

文章编号:1009-671X(2008)06-0033-04

基于 DSP 的三相 PWM 整流器

王晓峰

(集美大学 工程技术学院,福建 厦门 361021)

摘 要:对双 PWM 变频调速系统中的三相 PWM 整流器及其控制方法进行了研究.在推导出 PWM 整流器三相静止坐标系数学模型的基础上,引入两相旋转坐标系,推导出两相旋转 dq 坐标系下的数学模型.应用前馈控制技术,设计了基于 PI 调节器的电流闭环和电压闭环的双闭环控制系统,并采用以 DSP 为核心构建 PWM 整流器控制系统.该 PWM 整流器可以有效地抑制谐波,实现网侧单位功率因数控制及能量双向流动。

关键词:双 PWM;PWM 整流器;数字信号处理器(DSP)

中图分类号:TM921.5 **文献标识码** A

Three-phase PWM rectifier based on DSP

WANG Xiao-feng

(College of Engineering Technology, Jimei University, Xiamen 361021, China)

Abstract: This paper studied the three-phase PWM (pulse width modulation) rectifier in dual PWM variable frequency speed regulation system. Its control system was designed. The mathematical model of PWM rectifier was derived in the three-phase static coordinate system. On this basis, we introduced two-phase rotating dq coordinate system and developed its mathematical model. Using feed-forward control technology, we designed a double closed-loop control system based on current closed-loop and voltage closed-loop of PI regulator. The PWM rectifier control system with DSP as the core was constructed, which can effectively restrain the harmonic pollution and realize the bidirectional power transmit and the control over ac-side unit power factor closes to 1.

Keyword: dual PWM; PWM rectifier; digital signal processor(DSP)

电动机作为工业生产过程中的主要动力源在生产过程中有着重要的地位,电机调速系统是电机控制的一个重要分支,变频调速技术诞生于 20 世纪 20 年代,其节电率一般在 10% ~ 30%,有的高达 40%。而一般变频器大都为交—直—交电压型结构,整流端为二极管不可控整流或晶闸管相控整流.这种结构具有许多缺点:电网侧电流波形严重畸变,谐波大;整流器处于深度相控状态时,电网侧功率因数低;由于器件结构的单向性,功率传递只能从网侧到负载侧,无法实现能量的再生利用。

高功率因数双 PWM 变频调速系统能实现网侧

电流正弦化,运行于单位功率因数,且能实现能量双向流动.所谓双 PWM 变频调速系统是将 PWM 整流和 PWM 变频调速系统进行整合,用 PWM 整流取代传统的整流方式,与 PWM 逆变器组成交—直—交变频器,再结合交流电机变频调速理论设计电机控制器,此变频调速系统具有输入电压、电流频率固定,波形均为正弦,功率因数接近 1,输出电压、电流频率可变,电流波形也为正弦的特点,可实现四象限运行,从而达到能量双向传送的目的,实现了调速节能和绿色环保的高度结合.在双 PWM 变频调速系统中 PWM 整流器是关键部分^[1]。

收稿日期:2007-03-10.

作者简介:王晓峰(1965-),女,高级工程师,主要研究方向:电气控制,E-mail:fengwang65@yahoo.com.cn.

1 电压型 PWM 整流器

按照 PWM 整流器直流储能形式可将其分为电压型(升压型或 Boost 型)和电流型(降压型或 Buck 型). 其中电压型 PWM 整流器以其简单的结构、较低的损耗、方便的控制和较快的响应速度等一系列优点, 一直成为 PWM 整流器研究的重点.

1.1 三相电压型 PWM 整流器的数学模型

PWM 整流器的设计要在其工作原理的基础上, 推导出它的数学模型^[2]以建立控制系统.

假设如图 1 所示电路, 功率开关元件为理想开关, 其通断可以用开关函数描述. 定义单极性二值逻辑开关函数 S_k 为

$$S_k = \begin{cases} 1, & \text{上桥臂导通, 下桥臂关断;} \\ 0, & \text{上桥臂关断, 下桥臂导通} (k = a, b, c). \end{cases} \quad (1)$$

采用基尔霍夫电压定律建立 a 相回路方程为

$$L \frac{di_a}{dt} + Ri_a = e_a - (V_{aN} + V_{N0}). \quad (2)$$

当 V_a 导通而 V_a' 关断时, $s_a = 1$, 且 $V_{aN} = V_{dc}$; 当 V_a 关断而 V_a' 导通时, 开关函数 $s_a = 0$, 且 $V_{aN} = 0$. 由于 $V_{aN} = V_{dc} * s_a$, 式(2)可改写成

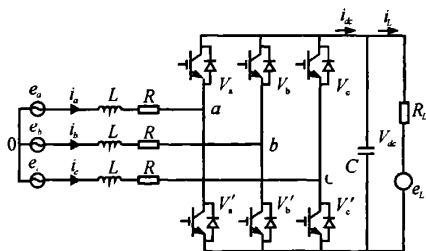


图 1 三相电压型 PWM 整流器主电路图

$$L \frac{di_a}{dt} + Ri_a = e_a - (V_{dc}s_a + V_{N0}). \quad (3)$$

同理可得 b, c 回路:

$$L \frac{di_b}{dt} + Ri_b = e_b - (V_{dc}s_b + V_{N0}), \quad (4)$$

$$L \frac{di_c}{dt} + Ri_c = e_c - (V_{dc}s_c + V_{N0}). \quad (5)$$

又三相无中线系统中, 三相电流之和为 0, 而且三相电网电压基本平衡, 则有

$$V_{N0} = -\frac{V_{dc}}{3} \sum_{k=a,b,c} s_k. \quad (6)$$

再根据直流侧电流 i_{dc} 与进线电流间的关系, 及在直流侧电容节点处运用基尔霍夫定律, 得到整流器在三相静止坐标系下的数学模型:

$$\begin{cases} L \frac{di_a}{dt} = -Ri_a + e_a - (s_a - \frac{s_a + s_b + s_c}{3})V_{dc}, \\ L \frac{di_b}{dt} = -Ri_b + e_b - (s_b - \frac{s_a + s_b + s_c}{3})V_{dc}, \\ L \frac{di_c}{dt} = -Ri_c + e_c - (s_c - \frac{s_a + s_b + s_c}{3})V_{dc}, \\ C \frac{dv_{dc}}{dt} = i_a s_a + i_b s_b + i_c s_c - i_L. \end{cases} \quad (7)$$

为简化控制系统设计将三相对称静止坐标系同步转换成以电网电压基波频率 ω 同步旋转的 dq 坐标系. 首先将三相静止坐标系 (a, b, c) 转换为两相垂直静止坐标系 (α, β) , 然后再将两相静止坐标系 (α, β) 变换成两相同步旋转 dq 坐标系.

用矢量 X 来表示三相对称交流量(电压或电流), 假设三相交流量的频率为 ω , 三相静止坐标系 (a, b, c) 到两相垂直静止坐标系 (α, β) 通用矢量分量存在如下关系:

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = C_{3\alpha/2} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}. \quad (8)$$

式中: $X = i, e, s$. 再将通用矢量 X 变换到以角频率 ω 旋转的 dq 坐标系中, 为简化分析 d 轴按电网电压矢量 E 定向, d 轴分量表示有功分量, q 轴分量表示无功分量. 设初始条件下 α 轴与 d 轴的夹角为 φ_0 .

通用矢量 X 在 dq 和 (α, β) 坐标系下的各分量满足下列关系:

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\varphi & \sin\varphi \\ -\sin\varphi & \cos\varphi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix}. \quad (9)$$

式中: $\varphi = \omega t + \varphi_0$. ω 为电网角频率.

将变换矩阵 $C_{2\alpha/2}$ 及 $C_{3\alpha/2}$ 带入三相整流器数学模型公式(7)中得到三相整流器 dq 数学模型:

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} - \omega Li_q + Ri_d = e_d - V_{dc}s_d, \\ L \frac{di_q}{dt} - \omega Li_d + Ri_q = e_q - V_{dc}s_q, \\ C \frac{dv_{dc}}{dt} = i_q s_q + i_d s_q - i_L. \end{cases} \quad (10)$$

令 $V_d = V_{dc}s_d$ 为三相整流器交流侧电压矢量 V_{dq} 的 d 轴分量; $V_q = V_{dc}s_q$ 为三相整流器交流侧电压矢量 V_{dq} 的 q 轴分量. 则得

$$\left\{ L \frac{di_d}{dt} - \omega Li_q + Ri_d = e_d - V_{dc}s_d \right. \quad (11)$$

1.2 三相 PWM 整流器控制系统

三相 PWM 整流器需实现 2 个控制目标: 1) 稳定直流侧电压, 2) 实现其交流侧在受控功率因数 (如单位功率因数) 工作. 因此采用双闭环控制, 电压外环给电流内环输出指令有功电流, 控制三相 PWM 整流器直流侧电压, 电流内环根据指令电流进行电流跟踪控制. 首先进行电流内环的设计^[4].

由于三相整流器数学模型中 d 、 q 轴变量间相互耦合, 给控制器的设计带来困难. 为此, 可以采用前馈解耦控制策略^[3,5], 电流内环采用 PI 调节器, 则已解耦的 i_d 电流内环简化结构如图 2 所示.

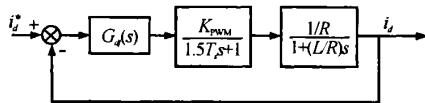


图2 已解耦的 i_d 电流内环简化结构图

图中: $K_{PWM} = V_{dc}/V_c$ 为脉宽调制机制和 PWM 桥路等效增益; v_c 为脉宽调制机制的控制电压.

采用跟随性能好的典型 I 系统设计系统控制参数, 以 P_I 调节器的零点抵消电流控制对象传递函数的极点, 即令 $K_p/K_{ii} = L/R$, 电流环系统的开环传递函数为^[2,6]

$$G_{0i} = \frac{K_{PWM}K_p}{sL(1.5T_s s + 1)} \quad (12)$$

当取系统阻尼比 $\xi = 0.707$ 时, 二阶系统的上升时间和超调量性能最佳, 由典型 I 系统参数整定关系可得

$$K_p = \frac{L}{3T_s K_{PWM}}, \quad K_{ii} = \frac{R}{3T_s K_{PWM}} \quad (13)$$

电压外环的控制目标是稳定三相整流器直流侧电压 v_{dc} . 令三相电网电压为

$$\begin{cases} e_a = U_m \cos(\omega t), \\ e_b = U_m \cos(\omega t - 120^\circ), \\ e_c = U_m \cos(\omega t + 120^\circ). \end{cases} \quad (14)$$

忽略 PWM 谐波分量, 则

$$i_{dc} \approx 0.75mI_m \cos\theta \leq 0.75I_m \quad (15)$$

式中: θ 为开关函数基波初始相位角, m 为 PWM 调制比 ($m \leq 1$).

电流内环传递函数可以简化成一个一阶惯性环节 $G_{ci} = 1/(1 + 3T_s s)$, 将 i_{dc} 与 I_m 的比例关系以最大值 0.75 取代, 三相整流器电压环简化控制结构如图 3 所示, 电压调节器选用 PI 调节器, 取电压采样延时时间为 τ_v , 并与电流内环等效时间常数 $3T_s$ 合并.

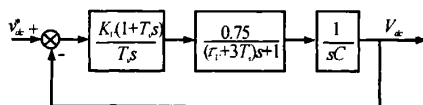


图3 整流器电压环简化控制结构

图中: K_v 、 T_v 为电压外环 PI 调节器参数.

由于电压环需要较好的抗扰性能, 所以采用典型 II 型系统进行参数整定^[2,6].

$$\begin{aligned} T_v &= 5 \cdot (\tau_v + 3T_s), \\ K_v &= \frac{4C}{(\tau_v + 3T_s)}. \end{aligned} \quad (16)$$

2 系统设计与实现

数字信号处理器 (DSP) 具有很强运算能力, 能够满足实时控制的要求. 当采用 DSP 构成全数字电机控制系统时, 其控制功能可以由软件实现, 有利于提高系统的可靠性, 降低系统的成本, 并且可以采用先进的控制策略, 获得更高的控制性能, 同时可完成数据存储、故障诊断等功能, 使系统智能化. 采用 TI 公司的 TMS320F240 型 DSP, 作为系统主电路、控制电路、采样同步电路以及驱动保护电路的控制核心, 并用 DSP 汇编语言实现系统底层控制软件, 包括整流器电压空间矢量 PWM (SVPWM) 控制、过零检测、电流电压采样、坐标变换、电压和电流双闭环的 PI 控制等.

通过电流传感器检测输入电流 i_a 、 i_b , 然后通过采样电路的转换形成 0 ~ 5 V 的电压信号送入 TMS320F240 的 A/D 输入通道; 电压传感器与相应的转换电路形成同步检测电路, 输出脉冲信号, 进入 DSP TMS320F240 的捕获 (CAP) 单元, 通过检测脉冲信号的上升沿, 可以获得相位同步信号, 测量两次

上升沿的间隔时间,可以得到电网频率;直流电压的检测电路将直流电压的信息送入 TMS320F240 的 A/D 输入通道;DSP 输出的 PWM 信号经过光电耦合器构成驱动隔离电路驱动 IPM 模块;IPM 所有的

故障输出通道通过一个与门后,送入 DSP 的外部输入可屏蔽中断 PDPINT 引脚,起到保护智能功率模块 IPM 的作用.系统控制结构如图 4 所示.

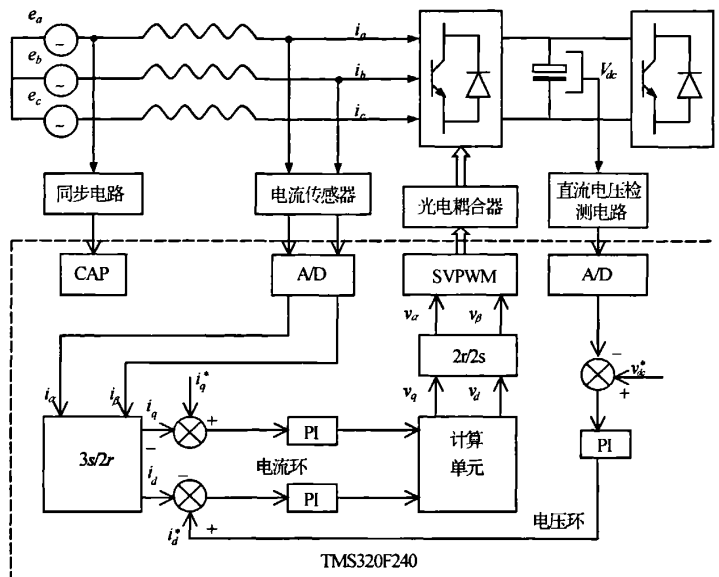


图 4 系统控制结构图

DSP 实现系统控制主要包含 2 个中断:定时器 T_1 下溢中断和 CAP 过零中断.定时器 T_1 下溢中断控制 PWM 周期,CAP 过零中断启动电网频率计算和相位同步.

3 结束语

对双 PWM 矢量控制变频调速系统 PWM 整流器进行了详细的讨论.推导了三相 PWM 整流器的数学模型,并设计了三相 PWM 整流器的控制系统,利用数字信号处理器实现整流器的控制系统.双 PWM 变频调速系统具有高功率因数及低谐波污染,并且可以实现能量回馈,在双 PWM 变频调整系统中,PWM 整流是关键部分,虽然其控制系统略显复杂但高性能 DSP 完全可以实现复杂的控制策略.随着电力电子技术、电动机变频控制技术和计算机控制技术的成熟,双 PWM 变频调速系统将会得到越

来越广泛的应用.

参考文献:

- [1]王兆安,杨君.谐波抑制和无功功率补偿[M].北京:机械工业出版社,2002.
- [2]张崇巍,张兴.PWM 整流器及其控制[M].北京:机械工业出版社,2003.
- [3]杨耕,罗应立.电机与运动控制系统[M].北京:清华大学出版社,2006.
- [4]熊健康,康勇.三相电压 PWM 整流器控制技术研究[J].电力电子技术,1999(4):5-7.
- [5]毛鸿,沈琦.PWM 整流器的电压控制策略研究[J].电气传动,2000(3):21-23.
- [6]张彦,张同庄.双 PWM 交流异步电动机矢量控制系统研究[J].煤矿机电,2006(1):27-30.

[责任编辑:李玲珠]