

三相 PWM 整流器空间矢量控制的全数字实现

黄科元, 贺益康

(浙江大学, 杭州 310027)

摘要:提出一种便于数字实现的三相 PWM 整流器控制算法,采用输入电压空间矢量定向,根据参考电压直接计算位置和作用时间,从而大大简化了计算;并利用数字处理器(DSP)实现了整流器空间矢量的全数字控制。

关键词:整流器;脉宽调制;数字控制/空间矢量调制

中图分类号:TM461 **文献标识码:**A **文章编号:**1000-100X(2003)03-0079-04

Digital Realization of a Three-phase PWM Rectifier with Space Vector Control

HUANG Ke-yuan, HE Yi-kang

(Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

Abstract:The paper presents a suitable digital algorithm for the three-phase rectifier, which significantly simplifies calculation of vector position and operation time directly with the input voltage space vector orientation and according to reference voltage. The rectifier with DSP-based full digital control on the presented algorithm is developed.

Key words:rectifier; PWM; digital control; space vector modulation

1 引言

在静止电力变换电路中,整流装置大约占了近 70%,它的输出特性对电网有很大影响。传统的不控和相控整流产生了大量的无功和谐波,对电网造成了严重的污染,如何提高功率因数、消除和抑制谐波已成为电力电子技术中的重大课题。最直接的方法是采用无功补偿和消除谐波的滤波器,然而这是一种事后补救的办法,更积极的措施则是研制开发新型的高功率因数、低谐波的整流装置。PWM 整流器就是这样一种新型变换器^[1]。

作为降低谐波的有效措施,PWM 技术很早就应用于逆变电源;将 PWM 技术引入整流器,则可获得单位功率因数和非常接近正弦的输入电流。电压空间矢量 PWM 技术由于直流电压利用率高,便于数字化实现,在传动领域得到了广泛的应用。而将其用于整流器,则在实现中存在一些困难,如空间矢量的定向、矢量作用时间的计算、矢量位置的判断等,导致控制算法计算复杂,不易于实现。

在分析了三相 PWM 整流器控制原理的基础上,提出一种便于数字实现的控制算法,采用输入电压空间矢量定向,根据参考电压的符号和大小计算矢量位置和作用时间,从而大大简化了计算,并利用数字处理器(DSP)实现了三相 PWM 整流器空间矢量的全数字控制。

定稿日期:2003-01-03

作者简介:黄科元(1974-),男,四川广汉人,博士研究生,研究方向为电力电子技术及电机控制。

2 三相 PWM 整流器的控制策略

三相 PWM 整流器的主电路结构如图 1 所示,其拓扑结构与三相电压源逆变器相同,功率开关按正弦规律进行脉宽调制。由于输入电感的滤波作用,整流器交流侧的输入可近似认为是三相正弦电流,输出呈直流电压源特性,稳态时的输出直流电压可保持不变^[2]。一般情况下,要求控制输入电流与输入电压同相位,即输入功率因数为 1。通常采用直流电压外环和输入电流内环的双闭环控制方式,其中电压外环保证稳定的直流输出,电流内环用于提高系统的动态性能和实现限流保护。

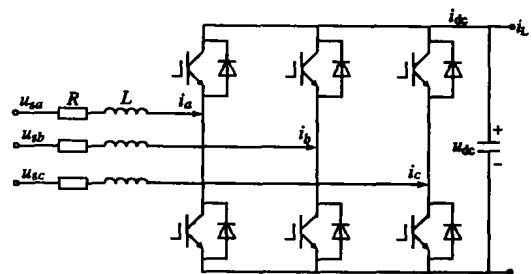


图 1 三相 PWM 整流器的主电路结构

根据图 1,列出 PWM 整流器的基本方程:

$$\begin{cases} u_{sa} - L \frac{di_a}{dt} - R i_a - S_a u_{dc} \\ u_{sb} - L \frac{di_b}{dt} - R i_b - S_b u_{dc} \\ u_{sc} - L \frac{di_c}{dt} - R i_c - S_c u_{dc} \\ C \frac{du_{dc}}{dt} = i_{dc} - i_L = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c \end{cases} \quad (1)$$

式中 S_a, S_b, S_c 为 0 或 1,是三相桥臂的开关函数。 $S = 1$ 表示下标所对应的桥臂上管导通,下管关

断, $S=0$ 表示下标所对应的桥臂下管导通, 上管关断。其它各量参见图 1。

为了获得良好的控制性能, 控制在两相同步速旋转 $d-q$ 坐标系中实施。同步速 $d-q$ 轴系中, 式(1)变为:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \\ \frac{du_{dc}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \omega & \frac{S_d}{L} \\ -\omega & -\frac{R}{L} & -\frac{S_q}{L} \\ \frac{3S_d}{2C} & \frac{3S_q}{2C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ u_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \\ i_L \end{bmatrix} \quad (2)$$

由式(2)表示的输入电流满足下式:

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} = -Ri_d + \omega Li_q + u_{sd} - u_{rd} \\ L \frac{di_q}{dt} = -Ri_q - \omega Li_d + u_{sq} - u_{rq} \end{cases} \quad (3)$$

式(3)表明 $d-q$ 轴电流除受控制量 u_{rd} , u_{rq} 的影响外, 还受交叉耦合电压 ωLi_q , $-\omega Li_d$ 扰动和电网电压 u_{sd} 和 u_{sq} 扰动, 因此需要寻找一种解除 $d-q$ 轴之间电流耦合的控制方法。

假设整流器交流侧电压包含 3 个分量:

$$\begin{cases} u_{rd} = u_{rd1} + u_{rd2} + u_{rd3} \\ u_{rq} = u_{rq1} + u_{rq2} + u_{rq3} \end{cases} \quad (4)$$

其中 $u_{rd1} = u_{sd}$, $u_{rd2} = \omega Li_q$; $u_{rq1} = u_{sq}$, $u_{rq2} = -\omega Li_d$

由式(3)和式(4)可得:

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} + Ri_d = -u_{rd3} \\ L \frac{di_q}{dt} + Ri_q = -u_{rq3} \end{cases} \quad (5)$$

此式表示的 $d-q$ 电流子系统中, 两轴电流已实现独立控制, 这是由于引入了电流状态反馈和解耦。同时引入电网电压 (u_{rd1} 和 u_{rd2}) 作为前馈补偿, 也使得系统的动态性能进一步提高。图 2 是实现以上 PWM 整流器解耦的双闭环控制系统结构原理图。

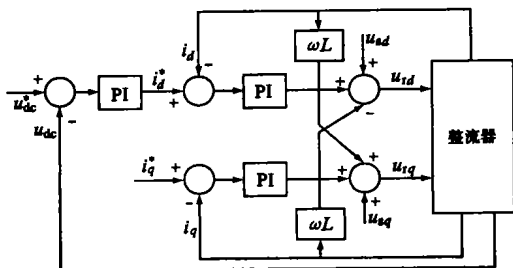


图 2 PWM 整流器双闭环控制系统

3 电压定向的空间矢量 PWM 算法

设电网电压为三相对称电压:

$$\begin{cases} u_{sa} = U_m \sin \omega t \\ u_{sb} = U_m \sin(\omega t - 120^\circ) \\ u_{sc} = U_m \sin(\omega t + 120^\circ) \end{cases} \quad (6)$$

定义电网电压空间矢量 U_s 为:

$$\begin{aligned} U_s &= 2/3(u_{sa} + a u_{sb} + a^2 u_{sc}) \\ &= U_m(\sin \omega t - j \cos \omega t) \end{aligned}$$

可见, 电网电压矢量 U_s 是一个在复平面的旋转矢量, 在 $t=0$ 时刻, U_s 位于两相 $\alpha-\beta$ 静止坐标系 β 轴的负半轴, 若以 U_s 定向, 为了获得单位功率因数, 电流 i_d 应该和 U_s 同相位, 而维持 $i_q = 0$ 。这样同步旋转坐标 $d-q$ 轴系的 d 轴在 0 时刻应该和 U_s 重合, 如图 3 所示。

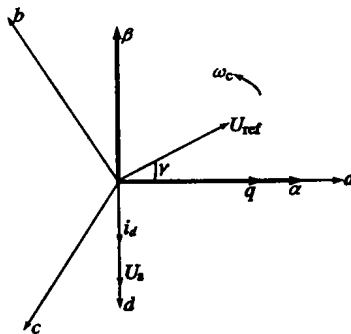


图 3 坐标变换

经电压定向后, $d-q$ 旋转坐标与 α, β 静止坐标转换关系如下式所示:

$$\begin{cases} u_d = u_a \sin \omega t - u_\beta \cos \omega t \\ u_q = -u_a \cos \omega t + u_\beta \sin \omega t \end{cases} \quad (8)$$

式(8)所示的变换与用于电机矢量变换控制的静止-旋转变换相差 90° 的相位。这是因为电机采用磁场定向, 而整流器采用输入电压定向, $d-q$ 轴的起始位置落后了 90° 。这样做的目的在于系统实现时, 检测 a 相电压的过零点即可确定旋转坐标起点; 若使零时刻 $d-q$ 轴和 $\alpha-\beta$ 轴重合, 则需要检测输入 a 相电压的最大值, 显然这不方便。

得到控制信号 u_{rd} 和 u_{rq} 后, 经旋-静止坐标变换可得 $\alpha-\beta$ 坐标系参考电压 u_{ref} 的 $\alpha-\beta$ 分量 u_{ra} , $u_{r\beta}$, 利用空间矢量调制可合成该电压。

图 1 所示整流桥中, 有效开关组合有 6 种, 此外还有两个零矢量, 它们在平面中的位置如图 4 所示。

假设参考电压 u_{ref} 在图示位置, 它的作用相当于整流桥相邻的开关组合的共同作用, 在一个控制周期 T 内, V_{100} 和 V_{110} 的作用时间分别是:

$$\begin{cases} T_1 = \sqrt{3}/2 m T \sin(\pi/3 - \theta) \\ T_2 = \sqrt{3}/2 m T \sin\theta \end{cases} \quad (9)$$

式中 m ——为调制深度, $m = 2U_r/u_{dc}$
 U_r ——参考电压幅值

而零矢量作用时间为 $T_0 = T - T_1 - T_2$ 。

图 3 中, 已知 u_{ref} 在 α - β 坐标系中的分量 u_{ra} , $u_{r\beta}$, 则 u_{ref} 相对于 α 坐标轴的位置角 γ 与大小为:

$$\begin{cases} \gamma = \arctg \frac{u_{ra}}{u_{r\beta}}, \gamma \in [0, 360^\circ) \\ U_r = \sqrt{u_{ra}^2 + u_{r\beta}^2} \end{cases} \quad (10)$$

根据 γ 可判断 u_{ref} 所在的扇区和每扇区中的位置角 θ 。例如, 若 $\gamma = 90^\circ$, 则在第二扇区 θ 为 30° 。一般有 $\theta = \gamma - 60^\circ(N - 1)$, 其中 N 为扇区号。

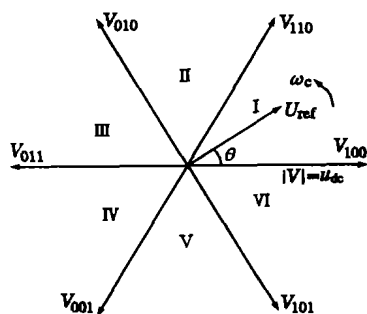


图 4 电压空间矢量

事实上 DSP 实现的数字算法难以用上述方法计算 θ 和作用时间, 因为反正切计算复杂, 若采用查表法又会浪费较大的空间, 可直接采用参照电压来判断扇区和计算时间^[3]。定义:

$$\begin{cases} U_{ref1} = u_{r\beta} \\ U_{ref2} = \sqrt{3}/2 u_{ra} - 1/2 u_{r\beta} \\ U_{ref3} = -\sqrt{3}/2 u_{ra} - 1/2 u_{r\beta} \end{cases} \quad (11)$$

若:

$U_{ref1} > 0$, 则 $A = 1$, 否则 $A = 0$

$U_{ref2} > 0$, 则 $B = 1$, 否则 $B = 0$

$U_{ref3} > 0$, 则 $C = 1$, 否则 $C = 0$

设:

$$\text{sector} = A + 2B + 4C$$

当:

sector = 1, u_{ref} 位于图 4 所示的 2 扇区, $N = 2$

sector = 2, u_{ref} 位于图 4 所示的 6 扇区, $N = 6$

sector = 3, u_{ref} 位于图 4 所示的 1 扇区, $N = 1$

sector = 4, u_{ref} 位于图 4 所示的 4 扇区, $N = 4$

sector = 5, u_{ref} 位于图 4 所示的 3 扇区, $N = 3$

sector = 6, u_{ref} 位于图 4 所示的 5 扇区, $N = 5$

由式(9)和式(10)可算得作用时间;

$$\begin{cases} T_1 = \frac{1}{2} \left(\frac{3u_{ra}}{u_{dc}} - \frac{\sqrt{3}u_{r\beta}}{u_{dc}} \right) T \\ T_2 = \sqrt{3} \frac{u_{r\beta}}{u_{dc}} T \end{cases} \quad (12)$$

根据参考电压在不同的扇区, 选用适当的开关矢量, 利用式(11)算得的作用时间, 即可合成所需的参考电压^[4]。

上述算法无需计算反正切, 也无需查表求取角度, 非常适合数字实现。

4 基于 DSP 的全数字实现

在分析 PWM 整流器的控制原理和空间矢量 PWM 算法的基础上, 采用 TMS320 F240DSP 为控制核心, 实现了三相 PWM 整流器的全数字控制。

PWM 整流器硬件结构如图 5 所示, 系统采用了直流电压外环和电流内环的双闭环控制方式, 需采集的数据有输入相电压 u_{sa} , u_{sb} , 输入相电流 i_a , i_b 和直流母线电压 u_{dc} 。其中, 电压电流检测电路把检测到的电量转换成 DSP 的 A/D 口接收范围内的模拟信号, DSP 则完成 A/D 转换、坐标变换、PI 调节、空间矢量调制等核心控制任务, 输出的 6 路 PWM 信号, 经 IPM 驱动与保护电路送到 IPM 构成的整流器主回路。整个控制系统硬件部分结构简单, 控制功能主要由软件完成。

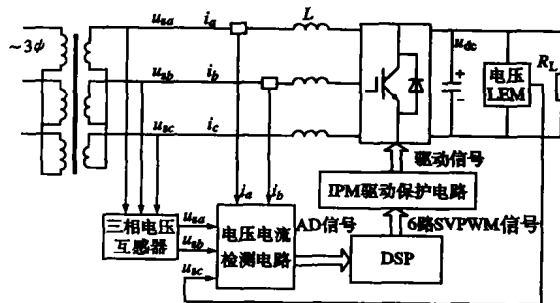


图 5 PWM 整流器硬件结构

软件部分可分为初始化模块和运行模块, 在程序开始时执行一次初始化模块, 然后每次 PWM 周期下溢中断时调用运行模块。初始化模块除了设置 DSP 的内部寄存器外, 还需要检测输入 a 相电压的向上过零点, 定下系统的起始时刻, 以实现输入电压定向。运行模块是软件的主体, 主要实现上述控制算法, 流程见图 6。

利用上述方法, 研制了一台三相 PWM 整流器的样机, 开关元件采用三菱公司的 PM100CVA060 IPM 模块, 进线滤波电感为 6mH, 电阻忽略不计, 直流母线滤波电容为 450V/2200 μ F。实验参数如下: 相电压 $u_{sa} = u_{sb} = u_{sc} = 44V$, 直流电压 $u_{dc} = 150V$,

负载电阻 $R_L = 30\Omega$, 开关频率为 7kHz。实验结果如图 7、图 8 所示。

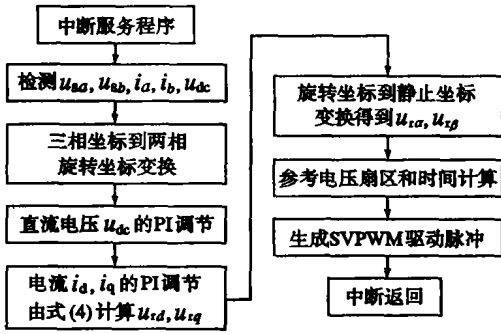


图 6 主程序流程

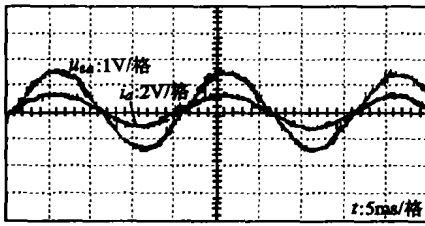


图 7 稳态时输入电压和输入电流

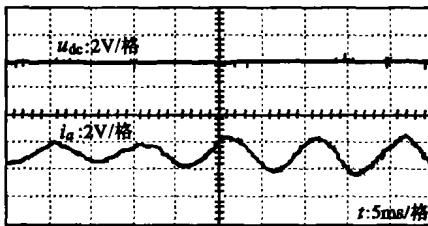


图 8 整流器对负载变化的动态响应

图 7 是整流器的稳态波形, 可以看出输入电流正弦且和输入电压同相位, 功率因数近似为 1; 图 8

是负载变化时整流器的运行情况负载电阻 R_L 由 50Ω 变为 30Ω , 输出功率增大, 而直流输出电压基本保持不变, 显示了 PWM 整流器良好的输出特性。

5 结论

针对三相 PWM 整流器空间矢量控制在实现中存在的空间矢量定向、矢量作用时间计算、矢量位置判断等困难, 利用输入电压空间矢量定向, 根据参考电压的符号和大小直接计算矢量所在扇区和作用时间, 从而大大简化了计算, 便于数字实现。在此基础上, 研制了一台样机, 实验结果验证了控制算法的有效性。

参考文献:

- [1] Mao H, Lee F C, Borojevic D and Hiti S. Review of High Performance Three-phase Power-factor Correction Circuits[J]. IEEE Trans. on Ind. Electron. 1997(44): 437~446.
- [2] Shieh J J, Pan C T, Cuy Z J. Modelling and Design of a Reversible Three-phase Switching Mode Rectifier [J]. Electric Power Applications. IEE Proceedings. 1997, 144(6): 389~396.
- [3] Space-vector PWM with TSM320C24x/F24x using Hardware and Software Determined Switching Patterns [R]. TI Application Report SPRA523. Mar. 1999.
- [4] Van der Broeck H W, Skudelny H C, Stanke G V. Analysis and Realization of a Pulsewidth Modulator Based on Voltage Space Vectors. IEEE Trans. on IA. 1998, 24(1): 142~150.

(上接第 57 页)

6 结论

所提出的主电路拓扑结构、谐波检测方法、控制方式以及负载电压计算方法, 均在 CSR 二极磁铁电源的设计中得到实际验证。该方案适用于要求低谐波、高快速响应的大功率磁体负载。

参考文献:

- [1] Kwon B H, Suh J H, Han S H. Novel Transformer Active Filters[J]. IEEE Trans. on Ind. Electron, 1993, 40(3):

385~388.

- [2] Liang Rong. Modeling and Control of Magnet Power Supply System with Switch-Model Ripple Regulator [J]. IEEE Trans. on Industrial Application, 1996, 31(2): 264~271.
- [3] Wang Y, Joos G, Jin H. DC-side Shunt-active Power Filter for Phase-controlled Magnet-load Power Supplies[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 1997, 12(5): 765~771.
- [4] 马小亮, 王丙元, 赵付田, 等. 并联有源滤波在加速器上的应用研究[J]. 电工技术学报, 2002, 17(3): 54~58.