

超高频感应加热电源逆变器负载拓扑的研究

岳金伟, 陈辉明*, 王正仕

(浙江大学 电气工程学院, 浙江 杭州 310027)

摘要:针对兆赫级超高频感应逆变器中器件开关损耗大和感应加热负载变化大等问题,引入了一种新颖的双管超高频谐振逆变器,该谐振逆变器能够很好地处理兆赫级逆变电源电路上的寄生电感和寄生电容对电路的影响,实现了开关管零电压关断、零电流零电压开通,能极大地减少开关管的开关损耗;分析了该拓扑在负载为感性、阻性、容性条件下逆变器的工作状态以及该拓扑在 4 种经典逆变器负载条件下零电压软开关的状态和范围。最后,以 LLC 逆变器负载设计了 1 MHz 谐振逆变器的样机。研究结果表明 LLC 逆变器负载更适合该谐振逆变器。

关键词:感应加热;超高频;负载匹配;谐振逆变器

中图分类号:TM4;TP216

文献标识码:A

文章编号:1001-4551(2010)06-0073-05

Research on ultra high frequency induction heating power supply inverter load topology

YUE Jin-wei, CHEN Hui-ming, WANG Zheng-shi

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

Abstract: Aiming at the troublesome of the switching loss and induction heating load variation in ultra high frequency induction heating power supply inverter, a novel bi-switching ultra high frequency resonant inverter was introduced. In the circuit, the trail inductive and capacitive parasitic parameters can be absorbed. The zero-voltage turn-off and the zero-voltage, zero-current turn-on were realized, in which the switching loss of the switch tube can be reduced greatly. The working conditions of the topology in inductive, resistive and capacitive load were analyzed. At the same time, the scope and conditions of the zero-voltage soft-switching in four kinds of classical inverter load were researched. Simulation and experimental results operating around 1 MHz frequency were presented. The results indicate that LLC inverter load topology is the most suitable one for this inverter.

Key words: induction heating; ultra high frequency; load matching; resonant inverter

0 引言

兆赫级超高频感应加热在金属表面热处理等方面的应用具有独特的优点和良好的应用前景。由于兆赫级条件下线路上的寄生电感和寄生电容不可忽略,功率器件的开关损耗相当可观,感应加热负载随温度变化而变化比较大等原因,使得经典传统逆变器拓扑在兆赫级感应加热应用中有很大的局限性,因此兆赫级

逆变器的拓扑研究是当前研究的重点之重^[1-7]。浙江大学提出的双管全桥逆变拓扑能有效地吸收线路上杂散电容和寄生电感等分布参数,且工作时开关器件是零电压开关,极大地减少了器件的开关损耗,逆变器的输入端增加了高频平波电抗器,使该拓扑具有电流型逆变器和电压型逆变器的优点,从而两只开关管的导通没有死区时间的限制,因此该拓扑比较适合兆赫级超高频感应加热^[8-9]。

收稿日期:2009-12-22

作者简介:岳金伟(1984-),男,山东日照人,硕士研究生,主要从事感应加热方面的研究. E-mail: yuejw_zju@163.com

通信联系人:陈辉明,男,教授,硕士生导师. E-mail: huiming@zju.edu.cn

本研究以双管全桥逆变拓扑为基础分析该拓扑在逆变器负载为感性、阻性、容性条件下逆变器的工作状态,以及该拓扑在 4 种经典逆变器负载下零电压软开关的范围,最后以 LLC 为逆变器负载设计 1 MHz 的样机。

1 双管全桥逆变器在逆变器负载为感性、阻性、容性条件下的工作状态

双管全桥逆变器的主电路拓扑如图 1 所示, L_{a1} , L_{a2} , L_d 能有效吸收所在支路上的寄生电感, C_{a1} , C_{a2} 能有效吸收功率管 S_1 , S_2 上的杂散电容。由图可见该拓扑是一个多谐振回路的电路,其主要的两个谐振频率为开关频率 ω 和辅助谐振频率 ω_a ,即 L_a (L_{a1} 和 L_{a2})、 ZL 并联后的等效电感 L_{1eq} 与 C_a (C_{a1} 或 C_{a2}) 组成的谐振回路,因此主电路拓扑确定的情况下,辅助谐振频率由逆变器负载 ZL 确定, ZL 的特性决定了逆变器工作状态。

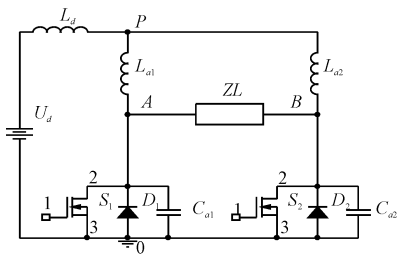


图 1 双管全桥逆变器

适合感应加热的逆变器负载 ZL 主要有 4 种情况,如图 2 所示。其中图 2(a) 是未加补偿网络的负载拓扑,图 2(b)、图 2(c)、图 2(d) 是加补偿网络的负载拓扑,而加补偿网络的逆变器负载又可以分为 3 种:欠补偿、完全补偿和过补偿。各种逆变器负载都有其特有的负载曲线,对于兆赫级超高频感应加热电源最需要考虑的是开关管能否实现零电压开关、开关管实现零电压开关的范围和开关管电流应力大小 3 个方面,因此通过比较逆变器负载拓扑对逆变器这 3 个方面的影响可以看出哪种负载拓扑最适合双管全桥逆变器拓扑。

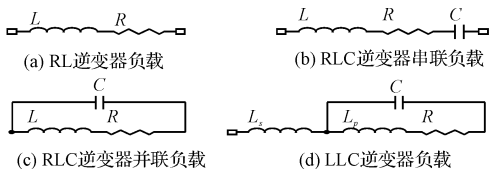


图 2 感应加热经典逆变器负载拓扑

为了便于比较,从逆变器输出端来看,按照等效原理,逆变器负载可以等效成 3 种:感性负载、阻性负载、容性负载。

1.1 感性负载时逆变器的工作状态

负载为感性时,即 $ZL = R + i\omega L$,设 S_2 导通, S_1 关

断,其等效电路如图 3 所示。其中 $L_{a1} = L_{a2} = L_a$, $C_{a1} = C_{a2} = C_a$ 。

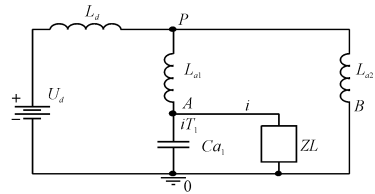


图 3 S_2 导通, S_1 关断时等效电路

负载回路 ZL 的约束条件:

$$u = L \cdot \frac{di}{dt} + R \cdot i \quad (1)$$

列微分方程可得出以下约束关系:

$$\begin{cases} u_p = \frac{u_A + u_B}{2} = \frac{u}{2} \\ L_a \cdot \frac{di_{La1}}{dt} + u = \frac{u}{2} \\ i_{T1} = C_a \cdot \frac{du}{dt} \\ i_{La1} = i + i_{T1} \end{cases} \quad (2)$$

整理可得:

$$\frac{d^3 u}{dt^3} + \frac{R}{L} \cdot \frac{d^2 u}{dt^2} + \frac{L + 2 \cdot L_a}{2 \cdot L \cdot L_a \cdot C_a} \cdot \frac{du}{dt} + \frac{R}{2 \cdot L \cdot L_a \cdot C_a} \cdot u = 0 \quad (3)$$

由盛金公式可得,当 $\Delta = B^2 - 4 \cdot A \cdot C > 0$ 时,3 阶齐次线性微分方程有一个实根和两个共轭复根,其中:

$$\begin{cases} A = \left(\frac{R}{L}\right)^2 - 3 \cdot \frac{L + 2 \cdot L_a}{2 \cdot L \cdot L_a \cdot C_a} \\ B = \frac{R}{L} \cdot \frac{L + 2 \cdot L_a}{2 \cdot L \cdot L_a \cdot C_a} - 9 \cdot \frac{R}{2 \cdot L \cdot L_a \cdot C_a} \\ C = \left(\frac{L + 2 \cdot L_a}{2 \cdot L \cdot L_a \cdot C_a}\right)^2 - 3 \cdot \frac{R}{L} \cdot \frac{R}{2 \cdot L \cdot L_a \cdot C_a} \end{cases} \quad (4)$$

由微分方程的通解可知,其稳态分量是由正弦函数组成,因此由电路的等效原理可将 C_{a1} 以外的电路等效成电感 L_{1eq} 和电阻 R_{1eq} 的串联,其谐振周期:

$$\omega_a = \frac{1}{\sqrt{L_{1eq} \cdot C_a}} \quad (5)$$

其中:

$$L_{1eq} = \frac{I_m(Z_1)}{\omega} \\ Z_1 = \frac{1}{\frac{1}{ZL} + \frac{1}{i \cdot \omega \cdot L_a} + \frac{1}{\frac{1}{i \cdot \omega \cdot L_d} + \frac{1}{i \cdot \omega \cdot L_a}}} \quad (6)$$

式中 $I_m(Z_1) - Z_1$ 的虚部。

电路中主要元件上的电压电流波形如图4所示。其 u 的波形如图4(b)所示。

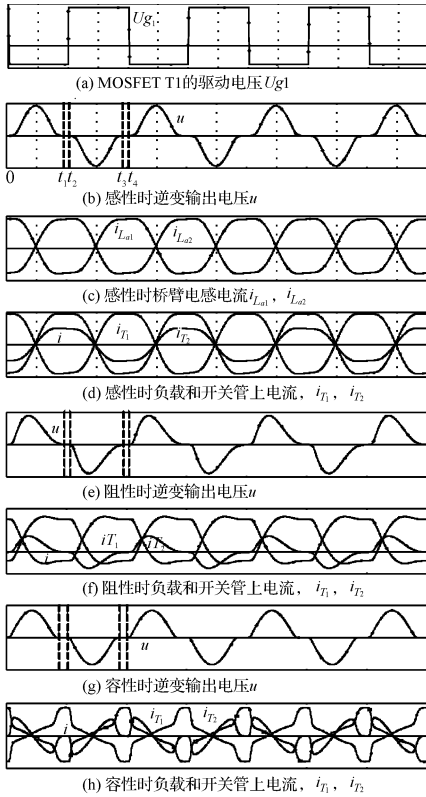


图4 电路中主要元件上的电压电流波形

(1) 在 $(0 \sim t_1)$ 时间内, 设:

$$u = U_m \sin \omega_a \cdot t \quad (7)$$

$$i_{T1} = C_a \cdot \frac{du}{dt} = \omega_a \cdot C_a \cdot U_m \cdot \sin\left(\omega_a \cdot t + \frac{\pi}{2}\right) \quad (8)$$

$$i_{T2} = I_D - i_{Ca1} = I_D + \omega_a \cdot C_a \cdot U_m \cdot \sin\left(\omega_a \cdot t - \frac{\pi}{2}\right) \quad (9)$$

$$i_{La1} = \frac{U_m}{2 \cdot \omega_a \cdot La} \cdot \sin\left(\omega_a \cdot t + \frac{\pi}{2}\right) + \frac{I_D}{2} \quad (10)$$

$$i_{La2} = \frac{U_m}{2 \cdot \omega_a \cdot La} \cdot \sin\left(\omega_a \cdot t - \frac{\pi}{2}\right) + \frac{I_D}{2} \quad (11)$$

因此当:

$$D = \frac{\omega}{\omega_a} < 1 \quad (12)$$

则 MOSFET 是零电压关断。

由式(10) 可得, 当:

$$i_{T2}(t = 0) = I_D + \omega_a \cdot Ca \cdot U_m \cdot \sin\left(-\frac{\pi}{2}\right) < 0$$

即:

$$C_a > \frac{D_0^2 \cdot P_0}{\pi \cdot U_D^2 \cdot \omega} \quad (13)$$

则开通时管子上的电流小于零, 即开关管零电压零电流开通。

(2) 在 $(t_1 \sim t_2)$ 时间内:

$$u_A = u_B = u_P = 0 \quad (14)$$

i_{La1} 、 i_{La2} 近似保持不变, 因此:

$$i_{La1} = -\frac{U_m}{2 \cdot \omega_a \cdot La} + \frac{I_D}{2} \quad (15)$$

$$i_{La2} = \frac{U_m}{2 \cdot \omega_a \cdot La} + \frac{I_D}{2} \quad (16)$$

$$i_A = i_{La1} - i = -\frac{U_m}{2 \cdot \omega_a \cdot La} + \frac{I_D}{2} - i \quad (17)$$

$$i_B = i_{La2} + i = \frac{U_m}{2 \cdot \omega_a \cdot La} + \frac{I_D}{2} + i \quad (18)$$

由对称性分别可得到 $(t_2 \sim t_3)$ 和 $(t_3 \sim t_4)$ 的表达式。

因此参数合理, 且负载为感性时开关管能保证零电压关断, 零电流零电压开通。

1.2 纯阻性负载时逆变器的工作状态

负载为纯阻性, 即 $ZL = R$ 。负载回路 ZL 的约束条件变成:

$$i = \frac{u_A}{R} \quad (19)$$

联立式(2) 可以解出 u 的微分方程为:

$$\frac{d^2 u}{dt^2} + \frac{1}{R \cdot C_a} \cdot \frac{du}{dt} + \frac{1}{2 \cdot L_a \cdot C_a} \cdot u = 0 \quad (20)$$

其判别式为:

$$\Delta = \left(\frac{1}{R \cdot C_a}\right)^2 - \frac{2}{L_a \cdot C_a}$$

即:

$$R^2 > \frac{L_a}{2 \cdot C_a} \quad (21)$$

其有两个虚根:

$$s_{1,2} = \frac{-\frac{1}{R \cdot C_a} \pm i \cdot \sqrt{-\Delta}}{2} \quad (22)$$

所以其电压 u 的波形是由正弦函数组成如图4(e) 所示, 其谐振频率 ω_a 为:

$$\omega_a = \frac{\sqrt{\frac{2}{L_a \cdot C_a} - \left(\frac{1}{R \cdot C_a}\right)^2}}{2} \quad (23)$$

因此其分析方法与负载为感性时相同, 在 $(0 \sim t_1)$ 时间内, 设:

$$u = U_m \sin \omega_a \cdot t \quad (24)$$

开关管电流 i_{T1} 、 i_{T2} , 电感电流 i_{La1} 、 i_{La2} 与式(8) ~ 式(11) 同, 因此当式(21)、式(13) 成立时开关管实现

零电压关断、零电流零电压开通。

当 $(t_1 \sim t_2)$ 时,负载支路电流 $i = 0$ 。 $i_{L_{a1}}$ 、 $i_{L_{a2}}$ 近似保持不变。

因此参数合理,且负载为纯阻性时开关管能保证零电压关断,零电流零电压开通。

1.3 容性负载时逆变器的工作状态

负载为容性时,即 $ZL = R - i \cdot \frac{1}{\omega \cdot C}$,则负载支路的约束条件是:

$$u_A = \frac{1}{C} \cdot \int i dt + i \cdot R \quad (25)$$

联立式(2)可以解出 u 的微分方程为:

$$\frac{d^3 u}{dt^3} + \frac{C + C_a}{R \cdot C \cdot C_a} \cdot \frac{d^2 u}{dt^2} + \frac{1}{2 \cdot L_a \cdot C_a} \cdot \frac{du}{dt} + \frac{1}{2 \cdot R \cdot C \cdot L_a \cdot C_a} \cdot u = 0 \quad (26)$$

u 的微分方程为三阶线性微分方程,因此其分析方法与负载为感性时相同。即在 $(0 \sim t_1)$ 时,设:

$$u = U_m \sin \omega_a \cdot t$$

开关管电流 i_{T1} 、 i_{T2} ,电感电流 $i_{L_{a1}}$ 、 $i_{L_{a2}}$ 与式(8)、式(11)同,因此当式(12)、式(13)成立时,开关管实现零电压关断、零电流零电压开通。

当在 $(t_1 \sim t_2)$ 时, $i_{L_{a1}}$ 、 $i_{L_{a2}}$ 近似保持不变,负载支路电流 i 为电容放电电流,方向跟 $(0 \sim t_1)$ 时相反,由式(17)、式(18)可以看出开关管的电流应力变大,如图4(h)所示。

因此在参数合理,且负载为容性时开关管能保证零电压关断,零电流零电压开通,但相比于负载为感性和阻性的情况,其开关管的电流应力比较大。

综上所述,参数合理时,双管全桥逆变器在负载为感性、阻性、容性条件下都能实现零电压关断、零电流零电压开通,但是负载为容性时会增大开关管的电流应力,因此要求双管全桥逆变器的负载为感性或阻性。对于如图2所示的4种负载拓扑,如图2(a)所示的RL逆变器负载在全频范围内感性,但没法锁相;如图2(b)所示的RLC串联逆变器负载在 $\omega < \omega_0$ 为容性,如图2(c)所示RLC并联逆变器负载在在 $\omega > \omega_0$ 为容性,因此应使锁相工作在谐振点偏感性,但兆赫级超高频感应加热电源的逆变器负载一般是高Q值负载,偏离谐振点可能导致逆变器输出功率大大下降;如图2(d)所示的LLC逆变器负载满足:

$$\beta > Q_p/2 \quad (27)$$

则全频感性,能够工作在串联谐振点。所以从这个角度来看 LLC 逆变器负载最适合双管全桥谐振逆变器。

2 逆变器开关管软开关的范围

根据负载的约束条件联立式(2)可以求出符合条件的参数值,但这些负载的约束条件是2阶或3阶微分方程,利用微分方程求解会相当复杂,因此根据式(5)、式(6)可以用MathCAD做出式 $D - \omega$ 的图形,通过图形来选择合适的参数值,如图5~图8所示。

从图5~图8可以看出,参数合理时,逆变器负载为RL串联和LLC负载时因全频范围为感性, $D < 1$ 的范围最大,而逆变器负载为RLC串联和RLC并联负载时则相对较小;感应器等效电阻 R 变化后逆变器负载为RL串联和RLC并联负载时 $D - \omega$ 曲线几乎不变,逆变器负载为RLC串联负载和LLC负载时 $D - \omega$ 变化较大,但适当选取参数,仍能满足零电压开关状态。

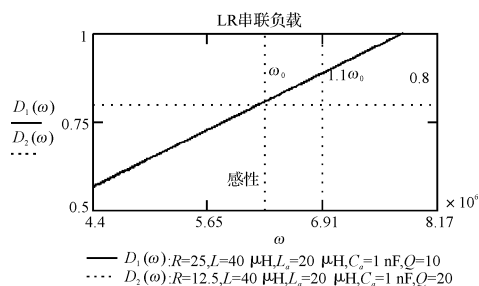


图5 RL串联负载时 $D - \omega$ 曲线

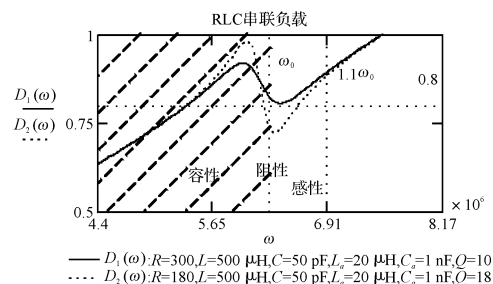


图6 RLC串联负载时 $D - \omega$ 曲线

3 仿真与实验结果

由上面分析可见,在充分考虑双管全桥逆变器的开关管能否实现零电压开关、开关管的零电压范围和开关管电流应力大小3个方面,可以得出LLC逆变器负载是最适合双管全桥逆变器拓扑的逆变器负载。

为了验证电路的正确性,以LLC负载进行了仿真研究并研制了实验样机。仿真参数为: $U_{dc} = 100$ V, $L_d = 200$ μ H, $L_p = 6$ μ H, $L_s = 60$ μ H, $L_{a1} = L_{a2} = 25$ μ H, $C_{a1} = C_{a2} = 1$ nF, $C = 4.5$ nF。电路的仿真波形如图9所示,电路的实验波形如图10所示。如图10(a)所示为双

管的门极驱动脉冲 U_{g1} 、 U_{g2} , 两个开关管互补导通, 不需要留死区时间。如图 10(b) 所示为逆变器输出电压 u_{in} 和逆变器负载补偿电容 u_c , 两者相位差为 90° , 逆变器工作在串联谐振点, 最大功率输出。由式(2)可知, u_{in} 波形反应了开关管漏极-源极电压, 可以看出门极脉冲关断时, 开关管实现零电压关断, 实现了零电压软开关。

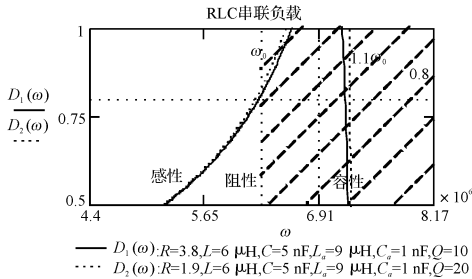


图7 RLC 并联负载时 $D-\omega$ 曲线

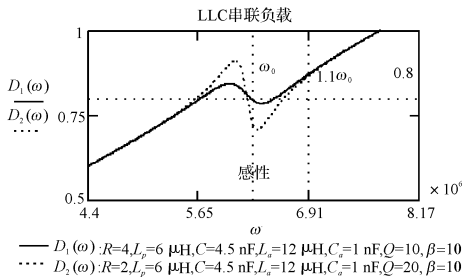


图8 LLC 串联负载时 $D-\omega$ 曲线

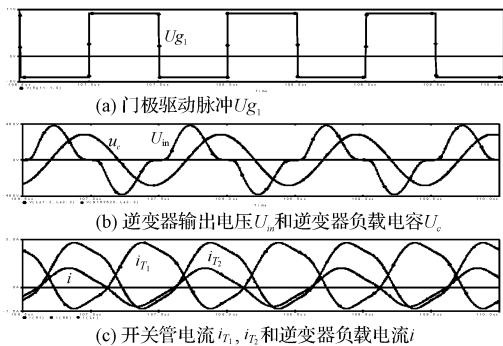


图9 仿真波形

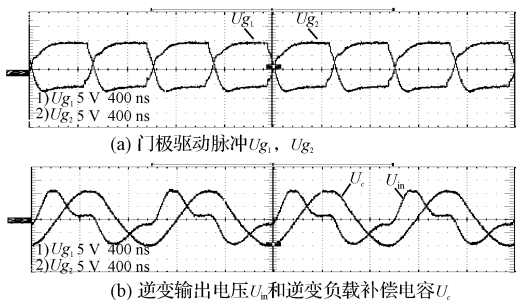


图10 实验波形

4 结束语

笔者研究了双管全桥逆变器的静态逆变器负载拓扑匹配问题, 通过良好的参数设计 LLC 逆变器负载, 可以使双管全桥逆变器的开关管有比较大的零电压范围, 同时使开关管的电流应力相对来说比较小, 并且三阶负载网络参数匹配更加灵活。实验证明该理论分析正确, LLC 逆变器负载拓扑最适合双管全桥谐振逆变器, 在兆赫级感应加热中应用价值很大。

参考文献 (References):

- [1] 陈辉明, 王英, 张仲超. 高频 LLC 感应加热电源及降低开关损耗策略研究 [J]. 中国电机工程学报, 2006, 26 (17): 67-71.
- [2] ESPI J M, NAVARRO A E, MAICAS J, et al. Control Circuit Design of the LLC Resonant Inverter for Induction Heating [C]//Power Electronics Specialists Conference, 2000. PESC 00. 2000 IEEE 31st Annual, 2000: 1430-1435.
- [3] DEDE E J, JORDAN J, ESTEVE V, et al. Series and Parallel Resonant Inverters for Induction Heating Under Short-circuit Conditions Considering Parasitic Components [C]//Proceedings of the IEEE 1999 International Conference on Power Electronics and Drive Systems, 1999: 659-662.
- [4] GRZESIK B, KACZMARCZYK Z, KASPRZK M. 1 MHz Sinusoidal Gate Driver for Class De Inverter Operating with Variable Load and Frequency [C]//Power Electronics Specialists Conference, 2000. PESC 00. 2000 IEEE 31st Annual, 2000: 817-822.
- [5] DEDE E J, GONZALEZ J V, LINARES J A, et al. Conception of Parallel Resonant Transistorized Generators for Induction Heating [C]//AFRICON '92 Proceedings, 3rd AFRICON Conference, 1992: 390-393.
- [6] HINCHLIFFE S, HOBSON L. High power class-e amplifier for high-frequency induction heating applications [J]. Electronics Letters, 1988, 24 (14): 886-888.
- [7] CHEN M P, CHEN J K, MURATE K, et al. Surge analysis of induction heating power supply with PLL [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2001, 16 (5): 702-709.
- [8] 王正仕, 楼珍丽, 陈辉明. 兆赫级超高频感应加热电源电路的分析与研究 [J]. 中国电机工程学报, 2007, 27 (19): 80-86.
- [9] 刘磊, 陈辉明, 王正仕, 等. 一种新颖的超高频感应加热电源 [J]. 机电工程, 2007, 24 (10): 7-9.

[编辑: 张翔]