基于DSP＋单片机的三相电压型PWM整流器控制系统设计

介绍了三相电压型PWM整流器主电路拓扑结构，重点分析了交流侧电感和直流侧电容对系统性能的影响。基于DSP＋单片机双控制器设计了一种三相电压型PWM整流器控制系统，提出了一种交流侧电感和直流侧电容的设计方法，并确定了二者的取值范围。最后针对交流侧电流谐波含量和直流侧电压动态响应速度进行了相关实验。实验结果表明：整流器交流侧电流谐波含量较少，直流侧电压脉动较小，系统响应速度快，抗干扰能力强。验证了所述控制系统和设计方法的有效性。

尹　霞／河南职业技术学院汽车工程系
王东辉／河南职业技术学院机电工程系

尹　霞／讲师

关键词／Keywords
PWM整流器·
DSP＋单片机·
交流侧电感·
直流侧电容·

随着半导体技术和计算机控制技术的发展，各类PWM控制的开关器件不断出现。其中三相电压型PWM整流器由于具有交流侧电流正弦化、单位功率因数运行、低谐波含量以及能量可双向流动等优点，可广泛地应用于国防、工业控制和交通运输等领域。但是三相PWM整流器是一个强耦合、非线性系统，同时电感、电容和负载等参数对系统性能影响较大，因此要求控制系统需具备快速响应、强抗干扰等性能。为满足上述要求，本文基于DSP＋单片机设计了一种三相PWM整流器控制系统，同时提出了一种电感、电容等参数的设计方法。

三相电压型PWM整流器主电路

电压型PWM整流器主电路拓扑结构如图1所示，其中，e_a、e_b、e_c和i_a、i_b、i_c分别为三相电网相电压和线电流；u_a、u_b、u_c为整流器交流侧电压；R、L分别为交流侧等效电阻和电感；C为直流侧滤波电容；R_L为负载电阻；v_{dc}、i_{dc}分别为直流侧输出电压和负载电流；i_p、i_n分别为母线电流正序分量和负序分量；VT_1～VT_6为功率晶体管；VD_1～VD_6为续流二极管。

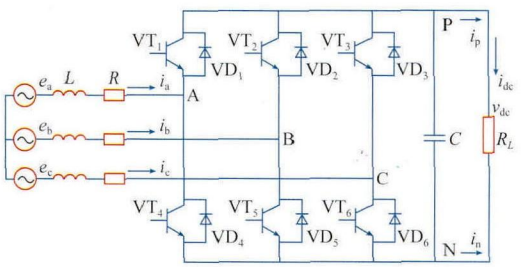

图1　电压型PWM整流器主电路拓扑结构

由图1可知，三相电压型PWM整流器主电路包括交流侧电感、直流侧滤波电容以及中间的功率转换桥路。交流侧电感作为主电路的主要元件，对整流器的动态响应速度、稳定工作点以及电流谐波含量均具有较大的影响。在三相PWM整流器中，交流侧电感对输入电流具有滤波作用，可以降低电流谐波含量。若电感值过大，虽然可以取得较好的滤波效果，但是会导致系统的动态响应速度变慢；相反，若电感值过小，则动态响应性能变好，但是电流谐波含量会增加，因此电感取值要适当。直流侧滤波电容也是主电路的主要元件，它对整流器的性能影响比较大。在三相电压型PWM整流器中，直流侧滤波电容具有以下功能：在功率变换器的能量转换过程中起缓冲作用；可以稳定直流输出电压；能够去掉直流电压中的高次谐波。若电容值过小，当负载变化较大时，系统输出的稳定性下降，导致电路

(C)1994-2023 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved.　http://www.cnki.net

的抗干扰能力不足；若电容值过大，在一定程度上可以提高电路的抗干扰能力，但是会影响系统的跟踪性能。当电压发生变化时，无法实现对给定电压的快速跟踪。功率转换桥路作为交流侧和直流侧能量转换的通道，通过控制功率开关的通断可以实现交流侧和直流侧能量的传递。

控制系统设计

本文基于DSP＋单片机设计了一种三相电压型PWM整流器控制系统，如图2所示。控制系统主要包括DSP2812主控制器、MPS430辅助控制器、直流侧电容、交流侧电感、功率转换桥路、晶闸管软起动器以及输入二相隔离电路等。系统主控制器主要负责实现PWM空间矢量控制、闭环控制、采样和数字滤波等；而辅助控制器主要负责实现系统状态检测、整流器起动控制、故障保护以及与上位机通信等。交流侧电感和直流侧电容的大小在很大程度上决定了三相电压型PWM整流器的抗干扰能力和动态响应特性，因此本节将着重介绍交流侧电感和直流侧电容的设计方法。

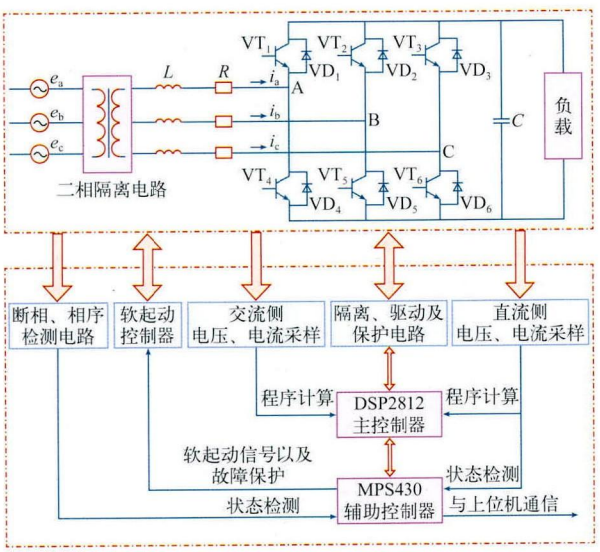

图2　基于DSP＋单片机的控制系统结构

1. 交流侧电感设计

交流侧电感设计需满足实现交流侧电流的快速跟踪、确保交流侧电流的谐波含量及达到稳态有功功率指标等要求。

（1）交流侧电感上限值的确定

由于在过零点处电流变化率最大，考虑到电流快速跟踪的性能，需保证此时电感值最小。三相电压型PWM整流器A相电压方程可表示为

$$L\frac{\mathrm{d}i_a}{\mathrm{d}t}+Ri_a=e_a-\left(v_{dc}S_a-\frac{v_{dc}}{3}\sum_{k=a,b,c}S_k\right) \quad (1)$$

式中，S_a为二值开关函数。

令 $u_{sa}=e_a+\frac{v_{dc}}{3}\sum_{k=a,b,c}S_k$，同时忽略等效电阻的影响，则上式可简化为

$$L\frac{\mathrm{d}i_a}{\mathrm{d}t}=u_{sa}-v_{dc}S_a \quad (2)$$

在一个开关周期内，过零点处交流侧电流的跟踪过程如图3所示。

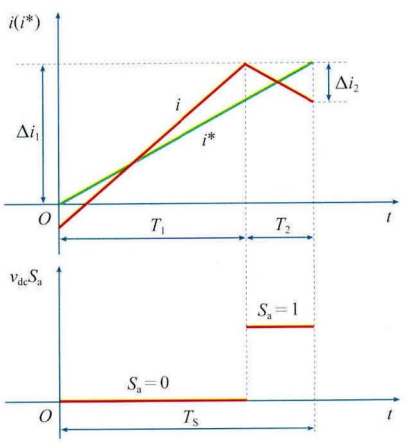

图3　过零点处交流侧电流跟踪过程

由图3可知，当$0\leqslant\omega t\leqslant T_1$时，$S_a=0$，此时

$$u_{sa}-v_{dc}S_a=\frac{v_{dc}}{3}(S_b+S_c)\approx L\frac{\Delta i_1}{T_1} \quad (3)$$

当$T_1\leqslant\omega t\leqslant T_2$时，$S_a=1$，此时

$$u_{sa}-v_{dc}S_a=\frac{v_{dc}}{3}(-2+S_b+S_c)\approx L\frac{\Delta i_2}{T_2} \quad (4)$$

为实现电流快速跟踪性能，需满足

$$\frac{|\Delta i_1|-|\Delta i_2|}{T_S}\geqslant\frac{I_m\sin\omega T_S}{T_S}\approx I_mT_S \quad (5)$$

令$S_b=S_c=1$，由式（3）～式（5）可得

$$L\leqslant\frac{2T_1v_{dc}}{3I_m\omega T_S} \quad (6)$$

当$T_1=T_S$时，电流变化率最大，此时

(C)1994-2023 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved.　http://www.cnki.net

$$L \leqslant \frac{2v_{dc}}{3I_m\omega} \tag{7}$$

考虑到三相电压型PWM整流器仍需要达到稳态有功功率指标，同样忽略线路等效电阻，当其直流侧输出电压v_{dc}已知时，交流侧电压最大值可表示为

$$|U|_{max} = mv_{dc} \tag{8}$$

式中，m为相电压最大利用率。

若采用空间矢量控制，则$m=\frac{\sqrt{3}}{3}$，由余弦定理可得

$$L = \frac{\sqrt{U_m^2 - E_m^2}}{\omega I_m} \tag{9}$$

式中，E_m为电网相电压峰值；U_m为交流侧基波相电压峰值；I_m为交流侧基波相电流峰值。

由式（8）和式（9）可得交流侧电感的取值范围

$$L \leqslant \frac{\sqrt{m^2v_{dc}^2 - E_m^2}}{\omega I_m} = \frac{3E_m\sqrt{\frac{1}{3}v_{dc}^2 - E_m^2}}{2P\omega} \tag{10}$$

式中，$P=\frac{3}{2}E_mI_m$为交流侧有功功率。

综上所述，三相电压型PWM整流器交流侧电感上限可确定为

$$\begin{cases} L \leqslant \dfrac{2T_1v_{dc}}{3I_m\omega T_S} \\ L \leqslant \dfrac{3E_m\sqrt{\frac{1}{3}v_{dc}^2 - E_m^2}}{2P\omega} \end{cases} \tag{11}$$

（2）交流侧电感下限值的确定

为减少交流侧电流谐波含量需设计合适的电感下限值。在一个开关周期内，波峰处交流侧电流跟踪过程如图4所示。

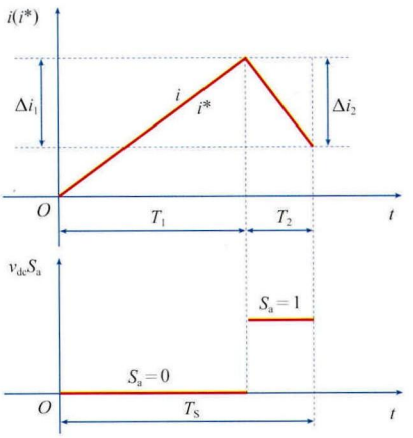

图4 波峰处交流侧电流跟踪过程

由图4可知，当$0 \leqslant \omega t \leqslant T_1$时，$S_a=0$，此时

$$u_{sa} - v_{dc}S_a = E_m + \frac{v_{dc}}{3}(S_b + S_c) \approx L\frac{\Delta i_1}{T_1} \tag{12}$$

当$T_1 \leqslant \omega t \leqslant T_2$时，$S_a=1$，此时

$$u_{sa} - v_{dc}S_a = \frac{v_{dc}}{3}(-2 + S_b + S_c) \approx L\frac{\Delta i_2}{T_2} \tag{13}$$

在波峰附近的一个开关周期内，存在$|\Delta i_1| = |\Delta i_2|$，同时结合式（12）和式（13），令$S_b=S_c=0$，则有

$$L \geqslant \frac{(2v_{dc} - 3E_m)E_mT_S}{2v_{dc}\Delta i_{max}} \tag{14}$$

式中，Δi_{max}为交流侧电流最大偏差量。

综上所述，由式（11）和式（14）可得三相电压型PWM整流器交流侧电感的取值范围，即

$$\begin{cases} L \leqslant \dfrac{3E_m\sqrt{\frac{1}{3}v_{dc}^2 - E_m^2}}{2p\omega} \\ \dfrac{(2v_{dc} - 3E_m)E_mT_S}{2v_{dc}\Delta i_{max}} \leqslant L \leqslant \dfrac{2T_1v_{dc}}{3I_m\omega T_S} \end{cases} \tag{15}$$

2. 直流侧电容设计

考虑到系统的抗干扰性能，假设负载功率在[0，t]时间内的最大变化量为ΔP_{max}，对应的电容电压变化量可表示为

$$C\frac{v_{dc}^2(0) - v_{dc}^2(t)}{2} = \int_0^t \Delta P_{max}(\tau)\mathrm{d}\tau \tag{16}$$

令$v_{dc}^2(t) \cong v_{dc}^2 - 2v_{dc}\Delta v_{dc_max}(t)$，则有

$$\Delta v_{dc_max}(t) = \frac{1}{Cv_{dc}}\int_0^t \Delta P_{max}(\tau)\mathrm{d}\tau \tag{17}$$

假设PWM整流器惯性时间常数最大值为T_{max}，那么直流侧电容应满足

$$C \geqslant \frac{T_{max}\Delta P_{max}}{2v_{dc}\Delta v_{dc_max}} \tag{18}$$

考虑到直流侧电压跟踪性能，直流电压要在T_{max}时间内实现跟踪，即满足

$$R_LC\ln\frac{I_{max}R_L - v_{dc}}{I_{max}R_L - v_{dc_er}} \leqslant T_{max} \tag{19}$$

(C)1994-2023 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

式中，I_{max}为直流侧最大电流；v_{dc_er}为电压平均值。

由于$v_{dc}>v_{dc_er}$，则有

$$C\leqslant\frac{T_{max}}{R_L\ln\dfrac{I_{max}R_L-v_{dc}}{I_{max}R_L-v_{dc_er}}}\tag{20}$$

在实际应用中，一般情况下取$I_{max}=1.2v_{dc}/R_L$，$v_{dc}=\sqrt{3}U_l$，U_l为交流侧电压有效值，那么式（20）可简化为

$$C\leqslant\frac{T_{max}}{0.74R_L}\tag{21}$$

综上所述，由式（18）和式（21）可得三相电压型PWM整流器直流侧电容的取值范围，即

$$\frac{T_{max}\Delta P_{max}}{2v_{dc}\Delta v_{dc_max}}\leqslant C\leqslant\frac{T_{max}}{0.74R_L}\tag{22}$$

实验验证

为验证上述控制系统、交流侧电感和直流侧电容设计方法的有效性，本文针对PWM整流器交流侧电流谐波含量及直流侧电压动态响应速度进行了实验验证。三相电压型PWM整流器相关参数如下表所示。

表　三相电压型PWM整流器参数

参数	数值
ω	100π
v_{dc}/ V	254
E_m/ V	127
I_m/ A	226
Δi_{max}/ A	45.2
T_S/ s	0.000 2
Δv_{dc_max}/ V	65
ΔP_{max}/ kW	20
R_L/Ω	1.6

结合理论计算和工程应用，可选定交流侧电感值为1.5 mH，直流侧电容值为2 200 μF/450 V。

经实验可知：当系统稳定工作时，交流侧电压、电流均为正弦波，且二者同相，直流侧输出电压稳定；当系统半载运行时，交流侧电流谐波含量为4.62%，系统功率因数为0.988；当系统满载运行时，交流侧电流谐波含量为2.49%，系统功率因数为0.981；当PWM整流器负载发生变化时，直流侧输出电压的波形如图5所示。由实验结果可知：当负载发生变化时，整流器只需200 ms就可以恢复稳定，而且电压波动不超过30 V。由上述测试结果可知，三相电压型PWM整流器交流侧谐波含量较少，直流侧电压波动较小，表明系统的动态响应速度快，抗干扰能力强，验证了上述控制系统、交流侧电感和直流侧电容设计方法的有效性。

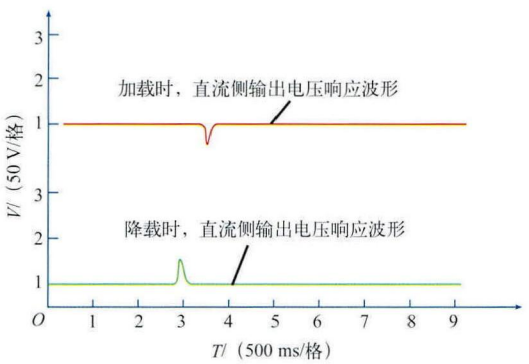

图5　实验结果

结束语

本文主要介绍了一种基于DSP＋单片机的三相电压型PWM整流器控制系统，其中DSP主要用于控制算法处理，而单片机主要负责外围信号采集和处理，可以较好地解决核心控制器计算量大的问题。另外论述了交流侧电感和直流侧电容的确定方法，可以减少电流谐波含量以及直流侧电压的脉动。最后进行了相关实验，以验证本文所述控制系统和设计方法的有效性。实验结果表明：系统动态响应速度快，抗干扰能力强，对三相电压型PWM整流器控制系统研究与应用具有一定的借鉴意义。

（收稿日期：2015－01－10）EA

欢迎订阅　欢迎投稿　欢迎刊登广告

(C)1994-2023 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved.　http://www.cnki.net