

基于自然坐标与功率前馈的三相电压型 PWM 变流器控制

曾宪金, 李小为, 胡立坤, 姬丽雯, 卢子广

(广西大学电气工程学院, 广西 南宁 530004)

摘要: 针对三相电压型 PWM 变流器控制系统, 提出一种自然坐标与负载功率前馈控制方法。根据 $p-q$ 理论在自然坐标下的表征, 引入瞬时有功电压和瞬时无功电压的概念。从而基于电网电压定向的矢量控制策略引入 PWM 变流器的自然坐标控制方法, 省去了电网相位检测和坐标系变换, 降低控制复杂度。针对 PWM 变流器矢量控制下直流侧负载(包括有源负载和无源负载)功率波动对直流侧电压产生较大冲击和波动问题, 基于功率平衡和 $p-q$ 理论推导了负载扰动点到三相交流电流指令的前馈通道增益矩阵, 提高 PWM 变流器直流侧稳压控制的鲁棒性。RCP 实验证明所提方法的正确性和可行性。

关键词: PWM 变流器; 自然坐标; 无功电压; 负载扰动; 功率前馈

Natural coordinate and power feedforward control of three-phase voltage-source PWM converter

ZENG Xianjin, LI Xiaowei, HU Likun, JI Liwen, LU Ziguang

(School of Electrical Engineering, Guangxi University, Nanning 530004, China)

Abstract: A new control strategy for three-phase voltage-source pulse width modulation (PWM) converter which is based on natural coordinate (abc coordinate) and power feedforward is presented. According to the $p-q$ theory in natural coordinate, the concept of instantaneous active and reactive voltage is presented. Then the natural coordinate control method of PWM converter is combined with vector control strategy based on grid voltage orientation to reduce the control complexity, which saves grid phase detection and eliminates coordinate transformation. It puts forward a load power feedforward method to reduce the impact of load (including active and passive load) power fluctuation on DC voltage of PWM converter. Feedforward gain matrix is deduced from load disturbance to three-phase AC current instruction based on the power balance and the $p-q$ theory, improving the robustness of the PWM converter DC voltage control. RCP experiment results show the correctness and feasibility of the above-mentioned method.

This work is supported by National Natural Science Foundation of China (No. 51177018).

Key words: PWM converters; natural coordinate; reactive voltage; load disturbance; power feedforward

中图分类号: TM71

文献标识码: A

文章编号: 1674-3415(2015)11-0013-08

0 引言

三相电压型脉宽调制(Pulse Width Modulation, PWM)变流器以其可实现四象限运行、交流侧功率因数可控、交流侧电流正弦度好、直流侧可控等诸多优点,在交直流电气传动、有源电力滤波器(Active Power Filter, APF)、不间断电源(Uninterruptible Power Supply, UPS)、静止同步补偿器(Static Synchronous Compensator, STATCOM)和新能源以及航空领域得到了广泛的应用^[1-7]。基于电压定向的

矢量控制(Vector Control, VC)^[8]是 PWM 变流器目前应用最广泛的控制策略之一,其原理是基于电网电压相位信息通过旋转坐标变换将三相交流电流解耦为有功分量和无功分量进行控制。其突出优点是可分别对有功电流和无功电流进行独立控制,控制器设计方便,采用简单的线性控制器(通常为 PI)即可获得良好的控制效果,但需要检测电网相位信息并进行复杂的坐标变换,对控制器的运算速度和资源要求较高^[9]。文献[10-11]针对 STATCOM 的控制提出自然坐标(abc 坐标)控制的思想,并给出自然坐标的表达式,但并未指出其依据及物理意义,且其表达式并非最简形式。同时, PWM 变流器矢量控制系统的电压-电流双闭环控制结构使得电流环对电

基金项目: 国家自然科学基金(51177018); 广西科学研究与技术开发项目(桂科攻 1377001-2)

压环的扰动响应速度较慢,因此系统具有动态性能较差、参数鲁棒性不强等缺点。如何提高系统的动态响应速度和鲁棒性,特别是抑制负载扰动对直流侧电压产生的冲击和波动成为 PWM 变流器的研究焦点之一^[12-17]。文献[12-15]从控制器的角度对 PWM 变流器控制系统进行改进和优化,但本质上没有考虑负载扰动对系统动态性能的影响,系统动态性能改善不大。文献[16]对背靠背电机驱动系统,采用主从式的控制策略,将电机消耗的功率作为扰动项前馈到整流侧,提高了整流侧对负载扰动的抗干扰能力,但是该控制策略下的背靠背两侧变流器控制系统耦合较强,算法复杂度较高。文献[17]采用直接电容电流控制策略,使背靠背双变流器直流侧输入输出电流达到平衡,从而两变流器的输入输出功率达到平衡,保证了负载功率扰动不在直流母线电容上产生能量亏损或堆积,提高了系统的动态响应速度,但是其前馈通道含有微分运算且微分运算结果直接参与变流器输出电压调制,会导致系统的抗干扰能力降低。

针对上述问题,本文针对三相平衡系统,基于自然坐标系下的 $p-q$ 理论,引入瞬时有功电压和瞬时无功电压的概念。在此概念的基础上引入 PWM 变流器自然坐标控制策略,推导自然坐标的表达式并赋予物理意义。同时针对 PWM 变流器矢量控制系统动态性能较差问题,提出一种基于功率平衡的负载功率前馈策略,提高 PWM 变流器控制系统的动态性能和鲁棒性,有效地抑制了负载扰动对直流侧电压产生的冲击和波动。最后通过实验样机的快速控制原型(Rapid Control Prototype, RCP)实验证明所提方法的正确性和可行性。

1 三相 PWM 变流器的数学模型

三相电压型 PWM 变流器主电路结构如图 1 所示。图中, e_a 、 e_b 、 e_c 为对称三相电网相电压; i_a 、 i_b 、 i_c 为电网侧相电流; R 和 L 为滤波电抗器的电阻和电感; u_a 、 u_b 、 u_c 为变流器输出相电压; C 为变流器直流侧支撑电容; u_{dc} 为直流侧电压; i_{dc} 为直流侧电流; i_L 为负载电流。

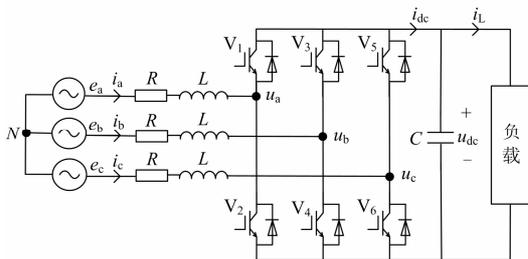


图 1 三相电压型 PWM 变流器主电路

Fig. 1 Main circuit of voltage-source PWM converter

变流器直流侧可以接入消耗功率的无源负载(如电阻负载,此时变流器为高功率因数整流器),也可接入提供功率的有源负载(如光伏电池、风力发电机等,此时变流器为有源并网逆变器),也可以开路(如 APF、STATCOM 等)。

忽略线路损耗和开关损耗,并考虑 PWM 变流器电路及电网为三相对称系统,对变流器交流侧应用 Kirchhoff 电压定律可得

$$\begin{cases} L \frac{d}{dt} i_a = e_a - R i_a - u_a \\ L \frac{d}{dt} i_b = e_b - R i_b - u_b \\ L \frac{d}{dt} i_c = e_c - R i_c - u_c \end{cases} \quad (1)$$

而

$$\begin{cases} u_a = u_{dc} \left(S_a - \frac{1}{3} \sum_{k=a,b,c} S_k \right) \\ u_b = u_{dc} \left(S_b - \frac{1}{3} \sum_{k=a,b,c} S_k \right) \\ u_c = u_{dc} \left(S_c - \frac{1}{3} \sum_{k=a,b,c} S_k \right) \end{cases} \quad (2)$$

式中, S_k 为单极性二值逻辑函数, $S_k(k=a,b,c)=1$ 表示上桥臂导通,下桥臂关断; $S_k(k=a,b,c)=0$ 表示下桥臂导通,上桥臂关断。

另外,对变流器直流侧应用 Kirchhoff 电流定律可得

$$C \frac{d}{dt} u_{dc} = i_{dc} - i_L \quad (3)$$

式中, $i_{dc} = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c$ 。

式(1)~式(3)为三相电压型 PWM 变流器在自然坐标系下的数学模型。其数学模型结构图如图 2 所示。

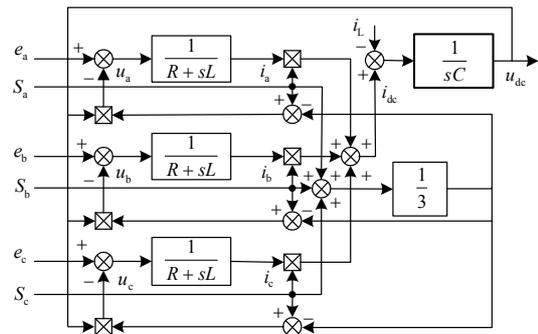


图 2 PWM 变流器在自然坐标系下的数学模型结构

Fig. 2 Math model of PWM converter under natural coordinate

2 三相 PWM 变流器的瞬时功率表征

三相电压型 PWM 变流器通过快速调节其交流侧与电网交互的瞬时功率来实现能量的双向流动, 从而获得优良的动静态性能。对于 PWM 变流器交流侧(电网侧), 瞬时相电压矢量 \mathbf{e} 、瞬时相电流 \mathbf{i} 在自然坐标系下可表示为 $\mathbf{e}=(e_a \ e_b \ e_c)^T$ 和 $\mathbf{i}=(i_a \ i_b \ i_c)^T$ 。

根据 p - q 理论, 瞬时有功功率 p 和瞬时无功功率 q 可由定义在复平面上的复功率获得, 瞬时复功率为电压矢量 \mathbf{e} 和电流矢量的共轭矢量 \mathbf{i}^* 的标量积。

$$S = \mathbf{e} \cdot \mathbf{i}^* = p + jq \quad (4)$$

其中, p 和 q 在自然坐标系下表示为

$$\begin{pmatrix} p \\ q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} e_a & e_b & e_c \\ e'_a & e'_b & e'_c \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} \quad (5)$$

式中的 e'_a 、 e'_b 、 e'_c 由式(6)确定。

$$\begin{pmatrix} e'_a \\ e'_b \\ e'_c \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{pmatrix} e_b - e_c \\ e_c - e_a \\ e_a - e_b \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{pmatrix} e_{bc} \\ e_{ca} \\ e_{ab} \end{pmatrix} \quad (6)$$

3 无功电压与 PWM 变流器自然坐标控制

3.1 瞬时无功电压的引入

由自然坐标系下的 p 和 q 表征方法可以看出, p 为电压矢量 $\mathbf{e}=(e_a \ e_b \ e_c)^T$ 与电流矢量 $\mathbf{i}=(i_a \ i_b \ i_c)^T$ 的标量积, 如果把式(5)中的变量 e'_a 、 e'_b 、 e'_c 构成一个矢量 $\mathbf{e}'=(e'_a \ e'_b \ e'_c)^T$, 则 q 也可以表示为矢量 \mathbf{e}' 与电流矢量 $\mathbf{i}=(i_a \ i_b \ i_c)^T$ 的标量积, 而矢量 \mathbf{e}' 同样也是一个电压矢量, 观察式(6)可以看出, 电压矢量 \mathbf{e}' 在幅值上与电压矢量 \mathbf{e} 相等, 相位上滞后 \mathbf{e} 90° (垂直)。基于此, 本文做出如下定义:

定义: 在三相三线制平衡系统中, 以三相瞬时电流作为参考, 则瞬时电压 $\mathbf{e}=(e_a \ e_b \ e_c)^T$ 矢量定义为瞬时有功电压矢量, 而瞬时电压 $\mathbf{e}'=\frac{1}{\sqrt{3}}(e_b - e_c \ e_c - e_a \ e_a - e_b)^T$ 矢量定义为瞬时无功电压矢量, 瞬时无功电压矢量幅值与瞬时有功电压矢量相等, 相位滞后于瞬时有功电压矢量 90° 。

在上述瞬时有功电压、瞬时无功电压的定义下, 瞬时无功功率的计算方法与瞬时有功功率计算方法一致, 即瞬时无功电压矢量与瞬时电流矢量的标量积, 计算的结果与 p - q 理论的瞬时功率计算结果也一致。

3.2 基于自然坐标的矢量控制策略

传统基于电网电压定向的矢量控制策略框图如

图 3 所示。该控制策略需要检测电网的相位信息, 然后把电流变换到两相旋转坐标系(dq 坐标系)进行控制。然而, 在 dq 坐标系中, PWM 变流器的数学模型在 dq 坐标间存在耦合, 为了实现解耦, 通常会在图 3 的控制策略中加入简单的前馈解耦, 但实际上前馈解耦也只是一中削弱耦合的补偿控制, 并不能实现变流器的完全解耦。

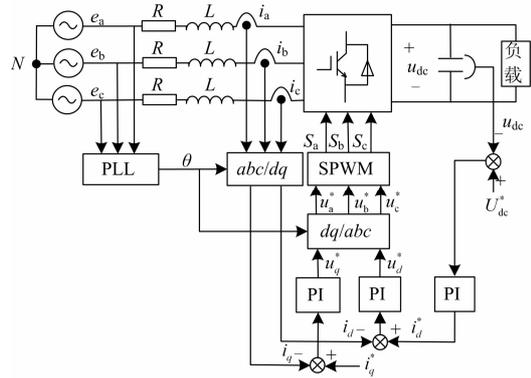


图 3 基于电网电压定向的矢量控制系统

Fig. 3 Vector control system based on grid voltage orientation

由第 1 节可知, PWM 变流器在自然坐标系下的数学模型在各相之间并没有存在耦合, 且没有经过任何的坐标变换, 各相变量物理意义清晰、易于理解, 由此本文提出基于自然坐标的矢量控制策略。

在三相平衡系统中, 三相电压矢量的合成矢量为一个幅值恒定的电压矢量, 合成矢量的幅值为

$$e_s = \sqrt{e_a^2 + e_b^2} \quad (7)$$

在电网三相系统的矢量变换中, 电压矢量的等量变换式为

$$\begin{pmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{pmatrix} \quad (8)$$

将式(8)代入式(7)得

$$e_s = \sqrt{\frac{2}{3}(e_a^2 + e_b^2 + e_c^2)} \quad (9)$$

根据 3.1 节, 式(9)为瞬时有功电压合成矢量的幅值, 同理可求出瞬时无功电压合成矢量的幅值为

$$e'_s = \sqrt{\frac{2}{3}(e'_a{}^2 + e'_b{}^2 + e'_c{}^2)} \quad (10)$$

由无功电压的定义容易得出, 瞬时有功电压合成矢量的幅值与瞬时无功电压合成矢量的幅值相等。现将瞬时有功电压矢量与瞬时无功电压矢量刻画在 abc 坐标系中, 如图 4 所示。

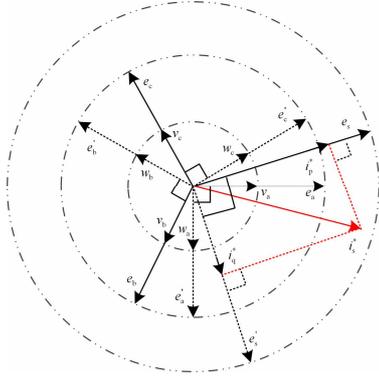


图 4 瞬时有功与无功电压矢量图

Fig. 4 Instantaneous active/reactive voltage vector

将有功电压矢量和无功电压矢量在 abc 方向上单位化, 得到有功电压矢量在 abc 坐标系中的基 $v=(v_a \ v_b \ v_c)^T$ 和无功电压矢量在 abc 坐标系中的基 $w=(w_a \ w_b \ w_c)^T$ 。单位化过程如式(11)、式(12)所示。

$$\begin{cases} v_a = e_a / e_s \\ v_b = e_b / e_s \\ v_c = e_c / e_s \end{cases} \quad (11)$$

$$\begin{cases} w_a = e'_a / e'_s \\ w_b = e'_b / e'_s \\ w_c = e'_c / e'_s \end{cases} \quad (12)$$

为了减少变量的除法运算, 根据无功电压矢量与有功电压矢量的关系, 无功电压单位矢量也可以用有功电压单位矢量表示, 即

$$\begin{cases} w_a = \frac{1}{\sqrt{3}}(v_b - v_c) \\ w_b = \frac{1}{\sqrt{3}}(v_c - v_a) \\ w_c = \frac{1}{\sqrt{3}}(v_a - v_b) \end{cases} \quad (13)$$

由式(13)可知, 无功电压单位矢量的计算并没有用到无功电压的概念, 但是引入无功电压给用有功电压单位矢量表示的无功电压单位矢量赋予了物理意义。

假设某时刻期望的三相合成电流矢量为 i_s^* , 它在有功电压矢量方向上的分量大小为 i_p^* (有功电流分量), 在无功电压矢量方向上的分量大小为 i_q^* (无功电流分量)。由平面矢量的运算法则, 期望电流矢量在 abc 三相的分量分别为

$$\begin{cases} i_a^* = v_a i_p^* + w_a i_q^* \\ i_b^* = v_b i_p^* + w_b i_q^* \\ i_c^* = v_c i_p^* + w_c i_q^* \end{cases} \quad (14)$$

由此基于自然坐标的矢量控制策略框图如图 5 所示, 是由直流电压外环和三相电流内环组成的双

闭环结构。控制策略只需要检测三相电压通过式(9)、式(11)、式(13)、式(14)即可将电流指令的有功分量和无功分量合成三相电流指令 i_a^* 、 i_b^* 和 i_c^* , 而又不需要检测电网相位信息和进行坐标系转换。内环电流指令的有功分量 i_p^* 是直流电压外环稳压调节器的输出; 当要求变流器工作于单位功率因数整流状态或单位功率因数有源逆变状态时, 无功功率给定值应为零, 即 $i_q^*=0$; 但在某些新能源发电并网场合, 要求并网变流器同时具有无功补偿功能^[18-19], 此时无功功率的给定应由系统所需要的无功补偿量确定。电流内环经过电流调节器后产生三相调制电压 u_a^* 、 u_b^* 和 u_c^* , 然后与恒频三角载波比较产生驱动信号 S_a 、 S_b 和 S_c 驱动变流器的功率器件。对于电流调节器, 本文采用准比例谐振控制器(PR)^[20-21]实现交流量的三相电流指令无稳态误差跟踪。

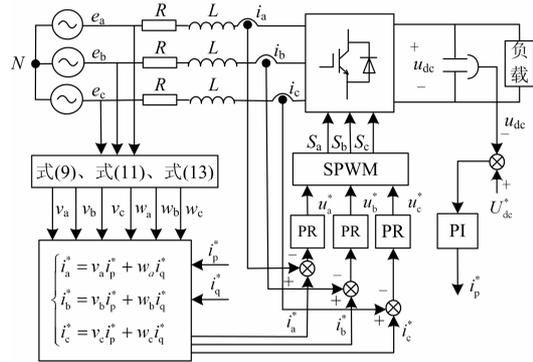


图 5 基于自然坐标的矢量控制系统

Fig. 5 Vector control system based on natural coordinate

4 功率前馈控制

如图 5 中 PWM 变流器矢量控制系统的直流电压控制结构框图如图 6 所示, 其中 $G_{pi}(s)$ 为直流电压环 PI 调节器传递函数, $G_{c_c}(s)$ 为电流环闭环传递函数, K 为变流器等效增益。由图(6)可得直流电压控制闭环传递函数, 如式(15)所示。

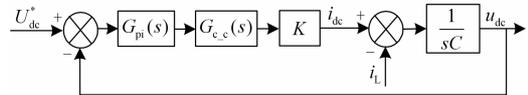


图 6 直流电压环控制框图

Fig. 6 DC voltage control scheme

$$u_{dc}(s) = \frac{G_{pi}(s)G_{c_c}(s)K(1/sC)}{1 + G_{pi}(s)G_{c_c}(s)K(1/sC)} U_{dc}^*(s) + \frac{1/sC}{1 + G_{pi}(s)G_{c_c}(s)K(1/sC)} i_L(s) \quad (15)$$

式中, 前半部分体现电压环对直流电压参考信号 (U_{dc}^*) 的跟踪性能, 而后半部分体现直流侧负载电流

(i_L)对直流电压(u_{dc})的扰动特性。暂态时, 直流侧负载电流变化, 会引起直流电压变化从而产生偏差, 偏差经过电压环 PI 调节器调节后才能使三相电流指令发生变化。因此, 变流器三相输出电流总是滞后于直流侧负载电流的变化, 导致负载扰动下的变流器直流侧电压产生较大的冲击和波动。为改善变流器负载扰动电流到三相输出电流的滞后特性, 在图 6 中的直流电压环加入前馈函数 $G_{fd}(s)$, 加入前馈后的直流电压控制结构框图如图 7 所示。

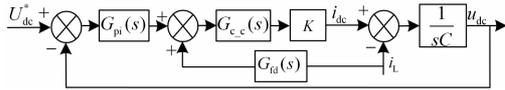


图 7 加入前馈的直流电压环控制框图

Fig. 7 DC voltage control scheme with feedforward

由图 7 可得加入前馈后的直流电压控制闭环传递函数, 如式(16)所示。

$$u_{dc}(s) = \frac{G_{pi}(s)G_{c_c}(s)K(1/sC)}{1 + G_{pi}(s)G_{c_c}(s)K(1/sC)} U_{dc}^*(s) + \frac{(1/sC)[1 - G_{fd}(s)G_{c_c}(s)K]}{1 + G_{pi}(s)G_{c_c}(s)K(1/sC)} i_L(s) \quad (16)$$

$$G_{fd}(s) = \frac{1}{G_{c_c}(s)K} \quad (17)$$

由式(16)可知, 当前馈函数 $G_{fd}(s)$ 按式(17)取值时, 负载电流扰动对直流电压的影响即可完全消除。式(17)被称为对扰动的误差全补偿条件^[22], 然而式(17)的前馈函数包含电流内环的闭环控制信息, 使得前馈通道变得非常复杂。基于此, 本文只考虑功率平衡原则, 将前馈通道的前馈函数简化为一个不包含电流内环控制信息的增益矩阵。

假设某时刻直流侧负载功率为

$$\begin{cases} p_L = u_{dc} i_L \\ q_L = 0 \end{cases} \quad (18)$$

忽略变流器和线路损耗, 根据功率平衡, 当变流器交流侧的输出功率时刻跟踪直流侧负载功率的变化时, 直流侧支撑电容就不会产生能量的堆积或亏损, 其电压就能保持恒定。由式(5)、式(18)和功率平衡即可得

$$\begin{pmatrix} u_{dc} i_L \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} e_a & e_b & e_c \\ e_a' & e_b' & e_c' \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{afd} \\ i_{bfd} \\ i_{cfd} \end{pmatrix} \quad (19)$$

三相三线制系统中, 三相交流电流约束条件为

$$i_{afd} + i_{bfd} + i_{cfd} = 0 \quad (20)$$

由式(6)、式(19)、式(20)即可得变流器在功率平衡下的交流侧输出电流值应为

$$\begin{pmatrix} i_{afd} \\ i_{bfd} \\ i_{cfd} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{e_c' - e_b'}{e_{ss}} & \frac{e_b - e_c}{e_{ss}} \\ \frac{e_a' - e_c'}{e_{ss}} & \frac{e_c - e_a}{e_{ss}} \\ \frac{e_b' - e_a'}{e_{ss}} & \frac{e_a - e_b}{e_{ss}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_{dc} i_L \\ 0 \end{pmatrix} \quad (21)$$

式中, $e_{ss} = e_a'(e_b - e_c) + e_b'(e_c - e_a) + e_c'(e_a - e_b)$ 。将式(21)进一步改为用线电压表示并化简得

$$\begin{pmatrix} i_{afd} \\ i_{bfd} \\ i_{cfd} \end{pmatrix} = \underbrace{\begin{pmatrix} \frac{e_{ab} - e_{ca}}{e_{ab}^2 + e_{bc}^2 + e_{ca}^2} \\ \frac{e_{bc} - e_{ab}}{e_{ab}^2 + e_{bc}^2 + e_{ca}^2} \\ \frac{e_{ca} - e_{bc}}{e_{ab}^2 + e_{bc}^2 + e_{ca}^2} \end{pmatrix}}_{K_{fd}} u_{dc} i_L \quad (22)$$

实际上变流器和线路的损耗是不可忽略的, 等式(22)左边对应的变流器交流侧输出电流只对应直流侧负载功率, 而变流器和线路的损耗功率对应的交流侧输出电流为直流电压外环稳压调节的输出。因此, 将等式(22)左边的电流值前馈到图 5 所示的电流内环指令电流处, 可实现 PWM 变流器控制系统直流负载扰动的前馈补偿。等式(22)右边的矩阵 K_{fd} 即为 PWM 变流器控制系统基于功率平衡和 p - q 理论的负载扰动前馈补偿通道的前馈增益矩阵。由于前馈增益是基于功率平衡得出, 所以将上述前馈方法称为负载功率前馈。基于自然坐标和功率前馈的 PWM 变流器矢量控制策略框图如图 8 所示。

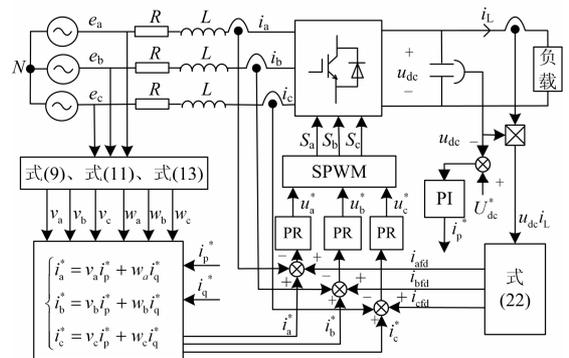


图 8 基于自然坐标和功率前馈的矢量控制系统

Fig. 8 Vector control system based on natural coordinate and power feedforward

5 实验验证

为验证本文所提控制策略的有效性和可行性, 采用智能功率模块 PM100CL1A120 和数字信号处理与控制工程(digital signal processing and control

engineering, dSPACE) RCP 实验平台(型号: DS1104)设计 3 kVA 三相 PWM 变流器控制系统。出于安全考虑, 将三相配电网用调压器和隔离变压器隔离降压后与变流器交流侧相连。光伏阵列由太阳能电池阵列模拟器 PVS1010(600 V 20 A)来模拟其输出。功率器件驱动脉冲 PWM 由 dSPACE 平台自带的 RTI (Real-Time Interface)模块 DS1104_DSP_PWM3 产生, 开关频率设置为 10 kHz, 死区时间为 4 μ s。CPU 数据采集与控制采用 PWM 中断方式, 保证数据采集周期和控制周期与 PWM 周期同步, 减少了功率器件开关对输出的抖动。实验波形使用示波器进行实时记录。实验其他参数如表 1 所示。

表 1 PWM 变流器实验系统参数

Table 1 Experimental parameters of PWM converter system

参数类型	数值
直流侧支撑电容 C	4 400 μ F
滤波电抗器电感 L	2 mH
滤波电抗器电阻 R	0.05 Ω
电源线电压幅值	110 Vrms
电源电压频率	50 Hz
直流侧母线电压	250 V
SPWM 载波频率	10 kHz
采样频率	10 kHz

5.1 稳态实验

变流器应用所提自然坐标与功率前馈控制策略时的稳态实验结果如图 9 所示。

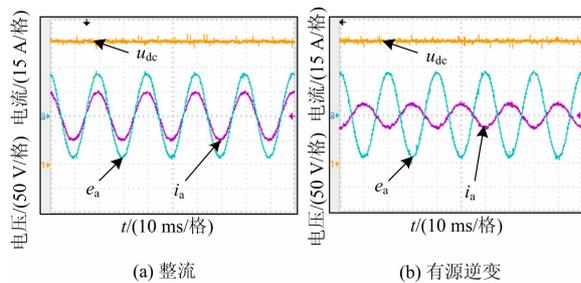


图 9 稳态实验结果

Fig. 9 Steady state experimental results

变流器直流侧接入 1.603 kW/39.0 Ω 电阻负载时变流器直流侧电压、电网 A 相电压与输入电流波形如图 9(a)所示; 变流器直流侧接入工作点为 0.92 kW/250 V 光伏阵列时变流器直流侧电压、电网 A 相电压与输入电流波形如图 9 (b)所示。由实验结果可以看出, 变流器稳态输入电流正弦度好, 整流或有源逆变都能实现单位功率因数运行。

5.2 动态实验

变流器直流侧由空载突加到 1.603 kW/39.0 Ω 电阻负载时的动态响应实验结果如图 10 所示。其

中, 图 10(a)为没有负载功率前馈的 PWM 变流器矢量控制系统的实验结果, 图 10(b)为加入负载功率前馈的实验结果, 且加入负载功率前馈前后控制系统实验条件相同。

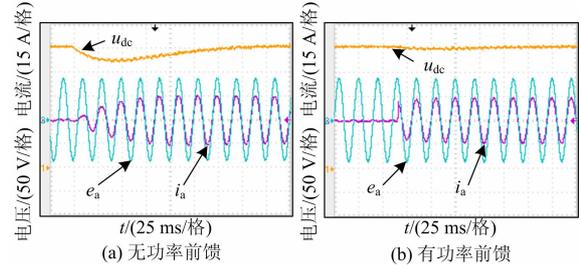


图 10 突加无源负载时动态响应实验结果

Fig. 10 Transient response result for sudden passive load

变流器处于有源逆变时, 直流侧光伏阵列由工作点 0.92 kW/250 V 突变到工作点 1.85 kW/250 V 时的动态响应实验结果如图 11 所示。

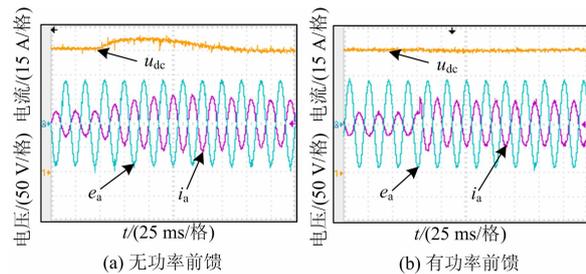


图 11 突加有源负载时动态响应实验结果

Fig. 11 Transient response result for sudden active load

其中, 图 11(a)为没有负载功率前馈的 PWM 变流器矢量控制系统的实验结果, 图 11(b)为加入负载功率前馈的实验结果, 且加入负载功率前馈前后控制系统实验条件相同。

由对比实验可看出, 无负载功率前馈的矢量控制系统直流侧负载(有源/无源)功率波动对直流侧电压造成的冲击和波动较大(无源: 12%; 有源: 10%), 恢复时间较长(无源: 175 ms; 有源: 150 ms)。加入负载功率前馈后, 负载功率波动对直流侧电压几乎没有影响。说明了负载功率前馈对负载功率波动造成的直流侧电压冲击和波动有很好的抑制能力。

变流器直流侧空载, 无功功率给定阶跃变化时的暂态实验结果如图 12 所示, 其中, 图 12(a)给定从 0 阶跃到 2.7 kVA/20 A 感性无功, 图 12 (b)给定从 2.7 kVA/20 A 感性无功阶跃到 0。

由实验结果可看出, 变流器对无功功率指令的跟踪速度快、精度高, 变流器用自然坐标控制策略实现了有功/无功功率的独立控制。

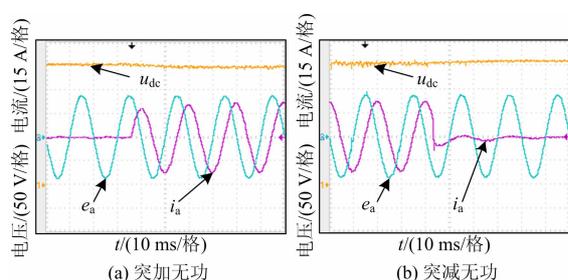


图 12 无功给定阶跃变化时动态实验结果

Fig. 12 Transient response results for step change in reference of reactive power

6 结论

本文针对三相电压型 PWM 变流器矢量控制系统, 提出一种自然坐标与负载功率前馈控制方法, 得出如下结论:

1) 基于自然坐标的矢量控制方法可省去电网相位的检测, 降低了系统控制复杂度; 自然坐标系下的 PWM 变流器各电气量物理意义清晰、明确且易于理解, 无需坐标系变换即可实现有功/无功功率的独立控制。

2) 基于功率平衡和 $p-q$ 理论的前馈通道增益矩阵简化了功率前馈通道函数, 实现了 PWM 变流器直流侧负载扰动到交流侧三相输出电流的前馈控制, 从而抑制了直流侧负载功率波动对直流侧电压的冲击和波动, 提高 PWM 变流器直流侧稳压控制的鲁棒性。

参考文献

- [1] 徐友, 郑建勇, 梅军, 等. 基于单周控制的三相 PWM 整流器负序电压补偿型不平衡控制策略[J]. 电工技术学报, 2012, 27(11): 183-190.
XU You, ZHENG Jianyong, MEI Jun, et al. Negative sequence voltage feed forward compensation unbalanced control strategy for three-phase PWM rectifier based on one cycle control[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(11): 183-190.
- [2] 李爽, 王志新, 王国强. 海上风电柔性直流输电变流器 P-DPC 控制研究[J]. 电工技术学报, 2013, 28(2): 264-270.
LI Shuang, WANG Zhixin, WANG Guoqiang. Predictive direct power control strategy for offshore wind power VSC-HVDC converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(2): 264-270.
- [3] 廖一旭, 卢子广, 胡立坤, 等. 基于非线性 PID 的自励异步发电机稳压控制[J]. 电力电子技术, 2013, 47(8): 67-69.
LIAO Yixu, LU Ziguang, HU Likun, et al. Voltage stability control of self-excited induction generator based on the nonlinear PID[J]. Power Electronics, 2013, 47(8): 67-69.
- [4] 马先芹, 王久和. 直驱风电系统双 PWM 变流器非线性控制策略[J]. 电力系统及其自动化学报, 2013, 25(6): 35-41.
MA Xianqin, WANG Jiuhue. Nonlinear control strategy of dual-PWM converter in direct-drive wind power generation[J]. Proceedings of the CSU-EPSA, 2013, 25(6): 35-41.
- [5] 张明锐, 朱子凡, 周春. 数字式光伏模拟器的研究与设计[J]. 电网与清洁能源, 2014, 30(10): 124-131.
ZHANG Mingrui, ZHU Zifan, ZHOU Chun. Design and research of digital photovoltaic simulator[J]. Power System and Clean Energy, 2014, 30(10): 124-131.
- [6] 刘芳, 田铭兴, 叶建亚. 三相电子负载模拟装置的研究[J]. 高压电器, 2010, 46(8): 22-25.
LIU Fang, TIAN Mingxing, YE Jianya. Study of three-phase electronic AC load simulator[J]. High Voltage Apparatus, 2010, 46(8): 22-25.
- [7] 张巍, 尚晓磊, 周元钧, 等. 一种适用于航空电力作动器负载的三相 PWM 整流器最大功率控制[J]. 电工技术学报, 2011, 26(8): 91-98.
ZHANG Wei, SHANG Xiaolei, ZHOU Yuanjun, et al. A maximum power control method of three-phase voltage source rectifiers adapted to aircraft electric actuator load [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26(8): 91-98.
- [8] BLASKO V, KAURA V. A new mathematical model and control of a three-phase ac-dc voltage source converter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1997, 12(1): 116-123.
- [9] BLAABJERG F, TEODORESCU R, LISERRE M, et al. Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2006, 53(5): 1398-1409.
- [10] SINGH B, SHILPAKAR L B. Analysis of a novel solid state voltage regulator for a self-excited induction generator[C] // Proc Inst Electr Eng-Generation Transm, Distrib, 1998, 145(6): 647-655.
- [11] SINGH B, MURTHY S S, GUPTA S. STATCOM-based voltage regulator for self-excited induction generator feeding nonlinear loads[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2006, 53(5): 1437-1452.
- [12] 黄天富, 石新春, 魏德冰, 等. 基于电流无差拍控制的

- 三相光伏并网逆变器的研究[J]. 电力系统保护与控制, 2012, 40(11): 36-41.
- HUANG Tianfu, SHI Xinchun, WEI Debing, et al. Study on three-phase photovoltaic grid-connected inverter based on current deadbeat control[J]. Power System Protection and Control, 2012, 40(11): 36-41.
- [13] 吴忠强, 庄述燕, 马宝明, 等. 基于逆系统方法的并网逆变器自适应模糊滑模控制研究[J]. 电力系统保护与控制, 2012, 39(24): 1-7.
- WU Zhongqiang, ZHUANG Shuyan, MA Baoming, et al. Research on adaptive fuzzy sliding mode control for grid-connected inverter based on inverse system[J]. Power System Protection and Control, 2011, 39(24): 1-7.
- [14] SILVA J F. Sliding-mode control of boost-type unity-power-factor PWM rectifiers[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1999, 46(3): 594-603.
- [15] 李龙, 刘重阳, 贲洪奇. 基于神经元 PI 控制的 PWM 整流器动态特性研究[J]. 电力系统保护与控制, 2013, 41(11): 124-128.
- LI Long, LIU Chongyang, BEN Hongqi. Research of the dynamic characteristics of the PWM converter based on neurons PI control[J]. Power System Protection and Control, 2013, 41(11): 124-128.
- [16] HUR N, JUNG J, NAM K. A fast dynamic dc-bus power-balancing scheme for a PWM converter-inverter system[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2001, 48(4): 794-803.
- [17] GU B G, NAM K. A DC-link capacitor minimization method through direct capacitor current control[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2006, 42(2): 572-581.
- [18] 汪海宁, 苏建徽, 丁明, 等. 光伏并网功率调节系统[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(2): 75-79.
- WANG Haining, SU Jianhui, DING Ming, et al. Photovoltaic grid connected power conditioner system[J]. Proceedings of the CSEE, 2007, 27(2): 75-79.
- [19] SINGH B, MURTHY S S, GUPTA S. Analysis and design of STATCOM-based voltage regulator for self-excited induction generators[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2004, 19(4): 783-790.
- [20] TEODORESCU R, BLAABJERG F, LISERRE M, et al. Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters[J]. IEEE Proceedings-Electric Power Applications, 2006, 153(5): 750-762.
- [21] 赵清林, 郭小强, 邬伟扬. 单相逆变器并网控制技术研究[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(16): 60-64.
- ZHAO Qinglin, GUO Xiaoqiang, WU Weiyang. Research on control strategy for single-phase grid-connected inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2007, 27(16): 60-64.
- [22] FRANKLIN G F, POWELL J D, EMAMI-NAEINI A, et al. Feedback control of dynamic systems[M]. New Jersey: Prentice-Hall, 1994.

收稿日期: 2014-08-23; 修回日期: 2014-10-10

作者简介:

曾宪金(1988-), 男, 硕士研究生, 主要研究方向为新能源发电及并网变流器控制; E-mail: zxjlaojin@163.com

李大为(1989-), 女, 硕士研究生, 主要研究方向为先进控制理论与技术;

胡立坤(1977-), 男, 通信作者, 博士, 教授, 主要研究方向为可再生能源变换系统与应用。

(编辑 周金梅)