

三相电压型 PWM 整流器及其控制策略的仿真

李大虎, 石新春

(华北电力大学 电气与电子工程学院, 河北 保定 071003)

摘要: 介绍了三相 PWM 电压型整流器 (VSR) 的工作原理, 分析其数学模型, 并采用电压定向矢量控制策略建立了基于电压和电流双闭环控制的数学模型和控制策略模型。利用 Matlab/Simulink 仿真软件对其控制策略进行仿真, 结果证明, 该控制算法正确, 控制性能良好。

关键词: PWM 整流; 电压定向矢量; Matlab; 矢量控制

中图分类号: TM461

文献标识码: A

文章编号: 1671-8410(2010)03-0019-05

Simulation of Three-phase Voltage Source PWM Rectifier and Its Control Strategy

LIDa-hu, SHI Xin-chun

(School of Electrical and Electronic Engineering, North China Electric Power University, Baoding, Hebei 071003, China)

Abstract: This paper introduces the operation theory of three-phase PWM voltage source rectifier(VSR), analyses the mathematic model. Applying the voltage-oriented vector control strategy, the mathematic model and control strategy model are built based on double closed-loop control of voltage and current. Furthermore, the control strategy is simulated by Matlab/Simulink, and the results show that the control algorithm is correct and the control performance is excellent.

Key words: PWM rectifier; voltage-oriented vector; Matlab; vector control

0 引言

随着电力电子器件的发展, 电力电子技术的应用领域也更加广泛。近年来, 电力电子装置普遍应用在电力系统、一般工业、交通运输以及新能源领域。由于大部分电力电子装置所使用的直流电源都是通过晶闸管相控整流和二极管整流得到, 这些设备在运行的过程中对电网注入了大量的谐波和无功, 给电网造成了严重的污染。因此, 如何减少电网污染成为了电力电子行业所关心的重要问题。

为了解决电力电子设备引起的谐波及无功污染,

最根本的措施是设计电网电流正弦化、谐波含量低、功率因数接近为1的高性能的三相整流器。而三相PWM整流器与传统的整流装置相比, 具有交流侧输入输出电流谐波小、功率因数可调、直流侧电压波动小、功率能双向流动等优点, 因而成为目前电力电子领域中研究的热点^[1]。

本文首先对电压型PWM整流器的工作原理进行了详细的分析, 分别在abc静止坐标系下和dq旋转坐标系下建立了其数学模型, 对其几种控制策略进行比较分析, 最终确定了采用电网电压定向矢量的控制算法, 并且在Matlab/Simulink仿真软件下建立PWM整流器的仿真模型, 并验证所建模型和所采用的控制算法的有效性和合理性。最后分析了PWM整流器在电力系统中广泛的应用前景。

收稿日期: 2010-04-10

作者简介: 李大虎(1986-), 男, 硕士研究生, 研究方向为电力电子与电力传动, 主要从事风力发电变流技术及风力机控制的研究。

1 三相 VSR 的工作原理及数学模型

1.1 三相 VSR 的主电路拓扑结构

三相 VSR 的主电路拓扑结构如图 1 所示, 其中 E_a 、 E_b 、 E_c 为三相 VSR 交流侧电网电压, i_a 、 i_b 、 i_c 为三相 VSR 交流侧三相流入电流, R 、 L 分别为进线电抗器的等效电阻和电感, C 为直流环节的储能电容, V_{dc} 、 I_{dc} 分别是电容电压和电容电流。

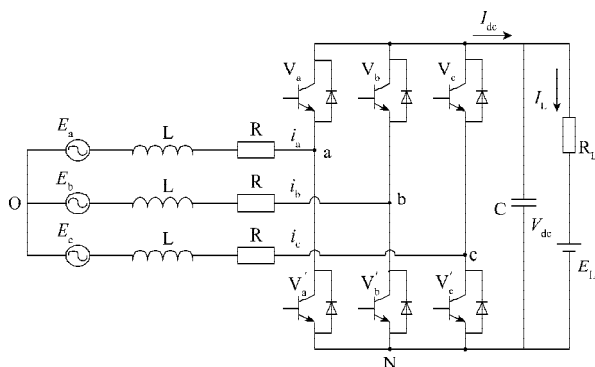


图 1 三相 VSR 的主电路拓扑结构

Fig. 1 Main circuit topology of three-phase VSR

1.2 三相 VSR 的工作原理

三相 PWM 整流电路工作原理与单相 PWM 整流电路的类似, 其原理分析可以利用单相 PWM 整流电路的方法^[2]。以 a 相为例作等效电路, 如图 2 所示。

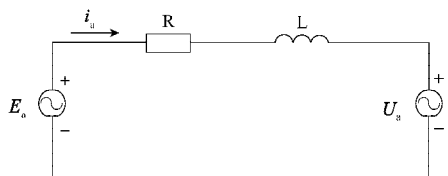


图 2 a 相等效电路

Fig. 2 a-phase equivalent circuit

由图 2 可知, 当电源电压 E_a 和交流侧电流 i_a 均为正弦波的情况下, 流过电感 L 的电流也必定为正弦波。根据图 1 所示电压结构, 由交流侧功率平衡 $E_a i_a = V_{dc} I_{dc}$ 可知, 通过对交流侧的控制, 就可以控制其直流侧, 反之依然。VSR 的四象限运行, 关键是网侧电流的控制。

网侧电流可以实现与电网电压同相位 (图 3) 和反相位 (图 4) 运行。因此, 通过调制三相 VSR 的开关状态来控制整流器交流侧电压, 从而使得网侧电流按给定

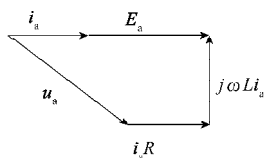


图 3 整流状态

Fig. 3 Rectifying state

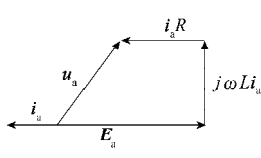


图 4 逆变状态

Fig. 4 Invert state

规律变化, 实现三相 VSR 的高功率因数运行和能量的双向流动^[3]。

1.3 三相 VSR 在 abc 坐标系下的数学模型

根据三相 VSR 的等效电路可以看出, 网侧变换器可采用单极性二值逻辑开关 S_j ($j=a, b, c$) 来描述:

当 $S_j=1$ ($j=a, b, c$) 时, 上桥臂导通, 下桥臂关断; 当 $S_j=0$ ($j=a, b, c$) 时, 下桥臂导通, 上桥臂关断。

由此可得三相 VSR 在 abc 坐标系下的数学模型:

$$\left\{ \begin{aligned} L \frac{di_a}{dt} + Ri_a &= E_a - (S_a - \frac{S_a + S_b + S_c}{3}) V_{dc} \\ L \frac{di_b}{dt} + Ri_b &= E_b - (S_b - \frac{S_a + S_b + S_c}{3}) V_{dc} \\ L \frac{di_c}{dt} + Ri_c &= E_c - (S_c - \frac{S_a + S_b + S_c}{3}) V_{dc} \\ C \frac{dV_{dc}}{dt} &= i_a S_a + i_b S_b + i_c S_c - \frac{V_{dc} - E_L}{R_L} \end{aligned} \right. \quad (1)$$

利用同步坐标变换使电网电压定向于同步旋转坐标系的 d 轴, 对式 (1) 进行坐标变换, 可得 dq 轴下的数学模型:

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{di_d}{dt} &= \left[\begin{matrix} -\frac{R}{L} & \omega & -\frac{S_d}{L} \\ \omega & -\frac{R}{L} & -\frac{S_q}{L} \end{matrix} \right] \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ V_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_d \\ E_q \\ I_L \end{bmatrix} \\ \frac{dV_{dc}}{dt} &= \left[\begin{matrix} \frac{3S_d}{2C} & \frac{3S_q}{2C} & 0 \end{matrix} \right] \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ V_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_d \\ E_q \\ I_L \end{bmatrix} \end{aligned} \right. \quad (2)$$

把交流侧电压定义为:

$$\left\{ \begin{aligned} V_d &= S_d V_{dc} \\ V_q &= S_q V_{dc} \end{aligned} \right.$$

通过简化可以得到:

$$\left\{ \begin{aligned} L \frac{di_d}{dt} &= -Ri_d + \omega Li_q + E_d - V_d \\ L \frac{di_q}{dt} &= -Ri_q - \omega Li_d + E_q - V_q \end{aligned} \right. \quad (3)$$

由式 (3) 可以看出, d 、 q 轴电流除受控制量 V_d 、 V_q 的影响外, 同时还受到 ωLi_d 、 $-\omega Li_q$ 和电压 E_d 、 E_q 的影响; i_d 、 i_q 之间相互影响, 这里称作交叉耦合相。因此需要寻找一种能解除 d 、 q 轴间电流耦合和消除电网电压扰动的控制方法^[4]。

2 三相 VSR 的控制策略

本文采用电网电压定向矢量控制^[5]的控制策略, 将同步旋转 dq 坐标系的 d 轴定向于电网矢量 E 方向上, $\theta = \omega t$ 是 d 轴和 α 轴的夹角, 即 E 与 α 轴的夹角。电压定向矢量控制向量图如图 5 所示。

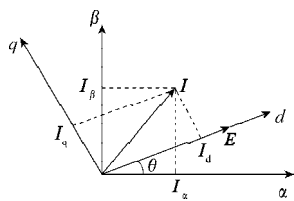


图5 电压定向矢量控制向量图

Fig. 5 Vector graphics for voltage-oriented vector control

在此坐标系下,由图5可以看出,电网电压 E 在 d 、 q 轴上的分量为:

$$\begin{cases} E_d = E \\ E_q = 0 \end{cases} \quad (4)$$

把式(4)代入式(3)可以得出:

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} = -Ri_d + \omega Li_q + E - V_d \\ L \frac{di_q}{dt} = -Ri_q - \omega Li_d - V_q \end{cases} \quad (5)$$

VSR从电网吸收的有功功率 P 和无功功率 Q 分别为:

$$\begin{cases} P = \frac{3}{2}(E_d i_d + E_q i_q) = \frac{3}{2} E i_d \\ Q = \frac{3}{2}(E_q i_d - E_d i_q) = -\frac{3}{2} E i_q \end{cases} \quad (6)$$

从式(6)可以看出,当VSR工作于整流状态时, P 大于零,能量由电网流入整流器;当VSR工作于逆变状态时, P 小于零,能量由变换器反向流入到电网。 Q 大于零表示整流器相对于电网呈感性,吸取感性无功电流; Q 小于零表示整流器相对于电网呈容性,吸取容性无功电流。由以上的分析可以看出, d 、 q 轴电流分量 i_d 、 i_q 实际上就是整流器的有功电流和无功电流的分量,要想调整整流器吸收的有功功率和无功功率,分别对 i_d 、 i_q 进行控制就可以实现^[6]。

由此可以设计电网电压定向矢量控制的双闭环系统,如图6所示。由图可知,电压外环用来保持整流器的直流侧电压恒定,电压调节器输出有功电流给定,又因整流器要保持单位功率因数运行,所以无功电流给定为0;随后将有功和无功电流给定与 dq 轴电流分量的反馈值进行比较后进行PI调节器的运算,调节器输出经矢量变换后通过空间矢量调制器对整流器中的开关器件进行控制,使得整流器的交流侧电流波形为正弦,且控制要求达到功率因数为1。

这种控制策略具有动态响应快、稳态性能好、自身有限流保护能力等优点,而且还可以消除电流稳态误差,达到单位功率因数,因此在工控领域应用十分广泛。

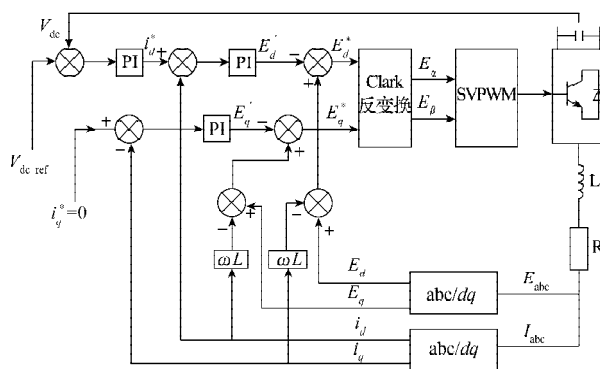


图6 电压定向矢量控制策略

Fig. 6 Voltage-oriented vector control strategy

3 三相 VSR 控制系统设计

在三相VSR控制系统设计中,本文采用双环控制,即电压外环和电流内环。

3.1 电流内环控制设计

从式(3)和上述分析可知,控制器需采用前馈解耦控制策略,当采取PI调节器时, V_d 、 V_q 的控制如式(7)、式(8)所示:

$$V_d = -\left(K_p + \frac{K_{il}}{s}\right)(i_d^* - i_d) + \omega Li_q + E_d \quad (7)$$

$$V_q = -\left(K_p + \frac{K_{il}}{s}\right)(i_q^* - i_q) - \omega Li_d + E_q \quad (8)$$

式中: K_p 、 K_{il} ——比例调节增益和积分调节增益; i_d^* 、 i_q^* —— i_d 、 i_q 的电流指令值; s ——微分算子。

由此可见:基于前馈的控制算法使三相VSR电流内环实现了解耦控制,两个电流环是对称的。下面以 i_d 控制为例来讨论电流调节器的设计。

整流器通常用一个高增益小时间常数的一阶惯性环节 $G(s) = \frac{K_{PWM}}{0.5T_s s + 1}$ 来代替,同时须考虑电流内环信号采样的延迟。电流内环控制结构如图7所示。图中, T_s 为电流内环电流采样周期, K_{PWM} 为整流桥PWM等效增益。

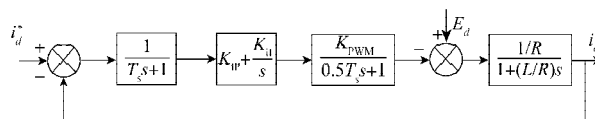


图7 电流内环控制结构

Fig. 7 Control structure of current inner loop

由于电流内环的设计要考虑电动势的扰动对输出的影响,当采用典型I型系统设计时,控制系统具有良好的跟随性能但抗干扰能力较差。为了提高抗干扰性能,本文采用典型II型系统设计^[7]。

为了近似确定这种设计中的PI调节参数,令 $\tau_i = L/R$ 。当 $\omega L \gg R$ 时(ω 为电流内环截止频率),可以忽略交流

侧的电阻,得到的电流内环结构如图8所示。

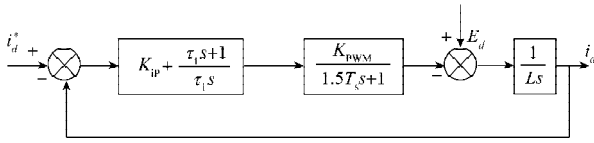


图8 电流内环简化结构

Fig. 8 Simplified structure of current inner loop

当按照典型Ⅱ型系统设计电流内环调节器,从图8可以推导出电流内环的开环传递函数为:

$$W_i(s) = \frac{K_{ip} K_{pwm}}{\tau_i L} \frac{\tau_i s + 1}{s^2 (1.5 T_s s + 1)} \quad (9)$$

为了提高电流相应的快速性,可以设计适当的中频宽 h_i ,工程上通常取 $h_i = \frac{\tau_i}{1.5 T_s} = 5$,由典型Ⅱ型系统设计关系可得^[4]:

$$\frac{K_{ip} K_{pwm}}{\tau_i L} = \frac{h_i + 1}{2 \tau_i^2} \quad (10)$$

因此得出:

$$K_{ip} = \frac{6L}{15 T_s K_{pwm}} \quad (11)$$

$$K_{il} = \frac{6L}{112.5 T_s^2 K_{pwm}} \quad (12)$$

3.2 电压外环控制系统的设计

电压外环控制的目的是稳定VSR直流侧电压。一般开关频率远远高于电网基波频率,所以可以忽略PWM谐波分量,只考虑开关函数的低频分量^[8],则:

$$\left. \begin{aligned} S_a &\approx 0.5m \cos(\omega t - \theta) + 0.5 \\ S_b &\approx 0.5m \cos(\omega t - \theta - 120^\circ) + 0.5 \\ S_c &\approx 0.5m \cos(\omega t - \theta + 120^\circ) + 0.5 \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

式中: θ ——开关函数基波初始相位角;

m ——PWM调制比 ($m \leq 1$)。

三相VSR电网侧电流为:

$$\left. \begin{aligned} I_a &= I_m \cos(\omega t) \\ I_b &= I_m \cos(\omega t - 120^\circ) \\ I_c &= I_m \cos(\omega t + 120^\circ) \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

三相VSR直流侧电流 I_{dc} 可由开关函数描述如下:

$$I_{dc} = S_a I_a + S_b I_b + S_c I_c \quad (15)$$

将式(13)、式(14)代入式(15)可得:

$$I_{dc} \approx 0.75 m I_m \cos \theta \quad (16)$$

因为 θ 是一个变量,实际设计中为了方便,都将其等效为0.75的比例环节^[9]。

对于电流内环,可以等效为一个惯性环节:

$$W_i(s) \approx \frac{1}{1 + 3 T_s s}$$

因此,可以确定VSR电压外环控制结构如图9所示。

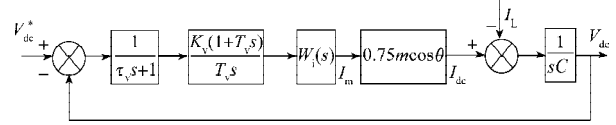


图9 电压外环控制结构

Fig. 9 Control structure of voltage external loop

图中: τ_v ——电压外环采样小惯性时间常数;

K_v 、 T_v ——电压外环PI调节器参数。

按照典型Ⅱ型设计系统电压调节器,可以得出电压开环传递函数为:

$$W_v(s) = \frac{0.75 K_v (T_v s + 1)}{C T_v s^2 (T_{ev} s + 1)} \quad (17)$$

式中: $T_{ev} = \tau_v + 3 T_s$ 。

由典型Ⅱ型系统控制器参数整定关系得:

$$\frac{0.75 K_v}{C T_v} = \frac{h_v + 1}{2 h_v^2 T_{ev}^2} \quad (18)$$

式中: $h_v = T_v / T_{ev}$,工程上一般取中频宽 $h_v = 5$ 。

由此可以计算出电压环PI调节器的参数:

$$\left. \begin{aligned} T_v &= 5 T_{ev} = 5 (\tau_v + 3 T_s) \\ K_v &= \frac{4C}{(\tau_v + 3 T_s)} \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

4 仿真验证及分析

为了验证理论分析和控制方式的正确性,本文在Matlab/Simulink下进行了仿真研究,仿真系统的主要参数见表1。

表1 PWM整流器仿真参数

Tab. 1 Simulation parameters of PWM rectifier

名称	数值
输入相电压峰值 E_m / V	311
基波频率 f / Hz	50
交流侧电感 L / mH	2
直流参考电压 V_{dc} / V	700
PWM 开关频率 f / Hz	5 000
直流负载 R / Ω	10
直流储能电容 C / μF	8 000

由以上参数以及推导的电流内环和电压外环的控制系统的设计。可以确定,电流内环的比例系数 $K_{ip} = 20$,积分系数 $K_{il} = 100$;同时也可以确定电压外环的比例系数 $T_v = 0.5$,积分系数 $K_v = 13$ 。具体在以下几个状态做研究:单位功率因数运行时的波形,如图10、图11、图12所示;负载在0.5 s时突变后的波形,如图13、图14所示;单位功率因数逆变时的波形,如图15所示。

由仿真结果图10~图12可知:当VSR运行在单位功率因数整流状态时,直流输出电压一直稳定在给定值700 V,并且有良好的快速性和稳态精度,而交流侧a相电压和电流同相位,实现了单位功率因数运行,并且电

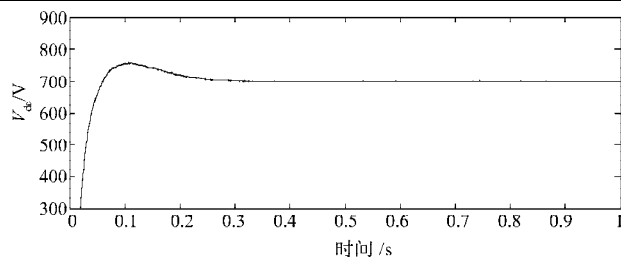


图 10 直流侧电压波形

Fig. 10 DC line voltage waveform

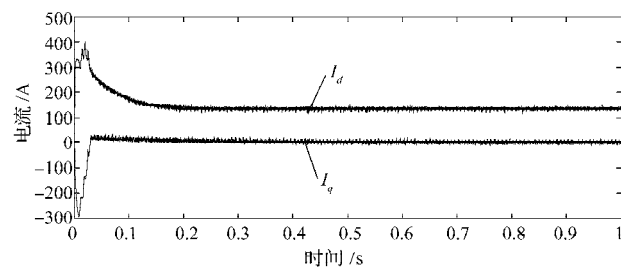


图 12 dq 轴电流波形

Fig. 12 dq current waveform

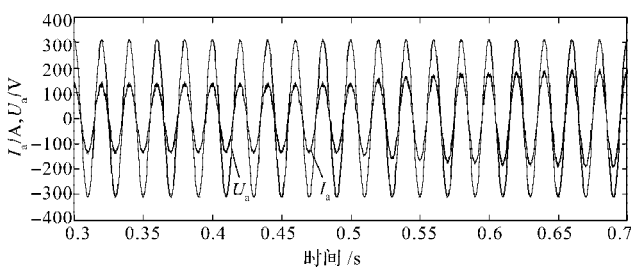


图 14 负载突变时 a 相电压电流波形

Fig. 14 Voltage and current waveform of a-phase as load suddenly changing

流在 dq 轴上的有功分量为正,无功分量为0,达到了电流解耦控制的目的;当负载在0.5s发生突变时,如图13、图14所示,直流电压在0.5s时发生了较小的波动,但很快恢复到给定电压值,而交流侧电流虽然发生变化,但仍然与电压保持同相位,在单位功率因数状态下运行;当VSR运行在逆变状态时,由图15所示,交流侧电压和电流相位相反,功率由电网流向VSR。

仿真结果验证了VSR真正具有实现网侧电流正弦化、单位功率因数运行、高质量的直流输出电压和功率双向流动的能力,并验证了控制策略和所建模型的正确性。

5 结语

通过本文的研究可知,PWM整流器实现了网侧电流正弦化,并且可以运行于单位功率因数和实现能量的双向传输,因而实现了最理想的“绿色电能变换”。这些优越的性能使PMW整流器得到了广泛的应用,如静止无功补偿、有源电力滤波、统一潮流控制、超导储能以及太阳能、风能等可再生能源的并网发电便是PWM

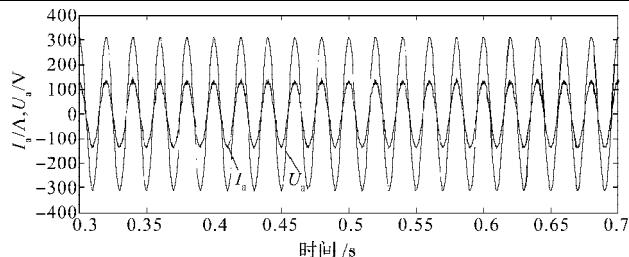


图 11 a 相电压电流波形

Fig. 11 Voltage and current waveform of a-phase

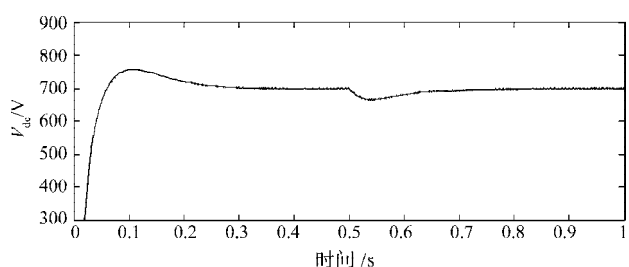


图 13 负载突变时的直流输出电压

Fig. 13 DC output voltage with load changing

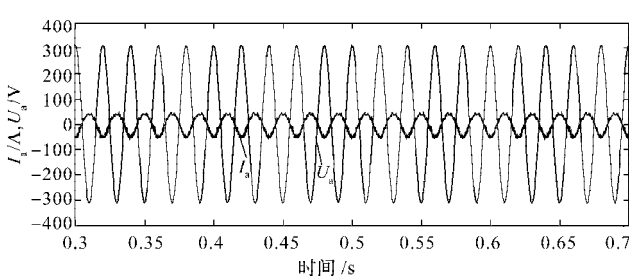


图 15 逆变时 a 相电压电流波形

Fig. 15 Voltage and current waveform of a-phase at the state of inverter

整流技术的几种典型应用,相信在未来的电力系统领域中,它将会得到更加广泛的应用。

参考文献:

- [1] 石新春,杨京燕,王毅. 电力电子技术[M]. 北京: 中国电力出版社, 2006.
- [2] 梁锦泽. 三相电压型PWM整流器及其控制策略研究[D]. 广州: 广东工业大学, 2008.
- [3] 刘念洲,刘成浩. 基于MATLAB的三相电压型PWM整流系统仿真[J]. 船电技术, 2009, 29(2): 43-46.
- [4] 毛鸿,沈琦,吴兆麟. PWM整流器的电压控制策略研究[J]. 电气传动, 2000(3): 21-23.
- [5] 张崇巍,张兴. PWM整流器及其控制[M]. 北京: 机械工业出版社, 2003.
- [6] Ye Zhi hong. Modeling and control of parallel three-phase PWM converters [D]. Japan: University of Electrical and Computer Engineering, 2000.
- [7] Ye Y, Kazerani M, Quintana V H. A novel modeling and control method for three-phase PWM converters[C]. PESC. 2001 IEEE 32th Annual: 102-107.
- [8] 张志刚,黄守道,任光法. 三相电压型SVPWM整流器控制策略研究[J]. 长沙大学学报, 2004(4): 33-36.
- [9] 赵振波,李和明. 单位功率因数PWM整流器双闭环PI调节器设计[J]. 电工技术杂志, 2003(5): 68-71.