

# 全数字三相PWM整流器的实现及Matlab仿真

为了解决三相不可控整流器存在的对电网干扰严重且功率因数低的不足,设计了一种全数字三相PWM整流器,引入了输入电压空间矢量定向方法,根据参考电压直接计算空间矢量位置和作用时间,从而大大简化了计算;并利用Matlab Simulink搭建了仿真电路完成仿真分析。实验证明所提出的方法能有效提高系统动态准确度,增强整流器的抗负载扰动能力,具有较好的实用性。

邵 锐/河南工业大学电气工程学院

杨 捷/河南机电高等专科学校电气工程系



邵 锐/讲师

在电力拖动系统、UPS和电镀等功率变换装置中,大多数使用不可控整流电路,这些电路在工作时,会产生大量的无功功率和谐波成分,其输出电流波形对电网造成极大的污染。因此如何提高整流器的功率因数,减少或者抑制甚至消除谐波干扰已经成为电力电子技术中一个非常重要的课题。现在普遍采用的方法是在整流器的输入侧安装无功补偿设备和降低谐波干扰的滤波器,但是这都不是最根本的解决方法。根本的应对措施是积极创新,研发制造新型的高功率因数、低谐波成分的整流器。PWM整流器就是这样一种新型变换器。

PWM技术在逆变器中得到了广泛的应用,可以有效地降低系统产生的谐波。将PWM技术应用到整流装置的开发,可以使得输入电流非常接近正弦波形和接近于1的功率因数。由于直流电压利用率高,且容易实现数字化,电压空间矢量PWM方法在变频器、伺服驱动器等传动领域使用非常广泛。但是将这种技术应用于三相整流器,除了器件上需要将整流用的硅二极管换成可控的开

关器件所增加的成本外,在控制算法上也存在一定难度,如确定空间矢量的方向、计算作用的时间和矢量位置的判断等,这些因素导致算法复杂,不易实现。

本文首先分析了三相PWM整流器的控制策略,在此基础上,提出一种更便于实现数字控制的算法,将输入的三相电压进行空间矢量定向,同时判断参考电压的方向和幅值,计算出矢量的位置和作用的时间,减少空间矢量算法的工作量。并利用Matlab Simulink软件进行了仿真分析。

## 三相PWM整流器的控制策略

目前,适用于PWM整流器电流的控制策略可分为两种:①直接电流控制。这种方式是在输入侧装有电流传感器,通过检测输入电流实现电流闭环控制算法,通过PID调节,使得系统具有很快的电流响应速度。目前该控制方法已经成为如空间矢量(SVPWM)控制、滞环电流控制等技术实现电流控制的主流控制策略,得到非常广泛的应用。②间接电流控制。通过检测电网的输入电压和直流输出电压,从而计算出PWM整流器的交流输入电压,该控制策略具有硬件结构简单,容易实现的优点,但是对电流响应速度相对较慢,系统参数的变化对电流变化影响较大。在直接电流控制算法中采用直流电压作为外环、输入电流作为内环的双闭环控制算法,其中直流电压外环是为了保证稳定的直流输出,电流内环可以实现IGBT的限流保护和提高系统响应速度。图1为三相PWM整流

### 关键词/Keywords

全数字·  
PWM整流器·  
矢量定向·  
动态准确度·  
功率因数·  
Matlab·

器主电路的原理图。

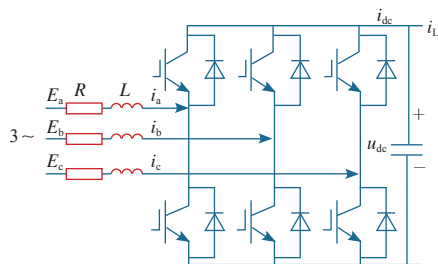


图1 三相PWM整流器主电路的原理图

为了得到开关函数模型,先定义开关函数 $S_k$ 为: $S_k=1$ 时上桥臂导通,下桥臂关断; $S_k=0$ 时上桥臂关断,下桥臂导通。其中, $k=a, b, c$ 分别为三相输入。根据如图1所示的PWM整流器原理图,用基尔霍夫定律建立整流器的相电压基本方程式为

$$L \frac{di_a}{dt} + Ri_a = E_a - S_a u_{dc} \quad (1)$$

同样道理,可以得到其他两相的电压方程式为

$$L \frac{di_b}{dt} + Ri_b = E_b - S_b u_{dc} \quad (2)$$

$$L \frac{di_c}{dt} + Ri_c = E_c - S_c u_{dc} \quad (3)$$

考虑到交流输入电压三相平衡,因此有

$$\begin{aligned} E_a + E_b + E_c &= 0 \\ i_a + i_b + i_c &= 0 \end{aligned} \quad (4)$$

在三相整流器的任意工作瞬间,总是有三个IGBT导通,共有八种开关模式,因此,直流侧电流 $i_{dc}$ 可描述为

$$i_{dc} = i_a S_a + i_b S_b + i_c S_c \quad (5)$$

另外,对直流侧电容正极点处应用基尔霍夫电流定律可得

$$C \frac{du_{dc}}{dt} = i_a S_a + i_b S_b + i_c S_c - i_L \quad (6)$$

为了获得良好的控制性能,引入坐标变换,将输出电流分别在两相同步旋转 $d$ 、 $q$ 坐标系下控制,在同步 $d$ 、 $q$ 坐标系中,式(6)变为

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} - \omega L i_q + Ri_d = u_d - u_{dc} S_d \\ L \frac{di_q}{dt} + \omega L i_d + Ri_q = u_q - u_{dc} S_q \end{cases} \quad (7)$$

$$C \frac{du_{dc}}{dt} = \frac{3}{2} (i_d S_d + i_q S_q) - i_L$$

由式(7)可以看出:同步旋转 $d$ 、 $q$ 轴的电流不仅受分量 $u_d$ 、 $u_q$ 的影响,还受 $\omega L i_q$ 、 $-\omega L i_d$ 这两个耦合电压扰动影响,为了简化计算,需要找到一种控制方法消除 $d$ 、 $q$ 轴之间存在的耦合扰动。

假设三相PWM整流器其三相交流输入电压含有三个分量

$$\begin{cases} u_{rd} = u_{rd1} + u_{rd2} + u_{rd3} \\ u_{rq} = u_{rq1} + u_{rq2} + u_{rq3} \end{cases} \quad (8)$$

式中,  $u_{rd1} = U_s$ ;  $u_{rd2} = \omega L i_q$ ;  $u_{rq1} = U_s$ ;  $u_{rq2} = -\omega L i_d$ 。

根据式(3)和式(4)可推导出

$$\begin{cases} -u_{rd3} = L \frac{di_d}{dt} + Ri_d \\ -u_{rq3} = L \frac{di_q}{dt} + Ri_q \end{cases} \quad (9)$$

在控制中引入电流反馈后,可以实现 $d$ 轴和 $q$ 轴电流的单独控制。同时以电压 $u_{rd1}$ 和 $u_{rq1}$ 作为双闭环控制系统的前馈补偿,进一步提高系统的动态性能。图2为PWM整流器的双闭环控制系统原理图。

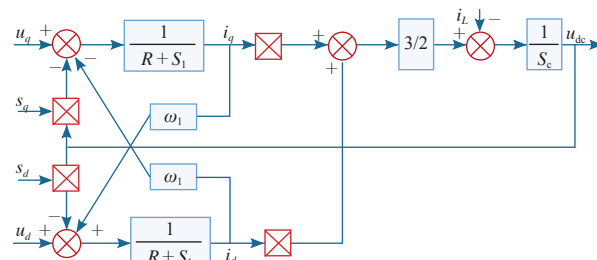


图2 PWM整流器的双闭环控制系统

## 电压空间矢量的PWM算法

三相交流输入的电压方程式

$$\begin{cases} u_{sa} = U_m \sin \omega t \\ u_{sb} = U_m \sin (\omega t - 120^\circ) \\ u_{sc} = U_m \sin (\omega t + 120^\circ) \end{cases} \quad (10)$$

$U_s$ 为电网电压的空间矢量,即

$$U_s = 2/3 (u_{sa} + a u_{sb} + a^2 u_{sc}) = U_m (\sin \omega t - j \cos \omega t) \quad (11)$$

从式(11)可以看出: $U_s$ 为一个旋转型矢量,在时间 $t=0$ 时, $U_s$ 处于静止坐标系 $\alpha$ 、 $\beta$ 中 $\beta$ 轴的负

方向,以 $U_s$ 作为电压的参考方向,为了获得系统接近于1的功率因数,那么必须保证电流 $i_d$ 和电压 $U_s$ 的相位相同,使得 $i_q=0$ 。所以在0时刻,旋转坐标系中的 $d$ 轴和 $U_s$ 保持重合。坐标变换示意图如图3所示。

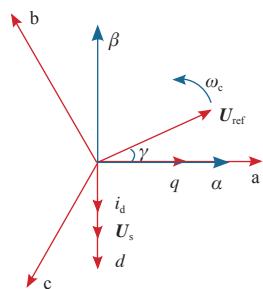


图3 同步旋转坐标变换示意图

电压方向确定后,旋转坐标系与静止坐标系 $\alpha$ 、 $\beta$ 的转换关系如式(12)所示

$$\begin{cases} u_d = u_\alpha \sin \omega t - u_\beta \cos \omega t \\ u_q = -u_\alpha \cos \omega t + u_\beta \sin \omega t \end{cases} \quad (12)$$

由于整流器采用输入电压定向,为了方便实现,在公式(12)中,旋转坐标系 $dq$ 的起始位置落后 $90^\circ$ ,这样通过电压传感器即可以判断出旋转坐标的起点。经过计算得到 $u_{rd}$ 和 $u_{rq}$ 这两个控制信号后,可以利用空间矢量调制合成参考电压在静止坐标系中的参考电压分量 $u_{r\alpha}$ 、 $u_{r\beta}$ 。

在图1的PWM整流器中,共有六种有效的开关状态组合,另外还有两个0状态矢量,图4为这些状态在平面中所处的位置。

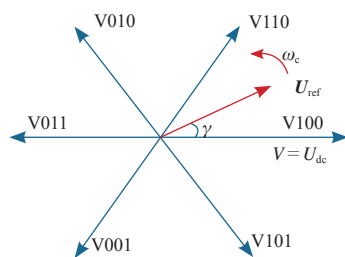


图4 参考电压位置图

为了进行分析,假设图4中 $U_{ref}$ 为参考电压所处的位置,该电压的作用是整流桥中两个相邻二极管组合的共同作用,在PWM整流桥的控制周期 $T$ 内,状态V100和V110作用的持续时间如式(13)所示

$$\begin{cases} T_1 = \sqrt{3}/2mT \sin(\pi/3 - \theta) \\ T_2 = \sqrt{3}/2mT \sin \theta \end{cases} \quad (13)$$

所以零矢量在一个周期内的作用时间: $T_0 =$

$T - T_1 - T_2$ 。式(13)中, $m = 2u_r/u_{dc}$ 为调制的深度, $u_r$ 为参考电压 $U_{ref}$ 的幅值。

在旋转坐标变换(见图3)中,已经计算得到参考电压 $U_{ref}$ 在 $\alpha$ 、 $\beta$ 坐标系中的分量 $u_{r\alpha}$ 、 $u_{r\beta}$ ,则位置角 $\gamma$ 与计算方法为

$$\begin{cases} \gamma = \arctg \frac{u_{r\alpha}}{u_{r\beta}} \quad \gamma \in [0, 360^\circ) \\ U_r = \sqrt{u_{r\alpha}^2 + u_{r\beta}^2} \end{cases} \quad (14)$$

通过位置角 $\gamma$ 就可以知道 $U_{ref}$ 在坐标系中的位置也就是所在扇区的位置号。定义 $\theta = \gamma - 60(n-1)$ ,其中 $n$ 为扇区号,从而可以计算出 $\theta$ 。若 $\gamma = 90^\circ$ ,参考电压处于第二扇区并且 $\theta$ 为 $30^\circ$ 。

因为式(14)中列出的反正切计算非常复杂,DSP在控制算法上难以用上述的方法计算 $\theta$ 和作用时间 $t$ ,若采用查表法会浪费较大的空间,降低DSP的数据处理能力。所以DSP算法中,不进行查表计算而直接使用参考电压判断扇区和计算作用时间。定义

$$\begin{cases} U_{ref1} = u_{r\beta} \\ U_{ref2} = \sqrt{3}/2u_{r\alpha} - 1/2u_{r\beta} \\ U_{ref3} = -\sqrt{3}/2u_{r\alpha} - 1/2u_{r\beta} \end{cases} \quad (15)$$

因此空间矢量作用时间可以通过式(13)和式(14)计算得到

$$\begin{cases} T_1 = \frac{1}{2} \left( \frac{3u_{r\alpha}}{u_{dc}} - \frac{\sqrt{3}u_{r\beta}}{u_{dc}} \right) T \\ T_2 = \sqrt{3} \frac{u_{r\beta}}{u_{dc}} T \end{cases} \quad (16)$$

通过计算参考电压 $U_{ref}$ 所在的扇区,选择合适的开关量状态,通过式(16)就可以计算空间矢量的作用时间,从而计算出空间矢量合成需要的参考电压。

### 三相PWM整流器的仿真

在掌握了三相PWM整流器工作原理的基础上,设计一款功率为22 kW的三相PWM整流器,三相交流输入电压相电压有效值为380 V,主功率开关器件采用IPM来实现。为了验证该方案的正确性,使用Matlab Simulink软件对三相全控PWM整流器建立仿真电路,如图5所示。

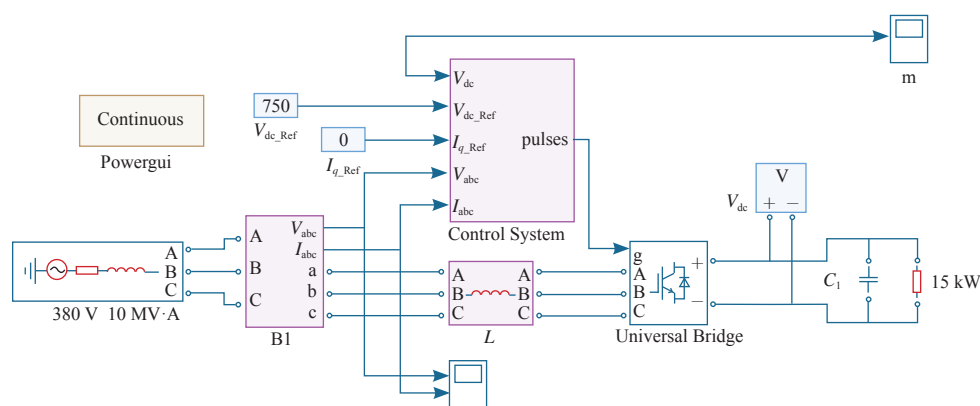


图5 三相PWM整流器仿真电路

根据三相PWM整流器的设计参数,模拟的输入电压设定为直流750 V,仿真时间为0.1 s。交流输入电压和电流波形分别如图6和图7所示。

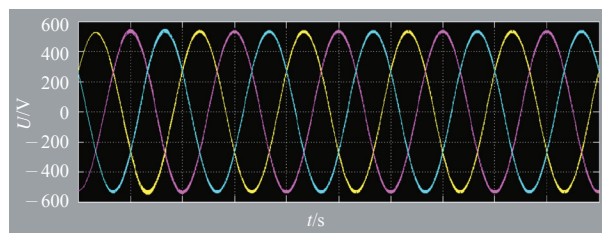


图6 交流输入电压波形

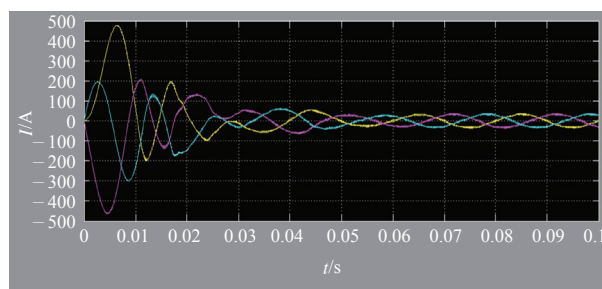


图7 交流输入电流波形

根据交流输入电压和电流的波形可以看出,交流输入侧电流的相位和输入电压基本相同,并且电流可以很好的跟踪电压的变化,功率因数接近于1;并且交流输入电压、电流的波形接近正弦波,对电网不会造成谐波污染。如图8所示,直流母线电压的平均值为750 V,与给定保持一致。

## 结束语

本文使用三相交流输入电压空间矢量定向方法,通过计算参考电压值的大小和方向,判断电

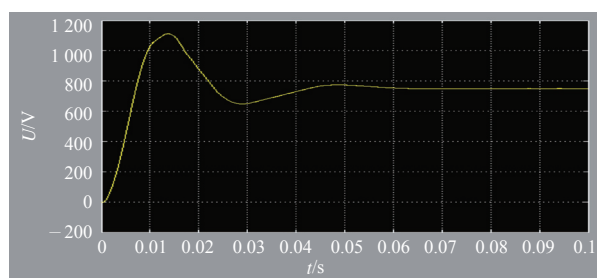


图8 直流母线电压波形

压矢量所在位置和作用时间,取代了查表法计算空间矢量的方法,大大简化了计算。解决了传统的三相PWM整流器控制算法上存在的矢量定向及作用时间计算、矢量定向及位置计算等诸多困难。并根据文中阐述的控制策略使用Matlab进行了仿真分析,仿真结果表明该算法在三相PWM整流器控制中的有效性和可行性。

## 参考文献

- [1] 张兴,张崇巍. PWM整流器及其控制 [M]. 北京:机械工业出版社,2012.
- [2] 王水平,等. PWM控制与驱动器使用指南及应用电路:SPWM PFC和IGBT控制与驱动器部分 [M]. 西安:西安电子科技大学出版社,2005.
- [3] 郑琼林,林飞. 电网不平衡下三相PWM整流器的控制策略研究 [M]. 电力电子与电力传动,2009(3).
- [4] 梁海刚. 三相PWM整流模糊控制方法的研究 [J]. 电力电子与电力传动,2009(9).
- [5] 熊文. 基于逆变输出的PWM整流反馈自适应控制 [J]. 控制理论与控制工程,2008(8).

(收稿日期:2014-09-20) EA