

# 积分复位控制三相六开关 Boost 型功率因数校正

## Integration-Reset-Control Three-Phase Six-Switch Boost Type Power Factor Correction

周雒维 罗全明 周 林 (重庆大学电气工程学院 400044)

Zhou Luowei Luo Quanming Zhou Lin (Chongqing University 400044 China)

**摘要** 提出一种积分复位控制的三相六开关 Boost 型功率因数校正电路, 在讨论积分复位控制原理的基础上, 根据三相六开关 Boost 型功率因数校正  $a-b-c$  坐标下的等效模型, 推导出实现单位功率因数所需的控制方程, 并用简单的电路进行实现。积分复位控制三相功率因数校正电路具有结构简单可靠, 控制思路清晰, 控制效果好的特点。仿真和实验结果证实了理论分析的正确性。

**关键词:** 积分复位控制 变换器 三相功率因数校正

**中图分类号:** TM714.1

**Abstract** This paper presents a novel Integration-Reset-Control strategy for three-phase six-switch Boost type power-factor-correction. Based on discussion of the principle of Integration-Reset-Control and the equal model of three-phase power-factor-correction in  $a-b-c$  coordinates, the control equation is derived and realized by a very simple circuit. The characteristic of the proposed three-phase power-factor-correction is that the control circuit is very simple and the result is quite perfect. The results of simulation and experiment confirm the validity of the theory analysis.

**Key words:** Integration-reset-control, converter, three-phase power-factor-correction

## 1 引言

随着半导体器件的发展, 电力电子装置的大量应用, 向电网中注入了大量谐波电流, 严重污染了电网, 已引起了各国的高度重视, 为此制定了许多国际标准, 如 IEC 1000 - 3 - 2、IEEE 519。近年来, 功率因数校正 (PFC) 技术成为了电力电子领域研究的热点。由于三相电力电子装置在电网中占有很大比重, 三相 PFC 成为了近年研究的重心, 提出了许多控制策略, 比如幅值相位控制 PAC (Phase and Amplitude Control)<sup>[1]</sup>、滞环电流控制 HCC (Hysteresis Current Control)<sup>[2]</sup>、电感电压控制 IVC (Inductor Voltage Control)<sup>[3]</sup>等。PAC 方式

提供了一个很好的开关模型来减小稳态电流谐波和输出电压纹波, 但是, 暂态时在变换器的交流侧有一直流电流分量, 这引起了电压波形的畸变; HCC 方式具有动态响应快、精度高等优点, 但是, 它属于变频控制, 其平均开关频率随直流负载电流变化而变化, 这使滤波器的设计变得困难, 而且, 器件的应力比较大; IVC 方式与 HCC 类似, 也存在上述问题。本文采用一可复位的积分器, 一个 RS 触发器和一个比较器构成三相 PFC 控制电路的核心器件, 称之为积分复位控制 IRC (Integration-Reset-Control)。IRC 控制具有电路简单可靠、控制效果好的优点, 不仅具有重要的理论意义, 而且也具有很好的工程实用价值。

国家自然科学基金资助项目 (60172009)。

周雒维 男, 1954 年生, 重庆大学电气工程学院教授, 博士生导师, 研究方向为电力电子技术, 电路理论及应用等。

罗全明 男, 1976 年生, 硕士研究生, 主要从事功率因数校正、电压调整模块, 分布式电源等方面的研究。

## 2 IRC 控制电路工作原理

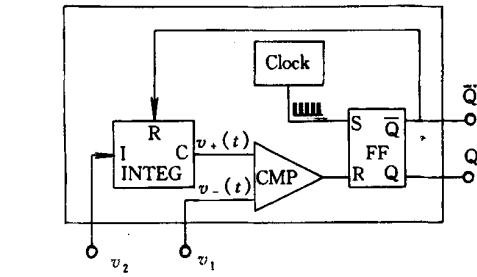
IRC 控制电路的原理框图如图 1a 所示，它包括恒频时钟 CLOCK、RS 触发器 FF、可复位积分器 INTEG，比较器 CMP。 $v_1$ 、 $v_2$  为输入信号端，Q 与  $\bar{Q}$  端作为输出信号端。当 R 高电平时，积分器 INTEG 复位。积分器 INTEG 的时间常数  $T_i$  选择与开关周期  $T_s$  一致。IRC 控制电路的工作波形如图 1b 所示，每个开关周期由恒频时钟 CLOCK 起动，当时钟脉冲到来的时候，触发器 FF 的 Q 端变为逻辑高，积分器 INTEG 开始对输入信号  $v_2$  进行积分，当比较器 CMP 同相端电压  $v_+(t)$  大于其反相端的电压  $v_-(t)$  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

$$v_+(t) = v_2 (t / T_s) \quad (0 \leq t \leq T_s) \quad (1)$$

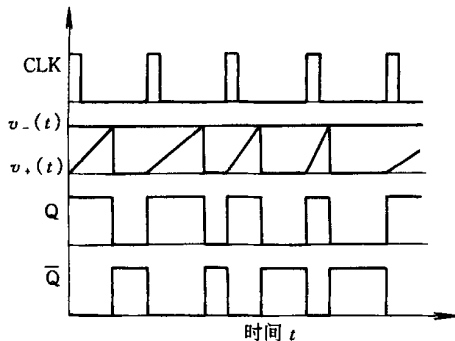
假设在  $t = dT_s$  的时候， $v_+(dT_s) = v_-(dT_s) = v_1(dT_s)$ ，因此 Q 端输出的占空比满足

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

$\bar{Q}$  端的输出满足



(a) 电路原理图



(b) 工作波形

图 1 积分复位控制电路原理及工作波形

Fig. 1 The circuit of IRC controller and its waveform

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

从 IRC 控制电路的工作原理可以看出，只要推导出如式 (2) 或式 (3) 的控制方程，就可以用图 1a 所示的电路进行实现。在后面的分析中，把图 1a 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、 $\bar{Q}$ 。

## 3 控制方程的推导

三相六开关 Boost 型 PFC 的主电路如图 2 所示，假设  $L_a = L_b = L_c = L$ ，下面首先定义开关函数如下

$$S_j = \begin{cases} 1 & \text{当 } S_{jp} \text{ 闭合或 } VD_{jp} \text{ 导通时} \\ -1 & \text{当 } S_{jn} \text{ 闭合或 } VD_{jn} \text{ 导通时} \end{cases} \quad (4)$$

式中  $j = a, b, c$

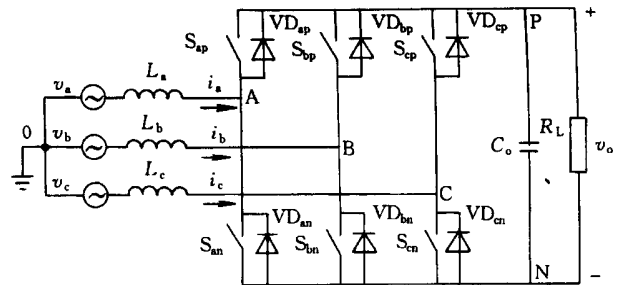


图 2 三相六开关 Boost 型 PFC

Fig. 2 Three-phase six-switch Boost type PFC

以 A 相桥臂为例，先看上桥臂，当  $S_{ap}$  闭合或  $VD_{ap}$  导通时，上桥臂流过的电流为  $i_a$ ，否则为零，于是可以等效为一受控电流源，其电流为  $(1 + S_a) i_a / 2$ 。再看下桥臂，当  $S_{ap}$  闭合或  $VD_{ap}$  导通时， $S_{an}$  两端的电压为  $v_o$ ，否则为零，于是等效为一受控电压源，其值为  $(1 + S_a) v_o / 2$ 。当然，也可以把上桥臂等效为一受控电压源，而把下桥臂等效为一受控电流源，它们的值只需作相应的修改。对 B、C 相作类似的处理，得到与图 3 所示的三相六开关 Boost 型 PFC 的主电路在  $a-b-c$  坐标下的等效电路图。由图 3 可以得到

$$L \frac{di_a}{dt} = v_a - \frac{1 + S_a}{2} v_o - v_{No} \quad (5a)$$

$$L \frac{di_b}{dt} = v_b - \frac{1 + S_b}{2} v_o - v_{No} \quad (5b)$$

$$L \frac{di_c}{dt} = v_c - \frac{1 + S_c}{2} v_o - v_{No} \quad (5c)$$

假设  $v_a$ 、 $v_b$ 、 $v_c$  为三相对称电源，设它们的

峰值均为  $V_{PP}$ ，经功率因数校正，三相电流  $i_a$ 、 $i_b$ 、 $i_c$  是分别与  $v_a$ 、 $v_b$ 、 $v_c$  同相的正弦电流，设它们的峰值为  $I_{PP}$ ，于是

$$v_a + v_b + v_c = 0 \quad (6)$$

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (7)$$

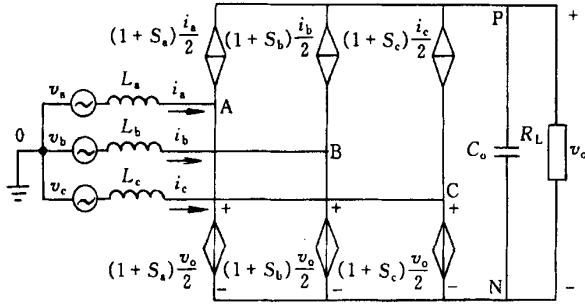


图3 等效电路

Fig.3 Equivalent circuit

由式 (5)、(6)、(7) 可得

$$L \frac{di_a}{dt} = v_a + \frac{S_b + S_c - 2S_a}{6} v_o \quad (8a)$$

$$L \frac{di_b}{dt} = v_b + \frac{S_a + S_c - 2S_b}{6} v_o \quad (8b)$$

$$L \frac{di_c}{dt} = v_c + \frac{S_a + S_b - 2S_c}{6} v_o \quad (8c)$$

下面采用状态空间平均法，把式 (8) 中的开关函数  $S_a$ 、 $S_b$ 、 $S_c$  在一个开关周期内平均，分别以  $D_a$ 、 $D_b$ 、 $D_c$  表示，由于开关频率比输入电压频率高得多，在稳态时，可以假设输入电压  $v_a$ 、 $v_b$ 、 $v_c$ ，电流  $i_a$ 、 $i_b$ 、 $i_c$  和输出电压  $v_o$  在一个开关周期内不变，分别用  $V_a$ 、 $V_b$ 、 $V_c$ ， $I_a$ 、 $I_b$ 、 $I_c$  和  $V_o$  表示。于是

$$V_a + \frac{D_b + D_c - 2D_a}{6} V_o = 0 \quad (9a)$$

$$V_b + \frac{D_a + D_c - 2D_b}{6} V_o = 0 \quad (9b)$$

$$V_c + \frac{D_a + D_b - 2D_c}{6} V_o = 0 \quad (9c)$$

其中， $D_a$ 、 $D_{ap}$ 、 $D_{an}$  的定义可以用图 4 来加以说明，在图 4 中， $D_{ap} T_s$  表示在一个开关周期内  $S_{ap}$  闭合或二极管  $VD_{ap}$  导通的时间， $D_{an}$  表示在一个开关周期内  $S_{an}$  闭合或二极管  $VD_{an}$  导通的时间。 $D_b$ 、 $D_{bp}$ 、 $D_{bn}$  和  $D_c$ 、 $D_{cp}$ 、 $D_{cn}$  的定义与  $D_a$ 、 $D_{ap}$ 、 $D_{an}$  类似。

于是可得

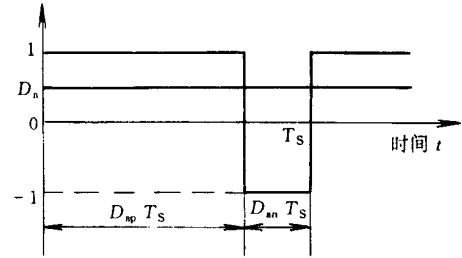


图4  $D_a$ 、 $D_{ap}$ 、 $D_{an}$  的定义

Fig.4 The definition of  $D_a$ 、 $D_{ap}$ 、 $D_{an}$

$$D_{ap} + D_{an} = 1 \quad (10a)$$

$$D_{bp} + D_{bn} = 1 \quad (10b)$$

$$D_{cp} + D_{cn} = 1 \quad (10c)$$

$$D_a = \frac{1 \times D_{ap} T_s + (-1) \times D_{an} T_s}{T_s} = 2D_{ap} - 1 \quad (10d)$$

$$D_b = \frac{1 \times D_{bp} T_s + (-1) \times D_{bn} T_s}{T_s} = 2D_{bp} - 1 \quad (10e)$$

$$D_c = \frac{1 \times D_{cp} T_s + (-1) \times D_{cn} T_s}{T_s} = 2D_{cp} - 1 \quad (10f)$$

所以

$$\frac{V_o}{V_a} = \frac{6}{2D_a - D_b - D_c} \quad (11a)$$

$$\frac{V_o}{V_b} = \frac{6}{2D_b - D_a - D_c} \quad (11b)$$

$$\frac{V_o}{V_c} = \frac{6}{2D_c - D_a - D_b} \quad (11c)$$

现作如下定义

$$M_a = \frac{V_o}{V_a} = \frac{1}{1/2 - D_1} = \frac{2}{1 - 2D_1} \quad (12a)$$

$$M_b = \frac{V_o}{V_b} = \frac{1}{1/2 - D_2} = \frac{2}{1 - 2D_2} \quad (12b)$$

$$M_c = \frac{V_o}{V_c} = \frac{1}{1/2 - D_3} = \frac{2}{1 - 2D_3} \quad (12c)$$

式中  $0 < D_1 < 1$ ， $0 < D_2 < 1$ ， $0 < D_3 < 1$

为了实现单位功率因数，必须

$$I_a = V_a / R_{ea} \quad (13a)$$

$$I_b = V_b / R_{eb} \quad (13b)$$

$$I_c = V_c / R_{ec} \quad (13c)$$

式中， $R_{ea}$ 、 $R_{eb}$ 、 $R_{ec}$  分别为 A、B、C 三相的模拟电阻，由于三相对称， $R_{ea} = R_{eb} = R_{ec} = R_e$  应相等。

由式 (12)、(13) 可得

$$R_s I_a = V_m (1 - 2 D_1) \quad (14a)$$

$$R_s I_b = V_m (1 - 2 D_2) \quad (14b)$$

$$R_s I_c = V_m (1 - 2 D_3) \quad (14c)$$

式中  $R_s$  —— 取样电阻

$$V_m = R_s V_o / 2 R_e$$

由第二部分可知, 式 (14) 可以分别用三个 IRC 控制模块进行实现。下面的主要任务是推导六个开关的占空比  $D_{ap}$ 、 $D_{an}$ 、 $D_{bp}$ 、 $D_{bn}$ 、 $D_{cp}$ 、 $D_{cn}$  与  $D_1$ 、 $D_2$ 、 $D_3$  的关系。

由式 (11)、(12) 可得

$$\begin{bmatrix} 1 - 2 D_1 \\ 1 - 2 D_2 \\ 1 - 2 D_3 \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} D_a \\ D_b \\ D_c \end{bmatrix} \quad (15)$$

由于矩阵  $\begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix}$  不是满秩矩阵, 所以用

$D_1$ 、 $D_2$ 、 $D_3$  表示  $D_a$ 、 $D_b$ 、 $D_c$  的表达式不唯一。

经过讨论, 取下面的值比较合理

$$D_a = 1 - 2 D_1 \quad (16a)$$

$$D_b = 1 - 2 D_2 \quad (16b)$$

$$D_c = 1 - 2 D_3 \quad (16c)$$

于是

$$D_{ap} = 1 - D_1 \quad (17a)$$

$$D_{bp} = 1 - D_2 \quad (17b)$$

$$D_{cp} = 1 - D_3 \quad (17c)$$

$$D_{an} = D_1 \quad (17d)$$

$$D_{bn} = D_2 \quad (17e)$$

$$D_{cn} = D_3 \quad (17f)$$

最后得到 IRC 控制三相六开关 Boost 型 PFC 系统的电路原理图如图 5 所示。

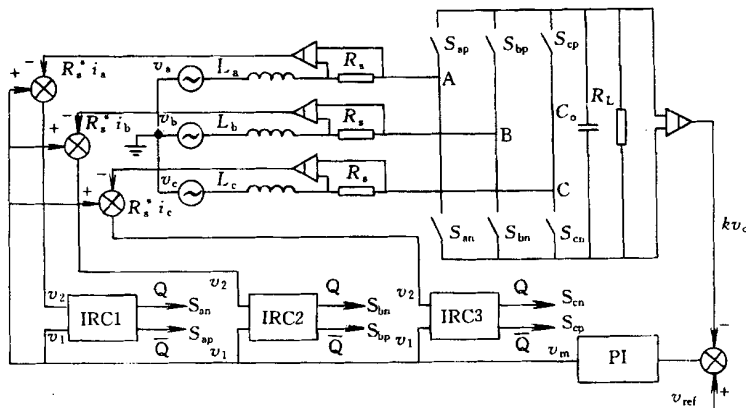


图 5 IRC 控制三相六开关 Boost 型 PFC 的电路原理图

Fig. 5 The circuit of IRC controlled three-phase six switch Boost PFC

### 4 仿真与实验结果

仿真所用的主要参数为  $L_a = L_b = L_c = 800\mu\text{H}$ ,  $R_s = 0.02$ , 输入三相对称电压的有效值为 220V, 输出功率  $P_o = 32\text{kW}$ , 开关频率  $f_s = 10\text{kHz}$ 。仿真波形如图 6 所示, 图中由上到下分别为 A 相输入电压波形, A 相输入电流波形和输出电压波形。从图中可以看出, 输入电流很好地跟踪了输入电压的波形, 达到了功率因数校正的目的。

在理论分析与仿真研究的基础上进行了实验研究, 实验结果如图 7 所示, 图 7a 为 A 相电流与输入电压波形; 图 7b 为负载减小 30% 时变化时 A 相电流与输出电压波形。由于采用的是双踪数字存储示波器, 不能同时显示 B 相和 C 相的相关波形, 经测试, B 相和 C 相的情况与 A 相完全一致。可以看出, 在负载变化过程中, 电流也保持为正弦。实验结果很好地验证了理论分析的正确性。

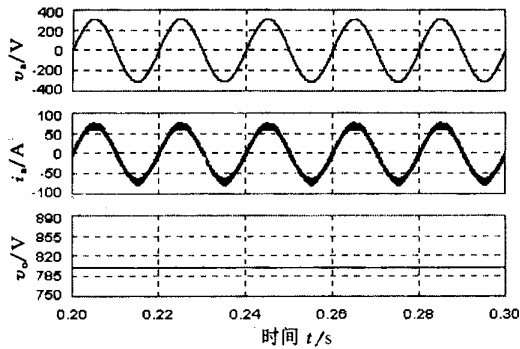


图6 仿真波形

Fig. 6 Simulation waveforms

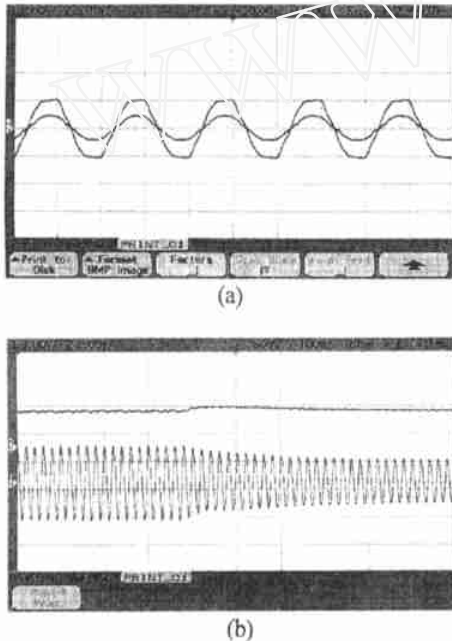


图7 实验波形

Fig. 7 Experimental waveforms

## 5 结论

本文提出了 IRC 控制三相六开关 Boost 型 PFC, 推导出了要实现单位功率因数所需要的控制方程, 并用 IRC 控制模块进行实现。由仿真与波形可以看到, 三相电流的波形很好地跟踪了三相输入电压的波形, 达到了功率因数校正的目的。仿真与实验结果很好地验证了理论分析的正确性。

## 参考文献

- 1 Dixon I W, Ooi B T. Indirect current control of a unity power factor sinusoidal current boost type three phase rectifier. *IEEE Trans. on Power Electronics*, 1988, 35 (4) 508 ~ 515
- 2 Ooi B T, Salmon J C, et al. A three phase controlled current PWM converter with leading power factor. *IEEE Trans. on Industrial Application*, 1987, 23 (1) 78 ~ 84
- 3 Oruganti Ramesh, Palaniapan Moorthi. Extension of Inductor voltage control to three phase AC-DC converter. *IEEE Trans. on Power Electronics*, 2000, 15 (2) 295 ~ 302
- 4 Smedley Keyue M, Cuk Slobodan. One-cycle-control of switching converter. *IEEE Trans. on Power Electron*, 1995, 10 (6) 625 ~ 633
- 5 Qiao C, Smedley K. A general three phase PFC controller for rectifiers with a parallel connected dual boost topology. *IEEE Industry Applications Conference Annual Meeting*, 1999. 2504 ~ 2511
- 6 Qiao C, Smedley K. A general three phase PFC controller for rectifiers with a series connected dual boost topology. *IEEE Industry Applications Conference Annual Meeting*, 1999. 2512 ~ 2519

收稿日期 2002 - 04 - 15

(上接第 54 页)

- (4) 降低了系统的 EMI。
- (5) 拓宽了在大功率场合的应用潜力。
- (6) 适用于正弦电压输出场合。

## 参考文献

- 1 Murai Y, Lipo T A. High frequency series resonant DC link power conversion. *IEEE IAS*, 1988, 772 ~ 779
- 2 Divan D M. The resonant DC link converter A new concept in static power conversion. *IEEE Transactions on Industrial Applications*, 1989, 25 (2) 317 ~ 325
- 3 Castanheira R C, Cardoso Fo B J, Menezes B R, et al. An active current clamping circuit for a series resonant DC link power converter. *IEEE PESC*, 1994, 659 ~ 663
- 4 Ying Jianping, Heumann Klemens. Two amplitudes active clamped resonant DC link inverter. *Proc. IPEMC*, 1997, 554 ~ 559
- 5 Kheraluwala M, Divan D M. Delta Modulation Strategies for Resonant Link Inverters. *IEEE PESC*, 1987, 271 ~ 278

收稿日期 2002 - 01 - 29