

一种 DSP 控制的三相降压型 PFC 电路的研究

俞鹏飞 徐大林 祝振华

(江苏自动化研究所 连云港 222000)

摘要: 功率因数校正(PFC)电路常用于解决电力电子谐波污染问题。在大功率特殊应用场合,三相升压型功率因数校正电路存在输出电压偏高、范围较窄和不利于后级 DC/DC 设计的缺点。本文研究了一种效率更高的基于 Swiss 拓扑的三相降压型 PFC,分析了其工作原理和控制策略,在 MATLAB/Simulink 平台进行了仿真验证,设计和研制了采用 DSP 控制的 10 kW 样机并进行了实验。实验结果表明,电路满载状态下可实现 400 V 稳定输出,功率因数接近 1,工作效率 97%。证明了电路的可行性和优越性。

关键词: 三相降压型;功率因数校正;DSP 控制

中图分类号: TP2 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.1050

Research of a DSP-controlled three-phase Buck-type PFC topology

Yu Pengfei Xu Dalin Zhu Zhenhua

(Jiangsu Automation Research Institution, Lianyungang 222000, China)

Abstract: Power factor correction (PFC) circuit are usually used to solve the harmonic pollution matter of power electronics. In high-power special applications, Three-phase Boost-type power factor correction has a disadvantage of its high and narrow output voltage and not good for design of DC/DC. The paper studies on a more efficient three-phase Buck-type PFC based on Swiss topology, analyses its operational principle and control strategy. Simulation verification by MATLAB/Simulink platform is carried on. A 10 kW experimental prototype using DSP for control is designed and developed, and experiments are carried on. Experimental results show that the circuit can achieve a stable 400 V voltage output, power factor approaches 1, efficiency over 97% at full load. It proves the feasibility and superiority of the circuit.

Keywords: three-phase Buck-type; power factor correction; DSP control

1 引言

近年来随着整流电力电子装置的大规模应用,其带来的谐波污染问题日益得到关注。功率因数校正(PFC)技术由于可有效解决谐波污染,提高功率因数被广泛应用^[1]。大功率的场合通常采用三相 PFC 电路,其不仅可以实现 PFC 功能,还具有稳定直流输出的能力,输出电压不会因为输入电网电压波动而变化,可为后级电路创造良好的输入条件^[2]。但三相升压型 PFC 在特殊应用场合,尤其是充电桩等应用中存在输出电压过高、范围窄、不利于后级设计的缺点。

三相降压型 PFC 不仅输出电压调节范围宽、可直接启动,而且有利于后级 DC/DC 设计和输出电流动态可控等优点。为此研究了一种基于 Swiss 拓扑的三相降压型 PFC,分析了工作原理和控制策略,进行了仿真验证,最终

设计研制了采用 DSP 控制的 10 kW 试验样机,证明了电路可行性和优越性。可广泛应用于充电桩、通信电源和照明系统等^[3]。

2 三相降压型 Swiss 拓扑研究

基于新型 Swiss 拓扑的三相功率因数校正电路如图 1 所示,是一种 Buck DC-DC 变换器和有源三次谐波电流注入电路的混合结构,具有效率高,输出电压稳定,结构对称,控制简单等优点^[4]。

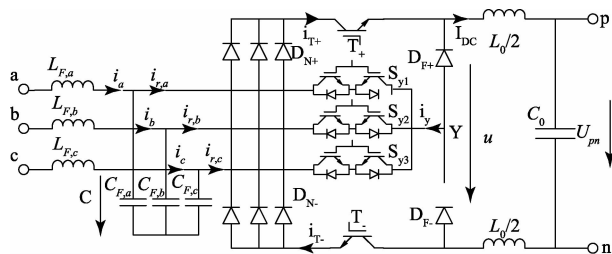


图 1 三相降压型 PFC 整流器拓扑

2.1 工作原理

为了分析电路的导通状态,分析半导体相对导通时间并推导出电流空间向量,先假设输入电压是对称的。假设输入电流 i_a, i_b, i_c 与整流器的输入电流基波分量 $i_{r,a,b,c(1)}$ 相等,忽略掉流滤波电容的无功电流。同时,假设整流器输入端的滤波电容上的电压 $U_{CF,a,b,c}$ 是正弦的并且和主电压 $U_{a,b,c}$ 同相。直流电感上的电流 I_{DC} 是恒定值。最后,所有的分析都假设在 $0 < \phi_N < 30^\circ$, 在此区间 $U_a > U_b > U_c$ 。其它区间可以类似分析计算。

电流注入电路的调制是根据整流器输入电压

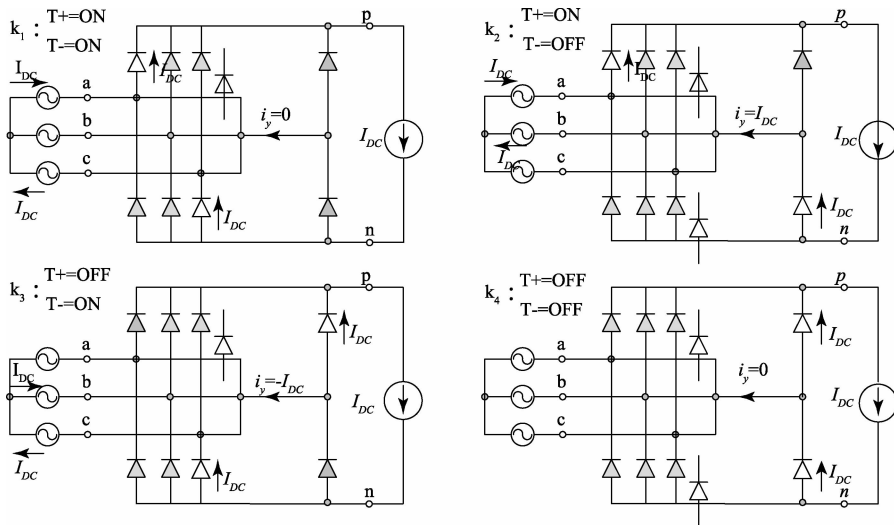


图2 电路导通状态

式 $J = (T+, T-)$ 表示两个快速开关 ($T+$ 和 $T-$) 的各种不同的开关状态, ON 表示相对应的开关开通, 而 OFF 代表相应的开关关断。对于开关状态 $J = (ON, ON)$ 而言, 整流器的输入电流为 $i_{r,a} = I_{DC}$, $i_{r,b} = 0$, $i_{r,c} = -I_{DC}$ 。因此, 在这个状态下整流器输入电流空间矢量的结果为:

$$i_{r,(ON,ON)} = \frac{2}{\sqrt{3}} I_{DC} e^{j(\pi/6)} \quad (1)$$

同理, 在其它 3 种开关状态下的电流空间矢量可计算如下:

$$i_{r,(ON,OFF)} = \frac{2}{\sqrt{3}} I_{DC} e^{-j(\pi/6)} \quad (2)$$

$$i_{r,(OFF,ON)} = \frac{2}{\sqrt{3}} I_{DC} e^{j(\pi/2)} \quad (3)$$

$$i_{r,(OFF,OFF)} = 0 \quad (4)$$

根据这 4 种空间矢量的不同组合, 即可得到需要与电压矢量 U_r^* 同相的 I_r^* (图 3) 并且其幅度可随着实际负载而变化。

$U_{CF,a,b,c}$ 而换相的低频调制, 如图 2 中所示, 有源电流电路在一个 30° 范围内只会注入其中一相。相对应的是, 在一个脉冲周期 T_p 内, 根据开关 $T+$ 和 $T-$ 的不同状态, 电路有四种导通状态。直流电流 I_{DC} 可以在两相之间流通, 或者处于续流状态。则变换器输入电流空间矢量可由下式计算:

$$i_r = \frac{2}{3} (i_{r,a} + e^{j(2\pi/3)} i_{r,b} + e^{j(4\pi/3)} i_{r,c})$$

图 2 显示了在 $0 < \phi_N < 30^\circ$ 范围的区间内电路的 4 种导通状态。

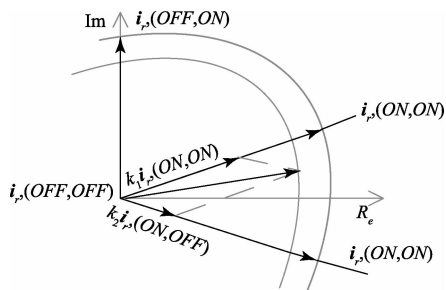


图3 输入电流空间矢量图

2.2 控制策略

选用 DSP 实现的 PWM 控制策略的实现如图 4 所示^[7]。输出电压和参考电压 U_{pi}^* 相比较的差值经电压 PI 外环补偿后, 其值与电感电流 DC 值相比较后再输入电流 PI 内环, 其差值再分别与正负桥臂的电压相加后与 DSP 产生三角波比较产生 PWM 波^[5,8]。运算与控制都是在 DSP 中通过软件编程实现。

选择开关状态的不同序列,可以控制电感电流 I_{DC} 的纹波 ΔI_{DC} 或者注入相电流 I_r 的纹波 ΔI_y 。因此,变换器

可以通过不同的调制方式,得到最小的相电流纹波或者电感电流纹波^[10]。

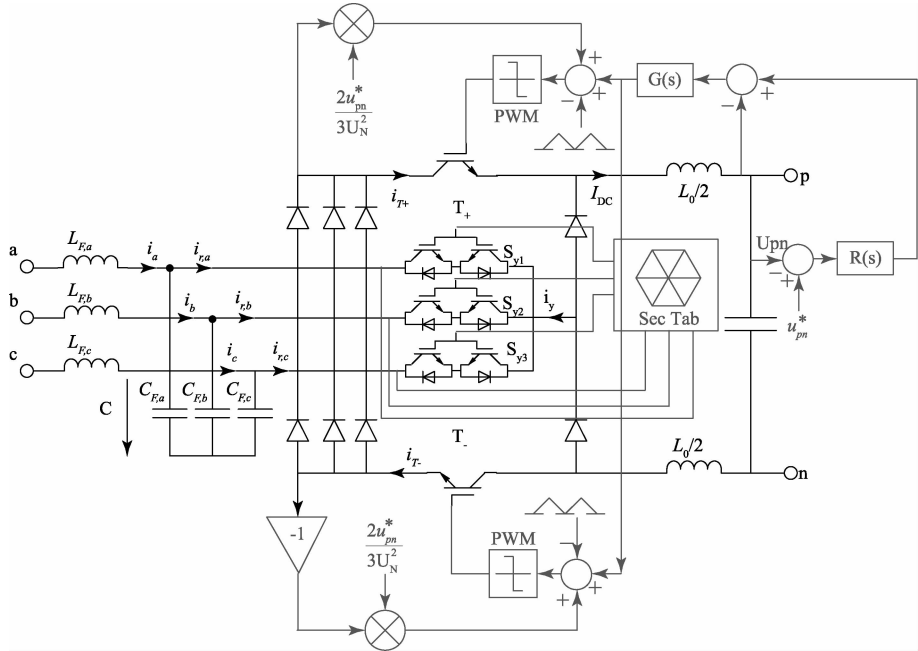


图 4 数字 PWM 控制结构图

3 设计实现

设计指标为输入线电压 380 V, 50 Hz; 额定输出电压/电流为 400 V/25 A; 开关频率为 100 kHz。

电路参数为: 输入滤波电感 $L_{in} = 45 \mu\text{H}$, 滤波电容 $C_{in} = 2.2 \mu\text{H}$, 输出滤波电感 $L_o/2 = 0.1 \text{ mH}$, 滤波电容 $C_o = 880 \mu\text{F}$ ^[9]。

采用 TMS320F28069 型 DSP 作为主控芯片设计并研制了 10 kW 实验样机进行了相关实验^[13]。高频管 T+ / T- 选用 Infineon coolmos IPW65R070C6 650 V/33.8 A 两管并联; 低频管 Sy 选用 Infineon Si T&FS IGBTs IKW25T120 1200 V/25 A; 整流桥选用 IXYS VU050-

08N03 800 V/60A; 功率二极管选用 CREE SiC Schottky diodes C4D20120D 1200 V/20 A。辅助电源采用反激拓扑, 选用 DPA424 作为控制芯片, 变压器选用 Flux Swing ER14.5^[6-12]。

4 仿真及实验结果

4.1 仿真结果

为了验证上述分析的正确性, 采用 MATLAB/Simulink 软件搭建仿真平台。仿真系统结构图如图 5 所示, 主要由主电路、电压\电流双闭环反馈、输入电压前馈、高频管 PWM、三次谐波注入低频开关切换等部分组成, 并引入了一定输入电压干扰^[11]。

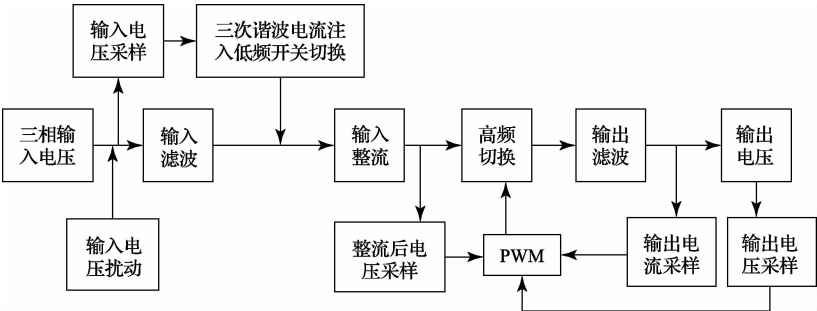
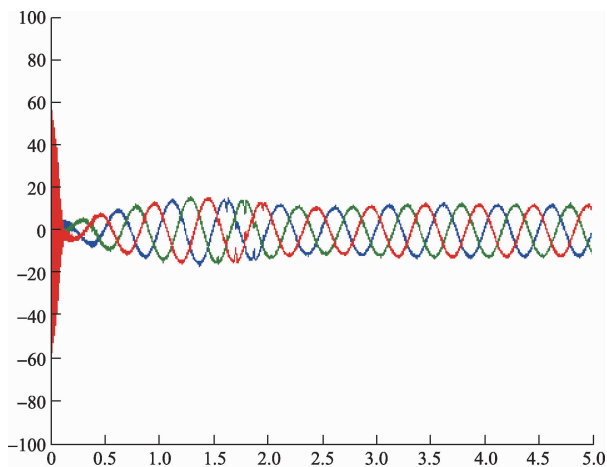
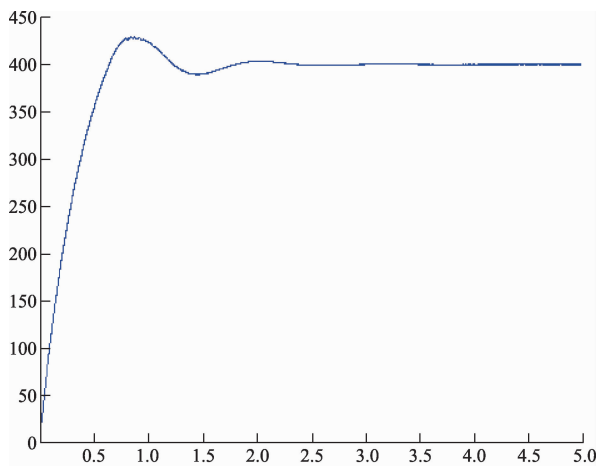


图 5 仿真系统结构图

仿真波形如图 6:



(a)三相输入电流波形



(b)输出电压波形

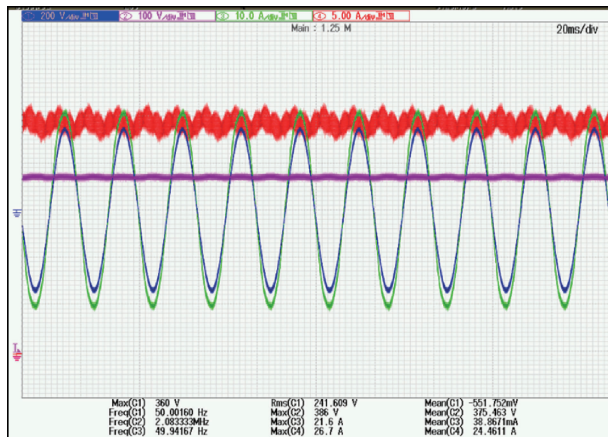
图 6 仿真波形

由图 6(a)可以看到稳态运行过程中,输入电流的波形基本为正弦,与理论分析保持了高度一致。图 6(b)显示整个仿真范围内输出电压均保持在 400 V 稳态值。

4.2 实验结果

图 7(a)显示了在输入电压 220 V、50 Hz,输出电压 400 V,开关频率 100 kHz,输出功率 10 kW 时的波形图。其中通道一二三四分别为输入电压、输出电压、输入电流和输出电感电流波形,由图可见的输入电流波形和输入电压波形为同相位的正弦波,根据 Chrome 电源的测量结果输入功率因数为 99.99%,基本接近于 1。输出电压稳定在 400 V,纹波程度极小。

图 7(b)为实验样机在额定输入电压($V_{in} = 220$ V, 50 Hz),额定输出电压($V_{out} = 400$ V)时实验样机的效率曲线。可以看出,样机在 6~7 kW 时,效率最高,为 97.2%左右;满载效率为 97.1%左右,可实现较一般三相升压型 PFC 电路较高的工作效率。



(a)实验波形

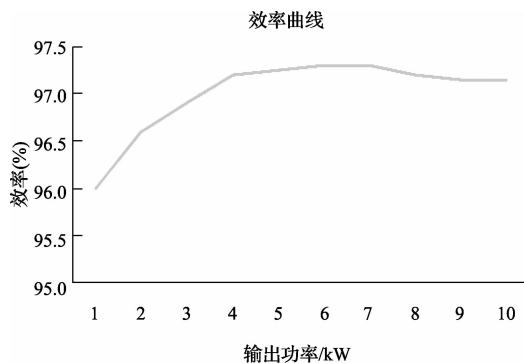


图 7 实验波形和效率曲线

5 结 论

研究了一种新型的采用 DSP 控制的基于 Swiss 拓扑的三相 Buck 型功率校正电路。通过仿真和搭建 10 kW 样机进行了实验,结果证明了这种电路的可行性和高效率。同时,它有结构简单、输出电压较低、利于后续设计的特点,尤其适用于充电桩、通信电源等应用。

参考文献

- [1] 徐德鸿. 现代整流器技术——有源功率因数校正技术[M]. 北京:机械工业出版社,2013.
- [2] 定明芳,杜贵平. 数字化三相功率因数校正(PFC)技术的现状及发展趋势[J]. 电源技术应用,2007,5(2): 56-61.
- [3] 魏学良,程婷. 谐波治理设备在供电系统中的应用[J]. 国外电子测量技术,2015,3(1):73-76.
- [4] KOLAR J W, FRIEDLI T. The essence of three-phase PFC rectifier systems—Part I [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(1): 176-198.
- [5] 徐德鸿. 电力电子系统建模及控制[M]. 北京:机械工业出版社,2005.

(下转第 79 页)