

文章编号: 1000-5013(2007)01-0015-04

新型功率因素校正电路的开关电源设计方案

王学芝, 王永初

(华侨大学 机电及自动化学院, 福建 泉州 362021)

摘要: 通过分析开关电源应用中出现的一些新问题,考虑国际上对通用电器输入电流谐波的限制,提出一种新型的,结合低成本、高性能充电泵功率因数校正电路的开关电源方案.实验结果表明,该方案采用的单极拓扑结构,降低了成本,恒频占空比控制方式使控制电路变得简单,应用性大大提高.

关键词: 开关电源;功率因数校正;充电泵;谐波

中图分类号: TM 919.02

文献标识码: A

高频开关电源已在诸多领域得到广泛应用,但带来的电流谐波,会对电网造成严重污染,大大降低了输入电路的功率因数.对此,欧洲已强制性要求电子设备的输入电流谐波必须满足一定标准.本文所涉及的电源属于适用于输入功率为 75 W 到 600 W 的设备 Class D,在 2004 年以后,其最小功率将由 75 W 降到 50 W,并且对输入电流谐波的限制会越来越严格^[1-2].基于 Class D 的输入电流谐波限制的标准,本文提出一种新型高功率因数开关变换器——充电泵功率因数校正(PFC)电路,它采用单级拓扑结构,减少了开关器件,降低了成本,恒频单一占空比控制方式使控制电路变得简单^[3].

1 基本原理

充电泵功率因数校正(Charge Pump Power Factor Correction)方案,是在以往的功率因数校正技术基础上提出的一种新方法,其电路简单、成本低廉.最初,充电泵电路的设计思路是当整流后,瞬时电压低于滤波电容上的电压时采用的一种电路,可以使输入电流从低压端流向高压端,因此得名“充电泵电路”.此电路在整流后的电流为

$$|i_{in}| = C_{in} f_s / V_{in} / |V_{in}|. \quad (1)$$

从上式可以知道,输入电流与输入电压成线性关系.如果式(1)成立,则整流后功率因数将达到 1.

2 电路的实现

考虑到应用系统开关电源的特点,将充电泵 PFC(功率因素校正)级和反激式 PWM(脉冲宽度调制)变换器相结合,如图 1 所示.电路中,续流电感 L_x 保证输入连续的电流.此外,电感 L_x 的接入,可以避免功率管 T 导通瞬间从 n_m 产生大幅度电流脉冲对电容 C_B 充电.由于充电泵电路不仅具有 PFC 的功能,而且兼有缓冲器的

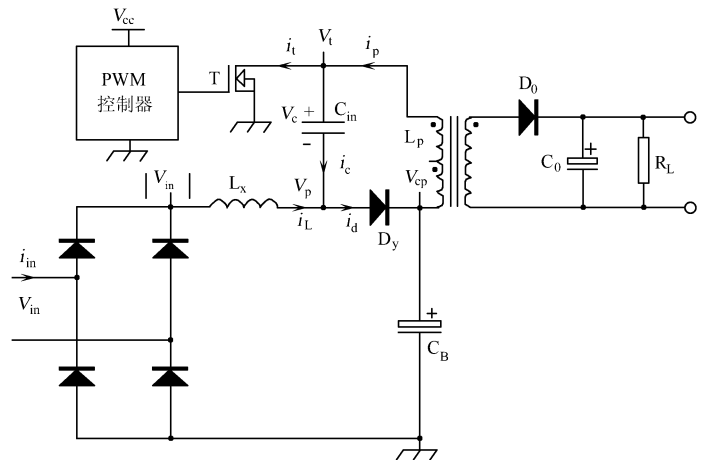


图 1 单端反激式充电泵 PFC 电路

Fig. 1 One port anti-excitation circuit of charge pump PFC

收稿日期: 2006-04-26

作者简介: 王学芝(1978-),女,硕士研究生,主要从事模糊控制以及电力电子技术的研究;通信作者:王永初(1937-),男,教授,博士生导师. E-mail: ycwang@hqu.edu.cn.

基金项目: 福建省自然科学基金资助项目(A9910011);国务院侨务办公室科研基金资助项目(03QZR13)

作用,因此不再需要 RCD 缓冲电路. 充电泵电路可以阻止开关变压器由充磁突变为消磁的过程中,由于 i_p 的不连续而产生的低频干扰. 因为当开关管截止,变压器的消磁过程开始时,二极管 D_y 导通, i_p 可通过 $L_p C_{in}$ 形成一个振荡回路,保持了 L_p 电流的连续性. 由于没有电阻成分参与,所以原则上不会损失能量. 相比于原来的 RCD 缓冲器,其电源的转换效率将有所提高. 用稳态分析法,此充电泵电路在一个完整的开关周期内,存在 4 个拓扑阶(图 2),其波形如图 3 所示. 其运行原理^[4~6]表述如下. (1) $M_1 [t_0,$

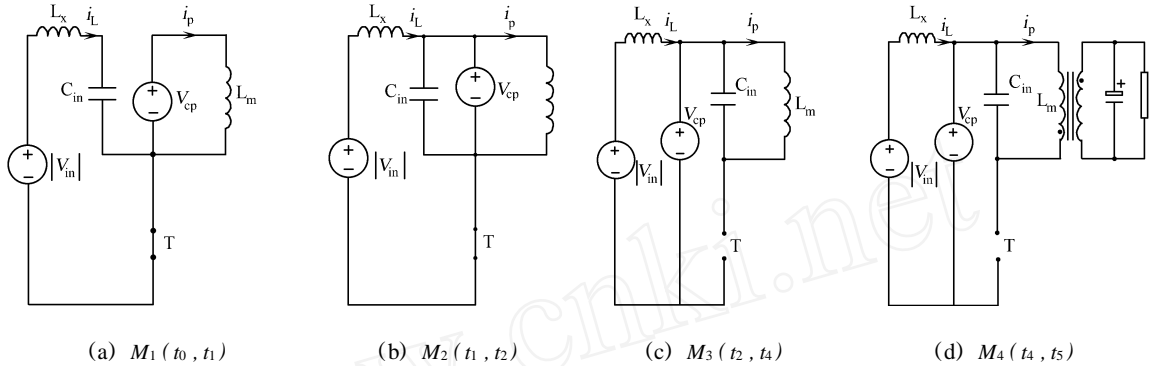


图 2 充电泵 PFC 拓扑阶段等效电路图

Fig. 2 One equivalent topological circuit in different time segment for charge pump PFC

$t_1]$. 在 t_0 之前,功率开关管截止,此时 D_y 导通, V_p 等于电容 C_B 的电压 V_{cp} ,由于储能电感 L_p 的存在,将使 V_t 的值高于 V_{cp} ,记为 $V_t - V_{cp}$. 在 t_0 之后,功率开关管导通,漏极电压 V_t 降为 0 V,初级电流 i_p 开始直线上升, V_t 的跳变通过电容 C_{in} 传递到 L_x 和 D_y 之间的连接点上,即 V_p . 由于 C_{in} 间电压 V_c 不能发生突变,所以电压 V_p 从 V_{cp} 降到 $-(V_t - V_{cp}) = V_c(t_0)$. 因为 V_p 为负值,电流 i_L 会逐步上升,并向电容 C_{in} 充电,这使 V_p 在 t_0, t_1 间有少许上升. 此时,二极管 D_y 被反向偏置, D_y 截止, $I_d = 0$. 在此阶段,开关管承受的电流来自于谐振阶段和 DC-DC 变换器. 当开关管 T 转为截止时,开关变压器和续流电感 L_x 的充磁阶段在 t_1 时刻结束. 根据并联开关电感电压和并联开关电容电压,有

$$L_x \frac{di_L}{dt} = V_{in} - V_p, \quad C_{in} \frac{dV_c}{dt} = i_c, \quad i_c = -i_L, \quad V_c = -V_p. \quad (2)$$

由以上算式可得, $C_{in} \frac{dV_p}{dt} = i_L$. 其初始条件为 $i_L(t_0) = I_L, V_p(t_0) = -V_c(t_0) = -(V_t - V_{cp}), t_0 = 0$. 解上面的微分方程组,可得

$$i_L = I_{in} \cos(\omega_0 t - \phi) + \frac{1}{Z_0} (V_{in} + V_t - V_{cp}) \sin(\omega_0 t - \phi), \quad t_0 \leq t \leq t_1, \quad (3)$$

$$V_p = V_{in} + I_L Z_0 \sin(\omega_0 t - \phi) - (V_{in} + V_t - V_{cp}) \cos(\omega_0 t - \phi), \quad t_0 \leq t \leq t_1. \quad (4)$$

此时, $\omega_0 = 1/\sqrt{L_x C_{in}}, Z_0 = \sqrt{L_x/C_{in}}$. (2) $M_2[t_1, t_2]$. 在 t_1 时刻二极管 D_y 导通,谐振电容 C_{in} 两端电压被钳位在 V_{cp} 值上. 储存在电感 L 中的能量将转移到储能电容 C_B 中,电流 i_L 将线性减小. 流过开关管 T 的电流只来自于 DC-DC 级. t_2 时刻随着开关管 T 关断,此阶段结束. (3) $M_3[t_2, t_4]$. t_2 时刻开关管 T 关断. 自感 L_m 中的电流 i_p 和输入电感 L_x 中的电流 i_L 幅值的差异 ($i_p > i_L$),使谐振电容放电,以维持节点的电流平衡. t_3 时刻之前,励磁电流持续增加,直到谐振电容两端电压值反相. t_3 时刻之后,励磁电流对谐振电容 C_{in} 持续充电, C_{in} 两端电压增加. 当输出二极管导通,变压器开始向次级绕组释放磁能, C_{in} 两端电压停止增加. 在此时间段里,励磁电流假设为常数,所以开关管 T 两端的电压将线性增加. 在此阶段输入电流继续减小. (4) $M_4[t_4, t_5]$. 在 t_4 时刻,输出二极管 D_0 导通. 磁场能量将转移到负载,磁感应电流开始线性减小. C_{in} 两端电压将被钳位到输出电压的折算电压值上. 当输入电压接近于零时,此时,因为 C_{in} 两端的最大谐振电压低于直流母线电压,使输入电流变为不连续,如图 3(b) 所示. 从第 2 阶段起,整流输入电流为

$$L_x \frac{di_L}{dt} = V_{in} - V_{cp}. \quad (5)$$

计算上式,可得

$$i_L = \frac{V_{in} - V_{cp}}{L_x} (t - t_1) + i_L(t_1), \quad t_1 \leq t \leq t_5. \quad (6)$$

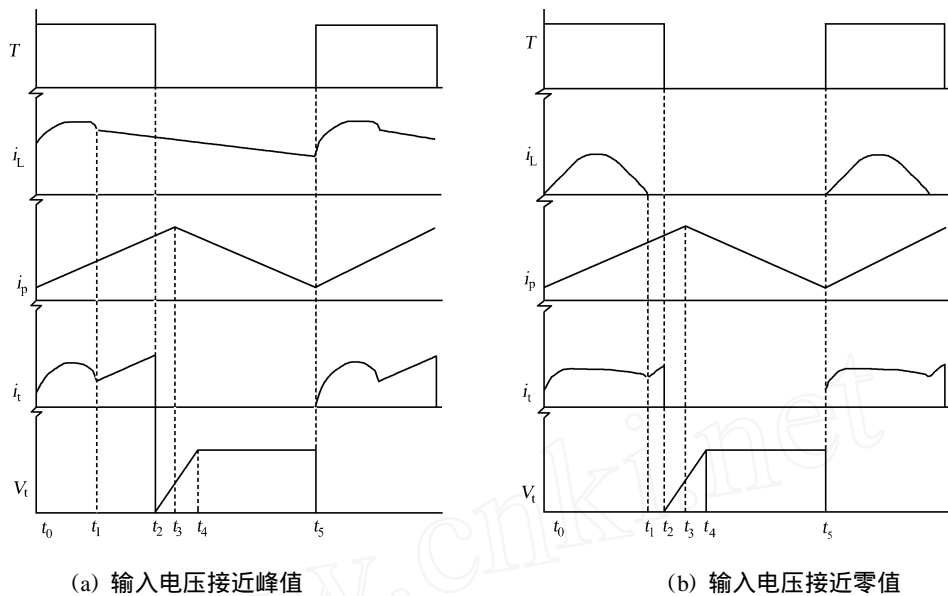


图 3 充电泵 PFC 开关波形图

根据边界条件, $i_L(t_0) = i_L(t_5) = I_L$. 在一个完整的周期里, 平均整流输入电流等于平均电感电流 i_L , 即

$$/ i_{in} / = i_{L,ave} = \frac{1}{T_s} \int_0^{t_5} i_L dt = \frac{1}{T_s} \left(\int_0^{t_1} i_L dt + \int_1^{t_5} i_L dt \right).$$
 (7)

将式(3), (6)代入式(7), 为了使功率因数等于 1, 可化简为

$$/ i_{in} / = / V_{in} / / 4 Z_0.$$
 (8)

由于在功率因数为 1 时, 输入功率与输出功率之间将保持平衡, 所以整流输入电流可表示为

$$/ i_{in} / = \frac{2 P_0}{f_s} / V_{in} /.$$
 (9)

式(9)中, P_0 为输出功率, f_s 为开关频率. 从式(1), (8), (9)可得

$$C_{in} = \frac{2 P_0}{f_s V_{in}^2}, \quad L_x = \frac{V_{in}^2}{32 P_0 f_s}.$$
 (10)

以下列参数为例, 输出交流电压有效值为 90 ~ 265 V, 输出主回路电压为 12 V, 输出功率为 120 W, 开关频率为 60 kHz. 设变换器转换频率 $\gamma = 0.84$, 由式(10)可得谐振电容 $C_{in} = 50 \text{ nF}$, $L_x = 330 \text{ }\mu\text{H}$.

3 实验结果

实验中, 在市电输入端的零线上串入一个 $(2 \pm 0.02) \text{ }\Omega$, 3 W 的电阻, 测其两端的电压和市电输入电压的对比波形, 如图 4 所示. 从图 4 中可以看到, 零线上出入电阻两端的电压与输入电压的相位基本

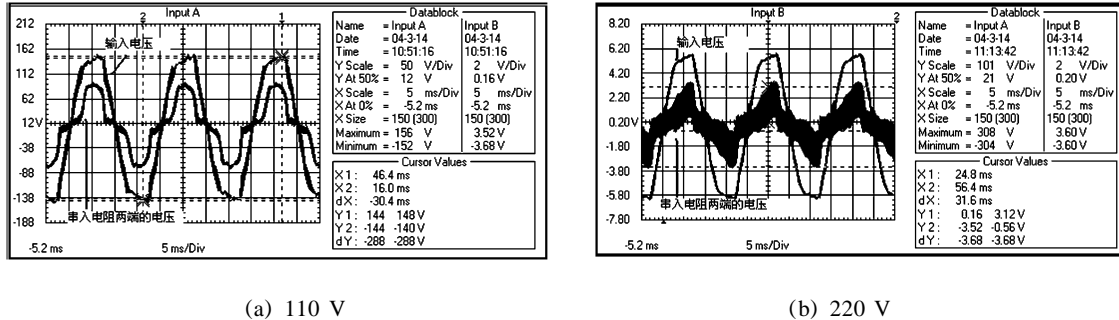
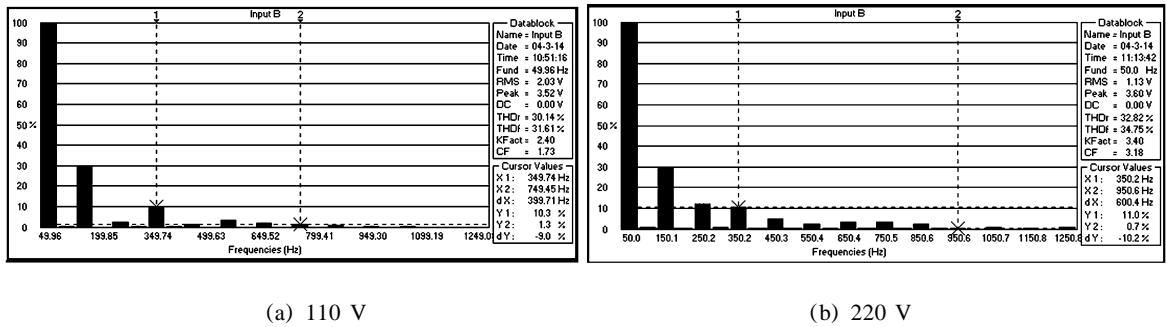


图 4 输入电流与输入电压的对比波形

保持一致. 图 5 是图 4 中电流波形的频谱分析结果. 从图 5 中可以看到, 两种输入电压下的谐波失真度 (T_{HD}) 分别为 30.14 % 和 32.82 %, 功率因数 (P_F) 与谐波失真度之间的关系可表示为



(a) 110 V

(b) 220 V

图 5 输入电流频谱分析

Fig. 5 Frequency power analysis wave chart of input electric current

$$P_F = 1 / \sqrt{1 + (T_{HD})^2}. \quad (11)$$

由式(11)计算可得,两种输入电压下的功率因数(P_F)分别为 0.953 5 和 0.944 6.从实验结果可以看出,随着输入电压的增加,其功率因数有降低的趋势.由于在一般的开关电源中,系统输入功率因数仅保持在 0.55~0.65,本方案提高了系统输入的功率因数.通过功率因数与输入电流奇次谐波的关系进行计算,再参考 Class D 输入电流谐波限制标准,可知该方案基本满足对奇次谐波的要求.

4 结束语

对于输出功率高于 75 W 的电源系统,本文给出了一种新型的功率因数校正电路,即充电泵 PFC.此电路利用谐振原理,解决了单级 PFC 电路中,当开关管关断时,电压应力过高的缺点,兼有无源 PFC 电路简单、成本低廉的特点.本文所提出的具有 PFC 环节的新型开关电源方案,符合开关电源及 PFC 技术的发展方向,有利于电力电子技术的发展.

参考文献:

- [1] 任 辉. 开关电源对电网产生的谐波干扰与抑制[J]. 四川师范大学学报:自然科学版, 2001, 24(4):399-401.
- [2] 俞阿龙. 浅谈开关电源的谐波及抑制[J]. 电工技术杂志, 2001, (7):15-17.
- [3] 石 文,谭扬波,程仁杰. 一种高功率因数电子镇流器[J]. 电力电子技术, 1996, 30(2):14-15.
- [4] 韩丽艳. 单级功率因数校正变换器的研究[D]. 成都:西南交通大学, 2003.
- [5] 许化民. 单级功率因数校正技术[D]. 南京:南京航空航天大学, 2001.
- [6] QIAN Jin-rong, LEE F C. New charge pump factor correction electronic ballast with a wide range of line input voltage[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1999, 14(1):193-200.

A Design of Switching Power for Novel Power Factor Correction

WANG Xue-zhi, WANG Yong-chu

(College of Mechanical Engineering and Automation, Huaqiao University, Quanzhou 362021, China)

Abstract: Based on the analysis of some problems existed in the practical application of switching power, and the limit of the input harmonics of home appliance in international, a novel switching power with charge pump power factor correction characteristic of a low cost and good performance is presented. The experiment result shows that in the scheme the cost can be reduced if the single topological structure is adopted, and the control circuit becomes simple if the control model of invariableness frequency occupancy is used, so that the appliance could become wide.

Keywords: switching power; power factor correction; charge pump; harmonics

(责任编辑: 黄仲一)