

A Strategy for Balancing Neutral-Point Potential of Three-Level AFE-Inverter

WANG Ming-yan, TIAN Kai

(Department of Electrical Engineering, Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, China)

Abstract: The medium and high voltage three-level inverter fed by a three-level active front end shows high performance in terms of power regeneration, power factor, input and output harmonics distortion. SVPWM, a common used algorithm for controlling inverter, must be modified for balancing dc bus neutral-point potential in the inverter. In this case, output harmonics will inevitably increase. In order to overcome this drawback, a neutral-point potential balancing (NPB) strategy which is implemented at the front end is presented. Because this strategy does not modify SVPWM algorithm, the output harmonics of the inverter is low and load motor's rotating magnetic field is more close to round in shape. The basic principle of the proposed NPB is introduced and input and output performance comparisons of the converter are made between the NPB strategies implemented at the AFE and at the inverter respectively. Simulation results show that the proposed control strategy is correct and effective.

Key words: neutral-point potential balancing; three-level converter; active front end; hysteresis current control; motor's rotating magnetic field

EEACC:8140

有源前端型三电平逆变器中点电位平衡的一种控制策略

王明彦, 田 凯

(哈尔滨工业大学电气工程系, 哈尔滨 150001)

摘 要: 由三电平有源前端(AFE)和三电平逆变器构成的中高压变频器在能量再生, 功率因数, 输入和输出谐波方面具有良好的性能. 在这种变频器中, 为了实现直流侧中点电位平衡控制(NPB), 以往的方法都要对逆变控制采用的 SVPWM 算法进行调整, 这不可避免地会增加逆变输出谐波. 本文提出一种无需调整 SVPWM 算法而只在变频器前端解决 NPB 问题的策略, 避免了逆变输出谐波的增加, 使负载电机旋转磁场具有较为理想的圆度. 文中介绍了这种 NPB 的基本原理, 对在前端控制与在逆变侧控制的输入和输出性能进行了比较分析. 仿真实验研究结果证明了该控制策略的正确性和有效性.

关键词: 中点电位平衡控制; 三电平变频器; 有源前端; 电流滞环控制; 电机旋转磁场

中图分类号: TM713

文献标识码: A 文章编号: 1005-9490(2007)01-0197-05

由三电平有源前端 PWM 整流器和三电平逆变器构成的变频器, 也称为三电平有源前端逆变器(Three-level AFE-inverter), 具有可实现能量再生运行、输入谐波电流低、输入功率因数可调、性能受线电压的变化影响小等优点^[1], 特别适合于要求能量回馈的高压大功率场合^[2-5].

在这种变频器中, 为了解决中点电位平衡问题,

往往要对逆变控制采用的 SVPWM 算法进行调整^[6-8]. 如文献[9]的基于 SVPWM 的电容电压动态平衡控制算法, 需要选取使电容电压偏离程度最小的开关矢量, 同时要舍去某些导致电容电压本质不平衡的空间矢量来维持电容电压平衡; 文献[10]给出的中点电位滞环控制算法, 需要将当前 PWM 组合中可以实现中点电位平衡的组合重新分配使之有利于中点电

收稿日期: 2006-03-01

基金项目: 黑龙江省自然科学基金资助项目(2004E0314)

作者简介: 王明彦(1957-), 男, 博士, 教授, 博士生导师, 研究领域为电力电子与电力传动;

田 凯(1980-), 男, 硕士研究生, 研究方向为中高压变频技术与应用.

位的平衡;文献[11-16]给出的 NPB 方法也都是通过改变逆变控制算法确定的 PWM 来实现的. 这些 NPB 方法,改变了空间电压矢量的正常分布,以牺牲输出磁场圆度为代价实现了中点电位的平衡^[17].

本文提出了一种新型中点电位平衡控制策略. 其基本思想是在变频器的前端(整流侧)进行中点电位平衡控制,而不改变逆变控制采用的 SVPWM 算法. 这种策略,减小了输出谐波,保证了负载电机具有较好的旋转磁场圆度.

1 变频器主电路结构

图 1 为由三电平有源前端 PWM 整流器和三电平逆变器组成的变频器主电路. 整流侧和逆变侧都采用二极管钳位式三电平拓扑^[18],二者通过两串联电容耦合. 输入侧电网采用三相四线制,中线接到直流环节中点 N. 当电容 C_1 和 C_2 电压不相等时,就出现了中点 N 电位的不平衡. 中点电位平衡控制就是对中点 N 电位的控制,使其波动幅值限制在一定范围内,以减小由于电位不平衡而产生的输出电压电流谐波.

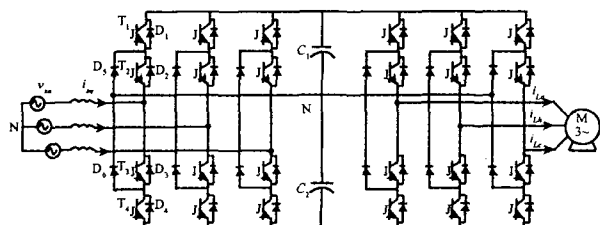


图 1 “三电平 AFE+三电平逆变器”结构的变频器主电路

2 系统分析

对图 1 的变频器,整流侧采用电流滞环 PWM 控制,具有快速的响应;逆变侧采用 SVPWM 控制. 下面以 A 相桥臂为例分析整流侧的工作原理. 当电压 $v_{sa} > 0$ 时,整流侧的工作过程可分为四种模式,如图 2 所示. 其中,图 2(a)、(b)、(c)、(d)分别为模式 1、模式 2、模式 3 和模式 4 的电流通路,电流 i_{sa} 以图中箭头方向为正方向.

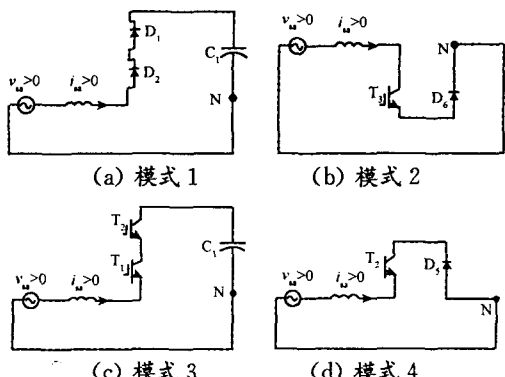


图 2 $v_{sa} > 0$ 时整流桥臂 A 的四种工作模式

表 1 给出了这四种模式下整流桥臂 A 的开关状态,电流 i_{sa} ,电容 C_1 和 C_2 及中点电位的变化情况.

表 1 v_{sa} 时各模式下的工作状态

模式	v_{sa}	i_{sa}	T_1	T_2	T_3	T_4	i_{sa}	C_1	C_2	中点电位
1	$v_{sa} > 0$	$i_{sa} > 0$	off	off	off	off	减小	充电	不变	降低
2	$v_{sa} > 0$	$i_{sa} > 0$	off	off	on	off	增大	不变	不变	不变
3	$v_{sa} > 0$	$i_{sa} < 0$	on	on	off	off	减小	放电	不变	升高
4	$v_{sa} > 0$	$i_{sa} < 0$	off	on	off	off	增大	不变	不变	不变

从表 1 可以看到,模式 1 和模式 2 中 $i_{sa} > 0$,模式 1 使 i_{sa} 减小,而模式 2 使 i_{sa} 增大;模式 3 和模式 4 中 $i_{sa} < 0$,模式 3 使 i_{sa} 减小,而模式 4 使 i_{sa} 增大. 这样,无论 $i_{sa} > 0$ 还是 $i_{sa} < 0$,在电压的正半周中,合理选择工作模式,都能够实现电流幅值和相位的调节. 这是进行电流滞环控制的基础.

当 $v_{sa} < 0$ 时,工作过程与 $v_{sa} > 0$ 时类似.

中点电位平衡问题是 NPC 型变换器必须要解决的问题. 从表 1 中可以看到,模式 2 和模式 4 不影响中点电位平衡,模式 1 使中点电位降低,模式 3 使中点电位升高. 进一步分析可以看出, $i_{sa} > 0$ 时中点电位降低; $i_{sa} < 0$ 时中点电位升高. 可以利用这一点实现系统的中点电位平衡控制. 基本思想是:计算中点电位的偏离值 $\Delta v = v_{c2} - v_{c1}$, $\Delta v > 0$ 时,在网侧输入电流中加入正的补偿电流; $\Delta v < 0$ 时,在网侧输入电流中加入负的补偿电流. 这种 NPB 方法一定程度上会增加网侧输入电流谐波,但是,由于不需要改变逆变侧的 SVPWM 算法,保证了高质量的波形输出. 这种控制策略,应用于对变频输出波形质量要求较高的场合,是合理且有效的.

3 控制算法

图 3 给出了变频器的控制示意图. 主要包括整流控制器、逆变控制器和中点电位补偿控制器.

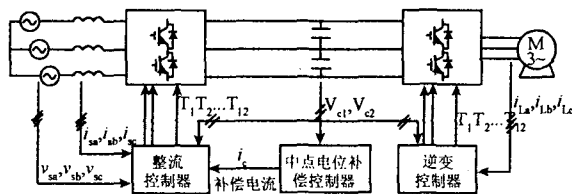
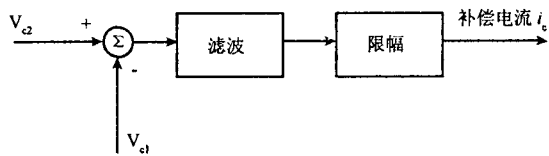


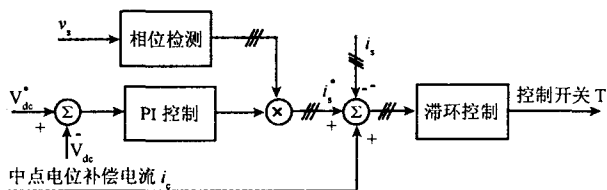
图 3 变频器控制示意图

中点电位补偿控制器用于产生中点电位补偿电流 i_c . 前面系统分析中已经指出, NPB 是通过在网侧输入电流中加入能够使中点电位恢复平衡的补偿电流来实现的. 图 4 给出了产生补偿电流的结构图. 对测得的电容电压作差 ($V_{c2} - V_{c1}$), 再滤除高频分量, 并限制信号幅度, 最后得到补偿电流 i_c , 送给整

流控制器以控制中点电位平衡。



整流控制器如图 5 所示, 由电压外环和电流内环构成双闭环。检测到的中间直流节点电压 V_{dc} 与给定电压 V_{dc}^* 相比较, 经过 P_I 控制, 得到给定电流幅值。给定电流相位通过检测网侧电源电压相位确定。幅值与相位相乘, 得到与电源电压同相位的电流环给定。电流环采用滞环控制, 对给定电流 i_s^* 、中点电位补偿电流 i_c 与网侧输入电流 i_s 的差进行滞环控制, 给出整流侧开关控制信号^[19]。



逆变控制器不承担平衡中点电位的任务, 当采用 SVPWM 控制时, 可以选择最优的空间矢量组合来使输出谐波最小。另外, 通过改变给定电流 i_s^* 的相位, 能够实现输入功率因数的调节。

4 仿真实验研究

为了验证本文提出的方法, 以 Y. YKS 系列的 Y5004-2 型三相异步电动机为负载, 采用 MATLAB Simulink6. 5. 1 进行了仿真。电机参数为: $U_N=6\ 000\text{ V}$, $I_N=176.1\text{ A}$, $P_N=1\ 600\text{ kW}$, $T_N=1\ 0000\text{ N}\cdot\text{m}$, $p=2$, $R_s=0.3\ \Omega$, $L_s=6\text{ mH}$, $R_r=0.8\ \Omega$, $L_r=6\text{ mH}$, $M=200\text{ mH}$, $J=30\text{ kg}\cdot\text{m}^2$ 。输入线电压 $V_{AB}=6\ 000\text{ V}$, $V_{dc}=13\ 000\text{ V}$, 基波频率 $f=50\text{ Hz}$, $C_1=C_2=4\ 700\ \mu\text{F}$ 。

4.1 在整流侧进行 NPB

图 6 是网侧 A 相的输入电压和电流波形, 电压电流同相位, 电流波形接近正弦。图 7 是负载侧的输出电压和电流波形, 线电压有五个电平, 电流波形为近似的正弦波。

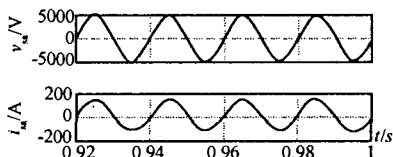


图 6 输入电压和电流波形

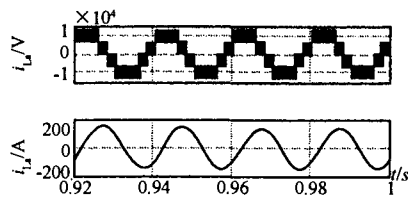


图 7 输出电压和电流波形

4.2 在整流侧和逆变侧进行 NPB 的比较

在整流侧进行 NPB 时采用的是本文提出的控制策略, 在逆变侧进行 NPB 时采用文献^[20]中的控制策略。图 8 和图 9 给出了两种控制策略下的中点电位波形。在整流侧进行 NPB 时, 中点电位波形的基波频率为 150 Hz, 最大值约为 25 V, 波动相对值为 0.19%, 控制得比较好。在逆变侧进行 NPB 时中点电位波动略小一些, 但控制算法相对复杂。

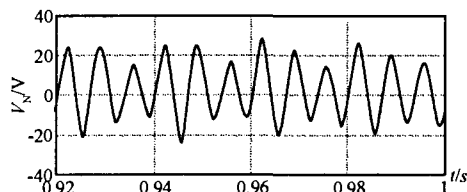


图 8 在整流侧进行 NPB 时中点电位波形

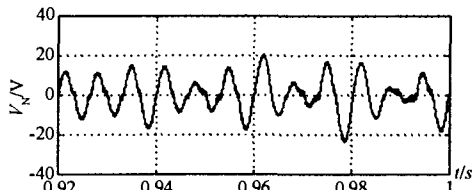


图 9 在逆变侧进行 NPB 时中点电位波形

图 10 和图 11 分别是两种控制策略下的输出电压波形。在逆变侧进行 NPB 时, 部分 PWM 波形被矩形波取代, 这意味着原来以 SVPWM 算法确定的良好的旋转磁场圆度被破坏了, 输出谐波增加了。图 12(a) 和 (b) 是两种 NPB 控制策略下的电机旋转磁场。在逆变侧进行 NPB 时, 旋转磁场毛刺较多, 并且圆心偏离坐标原点, 说明在一个圆周中磁场幅值不是恒定的, 将影响电机的工作性能。

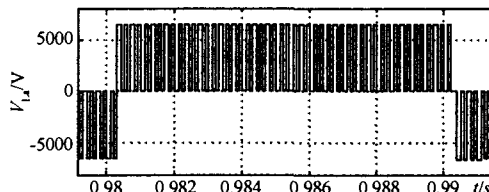


图 10 在整流侧进行 NPB 时输出相电压

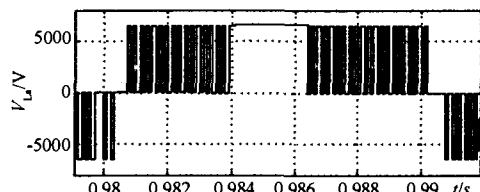


图 11 在逆变侧进行 NPB 时输出相电压

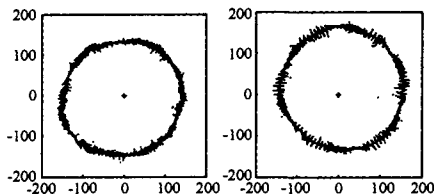


图 12 在(a)整流侧和(b)逆变侧进行NPB时电机旋转磁场

图 13 和图 14 给出了两种策略下的网侧输入电流波形。与在逆变侧进行 NPB 时相比,在整流侧进行 NPB 时的电流波形有一定程度上的畸变。主要原因是,在整流侧进行 NPB 时,由于中点电位平衡控制的需要,在输入电流中加入了中点电位补偿电流。

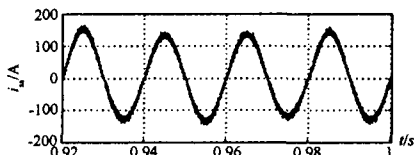


图 13 在整流侧进行 NPB 时输入电流

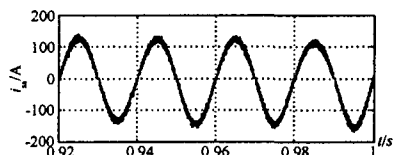


图 14 在逆变侧进行 NPB 时输入电流

图 15 和图 16 给出了两种 NPB 控制策略下的网侧输入电流谐波频谱。很明显,在整流侧进行 NPB 时谐波总体比在逆变侧进行 NPB 时的大,表 2 给出了主要谐波大小的比较。

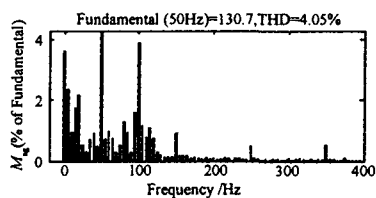


图 15 在整流侧进行 NPB 时输入电流谐波

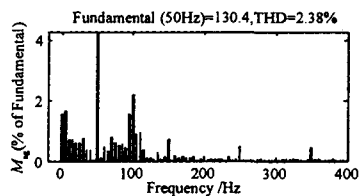


图 16 在逆变侧进行 NPB 时输入电流谐波

表 2 两种控制策略输入电流谐波的比较

频率/Hz	0	50	100	150	250	350	THD (%)
整流侧 NPB/%	3.6	100	3.89	0.89	0.48	0.53	4.05
逆变侧 NPB/%	1.53	100	2.17	0.72	0.47	0.45	2.38

5 结论

本文从提高变频器输出电压波形质量,更好地

满足负载工作要求的观点出发,提出了在变频器整流侧进行中点电位平衡控制的策略。与在逆变侧采用具有中点电位平衡功能的 SVPWM 控制策略相比,负载电机旋转磁场具有更好的圆度。

参考文献:

- [1] Jose Rodriguez, Jorge Pontt, Norbert Becker, Alejandro Weinstein. Regenerative Drives in the Megawatt Range for High-Performance Downhill Belt Conveyors[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2002, 38(1): 203-210.
- [2] Rodriguez José R, Dixon Juan W, Espinoza José R. PWM Regenerative Rectifiers: State of the Art[J]. IEEE Transactions on Industry Electronics, 2005, 52(1): 5-22.
- [3] Jae Hyeong Seo, Chang Ho Choi, Dong Seok Hyun. A New Simplified Space-Vector PWM Method for Three-Level Inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2001, 16(4): 545-550.
- [4] Hans-Peter King, Tsuneo Kume, Mahesh Swamy. Neutral-Point Clamped Three-Level General Purpose Inverter -Features, Benefits and Applications[C]//35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, Aachen, Germany, 2004. 323-328.
- [5] 林渭勋. 现代电力电子电路[M]. 杭州:浙江大学出版社, 2002.
- [6] 王广柱. 二极管钳位式多电平逆变器直流侧电容电压不平衡机理的研究[J]. 中国电机工程学报, 2002, 22(12): 111-117.
Wang Guangzhu. Mechanism of Bus Voltage Unbalance in Diode-Clamped Multilevel Inverters [J]. Proceedings of the CSEE, 2002, 22(12): 111-117.
- [7] 宋强, 刘文华, 严干贵, 王仲鸿. 基于零序电压注入的三电平 NPC 逆变器中点电位平衡控制方法[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(5): 57-62.
Song Qiang, Liu Wenhua, Yan Gangui, Wang Zhonghong. A Neutral-Point Potential Balancing Algorithm for Three-Level NPC Inverters by Using Analytically Injected Zero-Sequence Voltage[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(5): 57-62.
- [8] 金舜, 钟彦儒. 一种新颖的同时考虑中点电位平衡和窄脉冲消除及死区补偿的三电平空间电压矢量调制方法[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(6): 60-66.
Jin Shun, Zhong Yanru. A Novel Three-Level SVPWM Algorithm Considering Neutral-Point Control and Narrow-Pulse Elimination and Dead-Time Compensation[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(6): 60-66.
- [9] 王广柱, 洪春梅. 多电平逆变器直流侧电容电压的平衡与控制[J]. 电力系统自动化, 2002, 26(11): 23-27.
Wang Guangzhu, Hong Chunmei. Balancing and Control of Dc Bus Voltage in Diode-Clamped Multilevel Inverters[J]. Automation of Electric Power Systems, 2002, 26(11): 23-27.
- [10] 姚文熙, 吕征宇, 费万民, 钱照明. 一种新的三电平中点电位滞环控制方法[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(7): 92-96.
Yao Wenxi, Lv Zhengyu, Fei Wanmin, Qian Zhaoming. A New Three-Level Neutral Point Potential Hysteresis-Band Control [J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(7): 92-96.

- [11] Seo J H, CHoi C H, Hyun D S. A New Simplified Space-Vector PWM Method for Three-Level Inverters[J]. IEEE Trans Power Elec, 2001, 16(7): 545-550.
- [12] 翁海清,孙旭东,刘丛伟,韦立祥. 三电平逆变器直流侧电压平衡控制方法的改进[J]. 中国电机工程学报, 2002, 22(9): 94-97. Weng Haiqing, Sun Xudong, Liu Congwei, Wei Lixiang. Improvement of Dc-Voltage Balance Control Method of Three-Level Inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2002, 22(9): 94-97.
- [13] 吴洪洋,何湘宁. 多电平载波 PWM 法与 SVPWM 法之间的本质联系及其应用[J]. 中国电机工程学报, 2002, 22(5): 10-15. Wu Hongyang, He Xiangning. Relationship Between Multi-level Carrier-Based PWM and SVPWM and its Applications [J]. Proceedings of the CSEE, 2002, 22(5): 10-15.
- [14] 刘丽俊,赵明伟,张同庄. 一种新型的三电平逆变器中点电压平衡控制策略[J]. 电气技术与自动化, 2005, 34(1): 87-89. Liu Lijun, Zhao Mingwei, Zhang Tongzhuang. A New-Style Control Strategy of the Neutral Point Potential Balance for the 3-Level Inverter[J]. Machine Building & Automation, 2005, 34(1): 87-89.
- [15] 金舜,钟彦儒,明正峰,王建渊. 一种控制中点电位并消除窄脉冲的三电平 PWM 方法[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(10): 114-118. Jin Shun, Zhong Yanru, Ming Zhengfeng, Wang Jianyuan. A Three-Level PWM Method of Neutral-Point Balancing and Narrow-Pulse Elimination [J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(10): 114-118.
- [16] Zhou Dongsheng, Rouaud D G. Experimental Comparisons of Space Vector Neutral Point Balancing Strategy for Three-Level Topology[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2001, 16(6): 872-879.
- [17] 林磊,邹云屏,钟和清,邹旭东,丁凯. 二极管箝位型三电平逆变器控制系统研究[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(15): 33-39. Lin Lei, Zou Yunping, Zhong Heqing, Zou Xudong, Ding Kai. Study of Control System of Diode-Clamped Three-Level Inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(15): 33-39.
- [18] Nabae A, Takahashi, Akagi H. A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter[J]. IEEE Trans. Ind. Applications, 1981, IA-12(5): 518-523.
- [19] B.-R. Lin, Y.-C. Lee, T.-Y. Yang. Experimental Verification of a Three-Phase Multilevel Rectifier with Reduced Number of Power Switches[J]. IEE Proceedings, 2003, 150(5): 600-606.
- [20] 罗旭东. 基于三电平变换的变频器结构和控制研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2004. Luo Xudong. Research Based on Three-Level Conversion on the Topology and Control of Converter[D]. Harbin, Harbin Institute of Technology, 2004.

(上接第 196 页)

已经在实验用稳定平台中得到应用,平台在二维飞行模拟转台上工作性能良好。以下为方位向的实验结果:

阶跃响应调节时间: ≤ 2 s; 超调量: $\leq 5\%$;

稳定精度: 平台晃动 $\leq 0.08^\circ$; 跟踪误差: $\leq 0.1^\circ$;

静态力矩刚度: 2.3×10^8 g · cm/rad.

其中,表征系统跟踪性能的稳态误差指标和稳定性能的力矩刚度指标均能满足机载 SAR 系统的成像要求。

参考文献:

- [1] Dorf Richard C, Bishop Robert H. Modern Control System [M]. 北京: 高等教育出版社, 2001: 58-62.
- [2] 张澄波. 综合孔径雷达原理分析与应用[M]. 北京: 科学出版社, 1989: 300-307.
- [3] 2005 中船总 716 研究所产品数据手册[M], 2005: 27.
- [4] 郭富强, 陀螺稳定装置及应用[M]. 西安: 西北工业大学出版社, 1995: 25.
- [5] 杨福生. 小波变换的工程分析与应用[M]. 北京: 科学出版社, 2000: 145-148.
- [6] 胡昌华, 张军波, 等. 基于 MATLAB 的系统分析与设计——小波分析[M]. 西安: 西安电子科技大学出版社, 2000: 58-62.
- [7] 张黎军等. 光栅编码器接口电路及调试[J]. 自动化仪表, 1999, (1): 25-28.
- [8] CPLD/FPGA 高级应用开发指南[M]. 北京: 电子工业出版社, 2003: 31-33.
- [9] 韩壮志等. 光电码盘四倍频分析[J]. 电子技术应用, 2000, (12): 38-40.