

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2108125

高频逆变电阻焊电源损耗分析*

刘璞 杨凯 黄海松

(贵州大学现代制造技术教育部重点实验室 贵阳 550025)

摘要: 为准确计算高频逆变式电阻焊电源电路放电能量,对电源电路中的能量损耗进行了量化分析。在精确建模的基础上,通过电路仿真验证了 PSpice 物理器件仿真模型的有效性;基于参数量化能耗模型,采用拟合积分法分析了电源电路主要损耗,为电源样机设计提供参考依据。仿真结果表明,采用有限双极性软开关技术能有效降低高频逆变电路的开关损耗,同步整流电路损耗占总电源损耗的 69%,需重点考虑电源高频变压器-同步整流一体化设计时的结构与热回路问题。

关键词: 逆变电源;有限双极性;同步整流;损耗分析

中图分类号: TM46 **文献标识码:** B **国家标准学科分类代码:** 510.105

Analysis of high frequency inverter spot welding power source loss

Liu Pu Yang Kai Huang Haisong

(Key Laboratory of Modern Manufacturing Technology of the Ministry of Education, Guizhou University, Guiyang 550025, China)

Abstract: In order to accurately calculate the discharge energy of high frequency inverter resistance welding power supply, the energy loss in the power supply circuit was quantified. On the basis of precise modeling, the effectiveness of PSpice physical device simulation model is verified by circuit simulation. Based on the parametric quantified energy consumption model, the main loss of power circuit is analyzed by fitting integral method, which provides reference for the design of power prototype. The simulation results show that the finite bipolar soft switching technology can effectively reduce the switching loss of the high-frequency inverter circuit, and the synchronous rectifier circuit loss accounts for 69% of the total power loss. Therefore, the structure and thermal loop of the high-frequency transformer and synchronous rectifier integrated design of the power supply should be considered.

Keywords: inverter spot welding power source; finite bipolarity; synchronous rectifier; loss analysis

0 引言

21 世纪以来,随着电子元器件朝着高精密化、集成化方向发展,在电子制造领域存在大量的微型零件精密电阻焊应用需求^[1-3]。微型零件的精密焊接需要焊接电源具有较高的控制精度和较快的动态响应,目前市场上主流的逆变点焊电源的工作频率大部分为 4 kHz,其动态特性和输出控制精度已无法满足微型零件精密焊接的要求。因此,高频化(20~25 kHz)是中频逆变电阻点焊电源的发展趋势^[4]。

高频化对逆变电阻点焊电源带来新的挑战:1)开关损耗变大;2)传统的快恢复二极管次级整流方式不适合^[5]。因此,需要使用高频软开关技术和次级同步整流技术。要实现高频逆变电阻点焊电源的节能、快速和稳定输出,很有

必要对电源的损耗进行量化分析。逆变电源的损耗主要集中在开关管和变压器上^[6]。目前基于逆变电源相关器件的损耗研究主要采用物理器件模型法、数据手册估算法、拟合积分法等^[7-12]。文献[7]通过分析赛灵思 Spartan-3 FPGA 的电源的工作状态结合数据手册对电源损耗进行了评估;文献[8]提出基于物理器件模型的 IGBT 模块损耗估计方法,该方法运用传统模型建立 IGBT 损耗的数学模型,建立 Matlab/Simulink 的仿真模型,通过仿真与实验分析对比,较准确的估计了 IGBT 的损耗。文献[9]基于 PSpice 精确建模,并验证 IGBT 静态、动态特性,通过导出的仿真数据拟合 IGBT 开通关断时的电压电流数据,计算一个开关周期的 IGBT 损耗。尚无对整个电源电路周期性运行进行过损耗研究。

收稿日期:2021-10-19

* 基金项目:贵州省科技计划项目(黔科合基础[2020]1Y232)、贵州省普通高等学校青年科技人才成长项目(黔教合 KY 字[2021]096)、贵州大学引进人才科研基金(贵大人基合字(2019)07 号)项目资助

针对现有研究的不足及逆变电源的发展趋势,本文基于物理器件模型法与拟合积分法量化高频逆变电源电路各部分电能损耗值,分析电源总体能耗分布规律,构建系统能耗模型,为后续电源结构设计和热设计提供参考依据。

1 电路拓扑建模及仿真

1.1 电路模型构建

建立的逆变电源主电路 PSpice 仿真模型如图 1 所示,

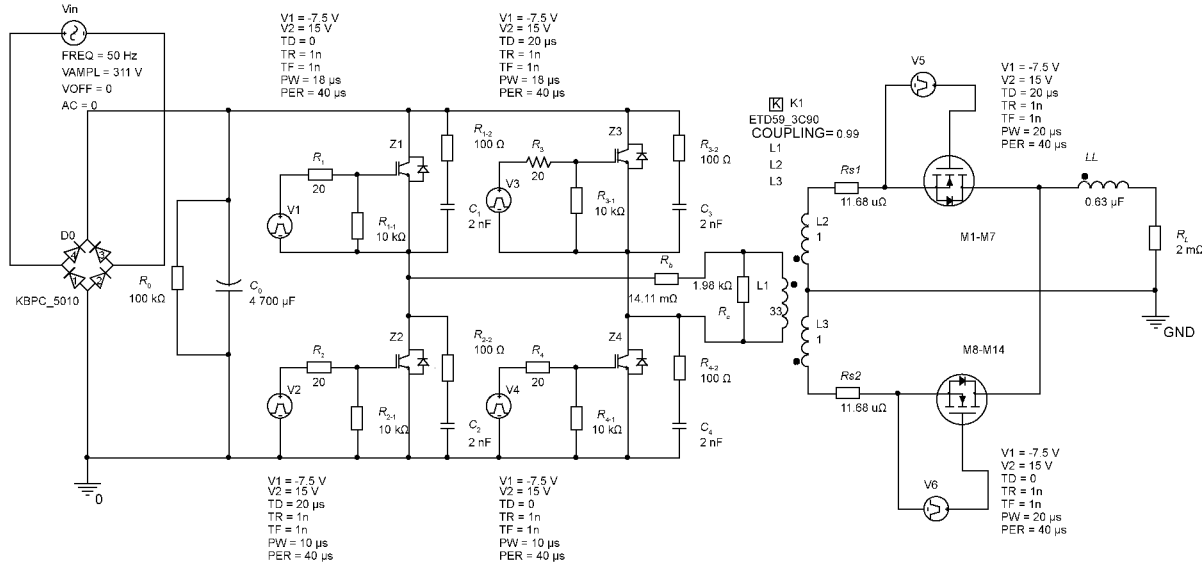


图 1 逆变电源电路的 PSpice 仿真模型

表 1 电源技术指标

输入电压/ V	工作频率/ kHz	最大占 空比	空载 电压/V	额定 电流/kA
AC 220	25	0.45	DC 8.7	3

3) IGBT 模块: 选用 650 V/100 A 的二合一模块 GD100HF65C1S, 采用模块数据手册参数建模。

4) MOSFET 模块: 型号 IXBH500N04T2, 模型参数和数据手册一致。

5) 变压器模型^[13]: 采用中间抽头式变压器结构, 选择的磁心型号为 ML-016, 属于 C 形磁芯, 其窗口宽度 $F=1.270$ mm, 高度 $G=3.969$ mm, 铁芯截面积 A_c 为: 2.153 cm², 磁路长度 MPL : 15.6 cm。具体的磁芯模型参数如表 2 所示。

6) 负载参数: 采用 RL 等效负载模型, $LL=0.63$ μH, $RL=2$ mΩ(满载)。

其余器件均采用 ANALOG. OLB 器件库中标准模型。

1.2 仿真分析

电源各部分工作电压波形如图 2 所示, V_T 为变压器初级电压波形, 电压幅值为母线电压 310 V, 频率为 25 kHz, 占空比为 0.25; V_L 为同步整流后的电压波形, 电压幅值为空载电压 8.7 V, 频率为 50 kHz, 占空比为 0.5。

图中次级同步整流部分以 1 个 MOSFET 示意 7 个 MOSFET 并联。电路采用“整流-滤波-逆变-高频变压-同步整流”拓扑, 具体技术指标如表 1 所示。

图 1 中各器件型号与模型参数具体如下。

1) 整流桥: 型号 KBPC5010, 使用模块数据手册参数建模。

2) 滤波电容器: 选用 4 700 μF/400 V 的螺栓式电容器 CD135, 采用电容数据手册参数建模。

表 2 磁芯模型参数

参数	说明	值
LEVEL	模型层数	2
GAP	空气隙长度/mm	0.11
MS	饱和磁化强度/(MA·m ⁻¹)	1.00
Λ	磁化曲线的形状参数/(A·m ⁻¹)	1 000
C	可逆能量损失	0.20
K	不可逆能量损失/(A·m ⁻¹)	500
AREA	铁芯截面积/cm ²	2.153
PATH	平均磁路长度/cm	15.6
PACK	铁芯充填系数	0.90

全桥逆变电路有限双极性同步整流模式工作时序如图 3 所示。 $V_1 \sim V_4$ 依次为逆变桥 $Z_1 \sim Z_4$ IGBT 开关管 PWM 驱动波形, V_5 、 V_6 为同步整流电路 MOSFET 开关管 PWM 驱动波形。 V_1 和 V_3 为不可控 PWM, 占空比固定为 0.452 5; V_2 和 V_4 为可控 PWM, 占空比调节范围: 0~0.45; V_5 和 V_6 为固定 PWM, 占空比固定为 0.50。

工作过程中, Z_1 和 Z_4 同时开通构成回路, Z_1 控制关断; Z_2 和 Z_3 同时开通构成另一回路, Z_3 控制关断; Z_1 和 Z_3 的 PWM 驱动波形相位差 $T/2$ 。两回路分别开通和关断, 将稳定直流电逆变为正负极性相反的矩形波, 如图 2 中的 V_T 。

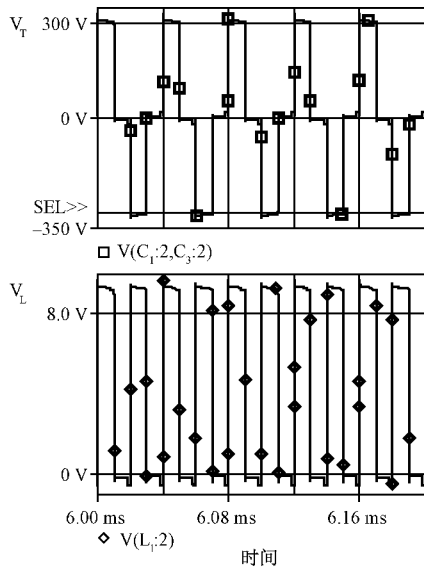


图 2 电源各部分电压

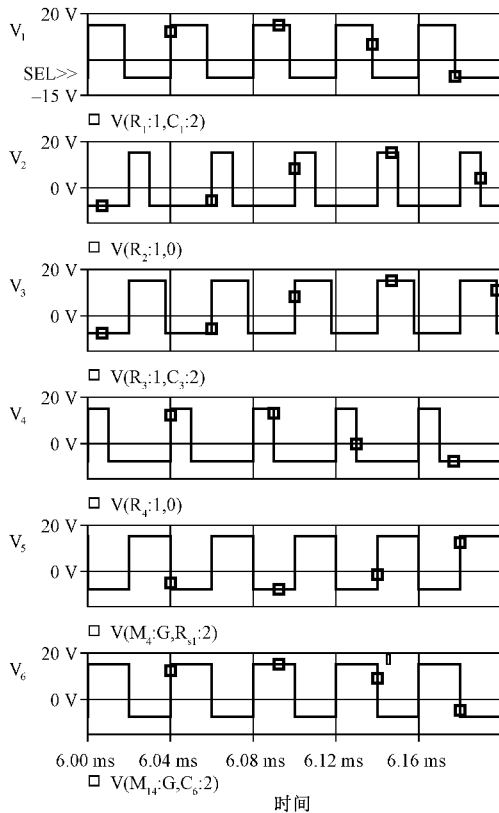


图 3 逆变电路和同步整流电路驱动波形

为减小整流带来的损耗,应该尽量增大 MOSFET 开关管的开通时间,所以为本测试电源电路设置的同步整流 MOSFET 开关管的 PWM 驱动波形为 50% 的推挽固定脉冲。

2 电源主要损耗计算分析

逆变电源的损耗主要包括 IGBT 管损耗、次级整流管

损耗和变压器损耗等^[14]。电源工作频率越高,变压器的损耗降低,但功率开关管的开关损耗越大。下面计算满载时电源的主要损耗。

2.1 IGBT 损耗计算分析

IGBT 损耗主要为开关损耗和通态损耗。开关损耗可通过对 IGBT 开关过程的电压-时间、电流-时间波形曲线进行电流、电压乘积的积分方法计算,即拟合积分法;通态损耗根据通态时间内电压、电流的均方根(RMS)乘积(式(1))来计算。为准确计算,设置仿真最大步长为 1 ns。

$$RMS = \sqrt{\frac{1}{n+1} \sum_{i=0}^n y^2} \quad (1)$$

式中: n 为 PSpice 仿真采集到的数据点个数, y 为相对应的电流/电压值。

1) 开关损耗

图 4 所示为 Z_1 管的开通关断特性曲线, I_C 为 Z_1 管的电流曲线, U_{CE} 为 Z_1 管的电压曲线。由图 4 可知, Z_1 管的开关损耗可忽略不计,只需考虑其通态损耗。 Z_3 管和 Z_1 管工作原理类似,也只需计算其通态损耗。

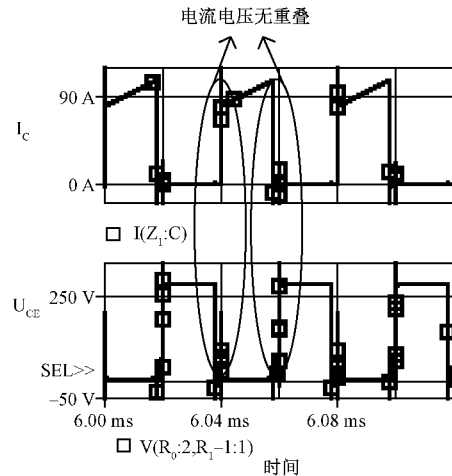


图 4 Z_1 管开通关断特性曲线

图 5 所示为 Z_2 管的开通关断特性曲线,显然 Z_2 管开关过程存在开关损耗。 Z_4 管和 Z_2 管具有相同的开通关断特性曲线。寻找器件开通、关断时间点以及导通时长是计算开关损耗的关键。

计算 IGBT 开关损耗的典型开关特性曲线如图 6 所示,取 5% $I_C \sim 10\% U_{CE}$ 为 t_{on} , 10% $U_{CE} \sim 5\% I_C$ 为 t_{off} , 用于计算其开关损耗。 $t_{d(on)}$ 、 $t_{d(off)}$ 为开关延迟时间, t_r 、 t_f 为开关上升下降时间(主要开关损耗的时间区)。其中, $t_{d(on)} + t_r = t_{on}$ 为开通时间, $t_{d(off)} + t_f = t_{off}$ 为关断时间。

采用图 6 所示方法对 Z_2 管开通和关断曲线进行标识。图 7 为 Z_2 的开通电压、电流标记示意图,关断时电流、电压标记同图 6 规则类似。计算可得, Z_2 的开通时间约为 11 ns,关断时间约为 27 ns。 Z_1 管的开通时间和关断时间与 Z_2 管相同。

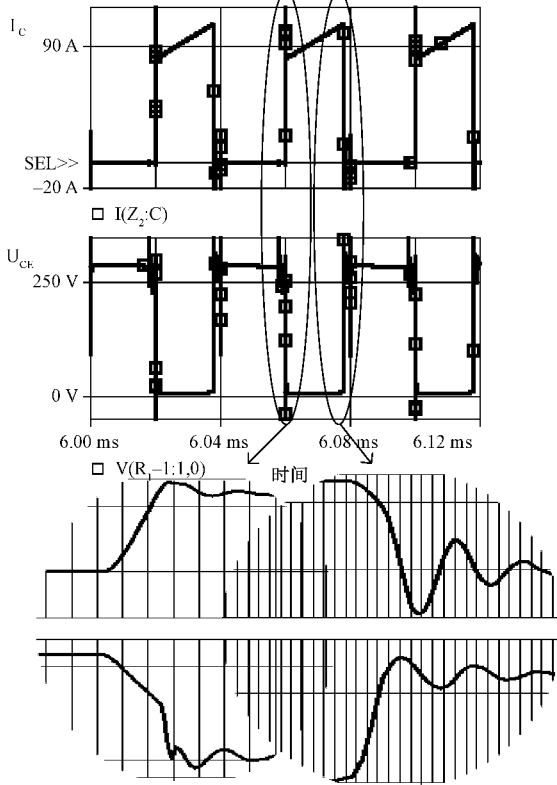


图 5 Z₂ 管开通关断特性曲线

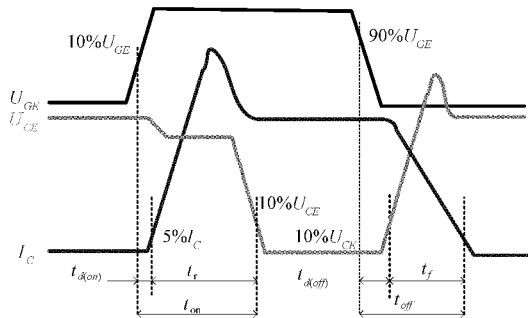


图 6 典型 IGBT 开关过程电压电流曲线

要精确计算 IGBT 开关损耗,需借助 MATLAB 的数值计算功能。将 PSpice 中 IGBT 的开通和关断过程的电流、电压数据先提取,在 MATLAB 中重新拟合后做乘积和积分。图 8 为经 MATLAB 拟合的 Z₂ 管开通和关断过程电压、电流曲线。Z₁ 管曲线和 Z₂ 管类似。

Z₂ 开通过程电压时间变化曲线的拟合公式为:

$$f_1(x) = -0.02046x^5 + 0.4514x^4 - 3.414x^3 + 10.3x^2 - 23.36x + 271.1 \quad (2)$$

Z₂ 开通过程电流时间变化曲线的拟合公式为:

$$f_2(x) = -0.001593x^5 + 0.03724x^4 - 0.3373x^3 + 1.726x^2 + 4.046x + 5 \quad (3)$$

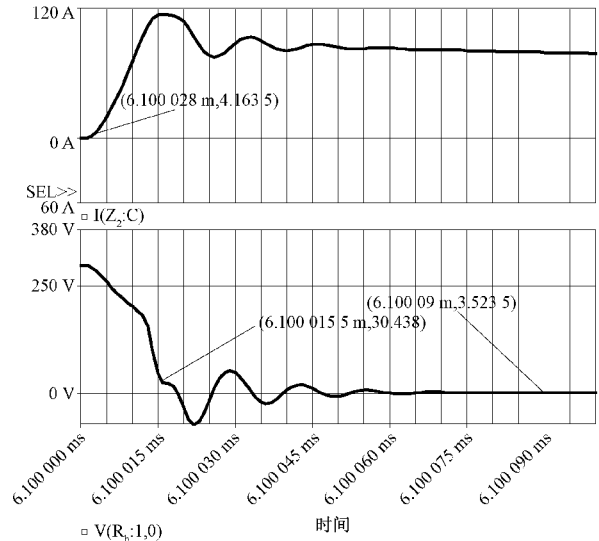


图 7 Z₂ 开通电流、电压标记示意图

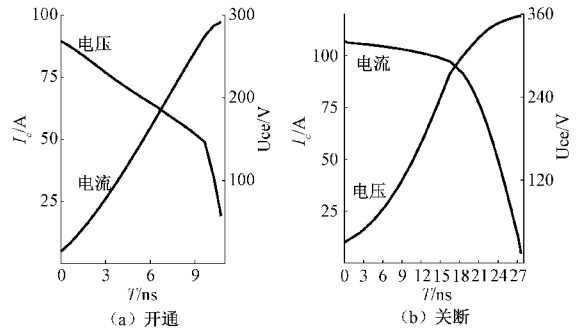


图 8 Z₂ 开通关断电流电压拟合曲线

Z₂ 关断过程电压时间变化曲线的拟合公式为:

$$f_3(x) = (1.357e-4)x^5 - 0.008966x^4 + 0.1671x^3 - 0.4146x^2 + 5.795x + 30 \quad (4)$$

Z₂ 关断过程电流时间变化曲线的拟合公式为:

$$f_4(x) = (4.547c-5)x^5 - 0.003335x^4 + 0.07329x^3 - 0.6201x^2 + 1.359x + 106.2 \quad (5)$$

Z₂ 开关损耗计算:

$$P_{s2} = P_{son2} + P_{soff2} = F_{sw} \int_t^{t_{on2}} ui dt + F_{sw} \int_t^{t_{off2}} ui dt = F_{sw} \int_0^{10.756} f_1(x)f_2(x)dx + F_{sw} \int_0^{27.6} f_3(x)f_4(x)dx \approx 23.103W + 105.0211W = 128.124W \quad (6)$$

式中: P_{s2} 为 Z₂ 的开通及关断时的损耗; P_{son2} 为 Z₂ 的开通损耗; P_{soff2} 为 Z₂ 的关断损耗; t_{on2} 为 Z₂ 的开通时间; t_{off2} 为 Z₂ 的关断时间; u, i 为开通关断时的电压电流; F_{sw} 为开关频率; $f_1(x), f_2(x)$ 为开通时电压、电流拟合曲线函数, $f_3(x), f_4(x)$ 为关断时电压、电流拟合曲线函数。

同理,得 Z₁ 的开关损耗:

$$P_{s1} = P_{son1} + P_{soff1} = F_{sw} \int_t^{t_{on1}} ui dt + F_{sw} \int_t^{t_{off1}} ui dt = F_{sw} \int_0^{11.34835} F_1(x)F_2(x)dx + F_{sw} \int_0^{26.11} F_3(x)F_4(x)dx \approx$$

23.376W + 105.963W = 130.339W (7)
 式中:参数为 Z_4 开通关断时的损耗参数,具体与式(6)表达一致。

2) 通态损耗

根据 PSpice 仿真数据及式(1),得 Z_1 导通电流的 RMS 值 $I_{om1} = 94.053$ A,导通电压的 RMS 值 $U_{om1} = 3.536$ V。故 Z_1 的通态损耗:

$$p_{f1} = F_{sw} t_{on} U_{om} I_{om} = \frac{18}{40} \times 3.536 \times 91.053 = 149.657W \quad (8)$$

式中: P_{f1} 为 Z_1 的通态损耗, F_{sw} 为开关频率, t_{on} 设置脉冲时间。

如式(8)所示,同理,得 Z_2 、 Z_3 、 Z_4 的通态损耗:

$$p_{f2} = \frac{18}{40} \times 3.541 \times 94.183 = 150.076W$$

$$p_{f3} = \frac{18}{40} \times 3.540 \times 94.056 = 149.831W$$

$$p_{f4} = \frac{18}{40} \times 3.538 \times 93.761 = 149.277W$$

综上,故 IGBT 的总损耗:

$$p_{IGBT} = \sum_{i=1}^4 p_{IGBT_i} = 128.124 + 130.339 + 149.657 + 150.076 + 149.831 + 149.277 = 857.304W \quad (9)$$

2.2 同步整流电路损耗计算分析

图 9 所示为同步整流 MOSFET 开关管 $M_1 \sim M_7$ 的开通关断特性曲线; I_s 为 $M_1 \sim M_7$ 管的电流曲线, U_{SD} 为 $M_1 \sim M_7$ 管的电压曲线。从曲线可以看出通过各 MOSFET 的电流 I_s 都相等(MOSFET 的均流特性)。计算 MOSFET 的损耗可分为续流阶段和整流阶段^[15]:区域 1 为体二极管续流,区域 2 为 MOS 管续流,区域 3 为 MOS 管整流。 $M_8 \sim M_{14}$ 工作原理类似。

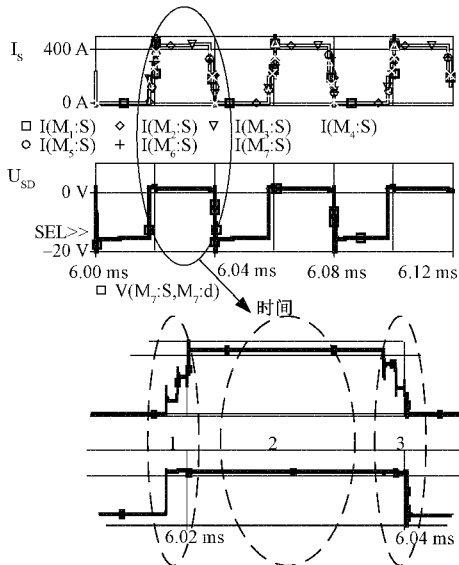


图 9 $M_1 \sim M_7$ 的开通关断特性曲线

由图 9 分析,为精确计算整流 MOS 管损耗,把同步整流的损耗分为 4 个续流阶段损耗和整流阶段损耗。故对于本电源电路来讲整流管总损耗可写为:

$$P_D = \sum_{k=1}^n P_k + P_{con} = F_{sw} \sum_{k=1}^n (U_k I_k t_k) + F_{sw} U_{con} I_{con} t_{con} \quad (10)$$

式中: P_D 为整流管总损耗; F_{sw} 为开关频率; P_k 为续流损耗, t_k 为续流时间, U_k 为续流压降, I_k 为续流阶段流过的电流,因续流阶段电流变化,又把续流阶段分为 n 个时间段; P_{con} 为设定脉宽区域的损耗, U_{con} 为整流时 MOS 管的压降; I_{con} 为整流时流过 MOS 管的电流; t_{con} 为设定脉宽时间。

根据 PSpice 仿真数据及式(1)得: $U_{k1} = 1.608$ V, $I_{k1} = 94.467$ A, $t_{k1} = 1 \mu s$; $U_{k2} = 2.101$ V, $I_{k2} = 244.680$ A, $t_{k2} = 1 \mu s$; $U_{k3} = 1.050$ V, $I_{k3} = 338.893$ A, $t_{k3} = 1 \mu s$; $U_{k4} = 0.948$ V, $I_{k4} = 169.585$ A, $t_{k4} = 1 \mu s$; $U_{con} = 1.267$ V, $I_{con} = 433.642$ A, $t_{con} = 18 \mu s$ 。

代入式(10)得:

$$p_D = \sum_{k=1}^n p_k + p_{con} = F_{sw} \sum_{k=1}^4 (U_k I_k t_k) + F_{sw} t_{con} U_{con} I_{con} = 275.440W$$

上下整流臂分别由 7 个 MOS 并联,故输出整流桥总损耗:

$$p_{D总} = 7 \times 2 \times p_D = 3856.154W \quad (11)$$

2.3 变压器损耗

变压器损耗分为绕组损耗(铜损)和铁芯损耗(铁损)^[16]。本文基于变压器损耗等效电阻来计算变压器的损耗。图 10 所示为高频变压器初次级等效绕阻和铁芯损耗等效电阻的功率曲线。

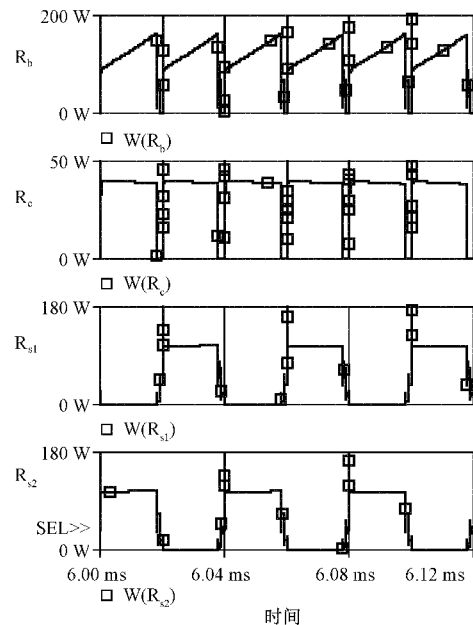


图 10 变压器功率损耗曲线

根据 PSpice 仿真数据及式(1)得:初级铜损 $P_{Cu} = P_{Rb} = 121.680W$;次级铜损 $P_{cu1} = P_{Rr1} = 37.457W$, $P_{cu2} = P_{Rr2} = 73.387W$;铁损 $P_{Fe} = P_{Rc} = 73.580W$ 。

变压器的总损耗:

$$p_T = p_{Cu} + p_{cu} + p_{Fe} = 121.680 + 37.457 + 73.386 + 73.580 = 306.103W \quad (12)$$

由上分析,满载时,逆变电源的主要损耗:

$$p_{\pm} = p_D + p_T + p_{IGBT} = 3856.154 + 306.103 + 857.304 = 5019.561W \quad (13)$$

输出功率:

$$p_{\text{输出}} = U_{\text{输出}} I_{\text{输出}} = 6.367 \times 3031.813 = 19303.668W \quad (14)$$

输入功率:

$$p_{\text{输入}} = U_{\text{输入}} I_{\text{输入}} = 276.3 \times 90.119 = 24899.880W \quad (15)$$

总损耗:

$$p_{\text{总}} = p_{\text{输入}} - p_{\text{输出}} = 5596.200W \quad (16)$$

提出的有限双极性与同步整流相结合的逆变电源电路中,有限双极性实现了可变占空比管的零点电压零电流关断,有效降低了全桥逆变的损耗;推挽式的次级同步整流,实现续流时电流大程度从 MOS 管流过,极大降低了整流时的压降,提高了高频次级整流的效率。如图 11 所示,IGBT 损耗、输出整流管损耗、变压器铁损及铜损占整个电源损耗的 90%,其中输出整流管损耗占整个电源损耗的 69%,是最大的损耗所在。解决输出整流管的损耗是提升低压大电流高频逆变电源输出效率的首要目标。

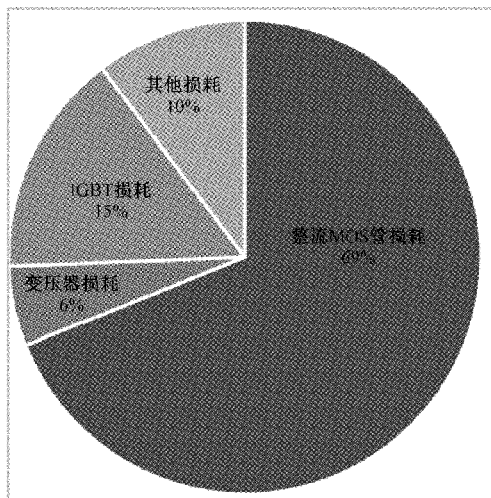


图 11 逆变电源的损耗分布

3 结 论

本文构建了基于“整流-滤波-逆变-高频变压-同步整流”变流技术的 25 kHz 逆变电阻点焊电源 PSpice 物理器件仿真模型,仿真结果验证了模型有效性。对全桥逆变电路、高频变压器和同步整流电路等电路损耗进行拟合积分的量化

计算。物理器件法与拟合积分法相结合,简单有效分析了高频逆变电源电路的损耗,计算结果表明,IGBT 开关管损耗、输出同步整流 MOSFET 管损耗、变压器铜损和铁损为电源的主要损耗,采用有限双极性控制可实现 IGBT 软开关、降低开关损耗,输出同步整流管为最大损耗分布区。在高频情况下,次级可有效整流输出,损耗分布与实际一致,为实际高频逆变电源电路设计及散热问题解决提供帮助。

参考文献

- [1] MEHTA K. Advanced joining and welding techniques: An overview[J]. Advanced Manufacturing Technologies,2017: 101-136.
- [2] 周佳军,姚锡凡. 先进制造技术与新工业革命[J]. 计算机集成制造系统,2015,21(8):1963-1978.
- [3] 童军,王颖,豆冲,等. 高频高效的 LLC 谐振变换器研究[J]. 电子测量技术,2021,44(15):1-6.
- [4] 张旭,李芳. 高频 Buck 变换器输出电压纹波理论分析与实验测量[J]. 电子测量技术,2019,42(8):36-40.
- [5] 娄庆庆. 移相全桥变换器的损耗分析与效率优化[D]. 南京:东南大学,2016.
- [6] 于飞,刘丽娜. 软开关技术及其应用仿真分析[J]. 电子测量技术,2020,43(6):21-26.
- [7] 吴伟伟,郭刚,王晓东. 基于赛灵思 Spartan-3 FPGA 的电源设计与功耗研究[J]. 电子测量技术,2018,41(18):109-114.
- [8] 徐晓贤,沙广林,庄园,等. IGBT 模块的新型开关模型与损耗分析[J]. 电源学报,2018,16(6):152-158.
- [9] 杨欢,孔林婷,武琦,等. 电流超临界连续 DC/DC 软开关变换器的控制策略研究[J]. 国外电子测量技术,2018,37(4):91-96.
- [10] 穆怀宇. 基于 PSpice 的 IGBT 建模与损耗仿真分析[D]. 哈尔滨:哈尔滨理工大学,2013.
- [11] 张东辉,毛鹏,徐向宁. PSpice 元器件模型建立及应用[M]. 北京:机械工业出版社,2017.
- [12] SURDACKI P, JAROSZYNSKI L, WOŹNIAK L. PSpice modeling of the inrush current in a 10 kVA superconducting transformer [C]. 2018 Progress in Applied Electrical Engineering (PAEE),2018: 1-4.
- [13] COLONEL WM T M. 变压器与电感器设计手册(第四版)[M]. 周京华,龚绍文,译. 北京:中国电力出版社,2014.
- [14] 李凯伟,何怡刚,李兵,等. IGBT 功率模块热网络模型建立及其参数辨识方法综述和展望[J]. 电子测量与仪器学报,2020,34(1):71-78.
- [15] 李治泳. 大功率同步整流电路及其并联技术研究[D]. 广州:华南理工大学,2015.
- [16] LIU Y, ZHU X, MAO Z, et al. Loss analysis of GaN-based dual active bridge converter for power electronic transformer [C]. 2020 IEEE 9th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC 2020-ECCE Asia),2020:2390-2395.

作者简介

刘璞,工学硕士,主要研究方向为逆变电阻点焊电源。
E-mail:2478128228@qq.com

杨凯(通信作者),工学博士,副教授,主要从事焊接工艺、装备与质量智能控制研究。
E-mail:kyang3@gzu.edu.cn

黄海松,工学博士,教授,主要从事智能制造、制造大数据与制造信息系统研究。