

倍频式 IGBT 高频感应加热电源的研究

蔡 慧, 赵荣祥, 陈辉明, 汪世平

(浙江大学电气工程学院, 浙江省 杭州市 310027)

Study on Multiple-Frequency IGBT High Frequency Power Supply for Induction Heating

CAI Hui, ZHAO Rong-xiang, CHEN Hui-ming, WANG Shi-ping

(College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, Zhejiang Province, China)

ABSTRACT: Since its output frequency is as twice as the device frequency and it has the merit of soft-switching characteristic, multiple-frequency induction heater is widely used in high frequency application. An implementation of a multiple-frequency IGBT high frequency induction heating power supply is presented. By comparing the work status in different frequency ratio, it finds the best way of power regulation that is to keep the circuit working in the discontinuous mode. After specific analysis of this mode, the relationship between DC and AC load equivalent resistance and the circuit parameters selection strategy are concluded. At last, a prototype is designed and experimental results verify the correctness of the proposed analysis and parameters selection strategy.

KEY WORDS: Power electronics; Induction heating power supply; Multiple frequency; IGBT

摘要: 倍频式感应加热电源负载输出频率为功率开关管工作频率的二倍, 且功率开关器件工作时具有软开关特性, 在需要高频应用的场合很有意义。文中以 IGBT 来实现倍频式高频感应加热电源, 比较了不同频率比下的电路工作状态, 得出电路工作在断态下更适合电路功率调节的结论。详细分析了断态下电路工作状况, 得出直流等效电阻与交流负载等效电阻的关系, 并给出了选取电路参数的经典方法。根据该方法设计了一台样机, 通过实验验证了理论分析及参数选取方法的正确性。

关键词: 电力电子; 感应加热电源; 倍频; 绝缘栅双极晶体管

1 引言

随着功率器件的发展, 感应加热电源的频率也逐步提高, 经历了中频、超音频、高频几个阶段。在感应加热电源的应用中, 淬火、焊管、焊接等工艺都要求高频率大功率的电源。功率 MOSFET 虽然可以实现高频工作, 但其电压、电流容量等级低,

大功率电源需采用串、并联技术, 影响了电源运行的可靠性。绝缘栅双极晶体管 (IGBT) 比较容易实现电源大功率化, 但在高频情况下, 其开关损耗, 尤其是 IGBT 关断时存在的尾部电流, 会限制工作频率的进一步提高^[1-3]。

本文论述的倍频式高频电源采用大功率自关断功率器件 IGBT^[4-7], 负载频率是开关管工作频率的二倍, 间接拓宽了 IGBT 的使用频率; 功率管工作于零电流开关状态, 彻底消除了尾部电流引起的关断损耗, 理论上可实现零开关损耗^[8-12]; 同时采用死区控制策略后, 可实现负载阻抗调节。以往一般采用晶闸管来实现倍频电路^[13], 但是晶闸管关断期反压太低, 参数匹配麻烦, 输出频率仍然偏低; 而采用 IGBT 后, 并让电路工作在电流断续状态下^[14], 这些问题都得到很好地解决。这一技术在目前大容量器件受频率限制的情况下, 可以使感应加热电源的频率做得更高, 满足更多应用场合的需要, 这是十分有意义的。

2 电源系统主电路及其分析

倍频式 IGBT 高频感应加热电源主电路如图 1 所示 (未画出整流电路), 图中 L_d 为滤波电感, C_d 为隔直电容, L_T 为限流电感, C_H 为感应器的补偿电容, C_0 和 L_C 构成换流支路。电路在稳态情况下, 通过 IGBT $T_1 \sim T_4$ 和二极管 $D_1 \sim D_4$ 的轮流导通, 在换流支路和隔直电容之间进行充放电, 产生的振荡电流流经负载交流等效电阻 R_H 构成负载电流的正负半波, 其工作循环可分为几个阶段, 如表 1 所示。

由于电路存在两个槽路, 根据换流槽路频率 f_1 和负载槽路频率 f_H 的比值 $s = f_H / f_1$ 的不同, 电路可

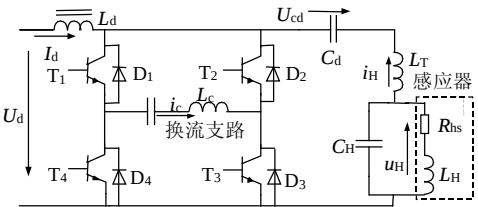


图 1 倍频式 IGBT 高频感应加热电源拓扑
Fig. 1 Topology of multiple frequency IGBT high frequency IH power supply

表 1 电路在不同时段下的工况

Tab. 1 Circuit behaviors in different phases

工况	I	II	III	IV	V	VI
导通器件	T ₁ T ₃	D ₁ D ₃	×	T ₂ T ₄	D ₂ D ₄	×
C _d	-	+	+	-	+	+
C ₀	+	-	0	+	-	0

注：“×”表示没有器件导通；“-”表示放电；“+”表示充电；“0”表示没有电流通过。

分为三种状态：

(1) 临界状态 $s=1$

临界状态下，电路的工作循环没有表 1 中的工况 III 和工况 VI，换流电路连续而且自然过零，这是理想状态。其稳态下等效电路如图 2(a) 和 2(b) 所示，其换流电路电流 i_c 和负载输出电压 u_H 波形如图 2(c) 所示。实际上，由于负载在加热过程中为时变元件，其电参数随温度变化，电路不可能一直工作在临界状态；而且在负载匹配时，两个槽路频率很难保证一致性。

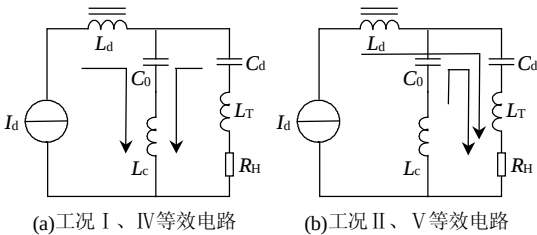
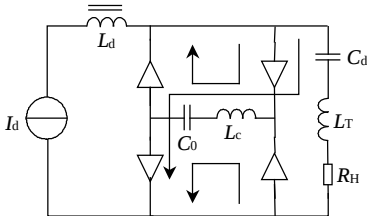


图 2 临界状态 $s=1$ 时的电路工作情况
Fig. 2 Circuit status when $s=1$

(2) 重态 $s>1$

在工况 II 结束之前，电路已经进入工况 IV；在工况 V 结束之前，电路已经进入工况 I；此时，二

极管和 IGBT 同时导通，换流电流 i_c 产生重叠，逆变电路流过内部电流，二极管不是零电流关断。其换流等效电路如图 3(a) 所示， i_c 和 u_H 波形如图 3(b) 所示。



(a) 重态等效换流电路

(b) 重态下 i_c 和 u_H 波形

图 3 重态 $s>1$ 时的电路工作情况
Fig. 3 Circuit status when $s>1$

(3) 断态 $s<1$

断态下，工作循环中存在工况 III 和工况 VI，其等效电路如图 4(a) 所示， i_c 和 u_H 波形如图 4(b) 所示。此时，功率管和二极管都工作在 ZCS 状态下。由于采用自关断器件 IGBT 作为开关管，其电流断续时间可以很方便地调节，使得负载匹配较为容易，这可以作为实现负载匹配的一种手段。

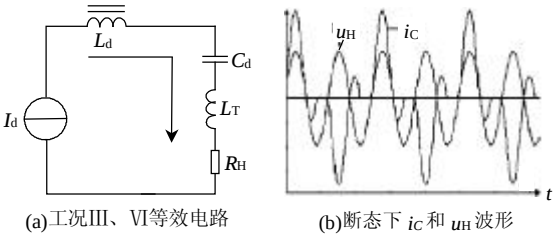


图 4 断态 $s<1$ 时的电路工作情况
Fig. 4 Circuit status when $s<1$

通过以上比较可知，临界状态是理想工作状态，功率元件具有最好的电流、电压利用率，但实际上电路不可能一直稳定工作在临界状态；重态时由于逆变桥内部存在环流，增加了元件的电流容量，还增大电流的上升率，因此电路不适合在此种状态下工作；而断态情况下，不但没有破坏电路的软开关特性，而且还可以通过改变电流断续时间来控制逆变电路的功率输出。当电路工作在断续状态下时，IGBT 和二极管都具有软开关环境，器件的开关损耗几乎为零，使得在大功率下

更容易实现高频化。因此,在倍频电路结构中,采用 IGBT 作为功率开关可以使负载输出频率达到 250kHz,甚至更高,可满足淬火等热处理工艺的应用要求。

3 断态下电路工作情况的分析

电路工作在 $s < 1$ 断态时,逆变桥中各元件处于阻断状态,直流电流 I_d (假设 L_d 足够大) 向 C_d 充电,一般电路参数会满足式 $R_H < 2\sqrt{(L_d + L_T)/C_d}$, C_d 上的电压具有衰减振荡过程,并趋向其稳定值 U_d 。在电流连续时间段内,工况与临界状态时的工况相同,参见图 2(a)。

可假设: C_d 值足够大,有 $U_{cd} = U_d$; 负载处于谐振状态时可用交流等效电阻 R_H 等效。因此在工况 I 时,可列出方程

$$U_d = i_H R_H + L_T \frac{di_H}{dt} + L_C \frac{di_C}{dt} + \frac{1}{C_0} \int i_C dt \quad (1)$$

$$i_C = I_d + i_H \quad (2)$$

式中 i_C 为换流支路电流; i_H 为负载电路的电流; I_d 为逆变器入端电流。

初始条件如下

$$\begin{cases} i_C(0) = 0 \\ U_{C_0}(0) = -U_{C_0}(T_1) = -U_{C_0} \end{cases} \quad (3)$$

式中 U_{C_0} 是 D_1D_3 关断时电容 C_0 上的电压,由式(1)~(3)解出^[13]

$$i_C = \frac{U_{oe}}{w_1 L_0} e^{-dt} \sin w_1 t \quad (4)$$

$$\text{式中 } U_{oe} \approx \frac{2}{1 + e^{-\frac{2\pi d}{w_1}}}(U_d + I_d R_H) \quad (5)$$

$$L_0 = L_C + L_T \quad (6)$$

$$d = \frac{R_H}{2L_0} \quad (7)$$

$$w_1 = \sqrt{w_0^2 - d^2} = 2\pi f_1 \quad (8)$$

$$w_0 = \frac{1}{\sqrt{L_0 C_0}} \quad (9)$$

若 $2\pi d \ll w_1$, 则由式(5)可得

$$U_{oe} \approx 2(U_d + I_d R_H) \quad (10)$$

由于 $s < 1$, 所以死区时间为

$$\Delta t = T_H - T_1 = (1 - s)T_H \quad (11)$$

此时 i_C 为 0。而稳态下,负载电流 i_H 中不包含直流分量,即 i_C 在一个负载周期 T_H 内的平均值与

直流电流 I_d 相等。

$$I_d = \frac{1}{T_H} \int_0^{T_H} i_C dt = s \frac{1}{T_1} \int_0^{\frac{2\pi}{w_1}} i_C dt = s \cdot \frac{w_1 U_{oe}}{2\pi w_0^2 L_0} \cdot (1 - e^{-2\pi d / w_1}) \approx s \cdot \frac{w_1 U_{oe}}{2\pi w_0^2 L_0} \quad (12)$$

将式(9)和(10)代入式(12),可得到直流等效电阻

$$R_d = U_d / I_d = 1 / (s \cdot \pi / (w_1 C_0)) - R_H \quad (13)$$

从式(13)可以得出以下结论:①在负载槽路参数不变的情况下,随着换流槽路电容值的增加,直流等效电阻减小,输出功率增加;②在换流槽路参数不变的情况下,随着负载槽路谐振频率的增加,直流等效电阻减小,输出功率增加;③在两个槽路参数均不变情况下,频率差越大,直流电阻越大,输出功率越小。

而负载槽路谐振时有

$$\begin{cases} w_H = 1 / \sqrt{L_H C_H} \\ R_H = L_H / (C_H R_{hs}) \end{cases} \quad (14)$$

式(14)代入式(13)有

$$R_d = \frac{\pi \sqrt{C_H}}{C_0} \times \sqrt{L_H} - \frac{1}{C_H R_{hs}} \times L_H \quad (15)$$

由式(15)可以看出,在换流槽路参数确定和负载补偿电容不变的情况下,直流等效电阻 R_d 和感应器及负载密切相关。由于在加热过程中,负载参数是时变的,因此 R_d 也是时变的。

4 电路参数的选取

4.1 L_0 、 C_0 和 C_H 的确定

由于电路存在两个谐振槽路,倍频式电路的参数匹配比较麻烦。为此,首先固定换流槽路,即 L_0 和 C_0 不变,同时电路工作在断态,保证电源工作的整个过程中 $f_1 > f_H$ 。由文中分析可知, s 越大死区时间越长,直流侧送出的能量越小。只要对负载槽路进行调节,一直让其工作在断态,就能满足电路的要求,同时可改变输出功率。一般通过改变 C_H 来实现功率范围的调节。

根据负载要求,最大功率 P 、负载频率 w_H 以及最大直流电压 U_d 为已知,则直流等效电阻为

$$R_d = U_d^2 / P \quad (16)$$

设负载电压最大值 $U_{Hm} = m U_d$, m 为电压利用系数。

根据功率平衡, $\frac{U_d^2}{R_d} = \frac{(U_{Hm} / \sqrt{2})^2}{R_H}$, 即

$$R_d = 2 / m^2 \cdot R_H \quad (17)$$

由式(13)、(16)和(17)可得

$$C_0 = \frac{\pi P}{w_H(1 + \frac{m^2}{2s})U_d^2} \quad (18)$$

虽然 $s < 1$, 但 s 仍然接近于 1, 可令 $w_1 \approx w_0$, 再由式(9)和(11), 有

$$L_0 = \frac{s^2}{w_H^2 C_0} \quad (19)$$

C_0 是根据阻抗匹配的原则选择的。一般选择 $m=1$, 这样有利于电路的运行^[1], 因此对于某一设定频率比 s , 可通过式(18)、(19)求出 L_0 和 C_0 的值。

由式(17)得到 R_H , 另有

$$R_{hs} = \frac{R_H}{Q^2} \quad (20)$$

对于负载应用的不同场合, Q 值是不同的。在 Q 值已知的情况下, 由式(20)得到 R_{hs} 后, 再由式(14)就可以求出 L_H 和 C_H 的值。

4.2 C_d 、 L_T 和 L_C 的确定

这三个参数的值由短路工作状态确定。在负载短路时, 逆变桥因侵入干扰信号而产生直通短路, 逆变桥输入电压突降为零。这时, 原来储藏在 L_d 中的磁能和 C_d 中的电能均分别以短路电流 i_{ds} 和 i_{Hs} 的形式向逆变电路释放, 等效电路如图 5 所示。

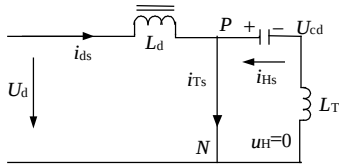


图 5 逆变桥直通时等效电路

Fig. 5 Short equivalent circuit of inverter

IGBT 桥中流过的短路电流为

$$i_{Ts} = i_{Hs} + i_{ds} \quad (21)$$

i_{Hs} 沿 C_d 和 L_T 流过, 其短路振荡电流为

$$i_{Hs} = U_{cd} \sqrt{\frac{C_d}{L_T}} e^{-d_s t} \sin w_s t = I_{Hsm} \sin w_s t \quad (22)$$

式中

$$I_{Hsm} = U_{cd} \sqrt{\frac{C_d}{L_T}} e^{-d_s t} \approx U_{cd} \sqrt{\frac{C_d}{L_T}} \quad (23)$$

其中, w_s 为振荡电流的振荡周期, 而 d_s 为振荡电流的衰减系数。

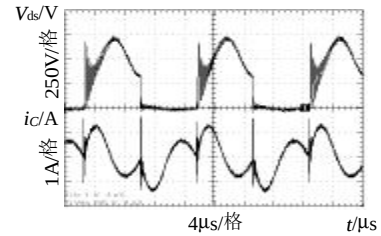
IGBT 的瞬时承受浪涌电流的能力是其额定电流 I_F 的 2~3 倍, 所以 $I_{Hsm} < 3I_F$ 。为了使短路发生时不至于烧坏 IGBT, 结合式(23), C_d 和 L_T 必须满足

$$\frac{L_T}{C_d} \geq \frac{1}{9} \left(\frac{U_{cd}}{I_F} \right)^2 \quad (24)$$

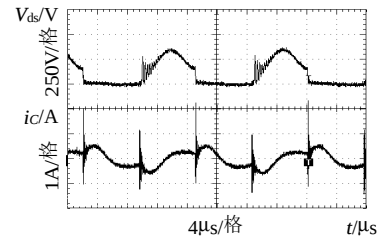
从减小短路电流的角度看, C_d 要尽可能小, L_T 要尽可能大。但 C_d 过小, 电路工作时隔直效果不理想; 输出电压正弦失真度过高, 输出电压降低, 加热效果不理想; 反并二极管重新导通, 增加二极管的电流容量。当 L_T 过大时, 电路工作时 L_T 上的高频压降过高, 使得输出电压降低; 管子关断时承受的正向阻断电压升高; 内槽路谐振频率减小, 电路工作在重态, IGBT 和二极管出现二次导通。因此选择 C_d 时应根据上述原则综合考虑; C_d 确定后, 由式(24)即可确定 L_T , 再由式(6)选择 L_C 的值。

5 实验

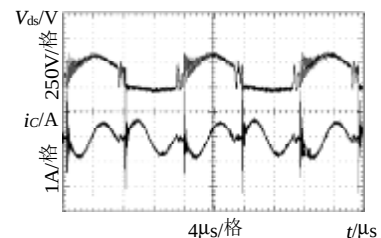
样机电源单桥容量设计在 $P=15kW$, 直流电压 $U_d=500V$, 谐振电路品质因素 $Q=10$, 输出频率 $f_H=100kHz$, 换流槽路频率 $f_1=110kHz$, 即 $s=0.909$; 根据上述方法计算和选择电路参数 (取 $C_d=0.75\mu F$), IGBT 为高频模块 FF100R12KS4。实验中 IGBT 的工作频率是 $50kHz$, 负载输出频率为 $100kHz$, 相关的实验波形如图 6 所示。由于电流互



(a) 临界状态下内槽路电流 i_c 和 IGBT 两端电压 V_{ds}



(b) 重态下内槽路电流 i_c 和 IGBT 两端电压 V_{ds}



(c) 断态下内槽路电流 i_c 和 IGBT 两端电压 V_{ds}

图 6 三种状态下的实验波形

Fig. 6 Experiment results of different status

感器方向与电流实际方向相反,所以图中的内槽路电流 i_c 的波形与 IGBT 两端电压 V_{ds} 的波形逻辑相反。 i_c 波形中的尖刺是测量时引入的共模干扰信号,实际电流不含该成分。

由图 6(c)可知,断态情况下,在二极管电流下降为零到另外一只 IGBT 导通存在一段死区时间。而在图 6(b)中,重态情况下,在二极管电流还没有下降到零时,另外一只 IGBT 已经导通,则电路内部出现环流。图 6(a)和仿真波形图 2(c)、6(b)和 3(b)、以及图 6(c)和 4(b)的结果(波形走势)是一致的,这证实了前面的理论分析,同时也说明文中所给出的参数选取方法是正确的。需要说明的是,仿真过程中用到的参数是根据经验假定的(不是经过推导计算出的设计值),所以仿真波形与试验波形的形状差别较大,但波形走势是一样的,所以并不影响问题的表述。

6 结论

本文以倍频式 IGBT 高频感应加热电源为研究对象,通过仿真和理论推导,分析了 IGBT 倍频电路的工作原理,得出电路工作在断态下更适合电路功率调节的结论。分析了断态下直流等效电阻与交流负载等效电阻的关系,并给出了选取电路参数的方法:即让电路工作在断态,负载匹配时固定换流支路参数不变,仅仅改变负载槽路的参数,这就克服了晶闸管倍频电路的缺点。根据该方法设计了一台样机,通过实验验证了理论分析的正确性,同时证明了文中给出的电路参数选取方法是可行的,具有很好的实用价值。

参考文献

- [1] Dede E J, Jordan J, Esteve V. State-of-the art and future trends in transistorised inverters for induction heating applications [C]. Proceedings of the 5th IEEE International Caracas Conference on Devices, Circuits and Systems, Caracas, 2004.
- [2] Dede E J, Espi J M, Jordan J, et al. Design consideration for transformerless series resonant inverters for induction heating [J]. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 1997, 1: 334-339.
- [3] 沈旭, 吴兆麟, 马俊, 等. 20kW/300kHz 高频感应加热电源[J]. 电力电子技术, 1996, 2: 10-13.
Shen Xu, Wu Zhaolin, Ma Jun, et al. 20kW/300kHz high frequency power supply for induction heating applications[J]. Power Electronics, 1996, 2: 10-13.
- [4] 赵正毅, 杨潮, 赵良炳. 对三电平 IGBT 变流器两种缓冲电路的研究[J]. 中国电机工程学报, 2000, 20(12): 42-46.
- Zhao Zhengyi, Yang Chao, Zhao Liangbing. Research on two snubbers for three-level IGBT converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2000, 20(12): 42-46.
- [5] 李山, 张立. IGBT 极限电流与通态极限功耗的研究[J]. 中国电机工程学报, 1999, 16(6): 47-51.
Li Shan, Zhang Li. Research on IGBT limiting current and on-state limiting power loss[J]. Proceedings of the CSEE, 1999, 16(6): 47-51.
- [6] Dede E J, Jordan J, Esteve V, et al. Design consideration for induction heating current fed inverters with IGBT's working at 100kHz [C]. Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1993: 679-684.
- [7] Dede E J, Jordan J, Esteve V, et al. On the design of a high power IGBT series resonant inverter for induction forging applications[J]. 4th IEEE AFRICON, 1996, 1: 206-211.
- [8] Dede E J, Esteve V, E. Maset, et al. Soft Switching Series Resonant Converter for Induction Heating Applications[J]. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 1995, 2: 689-693.
- [9] 顾亦磊, 吕征宇, 钱照明. 一种新颖的三电平软开关谐振型 DC/DC 变换器[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(8): 24-28.
Gu Yilei, Lv Zhengyu, Qiao Zhaoming. A novel three level soft switching resonant DC/DC converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(8): 24-28.
- [10] 许春雨, 陈国呈, 孙承波, 等. 软开关三相逆变器磁链轨迹的研究[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(8): 29-33.
Xu Chunyun, Chen Guocheng, Sun Chengbo, et al. Research on locus of flux linkage for three-phase ZVS inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(8): 29-33.
- [11] 顾亦磊, 陈世杰, 吕征宇, 等. 单开关 DC/DC 变换器的一种软开关实现策略[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(11): 130-133.
Gu Yilei, Chen Shijie, Lü Zhengyu, et al. Strategy for single switch DC/DC converters to achieve soft switching[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(11): 130-133.
- [12] 顾亦磊, 陈世杰, 吕征宇, 等. 控制型软开关变换器的实现策略[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(6): 55-59.
Gu Yilei, Chen Shijie, Lü Zhengyu, et al. Strategy for control type soft switching converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(6): 55-59.
- [13] 林渭勋. 可控硅中频电源[M]. 北京: 机械工业出版社, 1989.
- [14] Dede E J, Jordan J, Esteve V, et al. Switching modes and short-circuit considerations in very high frequency, very high power resonant inverters for induction heating applications[J]. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 1997, 2: 983-985.

收稿日期: 2005-08-21。

作者简介:

蔡 慧 (1980-), 男, 博士研究生, 主要研究方向为高频感应加热电源与电力电子系统集成的相关技术。

赵荣祥 (1962-), 男, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为感应加热、电机控制、电力电子传动和系统集成的相关技术。

(责任编辑 韩 蕾)