

软开关弧焊电源主电路元器件的选择与设计

杜贤昌¹, 邓占峰², 杜旭昌³, 孙威威⁴, 白志范⁵

(1. 长春工程学院, 吉林 长春 130012; 2. 中国电力科学研究院, 北京 100085; 3. 山东省莱州市锅炉检验所, 山东 莱州 261400; 4. 光宝电子(东莞)有限公司, 北京 100085; 5. 吉林大学, 吉林 长春 130025)

摘要:对新型软开关弧焊电源主电路元器件进行了选择, 主要包括: 开关元器件、变压器一次侧整流电容、变压器二次侧滤波电容、变压器一次侧串并联电容的选择和参数确定; 设计了变压器、电感。据此对研制的新型软开关弧焊电源进行了实验研究, 实验证明该电源工作稳定、可靠。从而说明电源主要元器件的选择和设计合理、有效。

关键词:软开关; 弧焊逆变; 电源主电路; 元器件选择和设计

中图分类号: TG434.1; TP211+.5 **文献标识码:** A **文章编号:** 1001-2303(2007)05-0015-05

Components selection and design of main circuit of soft-switched type arc welding power source

DU Xian-chang¹, DENG Zhan-feng², DU Xu-chang³, SUN Wei-wei⁴, BAI Zhi-fan⁵

(1. Changchun Institute of Technology, Changchun 130012, China; 2. the Chinese Academy of Electricity Scientific Research, Beijing 100085, China; 3. Laizhou Boiler Inspection Bureau, Laizhou 261400, China; 4. Guangbao Electron (Dongguan) Limited Company, Beijing 100085, China; 5. Jili University, Changchun 130025, China)

Abstract: Main circuit components are selected and their parameters are defined for the soft-switched arc welding power source in this paper. It includes switch device, rectification capacitors of the primary, filter capacitors of the secondary, series and parallel connection capacitors of the primary, the primary and secondary in this article belong to the transformer, and the transformer and inductance are designed. The power source is made in the basis of the data and experiments are done. It is proved that the power source works steadily and reliable, also demonstrated that selection and design of main circuit components is reasonable and valid.

Key words: soft-switched; arc welding inverter; main circuit of power source; components selection; components design

0 前言

软开关弧焊电源由于具有开关损耗可减少到零, 电流电压应力为零, 电磁干扰小等优点, 提高了电源的工作效率, 减少了器件损坏的几率, 提高了系统可靠性。同时, 逆变频率和设备响应速度均得到进一步提高, 减小了设备的体积和质量。在研制这样一种优质、高频电源的过程中, 对其主电路元器件的正确选择和准确设计是确保弧焊电源获得高质

量、高可靠性焊机的重要前提。为此, 本研究参考文献[1]对新型 LCL 软开关弧焊电源的理论研究, 对其主电路元器件进行了选择和设计。

谐振软开关电源的主电路原理如图 1 所示。该主电路结构的弧焊电源不仅具有串联谐振在大负载范围内效率高的特点, 还具有并联谐振软开关范围宽的特点, 特别适合电弧负载在低电压、大电流、负载变化大的特殊场合。图中电容 C_p 与漏感 L_k 串联, 可使漏感 L_k 中的电流在 U_{ab} 反向之前换相完成。也就是说将一次电流换相过程提前, 避免了由于直到 U_{ab} 反向才进行换相而造成的占空比丢失。

收稿日期: 2006-12-21; 修回日期: 2007-03-07

作者简介: 杜贤昌(1969—), 男, 吉林长春人, 硕士, 副教授, 主要从事材料成型控制等方面的教学和科研工作。



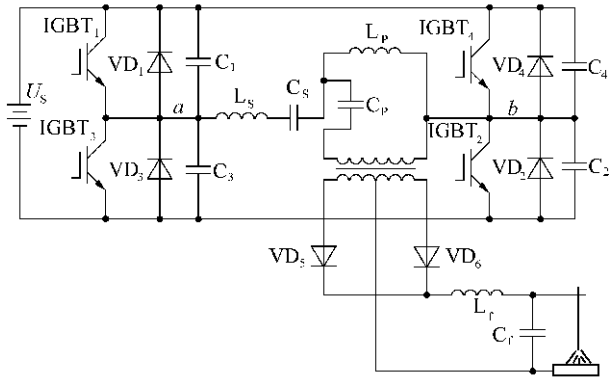


图 1 主电路原理

Fig.1 main circuit principle diagram

1 主开关元器件的选择

在实验过程中,采用西门康公司的 IGBT 模块 SKM100GB123D 作为逆变器的高速开关。在 25℃时,它的工作电压有效值为 1 200 V,输出额定电流为 100 A。具体参数和特性参如表 1、表 2 所示。

表 1 SKM100GB123D 模块极限参数^①

符号	测试条件	数值
U_{CES}/V	—	1 200
I_C/A	$T_{case}=25/80\text{ }^\circ\text{C}$	100/75
I_{CM}/A	$T_{case}=25/80\text{ }^\circ\text{C}$	200/150
U_{CES}/V	—	± 20
P_{tot}/W	825	825
$T_j, T_{stg}/^\circ\text{C}$	per IGBT, $T_{case}=25\text{ }^\circ\text{C}$	-55~+150
Inverse Diode	—	—
$I_F=-I_C(\text{单位: A})$	—	100
$I_{FM}=-I_{CM}(\text{单位: A})$	—	200

2 电容器选择

电容器的品质直接影响着逆变行为,对整个逆变电源的稳定性起着重要作用。但电容器的应用场合不同,对其性能要求也不同,必须分别选择不同电容器。

变压器一次侧整流桥滤波电容的大小,对于整流桥的输出电压的纹波系数有着重要影响。滤波电容越大,输出电压纹波系数就越小。为此,必须选择大容量电容,而且还要求这种电容便于固定。从以上要求来看铝电解电容最为合适。为了克服电解电容耐压值不高、串联等效电阻大、高频特性不好、难以抑制高频干扰等缺点,实验中采用四个电解电容器两两串联后并联的结构,并且并联 CBB 电容可以消除

①SEMCRON Innovation +Service—Power Semiconductors 92—93, 1993.

表 2 SKM100GB123D 的电气特性^①

符号	测试条件	最小值	典型值	最大值
$U_{CE(th)}/V$	$U_{CE}=-U_{CE}, I_C=2\text{ mA}$	4.5	5.5	6.5
$U_{BR(CES)}/V$	$U_{CE}=0, I_C=4\text{ mA}$	$\geq U_{CES}$	—	—
I_{CES}/mA	$U_{CE}=0, T_j=25\text{ }^\circ\text{C}$	—	0.1	1.5
I_{CES}/mA	$U_{CE}=U_{CES}, T_j=125\text{ }^\circ\text{C}$	—	6.0	—
I_{CES}/mA	$U_{CE}=20\text{ V}, U_{CE}=0$	—	—	300
$U_{CES(s)}/V$	$I_C=75\text{ A}, U_{CE}=15\text{ V}$	—	2.7(3.3)	3.2(3.9)
$U_{CES(s)}/V$	$I_C=100\text{ A}, T_j=25(125)\text{ }^\circ\text{C}$	—	2.0(3.7)	—
C_f/pF	$U_{CE}=0, U_{CE}=25\text{ V}$	—	1 100	1 750
L_{CF}/nH	$f=1\text{ MHz}$	—	—	30
$t_{d(on)}/ns$	$U_{CC}=600\text{ V}$	—	30	60
t_r/ns	$U_{CE}=+15\text{ V}, -15\text{ V}$	—	70	140
$t_{d(off)}/ns$	$I_C=75\text{ A}, T_j=125\text{ }^\circ\text{C}$	—	450	600
t_f/ns	$R_{Gon}=R_{Goff}=15\text{ }^\circ\Omega$	—	70	90
$U_i=U_{EC}$ (单位: V)	$I_F=75\text{ A}$	—	2.0(1.8)	2.5
$R_{thj}/$ $^\circ\text{C}\cdot\text{W}^{-1}$	per IGBT	—	—	0.2
	per Diode	—	—	0.5

高频干扰,改善高频性能。由于采用电容串联,必须考虑电容的均压问题,实验中采用电阻均压的方式进行均压,均压电阻选用 20 kΩ 的绕线电阻。其中电解电容为 3 300μ F/400 V, CBB 电容为 0.1μ F/1 200 V。

变压器二次侧滤波电容也采用铝电解电容与 CBB 电容并联的结构以改善其性能。但由于电弧焊中存在着强烈的电磁干扰和高频干扰, CBB 电容必须比变压器一次侧滤波电容器中的 CBB 电容大得多。实验中选用 4.7μ F 的 CBB 电容。

电容器 C_s 和 C_p 是影响整个逆变过程的最重要的器件,它不但要求电容器具有较小的偏差,而且要求电容器热稳定性好、高频特性好(或频带宽)、损耗小、承受电流能力强,同时还要求其电容值能够达到 μ F 级。在诸多电容器中,以聚丙烯(CBB)电容最为合适,它具有较小的损耗正切角、较高的热稳定性和较理想的频率特性。采用 CBB 电容可以减小损耗,提高焊机的效率。因此,实验中电容器 C_s 、 C_p 一律采用 CBB 电容。同时,IGBT 缓冲网络电容也采用 CBB 电容。

3 主变压器的设计

3.1 铁心材料选择

铁心材料的选择对于变压器性能起着决定性作用。它不但影响变压器的体积质量,而且影响着变压器的损耗等性能。总的要求可以归为几点:磁导率要高、矫顽力要低、电阻率要高。磁导率高,在一定

专题讨论——焊机中电子元器件的选择与应用

线圈匝数时,通过不大的励磁电流就能够有较高的磁感应强度,线圈就能承受较高的外加电压。因此,在输出功率一定的情况下,可以减轻磁心体积;磁心矫顽力低,磁滞回线面积小,则铁耗也小。电阻率高,则涡流小,铁耗也小。常用的几种材料的特性比较如表3所示。

表3 常用磁性材料特性比较^[2]

特性	非晶合金	薄硅钢片	坡莫合金	薄硅钢片
铁损	低	高	中	低
磁导率 μ_c	高	低	高	中
	~100 000	~1 800	20 000	1 000~1 800
饱和磁感应强度 B_s/G_s	高	高	中	低
	15 000	20 000	7 500	~5000
温度影响	中	小	小	中
加工	难	易	易	易
价格	中	低	中	低
f_{max}/kHz	~1000	~10	~30	~1 000

弧焊电源的变压器工作频率为几十千赫兹,属中频中小功率变压器。综合比较,选择锰锌铁氧体磁心最为合适。在此选择了MXO-2000材料铁心,其性能如表4所示。

表4 MX-2000的主要参数^[2]

参数	数值
饱和磁感应强度 $B_s/kGs(H=10 Oe)$	4.0
剩磁感应强度 B_r/kGs	1.4
矫顽力 H_c/Oe	0.3
初始磁导率 $\mu /Gs \cdot Oe^{-1}$	2 000
居里点 $T_c/^\circ C$	120

3.2 确定工作磁感应强度 B_m

MXO-2000的饱和磁感应强度 $B_s=4.0 kGs$ 。一般来说,为了防止变压器在合闸瞬间饱和, $B_m < B_s/3$ 。但由于采用了软起动,PWM控制器的输出脉宽由零逐渐增大到额定值。所以 B_m 可以大于 $B_s/3$, 选定 $B_m=1 600 G_s$ 。

3.3 确定磁心尺寸

3.3.1 计算变压器一、二次有效电流

为了便于计算,将变压器一、二次电流波形等效为如图2所示形式。

则变压器一次有效电流 I_{e1} 为

$$I_{e1} = I_{pk1} \sqrt{\frac{1+2D_c}{3}}, \quad (1)$$

变压器二次有效电流 I_{e2} 为

$$I_{e2} = I_{pk2} \sqrt{\frac{1}{6}(2+D_c)}, \quad (2)$$

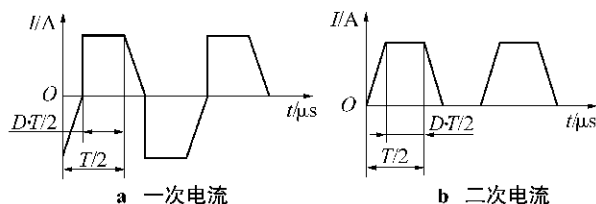


图2 变压器一、二次有效电流波形

Fig.2 Valid current waveforms of the transformer

式中 I_{pk1}, I_{pk2} 分别为变压器一、二次峰值电流; D_c 为占空比。 $I_{pk2}=I_0, I_{pk1}=I_0/n$ 。

3.3.2 计算窗口面积

绕组的窗口利用系数公式为^[3]

$$K_u = \frac{\sum S_u \cdot N}{Q} = \frac{\sum I \cdot N}{j \cdot Q}, \quad (3)$$

式中 K_u 为绕组的窗口利用系数; S_u 为导线截面积; N 为绕组匝数; j 为导线允许的电流密度; Q 为窗口面积。整理式(3)并将式(1)、式(2)代入可得

$$Q = \frac{\sum I \cdot N}{j \cdot K_u} = \frac{I_{e1} \cdot N_1 + 2I_{e2} \cdot N_2}{j \cdot K_u} = \frac{I_0 N_1 \left[\sqrt{\frac{1+2D_c}{3}} + 2\sqrt{\frac{1}{6}(2+D_c)} \right]}{j \cdot K_u}, \quad (4)$$

式中 I_{e1}, I_{e2} 为一、二次有效电流; D_c 为占空比; I_0 为输出电流; N_1, N_2 为变压器一、二次侧绕组匝数。

3.3.3 计算磁心有效截面积

由文献[3]可得变压器磁心有效截面积(单位: cm^2)计算公式为

$$S_c = \frac{U_1 \cdot T_{on}}{\Delta B \cdot N_1 \cdot K_c} \times 10^8, \quad (5)$$

式中 U_1 为变压器一次绕组外加电压幅值(单位: V), 在此 $U_1=514 V$; T_{on} 为脉冲宽度, $T_{on}=T \cdot D_c/2$; N_1 为一次侧绕组匝数; K_c 为铁心填充系数。

将 $\frac{U_1}{n} \cdot D_c = U_0$ 代入式(5)可得

$$S_c = \frac{U_1 \cdot T_{on}}{\Delta B \cdot N_1 \cdot K_c} \times 10^8 = \frac{U_0 \cdot T}{2B_m \cdot N_2 \cdot K_c} \times 10^8 = \frac{U_0}{2f_s \cdot B_m \cdot N_2 \cdot K_c} \times 10^8, \quad (6)$$

式(6)为磁心有效截面积计算公式。

3.3.4 SQ值(单位: cm^4)的计算及磁心尺寸设计

SQ值是设计变压器磁心尺寸的重要依据。由式(4)、式(6)可得

$$SQ = \frac{U_0 \cdot I_0 \cdot \left[\sqrt{\frac{1+2D_c}{3}} + 2\sqrt{\frac{1}{6}(2+D_c)} \right]}{2f_s \cdot B_m \cdot j \cdot K_u \cdot K_c} \times 10^8, \quad (7)$$

专题讨论——焊机中电子元器件的选择与应用

输出功率 $P_0=U_0 \cdot I_0 \cdot \eta$, η 为效率。

$$SQ = \frac{P_0 \cdot \left[\sqrt{\frac{1+2D_c}{3}} + 2\sqrt{\frac{1}{6}(2+D_c)} \right]}{2f_s \cdot B_m \cdot j \cdot K_u \cdot K_c \cdot \eta} \times 10^8, \quad (8)$$

式中 P_0 为最大输出功率; D_c 为最大占空比; f_s 为逆变频率; B_m 为工作磁感应强度; j 为导线的电流密度; K_c 为铁的填充系数; K_u 为窗口利用系数; η 为效率。

取 $D_c=0.8$, $P_0=7.5$ kW(最大输出电流 250 A), $\eta=0.8$, $j=300$ A/cm², $B_m=1\ 600$ Gs, $f_s=30$ kHz, 对于铁氧体磁心 $K_c=1.0$, 由于变压器采用手工绕制 $K_u=0.4$ 。则 $SQ=127.47$ cm⁴。

设计的磁心尺寸及形状如图 3 所示。

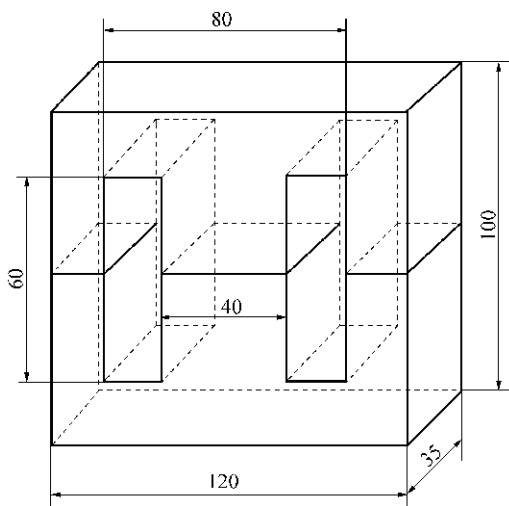


图 3 变压器磁心形状

Fig.3 Magnetic toroid shape of transformer

$$S_c=4 \times 3.5=14 \text{ cm}^2,$$

$$Q=6 \times 2=12 \text{ cm}^2,$$

$$S_c \times Q=168 \text{ cm}^4.$$

设计值大于计算值, 满足需要。

3.4 计算变压器一、二次绕组匝数

按式(8)计算变压器一次侧匝数, 在低电压满载时 $U_1 \cdot T_{on}$ 达到最大^[9]。故按输入电压最低和输出满载的情况下(此时占空比最大), 计算变压器一、二次侧绕组匝数。

按网压最低值 342 V 求 U_{1min}

$$U_{1min}=342 \text{ V} \times 1.35=461.7 \text{ V}.$$

最大占空比 $D_c=0.8$, $T_{onmax}=T \cdot D_c/2=13.52 \mu\text{s}$, 代入式(5)

$$N_1 = \frac{U_{1min} \cdot T_{onmax}}{2 \cdot B_m \cdot S_c} \times 10^8 = 13.93,$$

取 $N_1=16$ 匝。

计算变压器二次绕组匝数

$$N_2 = \frac{N_1}{n} = 2,$$

取 $N_2=2$ 匝。

3.5 计算并选择绕组导线尺寸

当输出电流 $I_0=250$ A 时, 计算变压器一、二次侧绕组电流有效值, 由式(1)、式(2)可得

$$I_{e1} = \frac{I_0}{n} \sqrt{\frac{1+2D_c}{3}} = \frac{250 \text{ A}}{8} \times \sqrt{\frac{1+2 \times 0.8}{3}} = 29.09 \text{ A}.$$

$$I_{e2} = I_0 \sqrt{\frac{1}{6}(2+D_c)} = 250 \text{ A} \times \sqrt{\frac{1}{6}(2+0.8)} = 170.78 \text{ A}.$$

根据式 $S_w = \frac{I_e}{j}$, 取 $j=300$ A/cm², 计算变压器一、

二次侧导线的截面积, 则: $S_{w1}=0.097$ cm², $S_{w2}=0.569$ cm²。

考虑集肤效应, 导线线径 $d \leq 2 \cdot \Delta$ (Δ 为铜导线的穿透深度)。查表得: 30 kHz 时, $\Delta=0.3815$ mm。

所以 $d \leq 0.763$ mm。

选用厚度 0.038 cm, 宽度 4 cm 的铜带。变压器一次侧为单层铜带, 二次侧为四层铜带并绕。则 $S_{w1}=0.152$ cm², $S_{w2}=0.608$ cm²。均大于计算导线截面积, 选择合理。

3.6 校核窗口面积

在校核窗口面积时, 仅用窗口利用系数来校核实际不太合理, 应从窗口的高度和宽度上分别校核。

高度方向由于选用宽 4 cm 的铜带而窗口高度为 6 cm, 满足需要。

在宽度方向, 绕组厚度 D 为

$$D=0.038 \times 1 \times 16 + 0.038 \times 4 \times 2 = 0.912 \text{ cm}.$$

小于窗口宽度(2 cm)的 0.5 倍, 手工绕制时可以绕得下, 到此整个变压器设计完成。

4 电感的设计

在实验中所制作电感均为带铁心电感, 这样可比不加磁心的电感用铜量要少得多。试验选用实验室现有的磁心(材料为 R2KB 铁氧体)作为电感铁心, 其尺寸如图 4 所示。

平均磁路长度为 39.75 cm, 有效截面积为 3.85 cm² $3.85 \text{ cm} \times 3.85 \text{ cm} = 14.82 \text{ cm}^2$ 。虽然 R2KB 具有较高的磁导率, 但其磁导率随磁感应强度的变化而变化(1 000~2 000)。为了保证电感的线性必须加入空气间隙。由于并联电感的电感量较大且峰值电流不大, 因此, 采用小气隙结构。而串联电感的电感量不大, 但峰值电

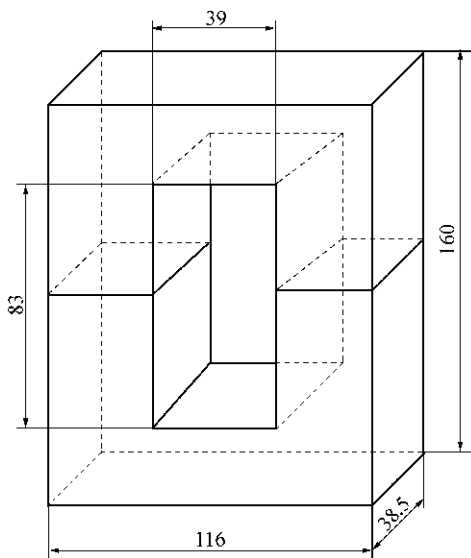


图4 电感磁心尺寸

Fig.4 Inductance toroid shape

流较大,因此,采用较大气隙结构。

4.1 并联电感计算

当磁心具有较小的气隙时,电感为^[4]

$$L = \frac{0.4 \cdot \pi \cdot N^2 \cdot S_C}{L_g + \frac{L_C}{\mu}} \times 10^{-8}, \quad (9)$$

则

$$N = \sqrt{\frac{L(L_g + \frac{L_C}{\mu}) \times 10^8}{0.4 \cdot \pi \cdot S_C}}, \quad (10)$$

式中 N 为线圈匝数; S_C 为磁心有效截面积(单位: cm^2); L_g 为气隙长度(单位: cm); L_C 为平均磁路长度(单位: cm), μ 为磁导率。

式(9)成立的条件为

$$\frac{L_g}{L_C} \leq 0.5\%,$$

即

$$L_g \leq 0.198 \text{ cm}.$$

当磁心的磁导率 μ 在 1 000~2 000 之间变化时,

$\frac{L_C}{\mu}$ 变化范围为: $0.019 88 \text{ cm} \leq \frac{L_C}{\mu} \leq 0.039 75 \text{ cm}$ 。

暂取 $\mu = 1 500$, 则

$$\frac{L_C}{\mu} = 0.026 \text{ cm}, L_g + \frac{L_C}{\mu} = 0.1 \text{ cm}.$$

当 $L = 110 \mu\text{H}$ 时,把上述参数代入式(10)得: $N = 7.685$ 。

取 $N = 8$ 并代入式(8)得: $L_g = 0.082 \text{ cm}$ 。

这样,当 $\mu = 1 000$ 时, $L = 98.01 \mu\text{H}$; 当 $\mu = 2 000$ 时, $L = 117.2 \mu\text{H}$ 。

由此可知电感误差范围为 $-10.9\% \sim 6.54\%$, 能够满足工程需要。

4.2 串联电感设计

当气隙较大时,电感可按如下式^[4]计算

$$L = \frac{0.4 \cdot \pi \cdot N^2 \cdot S_C}{L_{g1} + \frac{L_C}{\mu}} \times 10^{-8}, \quad (11)$$

则

$$N = \sqrt{\frac{L(L_{g1} + \frac{L_C}{\mu}) \times 10^8}{0.4 \cdot \pi \cdot S_C}}, \quad (12)$$

$$L_{g1} = L_g \cdot \frac{a \cdot b}{(a + \frac{L_g}{2}) \cdot (b + \frac{L_g}{2})}, \quad (13)$$

式中 L_{g1} 为考虑气隙磁通扩散后的等效气隙长度; L_g 为磁路中实际的气隙长度; S_C 为磁心有效截面积; L 为电感量; a, b 为磁心有效截面的长与宽; N 为匝数。

上式适用于 $\frac{L_g}{L_C} \geq 0.5\%$, 即 $L_g \geq 0.198 \text{ cm}$ 时。

暂取 $\mu = 1 500$, 则 $\frac{L_C}{\mu} = 0.026 \text{ cm}$, $L_g = 0.3 \text{ cm}$ 。由式

(13)可得 $L_{g1} = 0.298 \text{ cm}$ 。

当 $L = 5.63 \mu\text{H}$ 时,把上述参数代入式(12)得: $N = 3.131$ 。

取 $N = 3$, 并代入式(11)、式(13)可得 $L_{g1} = 0.271 \text{ cm}$, $L_g = 0.273 \text{ cm}$ 。

这样,当 $\mu = 1 000$ 时, $L = 5.39 \mu\text{H}$; 当 $\mu = 2 000$ 时, $L = 5.76 \mu\text{H}$ 。

由此可以看出电感的误差范围为 $-4.26\% \sim 2.3\%$, 能够满足工程需要。

5 结论

(1)对开关元器件 IGBT、变压器一次侧整流电容、变压器二次侧滤波电容、变压器一次侧串并联电容等主电路元器件的选择是合理的。

(2)对变压器、电感的设计是正确的。

参考文献:

- [1] 杜贤昌, 邓占锋, 杜旭昌, 等. 谐振式软开关弧焊逆变电源主电路数学建模[J]. 焊接学报, 2004, 25(1): 111-114.
- [2] 张占松, 蔡宣三. 开关电源的原理与设计[M]. 北京: 电子工业出版社, 1998: 158-162.
- [3] 丁道宏. 电力电子技术[M]. 北京: 航空工业出版社, 1995: 80-82.
- [4] 电子变压器专业委员会. 电子变压器手册[M]. 沈阳: 辽宁科学技术出版社, 1998: 150-162.