

文章编号:1671-251X(2014)11-0061-05

DOI:10.13272/j.issn.1671-251x.2014.11.015

李娜,许燕萍,何凤有. 矿山高压多电平 ANPC 变频调速系统损耗分析[J]. 工矿自动化,2014,40(11):61-65.

矿山高压多电平 ANPC 变频调速系统损耗分析

李娜¹, 许燕萍¹, 何凤有²

(1. 江苏农林职业技术学院 信息工程系, 江苏 镇江 212400;

2. 中国矿业大学 信息与电气工程学院, 江苏 徐州 221008)

摘要:以五电平有源中点箝位 ANPC 高压变频调速系统为研究对象,在介绍 ANPC 五电平拓扑数学模型和 PWM 调制方法的基础上,对系统开关损耗、电容损耗以及传导损耗进行了量化分析。分析结果表明,ANPC 五电平拓扑虽然损耗构成种类更多,但其在开关损耗抑制方面优势显著,可使变频调速系统整体运行效率更高。

关键词:高压变频;有源中点箝位;五电平;损耗优化;ANPC

中图分类号:TD614 文献标志码:A 网络出版时间:

网络出版地址:

Loss analysis of frequency-conversion speed-regulation system of
mine high-voltage multilevel ANPC

LI Na¹, XU Yanping¹, HE Fengyou²

(1. Department of Information Engineering, Jiangsu Polytechnic College of Agriculture and Forestry, Zhenjiang 212400, China; 2. School of Information and Electrical Engineering, China University of Mining and Technology, Xuzhou 221008, China)

Abstract: Taking frequency-conversion speed-regulation system of high-voltage five-level active neutral point clamped ANPC as a research object, switching loss, capacitance loss and transmission loss of the system were carried on quantitative analysis on the basis of introducing mathematical topology model of ANPC five-level and PWM modulation method. The analysis results show that although loss type of the ANPC five-level topology is more, but it has significant advantage in controlling switching loss, and can make the frequency-conversion speed-regulation system of motor have more efficient operation.

Key words: high-voltage frequency-conversion; active neutral point clamped; five-level; loss optimization; ANPC

0 引言

为了实现矿山企业的节能减排工作,变频调速技术在电动机驱动系统中得到了广泛应用^[1-2]。6/10 kV高压电动机驱动作为煤矿能耗的典型代表,其变频改造效果的优劣将直接关系到矿山机械的整体运行效率^[3-4]。为了进一步优化6/10 kV高压变频系统的运行效率,多电平驱动技术得到了深入研究和广泛应用^[5]。

为了量化地分析出多电平技术的优势,本文以五电平有源中点箝位(Active Neutral Point Clamped,ANPC)高压变频调速系统为研究对象,在介绍ANPC五电平拓扑数学模型和PWM调制方法的基础上,对系统开关损耗、电容损耗以及传导损耗进行了量化分析。最后,搭建了一台35 kW的电动机调速系统试验样机,旨在对比分析ANPC五电平、NPC三电平以及传统两电平损耗结果,进而验

收稿日期:2014-01-24;修回日期:2014-08-13;责任编辑:张强。

作者简介:李娜(1984—),女,江苏徐州人,讲师,硕士,研究方向为电力电子与电力传动,E-mail:jsjr_ln@126.com。

证 ANPC 五电平技术用于高压调速系统的优越性。

1 高压变频调速系统基本结构

图 1 为 ANPC 五电平高压变频调速系统结构,系统采用了多电平的结构,包含输入滤波器、有源前端整流、直流储能单元、能量逆变器以及高压交流电动机等部分。

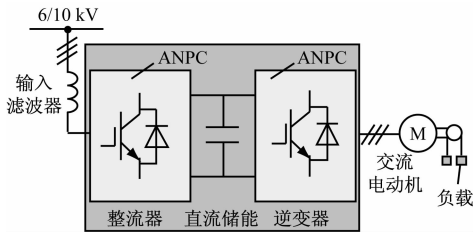


图 1 ANPC 五电平高压变频调速系统结构

分析图 1 可知,ANPC 五电平高压变频调速系统可以在不使用隔离变压器的情况下,直接连接至 6/10 kV 高压电网,省去了进线隔离变压器的重复投资。系统集成的有源前端整流技术可以有效地抑制电网侧谐波分量,并且可运行于四象限以及动态无功补偿等多种模式下。此外,ANPC 五电平高压变频调速系统可以设计为可抽出式的相模块结构,可以方便地对变频器单相桥臂进行快速维护。

2 ANPC 五电平拓扑

2.1 ANPC 五电平拓扑结构

图 2 为三相 ANPC 五电平拓扑结构模型,从模型中可以看出,ANPC 拓扑与传统 NPC 三电平拓扑相比,其多出的 Cell₁ 单元存在飞跨电容损耗。

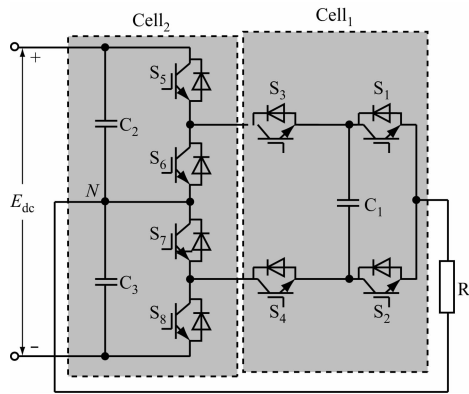


图 2 三相 ANPC 五电平拓扑结构

ANPC 五电平拓扑单相结构包含 8 个 IGBT 开关器件和 3 个储能电容。ANPC 拓扑具有以下优势:① 具有更低的开关动作频率和更高的系统运行效率;② 具有更优异的电能供给能力,系统输出电压更接近正弦波。为了便于分析,将 ANPC 拓扑简

化为 Cell₁,Cell₂ 两个单元,控制 Cell₁ 单元中飞跨电容 C₁ 电压为 $E_{dc}/4$,Cell₂ 单元中电容 C₂,C₃ 电压为 $E_{dc}/2$,至此 ANPC 拓扑共可提供 5 种电压等级的能量输出,即 $-E_{dc}/2, -E_{dc}/4, 0, E_{dc}/4, E_{dc}/2$ 。表 1 中给出了 ANPC 拓扑开关状态与输出电压等级之间的对应关系。V₁—V₈ 为变频器输出端口电压。

表 1 ANPC 开关状态与输出电压等级之间的对应关系

输出端口电压	开关状态								输出相电压 V _{out}
	S ₁	S ₂	S ₃	S ₄	S ₅	S ₆	S ₇	S ₈	
V ₁	0	1	0	1	0	1	0	1	$E_{dc}/2$
V ₂	1	0	0	1	0	1	0	1	$E_{dc}/4$
V ₃	0	1	1	0	0	1	0	1	$E_{dc}/4$
V ₄	1	0	1	0	0	1	0	1	0
V ₅	0	1	0	1	1	0	1	0	0
V ₆	1	0	0	1	1	0	1	0	$-E_{dc}/4$
V ₇	0	1	1	0	1	0	1	0	$-E_{dc}/4$
V ₈	1	0	1	0	1	0	1	0	$-E_{dc}/2$

2.2 PWM 调制方法

图 3 为 ANPC 五电平载波移相 PWM 电压输出原理,其中 Cell₁ 单元的输出 PWM 信号是基于载波移相调制技术完成的,最终由调制电压与三角载波比较后输出。不同调制电压相角下 Cell₁ 单元的占空比 D_{ref} 为

$$D_{ref} = \begin{cases} 2a \sin \theta - 1 & (0 \leq \theta \leq \pi) \\ 2a \sin \theta + 1 & (\pi \leq \theta \leq 2\pi) \end{cases} \quad (1)$$

式中: a 为调制度; θ 为调制电压相角。

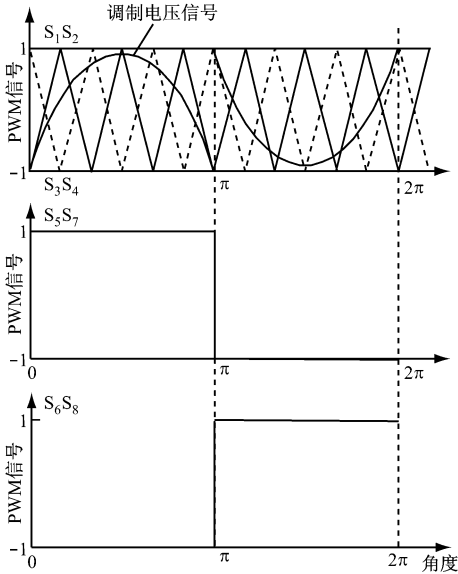


图 3 载波移相 PWM 电压输出

当飞跨电容 C₁ 电压大于期望值时,Cell₂ 单元

的开关信号 S_5, S_7 保持导通状态, S_6, S_8 与之呈互补关系; 当飞跨电容电压小于期望值时, Cell_2 单元的开关信号 S_6, S_8 保持导通状态, S_5, S_7 与之呈互补关系。可以看出, 通过合理地分配充放电电压矢量, 可以有效地控制飞跨电容电压平衡。此外, Cell_1 单元的开关频率与载波频率一致, 而 Cell_2 单元的开关频率与调制波频率一致, 2 个单元在开关频率方面存在着较大的差距。

3 系统损耗分析

为了完成 ANPC 变频调速系统损耗分析, 对系统进行了如下假设, 即系统为理想稳定状态, 不存在负载电流抖动和电容电压抖动, 此时建立 ANPC 系统损耗模型如下:

$$P_{\text{loss}} = P_{\text{cell}_1} + P_{\text{cell}_2} \quad (2)$$

式中: P_{loss} 为系统总体损耗; P_{cell_1} 为 Cell_1 模块总损耗; P_{cell_2} 为 Cell_2 模块总损耗。

参考文献[6-7]中指出, 大功率电力电子装置中开关损耗和传导损耗在系统总损耗中占据主导地位。为此, 下文将重点对上述 2 类系统损耗逐一建模。

3.1 Cell_1 模块损耗

Cell_1 单元的传导损耗由系统导通电压、导通电流以及占空比共同决定, 其形式为

$$P_{\text{con1}} = \frac{1}{2\pi} \int_{\phi}^{\pi-\phi} v_{\text{on}} i_{\text{sw1}} dx \quad (3)$$

式中: v_{on} 为导通电压; i_{sw1} 为导通电流; ϕ 为功率因数角。

$$v_{\text{on}} = r_{\text{on}} I + v_0 \quad (4)$$

式中: r_{on} 为导通电阻; I 为电流幅值; v_0 为跌落电压。

$$i_{\text{sw1}} = I_m \sin(\theta + \phi) \left[\frac{1}{2} (1 + D_{\text{ref}}) \right] \quad (5)$$

式中: I_m 为峰值相电流。

Cell_1 单元的开关损耗 P_{sw1} 正比于其施加的电压和电流幅值。

$$P_{\text{sw1}} = \frac{1}{4\pi} \frac{E_{\text{dc}} I_m}{E_{\text{dcd}} I_{\text{md}}} (e_{\text{on}} + e_{\text{off}}) f_c \quad (6)$$

式中: E_{dc} 为实际母线电压值; E_{dcd} 为标准母线电压值; I_{md} 为标准相电流值; e_{on} 为开关器件标准状态下单次开通能耗; e_{off} 为开关器件标准状态下单次关断能耗; f_c 为三角载波频率。

3.2 Cell_2 模块损耗

Cell_2 单元的传导损耗计算原理与 Cell_1 单元相同, 然而 Cell_2 单元的电流流向与 Cell_1 单元并不相同, 包含 2 种状态: S_5 和 S_7 导通时输出电压为正, S_6

和 S_8 导通时输出电压为负。

$$i_{\text{sw2A}} = \begin{cases} I_m \sin(\theta - \phi) \left[\frac{1}{2} (1 + D_{\text{ref}}) \right] & (0 < \theta < \pi) \\ 0 & (\pi < \theta < 2\pi) \end{cases} \quad (7)$$

$$i_{\text{sw2B}} = \begin{cases} 0 & (0 < \theta < \pi) \\ I_m \sin(\theta - \phi) \left[\frac{1}{2} (1 + D_{\text{ref}}) \right] & (\pi < \theta < 2\pi) \end{cases} \quad (8)$$

式中: i_{sw2A} 为流通 S_5, S_7 开关的电流; i_{sw2B} 为流通 S_6, S_8 开关的电流。

至此, 得到 Cell_2 单元的传导损耗为

$$P_{\text{on-sw}} = \frac{1}{2\pi} \left[a r_{\text{on}} \left(\frac{1}{6} \cos 2\phi + \frac{2}{3} \cos \phi + \frac{1}{2} \right) I_m^2 + a v_0 \left(\frac{1}{2} \pi \cos \phi - \frac{1}{2} \sin \phi + \frac{1}{2} \phi \cos \phi \right) \right] \quad (9)$$

Cell_2 单元的开关损耗由输出电压的频率决定, 考虑到 Cell_2 单元的开关损耗远低于 Cell_1 单元, 此处可以将其忽略。

4 电容选型及损耗分析

4.1 飞跨电容

飞跨电容 C_1 取值由飞跨电容电流、电压抖动以及充放电时间周期共同决定, 飞跨电容电压在每个载波周期内完成一次充放电操作, 因此, 飞跨电容理论容值为

$$C_1 = \frac{I_m T}{8 \Delta V_{\text{FC}}} \frac{E_{\text{dc}}}{V_m} \quad (10)$$

式中: ΔV_{FC} 为飞跨电容电压抖动允许最大值; V_m 为系统最大输出电压; T 为三角载波对应周期。

飞跨电容传导损耗 P_{FC} 根据等效传导电阻原理进行求取:

$$P_{\text{FC}} = I_{\text{rms-FC}}^2 R_{\text{FC}} \quad (11)$$

式中: $I_{\text{rms-FC}}$ 为飞跨电容电流均方根; R_{FC} 为飞跨电容等效电阻。

4.2 直流滤波电容

直流滤波电容 C_2, C_3 采取中性点连接的方式与直流母线并联连接, C_2, C_3 的选取由直流滤波电容电流和中性点电压抖动共同决定:

$$C_2 = \frac{V_m}{2 \omega \Delta V_{\text{cn}} V_{\text{dc}}} I_m \left(\sqrt{3} - \frac{\pi}{3} \right) \quad (12)$$

式中: ω 为输出电压角频率; ΔV_{cn} 为电容 C_2 的最大允许电压抖动。

直流滤波电容损耗计算原理与飞跨电容相同, 具体如下:

$$P_{\text{DCSC}} = I_{\text{rms_DCSC}}^2 R_{\text{DCSC}} \quad (13)$$

式中： $I_{\text{rms_DCSC}}$ 为直流滤波电容电流均方根； R_{DCSC} 为直流滤波电容等效电阻。

综上所述，ANPC 五电平拓扑在获得更优质输出 PWM 电压波形的同时，也增加了拓扑结构的复杂程度，给变频调速系统中引入新的损耗。

5 试验与分析

为了分析多电平 ANPC 变频调速系统在损耗发热方面的组成及性能，搭建了一台 35 kW 的 ANPC 五电平变频调速系统试验样机，其中系统主要参数如下：载波频率为 10 kHz；飞跨电容为 680 μF ；直流侧电容为 2 000 μF ；直流母线电压为 600 V；飞跨电容电压为 150 V；电动机功率为 35 kW。

图 4 为 ANPC 五电平变频调速系统稳态试验波形，从图 4 可以看出，变频器 A 相端口电压为一个五阶梯的 PWM 脉冲波形，与传统两电平变频器相比，该波形更接近正弦电压波形^[8]，同时开关器件承受的电压跳变 du/dt 仅为 $E_{\text{dc}}/4$ ，为低压开关器件应用与高压系统控制提供了可能性；A 相定子电流 i_{A} 正弦度高，纹波抖动程度低，保证了电动机稳态运行时的平稳程度，同时抑制了电动机抖动引起的噪声污染；飞跨电容电压 V_{Cl} 得到了有效控制，其中在期望值 150 V 附近抖动，同时抖动幅值被控制在 5 V 之内，验证了 PWM 调制中的飞跨电容控制方法的可行性。

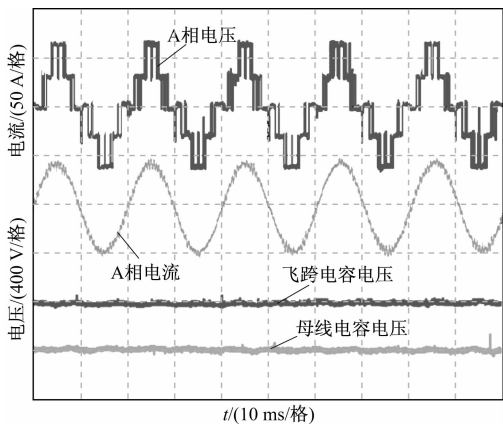


图 4 ANPC 五电平变频调速系统稳态试验波形

图 5 为 ANPC 五电平拓扑损耗统计结果，从图 5 可以看出，随着变频调速系统输出功率的增加，对应的系统总损耗由 0.2 kW 变化至 0.8 kW，整个变频调速系统保持着极高的运行效率。此外，系统总损耗的理论结果与试验结果接近，验证了前文推

导的多电平 ANPC 变频调速系统损耗原理的正确性。

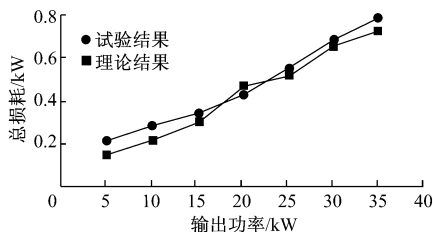


图 5 ANPC 五电平拓扑损耗统计结果

图 6 为 ANPC 五电平、NPC 三电平以及传统两电平损耗对比结果，3 套变频调速系统均驱动 35 kW 电动机运行于额定功率点。从图 6 可以看出，五电平 ANPC 系统的损耗由直流滤波电容损耗、飞跨电容损耗、开关损耗以及传导损耗 4 个部分组成，而 NPC 三电平和传统两电平仅包含其中的 3 个部分和 2 个部分，对比可知，ANPC 五电平系统的总损耗组成最复杂，但其器件开关动作次数最少，开关损耗得到显著抑制。进一步分析可知，3 套系统的运行效率分别为 97%，95.4% 和 92.8%，ANPC 五电平系统运行效率最高，其运行于额定功率点时对应的系统总损耗仅为 0.8 kW。综上所述，将多电平调速技术应用于矿山高压变频调速系统可以有效地提升系统效率。

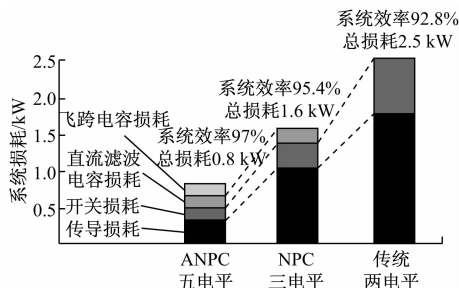


图 6 ANPC 五电平、NPC 三电平以及传统两电平损耗对比结果

6 结语

研究了一种矿山高压多电平 ANPC 变频调速系统损耗分析方法，通过对系统开关损耗、电容损耗以及传导损耗的分析与验证，得出以下结论：

(1) ANPC 五电平拓扑可以输出五阶梯的电压波形，在无需降压变压器的情况下，即可实现 6/10 kV 高压变频调速系统的直接驱动，有效地简化了变频调速系统的复杂程度。

(2) 与 NPC 三电平和传统两电平拓扑相比，ANPC 五电平拓扑运行效率更高，可以进一步实现矿用电力驱动系统的节能减排。

参考文献：

[1] 王敦胜,梁玉,姚所贵. 矿山变频矢量控制系统效率优化方案研究[J]. 工矿自动化,2013,39(9):67-70.

[2] 苏长胜. 矿井提升机控制技术研究现状与发展[J]. 工矿自动化,2013,39(2):33-38.

[3] 高广信. ABB ACS2000 系列变频器在恒压供水中的应用及节能分析[J]. 电气时代,2011(8):60-61.

[4] GEYER T,MASTELLONE S. Model predictive direct torque control of a five-level ANPC converter drive system [J]. IEEE Transactions on Industry Applications,2012,48(5):1565-1575.

[5] 王奎,郑泽东,李永东. 五电平有源中点钳位型逆变器母线中点电压平衡问题[J]. 中国电机工程学报,2012,32(3):30-35.

[6] 钱照明,张军明,吕征宇,等. 我国电力电子与电力传动面临的挑战与机遇[J]. 电工技术学报,2004,19(8):10-22.

[7] 陈权,王群京,姜卫东,等. 二极管钳位型三电平变换器开关损耗分析[J]. 电工技术学报,2008,23(2):68-75.

[8] 谭国俊,刘战,叶宗彬,等. 基于线电压坐标系的 ANPC-5L 逆变器 SVPWM 算法的研究[J]. 中国电机工程学报,2013,33(30):26-33.