

一种多级耦合双桥移相倍频DC-DC变换器

陈龙¹, 胡国伟¹, 陈光绒¹, 宋孙浩²

(1. 宁波职业技术学院 电子信息工程学院, 浙江 宁波 315800; 2. 中国科学院
宁波材料技术与工程研究所, 浙江 宁波 315201)

摘要:提出了一种多级耦合双桥移相倍频DC-DC变换器。变换器将2路传统的全桥变换电路通过2组多级耦合电感(带中心抽头)桥联至负载两端,通过移相控制方法负载端可实现倍频效果,克服IGBT工作频率受限的弊端。同时,电感多级耦合特性在拓扑桥联电路中既能有效地抑制各桥臂电压尖峰也能降低输出电流纹波。建立了新型变换器数学模型并分析了其工作原理,最后,搭建10 kW空气式逆变等离子切割电源实验平台,验证了新型拓扑的正确性和可行性。

关键词:多级耦合;移相倍频;拓扑桥联;数学模型

中图分类号:TM464;TM401 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqcd20412

A Double Frequency DC-DC Converter Based on Multi-stage Coupled and Dual Bridges with Phase-shifting

CHEN Long¹, HU Guowei¹, CHEN Guangrong¹, SONG Sunhao²

(1. School of Electronic Information Engineering, Ningbo Polytechnic, Ningbo 315800, Zhejiang, China; 2. Ningbo Institute of Industrial Technology, Chinese Academy of Science, Ningbo 315201, Zhejiang, China)

Abstract: A double frequency DC-DC converter based on multi-stage coupled and dual bridges with phase-shifting was proposed. The converter bridged two traditional full-bridge circuits through two sets of multi-stage coupled inductors (with central taps) to both ends of the load. The effect of double frequency could be achieved by phase-shifting control method at load end, and the frequency limit of IGBT could be overcome. Moreover, the inductance characteristics of multi-stage coupled in topological bridge circuit could restrain the peak voltage of bridges effectively and reduce the ripple current of output greatly. The mathematical model was established and the working principle of the new converter was analyzed. At last, the experimental platform of 10 kW air-type inverted plasma cutting power supply was built to verify the correctness and feasibility of the new topology.

Key words: multi-stage coupled; phase-shifting & double frequency; topological bridge; mathematical model

等离子切割技术是一种新型的热切割技术,具有切割速度快、切口光滑、切口宽度窄、切割成本低等优点^[1-2]。但是,在“类激光切割”、“高精细”等精密加工市场需求下,等离子切割电源在“高精细”加工方面仍存在一定的不足,其切割精度及切割质量难以满足目前的加工需求,因此,探索并寻求解决精细加工等离子切割技术的方法至关重要。

目前,空气式等离子切割电源通常采用不对称半桥或全桥变换电路^[3],控制方式多为单环控制,并采用非接触式引弧方式^[4-5]。不对称半桥或

全桥结构由于控制简单,成本较低,是中大功率等离子切割电源中普遍采用的拓扑结构^[6-7]。同时,研究表明通过控制算法优化能够较好地提升切割效果,但是仍然难以满足“高精细”切割的要求。电源中普遍的问题是,电弧电流纹波较大,导致切割表面不够光滑或存在挂渣现象,需进行二次加工^[8-9]。

本文提出了一种多级耦合双桥移相倍频DC-DC变换器拓扑结构,变换器将2路传统的全桥变换电路通过2组多级耦合电感(带中心抽头)桥联至负载两端,通过移相控制方法负载端可实现倍

基金项目:浙江省自然科学基金资助项目(LGG18E070006)

作者简介:陈龙(1987—),男,硕士,工程师,Email:chenglong302@126.com

频效果,克服IGBT工作频率受限的弊端,此设计中的每组H桥逆变电路采用25 kHz工作频率,将一个周期的能量叠加到负载端以实现倍频的目的,倍频的信号通过负载端串联的耦合电感能有效地降低切割电流的纹波,提高电流动态响应能力,大大提高电流的控制精度,达到了精细切割的技术要求。

1 新型DC-DC变换器基本原理

1.1 拓扑结构

多级耦合双桥移相倍频DC-DC变换器拓扑结构如图1所示,该结构由4个桥臂构成,每2个桥臂配合1组耦合电感构成单相全桥多级耦合电路,如图2所示。其中,耦合电感 L_1 采用异名端方式连接,中心抽头 P 点连接等离子切割电源的割据一端。

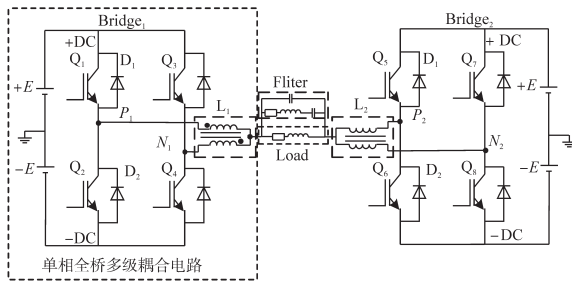


图1 多级耦合双桥移相倍频DC-DC变换器拓扑结构图

Fig.1 Topology of double frequency DC-DC converter based on multi-stage coupled and dual bridges with phase-shifting

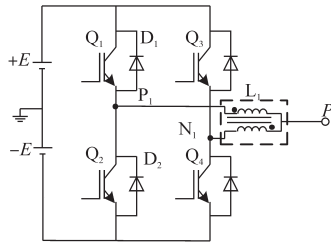


图2 单相全桥多级耦合电路

Fig.2 Circuit of single-phase with multi-stage coupled and dual bridges

1.2 新型变换器数学模型

图3为单相全桥多级耦合等效电路^[10-13],将全桥电路的上、下桥臂等效为可控的交流电压源,图3中上桥臂幅值为 u_{p1} ;下桥臂幅值为 u_{n1} ;且耦合电感 L_1 可等效为LR电路,等效电阻为 R_a ;自感系数为 L_s ;互感量为 M 。假定多级耦合电感耦合系数 $k = M/L_s$,则上、下桥臂耦合电感量为 $M \cdot \frac{di_{N1,P1}}{dt}$ 。

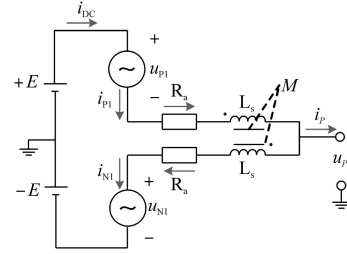


图3 单相全桥多级耦合等效电路

Fig.3 Equivalent circuit of single-phase with multi-stage coupled and dual bridges

根据基尔霍夫电压定律(KVL), P 点的交流特征方程可表示为

$$\begin{cases} u_p = E - u_{p1} - i_{p1} \cdot R_a - L_s \cdot \frac{di_{p1}}{dt} - M \cdot \frac{di_{N1}}{dt} \\ u_p = -E + u_{N1} + i_{N1} \cdot R_a + L_s \cdot \frac{di_{N1}}{dt} + M \cdot \frac{di_{p1}}{dt} \end{cases} \quad (1)$$

式中: E 为电容端电压。

单相全桥耦合等效电路与直流侧构成回路,直流母线侧特征方程可表达为

$$U_{DC} = 2E = u_{p1} + u_{N1} + (i_{p1} + i_{N1}) \cdot R_a + L_s \frac{d(i_{p1} + i_{N1})}{dt} + M \frac{d(i_{p1} + i_{N1})}{dt} \quad (2)$$

根据电感的耦合特性可得反向耦合电感量 L_a 表达式:

$$L_a = L_s - M \quad (3)$$

假定耦合电感的耦合系数 $k = M/L_s$,则上、下桥臂的耦合电感量为

$$L_s + M = \left(\frac{1+k}{1-k} \right) L_a \quad (4)$$

根据电流支路法,可得 P 点电流 i_p 表达式:

$$i_p = i_{p1} - i_{N1} \quad (5)$$

直流侧电流 i_{DC} 的有效值为

$$i_{DC} = i_{p1} + i_{N1} \quad (6)$$

将式(3)代入式(1),简化后得 P 点输出的交流特征方程为

$$u_p = \frac{1}{2} [(u_{p1} - u_{N1}) - L_a \cdot \frac{di_p}{dt} - i_p \cdot R_a] \quad (7)$$

将式(4)~式(6)代入式(2),简化后得直流母线侧的特征方程为

$$E = \frac{1}{2} [(u_{p1} - u_{N1}) + i_{DC} \cdot R_a + L_a \frac{di_{DC}}{dt} + \left(\frac{2k}{1-k} \right) \frac{di_{DC}}{dt}] \quad (8)$$

将式(7)进行拉普拉斯变换,可得单相全桥多级耦合电路的 P 点输出侧的时域数学模型为

$$u_p(s) = \frac{1}{2} \{ [u_{p1}(s) - u_{N1}(s)] - (L_a s + R_a) \cdot i_p(s) \} \quad (9)$$

将式(8)进行拉普拉斯变换,可得单相全桥多级耦合电路的直流母线侧的时域数学模型为

$$E(s) = \frac{1}{2} \{ [u_{P1}(s) - u_{N1}(s)] + (R_a + L_a \cdot s + \frac{2k}{1-k}) i_{DC}(s) \} \quad (10)$$

由式(9)、式(10)可见多级耦合电感系数 k 对交流分量及输出功率并无影响,却对直流分量有一定的抑制作用。

假定新型变换器的上、下桥臂能量叠加,即

$$E'(s) = \frac{1}{2} [u_{P1}(s) - u_{N1}(s)] \quad (11)$$

则新型变换器直流输出的抑制作用表达式为

$$\Delta E(s) = \frac{1}{2} (R_a + L_a \cdot s + \frac{2k}{1-k}) i_{DC}(s) \quad (12)$$

则多级耦合电感的耦合系数对直流电流的抑制作用效果表达式为

$$\Delta U_L(s) = \frac{k}{1-k} \cdot i_{DC}(s) \quad (13)$$

式中: $\Delta U_L(s)$ 为直流抑制电压; k 为多级耦合电感系数。

图4为多级耦合电感耦合因子对直流侧电流的抑制作用进行的三维建模。由建模结果可见:新型的DC-DC变换器能起到一定的平波作用,能够有效抑制开关管的电压尖峰,实现低纹波输出的要求,进而有效地提升直流输出的控制精度。

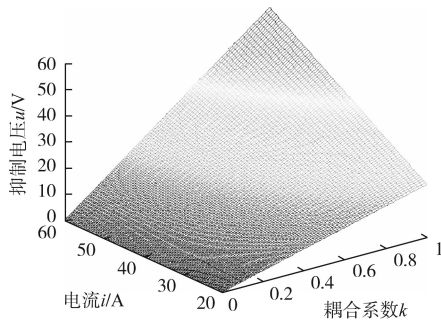


图4 多级耦合因子抑制作用三维模型

Fig.4 3D model for inhibition of multi-stage coupled factors

1.3 变换器工作原理

假定图1中开关管 $Q_1 \sim Q_8$ 的工作频率为 f ,则 P_1-N_1, P_2-N_2 的工作频率也为 f ,其波形如图5所示。变换器移相倍频的工作原理是基于多级耦合双桥拓扑结构(如图1,由2组全桥电路分别通过耦合电感(带中心抽头)进行连接),将2组全桥的同一位置开关管(如 Q_1, Q_5)工作相角分别作 0° 和 180° 移相处理(见图5中 P_1/P_2 或 N_1/N_2 相角差

180°),能量经过多级耦合电感 L_1, L_2 后叠加到负载上,从其输出波形可观察到负载工作频率实现等效倍频(如图5中的 P_2N_1 或 P_1N_2 ,其频率则为 $2f$,其能量传递图如图6所示)。

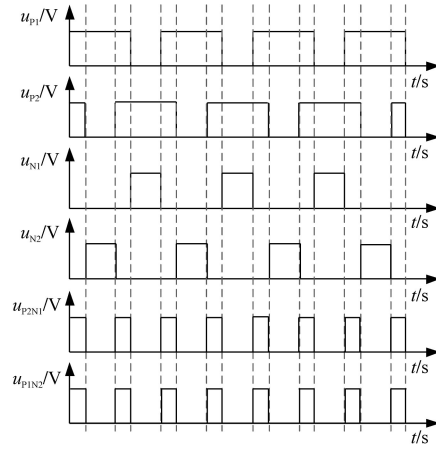


图5 双桥倍频移相控制时序图

Fig.5 Control sequence diagram of dual bridges with phase-shifting

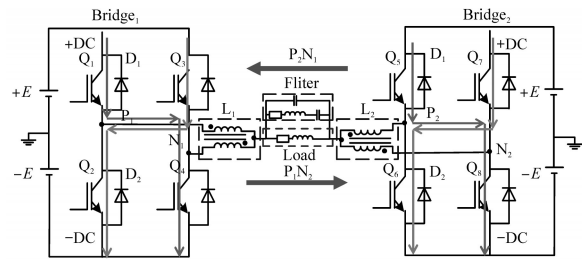


图6 双桥倍频移相能量传递示意图

Fig.6 Energy transfer of dual bridges with phase-shifting

新型变换器移相倍频的工作过程存在3种工作模式,其控制时序如图5所示。

1)模式1:控制信号(占空比)为50%时,当信号为开通阶段(on time)时,全桥 $P_1N_1(P_2N_2)$ 中的 $Q_1(Q_5), Q_4(Q_8)$ IGBT导通, $Q_2(Q_6), Q_3(Q_7)$ IGBT关断。当信号为关断阶段(off time)时,全桥 $P_1N_1(P_2N_2)$ 的 $Q_2(Q_6), Q_3(Q_7)$ IGBT导通, $Q_1(Q_5), Q_4(Q_8)$ IGBT关断,由于占空比为50%,双桥输出能量相等, P_2N_1 或 P_1N_2 间无能量传递,即负载端无电流通过,此模式为零点输出,但是由于等离子切割电源起弧时需要一定的起弧电流,因此该模式并未应用于等离子切割过程中。

2)模式2:控制信号(占空比)大于50%时,当信号为开通阶段(on time)时,全桥 P_1N_1 中的 Q_1, Q_4 2只IGBT导通, Q_2, Q_3 2只IGBT关断,负载通过的电流增加;当信号为关断阶段(off time)时,全桥 P_1N_1 的 Q_2, Q_3 2只IGBT导通, Q_1, Q_4 2只IG-

BT关断,但由于二极管 D_2, D_3 的存在,此时进入续流状态, P_2N_1 或 P_1N_2 间有能量传递,即负载电流续流。另外一路全桥工作方式相同,区别在于驱动信号相位差 180° 。

3)模式3:控制信号(占空比)小于50%时,当信号为开通阶段(on time)时,全桥 P_1N_1 的 Q_2, Q_3 2只IGBT导通, Q_1, Q_4 2只IGBT关断,负载通过的电流下降;当信号为关断阶段(off time)时,全桥 P_1N_1 的 Q_1, Q_4 2只IGBT导通, Q_2, Q_3 2只IGBT关断,但由于二极管 D_1, D_4 的存在,此时进入反向续流状态, P_2N_1 或 P_1N_2 间有能量传递,即负载电流续流。另外一路全桥工作方式相同,区别在于驱动信号相位差 180° 。

结合图5可知,半桥中点电压信号的PWM调节为双边调节模式,即以中心线为基准两边占空比增加或者两边占空比减少。其中 P_1, N_2 的2个半桥形成一个有效的输出全桥,同理 P_2, N_1 形成有效全桥。当占空比大于50%时, P_1-N_2 间的电压波形和 P_2-N_1 间电压波形如图5所示,两组波形完全相同,输出频率为原波形的2倍。从原理中分析仅由 P_1-N_2 (N_2 和 P_1 关系为 180° 相移后再取反)一个全桥就可以形成频率翻倍, P_2-N_1 全桥和 P_1-N_2 全桥形成并联输出,提高电源输出功率。双桥倍频相移控制技术结合耦合电感输出特性以较低的单H桥开关频率,实现了超低输出纹波和低输出噪声的技术指标。

2 实验结果分析

文中搭建10 kW 逆变式等离子切割电源,输入电压为AC380 V,切割电流范围为:25~60 A,电源样机关键参数如下开关频率 $f_w=25$ kHz,耦合电感 $L_{a-c}=100$ μ H 耦合电感 $L_{b-c}=100$ μ H,耦合电感 L_{a-b} (c短接)=350 μ H,输出滤波电容 $C=0.76$ μ F,匹配电感 $L=20.6$ μ H,匹配电容 $C=0.54$ μ F,匹配电阻 $R=20$ Ω 。

多级耦合电感设计时是将同组电感分段与耦合绕组交叉连接,电感共分为4段,分别在磁芯柱两边内外绕制且内外两段分别由短线交叉连接,构成多级耦合的电感如图7所示。等离子切割电源的电弧形成于电磁场、温度场和流场,场与场之间的耦合现象使得电弧自身存在着一定的非线性和时变的特性,影响着电弧的稳定性,为了保证电弧稳定的燃烧及切割参数的稳定,必须满足电弧的稳定性要求。

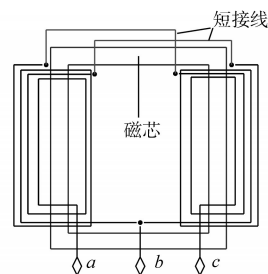


图7 多级耦合电感绕制工艺

Fig.7 Winding process of multi-stage coupled inductance

图8为传统的电源切割30 A电流波形,图9为新型拓扑30 A切割电流波形,图10为新型拓扑50 A切割电流波形,其中 U_{Arc} 为电弧电压, i_{Ref} 为设定的切割电流。图8中可见,切割电流 i_{Cut} 电流脉动的毛刺较大,在切割电流为30 A时,电流纹波系数约为26%。图9为新型拓扑切割电流波形,在多级耦合双桥倍频的拓扑结构下,采用新型的移相控制方法,切割电流 i_{Cut} 的脉动情况得到了大幅度的提升,在同样在30 A(或图10中,50 A)的切割状态下,电流纹波系数约为3%,电流动态响应时间为240 μ s。性能参数对照如表1

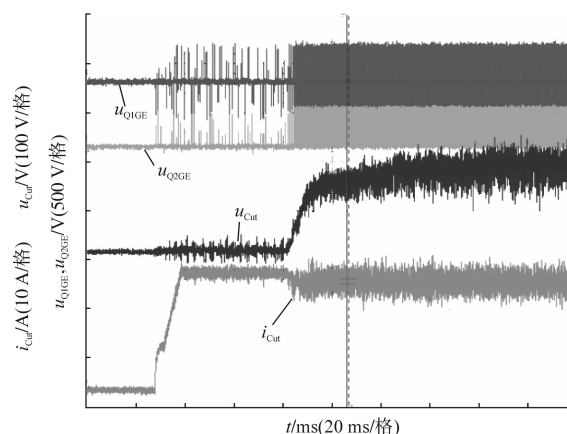


图8 传统的电源切割电流波形(30 A)

Fig.8 Waveforms of cutting current with raditional power supply(30 A)

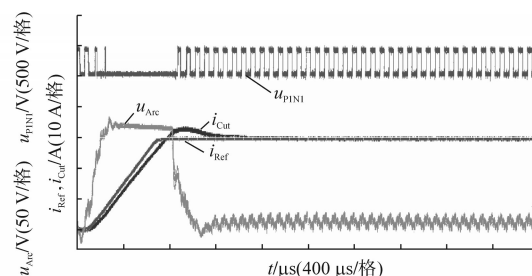


图9 新型拓扑切割电流波形(30 A)

Fig.9 Waveforms of cutting current with novel topological(30 A)

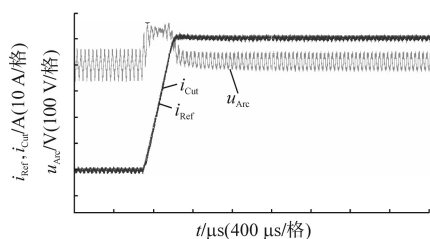


图 10 新型拓扑切割电流波形(50 A)

Fig.10 Waveforms of cutting current with novel topological(50 A)

所示,2者电流纹波系数的大幅降低不仅仅是得益于开关频率的提升,更重要的是拓扑中的多级耦合电感能够有效地抑制了电流纹波(其抑制效果数学模型见 1.2 节中的式(13)),有效地验证了多级耦合电感的重要性。

表 1 性能参数对照表

Tab.1 Performance parameter table

	输出电流/A	纹波系数
传统拓扑切割电源	25	23.2%
	30	26.0%
	40	27.6%
	50	28.8%
新型拓扑切割电源	25	2.5%
	30	3.0%
	40	3.2%
	50	3.5%

实验结果表明,文中的新型拓扑的切割电源相比于传统拓扑的切割电源,性能中具有一定的优势。同时,多级耦合双桥倍频 DC-DC 变换器具备的特征,不仅能够有效地克服非线性实变系统的不定因素干扰,提升了电流的控制精度,也能大幅提升电流的动态响应能力,保证了等离子电弧的稳定性,使得电源能够满足气刨、网格、板材加工等多模式加工的工艺要求,也提升了切割效果。虽然新型拓扑在成本及控制难度上略有增加,但是克服了功率管频率受限的无奈并大幅提升性能指标,也为“高精度”等离子切割的难题提供了新的解决思路。

3 结论

针对一种多级耦合双桥倍频 DC-DC 变换器进行了深入地研究,建立多级耦合电感耦合的数学模型,分析了多级耦合双桥移相倍频拓扑结

构的工作原理及控制方法,并将新型变换器在非线性和时变特性的等离子切割电源中得到了验证。

实验结果证明,文中提出的一种多级耦合双桥倍频 DC-DC 变换器能够无误差地跟踪给定电流,且有效地解决了非线性实变系统的干扰因素,大幅度降低了输出电流的纹波系数,提升了电流的控制精度及动态响应能力,具有良好的应用前景。

参考文献

- [1] 张新,王振民,方小鑫. 精细等离子弧切割实现方法及进展[J]. 焊接技术,2013,42(10):1-6.
- [2] 陈月峰,严得忠,程定富,等. 国内数控等离子弧切割技术的发展与应用[J]. 焊接技术,2017,46(8):1-4.
- [3] 刘宝其,段善旭,李勋,等. 逆变式等离子切割电源双闭环控制策略[J]. 中国电机工程学报,2011,31(9):15-22.
- [4] 郑洛斌,余世明,唐厚君,等. 大功率等离子切割机引弧电路的分析与设计[J]. 电力电子技术,2017,51(1):108-111.
- [5] 宋晓清,赖晓阳,唐厚君,等. 大功率等离子切割机引弧系统的研究[J]. 电力电子技术,2015,49(7):100-102.
- [6] Koo G B, Moon G W, Myung-Joong Y. New Zero-voltage-switching Phase-shift Full-bridge Converter with Low Conduction Losses[J]. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 2005, 52(1):228-235.
- [7] 渠浩,姚辰,杨喜军,等. 等离子切割电流源平波电感直接储能控制研究[J]. 电力电子技术,2015,49(4):42-45.
- [8] Narongrit Sanajit, Anuwat Jangwanitert. Improved Performance of a Plasma Cutting Machine Using a Half-bridge DC/DC Converter[C]//Proceedings of IEEE, International Conference on Robotics and Biomimetics, 2008:1601-1606.
- [9] Jia Deli, You Bo, Ren Wenbo, et al. Decoupling Control Based on PID Neural Network for Plasma Cutting System [C]//Proceedings of the 27th Chinese Control Conference, 2008:659-662.
- [10] 袁义生,朱本玉. 一种基于耦合电感的模块化多电平变流器控制[J]. 电工技术学报,2015,30(6):216-224.
- [11] 高伟,罗全明,张阳,等. 一种零输入电流纹波高增益 DC-DC 变换器[J]. 电工技术学报,2018,33(2):284-292.
- [12] 陈桂鹏,陈鑫,陶勇,等. 基于耦合电感的零电压开关同步 Buck 变换器[J]. 电工技术学报,2016,31(1):102-110.
- [13] 方臣富,殷树言,侯润石,等. 逆变弧焊电源峰值电流模式双闭环控制系统[J]. 焊接学报,2005,26(10):14-18.

收稿日期:2019-06-18

修改稿日期:2019-09-03