

三相PWM整流器单输入单输出模型的仿真验证及控制器设计

陈 涛, 张志学, 梅文庆

(南车电气技术与材料工程研究院, 湖南 株洲 412001)

摘 要: 三相PWM整流器的数学模型一直以来是研究的热点, 文章验证了一种三相PWM整流器的单输入单输出模型(SISO), 并在此基础上设计了控制器, 进行了控制效果的验证, 给出了仿真结果与结论。

关键词: 三相PWM整流器; 单输入单输出模型; 小信号模型

中图分类号: TM461

文献标识码: A

文章编号: 2095-3631(2012)04-0009-08

Simulation Verification of the Three-phase Single Input/Output PWM Rectifier Model and its Controller Design

CHEN Tao, ZHANG Zhi-xue, MEI Wen-qing

(CSR Research of Electrical Technology & Material Engineering, Zhuzhou, Hunan 412001, China)

Abstract: The digital model of three-phase PWM rectifier is always the hot topic of research. This thesis testifies the three-phase single input/output (SISO) PWM rectifier model, based on which the controller is designed and its control effect is demonstrated, the simulation results and conclusions are consequently provided.

Key words: three-phase PWM rectifier; SISO; small signal model

0 引言

三相PWM整流器因其优良的性能越来越多地应用于各种型号的变频器中, 其功率因数高、网侧电流谐波含量少、电能可双向流动、动态特性优良。大量的研究工作也围绕它而展开, 尤其是控制系统的设计。基于同步旋转坐标系的三相PWM整流器的控制是20世纪80年代提出的, 其控制目标是稳定直流侧电压, 同时调节网侧的功率因数, 以较快的动态性能对抗负载的扰动。关于同步旋转坐标系下的三相PWM整流器模型, 已有大量的文献报导了对其卓有成效的研究, 也提出了不少模型, 但大多数模型都是多输入多输出的系统

(MIMO), 验证的难度较大, 模型的准确性以及适用范围难以确认, 控制器的设计较为复杂。

针对上述情况, 文献[1]提出了一种单输入单输出模型(SISO), 其结构相对简练, 验证方式容易, 但是此模型仅在低电压、小功率的条件下验证过, 对于大功率的变流器系统是否适用还是未知数, 并且该文献仅对工作在整流状态的三相PWM整流器模型进行了推导, 而对于处于有源逆变状态的整流器并没有作深入探讨。本文以文献[1]为基础, 在Matlab中建立仿真模型, 对模型处于较大功率的条件下进行了验证, 并且推导了三相PWM整流器处于有源逆变状态下的模型, 设计了基于此模型的控制, 给出了仿真结果。

1 三相PWM整流器单输入单输出模型

三相电压型PWM整流器电路如图1所示。

收稿日期: 2011-11-07

作者简介: 陈涛(1983-), 男, 工程师, 主要从事电力电子传动技术研究工作。

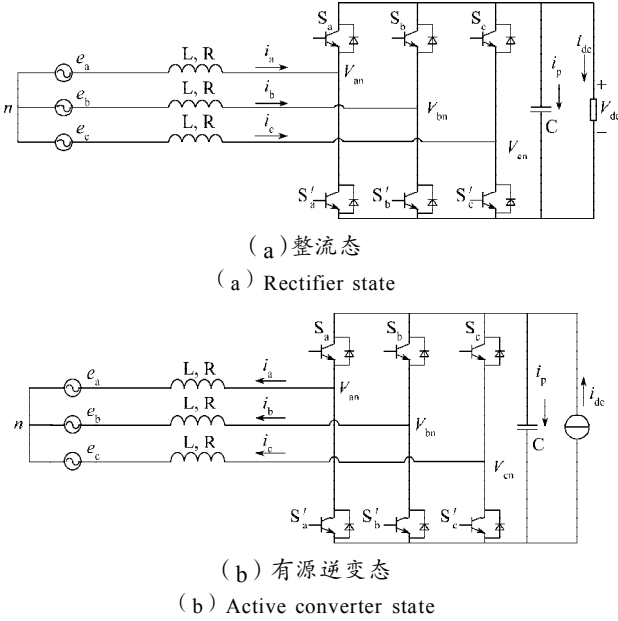


图1 三相电压源型PWM整流器电路结构

Fig.1 The structure of three-phase voltage-source PWM rectifier circuit

图1中 e_a 、 e_b 、 e_c 为三相网侧电压； i_a 、 i_b 、 i_c 为三相网侧输入电流； L 、 R 为电抗器电感与寄生电阻； i_p 为流过直流母线电容的电流； i_{dc} 为直流侧电流。

三相PWM整流器在同步旋转坐标系下的方程式：

$$\left. \begin{aligned} L \frac{di_d}{dt} + Ri_d - \omega Li_q &= e_d - v_d \\ L \frac{di_q}{dt} + Ri_q + \omega Li_d &= -v_q \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

$$C \frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{3}{4} (u_d i_d + u_q i_q) - i_{dc} \quad (2)$$

式中： e_d —— dq 变换之后电网电压 d 轴分量； i_d 、 i_q —— dq 变换之后输入电流 d 、 q 轴分量； v_d 、 v_q ——整流器阀侧电压 d 、 q 轴分量； u_d 、 u_q ——等效开关函数 d 、 q 轴分量； v_{dc} ——中间直流电压。

由式1得知，网侧电流 d 、 q 轴的分量是相互耦合的， $-\omega Li_q$ 和 ωLi_d 等效于受控电压源，分别影响着 d 轴和 q 轴分量。通过解耦算法，对式(1)进行解耦之后，得到了三相PWM整流器的单输入单输出模型的数学表达式：

$$\left. \begin{aligned} L \frac{di_d}{dt} + Ri_d &= e_d - \frac{1}{2} u_{d2} v_{dc} \\ C \frac{dv_{dc}}{dt} + i_{dc} &= \frac{3}{4} u_{d2} i_d \\ L \frac{di_q}{dt} + Ri_q &= -u_{q2} v_{dc} \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

式中： u_{d2} 、 u_{q2} ——解耦之后等效开关函数的 d 、 q 轴分量。

由式(3)可以得知，电流 q 轴分量是一阶的惯性环节，它决定着功率因数； d 轴分量是二阶的模型，它决定着三相PWM整流器传输的功率。如果PI调节器将 q 轴电流分量控制为0，那么对于整个模型而言，仅仅只有 d 轴一个输入量。

通过对 d 轴分量的模型分析可知， d 轴分量的结构与DC-DC变换器的结构类似。为了与DC-DC变换器等效，定义等效的占空比 $d=1-u_{d2}$ ，由此，式(3)可以表示为：

$$\left. \begin{aligned} L \frac{di_d}{dt} + Ri_d &= e_d - \frac{1}{2} (1-d) v_{dc} \\ C \frac{dv_{dc}}{dt} + i_{dc} &= \frac{3}{4} (1-d) i_d \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

图2和图3分别给出了DC-DC变换器电路结构和三相PWM整流器的 d 轴等效电路（整流态），对比图2和图3可知，两种电路在结构上类似。图4为三相PWM整流器工作在有源逆变状态下的电路结构图，此时负载由电流源替代。

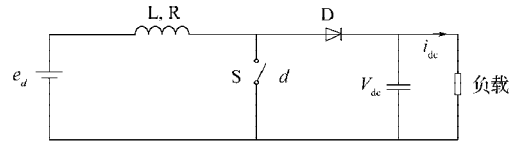
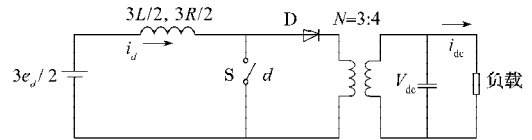
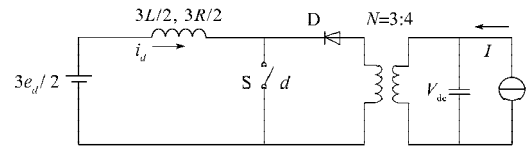


图2 DC-DC变换器电路结构

Fig.2 DC-DC converter circuit structure

图3 三相PWM整流器的 d 轴等效电路（整流态）Fig.3 The d -axis equivalent circuit of three-phase PWM rectifier (rectifier state)图4 三相PWM整流器的 d 轴等效电路（有源逆变态）Fig.4 The d -axis equivalent circuit of three-phase PWM rectifier (active inverter state)

三相PWM整流器单输入单输出模型与DC-DC变换器的对比见表1。

整流器单输入单输出模型的建立依赖3个条件：(1)解耦控制；(2)从三相静止坐标系到三相同步旋转坐标系的变换；(3)控制 q 轴电流，使 $i_q=0$ 。三相PWM整流器单输入单输出模型控制框图如图5所示，将此模

表1 三相PWM整流器(SISO模型)与DC-DC变换器对比

Tab.1 The comparison between three-phase PWM rectifier (SISO model) and DC-DC converter model

DC-DC 变换器		三相 PWM 整流器 (SISO 模型)	
等式	$\left. \begin{aligned} L \frac{di_d}{dt} + Ri_d &= e_d - (1-d)v_{dc} \\ C \frac{dv_{dc}}{dt} + i_{dc} &= (1-d)i_d \end{aligned} \right\}$	整流态:	$\left. \begin{aligned} L \frac{di_d}{dt} + Ri_d &= e_d - \frac{1}{2}(1-d)v_{dc} \\ C \frac{dv_{dc}}{dt} + i_{dc} &= \frac{3}{4}(1-d)i_d \end{aligned} \right\}$
		有源逆变态:	$\left. \begin{aligned} L \frac{di_d}{dt} + Ri_d &= e_d - \frac{1}{2}(1-d)v_{dc} \\ C \frac{dv_{dc}}{dt} &= \frac{3}{4}(1-d)i_d + I \end{aligned} \right\}$
电压变换率	$\frac{v_{dc}}{e_d} = \frac{1}{(1-D)} \quad (\text{无寄生电阻})$ $\frac{v_{dc}}{e_d} = \frac{1-D}{(1-D)^2 + R/Z_{dc}} \quad (\text{有寄生电阻})$ (Z_{dc} —— 负载电阻)	$\frac{v_{dc}}{e_d} = \frac{2}{(1-D)} \quad (\text{无寄生电阻})$ $\frac{v_{dc}}{e_d} = \frac{2(1-D)}{(1-D)^2 + 8R/3Z_{dc}} \quad (\text{有寄生电阻, 仅限整流态})$	
小信号模型分析	$\frac{\hat{v}_{dc}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{e_d}{(1-D)^2} \times \frac{1 - \frac{L}{R_{dc}(1-D)^2}s}{1 + \frac{L}{R_{dc}(1-D)^2}s + \frac{LC}{(1-D)^2}s^2}$ $\frac{\hat{i}_d(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{2e_d}{(1-D)^3} \times \frac{1 + \frac{R_{dc}C}{2}s}{1 + \frac{L}{R_{dc}(1-D)^2}s + \frac{LC}{(1-D)^2}s^2}$ $\frac{\hat{v}_{dc}(s)}{\hat{i}_d(s)} = \frac{R_{dc}(1-D)}{2} \times \frac{1 - \frac{L}{R_{dc}(1-D)^2}s}{1 + \frac{R_{dc}C}{2}s}$ (R_{dc} —— 负载电阻)	整流态: $\frac{\hat{v}_{dc}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{2e_d}{(1-D)^2} \times \frac{1 - \frac{8L}{3R_{dc}(1-D)^2}s}{1 + \frac{8L}{3R_{dc}(1-D)^2}s + \frac{8LC}{3(1-D)^2}s^2}$ $\frac{\hat{i}_d(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{16e_d}{3(1-D)^3} \times \frac{1 + \frac{R_{dc}C}{2}s}{1 + \frac{8L}{3R_{dc}(1-D)^2}s + \frac{8LC}{3(1-D)^2}s^2}$ $\frac{\hat{v}_{dc}(s)}{\hat{i}_d(s)} = \frac{3R_{dc}(1-D)}{8} \times \frac{1 - \frac{8L}{3R_{dc}(1-D)^2}s}{1 + \frac{R_{dc}C}{2}s}$	有源逆变态: $\frac{\hat{v}_{dc}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{3(1-D)\bar{v}_{dc} - 3L\bar{i}_d s}{\frac{3(1-D)^2}{8} + LCs^2}$ $\frac{\hat{i}_d(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{3(1-D)\bar{i}_d + C\bar{v}_{dc}s}{\frac{3(1-D)^2}{8} + LCs^2}$ ($\bar{v}_{dc}, \bar{i}_d, D$ 分别为 v_{dc}, i_d, d 的稳态直流分量)

型视为开环结构, 控制量 d 为此模型的输入, v_{dc} 为输出, i_d 同样可视为输出。

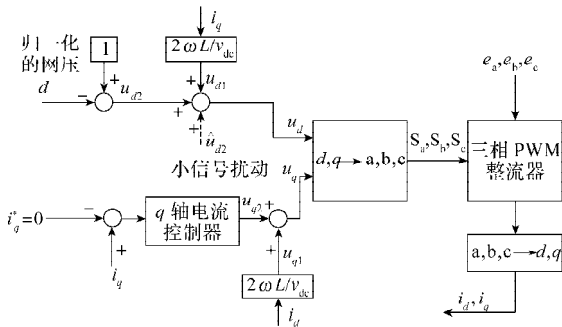


图5 三相PWM整流器单输入单输出模型控制框图

Fig. 5 The control diagram of three-phase PWM rectifier SISO model

2 整流器单输入单输出模型开环特性的仿真验证

本节对整流器的单输入单输出模型进行开环幅相特性的验证, 验证的主要目的是: 确认其开环模型的实际幅相特性与理论幅相特性是否相符。给定一组整流器参数: 输入线电压为358 V; 输入电感为1.365 mH; 忽略

寄生电阻, 直流侧电容为4.7 mF; 直流母线电压为700 V; 直流侧负载电阻为4 Ω; 开关频率 $f=1\ 050$ Hz; 额定输入电流为292 A。稳态条件下, 等效占空比的计算公式为:

$$\frac{v_{dc}}{e_d} = \frac{2}{(1-D)} \quad (5)$$

在本例中, 可算出稳态条件下等效的理论占空比:

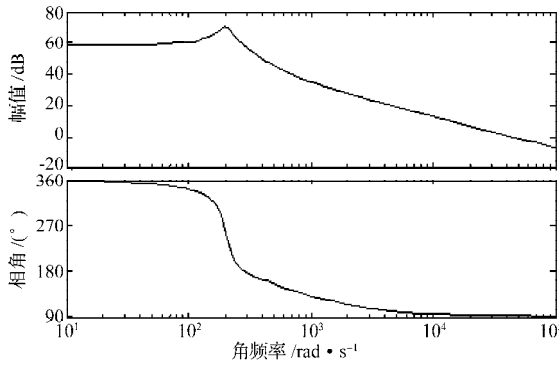
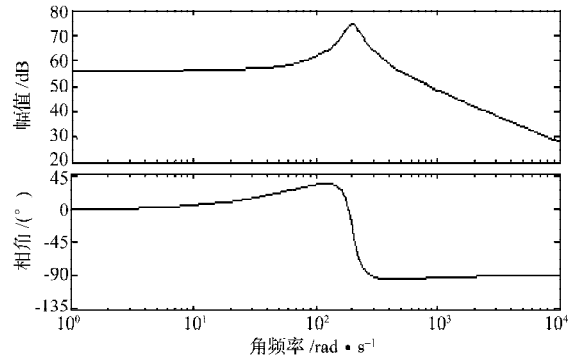
$$1-D = \frac{2e_d}{v_{dc}} = \frac{2 \times 292}{700} = 0.834 \quad (6)$$

可计算出传递函数为:

$$\frac{\hat{v}_{dc}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{839 - 1.09s}{1 + 1.3 \times 10^{-3}s + 24.6 \times 10^{-6}s^2} \quad (7)$$

$$\frac{\hat{i}_d(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{671 + 6.31s}{1 + 1.3 \times 10^{-3}s + 24.6 \times 10^{-6}s^2} \quad (8)$$

式(7)和式(8)传递函数的波特图分别如图6和图7所示。

图 6 $\hat{v}_{dc}(s)/\hat{d}(s)$ 幅相特性波特图Fig. 6 The bode figure of $\hat{v}_{dc}(s)/\hat{d}(s)$ 图 7 $\hat{i}_d(s)/\hat{d}(s)$ 幅相特性波特图Fig. 7 The bode figure of $\hat{i}_d(s)/\hat{d}(s)$

在 Matlab 中搭建三相 PWM 整流器的模型对式 (7) 和式 (8) 传递函数幅相特性的准确性进行了验证, 仿

真验证主电路结构图如图 8 所示。在 Matlab/Simulink 中建立仿真验证的归一化控制框图如图 9 所示。

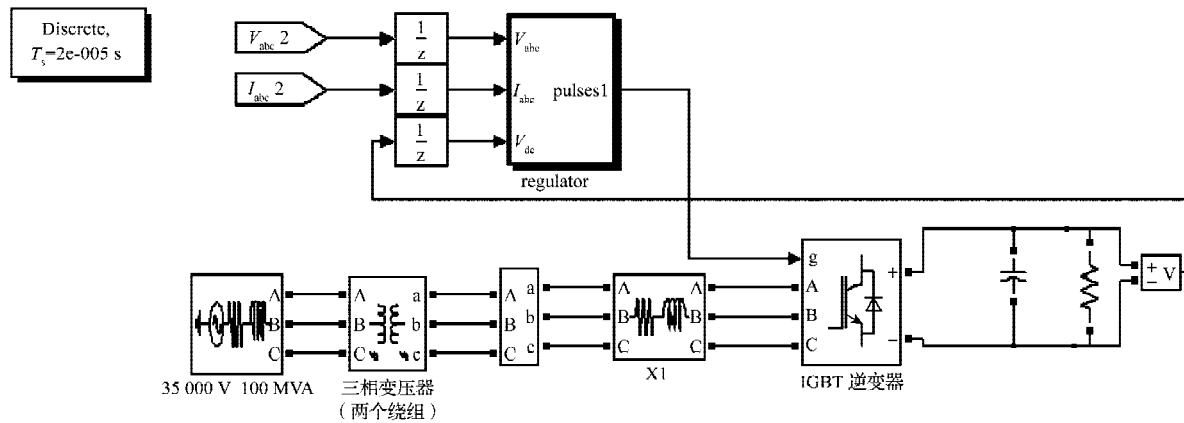


图 8 仿真验证主电路结构图

Fig. 8 The diagram of main circuit for simulation verification

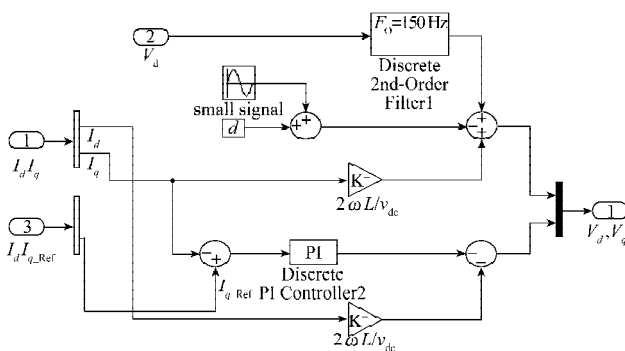


图 9 仿真验证的控制框图

Fig. 9 The control diagram of simulation verification

三相 PWM 整流器单输入单输出模型幅相特性的验证方法如下: 控制信号 d 输入一个固定的量, 如 0.19, 而 q 轴分量用 PI 调节器控制为 0, 整流器达到了一个开环的稳定状态, 此时 $V_{dc}=700$ V, 以这一点为静态工作点, 在控制信号 d 中叠加一个正弦小信号的扰动, 加入的正弦小信号扰动幅值固定为 0.05, 角频率可调, 选取角频率为 50 rad/s、130 rad/s、200 rad/s、300 rad/s 和 400 rad/s 进

行验证。表 2 和表 3 为 $\hat{v}_{dc}(s)/\hat{d}(s)$ 、 $\hat{i}_d(s)/\hat{d}(s)$ 的理论幅相特性, 由图 6 和图 7 波特图可以读出。

表 2 $\hat{v}_{dc}(s)/\hat{d}(s)$ 理论幅相特性Tab.2 The theoretical magnitude /phase characteristics of $\hat{v}_{dc}(s)/\hat{d}(s)$

角频率 /rad · s ⁻¹	50	130	200	300	400
幅值 /dB	59	63	70.4	57.1	50.1
相角 / (°) (滞后)	8	26	100	183	193

表 3 $\hat{i}_d(s)/\hat{d}(s)$ 理论幅相特性Tab.3 The theoretical magnitude /phase characteristics of $\hat{i}_d(s)/\hat{d}(s)$

角频率 /rad · s ⁻¹	50	130	200	300	400
幅值 /dB	57.9	64.7	74.7	63.9	58.9
相角 / (°) (滞后)	-21.3	-34.5	20	91.5	94.7

通过 Matlab 仿真验证, 我们得到如图 10~图 13 所示

波形图, 图10中参考波形为输入小信号扰动放大数十倍, 其相位和小信号的扰动相同。

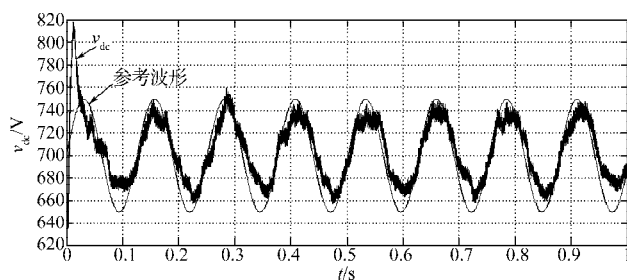


图 10 小信号扰动角频率为 50 rad/s 时的 v_{dc} 波形图

Fig. 10 The v_{dc} waveform diagram when small signal disturbance frequency at 50 rad/s

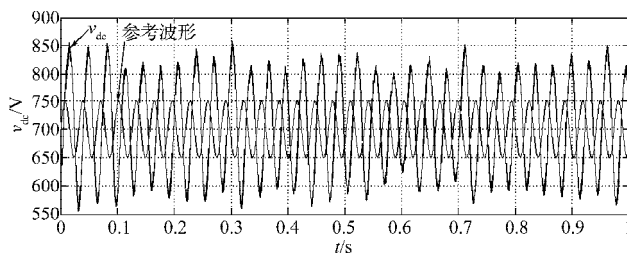


图 11 小信号扰动角频率为 200 rad/s 时的 v_{dc} 波形图

Fig. 11 The v_{dc} waveform diagram when small signal disturbance frequency at 200 rad/s

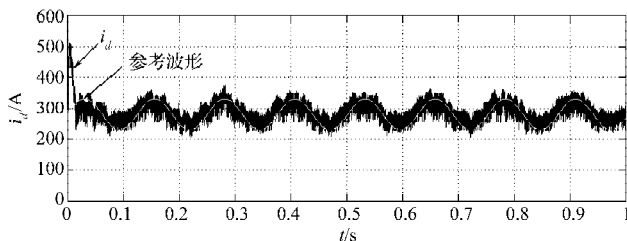


图 12 小信号扰动角频率为 50 rad/s 时的 i_d 波形图

Fig. 12 The i_d waveform diagram when small signal disturbance frequency at 50 rad/s

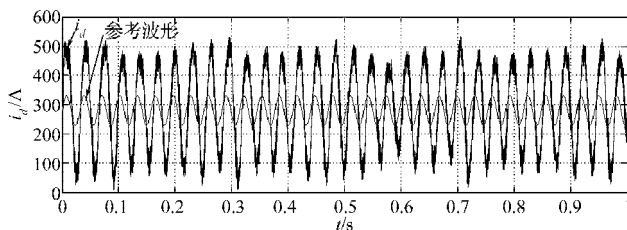


图 13 小信号扰动角频率为 200 rad/s 时的 i_d 波形图

Fig. 13 The i_d waveform diagram when small signal disturbance frequency at 200 rad/s

表4和表5为仿真验证所得到的 $\hat{v}_{dc}(s)/\hat{d}(s)$ 和 $\hat{i}_d(s)/\hat{d}(s)$ 幅相特性。

表4 验证的 $\hat{v}_{dc}(s)/\hat{d}(s)$ 幅相特性

Tab. 4 The testified magnitude /phase characteristics of $\hat{v}_{dc}(s)/\hat{d}(s)$

角频率 /rad · s ⁻¹	50	130	200	300	400
幅值 /dB	58.06	62.5	68	55.56	52
相角 /(°) (滞后)	10	30	105	175	200

表5 验证的 $\hat{i}_d(s)/\hat{d}(s)$ 幅相特性

Tab.5 The testified magnitude /phase characteristics of $\hat{i}_d(s)/\hat{d}(s)$

角频率 /rad · s ⁻¹	50	130	200	300	400
幅值 /dB	59	62.5	72	62.27	57
相角 /(°) (滞后)	-10	0	30	70	90

由表2和表3的理论幅相特性与表4和表5的实际验证得出的幅相特性对比后得知, 仿真验证的结果与理论值基本一致, 由此证明了该模型的准确性。三相PWM整流器处于有源逆变状态下模型的准确性也可验证, 限于篇幅, 在此不再详述。

3 基于 SISO 模型的控制器设计

基于SISO模型设计控制器, 如果电流 q 轴分量通过PI控制器控制为0, 那么只需要对 d 轴分量进行控制, 控制系统只有一个输入, 大大地简化了控制器的设计过程, 这也是单输入单输出模型相对于多输入多输出模型的一个优势。

控制器的设计仍然基于上节提供的参数, 并且仅限于工作在带线性负载的整流状态下, 为了使其既有较好的瞬态特性, 又能消除稳态误差, 选用了PI调节器, 控制器的结构框图如图14所示。

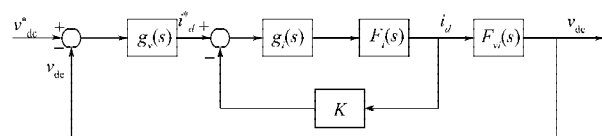


图 14 控制器的结构框图

Fig. 14 The structure diagram of controller

图14中, $F_i(s)$ 为 $\hat{i}_d(s)/\hat{d}(s)$, $F_v(s)$ 为 $\hat{v}_{dc}(s)/\hat{d}(s)$, $g_v(s)$ 为电流内环调节器, $g_i(s)$ 为电压外环调节器, K 代表电流采样系数(本例中为1/500)。

对于电流内环, 若不加任何调节器, 内环的闭环传递函数根轨迹如图15所示。

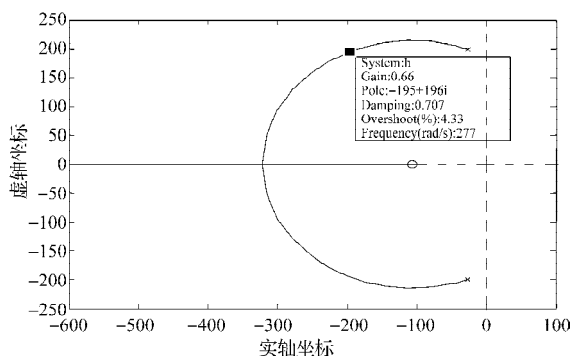


图 15 未加任何调节器时电流内闭环根轨迹

Fig. 15 The closed-loop root locus of current inner-loop without any regulator

由图 15 可以得, 根轨迹均处于左半平面, 即不加调节器时, 内环对于任意的开环增益都能处于稳定状态。加入 PI 调节器的目的主要是为了消除控制系统的稳态误差。由根轨迹设计理论可知, 调节器中增加零点, 使根轨迹向左半平面移动; 加入极点, 使根轨迹向右半平面移动。为了使控制系统的根轨迹适当左移, 但又不发生大的变动, PI 调节器设计为 $g_i(s)=k_p(s+100)/s$, 即调节器的零极点分别为 -100 和 0, 此时, PI 调节器 I 参数 $k_i=100 k_p$ 。

而加入 PI 调节器之后, 电流内环的开环传递函数为:

$$g_i(s) \times F_i(s) = g_i(s) \times \frac{i_d(s)}{\dot{d}(s)} = \frac{k_p(134.2 + 2.604s + 0.0126s^2)}{s + 1.3 \times 10^{-3}s^2 + 24.6 \times 10^{-6}s^3} \quad (9)$$

那么, 内环控制系统的闭环根轨迹曲线如图 16 所示。

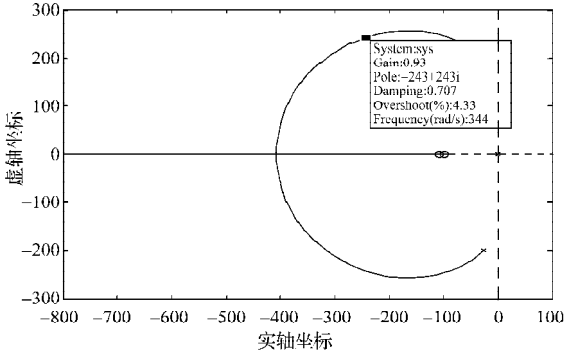


图 16 加入 PI 调节器后, d 轴电流内环闭环主导极点根轨迹

Fig. 16 The closed-loop dominant pole root locus of d - axis current inner-loop when adding PI regulator

由图 16 可知, 对于任意的增益 k_p , 电流内环都是稳定的, 内环控制系统的主导闭环极点决定着其瞬态特性, 若使内环的阻尼为 0.707, 则闭环主导极点为 $-243 \pm 243i$, 开环增益 $k_p=0.93$ 。若设计目标要求主导极点的位置不在既有的根轨迹上, 那么就要重新设计调节器, 以使得校正之后的根轨迹满足动态和稳态性能要求。若取闭环主导极点为 $-243 \pm 243i$, 则其开环增益为 $k_p=0.93, k_i=0.93 \times 100=93$ 。

加入 PI 调节器后, d 轴电流 I_d 仿真波形如图 17 所示, 此时内环的给定电流固定为 300 A。由图 17 可知, 内环能较好地跟踪指令电流, 瞬态响应与理论值基本吻合。

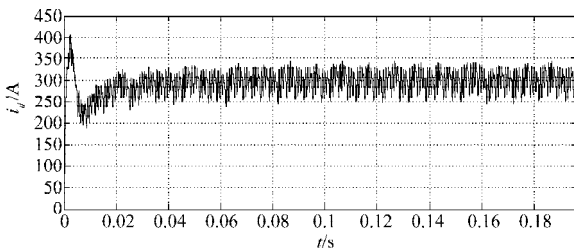


图 17 d 轴电流 I_d 波形图

Fig. 17 The waveform of d - axis current I_d

内环 PI 调节器参数确定之后, 电流内环的闭环传递函数为:

$$H_i(s) = \frac{g_i(s)F_i(s)}{1 + g_i(s)F_i(s)} = \frac{124.806 + 2.42s + 0.0117s^2}{124.8 + 3.42s + 0.013s^2 + 24.6 \times 10^{-6}s^3} \quad (10)$$

电压外环控制系统的框图如图 18 所示。

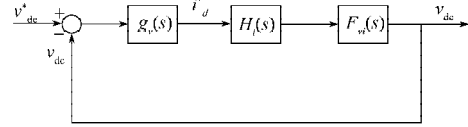


图 18 简化之后电压外环控制系统结构框图

Fig. 18 The structure figure of simplified voltage outer-loop control system

对于电压外环, 在不加调节器时, 其开环传递函数为:

$$H_i(s)F_v(s) = \frac{g_i(s)F_i(s)}{1 + g_i(s)F_i(s)} \times F_v(s) = \frac{5.24 \times 10^7 + 9.47 \times 10^5 s + 3590s^2 - 6.5s^3}{83741 + 3082s + 30.323s^2 + 0.099s^3 + 155.226 \times 10^{-6}s^4} \quad (11)$$

在不加调节器的前提下, 电压外环控制系统的闭环根轨迹如图 19 所示。

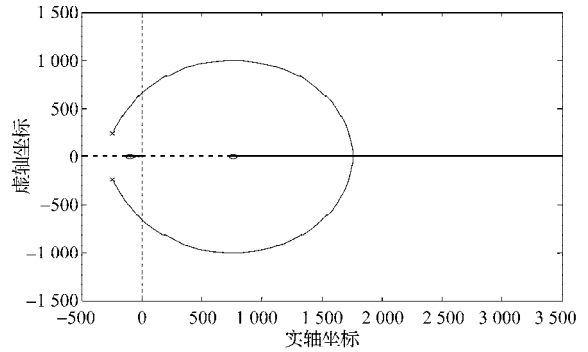


图 19 无调节器时电压外环闭环根轨迹图

Fig. 19 The closed-loop root locus of voltage outer-loop without any regulator

由图 19 可以得知, 在不加任何调节器的前提下, 电压外环控制系统的根轨迹大部分都位于右半平面, 即对于绝大多数的开环增益而言, 外环控制系统并不是稳定的。选取根轨迹位于虚轴之上的根进行验证, 此时, 开环增益 $k_{pu}=0.001 15$, 电压外环理论上是不稳定的, 通过仿真得知, 控制系统确实是不稳定的 (图 20)。

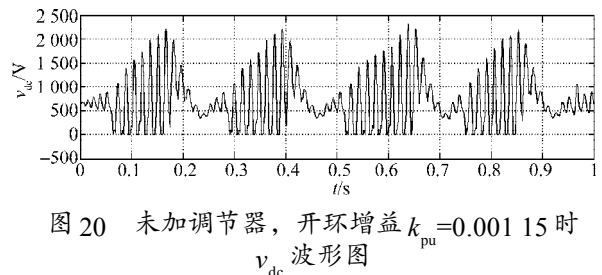
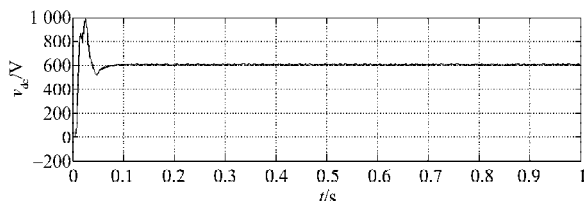


图 20 未加调节器, 开环增益 $k_{pu}=0.001 15$ 时 v_{dc} 波形图

Fig. 20 The waveform of v_{dc} at $k_{pu}=0.001 15$ without regulator

对于根轨迹位于左半平面的部分,由于距离虚轴太近,瞬态性能不太理想,调节时间过长,超调过大,根轨迹越向左,开环增益越小,控制系统的超调越小,但稳态误差越大。选取位于左半平面的两组根进行验证,验证所得的结果如图21和图22所示。

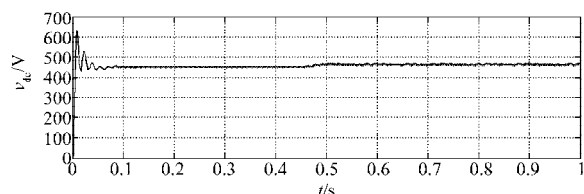


理论指标: 开环增益 $k_{pu}=0.0047$; 主导闭环极点为 $-126 \pm$

$480i$; 阻尼为0.253; 超调为44%; 自然角频率为497 rad/s

图21 未加调节器, 开环增益 $k_{pu}=0.0047$ 时的 v_{dc} 波形图

Fig. 21 The waveform of v_{dc} at $k_{pu}=0.0047$ without regulator



理论指标: 开环增益 $k_{pu}=0$; 主导闭环极点为 $-244 \pm 241i$;

阻尼为0.711; 超调为4.16%; 自然角频率为343 rad/s

图22 未加调节器, 开环增益 $k_{pu}=0$ 时的 v_{dc} 波形图

Fig. 22 The waveform of v_{dc} at $k_{pu}=0$ without regulator

由图21和图22可知,电压外环控制系统的仿真结果与理论指标基本相符,验证了模型的准确性;另外还可得知,仅仅改变外环的开环增益并不能达到相应的控制效果,外环控制系统始终存在稳态误差,并且开环增益越小,稳态误差越大。

为了消除电压外环的稳态误差,仍然使用PI调节器,同时为了保证外环控制系统根轨迹形状不发生大的变化,PI调节器的零极点不应相差过大。令调节器为 $g_v(s)=k_{pu}(s+50)/s$,电压外环控制系统的开环传递函数为:

$$g_v(s)H_i(s)F_{vi}(s) = g_v(s) \times \frac{g_i(s)F_i(s)}{1+g_i(s)F_i(s)} \times F_{vi}(s) = \frac{k_p(262 \times 10^7 + 9.975 \times 10^7 s + 11.265 \times 10^3 s^2 + 3265 s^3 - 6.5 s^4)}{83741s + 3082s^2 + 30.323s^3 + 0.099s^4 + 155.226 \times 10^{-6}s^5} \quad (12)$$

采用了PI调节器后外环控制系统的闭环根轨迹如图23所示。

由图23可以知,加入PI调节器之后,其对外环控制系统的根轨迹影响并不太大,因为PI调节器的零点和极点相隔不远,不会对外环控制系统的瞬态特性有明显的影响;但是,加入积分环节之后可消除稳态误差。在根轨迹的右半平面取两组根进行验证,确定此时的

开环增益,验证所得的结果如图24~图26所示。

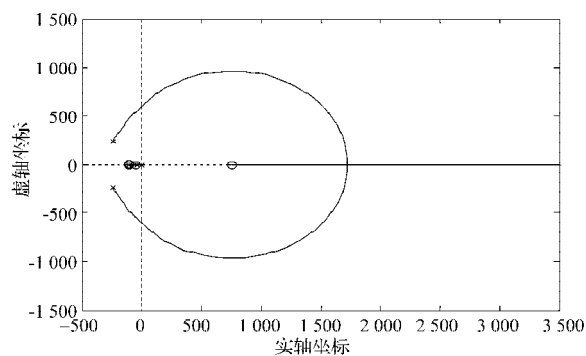
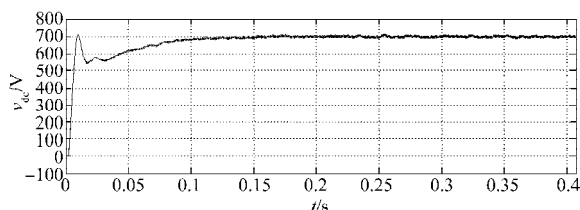


图23 采用PI调节器之后外环的根轨迹图

Fig. 23 The root locus of outer-loop when using PI regulator

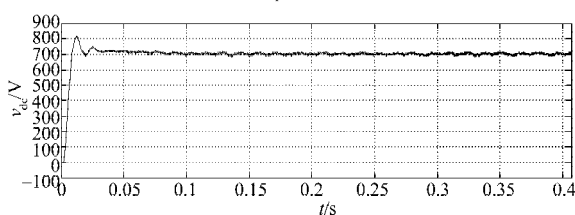


理论指标: 开环增益 $k_{pu}=0.00104$; 闭环主导极点为 $-209 \pm$

$302i$; 阻尼为0.569; 超调为11.4%; 自然角频率为368 rad/s

图24 加入PI调节器, 开环增益 $k_{pu}=0.00104$ 时的 v_{dc} 波形图

Fig. 24 The waveform of v_{dc} at $k_{pu}=0.00104$ when adding PI regulator

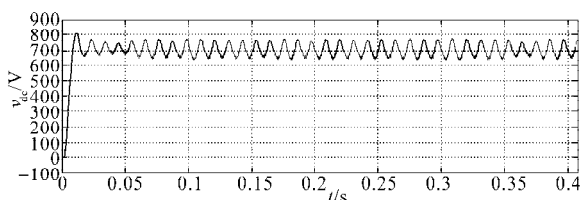


理论指标: 开环增益 $k_{pu}=0.0055$; 闭环主导极点为 $-92.7 \pm$

$495i$; 阻尼为0.184; 超调为55.6%; 自然角频率为504 rad/s

图25 加入PI调节器后, 开环增益 $k_{pu}=0.0055$ 时的 v_{dc} 波形图

Fig. 25 The waveform of v_{dc} at $k_{pu}=0.0055$ when adding PI regulator



理论指标: 开环增益 $k_{pu}=0.0096$, 闭环主导极点位于虚轴

上, 外环控制系统不稳定

图26 加入PI调节器后, 开环增益 $k_{pu}=0.0096$ 时的 v_{dc} 波形图

Fig. 26 The waveform of v_{dc} at $k_{pu}=0.0096$ when adding PI regulator

由图24~图26可以得知,随着开环增益 k_{pu} 的加大,电压外环控制系统的根轨迹逐渐由左半平面过渡到右半平面,控制系统逐渐由稳定变为不稳定,超调逐渐增

大,但是动态响应速度越来越快。这些和理论指标是相符合的,这也证实了该模型以及控制器设计方法的有效性。

4 结论

本文通过对 SISO 模型开环幅相特性的验证,证实了三相 PWM 整流器单输入单输出模型的正确性和有效性,并且提出了一种基于 SISO 模型设计控制器的方法。在设计控制器之前,需要明确控制系统的瞬态响应和稳态误差的要求,然后根据这些指标来合理配置闭环的主导极点与稳态误差系数,决定控制系统需要加入的校正环节。在设计控制系统的过程中发现,其理论的稳态和瞬态响应与实际仿真的结果基本相符,从侧面

也反映了模型的准确性,也为三相 PWM 整流器控制系统的设计提供了良好的思路。

参考文献:

- [1] Yin Bo, Ramesh Oruganti. A Simple Single-Input Single-Output (SISO) Model for a Three-Phase PWM Rectifier[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(3) : 620-631.
- [2] Yin Bo, Ramesh Oruganti. Experimental Verification of a Dual Single-Input Single-Output Model of a Three-Phase Boost-Type PWM Rectifier[C]//Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, 2005:1030-1035.
- [3] 付光杰, 曹雪. 改进的 Boost 变换器小信号模型及其应用[J]. 电力电子技术, 2009, 43(1) : 76-78.
- [4] Katsuhiko Ogata. 现代控制工程[M]. 2 版. 卢伯英, 于海勋, 译. 北京: 电子工业出版社, 2003.

(上接第 8 页)

2 前端为 PWM 整流时电容电流分析

前端为 PWM 整流器时,直流支撑电容的电流与整流器、逆变器的调试方式、开关周期差异、功率因数差异有关,很难用统一的计算式表达。电容电流上叠加了输入和输出电流的谐波,与整流/逆变同次谐波的幅值与相位角相关,从而导致了相应谐波的幅值或高或低,通过整流和逆变的协同控制或同步控制,可以尽量减小电容电流^[3]。文献[4]对前端为 PWM 整流时的 AC-DC-AC 变频器电容电流的谐波分布做了详细分析,限于篇幅,本文不再赘述。作用在电容上的电流有效值在最恶劣的情况下也不会超过 2 倍式(24)计算的结果。通常,整流和逆变功率模块都各自配置有电容,通过低感母排与功率器件连接在一起,因此,通过式(24)来选择电容的电流有效值即可。

3 结语

本文根据对变频器电路拓扑与开关调制方式的分

析,归纳出能较准确地计算 AC-DC-AC 变频器中间直流支撑电容电流的方法,为电容器选型和寿命分析提供了依据。

参考文献:

- [1] Chen Xiyu, Mehrdad Kazerani. Space Vector Modulation Control of an AC-DC-AC Converter With a Front-End Diode Rectifier and Reduced DC-Link Capacitor[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2006, 21(5) : 1470-1478.
- [2] Kolar J W, Round S D. Analytical calculation of the RMS current stress on the DC-link capacitor of voltage-PWM converter systems [C]//2007 European Conference on Power Electronics and Applications: 1-8.
- [3] Park Y W, Lee D C, Seok J K. Spectral Analysis of DC Link Ripple Currents in Three-Phase AC/DC/AC PWM Converters Feeding AC Machines[C]//The 27th Annual Conference of IEEE on Industrial Electronics Society, 2001, 2: 1055-1060.
- [4] Bierhoff M, Fuchs F W. DC Link Harmonics of Three Phase Voltage Source Converters Influenced by the Pulse Width Modulation Strategy an Analysis[C]//The 31st Annual Conference of IEEE on Industrial Electronics Society, 2005, 3: 1256-1264.

