

SWISS 整流器多目标优化

颜景斌, 沈云森, 刘 思, 魏金鑫, 高崇禧

(哈尔滨理工大学 电气与电子工程学院, 哈尔滨 150080)

摘 要: 针对 SWISS 整流器的性能问题, 采用基于 NSGA-II 算法的多目标优化方法。以离散的直流电感、IGBT、Diode 以及输出电容参数建立的元器件数据库为约束条件, 以效率、功率密度以及输出纹波模型为目标函数, 通过 NSGA-II 算法进行优化, 并给出了帕累托最优解集和帕累托最优前沿, 根据目标的优先级合理选择方案, 从而选择相应器件。最后, 通过仿真实验表明方案的可行性, 优化后效率为 96.01%, 功率密度为 12.95 kW/dm³, 输出纹波为 0.068。

关键词: SWISS 整流器; 损耗; 多目标优化; NSGA-II 算法

DOI: 10.15938/j.jhust.2021.01.012

中图分类号: TM46 **文献标志码:** A **文章编号:** 1007-2683(2021)01-0086-07

Multi-objective Optimization of SWISS Rectifier

YAN Jing-bin, SHEN Yun-sen, LIU Si, WEI Jin-xin, GAO Chong-xi

(School of Electrical and Electronic Engineering, Harbin University of Science and Technology, Harbin 150080, China)

Abstract: Aiming at the performance problem of SWISS rectifier, a multi-objective optimization method based on Non-Dominated Sorting in Genetic Algorithms-II (NSGA-II) is adopted. With discrete DC inductor, IGBT, Diode and output capacitor database as constraints, and efficiency, power density and output ripple model as objective functions, the optimization is carried out by NSGA-II algorithm, using the pareto optimal solution and pareto optimal front of the algorithm. We select the appropriate device according to the priority of the target. Finally, the simulation results show that the scheme is feasible, the optimized efficiency is 96.01%, the power density is 12.95 kW/dm³, and the output ripple is 0.068.

Keywords: SWISS rectifier; loss; multi-objective optimization; NSGA-II algorithm

0 引 言

在整流器电力电子装置的研究中, 希望构建一个综合性能最优的系统, 即保证高效率的同时, 又能使系统的体积、质量和成本等性能指标得到优化, 这是一个复杂的问题, 往往以经验判断, 可能无法保证

其准确性, 并且, 各个性能之间一般相互冲突, 如何对各系统进行多参数多目标优化并进行器件选型, 需使用合适的方法^[1-3]。然而, 国内外学者大都致力于新型拓扑结构和新型材料的研发, 专注于器件本身的性能提升, 而应用多目标优化技术来解决电力电子问题尚处于未大力研究状态^[4]。传统的多目标优化方法有约束法、线性加权和法以及极大极

收稿日期: 2020-07-29

基金项目: 莫斯科国际科学技术中心科研项目(2014-MHTLJB-1375)。

作者简介: 沈云森(1996—), 男, 硕士研究生;

刘 思(1994—), 女, 硕士研究生。

通信作者: 颜景斌(1972—), 男, 博士, 教授, E-mail: 565510645@qq.com。

小法等,这些方法大都优化目标单一、计算较大、过程复杂,往往需进行多次优化,且这些优化过程之间相互独立,彼此之间没有信息的互联,导致设计人员无法进行有效决策^[5-6]。由于 SWISS 整流器有非线性元件,使得整流器是一个强非线性系统,传统的解析线性系统的优化方法不再适用。且 SWISS 整流器设计是一个多目标多参数问题,性能指标和决策参数众多,每当多一个参数和目标,分析的困难程度成指数倍增加^[7-10]。对于参数设计,往往依赖于人工经验,自动化程度低,容易出错。而快速非支配排序遗传算法(non-dominated sorting in genetic algorithms-II)具有搜索的全局性和多向性,是一种适用于处理离散的约束条件和目标函数的强鲁棒性优化算法,对于 SWISS 整流器优化展现出其独特的优越性^[11-12]。因此,本文以元器件参数为约束条件,采用 NSGA-II 算法对整流器的效率、功率密度和纹波进行优化,并进行热损耗分析、Simulink 和算法仿真,从而进行元器件选型,使系统整体性能最优^[13-14]。

1 SWISS 整流器工作原理

SWISS 整流器主要由三相不可控整流桥、有源三次谐波电流注入电路构成,其拓扑结构如图 1 所示。谐波注入电路由 3 个双向开关管 S_{y1} 、 S_{y2} 、 S_{y3} 组成,其中双向开关管是由 2 个 IGBT 反向串联组成,其频率为两倍的电源频率。整流器的直流输出端接有上下两个快速开关管 T_+ 和 T_- ,流经 T_+ 和 T_- 的电流与三相不可控整流桥输出的两相电压成比例,二者差值通过有源三次谐波注入电路流入当前电压绝对值最小的电源相^[15-16]。

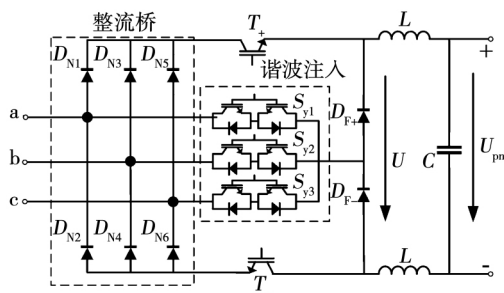


图 1 SWISS 整流器拓扑结构

Fig. 1 Diagram of SWISS rectifier topology

在三相不可控整流桥中,任意时刻下直流母线电压均为三相电压的线电压。图 1 所示结构中,通过有规律的切换快速开关管 T_+ 和 T_- 的开关状态,

可确定 4 种电流通路,如图 2 所示。

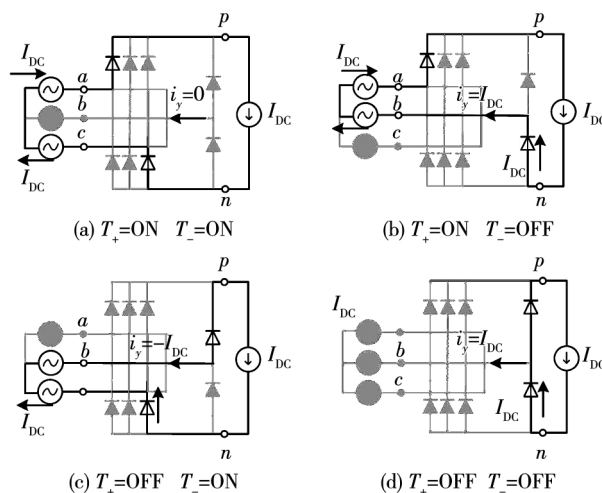


图 2 SWISS 整流器导通电路

Fig. 2 The conduction states of SWISS rectifier

有源三次谐波注入电路网络将电流流入无源相,从而实现主动式功率因数校正。如表 1 所示,定义一个基波周期内注入电路网络的开关状态序列。在每个采样周期和各个 30° 扇区内,开关管 T_+ 和 T_- 具有不同的开关状态。假设快速开关管 T_+ 和 T_- 的开关频率足够高,则流经电感 L 的直流母线电流 I_{DC} 在每个采样周期内都可看作为恒定值。选择不同的开关状态序列可以抑制直流母线电流的电流纹波和最小注入电流的电流纹波。

表 1 电流注入电路的调制状态

Tab. 1 Modulation of the current injection circuit

θ	S_{y1}	S_{y2}	S_{y3}	θ	S_{y1}	S_{y2}	S_{y3}
$0^\circ \sim 30^\circ$	0	1	0	$180^\circ \sim 210^\circ$	0	1	0
$30^\circ \sim 60^\circ$	0	1	0	$210^\circ \sim 240^\circ$	0	1	0
$60^\circ \sim 90^\circ$	1	0	0	$240^\circ \sim 270^\circ$	1	0	0
$90^\circ \sim 120^\circ$	1	0	0	$270^\circ \sim 300^\circ$	1	0	0
$120^\circ \sim 150^\circ$	0	0	1	$300^\circ \sim 330^\circ$	0	0	1
$150^\circ \sim 180^\circ$	0	0	1	$330^\circ \sim 360^\circ$	0	0	1

2 SWISS 整流器器件损耗分析

2.1 直流电感 L 损耗分析

电感损耗主要由铁芯和绕组损耗组成^[17-18]。其中电感磁芯选择 Mn-Zn 系开关电源用铁氧体 PC90,损耗公式为

$$P_V = C_T \eta f^\alpha B^\beta V_{Fe} \quad (1)$$

式中: η 为材料系数; α, β 可通过生产厂家提供的损耗特性曲线求得; C_T 是铁氧体材料损耗的温度系数, 当温度为 100°C 时, $C_T = 1$; V_{Fe} 为铁芯体积。

绕组损耗在忽略高频效应下, 可看成几何尺寸的函数关系, 为

$$P_{cl} = R_{cl} I_{rms}^2 \quad (2)$$

综合式 (1)、(2) 可近似得到电感损耗为

$$P_L \approx V_L \left[\frac{4(2-\beta)}{3} - \frac{1}{3} \int_{sw} \frac{2(\alpha-\beta)}{2+\beta} I_{rms}^2 u_L^{\frac{2\beta}{2+\beta}} \right] \quad (3)$$

直流电感 L 的磁芯选用 UI 铁芯, 其结构如图 3 所示, 绕组宽度 ω_w 和深度 d_w 为

$$\omega_w = 2rk_b N_w \quad (4)$$

$$d_w = 2rk_b N_d \quad (5)$$

式中: r 为导体半径; k_b 为制造因数, 一般为 $1.05 \sim 1.4$; N_w 和 N_d 分别为线圈宽度和深度的导体数期望值。

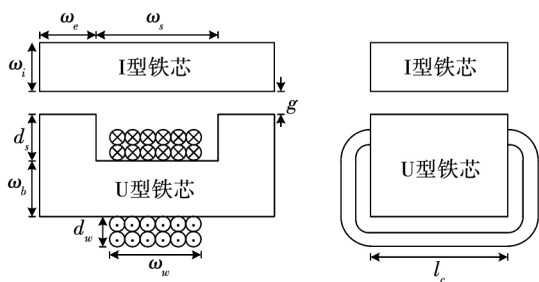


图3 UI 型铁芯结构

Fig.3 UI core structure

线圈体积公式为

$$V_{cl} = \omega_w (\pi d_w^2 + (2l_c + 2\omega_b) d_w) \quad (6)$$

式中: l_c 为 U 型铁芯的宽度; ω_b 为 U 型铁芯除去槽之后的高度。

线圈的填充系数 k_{pf} 为

$$k_{pf} = \frac{NA C_u}{d_w \omega_w} \quad (7)$$

可得导体体积 V_{cd} 为

$$V_{cd} = k_{pf} V_{cl} \quad (8)$$

铁芯体积 V_{Fe} 为

$$V_{Fe} = l (\omega_i + \omega_b) l_c + 2\omega_e d_s l_c \quad (9)$$

式中: l 为 UI 铁芯外围长度; ω_i 为 I 型铁芯的高度; ω_e 为 U 型铁芯除去槽之后一边的长度; d_s 为槽的高度。

直流电感 L 的体积为

$$V_L = V_{cd} + V_{Fe} \quad (10)$$

2.2 IGBT 损耗分析

IGBT 的损耗主要包括通态损耗和开关损耗, 其中开关损耗分为: 开通损耗和关断损耗^[9]。

IGBT 的导通时间为半个周期, 故 IGBT 的通态损耗为

$$P_{cond, IGBT} = \frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} u_{CE}(t) i(t) \tau(t) dt \quad (11)$$

$$u_{CE} = u_{GE} + r_{CE} i(t) \quad (12)$$

$$i(t) = I_{IGBT} \sin(\omega t) \quad (13)$$

$$\tau(t) = [\tau + M \sin(\omega t + \varphi)] / 2 \quad (14)$$

式中: u_{GE} 为 IGBT 门槛电压; r_{CE} 为其通态等效电阻; I_{IGBT} 为流经 IGBT 的电流幅值; φ 为电压电流相位角。

综合可得 IGBT 通态损耗为

$$P_{cond, IGBT} = \frac{1}{2} \left(V_{GE} \frac{I_{IGBT}}{\pi} + r_{CE} \frac{I_{IGBT}^2}{4} + M \cos \varphi \left(V_{GE} \frac{I_{IGBT}}{8} + r_{CE} \frac{I_{IGBT}^2}{3\pi} \right) \right) \quad (15)$$

在半个周期内, IGBT 开通和关断的次数均为 f_{sw} 次, 可知 IGBT 的开关损耗为

$$P_{sw, IGBT} = f_{sw} \frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} [E_{sw(on)}(t, I_{IGBT}) + E_{sw(off)}(t, I_{IGBT})] dt \quad (16)$$

式中: $E_{sw(on)}$ 和 $E_{sw(off)}$ 分别为 IGBT 开通一次和关断一次损失的能量, 其额定值可查询元器件数据表获得, 故 IGBT 开关损耗公式为

$$P_{sw, IGBT} = \frac{1}{\pi} f_{sw} (E_{sw(on)} N + E_{sw(off)} N) \frac{I_{IGBT}}{I_N} \frac{u_{pn}}{u_{CEN}} \quad (17)$$

综上所述, IGBT 总损耗为

$$P_{IGBT} = P_{cond, IGBT} + P_{sw, IGBT} \quad (18)$$

2.3 二极管损耗分析

二极管在一个周期内分为开关状态、正向导通和反向截止这 3 种状态。故其功率损耗包括开关损耗、通态损耗及断态损耗。

在二极管正向导通时, 对应时间段为 $[t_{fp}, t_{on}]$, 其导通损耗为

$$P_{on, Diode} = \frac{1}{T} \int_{t_{fp}}^{t_{on}} u_F(t) i_F(t) dt \approx V_F I_F D \quad (19)$$

式中: V_F 为其正向导通压降; I_F 为正向通态电流; D 是二极管占空比, 不同位置器件其占空比不同。

在二极管反向截止时, 通过反向漏电流, 对应时间段为 $[t_2, T]$, 断态损耗为

$$P_{off, Diode} = \frac{1}{T} \int_{t_2}^T u_R(t) i_R(t) dt \approx V_R I_R (1 - D) \quad (20)$$

式中: V_R 为其反向压降; I_R 为反向漏电流。

二极管的开关损耗即为 $[t_{on}, t_{fp}]$ 和 $[t_{on}, t_{t2}]$ 这两个暂态过程,其计算公式为

$$P_{sw,Diode} = \frac{1}{T} \left(\int_0^{t_{fp}} u_F(t) i_F(t) dt + \int_{t_{on}}^{t_2} u_F(t) i_F(t) dt \right) \approx \frac{V_{fp} I_{fp} t_{fp} f_{sw}}{2} + \frac{V_{rp} I_{rp} t_{t2} f_{sw}}{2} \quad (21)$$

式中: V_{fp} 和 V_{rp} 分别为二极管的正向和反向峰值电压; I_{fp} 和 I_{rp} 分别为流经二极管的正向和反向峰值电流; t_{fp} 为其正向恢复时间; t_{t2} 为其反向电流下降时间,其值可查询元器件数据表获得。

综上可知二极管总损耗为

$$P_{Diode} = P_{on,Diode} + P_{off,Diode} + P_{sw,Diode} \quad (22)$$

2.4 电容体积模型

电容的体积模型可通过元器件数据手册中的截面图和俯视图获得,如图 4 所示,则电容体积模型 V_c 近似为

$$V_c \approx \frac{\pi d_c^2 (H_c - 35) + 35 \pi D_c^2}{4} \quad (23)$$

式中: 忽略上下端子体积, D_c 、 H_c 以及 d_c 均可从源数据手册上查询。

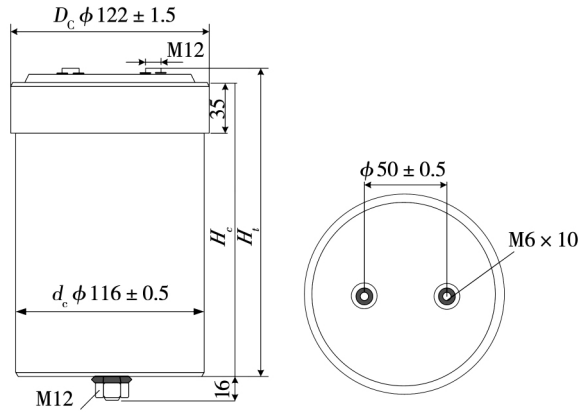


图 4 输出电容结构

Fig. 4 Output capacitor structure

3 SWISS 整流器多目标优化

3.1 NSGA-II 算法

NSGA-II 算法是在 NSGA 算法的基础上采用快速非支配排序、精英选择策略以及拥挤度计算方法,有利于提高算法的计算速度、保留优秀基因并提高种群的进化水平,帕累托最优解会均匀的分布在帕累托最优前沿上^[20]。其流程图如图 5 所示。

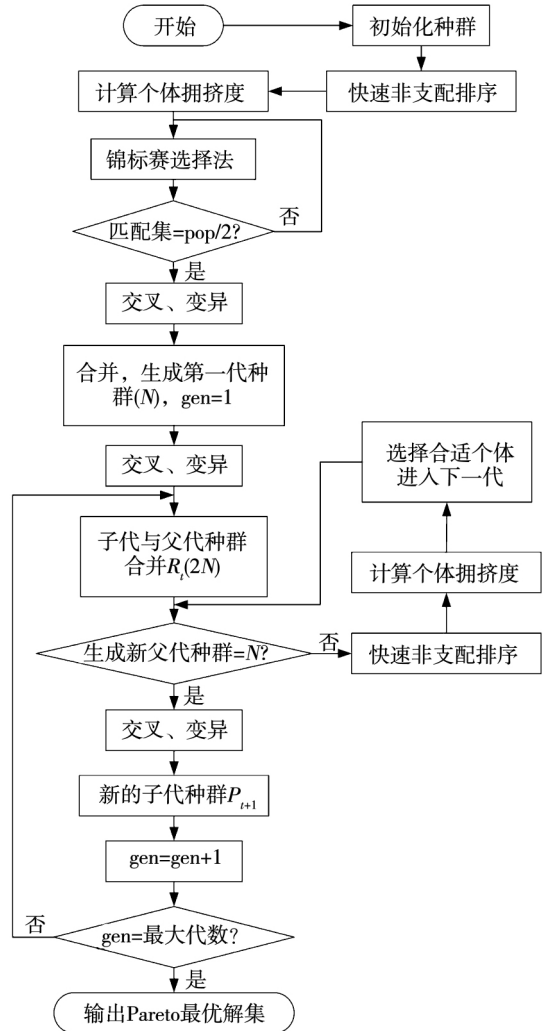


图 5 NSGA-II 算法流程图

Fig. 5 Diagram of NSGA-II Algorithm Program

3.2 多目标优化模型

本文的目标函数选择 SWISS 整流器的效率 η 、功率密度 ρ 与输出电压纹波模型。其中,在给定输出功率的条件下,效率 η 模型为

$$\eta = \frac{P_o}{P_o + P_{loss}} = \frac{P_o}{P_o + \sum_{a=1}^2 P_L + \sum_{b=1}^8 P_{IGBT} + \sum_{c=1}^8 P_{Diode}} \quad (24)$$

式中: P_o 为输出功率; P_{loss} 为总功率损耗。

根据各元器件体积模型,功率密度 ρ 模型为

$$\rho = \frac{P_0}{V_{总}} = \frac{P_0}{\sum_{a=1}^2 V_L + \sum_{b=1}^8 V_{IGBT} + \sum_{c=1}^8 V_{Diode} + V_c} \quad (25)$$

输出电压纹波峰峰值 $\Delta u_{C,pp,max}$ 为

$$\Delta u_{C,pp,max} = \frac{u_{pn}}{L} \left(\frac{1-M}{8f_{sw}^2 C} \right) \quad (26)$$

式中: M 为调制参数。

由式(24)~(26)建立目标函数为

$$\begin{aligned} \max &= \begin{cases} \eta \\ \rho \end{cases} \\ \min &= \Delta u_{c,pp,\max} \end{aligned} \quad (27)$$

约束条件为建立的元器件数据模型中各数据上下限值和各参数的不等关系。

4 仿真结果

SWISS 整流器系统参数为: 输入相电压 $U=220\text{ V}$, 输出电压 $U_{pn}=400\text{ V}$, 输出功率 $P_o=5\text{ kW}$ 。根据各元器件的功率和体积模型, 对 NSGA-II 算法进行目标函数和决策变量等程序编译, 由于迭代结果的随机性, 迭代次数影响优化结果的准确性, 迭代次数过多会导致计算量大且结果趋于一致化, 故取种群数目和迭代次数均取为 300。对开关频率和效率以及开关频率和功率密度的关系进行仿真, 如图 6、7 所示。

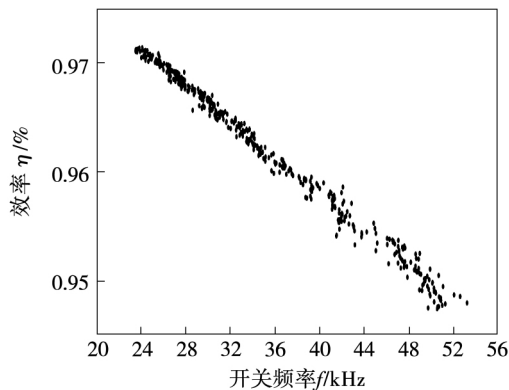


图 6 开关频率与效率关系曲线

Fig. 6 Diagram of the relationship between the switching frequency and efficiency

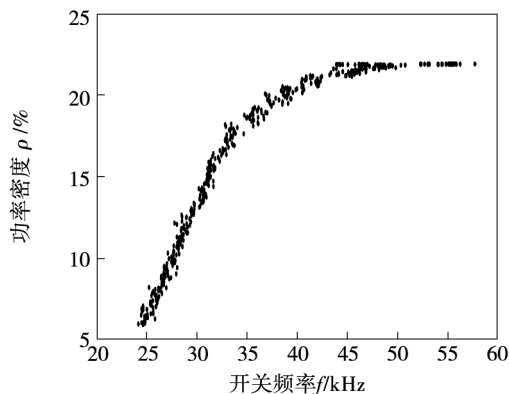


图 7 开关频率与功率密度关系曲线

Fig. 7 Diagram of the relationship between the switching frequency and the power density

可知, 随着开关频率的升高, 整流器效率下降, 然而功率密度却会升高, 因此存在一个合适的开关频率会使整体性能最优。对直流电感的体积和电感损耗关系进行仿真, 如图 8 所示。

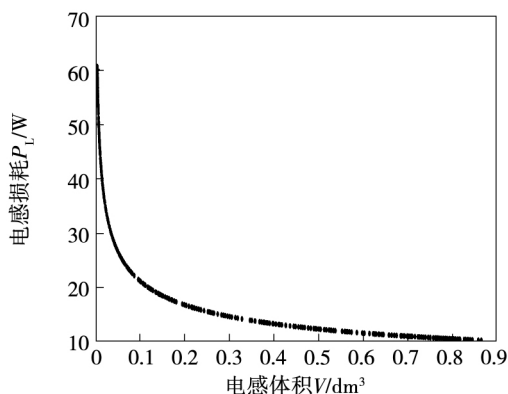


图 8 电感体积和损耗关系曲线

Fig. 8 Diagram of the relationship between the power density and the volume of inductor

由图 8 可知, 电感的功率损耗 P_L 范围为 $10.48 \sim 61.15\text{ W}$, 电感体积 V_L 为 $0.0026 \sim 0.8647\text{ dm}^3$, 若使电感小型化, 则会牺牲整流器的效率, 二者性能相互冲突。进而对整流器的效率和功率密度的关系进行仿真, 如图 9 所示。

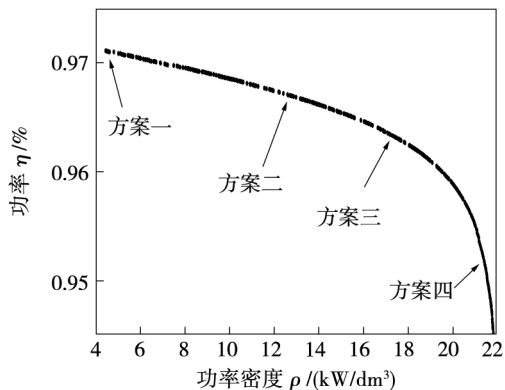


图 9 功率密度与效率关系曲线

Fig. 9 Diagram of the relationship between the power density and efficiency

可得系统效率 η 的范围为 $94.52 \sim 97.11\%$, 功率密度 ρ 的范围为 $4.44 \sim 21.82\text{ kW/dm}^3$ 。

在帕累托最优前沿上选择 4 种方案, 其性能指标如表 2 所示。由于高效率是整流器的前提, 则在方案一和方案二中进行比较选择, 而方案二中的功率密度比方案一的功率密度高很多, 因此进行折衷处理, 选择方案二。结合图 6、7, 开关频率选择为 29 kHz 。

表 2 4 种方案性能指标

Tab. 2 Performance index of four schemes

方案	效率 $\eta/\%$	功率密度 $\rho/(\text{kW}/\text{dm}^3)$
一	97.11	4.44
二	96.73	12.23
三	96.30	17.47
四	94.52	21.82

将输出纹波模型加入到第 3 个优化目标中进行算法仿真,仿真图如图 10 所示。由三维图观察可知,输出纹波和功率密度以及效率是相互制约的,由于要抑制输出纹波,所以要在方案二的基础上进行折衷处理,在本文中,选择 $\eta = 96.01\%$, $\rho = 12.95 \text{ kW}/\text{dm}^3$, $\Delta u_{C,pp,\max} = 0.068$ 的方案。对于直流电感 L ,则选择损耗为 15.71 W ,体积为 0.25 dm^3 的方案。

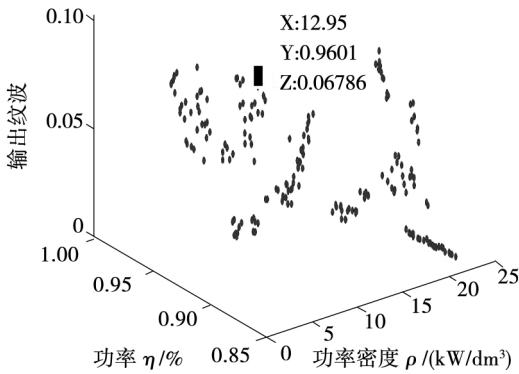


图 10 三维仿真图

Fig. 10 Three-dimensional diagram

根据算法优化的参数矩阵中各个决策变量的数值,进行各元器件型号的选取和设计,如表 3 所示。

表 3 器件选型

Tab. 3 Selection of components

元件	型号
电感 L	U93/76/16-PC90-X, I93/28/16, PC90 ferrite, $N = 16$ turns, $A_{Cu} = 1.227 \text{ mm}^2$
电容 C	B4330A5188M000, EPCOS
二极管 D_{N+}/D_{N-}	HFA25TB60, 600 V/25 A
二极管 D_{F+}/D_{F-}	E4D20120A, 1 200 V/20 A
双向开关管 S_y/D_y	IKW25N120H3, 1 200 V/25 A
快速开关管 T_+/T_-	IKQ75N120CS6, 1 200 V/75 A

应用 PLECS 软件对 SWISS 整流器进行热损耗仿真,并和计算所得的总平均损耗波形进行对比,仿真结果如图 11 所示。

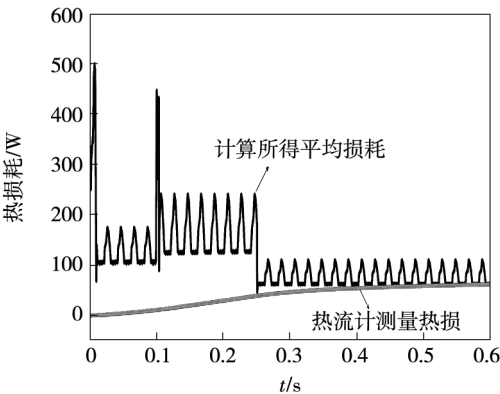


图 11 热损耗仿真图

Fig. 11 Simulation diagram of heat loss

图 11 中,由于直流母线参考电压和负载的变化使得其计算平均损耗在 0.1 s 和 0.25 s 时波动较大,之后趋于稳定,2 种波形在 0.4 s 后趋于一致,热损耗约为 63 W 。本篇文章选取效率为 96.01% 的方案,总损耗为 169.6 W ,热损耗为其中的一部分,仿真结果符合实际。根据仿真得到的等温层温度波形如图 12 所示。

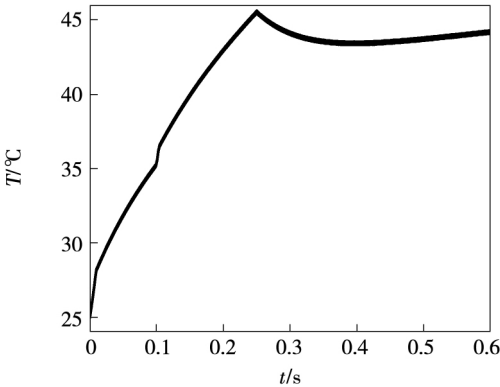


图 12 等温层温度波形

Fig. 12 Temperature of Isothermal layer

初始温度为 25°C ,在 0.25 s 后系统进入稳态,温度约为 43.1°C 。可以看出开关器件所引起的温升偏低,证明本文方案具有可行性。

5 结 语

本文针对 SWISS 整流器进行基于 NSGA-II 算法的多目标优化。在给定系统相关输入输出参数的前提下,以直流电感、IGBT、Diode 以及输出电容参数作为离散变量,通过选型构建元器件数据库。以功率密度、效率和输出纹波模型作为目标函数,以建立的离散的元器件功率和体积模型作为约束条件,

从而进行强非线性系统的多参数多目标优化。该算法可在短时间内获得一系列最优解,利用算法提供的帕累托最优前沿,根据目标性能的优先级合理选择方案,从而确定最优决策参数并选择和设计相应元器件。最后对整流器进行热-电仿真建模,计算热损耗和模拟系统温度,证明本文方案的可行性,从而使整流器系统的综合性能达到最优。

参考文献:

- [1] 常伟. 混合整流器多目标优化研究 [D]. 北京: 北京信息科技大学, 2017.
- [2] 顾鹏程. 基于自适应遗传算法的多目标优化研究 [D]. 南京: 南京航空航天大学, 2016: 1.
- [3] BURKART R M, KOLAR J W. Component Cost Models for Multi-objective Optimization of Switched-mode Power Converts [J]. IEEE Trans. on Energy Conversion Congress and Exposition, 2013, 14(4): 2139.
- [4] 胡滨. DC-DC 变换器参数优化技术研究 [D]. 成都: 电子科技大学, 2017.
- [5] KOLAR J W, BIELA J, MINIBOCK J. Exploring the Pareto Front of Multi-objective Single-phase PFC Rectifier Design Optimization—99.2% Efficiency vs. 7 kW/dm³ Power Density [J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2009, 26(12): 9.
- [6] ROUT P K, ACHARYA D P, PANDA G. A Multi-objective Optimization Based Fast and Robust Design Methodology for Power and Low Phase Noise Current Starved VCO [J]. IEEE Trans. Semicond Manuf, 2014, 27(1): 43.
- [7] 张强. 降压型三相功率因数校正电路与鲁棒控制策略的研究 [D]. 福州: 福州大学, 2016: 1.
- [8] 肖玥, 封焯文. 不同调制策略下的 6 开关 Buck 整流器与 Swiss 整流器综合比较 [J]. 大功率变流技术, 2016, 23(6): 12. XIAO Yue, FENG Zhuowen. Comprehensive Comparison of 6-switch Buck-type Rectifier and SWISS Rectifier Under Different Modulation Strategies [J]. High Power Converter Technology, 2016, 23(6): 12.
- [9] SOEIRO T B, FRIEDLI T, KOLAR J W. Swiss Rectifier—A Novel Three-phase Buck-type PFC Topology for Electric Vehicle Battery Charging [C] // Applied Power Electronics Conference and Exposition. IEEE, 2012: 2617.
- [10] 李湖胜. 用于电动汽车充电的 SWISS 整流器研究 [D]. 长沙: 湖南大学, 2017.
- [11] DEB K, PRATAP S, AGRAWAL A, et al. A Fast and Elitist Multi-objective Genetic Algorithm: NSGA-II [J]. IEEE Trans on Evolutionary Computation, 2002, 6(2): 182.
- [12] 常伟, 王久和, 陈启丽. 基于 NSGA-II 算法 Vienna 整流器多目标优化 [J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(增刊): 179. CHANG Wei, WANG Jiuhua, CHEN Qili. Multi-objective Optimization of Vienna Rectifier Based on NSGA-II Algorithm [J]. Proceedings of CSEE, 2016, 36(1): 179.
- [13] 刘桂英, 杨艳玲, 王华华, 等. 基于 PLCES 的 Boost 电路热分析 [J]. 广西师范学院学报, 2012, 29(1): 51. LIU Guiying, YANG Yanling, WANG Huahua, et al. PLECS-based Boost Circuit Thermal Analysis [J]. Journal of Guangxi Teachers Education University, 2012, 29(1): 51.
- [14] 唐圣学, 李占凯, 陈丽. 基于 PLECS 的电力电子电路热-电仿真教学研究 [J]. 实验技术与管理, 2016, 33(7): 126. TANG Shengxue, LI Zhankai, CHEN Li. Thermal-electronic Simulation Teaching of Power Electronic Circuit Based on PLECS [J]. Experimental Technology and Management, 2016, 33(7): 126.
- [15] KOLAR J W, FRIEDLI T. The Essence of Three-Phase PFC Rectifier Systems [C] // Proceedings of IEEE Conference on International Telecommunications Energy, Amsterdam Netherlands, 2011: 1.
- [16] 姜燕, 李湖胜, 黄守道, 等. 基于 SWISS 整流器的新型 LC 滤波器阻尼控制策略 [J]. 电力系统及其自动化学报, 2018, 30(6): 120. JIANG Yan, LI Husheng, HUANG Shoudao, et al. New LC Filter Damping Control Strategy Based on SWISS Rectifier [J]. Proceedings of the CSU-EPSA, 2018, 30(6): 120.
- [17] 张庆, 张小勇. 车载开关电源高频电感设计 [J]. 机电工程技术, 2019, 48(3): 126. ZHANG Qing, ZHANG Xiaoyong. The Design of Switching Power Supply of Inductor [J]. Mechanical and Electrical Engineering Technology, 2019, 48(3): 126.
- [18] SUDHOFF S D. 电磁装置的多目标优化设计研究 [M]. 译: 王秀和, 朱常青, 杨玉波, 等. 北京: 机械工业出版社, 2017: 97.
- [19] 胡建辉, 李锦庚, 邹继斌. 变压器中的 IGBT 模块损耗计算及散热系统设计 [J]. 电工技术学报, 2009, 24(3): 159. HU Jianhui, LI Jingeng, ZOU Jibin. IGBT Module Loss Calculation and Heat Dissipation System Design in Transformer [J]. Transaction of China Electrotechnical Society, 2009, 24(3): 159.
- [20] 焦李成, 尚荣华, 马文萍, 等. 多目标优化免疫算法. 理论和应用 [M]. 北京: 科学出版社, 2010.

(编辑: 温泽宇)