

基于modeFRONTIER的电流型推挽全桥 变换器磁元件优化设计研究

谭尉辰, 陈为

福州大学电气工程与自动化学院, 福州 350108

摘要: 传统设计方法对电流型推挽全桥变换器的电感和变压器的设计过于粗放, 一般是分别设计, 未能很好地统筹变换器电感与变压器两者的损耗, 较难得到最优的设计方案。为此, 本文提出一种基于modeFRONTIER的电流型推挽全桥变换器磁元件优化设计方法, 以变换器电感和变压器总损耗最小为设计目标进行多参数单目标优化。该方法统筹变换器电感与变压器两者的损耗, 克服了传统设计方法上分开单独设计的缺陷。

关键词: 电流型推挽全桥变换器, 磁元件损耗, 损耗模型, 优化设计, modeFRONTIER

Design and Optimization Research of Magnetic Components in Current-fed Push-pull Full-bridge Converter Based on modeFRONTIER

Tan Weichen, Chen Wei

College of Electrical Engineering and Automation, Fuzhou University, Fuzhou 350108

Abstract: The traditional design of inductor and transformer in current-fed push-pull full-bridge converter is too rough to combine its inductor loss with transformer loss, which makes it difficult to obtain the optimum design. In this paper, a new design and optimization method of magnetic components in current-fed push-pull full-bridge converter based on modeFRONTIER, minimize the total loss of inductor and transformer by multi-parameter single-objective optimization, is proposed. The method takes into account the relationship between the inductor loss and transformer loss in the converter and overcome the drawback of the traditional design.

Keywords: current-fed push-pull full-bridge converter, magnetic components loss, loss model, optimization design, modeFRONTIER

电流型推挽全桥变换器具有以下优点:(1)可实现电气隔离;(2)低压侧是电流型推挽电路,高压侧是全桥整流电路,结构简单,易于控制;(3)低压侧的电流型推挽电路的开关管可工作在重叠导通模式,不用考虑管子死区控制问题;(4)低压侧的电流纹波小,电路电压转换比大。所以电流型推挽全桥变换器被广泛应用于可调度式光伏并网发电系统、电动车燃料电池供电系统、不间断供电系统(UPS)等。^[1]

电流型推挽全桥变换器中有一个电感和一个变压器这两个磁元件。磁元件损耗是磁元件设计的首要指标,其中

包括磁芯损耗和绕组损耗,它与磁元件的工作频率、占空比、匝数、磁芯结构、绕组线规和绕制方式等多项参数息息相关。电流型推挽全桥变换器的电感和变压器两者的损耗不仅仅与本身的参数有关,而且还会相互影响。但是,目前的设计方法一般是先确定变换器的变压器各绕组的匝数,设计好变压器,然后再根据相应的电流纹波等指标设计电感。这种设计方法过于粗放,未能很好地统筹变换器电感与变压器两者的损耗,较难得到最优的设计方案。为此,本文在深入分析变换器工作原理并建立磁元件损耗数学模型的基础上,提出一种基于modeFRONTIER的电流型推挽全

桥变换器磁元件优化设计方法。该方法以变换器电感和变压器总损耗最小为设计目标,利用 modeFRONTIER 平台进行多参数单目标优化。

1 变换器工作原理

电流型推挽全桥变换器是由电流型推挽电路和电压型全桥电路组合而成。一般情况下,低压侧是电流型推挽电路,高压侧是全桥整流电路。图 1 是电流型推挽全桥变换器的电路原理图。如果把高压侧的全桥整流二极管换成开关管,变换器即可实现能量的双向流动,变成电流型推挽全桥双向直流变换器。

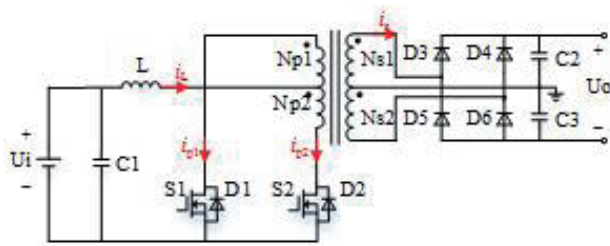


图 1 电流型推挽全桥变换器电路原理图

其中,电感绕组匝数为 NL ;变压器原边绕组匝数 $Np1=Np2$;副边绕组匝数为 $Ns1=Ns2$ 。电路时序波形如图 2 所示。 $G1$ 、 $G2$ 分别为开关管 $S1$ 、 $S2$ 的驱动信号。

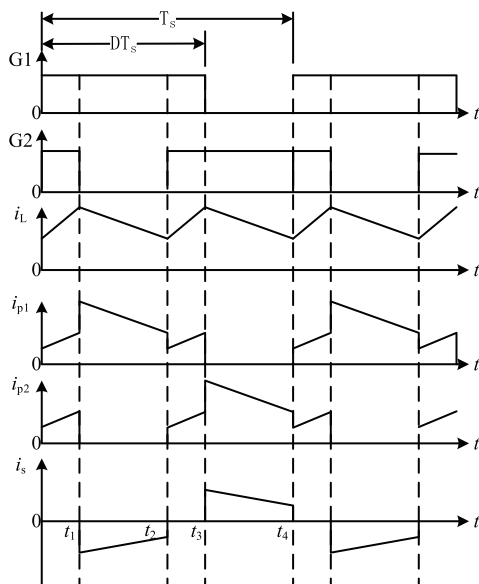


图 2 电路时序波形图

$t_0 \sim t_1$: 开关管 $S1$ 、 $S2$ 导通,二极管 $D3 \sim D6$ 截止,电

感储存能量,电感电流线性上升。

$t_1 \sim t_2$: 开关管 $S1$ 导通、 $S2$ 截止,二极管 $D3$ 和 $D6$ 导通、 $D4$ 和 $D5$ 截止,电感能量通过原边绕组 $Np1$ 传递到副边,电感电流线性减小。

$t_2 \sim t_3$: 开关管 $S1$ 、 $S2$ 导通,二极管 $D3 \sim D6$ 截止,电感储存能量,电感电流线性上升。

$t_3 \sim t_4$: 开关管 $S2$ 导通、 $S1$ 截止,二极管 $D4$ 和 $D5$ 导通、 $D3$ 和 $D6$ 截止,电感能量通过原边绕组 $Np2$ 传递到副边,电感电流线性减小。

变换器电压转换比为:

$$\frac{U_o}{U_i} = \frac{N_{s1}}{N_{p1} \cdot (1-D)} \quad (1)$$

式中, U_i 为输入电压; U_o 为输出电压; D 为开关管 $S1$ 或 $S2$ 的占空比。

电感电流纹波为:

$$\Delta I_L = \frac{U_i \cdot (1-D)}{L \cdot f_s} \quad (2)$$

式中, f_s 为开关频率; L 为电感感量。

2 变换器磁元件损耗分析

变换器电感和变压器的损耗不仅与自身参数有关,其中一个参数的改变能同时使电感和变压器的损耗随着改变。要使变换器电感和变压器的总损耗最小,必须要建立电感和变压器完整的损耗数学模型,从定量上描述各参数对变换器磁元件总损耗的影响。

2.1 电感绕组损耗

电感绕组损耗与气隙位置、大小、个数、绕组线规等参数有关。电感绕组窗口的磁场分布相对复杂,不能直接采用一维 Dowell 模型计算电感的绕组损耗。文献 [2] 中首先采用气隙等效面电流代替气隙并根据唯一性定理通过镜像法去掉磁芯边界,再通过毕奥-沙伐定律计算电感绕组窗口磁场分布,最后由 (3)~(6) 式可计算电感绕组的涡流损耗。

$$P_{Lwin} = P_{Lskin} + P_{Lprax} \quad (3)$$

$$P_{Lskin} = \frac{MLT-L}{2\sigma} \cdot \int_0^{r_0} 2\pi r \left| \frac{\alpha I}{2\pi r_0} \frac{I_0(\alpha r)}{I_1(\alpha r_0)} \right|^2 dr \quad (4)$$

$$P_{Lprax} = \frac{\pi \sigma \omega^2 B_0^2 (2r_0)^2 MLT-L}{128} \quad (5)$$

$$\alpha = \sqrt{j\omega\sigma\mu_0} \quad (6)$$

式中, P_{Lwin} 为每个导体的损耗; P_{Lskin} 为每个导体趋肤效应损耗; P_{Lprox} 为每个导体临近效应损耗; MLT_L 为绕组平均匝长; I 为电流幅值; $\omega = 2\pi f$ 为角频率; j 为虚数单位; σ 为导体电导率; r_0 为导体半径; B_0 为导体中心处的磁密。

不同频率的绕组损耗可以叠加, 最后得到相应电流波形激励下的电感绕组损耗。

2.2 变压器绕组损耗

变压器原副边安匝相互平衡, 绕组窗口的磁场基本与绕组层平行。根据文献 [3] 中 Dowell 模型可计算得到变压器绕组的电流密度分布 $J(x)$ 为

$$J(x) = \frac{H_1 \cdot \cosh[\alpha(d-x)] - H_2 \cdot \cosh(\alpha x)}{\sinh(\alpha d)} \cdot \alpha \quad (7)$$

式中, H_1 、 H_2 分别为铜箔左右两边的磁场强度; d 为铜箔厚度; x 为距铜箔左边的距离。

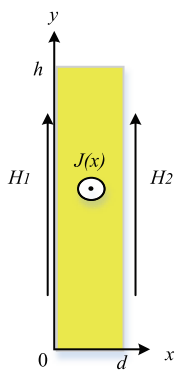


图 3 Dowell 模型

每个铜箔导体的损耗 P_{ib} 为:

$$P_{ib} = MLT_{TX} \cdot \frac{h}{2\sigma} \int_0^d |J(x)|^2 dx \quad (8)$$

式中, MLT_{TX} 为变压器绕组平均匝长; h 为铜箔高度。

2.3 电感磁芯损耗

变换器的电感的工作频率 f_L 是开关频率 f_s 的 2 倍, 即

$$f_L = 2f_s \quad (9)$$

变换器的电感的等效工作占空比 D_L 为:

$$D_L = 2D - 1 \quad (10)$$

由于变换器的电感是在不对称 PWM 波激励下工作, 而且电感存在直流偏磁, 直流偏磁会影响磁芯损耗。根据文献 [4-6], 在不对称 PWM 波激励且存在直流偏磁下的磁

芯损耗表达式为:

$$P_{Lcore} = \left[K_m \cdot f^a \cdot B_{ac}^b \cdot B_{dc} \cdot \left(1 - e^{-\frac{B_{dc}}{\tau}} \right) + P_{Lcore, B_{dc}=0} \right] \cdot V_{eL} \quad (11)$$

$$P_{Lcore, B_{dc}=0} = \left(C_m \cdot f_{Leq}^{\alpha-1} \cdot B_{ac}^\beta \right) \cdot f_L \quad (12)$$

$$f_{Leq} = \frac{2 \cdot f_L}{\pi^2 \cdot D_L \cdot (1 - D_L)} \quad (13)$$

式中, $P_{Lcore, B_{dc}=0}$ 为无直流偏磁情况下电感磁芯损耗密度; C_m 、 α 、 β 与磁芯材质有关, 一般有厂家提供; K_m 、 a 、 b 和 τ 也与磁芯材质有关, 通过实验获得; B_{dc} 为电感磁芯直流磁密; B_{ac} 为电感磁芯交流磁密。 f_{Leq} 为电感等效正弦励磁频率, V_{eL} 为电感磁芯体积。

2.4 变压器磁芯损耗

变换器的变压器的工作频率 f_{TX} 与开关频率 f_s 相同, 即

$$f_L = 2f_s \quad (14)$$

变换器的变压器的等效工作占空比 D_{TX} 为:

$$D_{TX} = 1 - D \quad (15)$$

变换器的变压器是在对称 PWM 波激励下工作, 而且不存在直流偏磁, 则其磁芯损耗可通过修正斯坦茨方程 (MSE)^[5-6] 计算得到:

$$P_{TXcore} = \left(C_m \cdot f_{TXeq}^{\alpha-1} \cdot B_m^\beta \right) \cdot f_{TX} \cdot V_{eL} \quad (16)$$

$$f_{TXeq} = \frac{4 \cdot f_{TX}}{\pi^2 \cdot D_{TX}} \quad (17)$$

式中, f_{TXeq} 为变压器等效正弦励磁频率; V_{eL} 为变压器磁芯体积。

3 变换器磁元件优化设计

3.1 变换器基本参数

变换器的基本参数如表 1 所示。

表 1 变换器基本参数

参数说明	取值	参数说明	取值
输入电压 U_i	36V	开关管耐压	100V
输出电压 U_o	700V	电感磁芯	EC39
输出功率 P	1000W	电感磁芯	EC39
开关频率 f_s	36kHz	磁芯材质	PC47
输入电流纹波系数	20%	磁芯最大允许磁密 B_{max}	0.31T

本文的电感在磁芯中柱开三段气隙。

3.2 待优化参数

将影响变换器磁元件损耗的 14 个主要参数作为待优化

参数，如表 2 所示。本文将股数为 N 的 Litz 线按 $n \times n$ 层的方形排布方式处理，即 $N=n \times n$ 。

表 2 待优化参数

参数说明	取值范围
电感气隙总长度 lg	1~5mm
电感绕组匝数 NL	5~25
电感绕组线径 $d1$	0.05~0.35mm
电感绕组每根 Litz 线层数 $n0$ (股数为 $n0^2$)	1~15
电感绕组并联数 $n11$	1~5
变压器原边匝数 $Np1$	2~10
变压器副边匝数 $Ns1$	30~50
变压器原边铜箔厚度 Wcu	0.05~0.5mm
变压器副边绕组线径 ds_{ax}	0.1~0.5mm
变压器副边绕组每根 Litz 线层数 $ns0$ (股数为 $ns0^2$)	1~15
变压器原边绕组并联数 Nnp	1~2
变压器副边绕组并联数 Nns	1~5

3.2 modeFRONTIER 优化模型

根据上述电感和变压器的损耗计算模型，在 Mathcad 中编写变换器电感和变压器两个磁元件的损耗计算程序。以变换器磁元件总损耗最小为优化目标，在 modeFRONTIER 中建立多参数单目标优化模型。优化模型如图 4 所示。modeFRONTIER 优化流程如图 5 所示。

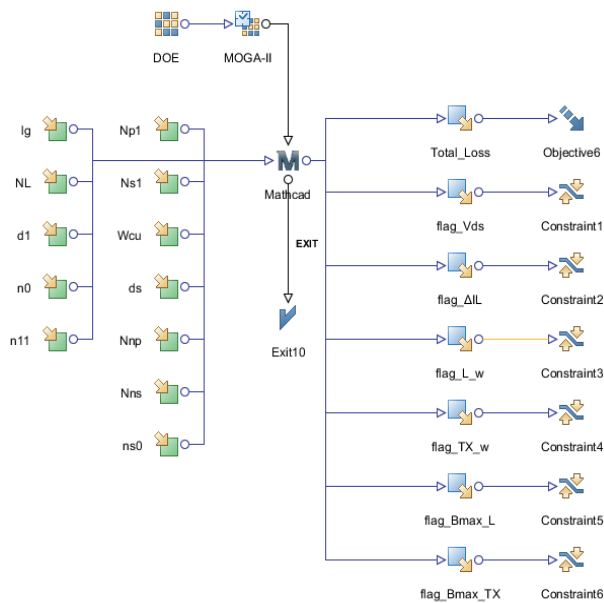


图 4 modeFRONTIER 优化模型

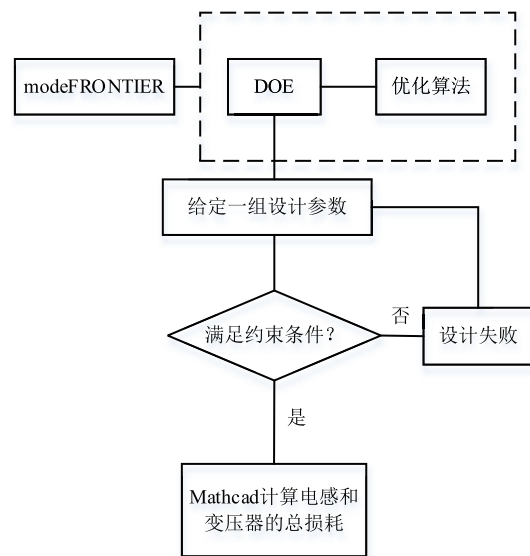


图 5 modeFRONTIER 优化流程图

4 优化结果分析

modeFRONTIER 中有多种 DOE (试验设计) 方法和优化算法。本文 DOE 采用随机序列法，优化算法采用改进的遗传算法 MOGA-II。优化设计结果如图 6 所示。从图中

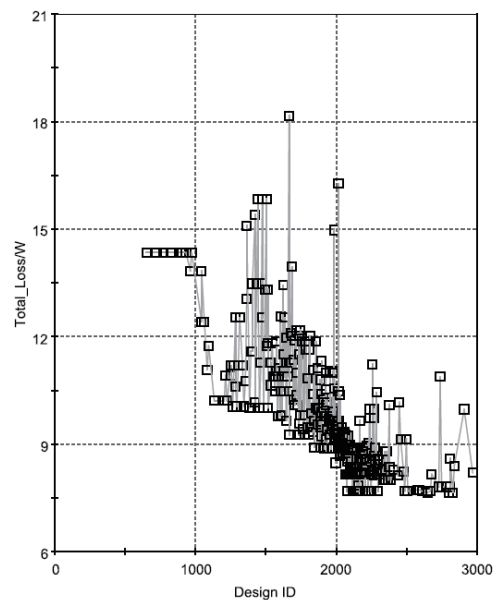


图 6 优化设计结果

下转 147 页