

# LCL 型谐振式弧焊电源稳态数学分析

白志范, 王伟明, 蒋志宏, 张 义

(吉林工业大学, 长春 130025)

**摘 要:** 就国内外对于软开关逆变电源的研究来看,主要集中在通讯电源及航空电源上,经过十多年的研究和发晨已日趋成熟。近来,它已开始向焊接电源方面引进,但由于电弧负载的特殊性(低电压大电流,负载变化大等),要把通讯电源上的技术引进到焊接电源中,有必要对其结构进行改进。现在,国内对于焊接电源的研究几乎全部采用串联谐振结构,它存在着软开关范围小(空载或小负载下不易实现零开关)、占空比丢失严重等问题。本文从 LCL 型谐振结构出发,分析了其原理,给出了其典型波形,同时讨论了 LCL 型谐振弧焊电源的工作原理,建立了其稳态数学模型,讨论了该模型的求解方法,并且应用 MATH CAD 进行求解,做了 SPICE 仿真试验,并把 SPICE 仿真结果与数学模型求解结果进行比较分析,对比结果证明该数学模型正确。

**关键词:** LCL 型谐振; 稳态数学模型; SPICE 仿真; MATHCAD

**中图分类号:** TG434 **文献标识码:** A **文章编号:** 0253-360X(2000)04-80-04



白志范

## 0 序 言

目前,逆变焊机几乎完全采用 PWM 硬开关技术, PWM 硬开关技术具有电路简单,控制方便等特点,在焊接用逆变电源中得到了广泛应用。但是, PWM 硬开关状态下,开关器件在高压下导通,大电流下关断,使得器件承受较大的电压、电流应力,开关损耗大且随着频率提高开关损耗增加,电磁干扰严重,这些缺点是导致当前逆变焊机可靠性差的一个很重要的原因。

80 年代,软开关变流技术的提出,解决了 PWM 硬开关技术的各种弊端。软开关变流技术,即开关器件在零电压、零电流或二者同时为零的条件下导通和关断,这样就实现了开关损耗为零;而且由于可以使用无损耗的缓冲网络,在谐振开关的转换过程中,可以充分利用开关管的寄生元件。谐振回路在开关开通之前使开关两端的电压先降为零,可以消除开关转换过程中由于电流电压波形重叠造成的开关损耗。在高频开关变换器中利用软开关技术可以大大提高效率。

软开关技术首先在通讯电源等电力电子系统中成功应用,最近已逐步向焊接电源中引进。目前,国内对谐振式逆变电源的研究几乎全部限于串联谐振式结构<sup>[1,2]</sup>。串联谐振中谐振回路的电流与负载电路直接有关,为负载电流  $n$  倍,因而当负载电流较

小时,很难实现软开关。LCL 混合型谐振拓扑结构在大负载电流下呈现串联谐振特性,在小负载电流下呈现并联谐振特性。这样,它既具有串联谐振在大负载范围内效率高的特点又具有并联谐振软开关范围宽的特点<sup>[3,4]</sup>。

## 1 LCL 型谐振弧焊电源工作原理

LCL 型谐振弧焊电源工作原理图如图 1 所示。主电路变换器运行在高于谐振(滞后功率因数角)模式下,具有不需要耗能的缓冲网络和限制  $di/dt$  电感等优点。这种模式下的 LCL 型谐振弧焊电源的典型波形如图 2 所示。

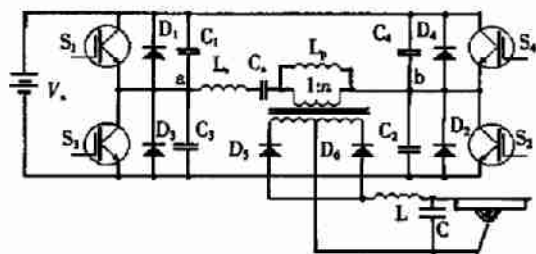


图 1 LCL 型谐振式逆变弧焊电源原理图

Fig. 1 Schematic of LCL-type resonant arc welding power supply

在 PWM 全桥开关变换器中,对角两个开关同时开通,而在本文的电路拓扑中采用移相控制,对角

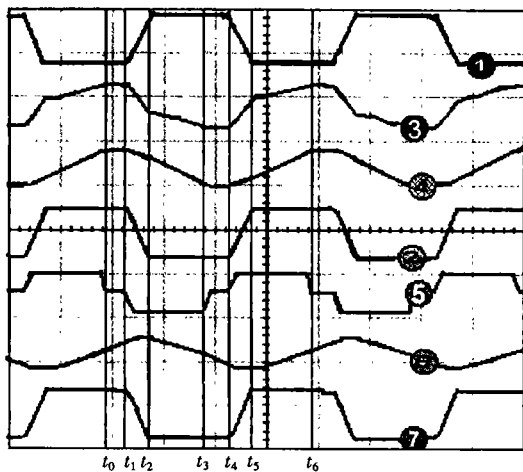


图2 LCL型谐振弧焊电源典型波形图

Fig.2 Typical waveforms of LCL-type resonant arc welding power supply

(1) Current waveform of  $D_5$ ; (2) Current waveform of  $D_6$ ;(3) Current waveform of  $I_s$ ; (4) Current waveform of  $I_p$ ;(5) Voltage waveform of  $V_{in}$ ; (6) Voltage waveform of  $V_c$ ;(7) Current waveform of  $I_k$ .

两个开关的开通信号之间有一段延迟,通过改变这段时间延迟,就可以控制有效占空比。 $S_1$  和  $S_3$  为左臂, $S_2$  和  $S_4$  为右臂。在初始状态  $t < t_0$  时, $S_1$  和  $S_2$  开通。 $t_0$ 时刻,初级电流等于  $I_{k0}$ ,流过  $S_1$  和  $S_2$  两对角开关。在  $t_0$ 时刻,开关  $S_2$  关断,这时变换器开始右臂的谐振转换。由于  $C_2$  两端电压不能瞬时跳变,开关  $S_2$  就可以近似零电压关断,关断损耗近似为零。由于变压器初级电路中谐振电感  $L_r$  (包括  $L_s$ ,  $L_p$  和漏感  $L_k$ ) 的存在,初级电流基本保持不变。 $S_2$  关断后,初级电流通过其并联电容  $C_2$  继续流通,使  $C_2$  的电压从零充电至  $V_s$ ,同时  $C_4$  的电压从  $V_s$  放电至零,然后开通  $S_4$ , $S_4$  就成为无损的零电压开关。在右臂转换期间,变压器初级电压从  $V_s$  降为零,在初级电压降为  $V_{sec}/n$  ( $N_2:N_1=n$ ) 时,初级就不再向次级转送满载能量。输出电感  $L$  就开始改变极性,其中存储的能量补偿初级供能的减少,直至初级电压完全降为零为止。右臂转换结束后,初级电流通过开关  $S_4$  的反并联二极管  $D_4$  续流,电流保持恒定直至下一转换开始。开关  $S_4$  可以在续流期开通,来保证零电压开通。开关  $S_1$  关断时,初级电流将通过  $S_1$  并联电容  $C_1$  流通,使  $C_1$  充电, $C_3$  放电。即使在轻载时 LCL 型谐振拓扑结构也有充足的能量使  $C_3$  电压放电至零,因为在主电路图 1 中与隔离输出变压器原边并联的电感  $L_p$  的值很大,重载时其

中电流几乎不变,呈现串联特性。而在轻载或空载时,电感  $L_p$  为谐振电流提供通路,此时呈现并联特性。 $C_3$  放电至零后,其并联二极管  $D_3$  导通,这样可以使开关  $S_3$  在开通之前电压降为零,实现零电压开关。在  $S_3$  开通之后,变压器初级电压就为  $V_s$ ,可以向次级提供能量。电流上升的斜率取决于  $V_s$  和初级电感,在初级电流达到  $nI_0$  后,就不再上升。以上是半个开关循环,另半个开关循环的原理与此一样。在主回路中加入电容  $C_s$ ,这样,就能使漏感  $L_k$  中的电流在  $V_{ab}$  反向之前换流完成。也就是说把初级电流换流过程提前,这样就避免了由于直到  $V_{ab}$  反向才进行换流而造成的占空比丢失。具体情况见模型求解图图 3。

## 2 稳态数学模型建立

### 2.1 基本假设

- (1) 除变压器外其余器件均为理想器件;
- (2) 只考虑变压器漏感,用电感  $L_k$  表示;
- (3) 不考虑缓冲电容的影响;
- (4) 由于滤波电感足够大,故把负载等效为恒流源;
- (5) 不计触发脉冲的上升沿和下降沿时间。

### 2.2 工作模式

基于以上假设,LCL 的稳态过程可以分成如下 6 个模式,其等效电路图如图 3 所示。

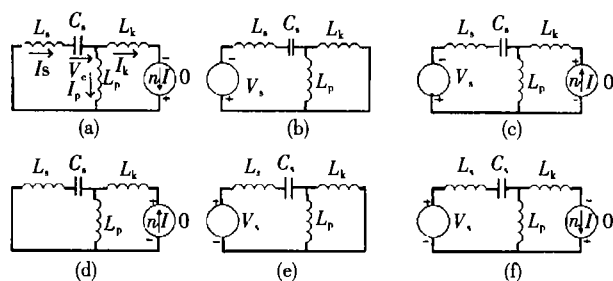


图3 等效电路图

Fig.3 Equivalent circuits

#### 2.2.1 模式 1 ( $t_0 \sim t_1$ )

在  $t_0$ 时刻, $S_2$ 关断, $V_{in}=0$ ,漏感  $I_k$  保持不变,即原边电流保持不变,因此可得该模式下的等效电路如图 3a 所示。在该模式下可以建立以下方程,即

$$L_s \frac{dI_s}{dt} + V_c + L_p \frac{dI_p}{dt} = 0 \quad (1)$$

$$C \frac{dV_c}{dt} = I_s \quad (2)$$

$$I_s = I_k + I_p \quad (3)$$

$$I_k = n \times I_0. \quad (4)$$

该阶段的初值设为  $I_{s0}, I_{k0}, V_{s0}, I_{p0}$ ,

终值为  $I_s(t_1), I_k(t_1), V_c(t_1), I_p(t_1)$ 。

边界条件为  $t_0 = 0, t_1 = T/2(1 - D)$ , 其中  $D$  为占宽比;  $I_0$  为负载电流。

### 2.2.2 模式 2 ( $t_1 \sim t_2$ )

从  $t_1$  时刻起,  $S_4$  导通, 而  $S_3$  在  $t_0$  时刻以前已经导通, 因此  $V_{in} = -V_s$ , 而原边电流逐渐由  $n$  变为  $-n \times I_0$ , 在这过程中变压器次级续流, 两整流二极管中都有电流, 因此可以认为变压器次级短路<sup>[5]</sup>, 因此可得该模式等效电路如图 3b 所示。在该模式下, 可以建立如下方程, 即

$$L_s \frac{dI_s}{dt} + V_c + L_p \frac{dI_p}{dt} + V_s = 0, \quad (5)$$

$$C \frac{dV_c}{dt} = I_s, \quad (6)$$

$$I_s = I_k + I_p, \quad (7)$$

$$L_k \frac{dI_k}{dt} = L_p \frac{dI_p}{dt}. \quad (8)$$

该阶段的初值为  $I_s = I_s(t_1), I_k = I_k(t_1), V_c = V_c(t_1)$ 。

终值为  $I_s(t_2), I_k(t_2), V_c(t_2)$ 。

下边界条件为  $I_k(t_2) = -n \times I_0$ 。

### 2.2.3 模式 3 ( $t_2 \sim t_3$ )

$t_3$  时刻, 原边电流已由  $n \times I_0$  变为  $-n \times I_0$  并且稳定不变, 其等效电路图如图 3c 所示, 在该模式下可以建立如下方程, 即

$$L_s \frac{dI_s}{dt} + V_c + L_p \frac{dI_p}{dt} = 0, \quad (9)$$

$$C \frac{dV_c}{dt} = I_s, \quad (10)$$

$$I_s = I_k + I_p, \quad (11)$$

$$I_k = -n \times I_0. \quad (12)$$

该模式的初值为  $I_s = I_s(t_2), I_k = I_k(t_2), V_c = V_c(t_2)$ 。

终值为  $I_s(t_3), I_k(t_3), V_c(t_3)$ 。

下边界条件为  $t_3 = T/2$ 。

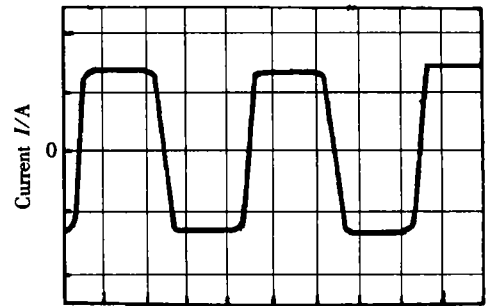
同理, 可以建立其它模式的数学方程。

### 2.3 初值的确定

根据电路结构, 有以下等式:  $I_{k0} = n \times I_0, I_{p0} = I_{s0} - I_{k0}$ , 所以只需确定  $I_{s0}, V_{s0}$ ; 采用迭代法求解  $I_{s0}, V_{s0}$ : 首先给定任意初值  $I_{s0}, V_{s0}$ , 根据以上公式可求得其值; 令  $I_{s0} = I_s^0(t_0), V_{s0} = V_s^0(t_0)$ , 再次进行计算可求得  $I_s^1(t_0), V_s^1(t_0) \dots \dots$  直至  $|I_s^n(t_0) - I_s^{n-1}(t_0)|, |V_s^n(t_0) - V_s^{n-1}(t_0)|$  小于设定的误差  $\Delta$ 。

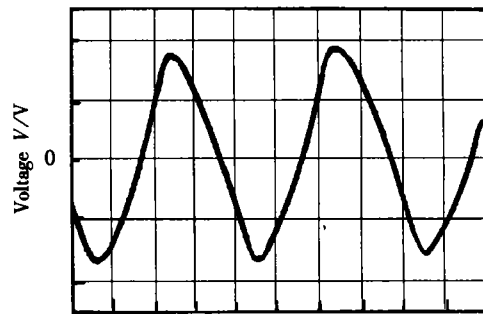
## 3 数学模型验证

在仿真试验中, 选取公认的仿真软件 SPICE 进行仿真。仿真时  $L_s = 10 \mu\text{H}, C_s = 47 \mu\text{F}, L_p = 150 \mu\text{H}, L_k = 20 \mu\text{H}$  (折算到变压器原边的漏感), 负载为手弧焊负载线  $U = 20 + 0.04I$ , 开关器件选用 IGBT 模型 IRG50F(600 V, 70 A), 变压器依据试验线路所用变比为  $N_2:N_1 = 1:8$  变压器参数建模, 进行仿真, 仿真结果如图 4 所示。



Waveform of  $I_k$  (Y scale: 10 A/div, X scale: 7.5  $\mu\text{s}$ /div)

(a)



Waveform of  $I_s$  (Y scale: 20 A/div, X scale: 7.5  $\mu\text{s}$ /div)

(b)



Waveform of  $V_c$  (Y scale: 2 V/div, X scale: 7.5  $\mu\text{s}$ /div)

(c)

图 4 SPICE 仿真波形图

Fig. 4 Waveform of SPICE simulation

依据同样参数, 用 MATH CAD 进行计算绘出  $I_s, I_k, V_c$  的波形如图 5 所示。

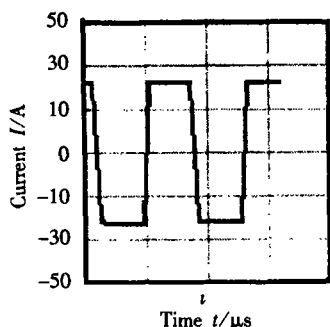
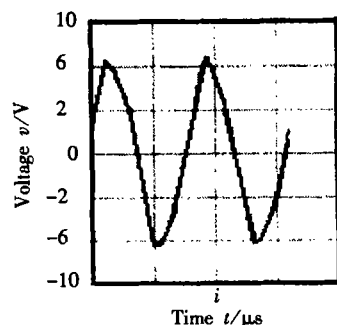
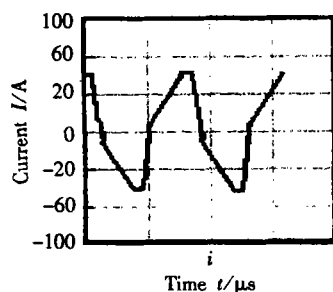
(a) Waveform of  $I_k$  (Y scale: 10 A/div, X scale: 7.5  $\mu$ s/div)(b) Waveform of  $V_c$  (Y scale: 20 V/div, X scale: 7.5  $\mu$ s/div)(c) Waveform of  $I_a$  (Y scale: 2 V/div, X scale: 7.5  $\mu$ s/div)

图5 MATH CAD 计算得到的波形图

Fig. 5 Waveform of MATH CAD

## 4 结 论

(1) LCL 型移相全桥谐振电路结构是一种适用于弧焊电源的理想主电路结构。可以在轻载时,呈现并联谐振的特性,实现软开关,拓宽软开关范围,减少占空比的丢失。

(2) 仿真试验证明本文所建立的数学模型正确,可由此数学模型对 LCL 型谐振式弧焊电源主电路参数进行优化,得到较理想的结果。

(3) SPICE 仿真软件和 MATH CAD 相结合是一种有效的分析手段,两者之间可以取长补短。

## 参考文献:

- [1] 殷树言. 用饱和电感改善软开关弧焊逆变电源性能[C]. 第八次全国焊接会议论文集, 1997.
- [2] 朱志明. 零压零流开关弧焊电源的研究[C]. 第八次全国焊接会议论文集, 1997.
- [3] Ashoka K, Bhat S. Analysis and design of LCL - type series resonant converter[J]. IEEE Trans. Ind. Elect, 1994, 41(1): 118 ~ 124.
- [4] Tsai M C. Analysis and implementation of a full - bridge constant - frequency LCC - type parallel resonant converter[J]. IEE Proc - Electr. PowerAppl, 1994, 141(3): 121 ~ 128.
- [5] Ashoka K, Bhat S, Magesh M. Swamy analysis and design of a parallel resonant converter including the effect of a high - frequency transformer[J]. IEEE Trans. Ind. Elect, 1990, 37(4): 297 ~ 306.

作者简介: 白志范,男,1956年9月出生,副教授。研究方向为逆变弧焊电源。发表论文20余篇。

(责任编辑:王 亚)

## 会展预报

## 2001 年国际焊接会议及展览会

2001 年 3 月 5 日 ~ 8 日

激光安全性国际会议 美国 圣地亚哥

2001 年 4 月 23 日 ~ 28 日

2001 年汉诺威市展览会 德国 汉诺威市

2001 年 5 月 1 日 ~ 4 日

2001 年韩国焊接展览会 韩国 汉城

主办单位:韩国焊接学会

2001 年 5 月 6 日 ~ 10 日

美国焊接学会年会及展览会 美国 克里夫兰

主办单位:美国焊接学会

2001 年 5 月 8 日 ~ 10 日

第六届钎焊及扩散焊国际会议 德国 亚琛

主办单位:德国焊接学会

2001 年 5 月 16 日 ~ 17 日

第五届先进焊接技术的进步国际会议 英国

2001 年 5 月 28 日 ~ 30 日

ITSC 2001 年国际热喷涂会议及展览会 新加坡

主办单位:国际焊接学会 德国焊接学会

2001 年 9 月 12 日 ~ 18 日

第十五届埃森焊接展览会 德国 埃森

主办单位:德国焊接学会

届时,中国焊接学会和中国焊接协会将一道组团赴德参观展览,有意前往德国和美国参展或参观的单位和个人请与中国焊接学会秘书处金晶联系。

E-mail: cws@public. hr. hl. cn

电话: 0451 - 6322012 传真: 0451 - 6333949