

文章编号:1000-582X(2002)02-0067-04

积分复位控制三相功率因数校正

罗全明,周维维

(重庆大学 电气工程学院,重庆 400044)

摘要:介绍了一种工作于连续导电模式的三相功率因数校正电路,对其控制方程进行了详细的推导,并用积分复位控制电路进行实现。积分复位控制电路由一可复位积分器,一RS触发器和一比较器组成控制电路的核心器件,结构十分简单。积分复位控制三相功率因数校正具有下述特点:常频控制,这有利于滤波器的设计;控制电路简单,不需要乘法器;控制思路清晰,控制效果好。仿真结果证明了理论分析的正确性。

关键词:等效电路;积分复位控制;功率因数校正

中图分类号:TM 461

文献标识码:A

传统的不控和可控整流电路向电网中注入了大量谐波与无功电流,对电网造成了污染,已引起各国的高度重视,为此制定了许多国际标准,如IEEE519、IEC 1000-3-2。近年来,功率因数校正技术(PFC)成为了电力电子领域研究的热点^[1-6],由于三相电力电子装置在电网中占有很大的比重,三相PFC成为了近年研究的重心。对于三相PFC,提出了许多控制策略,如幅值相位控制PAC(Phase and Amplitude Control)^[1,2]、滞环电流控制HCC(Hysteresis Current Control)^[3]、空间矢量控制SVMC(Space Vector Modulated Control)^[4]等。文中介绍一种工作于CCM的三相功率因数校正电路,根据其交流输入侧的等效电路,推导出控制方程,并采用积分复位控制IRC(Integrate Reset Control)电路进行实现。IRC控制功率因数校正具有下述特点:①常频控制,这有利于滤波器的设计;②控制电路简单,不需要乘法器;③控制思路清晰,控制效果好;④在每一时刻只有两个开关工作于高频,降低了开关损耗,提高了系统效率。

1 IRC控制电路的原理

IRC控制电路的原理如图1(a)所示,它包括恒频时钟CLOCK,RS触发器FF,可复位积分器INTEG和比较器CMP。假设积分器INTEG的时间常数 T_i 与时钟周期 T_s (即开关周期)一致。IRC控制器的工作波形如

图1(b)所示,每个开关周期由恒频时钟启动,当时钟脉冲到来的时候,触发器FF的Q端变为逻辑高,积分器INTEG开始对其输入信号 v_2 积分,当比较器CMP的同相端的电压 $v_+(t)$ 大于其反相端的电压 $v_-(t)$ (即 v_1)的时候,比较器CMP输出逻辑高,使触发器FF和积分器INTEG均复位。由于控制器的输入信号 v_1 、 v_2 是低频信号,在一个开关周期内变化很小,可以假设为定值,于是可得

$$v_+(t) = \frac{1}{T_i} \int_0^t v_2 dt = \frac{t}{T_i} v_2 (0 \leq t \leq dT_s) \quad (1)$$

从后面的分析可知,上式中 d 相当于开关的占空比。

假设在 $t = dT_s$ 的时候, $v_+(t) = v_-(t) = v_1$,因此,Q端的输出满足

$$v_1 = v_2 d \quad (2)$$

\bar{Q} 端的输出满足

$$v_1 = v_2 (1 - d) \quad (3)$$

从IRC控制电路的工作原理可以看出,只要推导出如(2)或(3)式的控制方程,就可以用图1(a)所示的电路进行实现。在后面的分析中,把图1(a)所示的电路作为一个IRC控制模块使用,其输入端为 v_1 、 v_2 ,输出端为 Q 、 \bar{Q} 。

2 控制方程的推导

三相PFC电路如图2所示,根据其交流侧等效电

· 收稿日期:2001-10-14

基金项目:国家自然科学基金资助项目(60172009);重庆大学高电压与电工新技术教育部重点实验室资助项目

作者简介:罗全明(1976-),男,重庆人,重庆大学硕士生,从事电力电子技术研究。

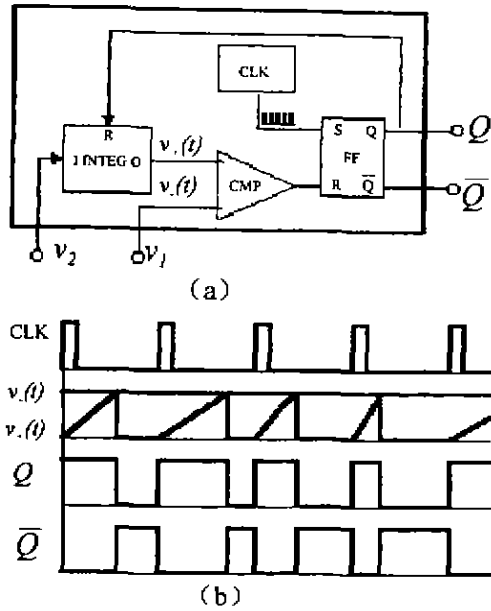


图1 积分复位控制电路原理及工作波形

路,推导出控制方程并用积分复位控制电路进行实现。在推导之前,先作如下假设:①三相输入电压完全对称,开关频率远大于输入电压频率,可以假设在一个开关周期内输入电压不变;②电容 \$C_o\$ 足够大,假设输出电压 \$v_o\$ 保持不变,电感 \$L_a = L_b = L_c = L\$;③开关均为理想开关。下面首先定义开关函数如下:

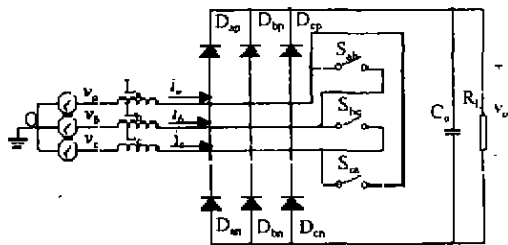


图2 三相 PFC 电路

$$S_{mn} = \begin{cases} 1 & \text{开关 } S_{mn} \text{ 导通} \\ 0 & \text{开关 } S_{mn} \text{ 关断} \end{cases} \quad (4)$$

上式中 \$m, n\$ 在 \$a, b, c\$ 中取值且互不相同。

三相输入电压波形如图3所示,在区间 I, \$v_a > 0, v_b < 0, v_c > 0\$, 且 \$|v_b| > |v_c|, |v_b| > |v_a|\$。其余区间的的情况与之类似,只是 \$a, b, c\$ 三相轮换。为方便分析,采用下面的标记:设在某区间, \$|v_p| > |v_q|, |v_p| > |v_r|, p, q, r\$ 在 \$|a, b, c|\$ 中取值且互不相同,于是有下面两种情况:① \$v_p < 0, v_q > 0, v_r > 0\$; ② \$v_p > 0, v_q < 0, v_r < 0\$。下面对这两种情况进行讨论。

1) \$v_p < 0, v_q > 0, v_r > 0\$。

\$v_p < 0, v_q > 0, v_r > 0\$ 时, \$i_p < 0, i_q > 0, i_r > 0\$,

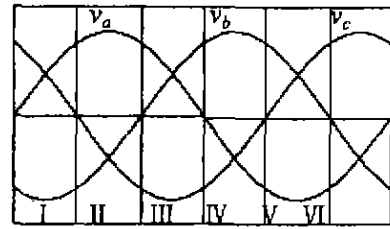


图3 三相输入电压波形

因此二极管 \$D_{pn}, D_{qn}, D_{rn}\$ 导通, \$D_{pp}, D_{qm}, D_{rm}\$ 关断。开关 \$S_{pq}, S_{pr}\$ 工作在高频,而 \$S_{qr}\$ 关断,通过控制开关 \$S_{pn}, S_{pr}\$, 达到功率因数校正的目的。变换器输入侧的等效

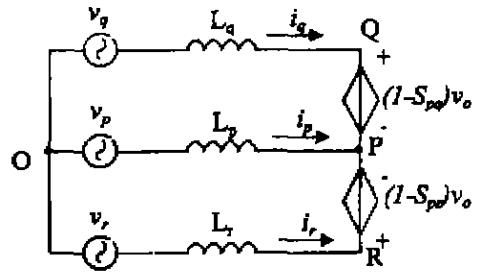


图4 \$v_p < 0, v_q > 0, v_r > 0\$ 时的等效电路如图4所示。由图可得

$$\begin{aligned} v_p &= L_p \frac{di_p}{dt} + v_o \\ v_q &= L_q \frac{di_q}{dt} + (1 - S_{pq})v_o + v_o \\ v_r &= L_r \frac{di_r}{dt} + (1 - S_{pr})v_o + v_o \end{aligned} \quad (5)$$

由假设可知, \$v_p, v_q, v_r\$ 为三相对称电压源,经功率因数校正,三相电流 \$i_p, i_q, i_r\$ 是分别与 \$v_p, v_q, v_r\$ 同相的正弦电流,于是

$$v_p + v_q + v_r = 0 \quad i_p + i_q + i_r = 0 \quad (6)$$

由(5)、(6)式可得

$$\begin{aligned} v_p &= L_p \frac{di_p}{dt} - \frac{2 - S_{pq} - S_{pr}}{3} v_o \\ v_q &= L_q \frac{di_q}{dt} + \frac{1 - 2S_{pq} + S_{pr}}{3} v_o \\ v_r &= L_r \frac{di_r}{dt} + \frac{1 + S_{pq} - 2S_{pr}}{3} v_o \end{aligned} \quad (7)$$

下面采用状态空间平均法,把(7)式中的开关函数 \$S_{pq}, S_{pr}\$ 在一个开关周期内平均分别用 \$D_{pq}, D_{pr}\$ 表示,由于开关频率比输入电压频率大得多,在稳态时,可以假设三相输入电压 \$v_p, v_q, v_r\$, 三相电流 \$i_p, i_q, i_r\$ 一个开关周期内不变,分别用 \$V_p, V_q, V_r\$ 和 \$I_p, I_q, I_r\$ 表示。于是

$$V_p = -\frac{2 - D_{pq} - D_{pr}}{3} V_o$$

$$V_q = \frac{1 - 2D_{pr} + D_{pr}}{3} V_0 \quad (8)$$

$$V_r = \frac{1 + D_{pr} - 2D_{pr}}{3} V_0$$

为了实现单位功率因数,必须

$$V_p = R_\varphi I_p \quad V_q = R_\varphi I_q \quad V_r = R_\varphi I_r \quad (9)$$

其中 R_φ 、 R_φ 、 R_φ 为模拟电阻,由于三相对称,设 $R_\varphi = R_\varphi = R_\varphi = R_\varphi$,而且只需对其中的两相电流进行控制,选择电流绝对值最小的两相,即 q 相和 r 相,从而可以减小开关损耗,提高变换器效率。

由(8)、(9)式可得

$$R_s I_q = \frac{R_s V_0}{3 R_e} (1 - 2D_{pr} + D_{pr})$$

$$R_s I_r = \frac{R_s V_0}{3 R_e} (1 + D_{pr} - 2D_{pr}) \quad (10)$$

其中 R_s 为取样电阻,令 $V_m = \frac{R_s V_0}{3 R_e}$,于是得到控制方程

$$\begin{aligned} V_m D_{pr} &= V_m - 2R_s I_q - R_s I_r \\ V_m D_{pr} &= V_m - R_s I_q - 2R_s I_r \end{aligned} \quad (11)$$

由于 $I_q > 0, I_r > 0$,于是

$$\begin{aligned} V_m D_{pr} &= V_m - 2R_s |I_q| - R_s |I_r| \\ V_m D_{pr} &= V_m - R_s |I_q| - 2R_s |I_r| \end{aligned} \quad (12)$$

(12) 式可以用 IRC 控制电路进行实现。

2) $v_p > 0, v_q < 0, v_r < 0$ 。

$v_p > 0, v_q < 0, v_r < 0$ 时,变换器输入侧的等效电路如图 5 所示。经过类似的推导,得到如下与(12)式完全相同的控制方程。

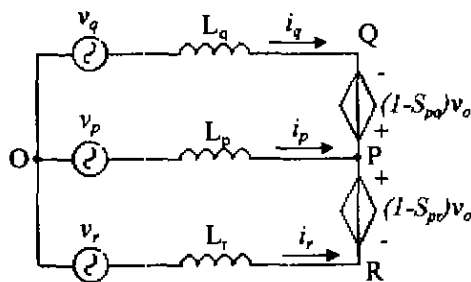


图 5 $v_p > 0, v_q < 0, v_r < 0$ 时的等效电路

因此在一个输入电压周期内统一的控制方程为

$$\begin{aligned} V_m D_{pr} &= V_m - 2R_s |I_q| - R_s |I_r| \\ V_m D_{pr} &= V_m - R_s |I_q| - 2R_s |I_r| \end{aligned} \quad (13)$$

其中

$$\begin{aligned} |I_q| &= |I_o| (C(\theta, 1) + C(\theta, 6)) + \\ &|I_b| (C(\theta, 2) + C(\theta, 3)) + |I_c| (C(\theta, 4) + C(\theta, 5)) \\ |I_r| &= |I_o| (C(\theta, 3) + C(\theta, 4)) + \end{aligned}$$

$$|I_b| (C(\theta, 5) + C(\theta, 6)) + |I_c| (C(\theta, 1) + C(\theta, 2)) \quad (14)$$

开关 S_{ab} 、 S_{bc} 、 S_{ca} 的驱动脉冲 Q_{ab} 、 Q_{bc} 、 Q_{ca} 分别为

$$\begin{aligned} Q_{ab} &= Q_{pr} (C(\theta, 1) + C(\theta, 2)) + Q_{pr} (C(\theta, 4) + C(\theta, 5)) \\ Q_{bc} &= Q_{pr} (C(\theta, 3) + C(\theta, 4)) + Q_{pr} (C(\theta, 1) + C(\theta, 6)) \\ Q_{ca} &= Q_{pr} (C(\theta, 5) + C(\theta, 6)) + Q_{pr} (C(\theta, 2) + C(\theta, 3)) \end{aligned} \quad (15)$$

(14)、(15) 中 $C(\theta, i)$ 定义如下

$$C(\theta, i) = u\left(\theta - (i - 1) \frac{\pi}{3}\right) - u\left(\theta - i \frac{\pi}{3}\right) \quad (16)$$

(16) 式中的 $u(t)$ 是单位阶跃函数, $\theta \in (0, 2\pi)$

在不同区间 p, q, r 的取值如表 1 所示。

表 1 不同时间段内 p, q, r 取值

区间 I	区间 II	区间 III	区间 IV	区间 V	区间 VI
p	b	a	c	b	a
q	a	b	b	c	a
r	c	c	a	a	b

最后,得到图 2 所示的三相 PFC 控制电路的原理框图如图 6 所示。

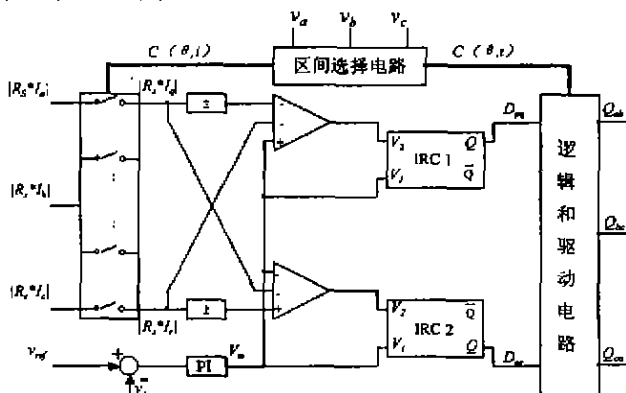


图 6 三相 PFC 控制电路的原理框图

3 仿真结果

所用的仿真软件为电力电子专用仿真软件 PSIM, 主要参数为 $L_a = L_b = L_c = 800 \mu\text{H}$, $R_s = 0.02 \Omega$, 输入三相对称电压的有效值为 220 V, 输出功率 $P_o = 32 \text{ kW}$, 开关频率 $f_s = 20 \text{ kHz}$, 主要仿真波形如图 7 所示, 其中图 7(a) 为 A 相输入电压波形, 图 7(b) 为满载时 A 相输入电流波形, 图 7(c) 为 50% 负载时 A 相输入电流波形。从图中可以看出, 输入电流很好地跟踪了输入电压的波形。图 7(d) 为三个开关管的驱动脉冲, 从图中可以看出, 在每一时刻, 只有两个开关管工作在高频, 从而减小了开关损耗, 提高了系统效率。仿真结果很好地验证了理论分析的正确性。

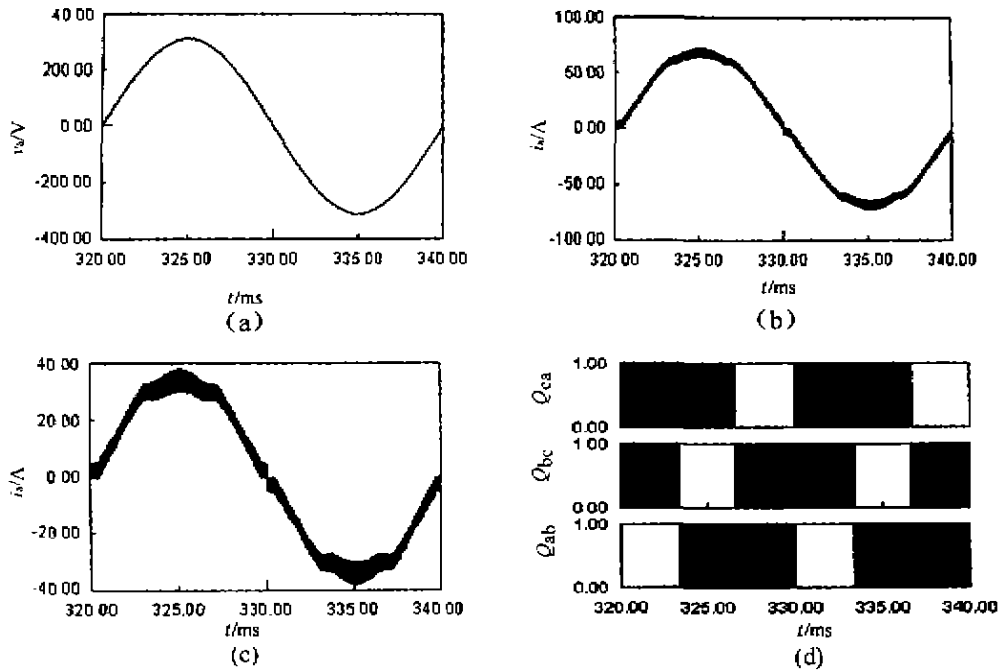


图7 仿真波形

4 结论

文中介绍一种积分复位控制三相 PFC, 对其控制方程进行了详细的推导。积分复位控制三相 PFC 具有下述特点: 1) 恒频控制; 2) 控制电路简单, 不需要乘法器; 3) 控制思路清晰, 控制效果好; 4) 在每一时刻, 只有两个开关工作在高频, 从而减小了开关损耗, 提高了系统效率。仿真结果十分理想, 很好地验证了理论分析的正确性。

参考文献:

- [1] DIXON J W, OOI B T. Indirect current control of a unity power factor sinusoidal current boost type three phase rectifier[J]. IEEE Trans Power Electron, 1988, 35(4): 508 - 515.
- [2] WU R S, DEWAN S B, SLEMON G R. Analysis of an AC - to - DC voltage source converter using PWM with phase and amplitude control[J]. IEEE Trans on Industry application, 1991, 27(2): 355 - 364.
- [3] OOI B T, SALMON J C, DIXON J W, et al. A three phase controlled current PWM converter with leading power factor[J]. IEEE Trans Ind Applicat, 1987, IA - 23(1): 78 - 84.
- [4] TU RONG JIE, CHEN CHERN LIU. A new space vector modulated control for a unidirectional three phase switch mode rectifier[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 1998, 45(2): 256 - 262.
- [5] SMEDLEY K M, CUK S. One - Cycle - Control of switching converter [J]. IEEE Trans Power Electron, 1995, 10(6): 625 - 633.
- [6] 罗全明, 周维维. 应用 DCVM 模式工作的 Cuk 变换器于功率因数校正[J]. 电源技术应用, 2001, 4(12): 615 - 618.

Integrate Reset Controlled Three Phase Power Factor Correction

LUO Quan-ming, ZHOU Luo-wei

(College of Electrical Engineering, Chongqing University, Chongqing 400044, China)

Abstract: A three phase power factor corrector in continuous current mode is introduced. The control equations are deduced and realized by Integrate reset controller. The integrate reset controller is composed of a integration with reset, a RS flip-flop and a comparator, which is very simple. The integrate reset controlled three phase power factor corrector has these characteristics as follows: Constant frequency operation, which is of advantage of the design of filter; the control circuit is simple and no need for multiplier; The result of simulation proves the correction of theory analysis.

Key words: equal circuit; integrate reset control; power factor correction

(责任编辑 李胜春)