

三相三电平 PWM 整流新技术

伍文俊, 钟彦儒

(西安理工大学, 陕西 西安 710048)

摘要: 三相三电平 PWM 整流电源具有输出直流电压稳定、功率器件承受压力小、交流侧电流波形正弦度好和功率因数高等特点, 其在中、高压交流调速、电力系统等领域的应用越来越广泛。文章从拓扑结构、数学模型和控制方法几方面介绍了三相三电平整流电源的国际国内新技术, 重点讨论了三相二极管箝位三电平 PWM 整流电源的中点电位平衡策略。

关键词: 三电平 PWM 整流; 新技术; 二极管箝位; 中点平衡

中图分类号: TM461

文献标识码: A

文章编号: 1671-8410(2011)02-0026-09

The Advanced Technologies of Three-phase Three-level PWM Rectifier

WUWen-jun, ZHONGYan-ru

(Xi'an University of Technology, Xi'an, Shaanxi 710048, China)

Abstract: For the advantages of constant DC output voltage, lower power devices voltage stress, better AC sinusoidal current waveform and per unit power factor, three-phase three-level PWM rectifier has been widely used in many fields, such as medium-high AC motor driving system, power system and so on. In this paper, advanced technologies of the three-phase three-level PWM rectifier in the world are introduced on topologies, mathematical models and control methods, in which the neutral point balanced strategies of three-phase diode-clamped three-level PWM rectifier are emphasized.

Key words: three-level PWM rectifier; advanced technology; diode-clamped; neutral point balanced

0 引言

20 世纪 70 年代以来, 由于电力电子技术的飞速发展, 各种电力电子装置在电力系统、交通装备及家用电器中的应用越来越广泛, 同时由此也产生大量的谐波。谐波的出现对公用电网是一种污染, 它使用电设备所处的环境恶化, 也对周围的通信系统产生干扰。据谐波源分布调查资料记载, 最大的谐波源为整流电源, 占整个谐波源的 66% 以上^[1]。因此, 抑制谐波, 研制单位功率因数整流电源势在必行。

随着电力电子器件的高频化及 PWM 脉宽调制等控制技术的飞速发展, PWM 技术已广泛应用于高功率因数整流电源中。国内三相两电平的 PWM 整流电源已开始应用于国民经济的各行各业; 而三电平整流电源又以其耐高压、大功率和波形质量好等特点, 在中、高压交流调速、风力发电、直流输电、无功补偿等领域应用越来越广泛^[2-4]。为提高电网电压质量、减小谐波、提高功率因数和功率等级, 三相三电平 PWM 整流器以其优越的性能越来越受到人们的关注。本文主要从三电平整流电源的拓扑结构、数学模型、控制方法以及中点电位平衡几方面介绍三电平 PWM 整流电源的国内外发展现状和发展动态。

1 三电平 PWM 整流电源的拓扑结构

三相三电平 PWM 整流电源拓扑结构研究的目的主

收稿日期: 2010-12-30

作者简介: 伍文俊(1967-), 女, 博士, 副教授, 研究方向为三电平变换器及其应用。

基金项目: 陕西省重点学科建设项目(105-00X901); 陕西省教育厅科研计划资助项目(09JK666)

要在于通过拓扑结构的变化,使能量单向流动或者双向流动;减少功率组件个数,降低装置成本、体积和功耗;使控制方法简单、实用。

1.1 能量双向流动的三电平PWM整流电路

1.1.1 三相三桥臂二极管箝位三电平PWM整流电路

三电平PWM整流电源典型的拓扑如图1所示,其与两电平的主要差异在于,三相整流电路每一个桥的上、下桥臂均增加了一个可控开关管,接成二极管箝位型。由于这种结构,交流侧桥臂中点的电位可以有3种,分别是 $-U_{dc}/2$ 、0、 $U_{dc}/2$ (U_{dc} 为直流输出电压),故称三电平。这是目前国内三电平PWM整流电源研究中使用最多的拓扑^[5-6],其主要特点有:

(1)功率开关管承受的电压为直流侧电压的一半,适用于高压、大功率场合;

(2)在同样的开关频率下,三电平变换器输出的电压谐波大大小于两电平的;

(3)即使在开关频率较低时,三电平整流器输入侧电流波形也能保证一定的正弦度,谐波电流总畸变率小;

(4)能量可以双向流动,功率因数高。

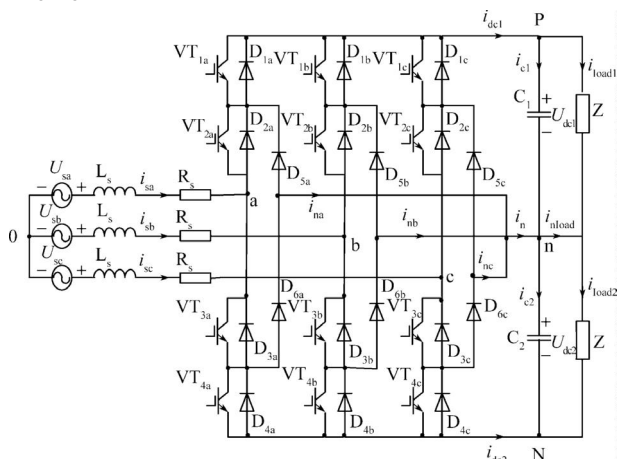


图1 三相三桥臂二极管箝位三电平PWM整流电路

Fig. 1 Three-phase diode-clamped three-level PWM rectifier circuit

显然图1的三电平整流电路典型拓扑需要12个主控开关管,成本较高,控制自然相对复杂一些,但输入输出波形质量高。

1.1.2 三相两桥臂二极管箝位三电平PWM整流电路

国外以Bor-ren Lin为代表,在图1三电平拓扑结构基础上进行了大量研究和改进^[1,7-11],以期减少主控开关管和箝位二极管元件数量,从而减小PWM整流器体积,降低装置成本,简化控制,提高整流装置效率。

比较有代表性的拓扑是文献[1]提出的三相两桥臂对称三电平PWM整流电路,如图2所示。其主控开关管减少4个,而箝位二极管减少2个,仍然可以实现能量的

双向流动、单位功率因数和正弦输入电流。显然该电路降低了装置的成本,简化了控制,但在输出电压及输入电流的谐波、中点电位的波动、滤波电容的容量减小等方面没有定性的分析^[1,11]。

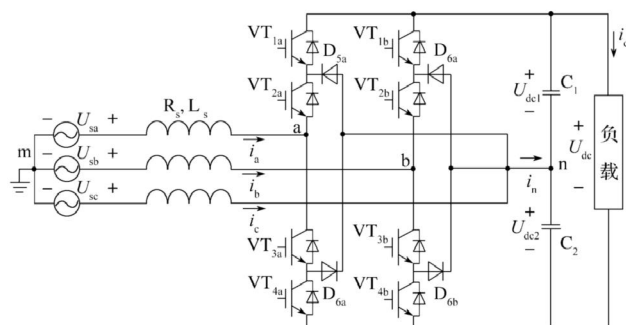


图2 三相两桥臂二极管箝位三电平整流电路

Fig. 2 Three-phase two-bridge diode-clamped three-level rectifier circuit

文献[10]提出了三相两桥臂非对称三电平PWM整流器拓扑,如图3所示。该拓扑主控开关管减少4个,且不需要箝位二极管,显然成本更低,控制更简单,且可以实现能量的双向流动、单位功率因数和正弦输入电流;但下桥臂开关管电压应力大(为 U_{dc}),并且中点电位严重不平衡。

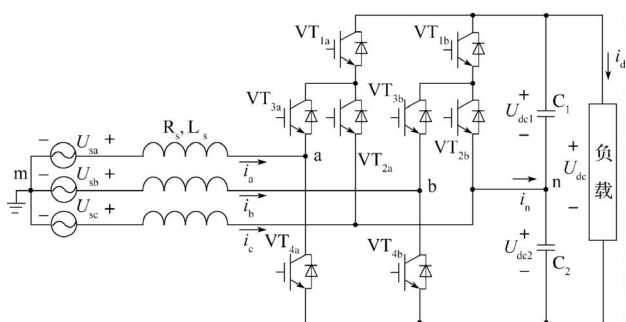


图3 三相两桥臂不对称二极管箝位三电平整流电路

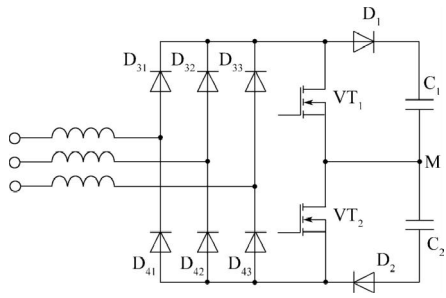
Fig. 3 Three-phase two-bridge asymmetrical diode-clamped three-level rectifier circuit

文献[7-9]和文献[12]通过拓扑的变化对单相三电平PWM整流电路控制方法进行了详细研究,该法为三相三电平PWM整流电源拓扑及控制方法的进一步发展提供可借鉴的平台。

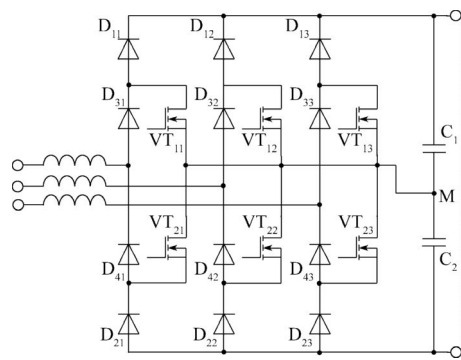
1.2 能量单向流动的三电平PWM整流电路

在实际应用中,有时不一定要要求整流装置工作在整流和有源逆变两种模式下,而只需要其工作在整流状态。那么在这种情况下,三相三电平PWM整流电路的拓扑可以大大简化。在国外这方面的研究主要以Johann W.Kolar为代表,他对能量单向流动的三相三电平PWM整流电路的拓扑结构及其控制方法进行了深入细致的研究^[12-14],特别对VIENNA型整流电路的研究,如图4所示。国内在这方面研究较少,文献[15]对这种拓

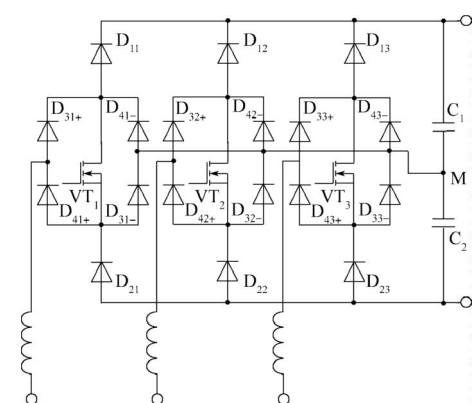
扑在单载波调制方面进行了探讨。



(a) 升压型 PWM 整流电路
(a) Boost-type PWM rectifier circuit



(b) 强迫换流升压型 PWM 整流电路
(b) Forced commutated boost-type PWM rectifier circuit



(c) VIENNA 型三电平 PWM 整流电路
(c) Three-level VIENNA-type PWM rectifier circuit

图 4 能量单向流动的三相三电平 PWM 整流电路

Fig. 4 Three-phase three-level PWM rectifier circuit without regeneration

能量单向流动的三相三电平 PWM 整流电路主要有以下几类：

第一类是升压型 PWM 三电平整流电路^[13]。如图 4(a)所示，其通过一个三相二极管整流和两开关升压斩波电路组合来完成，特点就是输出电压恒定且可调，只有两个可控开关管，电路结构简单，控制也简单。但由于输入为 6 个二极管组成的整流桥，工作于电流断续模式 (DCM)，输入电流含有幅值较高的低频谐波成分，产生较大的电磁干扰，这种特性限制了其应用范围。

第二类是强迫换流升压型 PWM 整流电路 (Forced Commutated Boost-type PWM Rectifier)^[13] 如图 4(b)所示。

该电路在第一类基础上进行了改进，使电路可以工作在电流连续模式，输入电流正弦度好，波形质量高，桥路电压可独立控制；但由此也带来了较大通态电流损耗 (每个上、下桥臂均有两个二极管同时导通)。因此，有人提出将图 4(b)中 D_{3j} (D_{4j}) (其中 $j=1,2,3$) 移至 VT_{1j} (VT_{2j}) 的支路中与其串联，以降低二极管产生的导通损耗，从而形成新的拓扑；但由此却带来新的问题，譬如 D_{1j} 和 D_{2j} 承受的电压会增大等等。其实将图 4(b)的 D_{3j} 和 D_{4j} 去掉，这样所形成的拓扑结构的性能值得进一步研究。

第三类是 VIENNA 型三电平 PWM 整流电路 (Three-level VIENNA-type PWM Rectifier)^[14,16] 如图 4(c)所示。该电路是在图 4(a)的基础上进化而来，与图 4(a)相比节省了一半数量的主控开关管，但二极管的数量却增加了 6 个。桥臂中点电压为三电平，输入输出波形质量好，功率因数高。

显然上述三类三相三电平主要思路是由整流电路和升压斩波电路进化而来，也有人把整流电路与降压或升降压斩波电路结合形成三相三电平 SEPIC 型 PWM 整流器^[17] (Three-phase Three-switch Three-level AC-to-DC SEPIC-type PWM Rectifier)。当然由这个思路可以衍生出很多的新拓扑去研究，甚至可以把软开关的概念引入进去，以减小高频大功率应用中主控开关管的开关损耗，提高装置的效率。

很明显，三电平拓扑与两电平拓扑相比，在高压大功率应用方面具有明显的优势，但其中点结构却带来了新的问题——中点电位的不平衡。这种不平衡越严重对三电平整流器的性能及所带负载影响越大，甚至危害装置的可靠性和稳定性。三电平中点电位平衡的研究一直以来都是三电平电路的研究热点。

三电平整流电源的中点电位平衡可以通过三电平的数学模型及控制策略实现。鉴于图 1 所示三相三桥臂二极管箝位整流电源优越的性能及其广泛的应用，本文后续主要针对该拓扑介绍其数学模型和控制策略。

2 三相二极管箝位三电平 PWM 整流电路的数学模型

2.1 基于两维平面坐标系下的 PWM 整流器高频数学模型

目前国内外文献对三相三电平 PWM 整流电路的研究，其数学模型大多数采用的是基于开关函数的高频整流器数学模型^[5-6]。该模型是在开关函数和空间矢量概念基础上，引入交流电机统一理论中的空间坐标变换矩阵，提出了三电平脉宽调制 (PWM) 高频整流器系统数学模型。它结合空间电压矢量和空间坐标变换，把

三相电路的描述变成直流,通过双闭环解耦控制使控制系统的设计简单易行。在两维平面三相静止 abc 坐标

系和两相静止 $\alpha\beta$ 坐标系下的数学模型如式(1)和式(2)所示^[6,18]。

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{sa}}{dt} \\ \frac{di_{sb}}{dt} \\ \frac{di_{sc}}{dt} \\ \frac{du_{dc}}{dt} \\ \frac{d\Delta u_{dc}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{-2S_a + S_b + S_c}{6L_s} & \frac{-2S_a^2 + S_b^2 + S_c^2}{6L_s} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{S_a - 2S_b + S_c}{6L_s} & \frac{S_a^2 - 2S_b^2 + S_c^2}{6L_s} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{S_a + S_b - 2S_c}{6L_s} & \frac{S_a^2 + S_b^2 - 2S_c^2}{6L_s} \\ \frac{S_a}{C} & \frac{S_b}{C} & \frac{S_c}{C} & -\frac{1}{CR_{load}} & 0 \\ \frac{S_a^2}{C} & \frac{S_b^2}{C} & \frac{S_c^2}{C} & 0 & -\frac{1}{CR_{load}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ u_{dc} \\ \Delta u_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_s} \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{sa} \\ u_{sb} \\ u_{sc} \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{s\alpha}}{dt} \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} \\ \frac{du_{dc}}{dt} \\ \frac{d\Delta u_{dc}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{S_\alpha}{2L_s} & -\frac{S_\alpha^2 - S_\beta^2}{2\sqrt{6}L_s} \\ 0 & 0 & -\frac{S_\beta}{2L_s} & \frac{S_\alpha S_\beta}{\sqrt{6}L_s} \\ \frac{S_\alpha}{C} & \frac{S_\beta}{C} & -\frac{1}{CR_L} & 0 \\ \frac{S_\alpha^2 - S_\beta^2}{\sqrt{6}C} & -\frac{\sqrt{2}S_\alpha S_\beta}{\sqrt{3}C} & 0 & -\frac{1}{CR_L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ u_{dc} \\ \Delta u_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 \\ \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (2)$$

结论1:在两维平面三相 abc 静止坐标系下,零矢量和矢量对整流器直流侧中点电位没有影响,而小矢量和中矢量对直流侧中点电位有影响,其影响与网侧电流的现状有关;成对小矢量对直流侧中点电位作用相反。

结论2:在两维平面两相 $\alpha\beta$ 静止坐标系下,零矢量对三电平整流器直流侧中点电位没有影响,小矢量、中矢量和矢量对直流侧中点电位有影响,其影响与网侧电流的现状有关,且成对小矢量对直流侧中点电位影响一致。

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{s\alpha}}{dt} \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} \\ \frac{du_{dc}}{dt} \\ \frac{d\Delta u_{dc}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{S_\alpha}{2L_s} & -\frac{S_\alpha^2 - S_\beta^2 + 2\sqrt{2}S_\alpha S_\gamma}{2\sqrt{6}L_s} \\ 0 & 0 & -\frac{S_\beta}{2L_s} & -\frac{-S_\alpha S_\beta + \sqrt{2}S_\gamma S_\beta}{\sqrt{6}L_s} \\ \frac{S_\alpha}{C} & \frac{S_\beta}{C} & -\frac{1}{CR_L} & 0 \\ \frac{S_\alpha^2 - S_\beta^2}{\sqrt{6}C} + \frac{2}{\sqrt{3}C}S_\alpha S_\gamma & -\frac{\sqrt{2}}{3}\frac{S_\alpha S_\beta}{C} + \frac{2}{\sqrt{3}C}S_\beta S_\gamma & 0 & -\frac{1}{CR_L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ u_{dc} \\ \Delta u_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 \\ \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (3)$$

2.2 基于三维空间的PWM整流器高频数学模型

结论1表明采用成对小矢量调节直流侧中点电位是可行的,但这种调节无法量化。结合三相静止 abc 坐标系与三维 $\alpha\beta\gamma$ 坐标系之间的坐标变换,基于三维空间 $\alpha\beta\gamma$ 坐标系下三电平PWM整流器的高频数学模型如式(3)所示。该模型引入了可以反映输出直流电容电压平衡特性的输入控制参量 γ 。与两维平面坐标系下数学模型相比,直流侧中点电位平衡控制的自由度增加了一维,使直流侧中点电位平衡控制有了量化的可能^[6]。

反。

结论4:两维平面两相 $\alpha\beta$ 静止坐标系下三电平整流器的高频数学模型是三维空间 $\alpha\beta\gamma$ 坐标系下三电平整流器的高频数学模型在 $S_\gamma=0$ 时的特例。

结论3:在三维空间 $\alpha\beta\gamma$ 坐标系下,零矢量和矢量对三电平整流器直流侧中点电位没有影响,小矢量和中矢量对直流侧中点电位有影响,其影响与网侧电流的现状有关,而成对小矢量对直流侧中点电位作用相

结论5：在三维空间 $\alpha\beta\gamma$ 坐标系下，三电平整流器的网侧电流与开关函数、直流侧电压和直流侧两电容的电压差有关；直流侧电压与开关函数、网侧电流和负载电流有关；直流侧两电容电压差与开关函数、网侧电流和负载中线电流有关。但是开关函数在 γ 轴上的投影 $S_\gamma=0$ 只影响三电平PWM整流器的直流侧两电容的电压差，而不影响直流侧电压。

文献[19]提出了一个三相三电平中点箝位整流器的多输入多输出系统状态空间模型。该模型采用反馈线性化方法，可以精确线性化且可解耦非线性变换器方程。该闭环系统的应用范围很宽，控制性能强，且PI跟踪性好。但该文是以三相四线系统为例完成的，能否用到三相三线系统中还值得探讨。

3 三相三电平 PWM 整流电路控制方法

三相三电平PWM整流电源控制的目的：

- (1) 保持直流输出电压恒定；
- (2) 保持直流侧中点电压平衡；
- (3) 提高网侧电流波形的正弦度，并使电网功率因数为1；
- (4) 能量可以双向流动。

为了达到上述目的，必须从控制入手，对三电平主电路的功率开关管进行实时准确地控制。目前三电平变换器的控制策略主要分为以下两大类：

(1) 间接电流控制。间接电流控制就是通过控制PWM整流器的交流输入端电压，实现对输入电流的控制。这种控制方法没有引入交流电流控制信号，而是通过控制输入端电压间接控制输入电流，故称间接电流控制。因其直接控制量为电压，所以又称为相位幅值控制。其特点是：控制方式简单、响应慢、控制的精度差。

(2) 直接电流控制。与间接电流控制相反，直接电流控制在控制电路中引入交流输入电流反馈信号，对输入电流进行直接控制。其特点是控制方式相对复杂、响应快、控制的精度高，是目前使用较多的控制方法。而且根据电流跟踪方法的不同可以有滞环PWM控制和定频PWM控制等等。

直接电流控制在具体实现时通常采用的脉冲调制方法有：空间电压矢量法、载波调制法和特定谐波消去法。由于空间电压矢量法将三相交流转换成直流，有较低的开关频率、较高的电压利用率和易于数字实现等特点。在三电平PWM整流方面，基于空间电压矢量的PWM调制方法使用最多；而在三电平PWM逆变方面，基于空间电压矢量的PWM调制方法和特定谐波消去法

使用较多，而载波调制使用较少。但随着电平数的增多，空间电压矢量调制法受到了限制，而与此同时载波调制法却因其简单而易于控制，显示出了它的优越性。因此，目前有人开始研究基于载波调制的三电平PWM整流电路的控制技术^[15]，也有人对载波调制和空间电压矢量调制方法本质联系进行研究^[20]，以期对载波调制在多电平PWM整流中的推广应用奠定基础。

3.1 基于空间电压矢量的PWM调制法

基于空间电压矢量法的三相三电平PWM整流电源直接电流控制的双闭控制框图如图5所示。

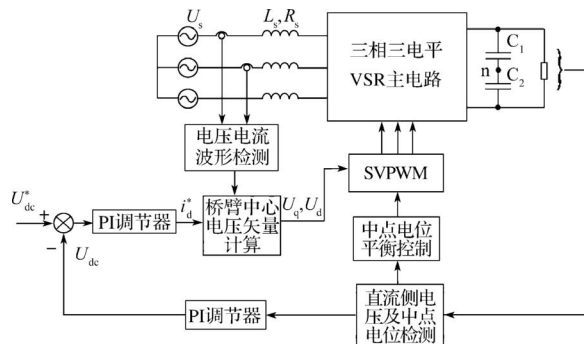


图5 三相三电平 PWM 整流电源系统控制框图

Fig. 5 Control block diagram of three-phase three-level PWM rectifier

从上述可知，三电平空间电压矢量PWM调制法的优化主要从简化控制方法、限制主控功率开关管开关频率、减小输出矢量突变、提高输出波形和输入波形质量方面来完成。

3.1.1 开关模式PWM控制

目前国内外文献记录的矢量PWM控制方法大多数都采用一个开关周期伏秒等效原则，采用邻近电压矢量合成的方法完成。这种方法直观，但运算量很大。

文献[21]针对两电平PWM整流电路提出了一种开关模式PWM方法。该方法通过电网电压来划分扇区，每个区内电压均无符号变化，只有一相电压与其它两相符号相反，扇区划分简单。根据单位功率因数整流器的特点，电网电压和电流同相，可得出各扇区的8种工作状态，其中只有4种可以有效利用。根据上述电压矢量合成原理得出各合成矢量的占空比，该占空比只和桥臂中点电压值有关，从而使数字控制器的计算量大为简化。文献[11]采用该方法完成了三相两桥臂二极管箝位三电平PWM整流器的仿真研究，但未述及对中点电位的控制及电容电压波动影响。

3.1.2 基于减小功率开关管的开关频率及减小输出矢量突变的PWM控制

这个方面研究国内相对多一些，而且大多数集中在三电平逆变器的控制部分，主要从所发矢量的排序

和单双极性去考虑,以及始发矢量为小矢量或零矢量。

国内矢量发法均以7段式为主,始发矢量大多数为零矢量,但发法不尽相同,目的是保证每次只有一个桥发生状态转换,且开关状态避免-1和1之间的转换,限制电压矢量的突变。文献[22]提出在A小区采用首发零矢量,13段双极性调制方法;C、B、D小区采用首发小矢量的9段式和7段式,这种方法充分利用了开关器件,开关频率提高了,输出波形质量好了,但各区域控制复杂了,部分小矢量并未成对使用,对中性点平衡有影响,各区域之间转变时有可能出现电平的跳变,而且实际应用中段数的增加使数字控制器算法实现变得很难。因此有必要对其综合性能进行评价。

3.2 基于载波的PWM调制法

基于空间电压矢量PWM调制法,随着变换器电平数的增多(三电平以上),矢量表变得很庞大,矢量的计算也很复杂,采用数字控制器实现就变得很困难了。相比之下,载波调制却显得简单易行。

文献[15]对能量单向流动的三相三电平PWM整流电路进行了研究,同时通过在调制波上叠加适量的零序分量达到调整三电平中点电位的目的。文献[20]也揭示了这种方法与空间电压矢量的一致性。显然载波调制省去了矢量计算,算法简单,值得推广,但在中点平衡方面调制波的偏移量(零序分量)的研究就显得很重要。

文献[7]采用载波PWM法实现单相三电平PWM整流器的控制。

3.3 三相三电平PWM整流电路中点平衡控制策略

三相三电平二极管箝位PWM整流电路由于中点箝位结构产生直流侧中点电位不平衡的问题。这种不平衡越严重,对输出直流电压及输入正弦电流影响很大,甚至危害负载设备的安全。实际中,中点电位平衡控制主要从硬件和软件两个大方面完成。硬件主要借助斩波电路来完成^[23];软件主要从调整成对小矢量作用时间、中矢量作用时间及通过检测中线电流和改善主电路数学模型几方面考虑。硬件的加入使控制器软件的工作量和难度降低了,但装置的成本和体积变大。实际中软件控制使用较多。

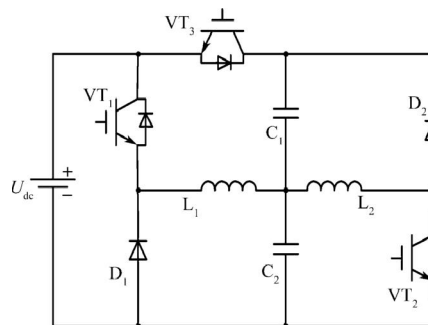
3.3.1 借助于硬件电路的中点平衡控制

图6(a)所示为通过硬件电路完成三电平电路中点电位平衡的原理图。该电路由一个Buck电路和一个Boost电路组成。 VT_1 、 L_1 、 D_1 和 C_2 组成Buck电路,而 VT_2 、 L_2 、 D_2 和 C_1 组成Boost电路。

当直流母线电压 U_{dc} 不变时, VT_3 导通,等效电路如

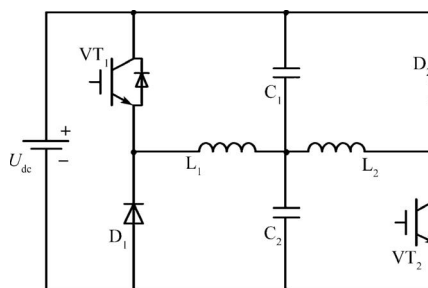
图6(b)所示。若 $U_{dc1} > U_{dc2}$,则Buck电路工作,Boost电路不工作,通过控制 VT_1 的通断,使电容 C_1 和 C_2 两端电压平衡;若 $U_{dc1} < U_{dc2}$,则Boost电路工作,Buck电路不工作,通过控制 VT_2 的通断,使电容 C_1 和 C_2 两端电压平衡。

当直流母线电压 U_{dc} 降低时, VT_3 关断,等效电路如图6(c)所示。Buck电路和Boost电路同时工作,不仅使直流母线电压 U_{dc} 达到设定值,而且使电容 C_1 和 C_2 上的电压趋于平衡。



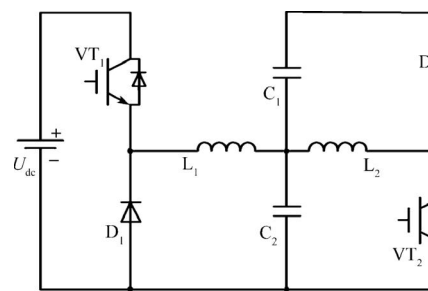
(a) 中点电位控制电路

(a) Neutral-point potential controlled circuit



(b) U_{dc} 保持不变时的等效电路

(b) Equivalent circuit while U_{dc} is constant



(c) U_{dc} 降低时等效电路

(c) Equivalent circuit while U_{dc} is decreased

图6 三电平中点电位控制电路

Fig. 6 The circuit for controlling three-level neutral-point potential

显然图6所示的电路根据斩波变换器的工作原理,通过硬件电路完成了三电平变换电路的中点电位控制,文献[23]的仿真结果也证明了这一点。该法减轻了三电平电路的控制器负担,控制器不需再考虑中点电位的平衡问题;但三电平变换器大都应用在高压大功率场合,随着功率的升高,该电路的无源元件体积也在增

大,用到具体的三电平装置中,装置的整体性能和效率还需要深入研究分析。

3.3.2 借助于软件的中点平衡控制

三电平PWM整流器共有27个矢量,其矢量分布如图7所示,共分为4类:大矢量6个、中矢量6个、小矢量6对12个和零矢量2个。不管哪个矢量,只要它连接到中点n,势必在中线上产生电流,则必然引起中点电位的不平衡。显然小矢量和中矢量均有一相或两相连接到中点n,故对中点电位有影响;而大矢量不和中点相连,故对中点电位无影响。这与式(1)的数学模型相吻合。根据各矢量对中点电位影响的差异,中点电位不平衡的控制策略也就不同。目前大多数研究者采用成对小矢量控制中点电位平衡;国外有文献通过研究中矢量解决中点的不平衡问题^[24];还有人基于三维空间 $\alpha\beta\gamma$ 坐标系分析各矢量对中点电位的影响,通过增加中点控制的自由度更好解决中点平衡问题^[25-28]等。

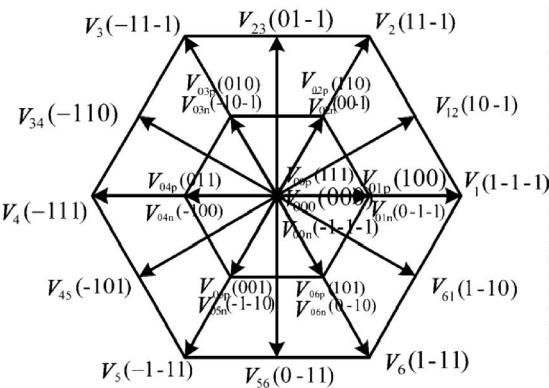


图7 两维平面坐标系下三电平矢量分布
Fig. 7 Distribution of three-level voltage vector in two-dimensional plane coordinator

(1) 基于小矢量平衡中点电位

在三电平电路中,正负小矢量对中点电位的影响刚好相反,因此,在三电平脉宽调制策略中成对使用小矢量,通过调整正负小矢量的作用时间可以平衡直流侧中点电位。这是目前使用最多的三电平中点电位平衡思路^[20-23,29]。

清华大学的研究学者提出,通过检测中点电流方向可以实时控制正反小矢量的作用时间,从而调整中点电位;但该方法在中点电位波动较频繁时,功率器件的开关次数会增大,开关频率会升高,开关损耗也自然增加。文献[30]基于滞环的中点电位平衡新方法,对该方法进行了改进。它不仅需要检测中点电流方向,而且需要检测中点电压状态来控制PWM的实现。与只检测中点电流方向这种方法相比,该方法通过滞环控制中

点电位变化的幅度,根据中点电位幅度变化大小来决定是否进行中点调节,从而既可以控制中点电压波动,又合理控制主控功率器件的开关次数。控制虽复杂了些,但却很实用。

文献[31]和文献[32]通过分析中点电位模型,认为调整小矢量的作用时间就是调整平均中点输出电压的零序分量,而且认为通过给中点注入零序电压分量,更能从本质上解决中点电位的平衡问题。因此作者提出了零序电压分量的预估计算法解决中点平衡问题,该法适合于载波调制和空间电压矢量控制。但是在PWM整流电路中流过中点的电流实际上还应包括负载不平衡引起的,故本算法模型需要改进。

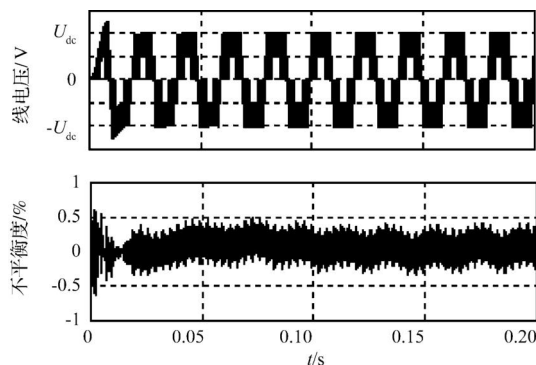
文献[33]提出基于电平作用模式的中点电位控制方法。该法的优点是:把众多的矢量归结为某一部分矢量来研究,适于各种多电平电路。在任一时刻只对其中一个电平进行调制,只要分析这一电平调制时各种作用模式对中点电位的影响,通过调整电平作用模式调整中点平衡。由于该方法实质采用非邻近矢量合成,谐波成分较大,但控制简单。

显然,采用调整正负小矢量作用时间来调节中点平衡的方法简单,实现容易,但它只能从平均意义上调整中点电位的波动,不能消除,而且调节能力受脉宽调制策略限制。

(2) 基于中矢量平衡中点电位

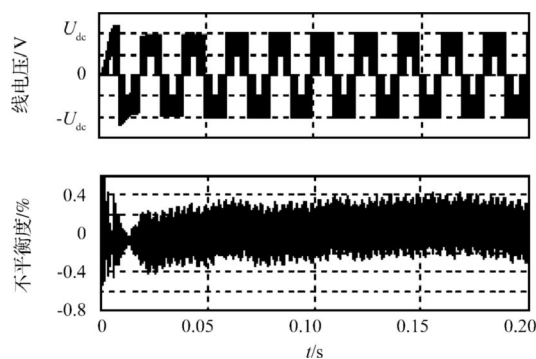
在三电平脉宽调制中,小矢量对直流侧中点电位的影响可以通过成对使用小矢量和调节小矢量作用时间进行修正,但6个中矢量对直流侧中点电位的影响与网侧电流现状有关,很难像小矢量那样定性。因此,从中矢量入手控制直流侧中点电位平衡的研究微乎其微。文献[25]提出三邻近虚拟合成矢量法,以消减中矢量的作用幅度,减小中矢量对直流侧中点电位的影响,提高了中点平衡度。但该方法区域划分多,调制复杂。文献[6]提出小矢量合成虚拟矢量大矢量合成中矢量而弃用中矢量的方法,解决直流侧中点电位的平衡问题。两者均可实现调制策略的自平衡,前者小矢量的成倍使用,使其直流侧中点电位平衡能力有了很大提高;后者电压矢量分区少、调制算法简单;但这些方法都使功率开关器件的开关频率有所提高。图8为弃用中矢量的脉宽调制策略下,整流器交流侧桥臂中点线电压 u_{ab} 和直流侧中点电位不平衡度 du 。

$$du = 2 \times \frac{u_{dc1} - u_{dc2}}{U_{dc}} \tag{4}$$



(a) 小矢量合成虚拟矢量

(a) Virtual vectors synthesized with small vectors



(b) 大矢量合成中矢量

(b) Medium vectors synthesized with big vectors

图8 弃用中矢量的脉宽调制策略

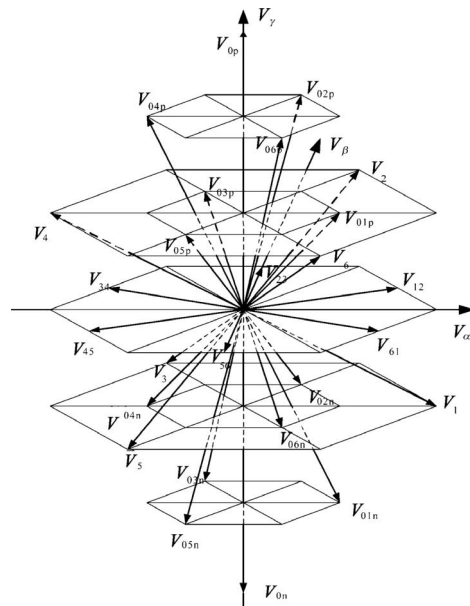
Fig. 8 PWM strategy without medium vectors

(3) 基于三维空间的中点电位控制

从式(3)三电平PWM整流器的三维空间数学模型可以看出,在三维空间坐标下,空间电压矢量表也由原来的二维变为三维,大矢量、中矢量、小矢量和零矢量对 midpoint 电位的影响在不同的主电路接线方式下有了不同的定义^[26], midpoint 电位的可控自由度增加。

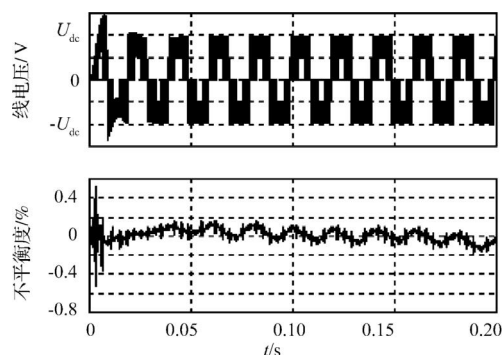
文献[26-28]中以清华大学和澳门大学 Man-Chung Wong 为主研究的 3D-SVPWM 脉冲控制方法,主要从立方、柱面和球面坐标三种三维空间坐标系入手,对三相四线制系统三电平电源进行了研究。其控制算法以立体滞环控制方法为主,实验结果证明 3D-SVPWM 算法正确。文献[6]对三相三线制的三电平系统 3D-SVPWM 进行了研究,使 midpoint 电位平衡控制有了量化的可能。同时表明二维平面坐标系下三电平的脉宽矢量调制是三维空间坐标系下三维矢量脉宽调制策略的特例。图9为三相三线三电平整流器在三维空间坐标系下的电压矢量分布及整流器交流侧桥臂中点线电压 u_{ab} 和直流侧中点电位不平衡度 du 、交流侧桥臂中点电压运行轨迹的仿真结果。

综上所述, midpoint 电位控制的研究大多数都是基于三电平逆变电路进行的,很多思想值得借鉴,并可引入



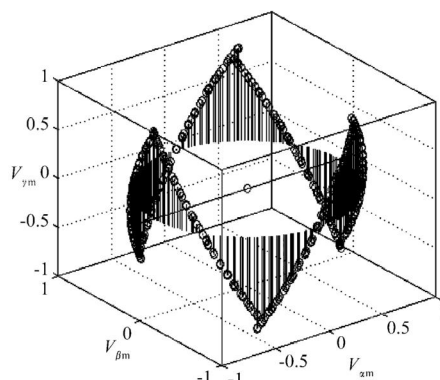
(a) 三维坐标系下矢量分布

(a) Vector distribution in three-dimensional space coordinator



(b) 线电压与不平衡度

(b) Line voltage and unbalanced degree



(c) 交流侧桥臂中点电压运行轨迹

(c) Running orbit of bridge neutral-point voltage vector in AC side

图9 三相三线三电平整流器三维空间矢量分布及仿真
Fig.9 Vector distribution and simulation of three-phase three-wire three-level PWM rectifier in three-dimensional space coordinator

到三电平的整流电源中。但是它们也还是有很大的差异的,比如三电平的整流电源中, midpoint 电位的不平衡,不仅与二极管箝位三电平的拓扑和脉宽调制策略有关,而且与三电平的负载有关。因此三电平整流电路的 midpoint 不平衡机理需要结合具体的负载对象深入分析,同

时中点电位的不平衡检测方法、矢量的调制方法等等都值得针对具体的装置系统深入研究从系统的整体角度考虑,协调各部分功能,提高整个装置的效率。这样才能更好地促进三电平整流装置在高压大功率领域的应用。另外大多数的研究都成功控制了中点电位的波动,但实际装置的直流侧滤波电容的容量却并未降低,这点值得深思。

4 结语

本文从拓扑结构的演变介绍了国内外三相三电平PWM整流电路拓扑技术的发展变化和发展趋势;主要对国内外有关三相二极臂箱位三电平PWM整流电路的数学模型和新型控制方法进行了分析和归纳;特别对其中点电位的控制策略从硬件、软件,两维坐标变换和三维坐标变换,以及整流器模型和中矢量等较为宽广的角度分析解决,扩大了研究的视野。希望这些技术能够为从事三电平整流器的研究人员提供一些帮助,也可以促进绿色节能的三电平整流器在实际中广泛应用。

参考文献:

[1] lin B R, We T C. Analysis and Implementation of a Three-phase Two-leg Neutral Point Clamped Converter Based on Space Vector PWM for Power Factor Correction[J]. IEE Proc-Electr. Power Appl., 2004,51(1): 38-46.

[2] Dietrich C, Gedia S, Hiller M, Sommer R, Tischmacher H. A new 7.2 kV Medium Voltage 3-Level-NPC inverter using 6.5 kV-IGBTs [C]. Proceeding of European conference on Power Electronics and Applications, 2007, 1: 890-898.

[3] Peng F Z, Lai J S, McKeever J W, et al. A multilevel voltage-source inverter with separate dc sources for static VAR generation[J]. IEEE Trans. on Industrial Application, 1996,32(6): 1130-1137.

[4] Bueno E J, Cobrecas S, Rodriguez F J, et al, Design of a Back-to-Back NPC Converter Interface for Wind Turbines With Squirrel-Cage Induction Generator[J]. IEEE Trans. on Energy Conversion, 2008,23(3): 932-945.

[5] 詹长江,秦荃华,韩英铎,等. 三电平脉宽调制高频整流器系统数学模型及仿真分析[J]. 中国电机工程学报, 1999, 19(7): 45-48.

[6] 伍文俊. 二极臂箱位三电平PWM整流器控制策略的研究[D]. 西安: 西安理工大学, 2010.

[7] Lin Bor-ren, Yang Tsung-yu. Single Phase Three-Level Converter for Power Factor Correction[C]. Proceedings of IEEE ISCAS, 2004(1): 960-963.

[8] Lin Bor-ren, Lu Hsin Hung. Single-Phase Three-Level PWM Rectifier[C]. IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems, 1999(1): 63-68.

[9] Lin Bor-ren, Hung Zong Liang. Single-phase Power Factor Corrector with Neutral Point Switch Clamped Topology[C]. Proceedings of IEEE ISIE, 2001(1): 937-941.

[10] 孙向东,尹忠刚,王建渊,等. 一种新型两桥臂非对称三电平PWM整流器的研究[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(14): 47-51.

[11] 尹忠刚,孙向东,钟彦儒,等. 一种新型三相三电平PWM整流器的研究[J]. 电力电子技术, 2005, 39(5).

[12] Song Joong-ho, Cho Sung-Joon. New PWM Method for Single-phase Three-level PWM Rectifiers[C]. Proceedings of IEEE ISIE, 1997(1): 283-287.

[13] Johann W Kolar, Franz C Zach. A Novel Three Phase Utility Interface Minimize Line Current Harmonics of High Power Telecommunications Modules[J]. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 1997: 4(44): 456-467.

[14] Johann W Kolar, Uwe Drofenix. A New Switching Loss Reduced Discontinuous PWM Scheme for a Unidirectional Three-Phase/Switch/Level Boost-Type PWM (VIENNA) Rectifier[C]. Proceedings of IEEE 21st INTELEC, 1999.

[15] 王小峰,邓焰,何湘宁. 三相三电平二极臂箱位式整流器的单载波调制和中点平衡控制策略的研究[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(8): 7-11.

[16] Johaan Minibock, Johann W K. Comparison Theoretical and Experimental Evaluation of Bridge Leg Topologies a Three Phase Three-Level Unit Power Factor Rectifier[C]. Proceedings of IEEE PESC, 2001, (3): 1641-1646.

[17] Johann W Kolar, Hari Sree, Uwe Drofenik, et al. A Novel Three-phase Three-Switch Three-Level High Power Factor SEPIC-Type AC-to-DC Converter[C]. Proceedings of IEEE APEC, 1997(2): 657-665.

[18] Escobar G, Leyva-Rama J. Modeling of a Three Level Converter Used in a Synchronous Rectifier Application[C]. Proceedings of IEEE PESC, 2004.

[19] Yacoubi L, Fnaiech F. Input State Feedback Linearization Control of a Three-phase Three-level Neutral Point Clamped Rectifier [C]. Proceedings of IEEE Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering, 2001(2): 99-804.

[20] 宋文祥. 基于两类脉宽调制方式本质联系的三电平逆变器中点电压平衡控制的研究[J]. 电工技术学报, 2005, 20(12): 53-58.

[21] Chen Chern-lin, Lee Che-ming, Tu Rong-jie, et al. A Novel Simplified Space Vector Modulated Control Scheme for Three-phase Switch Mode Rectifier[J]. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 1999, 46(3).

[22] 宋文祥. 一种具有中点电位平衡功能的三电平空间电压矢量调制方法及其实现[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(12): 95-100.

[23] 陶生桂,龚熙国. 三电平逆变器中点电位平衡电路的设计与仿真[J]. 同济大学学报(自然科学版), 2005, 33(3): 395-398.

[24] Ashish Bendre, Givi Venkataramanan. Radial State Space Vector Modulation—A New Space Vector Technique for Reducing DC Link Capacitor Harmonic Currents in Three Level Converter[C]. Proceedings of IEEE IAS Annual Conference, 2003(1): 684-691.

[25] Busquets-Monge S, Ortega J D, Bordonau J, et al. Closed-Loop Control of a Three-Phase Neutral-Point-Clamped Inverter Using an Optimized Virtual-Vector-Based Pulse width Modulation[J]. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 2008, 55(5): 2061-2071.

[26] Wong Man-Chung, Dai Ning-Yi, Han Ying-Duo. Study of tri-level neutral point clamped inverter for 3-phase 3-wire and 3-phase 4-wire applications[C]. Proceedings of the 15th International Conference on Power Electronics and Drive Systems, 2003(1): 380-385.

[27] Wong Man-Chung, Zhao Zheng-Yi, Han Ying-Duo, et al. Three-Dimensional Pulse-Width Modulation Technique in Three-Level Power Inverters for Three-Phase Four-Wired System[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2001, 16(3): 418-426.

电机角速度 ω_r 的变化决定了定子电流频率的变化,这也验证了变速恒频的原理。而直流母线电压在风速变化时仅稍有波动,整个过程保持稳定状态。

5 结语

本文对DFIG的定子磁链定向矢量控制方法进行了深入分析,并且推导出了定子有功功率和无功功率解耦控制策略,设计出DFIG的矢量控制系统,并利用Matlab/Simulink软件建立了基于风力机模拟的双馈风力发电系统的仿真模型。分析DFIG并网情况下亚同步、同步、超同步三种运行状态下变速恒频风力发电系统的运行状态,验证了DFIG采用定子磁链定向矢量控制策略的正确性。不同风速下双馈电机转速、转矩、有功及无功的输出特性,验证了最大风能追踪控制和有功、无功独立调节方法的有效性。

参考文献:

[1] 王承熙,张 源. 风力发电[M]. 北京:中国电力出版社,2002.
[2] 李建林,许洪华. 风力发电中的电力电子变流技术[M]. 北京:机械工业出版社,2008.
[3] 刘其辉,贺益康,张建华. 交流励磁变速恒频风力发电机并网控制策略[J]. 电力系统自动化,2006,30(3):51-55.
[4] 白廷玉. 变速恒频双馈风力发电机矢量控制研究[D]. 保定:华北电力大学,2007.
[5] 刘其辉,贺益康,赵仁德. 交流励磁变速恒频风力发电机的运行控制及建模仿真[J]. 中国电机工程学报,2006,26(5):43-49.
[6] Datta R ,Ranganathan V T .Direct power control of grid-connected wound rotor induction machine without rotor position sensors[J]. IEEE Trans. on Power Electronics ,2001 ,16(3) : 390-399 .
[7] 刘其辉,贺益康,赵仁德. 变速恒频风力发电系统最大风能跟踪控制[J]. 电力系统自动化,2003,27(20):62-67.
[8] Raju A B ,Chatterjee K ,Fernandes B G. A Simple Maximum Power Point Tracker for Grid Connected Variable Speed Wind Energy Conversion System with Reduced Switch Count Power Converters[J]. IEEE Trans. on Power Systems ,2003 ,18(18) : 803-809.

.....

(上接第34页)

[28] Wong Man-Chung, Tang Jing, Han Ying-Duo. Cylindrical Coordinate Control of Three-Dimensional PWM Technique in Three-Phase Four-Wired Tri-Level Inverter[J]. IEEE Trans. on Power Electronics , 2003 ,18(1) : 208-220.
[29] 李 杰,陈国呈,王得利,等. 三相PWM整流器直接电流控制中进行SAPWM调制的新方法[J]. 电工电能新技术,2007,26(4):36-40.
[30] Yao Wen-xi, Lu Zheng-yu, Zhao Rong-xiang, et al. Hysteresis

Band Control based PWM Strategy of Three-level Neutral Point balance[J]. Proceedings of IEEE APEC, 2005.
[31] 宋 强,刘文华,严干黄,等. 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.
[32] 宋文祥,陈国呈,陈 陈. 基于矢量分区的三电平中点波动机理分析的研究[J]. 电工电能新技术,2007,26(4):17-20.
[33] 薄保中. 三电平逆变器中点电位波动控制方法的研究[J]. 西安石油大学学报(自然科学版),2003,18(6):75-78.

.....

《大功率变流技术》合订本
征订启事

为了更好地满足广大读者朋友的需求,本刊特制作了2010年全年合订本,全年合订本每本50元(含邮费)。需要订阅者,可通过邮局汇款或银行转账。数量不多,购买者请在汇款前向编辑部确认。
另:本刊编辑部尚有少量2007年~2009年合订本,定价同上,欲购从速!
联系电话:0731-28498232,28498892
汇款地址:湖南省株洲市石峰区时代路169号 株洲电力机车研究所《大功率变流技术》编辑部
邮编:412001
银行帐号:1903020509024961203
户名:株洲变流技术国家工程研究中心有限公司
开户行:工行株洲市田心支行