

一种双 PWM 变换器新改进型直接功率控制策略*

邱爱中¹ 张海泉¹ 崔晓¹ 邱大为²

(1. 郑州师范学院 郑州 450044; 2. 中国科学技术大学 合肥 230000)

摘要:为了解决双 PWM 变换器常规直接功率控制的电压外环响应速度慢的问题,提高控制系统跟踪性能,首先,设计了一种新型开关矢量表,在某些扇区由原来的一个矢量控制变为两个矢量控制,从而改善有功功率和无功功率的变化程度在不同扇区影响的差异性,增强灵敏程度和实时性;其次,提出电机侧功率向前反馈的控制策略,增设反馈网络,提高响应速度,确保功率给定,改变了常规电压外环缓慢的调整过程。并在功率波形、突加负载的响应速度、电网电流、谐波等方面,与常规直接功率控制进行了实验对比。实验结果表明,本文设计的控制系统能在负载变化时实现快速跟踪响应并恢复和保持稳态,验证了该策略的有效性。

关键词: 双 PWM 变换器; 空间矢量脉宽调制; 直接功率控制; 开关表; 功率前馈

中图分类号: TM461 TN98 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.80

Research on improved direct power control for dual PWM converter

Qiu Aizhong¹ Zhang Haiquan¹ Cui Xiao¹ Qiu Dawei²

(1. Zhengzhou Normal University, Zhengzhou 450044, China; 2. University of Science and Technology of China, Hefei 230000, China)

Abstract: The tracking performance of direct power control for dual PWM converter is poor, and the response speed of voltage out loop. The causes of existing conventional direct power control of the problem is analyzed in this paper. According to the influence of the change of active power and reactive power, a switching vector table model in which there are two voltage vectors in some sectors is used. In order to improve the response, the power strategy of feedforward control is put forward based on the power balance relationship. The power of motor side is feedforward on the network side to ensure the given power adding feedforward channel. In the waveform of the power, sudden load response speed, grid current, harmonics, the contrast experiment was done between this control and direct power. The experimental results show that, this improved direct power control strategy for the dual PWM converter can respond quickly to load changes and restore homeostasis, which is robust to load and system parameters perturbation, those verify the effectiveness of the proposed method.

Keywords: dual PWM converter; space vector pulse width modulation; direct power control; switching table; power feedforward

1 引言

由于双 PWM 变换器具有一些独特的优势:侧网单位功率因数较高和可调、总体谐波含量相对较小、直流母线电压能灵活调节、变流器和逆变器能量可通过中间直流电容实现双向流动。近年来,在新能源并网发电、交流调速

诸领域得到广泛应用^[1-2]。同时,双 PWM 变换器控制策略和设计也成为研究的热点,控制策略不断推陈出新。目前,其控制策略大体可归纳为 4 类:1)直接电流控制,就是通过增加交流侧电流反馈电路,增设控制单元的途径保证流入直流母线电容电流为零,其核心目的是抑制直流电压脉动^[3-4];2)直接功率控制,把瞬时功率的概念引入到控制

收稿日期:2015-11

* 基金项目:河南省科技攻关重点项目(142102210008)、河南省科技厅开放合作项目(142106000065)、郑州市科技发展计划项目(20150536,20150542)、国家留学基金委资助项目(201408410203)资助

单元,通过控制直流母线电容的瞬时功率为零,达到间接控制交流侧瞬时电流,实现解耦控制^[4];3)主从控制策略,是为了解决直接电流控制和直接功率控制中需要外加补偿器纠正偏差的问题,把逆变器作为主导系统,整流器视为从属系统,将主导系统信息反馈到从属系统中,从而实现两部分的协调^[5],但主从系统之间不可避免存在耦合,控制算法自然变得复杂;4)预测控制策略,通过预测系统状态变量的未来变化,实现快速动态响应。包括预测电流控制、预测转矩控制、预测功率控制,提高动态响应,减小中点电位脉动^[6-7]。

文献[3]研究了网侧电压定向矢量控制以及直接电容电流控制,给出了控制系统模型及控制方法;文献[4]研究了网侧基于空间电压矢量调制的直接功率控制方法(direct power control-space vector modulation, DPC-SVM),电机侧采用矢量控制,并且添加直接电容功率前馈,控制性能得到提升;文献[6-7]深入研究了主从控制策略,设计了电网侧采用直接功率控制 DPC,同时电机侧采用基于 SVM 的直接转矩控制(direct torque control, DTC),还增设了有功功率前馈补偿控制单元,研究给出了控制性能的定量数据;文献[8-9]研究了整流器以及逆变器的预测电流控制方法,进行了试验验证,该系统结构较为简单,具有电流快速跟踪和响应的优点。

本文在分析双 PWM 变换器常规直接功率控制规律的基础上,分析了直接功率控制开关表的不足,并针对问题,提出了新的开关表;同时,由瞬时功率平衡关系,提出了一种功率向前反馈控制策略,通过构建功率前馈通道,使网侧输入瞬时功率快速匹配电机侧的需求。通过构造实验平台,从功率波形、突加负载的响应速度、电网电流、谐波等方面与常规直接功率控制进行测试对比分析,验证其有效性。

2 双 PWM 变换器拓扑结构

本研究所用的控制单元电路结构如图 1 所示,主要包括滤波电感 L 、PWM 整流桥组成的整流器电路、直流母线电容 C 、PWM 逆变器电路以及永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)5 部分。

图 1 中, u_{sa} 、 u_{sb} 、 u_{sc} 表示三相交流电网的电压, i_a 、 i_b 、 i_c 表示 PWM 整流桥网侧三相交流输入电流, u_{ra} 、 u_{rb} 、 u_{rc} 表示

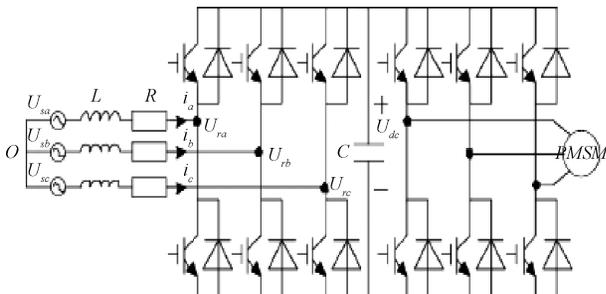


图 1 双 PWM 变换器主要电路结构

PWM 整流桥三相交流输入电压, U_{dc} 为直流母线电压, R 为电阻。

3 改进型开关表

根据瞬时功率基本理论,在 α 、 β 坐标系下, $e_\alpha = E\cos(\omega t)$, $e_\beta = E\sin(\omega t)$, PWM 整流器瞬时有功功率 p 和瞬时无功功率 q 可表示为:

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_\alpha & e_\beta \\ e_\beta & e_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中: e_α 、 e_β 和 i_α 、 i_β 分别为三相电压 e_a 、 e_b 、 e_c 和三相电流 i_a 、 i_b 、 i_c 分别变换到两相静止坐标系的电压、电流值。

对(1)式求微分,可得

$$\frac{dp}{dt} = e_\alpha \frac{di_\alpha}{dt} + i_\alpha \frac{de_\alpha}{dt} + e_\beta \frac{di_\beta}{dt} + i_\beta \frac{de_\beta}{dt} \quad (2)$$

$$\frac{dq}{dt} = e_\beta \frac{di_\alpha}{dt} + i_\alpha \frac{de_\beta}{dt} - e_\alpha \frac{di_\beta}{dt} - i_\beta \frac{de_\alpha}{dt} \quad (3)$$

由于在整流器工作中的一个开关周期内,电流的变化率远大于电压变化率,故上式可近似为:

$$\frac{dp}{dt} \approx e_\alpha \frac{di_\alpha}{dt} + e_\beta \frac{di_\beta}{dt} \quad (4)$$

$$\frac{dq}{dt} \approx e_\beta \frac{di_\alpha}{dt} - e_\alpha \frac{di_\beta}{dt} \quad (5)$$

设 PWM 整流器交流侧电压的 α 和 β 分量分别用 $U_{k\alpha}$, $U_{k\beta}$ 表示, $k=1, 2, \dots, 7$, 电网输出电流为:

$$\frac{di_\alpha}{dt} = \frac{1}{L}(e_\alpha - U_{k\alpha}) \quad (6)$$

$$\frac{di_\beta}{dt} = \frac{1}{L}(e_\beta - U_{k\beta}) \quad (7)$$

比较式(4)~(7)可得:

$$\frac{dp}{dt} \approx \frac{E}{L}[E - U_{k\alpha} \cos(\omega t) - U_{k\beta} \sin(\omega t)] \quad (8)$$

$$\frac{dq}{dt} \approx \frac{E}{L}[U_{k\beta} \cos(\omega t) - U_{k\alpha} \sin(\omega t)] \quad (9)$$

由式(8)和(9)可以看出,在 $S_p=1, S_q=0$ 时,起作用的矢量是 2 个,它们都对有功功率和无功功率变化产生较大影响。而以往常规的开关表只简单地采用其中的 1 个矢量^[8],这样就降低了控制精度,减小了灵敏度和实时性。以 U_4 、 U_5 对 dp/dt 和 dq/dt 的影响为例,由电压矢量关系图 2 看出, U_4 对有功功率 (dp/dt) 增大的影响程度比 U_5 大,而 U_4 相反,对瞬时无功功率 (dq/dt) 减小的影响比 U_5 小,在扇区 1 与扇区 2 交界处这种特征最明显,达到最低值,就是 U_4 对无功功率 (dq/dt) 减小的影响几乎降为零。根据以上分析,为提高控制跟踪能力和精度,同时,降低和避免电网电压畸变对扇区判断选择造成的不利影响,在扇区 1,前半段时间的控制矢量选为 U_4 ,后半段选为矢量 U_5 。这样细化为两个矢量的控制。其他扇区的控制选择也采用此类相同的思想方法,则新的开关矢量表所有扇区的选择如表 1 所示。表 1 中, $\theta_{i,1}$ 与 $\theta_{i,2}$ ($i=1, 2, \dots, 12$) 为对应扇区的前半段及后半段,分界点通常取在每个扇

区的中点。理论分析显示此控制方法在扇区前半段无功变化率较低,控制精度会提高;在每个扇区的后半段,电网电压产生的畸变对功率变化率的影响也会变得更小^[10]。电压矢量关系模型如图2所示,共有6个有效电压矢量。

把滞环比较器输出状态信号 S_p 、 S_q 和电压空间矢量所处区间的序号 n 带入开关表,从而得到功率器件的开关信号 S_a 、 S_b 、 S_c 。表1中: $S_a = S_b = S_c = 1$ 表示 PWM 整流器上桥臂导通,下桥臂关断, $S_a = S_b = S_c = 0$ 表示 PWM 整流器上桥臂关断,下桥臂导通。

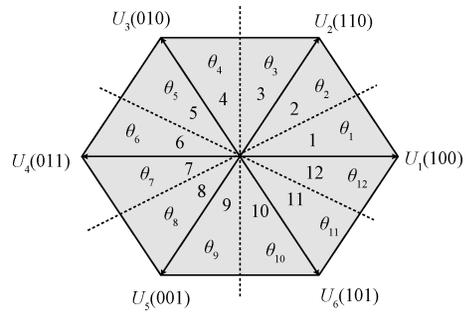


图2 电压空间矢量划分简图

表1 本研究采用的改进型开关矢量表

$S_p S_q$	00	01	10	11	$S_p S_q$	00	01	10	11
$\theta_{1.1}\theta_{1.2}$	101	100	011,001	010	$\theta_{7.1}\theta_{7.2}$	010	011	100,110	101
$\theta_{2.1}\theta_{2.2}$	100	110	001	010,011	$\theta_{8.1}\theta_{8.2}$	011	001	110	100,101
$\theta_{3.1}\theta_{3.2}$	100	110	001,101	011	$\theta_{9.1}\theta_{9.2}$	011	001	110,010	100
$\theta_{4.1}\theta_{4.2}$	110	010	101	011,001	$\theta_{10.1}\theta_{10.2}$	001	101	010	100,110
$\theta_{5.1}\theta_{5.2}$	110	010	100,101	001	$\theta_{11.1}\theta_{11.2}$	001	101	010,011	110
$\theta_{6.1}\theta_{6.2}$	010	011	100	001,101	$\theta_{12.1}\theta_{12.2}$	101	100	011	110,010

4 功率前馈控制策略

采用常规直接功率控制,当电机负载发生突变,网侧 PWM 整流器控制部分不能立即感知其变化,从而保持其控制量不变,自然造成两侧功率需求和供给的不匹配,差值由中间电容充放电来弥补,致使直流母线电压波动。这时,整流器电压外环反馈调节单元识别反馈,调节网侧整流器的瞬时输入功率大小,使整个系统的输入、输出功率达到动态平衡。此控制结构要满足网侧供给功率匹配负载需求功率,必然先有直流母线电压的波动,之后再由电压外环调节,实现一种动态平衡。由于电压外环有一个响应时间的滞后,致使功率匹配将会延迟, p 、 q 会有明显波动。

双 PWM 变换器能实现整流器和异步电机之间能量

的双向流动。忽略所有损耗,比如线路损耗及开关损耗,稳态时,直流母线电压保持稳定,而且输入网侧 PWM 整流器的功率应等于电机侧的输入功率^[10]。根据等功率坐标的原则进行变换,那么,得到三相静止坐标系为:

$$p = e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c = u_{sa} i_{sa} + u_{sb} i_{sb} + u_{sc} i_{sc} = P_m \quad (10)$$

式中: p_m 表示电机侧输入的瞬时有功功率, u_{sa} 、 u_{sb} 、 u_{sc} 表示电机侧瞬时定子相电压, i_{sa} 、 i_{sb} 、 i_{sc} 表示电机瞬时定子相电流。

$$q = \frac{1}{\sqrt{3}}[(e_b - e_c)i_a + (e_c - e_a)i_b + (e_a - e_b)i_c] =$$

$$\frac{1}{\sqrt{3}}[(e_{sb} - e_{sc})i_{sa} + (e_{sc} - e_{sa})i_{sb} + (e_{sa} - e_{sb})i_{sc}] = q_n = q_n \quad (11)$$

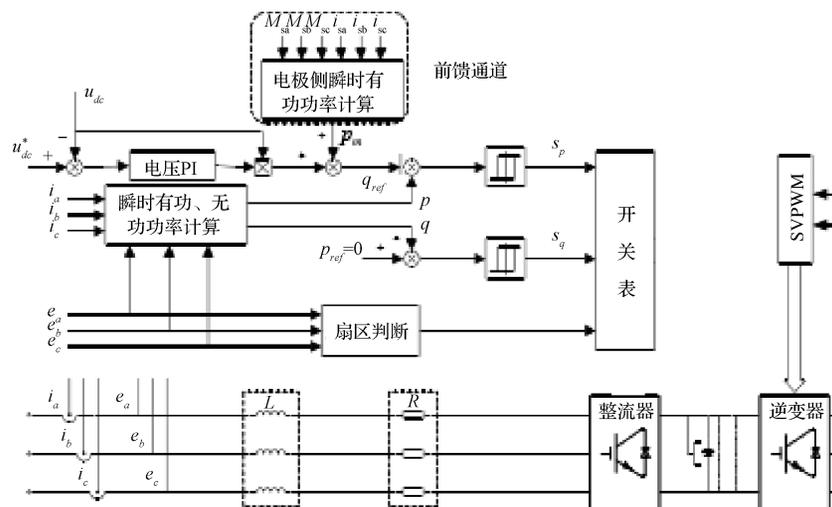


图3 新型 DPC 结构

为保持网侧输入的供给功率与电机需求功率的动态实时平衡,以及提高控制精度和速度,本文设计了负载功率向前反馈环节,增设一个电机侧瞬时功率反馈单元,控制网侧瞬时功率的输入,使网侧瞬时功率的调节得到提高,从而解决电压外环间接调整引起的直流电容电压脉动和控制缓慢的问题。

5 实验验证

为了检验本控制策略,构造了双 PWM 变换器实验平台,选取的控制板使用了 TI 公司生产的 TMS320F28335 处理芯片,以及富士公司生产的 7MBP75RA120 的 IPM;对电流的观测采用霍尔传感器,其他物理量使用 12 位 AD 进行转化显示。

表 2 PWM 整流器和电机侧实验参数

主要参数	取值	主要参数	取值
相电压有效值/V	220	网侧等效电阻/ Ω	0.1
电网频率/Hz	50	负载电阻 R_L/Ω	30
直流母线电压/V	600	电压环参数	1+100/s
网侧电感/mH	10	有功环宽 H_p/w	200
直流侧电容/ μF	1200	无功环宽 H_q/war	3 000

1) 改进型与常规型有功和无功功率比较

如图 4 所示给出了电网输出功率波形。可以看出,有功功率和无功功率波形稳定性有所提高,能较好地跟踪功率基准值。

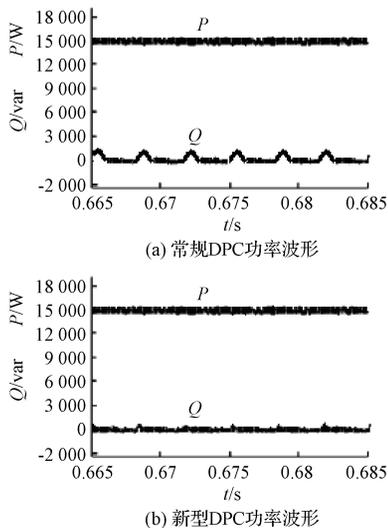


图 4 常规 DPC 与新型 DPC 功率波形对比

2) 突加负载的检验比较

实验给出了 PWM 整流器有功功率在 0.245 s 时有功功率由 1 kw 阶跃到 1.5 kw 的功率波形,图 5(a)为常规直接功率控制波形,图 5(b)为该改进型直接功率控制波形,可以看出。

本文新的控制策略波形更加稳定,响应更快。如图 6

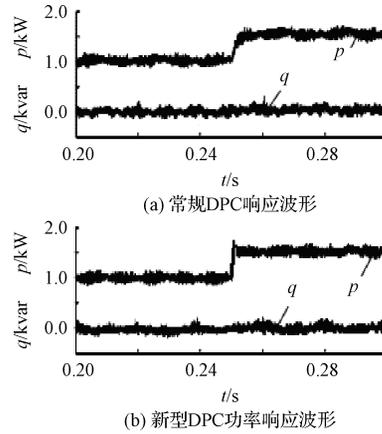


图 5 常规 DPC 与新型 DPC 功率响应波形对比

所示为突加负载时电网电流和 U_{dc} 波形,该改进型方法对应的电网电流没有明显畸变。

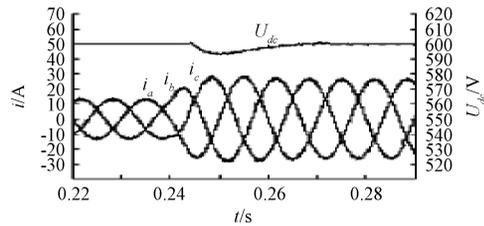


图 6 新型 DPC 电压电流波形

3) THD 对比

实验对比了常规直接功率控制与该方法的控制方式的电流频谱,如图 7 所示。系统的采样频率和开关频率均为 10 kHz,该改进型对应的 THD 为 3.98%,常规控制对应的 THD 为 4.18%。两种方法对应的电流总谐波畸变均能满足电能质量要求标准,两种频谱相似,高次谐波集中在开关频率和整数倍附近。本文设计的控制系统的电流波形的 THD 值比常规 DPC 有一定程度降低。

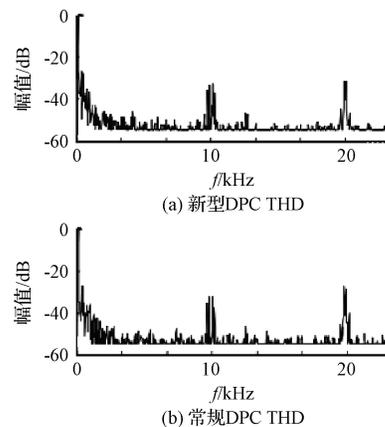


图 7 常规 DPC 与新型 DPC 的 THD 对比

从实验结果可以看出,采用新 DPC 控制性能优良,相比传统 DPC 的性能大大提高。

6 结论

本文在双 PWM 变换器常规直接功率控制的研究基础上,为了提升控制精度和跟踪速度,给出了一种新型直接功率控制策略。实验表明新的开关表细化了控制区域,精度和实时性有一定提高;增设的功率前馈控制,通过构建功率前馈通道,使网侧输入瞬时功率快速匹配电机侧的需求,提高了有功及无功功率的跟踪性能。

参考文献

- [1] 李昆鹏,万健如,宫成,等. 双 PWM 变换器一体化控制策略[J]. 电机与控制学报,2013,17(4):72-78.
- [2] 刘喜梅,贺瑞,张鹏. 直流微电网电压平衡器的控制策略[J]. 电子测量技术,2015,38(10):32-35.
- [3] 郑征,邹瑾,陶海军. 双 PWM 变频器一体化协调控制策略研究[J]. 武汉大学学报:工学版,2011,44(3):371-375.
- [4] 丁硕,崔总泽,巫庆辉,等. 基于 SVPWM 的永磁同步电机矢量控制仿真研究[J]. 国外电子测量技术,2014,33(9):81-85.

- [5] 于会群,钟永,张浩. 微电网混合储能系统控制策略研究[J]. 电子测量与仪器学报,2015,29(5):730-738.
- [6] 刘秀翀,张化光,褚恩辉,等. 三相电压型 PWM 整流器功率控制方法[J]. 电机与控制学报,2009,13(1):47-51.
- [7] 唐亨,滕召胜,黄强. 脉宽调制式电子分析天平的漂移补偿方法研究[J]. 仪器仪表学报,2014,35(11):2466-2472.
- [8] 欧少敏,何志毅. 太阳能光伏辅助市电供电系统[J]. 国外电子测量技术,2015,34(6):45-57.
- [9] 朱晓琴,吴云亚,梁艳. 三相 PWM 整流器改进直接功率控制[J]. 电气传动,2012,42(9):21-24.
- [10] 王明渝,代同振,吴喜红. 双 PWM 变换器功率前馈控制策略仿真研究[J]. 系统仿真学报,2012,24(4):892-896.

作者简介

邱爱中,1970 年出生,男,河南方城人,博士,副教授,郑州师范学院物理系,主要研究方向为电机控制。
E-mail:hnaizhong@163.com

(上接第 58 页)

- [2] 杨扩军,田书林,蒋俊,等. 基于 TIADC 的 20 GS/s 高速数据采集系统[J]. 仪器仪表学报,2014,34(4):841-849.
- [3] 詹永卫. 中频采样系统中 Dither 电路的设计[J]. 科技信息,2008(18):373-374.
- [4] 何鹏,刘一清. 基于 Spartan-6 FPGA 的 DDR3 布线分析和测试[J]. 电子测量技术,2014,37(6):89-92.
- [5] 王钢,刘静森,赵洪林. 基于多相滤波结构的侦察接收机中频处理电路[J]. 哈尔滨工业大学学报,2006,38(9):1410-1412.
- [6] 段国栋,蒋小平,马速良,等. 一种基于多相结构的高效数字下变频设计[J]. 电子技术应用,2014,40(4):52-55.
- [7] 魏永豪,袁晓,安红. 带通采样定理与中频采集数字正交检波[J]. 现代雷达,2006,28(12):69-75.
- [8] 徐小明,蔡灿辉. 基于 FPGA 的数字下变频(DDC)设

计[J]. 通信技术,2011,44(10):19-21.

- [9] HUNTER M T, MIKHAEL W B, KOURTELLIS G. Wideband digital down converters for synthetic instrumentation[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2009(58):263-269.
- [10] 张黎明. 高性能数字接收机 FPGA 设计与实现[J]. 电子测量与仪器学报,2013,27(5):479-483.
- [11] 冉小刚,冯全源. 基于 FPGA 的信道化监测接收机实现[J]. 电子器件,2014,37(4):714-717.

作者简介

李海虎,1987 年出生,硕士,工程师,主要研究方向为信号接收与分析技术。

张超,1977 年出生,硕士,高级工程师,主要研究方向为信号接收与分析技术。