

有源钳位双向电压型高频链逆变电源的控制策略

赵清林 王超 邬伟扬 徐云华
(燕山大学电气工程学院 秦皇岛 066004)

摘要 针对有源钳位双向电压型高频链逆变电路拓扑,研究了一种新型单极性 SPWM 调制策略,采用对称三角载波与两个相位相反的正弦调制波调制产生所需的控制逻辑信号,该调制策略不需要根据输出电压极性信号来切换控制逻辑就能够实现四象限工作和各象限之间的平滑过渡,克服了原有的单极性调制在输出电压过零点畸变大的缺点。文中还设计了具有负载电流前馈的电压电流双闭环数字控制方案,电流内环可提高系统的稳定性,负载电流前馈能够提高系统抗负载扰动的能力,改善系统的动静态性能。在理论分析和仿真研究的基础上,设计制作了 3kVA 实验样机,实验结果验证了理论分析的可行性和系统设计的有效性。

关键词: 负载电流前馈 双闭环 逆变器 正弦脉宽调制 数字控制

中图分类号: TM464

Control Strategy for Bidirectional Voltage Mode High Frequency Link Inverter With Active Clamp

Zhao Qinglin Wang Chao Wu Weiyang Xu Yunhua
(Yanshan University Qinhuangdao 066004 China)

Abstract Based on a bidirectional voltage mode high frequency link inverter with active clamp, a novel unipolar modulation strategy was proposed by modulating the triangle carrier wave and two inverse sinusoidal modulation waves. It is no need of checking the pole of the output voltage to switch the control logic signals for realizing seamless four-quadrant operation, and it is able to eliminate the distortion of output voltage at zero-crossing. In addition, double closed-loop digital control with load current feed-forward was designed to improve static and dynamic response for the whole system. Theoretical analysis simulation and experimental results referring to a laboratory prototype (3kVA) indicate that the proposed modulation and control scheme are promising for the applications of inverter.

Keywords: Load current feed-forward, doubled closed-loop, inverter, SPWM, digital control

1 引言

传统的逆变技术通常采用逆变器输出加一级工频变压器来实现电气隔离和电压匹配,该逆变技术已经十分成熟,且性能可靠,在 UPS 中得到了广泛的应用。但传统逆变器存在体积大、重量重、有音频噪声和动态响应特性差等缺点。早在 20 世纪 70

年代末,就有人提出了高频链逆变技术的新概念^[1]。高频链逆变技术用高频变压器替代了传统逆变技术中的工频变压器,克服了传统逆变技术存在的缺点,显著提高了逆变器的性能^[2,3]。

文献[2]提出的准单级逆变电路拓扑,具有单级功率变换、四象限工作、软开关、导通损耗小、控制逻辑简单等特点,但是,其控制需要输出电压极性信号来切换控制逻辑,由于调节器和输出滤波器的延时,极性信号与输出电压极性难以保证同步,因此会引起输出电压的过零畸变。本文研究了一种

由两个相位相反的调制波与同一个三角载波调制的新型单极性 SPWM 调制策略, 消除了由极性信号引起的过零畸变, 改善了输出电压波形质量。采用具有负载电流前馈的瞬时电压电流双闭环控制技术^[4,5], 有效地抑制了负载扰动对输出电压的影响, 提高了系统的动静态性能, 克服了文献[3]所采用的有效值电压闭环控制动态性能差的缺点。

图 1 给出了高频变压器隔离的、无中间直流储能环节的有源钳位双向电压型逆变电路的电路原理图。该逆变电路由直流输入电源、一次侧全桥电路、二次侧有源整流桥、有源钳位支路、输出逆变桥和输出滤波电路组成, 具有能量准单级变换, 四象限运行, 高频变压器利用率高, 电路简单易于模块化, 功率密度高等优点。但是由于直流母线上没有大的滤波和储能环节, 因此, 在一次侧开关死区期间, 母线上的电压理论上会降为零, 使母线电压出现高频直流电压脉冲, 并且存在较大的低频脉动, 引起输出电压畸变, 使 THD 变大。

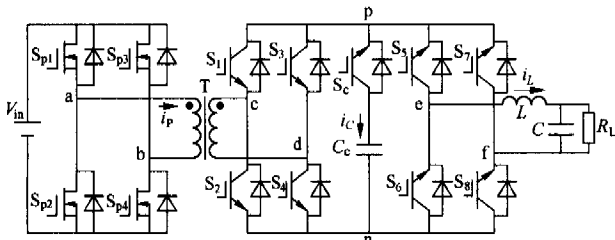


图 1 有源钳位双向电压型高频逆变电路

Fig.1 Diagram of bidirectional voltage mode high frequency link inverter with active clamp

2 调制策略

图 1 所示电路拓扑中的逆变器输出电压波形可以由变压器一次侧全桥电路控制, 也可以由输出逆变电路控制, 本文采用的是后者。文献[2,3]采用的中心对称普通单极性 SPWM 调制方式, 逆变桥开关信号需要根据输出电压极性信号进行切换。理想情况下, 开关信号逻辑应该恰好在输出电压过零点切换, 但是在实际应用中, 存在由主电路中开关元件和滤波环节以及 PI 调节器引起的输出电压的滞后, 输出电压过零点很难确定, 使其不能在过零点切换, 从而引起输出电压较大的过零畸变, 严重时使系统不稳定。

为了解决上述问题, 本文提出了采用对称三角载波双 SPWM 调制方式, 即采用极性相反的双调制信号与同一对称三角载波进行调制产生所需的控制逻辑信号, 各功率器件的开关信号和逆变桥中点电

压的工作波形如图 2 所示。

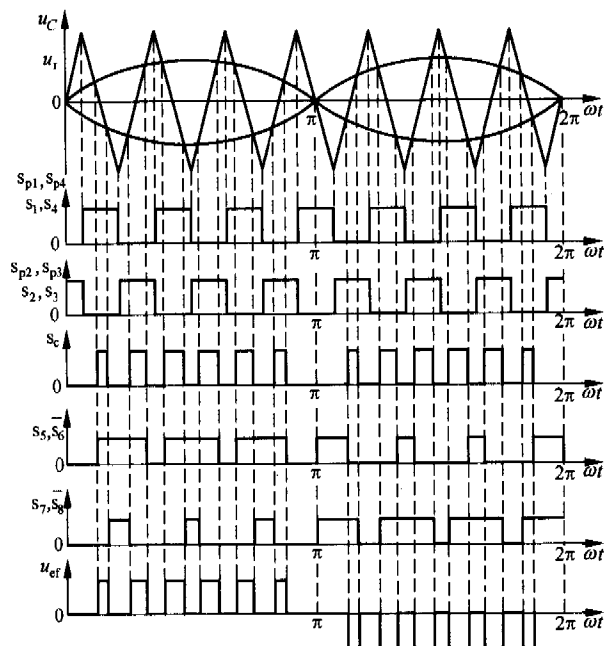


图 2 逆变电路工作波形

Fig.2 Operation waveforms of the inverter

由图 2 可以看出, 一次侧全桥和二次侧有源整流桥的开关信号由对称三角载波的正峰点和负峰点决定, 即正峰点时高电平有效, 负峰点时低电平有效的信号作用于 S_{p1}, S_{p4}, S_1, S_4 , 互补的信号作用于 S_{p2}, S_{p3}, S_2, S_3 。正相的正弦调制波与三角载波调制得到的信号作用于 S_5 , 互补的信号作用于 S_6 ; 负相的正弦调制波与三角载波调制得到的信号作用于 S_7 , 互补的信号作用于 S_8 。钳位开关上的信号满足下面的逻辑表达式

$$S_c = S_5 S_8 + S_6 S_7 \quad (1)$$

一次侧全桥电路开关器件工作于高频固定占空比, 在直流链上产生与一次侧开关导通时间相等的固定宽度的高频直流脉冲电压, 输出逆变电路采用对称三角载波双 SPWM 调制策略, 实现输出正弦电压波形的控制。显然, 采用该调制方式时输出电压是自然过零的, 大大减小了电压的过零畸变, 提高了系统的稳定性, 而且不用检测输出电流的极性信号, 采用同一种控制逻辑, 即可实现输出电压和输出电流四个象限的平滑过渡, 实现能量的双向流动。

3 数字闭环控制

在图 1 所示的逆变电路中, 如果忽略开关动作引起的纹波电压, 开关信号死区的影响以及开关损耗, 则其动态性能主要取决于输出 LC 滤波器和负载的性质。为便于分析, 将负载视为外部扰动输入

量, 并且用一个电流源 i_o 表示, 此时, 该逆变电路可用一个简化的等效电路模型表示^[6], 如图 3 所示。

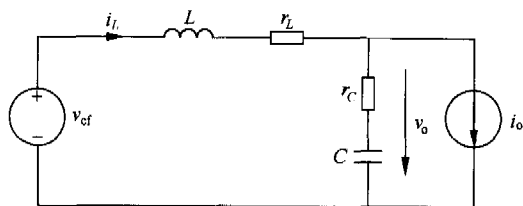


图 3 逆变器的等效模型

Fig.3 Equivalent model of the inverter

图 3 中 v_{ef} 代表逆变桥中点输出电压; 电流源 i_o 代表负载电流, 其波形可以是任意的, 由负载性质决定; r_L 、 r_C 分别是滤波电感和滤波电容的串联等效电阻, 通常滤波电容的等效电阻影响较小, 可以忽略。空载时逆变器的开环传递函数为

$$G_p(s) = \frac{v_o(s)}{v_{ef}(s)} = \frac{1}{LCs^2 + r_L Cs + 1} \quad (2)$$

通常电感串联等效电阻较小, 由式 (2) 可见逆变器空载时的阻尼系数很小, 其频率特性出现很大的谐振峰值, 系统稳定性较差。为了改造被控逆变器对象, 引入电感电流闭环控制, 电流调节器 $G_I(s)$ 采用比例调节器, 即 $G_I(s) = K_{PI}$, 系统电流内环控制结构图如图 4 所示, 电流内环闭环传递函数为

$$G'_p(s) = \frac{v_o(s)}{u_i^*} = \frac{K_{PI}}{LCs^2 + (r_L + K_{PI})Cs + 1} \quad (3)$$

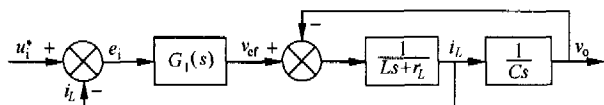


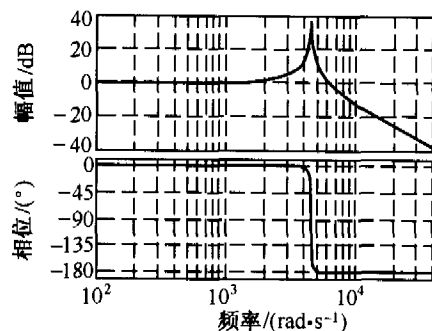
图 4 逆变器电流环控制框图

Fig.4 Block diagram of inverter current closed-loop control

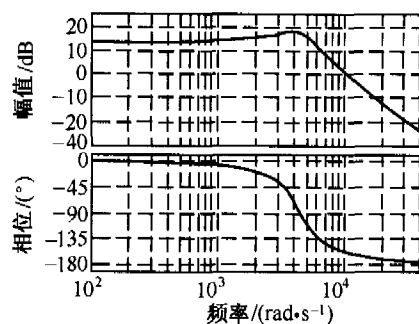
对比式 (2) 和式 (3) 可以发现, 引入电感电流内环可以增大系统的阻尼系数, 等效于增加了电感串联电阻, 从而抑制了谐振频率处的谐振尖峰, 其频率特性曲线如图 5 所示 ($L=1.8\text{mH}$, $C=27.6\mu\text{F}$, $r_L=0.1\Omega$, $K_{PI}=5$), 很明显, 原系统的幅频特性具有很高的谐振尖峰, 稳定裕度很小, 引入电流内环后, 其频率特性曲线的谐振尖峰基本消除, 并且增加了稳定裕度, 提高了系统的稳定性, 改造了被控对象, 有利于电压外环调节器的设计。

为了保证逆变器输出电压稳定, 电压闭环是必不可少的, 本文采用电压电流双闭环控制策略实现对逆变器的闭环控制^[7], 此外, 为了进一步改善系统的动态性能, 提高系统抗负载扰动的能力, 还

引入了负载电流前馈补偿控制方法, 其控制结构图如图 6 所示。其中 $G_V(s)$ 为电压调节器, 采用 PI 调节器, 即有 $G_V(s) = K_P + K_I/s$; $D(s)$ 为负载传递函数; K_I 为负载电流前馈系数。



(a) 开环频率特性曲线



(b) 电流闭环频率特性曲线

图 5 系统频率特性曲线

Fig.5 Bode plots of the inverter

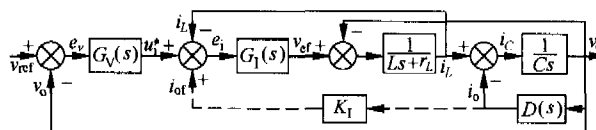


图 6 带负载电流前馈的瞬时值反馈双闭环控制框图

Fig.6 Block diagram of double closed-loop control scheme with load current feed-forward

逆变器空载, 即 $D(s)=0$ 时, 系统闭环传递函数为

$$G_{cl}(s) = \frac{v_o(s)}{v_{ref}(s)} = \frac{(a_2 - 1)s + a_3}{a_0 s^3 + a_1 s^2 + a_2 s + a_3} \quad (4)$$

式中, $a_0=LC$, $a_1=(r_L+K_{PI})C$, $a_2=1+K_P K_{PI}$, $a_3=K_I K_{PI}$ 。

考虑负载扰动时, 将负载电流 i_o 作为扰动输入, 在没有负载电流前馈时, 系统输出为

$$v_o(s) = \frac{(a_2 - 1)s + a_3}{a_0 s^3 + a_1 s^2 + a_2 s + a_3} v_{ref}(s) - \frac{Ls^2 + (r_L + K_{PI})s}{a_0 s^3 + a_1 s^2 + a_2 s + a_3} i_o(s) \quad (5)$$

由式 (5) 可见, 系统输出不仅与参考输入有关, 还与负载电流扰动有关, 尤其在负载突变和非线性负载情况下, 会引起输出电压的畸变。引入负载电流

前馈补偿后, 系统的输出为

$$v_o(s) = \frac{(a_2 - 1)s + a_3}{a_0s^3 + a_1s^2 + a_2s + a_3} v_{ref}(s) - \frac{Ls^2 + (r_L + K_{PI})s}{a_0s^3 + a_1s^2 + a_2s + a_3} i_o(s) + \frac{K_{PI}K_I s}{a_0s^3 + a_1s^2 + a_2s + a_3} i_o(s) \quad (6)$$

对比式(5)和式(6)发现, 引入负载电流前馈补偿后, 系统输出增加了与负载电流相关的正的补偿项, 因此, 合理的设计正反馈系数 K_I 可以改善系统的抗负载扰动的能力, K_I 越大, 补偿效果越好, 但是, K_I 太大, 会发生过补偿, 引起系统不稳定。通常取 $K_I < 1$ 。

4 仿真和实验结果

综上所述, 本文对改进的调制策略和带负载电流前馈的双闭环控制进行了仿真, 图7给出突加负载的输出电压和电流仿真波形, 可见负载突变时, 输出电压动态降落小, 动态响应快, 稳态误差小。

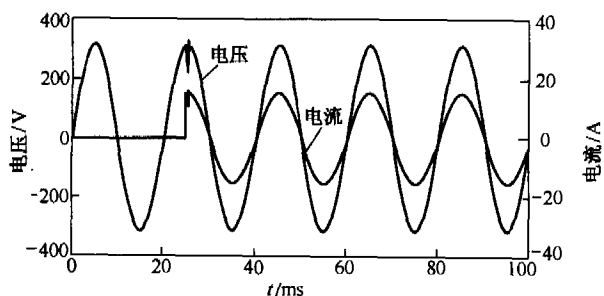


图7 负载突变时输出电压和电流仿真波形

Fig.7 Simulation waveforms of output voltage and current with a step load

在理论分析和仿真研究的基础上, 设计制作了一台 3kVA 逆变电源实验样机。实验样机参数如下: 输入直流电压 48V, 输出交流电压有效值 220V, 输出频率 50Hz, 开关频率 25kHz, 采样频率 25kHz, 输出滤波电感 1.8mH, 输出滤波电容 27.6μF。

图8为实验样机在不同性质负载情况下的输出电压和电流实验波形。图8a为阻性满载时的波形, 输出电压有效值 220V, THD=2.44%, 输出电压畸变较小、正弦度好, 验证了调制策略以及控制的有效性; 图8b为突加阻性负载时的波形, 可见突加负载时的动态降落较小, 动态调节速度快, 稳态静差小, 表明加入负载电流前馈的电压电流双闭环控制大大提高了系统的稳定性, 改善了系统的动、静态性能; 图8c为感性负载时的实验波形, 输出电压有效值 220V, THD=1.83%, 实验结果表明该逆变器

在不用检测负载电流极性, 也不用切换控制逻辑的情况下, 就可以实现四象限工作, 实现无功能量的控制; 图8d为整流性负载时的实验波形, 电流峰值 10A, 有效值 2.88A, 波峰因数为 3.47, 输出电压 THD=4.17%, 说明该逆变器具有较好的带非线性负载能力。

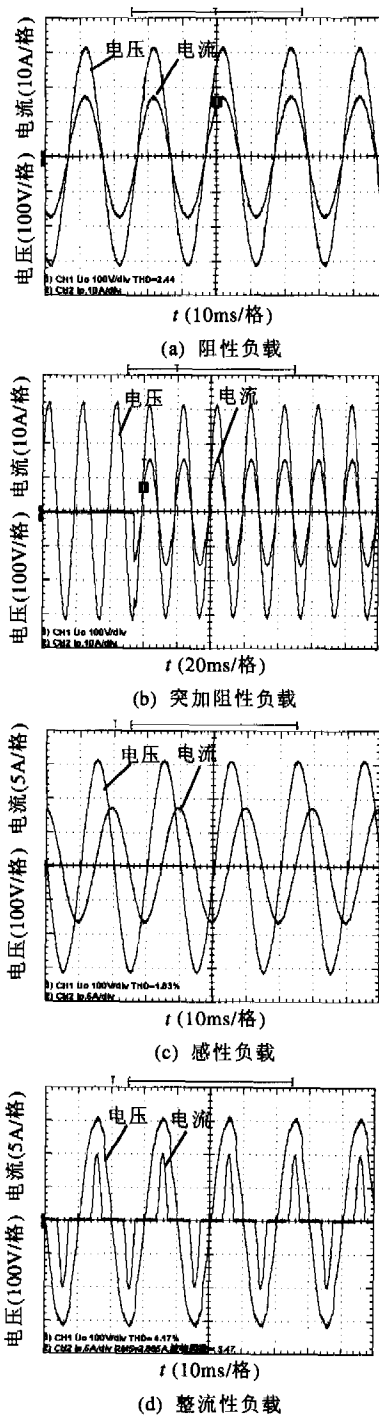


图8 输出电压、电流实验波形

Fig.8 Experimental waveforms of output voltage and current

图9a为母线电压和输出电压波形, 由于直流母线上没有大的滤波电容, 母线电压随着输出电压正

弦变化出现 100Hz 的低频脉动, 从而引起输出电压畸变; 图 9b 为直流母线电压和输出逆变桥中点电压波形 (输出电压正半周期), 可见, 在输出逆变桥开关换流时, 母线电压降为零, 从而可以减小开关换流损耗, 实现准零电压开关。

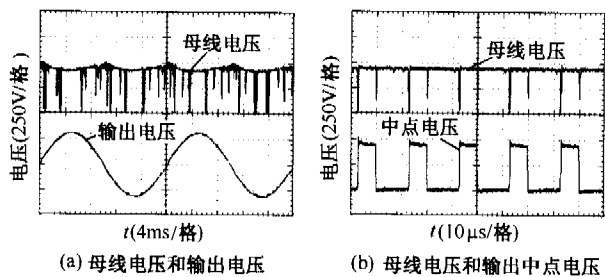


图 9 二次侧逆变桥母线电压实验波形

Fig.9 Experimental waveforms of DC bus

图 10 为不同调制方式输出电压波形, 对比可见采用改进的调制策略输出电压过零畸变得到了改善。

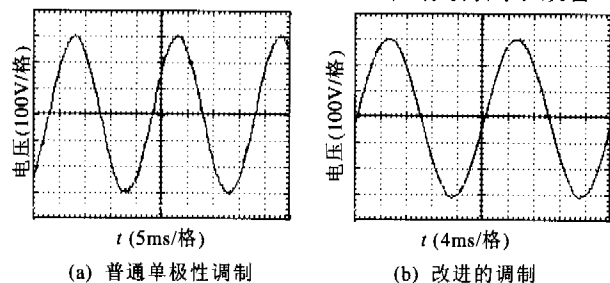


图 10 不同调制方式输出电压对比波形

Fig.10 Waveforms of output voltage with different modulation

图 11 为逆变电源样机在 48V 输入下, 负载由 800W 到 3000W 变化时的实测效率曲线, 在此负载变化范围内, 逆变电源系统的效率均大于 88%, 表明该逆变器具有较高的效率。

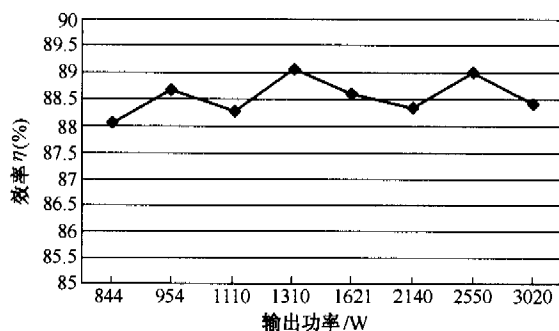


图 11 实验样机效率曲线

Fig.11 Efficiency curve of the laboratory prototype

5 结论

采用改进的对称三角载波双 SPWM 调制方式可以有效减小输出电压过零畸变, 从而减小输出电压 THD 值, 改善输出电压波形质量, 并且不用检测负载电流极性来切换控制信号, 在同一控制逻辑下

即可实现四象限工作和各象限之间的平滑过渡, 实现对负载无功能量的控制, 提高了系统的负载适应能力。电压电流瞬时值反馈双闭环控制可以提高系统的稳定性, 改善系统的动态跟随性能和稳态精度, 引入负载电流前馈补偿控制, 进一步提高了系统抗负载扰动的能力, 减小了在非线性负载情况下输出电压的畸变。

参考文献

- 1 Paul M Espelage, Bimal K Bose. High-frequency link power conversion[J]. IEEE Trans. on IA, 1977, 13(5): 387~394
- 2 Wang K, Lee F C, Dong W. New soft-switched quasi-single-stage (QSS) bi-directional inverter/charger[C]. IEEE IAS Annual Meeting, 1999: 2031~2038
- 3 Zhao Qinglin, Li Zhaohui, Wu Weiyang, et al. A bidirectional quasi-single-stage push-pull forward high frequency link inverter design[C]. International Power Electronics and Motion Control Conference, 2004: 132~137
- 4 阮新波, 严仰光. 四桥臂三相逆变器的控制策略[J]. 电工技术学报, 2000, 15(1): 61~64
- 5 Ruan Xinbo, Yan Yangguang. The control strategy for three-phase inverter with four bridge legs[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2000, 15 (1) : 61~64
- 6 Venkataramanan G, Divan D M, Jhans T M. Discret pulse modulation strategies for high-frequency inverter systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1993, 8(3): 279~287
- 7 Kai Zhang, Yong Kang, Jian Xiong, et al. Direct repetitive control of SPWM inverter for UPS purpose [J]. IEEE Transaction on Power Electronics, 2003, 18(3): 784~792
- 8 Ying Yu Tzou, Shih Liang Jung. Full control of a PWM DC-AC converter for AC voltage regulation[J]. IEEE Transaction on Aerospace and Electronic Systems, 1998, 34(4): 1218~1226

作者简介

赵清林 男, 1969 年生, 博士研究生, 副教授, 主要从事高频链逆变电源控制技术、并联和并网技术研究。

王超 男, 1981 年生, 硕士研究生, 主要从事高频链逆变电源调制策略和波形控制技术研究。