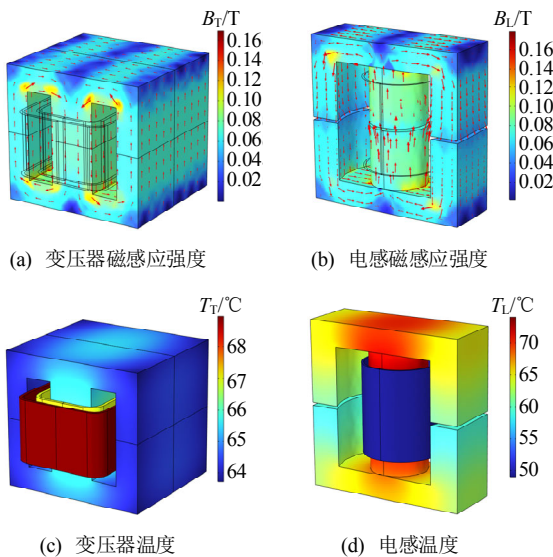


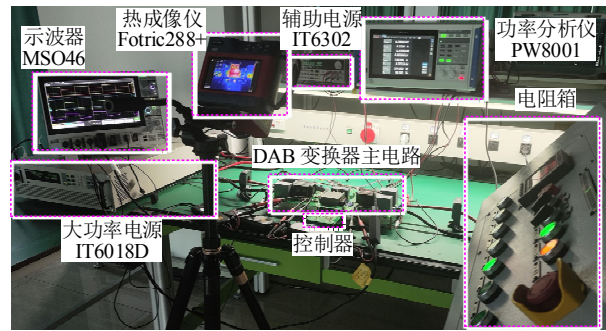
图 9 变压器和电感仿真结果

Fig. 9 Simulation results of transformer and inductor

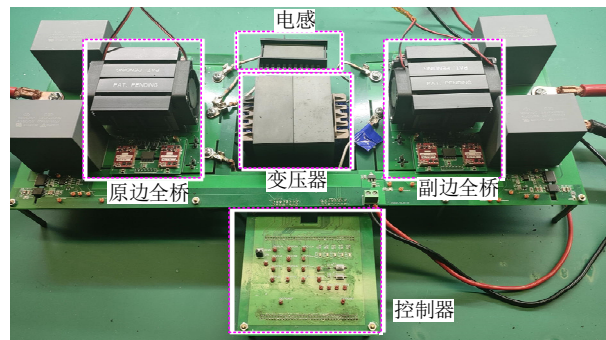
4 实验验证

根据 3.4 节的设计实例，实验装置及 DAB 变换

器样机如图 10 所示，采用电阻作为负载。利用游标卡尺测量变压器长宽高分别为 70.8、99.8、66.2 mm，计算得其功率密度为 13.68 kW/L。



(a) 实验装置



(b) DAB 变换器样机

图 10 实验装置及样机

Fig. 10 Experiment equipment and prototype

首先验证设计的磁芯元件是否满足电路层面约束条件，即实现额定功率和零电压开通。在满载情况下电路达到稳态时，DAB 变换器工作波形如图 11 所示。DAB 变换器能够实现额定输出功率，电感电流有效值为 9.47 A，与理论相符。从 MOSFET 开关波形可知，原副边 MOSFET 均能够实现零电压开通，表明所设计的磁性元件满足电路层面约束条件。

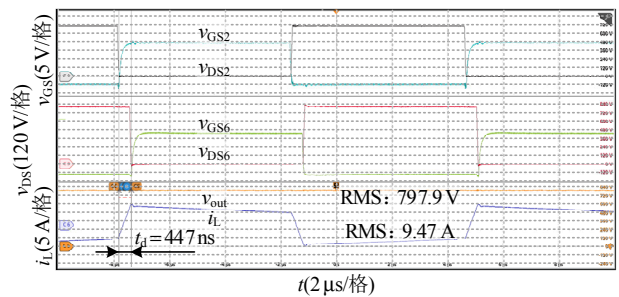


图 11 DAB 变换器工作波形

Fig. 11 Operating waveforms of DAB converter

在 23℃ 的环境中运行装置，当器件温度接近稳态后，利用热成像仪记录变换器温度分布如图 12 所示。对于 MOSFET，原副边 MOSFET 最高亮温

分别为 39.1、37.5℃，由于其散热能力较强，因此温升较低。在本实验中，原副边侧散热条件相同，但原边 MOSFET 电流有效值更大，因此温度更高。对于磁性元件，其温升较为明显，电感与变压器最高温度分别为 75.9、86.1℃，磁性元件的设计成为制约变换器功率密度提高的重要因素。由于变压器存在漏感，会在绕组中造成额外的涡流损耗，且损耗大小难以估算，造成变压器实际热点温度与理论计算相比偏高，因此在设计时需要留有一定裕量。另外，采用经验热阻公式估算温升也会导致一定误差，但采用何种温升模型对本文结论和提出的优化流程没有影响，设计时可以根据实际需求，对精度和复杂度进行折衷，估算磁性元件温升。

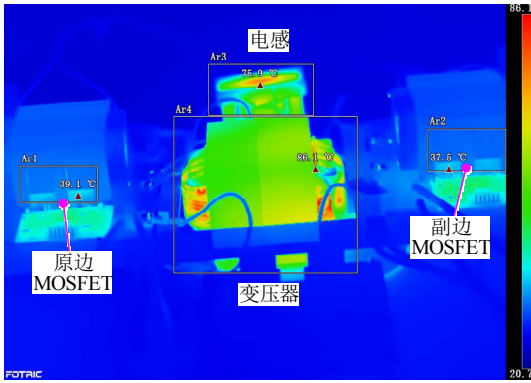


图 12 DAB 实验样机温度分布

Fig. 12 Temperature distribution of DAB prototype

为了验证本文给出的决策变量设计规律，尤其是电感值对变换器效率和功率密度的影响，实验首先测试满足电路层面约束条件的不同电感值下，DAB 变换器的电感电流有效值 I_{Lrms} 和效率 η 。 η 的测量采用功率分析仪 PW8001 配合电流探头 CT6873，精度超过 0.1%。测量结果如图 13。由图可知，随着 L 的增大， I_{Lrms} 增大， η 减小。实验结果与理论相符，说明在满足 ZVS 的前提下，电感值越小，DAB 变换器效率越高。改变负载大小，测量不同负载和电感值下变换器的效率，结果如图 14 所示。由图可知，当负载较重时， L 越小，变换器效率越高。但是，根据电路层面约束条件中零电压开通要求， L 较小时变换器 ZVS 范围小，因此随着负载减轻，使用较小的 L 会使变换器首先进入非零电压开通状态，反而导致效率更低，实验验证了电路层面约束条件的合理性。在实际应用中，需要根据零电压开通范围的要求计算 $L_{min}(ZVS)$ ，再进行器件层面的优化设计。

电感值不仅影响 DAB 变换器整体的效率，而

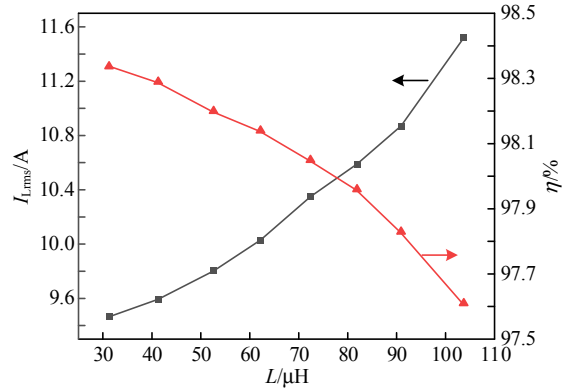


图 13 电感电流有效值、变换器效率与电感值的关系

Fig. 13 Relationship between inductor rms current, converter efficiency and inductance

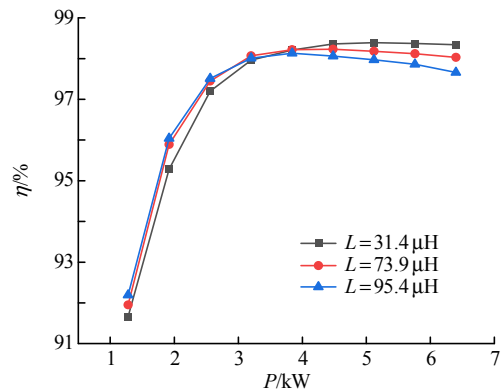


图 14 不同负载和电感值下变换器效率

Fig. 14 Converter efficiency under different loads and inductances

且对电感损耗有较大影响，进而影响变换器的功率密度。取不同 L ，在表 1 工况下运行变换器 10 min，分别记录 MOSFET、电感和变压器的最高温度，结果如图 15 所示。由图可知，随着 L 的增大，MOSFET 和电感的损耗均增大。电感温度变化非常明显，当 $L > 80 \mu H$ 时，运行 10 min 后电感温度超过 $100^\circ C$ ，只有更换更大磁芯的电感，变换器才能继续安全运行。更换电感磁芯为 ETD59/31/22，电感最高温度下降，与图 7 所得结果一致，电感损耗依然随 L 的增大而增大，这表明 L 越小，电感体积就能越小。然后改变变换器工况进行实验，设置 $V_{in}/V_{out}/P$ 分别为 $438 V/500 V/2 500 W$ (工况 1)， $525 V/600 V/3 600 W$ (工况 2) 以及 $613 V/700 V/4 900 W$ (工况 3)，分别测试在这 3 种工况下， $L = 31.4 \mu H$ 和 $L = 73.9 \mu H$ 时的 MOSFET 以及电感温度，结果如图 16 所示。以上工况均能满足 ZVS 要求。可知，MOSFET 和电感的温度均随 L 的增大而增大，测试变换器效率也随 L 的增大而降低。通过以上对比实验，验证了结论具有普遍性。

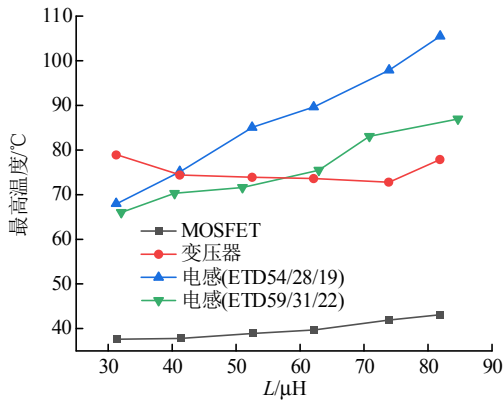


图 15 表 1 工况下器件温度与电感值的关系

Fig. 15 Relationship between components temperature and inductance under the working condition in Table 1

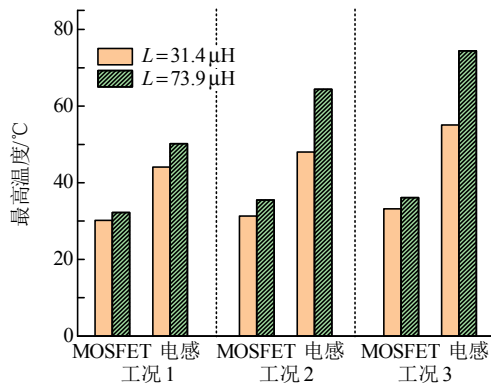


图 16 其他不同工况下器件温度与电感值的关系

Fig. 16 Relationship between components temperature and inductance under other different working conditions

以上若干实验结果表明,在满足 ZVS 的前提下,电感值越小,DAB 变换器的效率和功率密度越高。

5 结论

本文针对输入输出电压恒定的 DAB 变换器,分析了 SPS 调制下的磁性元件的多目标优化设计方法。本文以磁芯形状、电感值、变压器原边与副边匝数为决策变量,结合 DAB 变换器的工作原理,研究了电路层面和器件层面的约束条件,以效率和功率密度为优化目标进行多目标优化,总结出决策变量的设计规律,得到优化流程。与以往研究中使用的遍历法、遗传算法等方法相比,本文通过理论推导的方式降低了决策变量的维度,从而降低优化问题求解的复杂度。

当 DAB 变换器变压器变比与输入输出电压比相同时,在满足 ZVS 要求的前提下,电感值越小,变换器效率和功率密度越高。中频变压器存在最优匝数,使得变压器效率高。

由于目前缺乏磁集成下的磁性元件损耗解析模型,本文采用外部串联电感的方式。在将来对磁集成方式下变压器的损耗模型进行研究后,可以集成变压器与电感,对变压器漏感和串联电感进行协同设计,进一步提高功率密度。

参考文献

- [1] 马伟明. 关于电工学科前沿技术发展的若干思考[J]. 电工技术学报, 2021, 36(22): 4627-4636.
MA Weiming. Thoughts on the development of frontier technology in electrical engineering[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(22): 4627-4636(in Chinese).
- [2] 赵彪, 安峰, 宋强, 等. 双有源桥式直流变压器发展与应用[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(1): 288-298.
ZHAO Biao, AN Feng, SONG Qiang, et al. Development and application of DC transformer based on dual-active-bridge[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(1): 288-298(in Chinese).
- [3] 赵彪, 崔彬, 马己青, 等. 基于 IGCT-Plus 和中频隔离的大容量直流变压器[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(3): 1114-1122.
ZHAO Biao, CUI Bin, MA Yiqing, et al. High-power DC transformer based on IGCT-Plus and medium-frequency isolation[J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(3): 1114-1122(in Chinese).
- [4] HOU Nie, LI Yunwei. Overview and comparison of modulation and control strategies for a nonresonant single-phase dual-active-bridge DC-DC converter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(3): 3148-3172.
- [5] 魏辰阳, 汤广福, 吴奕霖, 等. 高压大容量直流变压器拓扑研究综述及展望[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(17): 6940-6958.
WEI Chenyang, TANG Guangfu, WU Yilin, et al. Overview and prospect of topology research on high voltage and large capacity DC transformer[J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(17): 6940-6958(in Chinese).
- [6] ZHAO Biao, SONG Qiang, LIU Wenhua, et al. Overview of dual-active-bridge isolated bidirectional DC-DC converter for high-frequency-link power-conversion system[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(8): 4091-4106.
- [7] JIN Haoyuan, PEI Yunqing, WANG Laili, et al. Achieving rated power and ZVS for dual active bridge converter considering the interaction of nonidealities[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(8): 7867-7878.
- [8] 孙凯, 卢世蕾, 易哲嫒, 等. 面向电力电子变压器应用的大容量高频变压器技术综述[J]. 中国电机工程学报,

- 2021, 41(24): 8531-8545.
- SUN Kai, LU Shilei, YI Zheyuan, et al. A review of high-power high-frequency transformer technology for power electronic transformer applications[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(24): 8531-8545(in Chinese).
- [9] 杨景刚, 张珂, 陈武, 等. 大功率中频变压器研究综述[J]. 电源学报, 2020, 18(1): 4-17.
- YANG Jinggang, ZHANG Ke, CHEN Wu, et al. Review on researches of high-power medium-frequency transformer[J]. Journal of Power Supply, 2020, 18(1): 4-17(in Chinese).
- [10] PITEL I J. Selecting the best magnetic core geometry [J]. IEEE Power Electronics Magazine, 2023, 10(1): 52-57.
- [11] 王佳宁, 邹强, 胡嘉汶, 等. 一种中压绝缘大功率中频变压器的优化设计方法[J]. 电工技术学报, 2022, 37(12): 3048-3060.
- WANG Jianing, ZOU Qiang, HU Jiawen, et al. An optimal design method for medium-voltage insulated high-power medium-frequency transformer [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(12): 3048-3060(in Chinese).
- [12] BARRIOS E L, URSUA A, MARROYO L, et al. Analytical design methodology for litz-wired high-frequency power transformers[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(4): 2103-2113.
- [13] MOGOROVIC M, DUJIC D. 100 kW, 10 kHz medium-frequency transformer design optimization and experimental verification[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(2): 1696-1708.
- [14] 曹小鹏, 陈武, 宁光富, 等. 基于多目标遗传算法的大功率高频变压器优化设计[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(5): 1348-1355.
- CAO Xiaopeng, CHEN Wu, NING Guangfu, et al. Optimization design of high-power high-frequency transformer based on multi-objective genetic algorithm [J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(5): 1348-1355(in Chinese).
- [15] OLOWU T O, JAFARI H, MOGHADDAMI M, et al. Multiphysics and multiobjective design optimization of high-frequency transformers for solid-state transformer applications[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2021, 57(1): 1014-1023.
- [16] BAHMANI M A, THIRINGER T, KHAREZY M. Design methodology and optimization of a medium-frequency transformer for high-power DC-DC applications[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2016, 52(5): 4225-4233.
- [17] JIN Haoyuan, DONG Xiaobo, WEN Junduo, et al. Magnetic components design method for efficiency optimization of dual active bridge converter under SPS control[C]//Proceedings of the 2022 IEEE International Power Electronics and Application Conference and Exposition (PEAC). Guangzhou, China: IEEE, 2022: 27-32.
- [18] 张宏伟, 刘增, 宋英, 等. 宽输出电压双有源桥变换器最小电流应力的磁性元件参数设计方法[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(23): 8675-8685.
- ZHANG Hongwei, LIU Zeng, SONG Ying, et al. A design method of magnetic components for minimum current stress of dual active bridge converter under wide output voltage conditions[J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(23): 8675-8685(in Chinese).
- [19] GUO Zhiqiang, CHEN Zi'ang, CHEN Zhongyuan. Pareto optimum design of the magnetic components in DAB converters based on nondominated sorting genetic algorithms-II[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(10): 12961-12974.
- [20] KHERALUWALA M N, GASCOIGNE R W, DIVAN D M, et al. Performance characterization of a high-power dual active bridge DC-to-DC converter[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1992, 28(6): 1294-1301.
- [21] LI Zenong, HAN Weijian, XIN Zhen, et al. A review of magnetic core materials, core loss modeling and measurements in high-power high-frequency transformers [J]. CPSS Transactions on Power Electronics and Applications, 2022, 7(4): 359-373. Z
- [22] HAO Biao, SONG Qiang, LIU Wenhua, et al. A synthetic discrete design methodology of high-frequency isolated bidirectional DC/DC converter for grid-connected battery energy storage system using advanced components [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(10): 5402-5410.
- [23] 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. Mayaguez: IEEE, 2002: 36-41.
- [24] SULLIVAN C R, ZHANG R Y. Simplified design method for litz wire[C]//Proceedings of the 2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. Fort Worth, TX, USA: IEEE, 2014: 2667-2674.
- [25] 周洁敏, 赵修科, 陶思钰. 开关电源磁性元件理论及设计[M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2014: 188-189.
- ZHOU Jiemin, ZHAO Xiuke, TAO Siyu. Theory and design of magnetic components in switching power supplies[M]. Beijing: Beihang University Press, 2014: 188-189(in Chinese).
- 附录 A 电感电流有效值与电感值之间单调性
根据式(10), 将 $I_{L_{rms}}$ 对 L 求导, 可得:

$$\frac{dI_{Lrms}}{dL} = [\sqrt{6}V_{in}^4(1 - \sqrt{1 - \frac{8Pf_s L}{V_{in}^2}}) - 8\sqrt{6}P^2 f_s^2 L^2 - 4\sqrt{6}Pf_s L V_{in}^2] / [12V_{in}^2 f_s^2 L^2 \sqrt{1 - \frac{8Pf_s L}{V_{in}^2}} \sqrt{V_{in}^2 - (4Pf_s L + V_{in}^2) \sqrt{1 - \frac{8Pf_s L}{V_{in}^2}}}] \quad (A1)$$

式(A1)中分母恒大于零, 需要比较分子与 0 的大小关系。根据泰勒级数展开:

$$\sqrt{1-x} = 1 - \frac{1}{2}x - \frac{1}{8}x^2 - \frac{1}{16}x^3 - \dots < 1 - \frac{1}{2}x - \frac{1}{8}x^2, \quad x \in (0,1] \quad (A2)$$

因此:

$$\sqrt{1 - \frac{8Pf_s L}{V_{in}^2}} < 1 - \frac{4Pf_s L}{V_{in}^2} - \frac{8P^2 f_s^2 L^2}{V_{in}^4} \quad (A3)$$

将式(A3)代入式(A1), 可以证明:

$$\frac{dI_{Lrms}}{dL} > 0 \quad (A4)$$

因此, I_{Lrms} 随 L 单调递增。

附录 B 电感损耗表达式及其单调性

电感磁感应强度 B_L 与电感电流 i_L 成正比, 当使用 SPS 调制且满足式(1)时, 利用 iGSE 公式, 可得电感单位体积损耗为

$$\bar{P}_{vL} = \frac{k_i (\Delta B)^{\beta-\alpha}}{T_h} \int_0^{T_h} \left| \frac{dB}{dt} \right|^\alpha dt = 2^{\alpha+\beta} k_i B_{Lmax}^\beta f_s^\alpha D^{1-\alpha} \quad (B1)$$

因此, 电感磁芯损耗 P_{Lcore} 为

$$P_{Lcore} = \bar{P}_{vL} V_{L(core)} = 2^{\alpha+\beta} k_i B_{Lmax}^\beta f_s^\alpha D^{1-\alpha} V_{L(core)} \quad (B2)$$

对于绕组, 可以根据电阻率、利兹线总长度和截面积估算其直流电阻, 其中截面积依据电流有效值和电流密度估算, 然后计算绕组损耗 P_{Lwire} , 即:

$$P_{Lwire} = F_R I_{Lrms}^2 \rho \frac{N_{L0}}{I_{Lrms} / j} = \rho j F_R I_{Lrms} N_{L0} \quad (B3)$$

将式(B2)与(B3)求和可得总损耗 P_L , 即式(13)。

为了证明 P_L 与 L 的单调性, 分别对 P_{Lcore} 和 P_{Lwire} 进行研究。式(B2)中, B_{Lmax} 与 L 的关系见式(6), D 与 L 的关系^[14]为

$$D = \frac{1 - \sqrt{1 - 8Pf_s L / V_{in}^2}}{2} \quad (B4)$$

将式(7)、(B4)代入式(B2), 可得:

$$P_{Lcore} \propto B_{Lmax}^\beta D^{1-\alpha} \propto \frac{(\sqrt{L - L_\sigma})^\beta}{(1 + \sqrt{1 - 8Pf_s L / V_{in}^2})^\beta} \cdot (1 - \sqrt{1 - \frac{8Pf_s L}{V_{in}^2}})^{1-\alpha} \propto \frac{(L - L_\sigma)^{\beta/2} L^{1-\alpha}}{(1 + \sqrt{1 - 8Pf_s L / V_{in}^2})^{1-\alpha+\beta}} \quad (B5)$$

若 $1 - \alpha + \beta/2 > 0$, 对分子求导, 可以证明分子随 L 单调

递增。由于 $\beta > 0$, 所以 $1 - \alpha + \beta > 0$, 则分母随 L 单调递减。综上, 当 $\beta > 2(\alpha - 1)$ 时, P_{Lcore} 随 L 单调递增。

对于 P_{Lwire} , 式(B3)中, I_{Lrms} 和 N 为 L 的函数, 且已经证明这两个变量随 L 单调递增。因此根据式(B3)可得, P_{Lwire} 随 L 单调递增。

综上所述, 当 $\beta > 2(\alpha - 1)$ 时, P_L 随 L 单调递增。

附录 C 变压器损耗表达式及其单调性

变压器磁感应强度 B_T 与其两端电压相关。忽略漏磁通的影响, 根据 iGSE, 可得变压器磁芯单位体积损耗为

$$\bar{P}_{vT} = \frac{k_i (2B_{Tmax})^{\beta-\alpha}}{T_h} \int_0^{T_h} \left(\frac{2B_{Tmax}}{T_h} \right)^\alpha dt = 2^{\alpha+\beta} k_i B_{Tmax}^\beta f_s^\alpha \quad (C1)$$

因此, 变压器磁芯损耗 P_{Tcore} 为

$$P_{Tcore} = \bar{P}_{vT} V_{T(core)} = 2^{\alpha+\beta} k_i B_{Tmax}^\beta f_s^\alpha V_{T(core)} \quad (C2)$$

与电感绕组损耗计算方法类似, 变压器绕组损耗 P_{Twire} 为

$$P_{Twire} = F_R [I_{Lrms}^2 \rho \frac{N_1 l_{T0}}{I_{Lrms} / j} + (n I_{Lrms})^2 \rho \frac{(N_1 / n) l_{T0}}{n I_{Lrms} / j}] = 2\rho j F_R I_{Lrms} N_1 l_{T0} \quad (C3)$$

将式(C2)与(C3)求和, 可得变压器总损耗 P_T , 即式(14)。

式(14)中, B_{Tmax} 为 N_1 的函数, 具体关系见式(8)。将式(8)代入式(14), 令:

$$\begin{cases} c_1 = 2^{\alpha-\beta} k_i \left(\frac{V_{in}}{f_s A_{eT}} \right)^\beta f_s^\alpha V_{T(core)} \\ c_2 = 2\rho j F_R I_{Lrms} l_{T0} \end{cases} \quad (C4)$$

则:

$$P_T = c_1 N_1^{-\beta} + c_2 N_1 \quad (C5)$$

对 P_T 关于 N_1 求导, 并令导数为 0, 可得:

$$N_{1opt} = \left(\frac{\beta c_1}{c_2} \right)^{\frac{1}{\beta+1}} \quad (C6)$$

当 $N_1 < N_{1opt}$ 时, $dP_T/dN_1 < 0$, P_T 随 N_1 单调递减; 当 $N_1 > N_{1opt}$ 时, $dP_T/dN_1 > 0$, P_T 随 N_1 单调递增。因此, P_T 随 N_1 的增大先减小后增大, 驻点为 N_{1opt} 。



靳浩源

在线出版日期: 2024-07-08。

收稿日期: 2024-03-01。

作者简介:

靳浩源(1997), 男, 博士研究生, 研究方向为电力电子变压器磁性元件优化和集成, jinhaoyuan@stu.xjtu.edu.cn;

*通信作者: 王来利(1982), 男, 博士, 教授, 博士生导师, 研究方向为宽禁带功率半导体器件封装集成等, llwang@mail.xjtu.edu.cn。

(责任编辑 吕鲜艳)