

「监测系统」

PWM整流器在abc坐标系下PR及滑模控制策略设计

文/三峡大学电气与新能源学院 彭以平 马 辉
江苏省配电网智能技术与装备协同创新中心 王书征

提出了abc坐标系下实现PR及滑模控制策略。电流内环采用PR控制，电压外环采用滑模控制。并且为了对特定的低次谐波进行补偿，实现增加功率因数的目的，提高了谐波补偿器。结果表明，该策略有良好的动态性能，抗干扰性强，以及高输出电压和鲁棒性强等优点。

随着工业化进程的加快以及电力电子技术的发展，如今电力电子技术在各行各业中应用越来越广泛，占有着重要地位。

整流电路的作用是把交流电变成直流电。半导体元件大多是直流驱动，可控或不控的直流电压均可以使用整流器来获得，二极管不控整流和晶闸管相控整流是广泛采用的两种整流电路。

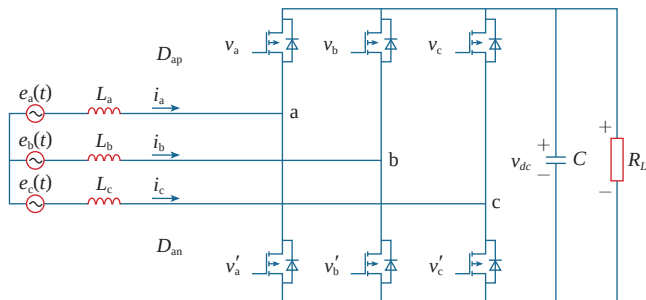
当前，在不需要双向电能转换但对功率因数校正（PFC）有要求的条件下，PWM两电平整流器得到了广泛应用。减少其开关器件，减少了整

流器成本的同时仍然可将其应用于一定大功率场合和获得近似正弦的输入电流。

对于直流信号，比例积分（PI）控制可做到无稳态误差跟踪，且已有着广泛的应用，但在对交流信号的跟踪上，PI控制的同步效果不太好，不能消除稳态误差而且抗干扰能力较差，而比例谐振（PR）控制可以解决上述问题。

三相PWM整流器模型

三相两电平PWM整流器拓扑图如图1所示，其中 $e_a(t)$ 、 $e_b(t)$ 、 $e_c(t)$ 分别为三相交流输入电压，



vv图1 三相两电平PWM整流器

江苏省配电网智能技术与装备协同创新中心（No.XTCX201710），湖北省教育厅优秀中青年科技创新团队项目（T201504），2017年三峡大学高教研究项目。

i_a 、 i_b 、 i_c 为分别为三相电流。交流侧电感 L_a 、 L_b 、 L_c 用以滤除网侧电流谐波。输出侧负载 R_L 两端并联滤波电容 C 。交流侧采用三相对称的无中线连接方式。

每个回路的桥臂各有上下两个开关管,假设开关管导通和关断时均为理想状态,即导通电阻为零,关断电阻无穷大。设定开关函数,分别对应每相桥臂上下两个开关管的开通与关断情况,同一个桥臂的上下两个开关管不能同时导通。因此,对应的开关函数为 S_n

$$\begin{cases} S_n=1 & \text{上开关管导通,下开关管关断} \\ S_n=0 & \text{下开关管导通,上开关管关断} \end{cases}$$

每相桥臂都有上桥臂开关管导通和下桥臂开关管导通两种开关状态,所以三相PWM整流器共有 $2^3=8$ 种开关状态。

三相PWM整流器控制策略

1. PI控制器与PR控制器

根据内模原理,为了实现信号的无稳态误差控制,必须把信号的模型包含在控制器中,比例积分控制积分环节的传递函数为 $1/s$,根据中值定理

$$\lim_{t \rightarrow \infty} C(t) - R(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s g[C(s) - R(s)] = \lim_{s \rightarrow 0} R(s)$$

所以PI控制只能对阶跃信号进行无静差跟踪,正弦信号的拉普拉斯变换为 $\omega/(s^2 + \omega^2)$,所以要实现无静差跟踪,可以用PR控制器。

PI控制器在自动控制中有广泛的应用,其传递函数为

$$G_{PI}(s) = k_p + \frac{k_i}{s}$$

设电网基波频率为 ω_0 ,代入 $s = j\omega_0$,可以得到在电网基波频率处,PI控制器的增益为

$$|G_{PI}(j\omega_0)| = \sqrt{k_p^2 + \left(\frac{k_i}{\omega_0}\right)^2}$$

由上可以看出,在电网基波频率,PI控制器的比例增益是有限的,所以PI控制器对交流信号的控制效果不太好,虽然可通过增加比例系数来减小静差,但稳态误差始终存在,不可消除。

比例谐振控制器符合内模原理,在稳定的闭环控制系统中,输入信号模型的所有极点均被包含在开环分母多项式里,即外部作用信号的模型都包含在控制器中,所以比例谐振控制器能够对

输入作用信号进行无稳态误差控制。根据内模原理,如果闭环控制系统的设定值和扰动为正弦信号,可以在控制器内加入与设定和扰动相同频率的正弦信号模型。

PR控制器的传递函数如下

$$G_{PR}(s) = k_p = \frac{2k_r s}{s^2 + \omega_0^2}$$

在电网基波频率 ω_0 ,PR控制器的增益为

$$|G_{PR}(j\omega_0)| = \sqrt{k_p^2 + \left(\frac{2k_r \omega_0}{\omega_0^2 - \omega_0^2}\right)^2}$$

从上式我们可以得出,电网基波频率处,PR控制器的增益趋近于无穷大,可以实现对频率一定的正弦交流信号进行无稳态误差控制。

式中 k_p 和 k_r 分别为比例与谐振增益系数。谐振频率 $\omega_0 = 2\pi f \approx 314 \text{ rad/s}$ 。图2为理想PR控制器的幅频特性曲线。

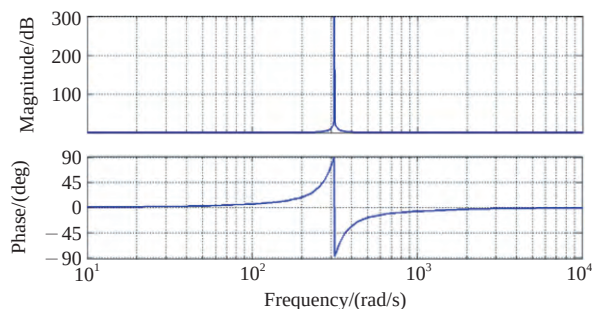


图2 理想PR控制器bode图

2. PR控制器的分析与设计

由上可以得到PR控制器在电网基波频率的增益为无穷,此外,理想的PR控制器的带宽小,对于系统稳定性和数字化实现有不利的影响。

经过改善后,PR控制器传递函数为

$$G_{PR}(s) = k_p + \frac{2k_r \omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_0^2}$$

系统的动态性能取决于带宽,对比图2和图3,可以看到改进PI控制器的带宽增加,系统的动态性能增强。增加比例增益系数 k_p 会增加调节效果,从而减小调节时间,但是 k_p 增加会使增益裕度减小,过高的 k_p 也会过度增强比例环节,减弱谐振环节的作用。增加谐振增益系数 k_r 对带宽影响很小,但是可以减小稳态误差。

按照国标要求,电网频率允许的波动范围为49.5~50.5 Hz,截止频率 $\omega_c = \pi d$,其中 d 为带宽,所以 ω_c 取3.14 rad/s, k_p 和 k_r 的取值同理想PR控制器,分别为 $k_p = 1$ 和 $k_r = 50$ 。如图3所示,经过改善后,可以得到PR控制器的bode图。

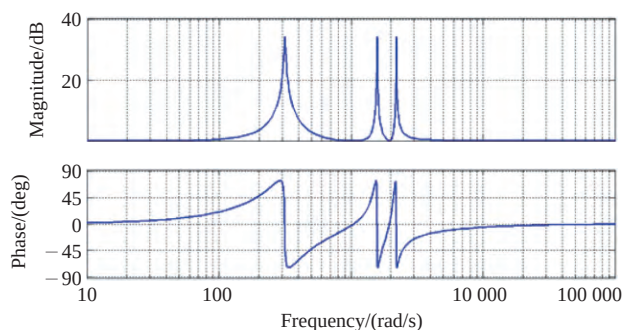


图3 改进PR控制器bode图

3. 应用于电压外环的滑模控制器的分析与设计

在滑模控制中,通过设计滑模面和到达段的控制律,就可以直接设计系统性能,系统性能仅决定于设计的滑模面,与其他因素没有关系,因此采用滑模控制,系统有动态响应性能强、鲁棒性强的优点。

如图4所示,电压滑模控制器的输入是将参考电压与直流侧电压做差,即有 $e_v = v_{ref} - v_{dc}$ 。

现选取滑模面

$$S = ke_v + \frac{de_v}{dt} = e_v + \beta \frac{de_v}{dt} = e_v + \beta \frac{dv_{ref}}{dt} - \beta \frac{dv_{dc}}{dt}$$

将

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R}{L}i_d - \omega i_q - \frac{1}{L}u_d + \frac{1}{L}e_d \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R}{L}i_q - \omega i_d - \frac{1}{L}u_q \\ \frac{du_{dc}}{dt} = \frac{s_d i_d + s_q i_q - i_o}{C} \end{cases}$$

带入上式,可得

$$S = \left[(v_{ref} - v_{dc}) + \beta \frac{dv_{ref}}{dt} + \frac{\beta}{c} (i_o - s_q i_q) \right] \frac{c}{\beta s_d} - i_d = 0$$

又

$$\frac{di_q}{dt} = -\frac{R}{L}i_q - \omega i_d - \frac{s_q v_{dc}}{L} + \frac{e_q}{L}$$

输入的三相电为对称三相电压,在稳态时有, $i_q = 0$, $e_q = 0$, $di_q/dt = 0$, 则上式可化为

$$s_q = -\frac{\omega L i_d}{v_{dc}}$$

在稳态时,有 $i_q = 0$,输出电压精确跟踪参考电压,即 $v_{ref} = v_{dc}$,且根据功率平衡关系 $e_d - Ri_d = v_{ci}$,最终可得到

$$\begin{cases} S = \left[(v_{ref} - v_{dc}) + \beta \frac{dv_{ref}}{dt} + \frac{\beta}{c} i_o \right] \frac{c v_{dc}}{\beta (e_d - Ri_d)} - i_d = i_d^* - i_d = 0 \\ i_d^* = \left[(v_{ref} - v_{dc}) + \beta \frac{dv_{ref}}{dt} + \frac{\beta}{c} i_o \right] \frac{c v_{dc}}{\beta (e_d - Ri_d)} \end{cases}$$

4. 总体控制策略

控制系统包括两个环,分别为外环电压滑模控制(SMC)和内环电流比例谐振PR(Proportional-Resonant)控制。其中,外环电压滑模控制采样直流侧电压,输出参考电流值。同时,参考电流值 i_{ref} 的相角分别由锁相环获得的三相电压相位角 u_{a1} 、 u_{b1} 、 u_{c1} 给定。三相实际采样电流 i_a 、 i_b 、 i_c 分别与给定相位角 u_{a1} 、 u_{b1} 、 u_{c1} 后的 i_{ref} 作差,其差值送入PR控制器后输出驱动PWM整流器的开关管。

5. 谐波补偿

不完整的正弦波信号即带有谐波,谐波补偿则是把带有谐波的正弦交流信号补偿为完整正弦交流信号。电流内环采用PR控制,可以在计算量小的同时对特定的低次谐波进行补偿,实现增加功率因数的目的。图5为a相的谐波补偿, $i_{ref} \cdot u_{a1}$ 为参考电流与锁相环获得的a相角度 u_{a1} 相乘的值,采

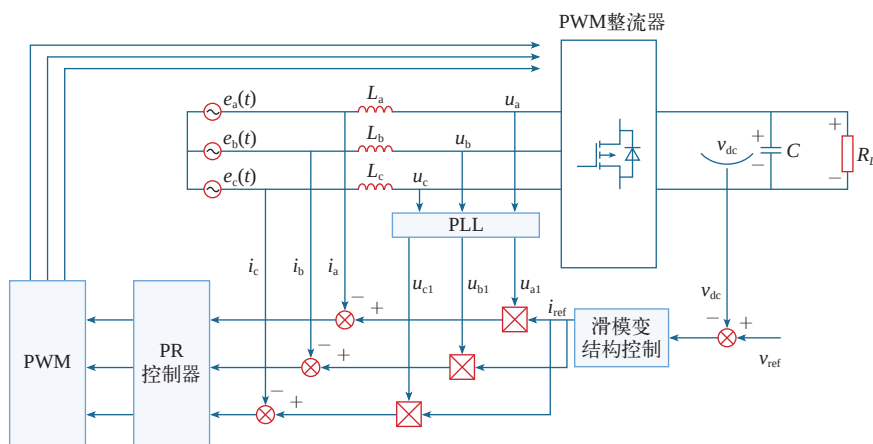


图4 总体控制策略

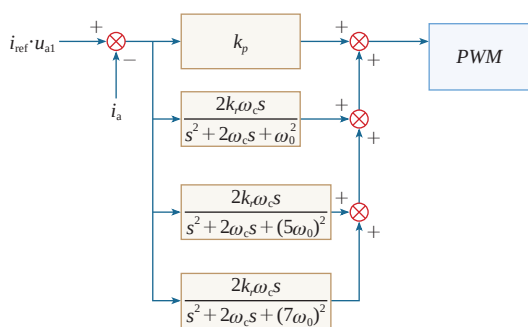


图5 谐波补偿PR控制器

用PR控制的谐波补偿器仅需在原有的基础上叠加响应的各次谐波补偿。如图6所示，分别在基波、5次谐波、7次谐波处产生谐振且相角都为 0° ，在其他频率处对谐波的影响很小。

图5中谐波补偿的传递函数为

$$G_{HC}(s) = k_p + \sum_{n=1,5,7} \frac{2k_f\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + (n\omega_0)^2}$$

系统仿真分析

为了验证PWM整流器在abc坐标系下PR及滑模控制策略的有效性，在Matlab/Simulink环境搭建模型进行仿真。

PWM整流器的电路参数为：交流侧输入电压为220 V，交流侧电感为4 mH，开关频率为20 Hz，直流侧给定电压为750 V。负载侧直流电压波形与设定电压对比为图7所示，经过0.03 s后，负载电压稳定在参考值750 V。由试验数据可以得出，采用滑模控制，超调量几乎为0，且具有快速响应、动态性能好的优点。

图8为PWM整流器网侧输入电压和输入电流的波形，可以看到，经过0.03 s后，PWM整流器网侧的电压、电流同相位，功率因数为1。

为了验证谐波补偿的作用，图9为未引入谐波补偿的a相输入电压和输入电流的波形。引入谐波补偿后观察输入电流THD仅为3.21%，可见谐波得到了明显的抑制，控制性能良好，实现单位功率因数运行。

结束语

本文在分析PWM整流器的基础上，提出在abc坐标系下电流内环PR控制及电压外环滑模控制策略的同时，考虑到负载突变引起的输入电压和直流侧输出电压的变化，并对控制器进行参数配

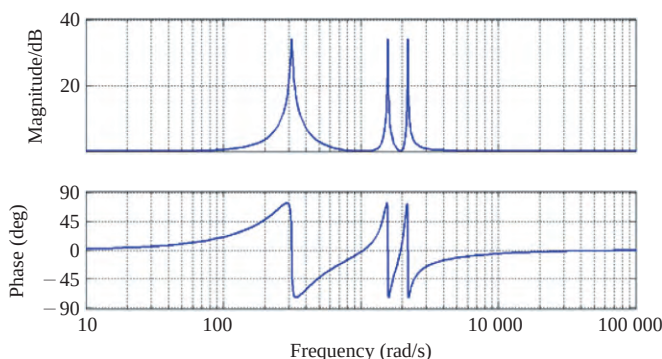


图6 谐波补偿Bode图

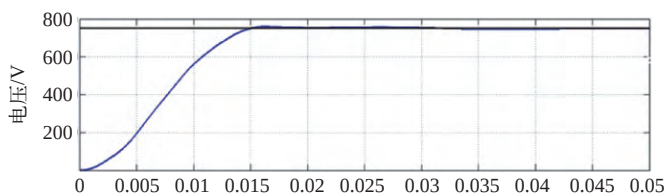


图7 负载侧直流电压波形与设定电压对比

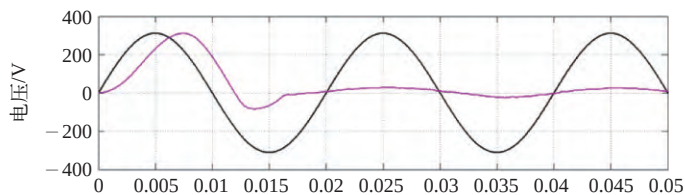


图8 a相输入电压和输入电流波形

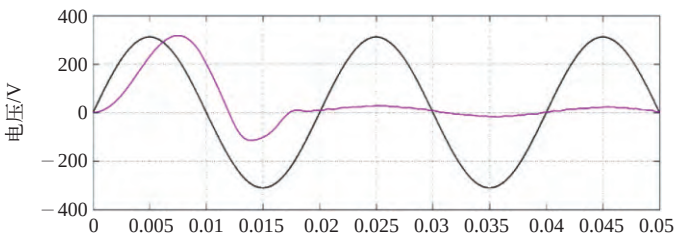


图9 无谐波补偿的a相输入电压和电流

置及鲁棒性设计，有效兼顾系统的暂态性能和稳态裕度，给出详细的理论分析、仿真结果分析，得到如下结论：

1) 仿真验证表明基于PR和滑模的联合控制策略有良好的动态性能，抗干扰性强，以及高输出电压和鲁棒性强等优点。

2) 同时，PR控制策略采用多次谐波补偿的方法可显著减小输入电流THD。网侧输入电压和输入电流保持同相位，网侧功率因数达到1，系统整体性能好，具有良好的应用前景。**EA**

（收稿日期：2018.05.14）

（编辑：朱金凤）