

# 电荷泵功率因数校正技术分析

张祖正 谢运祥

(华南理工大学雅达实验室 510640)

**摘要** 简要列举了功率因数校正技术的主要方法;介绍了电荷泵PFC电路的发展和分类,分析了利用电荷泵技术实现功率因数校正的原理;讨论了电荷泵PFC电路的电路拓扑以及实现高功率因数的条件,并给出了在开关电源和电子镇流器中的应用;最后展望了电荷泵式PFC电路的应用前景。

**关键词** 电荷泵 功率因数校正

## 1 引言

近20年来电力电子技术飞速发展,已广泛应用到电力、冶金、化工、煤炭、通信、家电等领域。然而随着电力电子装置的广泛应用,电网的谐波和功率因数问题日益突出,引起了广泛的关注。一些国际性的组织提出了一系列的谐波限制标准,如IEC555-2、IEEE519、IEC1000-3-2等,对电力电子和电气设备的电流谐波含量做出了明确的规定。

抑制电力电子装置产生谐波的方法有两种<sup>[1]</sup>:一是被动式的,即采用无源滤波器或有源滤波器电路来旁路或补偿谐波;另一种方法是主动式的,设计新一代的高性能整流器(UPF),使输入电源具有正弦、谐波含量低、PF高等优点。由于后一种方法在中小功率范围内具有成本低、效率高、性能好等优点,并且符合新谐波管理标准。因此功率因数校正(PFC)技术得到很快的发展,成为电力电子学目前研究的一个重要方向。

## 2 功率因数校正的主要方法

功率因数校正可分为有源功率因数校正(APFC)和无源功率因数校正。

有源功率因数校正通过控制DC-DC变换器的开关管来减小电流畸变,并保持和电压同相位,使功率因数接近于1。但其电路复杂、成本高、EMI高、效率会有所降低。

无源功率因数校正的传统方法有两种方式<sup>[2]</sup>:①在整流桥交流或直流侧串接工频滤波电感。②在电源进线端接入谐波滤波器。其主要优点是:结构

简单、成本低、可靠性高、EMI小。但是电感和电容工作于工频状态,其体积和重量大;并且电感引起的压降大,二者均有较大的充放电电流;功率因数不高于0.9。

新型的无源功率因数校正主要有填谷(Valley)校正方法和电荷泵(Charge Pump)校正方法。填谷PFC电路,利用电容和二极管网络的串并联状态的改变,增大整流二极管的导通角,从而使得输入电流的波形得到改善。这种校正方式可使电路的功率因数提高到0.9以上,但却不能有效的抑制谐波含量<sup>[3]</sup>。

电荷泵PFC是一种新型的无源PFC方法,具有电路结构简单,成本低,容易控制,功率因数可以达到0.99以上<sup>[4]</sup>,并且可以有效的消除谐波。由于高频电荷泵功率因数校正电路的优良性能,已经引起了研究者的广泛关注,并在电子镇流器中获得了实际应用。

## 3 电荷泵功率因数校正电路的起源及分类

理想的电荷泵模型是J.Dickson在1976年最早提出的<sup>[5]</sup>,其基本思想就是通过电容对电荷的积累效应而产生高压使电流由低电势流向高电势,当时这种电路是为了提供擦写E<sup>2</sup>PROM所需要的电压。后来J.Witters、Toru Tranzawa等人对J.Dickson的电荷泵模型进行改进,提出了比较精确的理论模型,并通过试验加以证实,提出了一些理论公式。近几年来,研究者才开始将电荷泵电路应用于功率因数校正技术,并且由于其良好的性能而引起了人们的普遍关注,并获得了较大发展。

电荷泵功率因数校正电路拓扑可分为:电压源

电荷载功率因数校正 (VS-CPPFC)、电流源电荷载功率因数校正 (CS-CPPFC) 和连续输入电荷载功率因数校正 (CIC-CPPFC) 三种电路。

电压源电荷载功率因数校正电路由高频电压源为泵电容提供基准电压, 当输入电压高于电容电压和高频电压源的和时, 输入电流给电容充电; 当高频电压源和电容电压的和高于直流母线电压时, 电容放电。这样输入电流不直接给滤波电容充电, 改善了输入波形, 提高了功率因数。这种电路结构简单, 实现容易, 但是开关应力较大, 目前这种电路已经应用于电子镇流器和开关电源中。

电流源电荷载功率因数校正电路利用高频电流源实现功率因数校正的功能。当输入电流小于高频电流源的电流时, 泵电容充电; 当输入电流高于高频电流源的电流时, 泵电容放电。该电路开关应力较小, 但是在一般电路中幅值恒定的高频电流源不易实现, 这种电路比较难实现, 多用于电子镇流器电路中。

连续输入电荷载功率因数校正电路由一个电感和高频电流源结合来实现功率因数校正的功能, 其基本原理和电流源电荷载功率因数校正电路相似。这种电路性能优良、开关应力小。但是电路较复杂, 实现高功率因数的条件也比较苛刻, 在一般的电路中很难实现, 通常要借助于计算机仿真来调节电路参数, 实现高功率因数。但是这种电路在电子镇流器电路中也有应用。

#### 4 电荷载功率因数校正电路的原理及实现条件

##### 4.1 VS-CPPFC

高频电荷载功率电路的基本模型如图 1 所示, 图中  $|U_{in}|$  是电网经桥式整流电路获得的正弦双半波电压,  $U_a$  为 PFC 电路内部 LC 谐波产生的高频电压源, 其谐振频率远高于  $|U_{in}|$  和  $U_B$  的频率, 所以

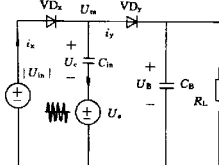


图 1 VS-CPPFC 原理图

在  $U_a$  的每个谐振周期内,  $|U_{in}|$  和  $U_B$  的值可视为常数,  $VD_x$  表示整流二极管;  $C_B$  为滤波电容; 电路的工作过程可分为 4 个模式。具体分析如下:

(1) 模式 1: 假定在某一时刻之前,  $VD_y$  导通,  $U_m$  被钳位于  $U_B$ 。在这一时刻之后, 由于  $U_a$  下降,  $U_m$  也随之下降, 则  $VD_y$  将承受反压而截止。当  $U_m$  下降到  $|U_{in}|$  时, 此模式结束。在这个阶段中,  $|U_{in}| < U_m < U_B$ , 二极管  $VD_x$  和  $VD_y$  都截止, 电容  $C_{in}$  中没有电流通过。

(2) 模式 2 (泵电容充电过程): 在该模式中,  $U_m$  继续下降将小于  $|U_{in}|$  而使  $VD_x$  承受正压而导通,  $U_m$  则钳位于  $|U_{in}|$ , 电容  $C_{in}$  开始被充电。当  $U_a$  下降到最小值  $U_{amin}$  时,  $U_c$  将达到最大值  $U_{amin} + |U_{in}|$ , 此模式结束。在这个阶段中,  $C_{in}$  从输入吸收能量, 其最高电压为

$$U_{Cmax} = U_{amin} + |U_{in}| \quad (1)$$

(3) 模式 3:  $U_a$  下降到  $U_{amin}$  后, 开始逐渐上升, 由于  $U_c$  不能突变, 所以  $U_m$  上升, 使  $U_m$  大于  $|U_{in}|$ , 二极管  $VD_x$  关断。此时  $U_m$  仍然小于  $U_B$ , 二极管  $VD_y$  不能导通。当  $U_m$  上升到  $U_B$  时, 此模式结束。

(4) 模式 4: 在该模式中,  $U_m$  继续上升而大于  $U_B$ , 二极管  $VD_y$  承受正压导通。  $U_m$  被钳位于  $U_B$ , 当  $U_a$  继续增加时,  $C_{in}$  通过  $VD_y$  把储存的能量释放给  $C_B$ 。当  $U_a$  增加到  $U_{amax}$  时,  $U_c$  达到最小值  $U_{Cmin}$ ,  $VD_y$  将关断, 此模式结束, 此时电容器上的电压最小值为

$$U_{Cmin} = U_B + |U_{amax}| \quad (2)$$

接下来, 电路又进入模式 1, 重复下一个开关周期。

从上面的分析可以形象地看出: 电容  $C_{in}$  正像是一个泵,  $VD_x$ 、 $VD_y$  相当于两个阀门, 当阀门  $VD_x$  开启、阀门  $VD_y$  关闭时, 能量流入电荷载功率  $C_{in}$  中; 当阀门  $VD_y$  开启、阀门  $VD_x$  关闭时, 能量由电荷载功率  $C_{in}$  传递给滤波电容。这样电网就不会直接给滤波电容充电, 电路的输入电流的波形就不会是尖峰脉冲了。

从上面的分析可以知道, 电路的输入电流就是电容  $C_{in}$  的充电电流, 因此一个开关周期上的平均输入电流就等于  $C_{in}$  的平均充电电流。设高频电压源  $U_a$  的频率为  $f_a$ , 由电容  $C_{in}$  上的电荷变化量

$\Delta Q$  得

$$i_{in} = f_s \Delta Q = f_s C_{in} (U_{Cmax} - U_{Cmin}) \quad (3)$$

把(1)式、(2)式代入(3)式,我们得到

$$i_{in} = f_s C_{in} (U_{amin} + |U_{in}| + U_B - U_{amax}) \quad (4)$$

要得到高的功率因数,就期望输入电流和输入电压成比例,即  $i_{in} \propto |U_{in}|$ 。若我们在设计电路时,使

$$U_B = U_{amax} - U_{amin} \quad (5)$$

则有

$$i_{in} = f_s C_{in} |U_{in}|$$

这就意味着只要能满足(5)式,就能使输入电流跟随输入电压,从而得到良好的功率因数。在这里我们用假定  $U_a$  为正弦波形,实际设计电路时,  $U_a$  可以是保证一定幅值的任意波形。

图2是一台VS-CPPFC AC-DC变换器<sup>[6]</sup>。该变换器的输出为12V、250W,功率因数可以达到0.996,电路效率可达83.5%。其电路主要参数如下:  $L_s = 125\mu\text{H}$ ,  $C_{in} = 72\text{nF}$ ,  $C_p = 3.3\text{nF}$ ,  $U_{in} = 220\text{V}$ ,  $f_s = 70 \sim 80\text{kHz}$ 。

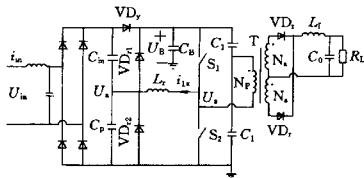


图2 VS-CPPFC AC/DC变换器

#### 4.2 CS-CPPFC

根据诺顿原理,可以用高频电流源和电容的并联电路来代替VS-CPPFC电路中的高频电压源和电容的串联电路。这样就得到CS-CPPFC电路,如图3a所示。根据电容的特性,电容  $C_{in}$  可以移到与  $D_y$  并联,电路变成如图3b所示。该电路按其不同的工作状态分成四个模式。该电路的工作过程具体分析如下:

(1) 模式1: 假设在某一时刻之前,  $VD_y$  导通,  $U_m$  被钳位于  $U_B$ , 电流源  $i_s$  为负值。在这一时刻以后, 电流源  $i_s$  变为正, 给电容  $C_{in}$  充电, 电容电压  $U_c$  逐渐增加。而  $U_B$  近似不变, 所以  $U_m$  逐渐减小。当  $U_m$  减小到输入电压  $|U_{in}|$  时,  $VD_x$  导通, 此模式结束。

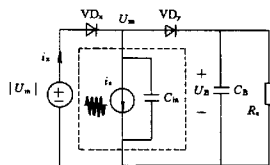
(2) 模式2: 在  $VD_x$  导通以后,  $U_m$  被钳位于整流输入电压  $|U_{in}|$ 。高频电流源  $i_s$  逐渐减小, 从

输入端吸收能量。当电流源  $i_s$  减小到零时,  $VD_x$  自然关断, 此模式结束。

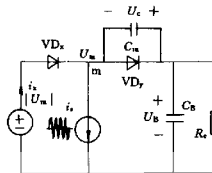
在这个模式中, 输入电流  $i_x$  为

$$i_x = i_s = I_s \sin \omega_s t \quad (6)$$

其中  $\omega_s$  为高频电流源的频率。



(a)



(b)

图3 CS-CPPFC原理图

(3) 模式3: 电流源  $i_s$  减小到零以后, 继续减小变成负值。但是  $U_m$  仍小于  $U_B$ ,  $VD_y$  不能导通, 电容  $C_{in}$  被放电, 电容电压  $U_c$  逐渐减小,  $m$  点的电压  $U_m$  逐渐增加。当  $U_m$  增加到  $U_B$  时,  $VD_y$  自然导通, 此模式结束。

(4) 模式4:  $VD_y$  导通以后, 电流源  $i_s$  通过  $VD_y$  向  $C_b$  传送能量。直到电流源  $i_s$  变为正值,  $VD_y$  自然关断, 该模式结束。接下来电路又进入模式1, 重复下一个开关周期。

从上面的分析可以看出, 一个开关周期内平均输入电流等于电流  $i_x$  的平均电流, 即

$$|i_{in}| = i_{x,ave} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_x dt \quad (7)$$

其中  $T_s$  为开关周期; 将  $i_s$  代入上式得:

$$|i_{in}| = \left( \frac{I}{\pi} - C_{in} f_s U_B \right) + C_{in} f_s |U_{in}| \quad (8)$$

为了得到单位功率因数, 平均输入电流应该与输入电压成比例。则需

$$I_s = \pi C_{in} f_s U_B \quad (9)$$

式(9)即为CS-CPPFC电路实现高功率因数

的条件。

图4是电流源电荷泵PFC电路在电子镇流器中的实际应用电路<sup>[7]</sup>。该镇流器可以为两个40W的荧光灯供电。其电路主要参数如下： $C_{in}=46nF$ ， $L_r=680\mu H$ ， $C_r=19.6nF$ ， $U_{in}=200V$ ，电路的工作频率为52kHz。该镇流器的功率因数可以达到0.992，THD可以达到9.0%，电路的效率为85%。

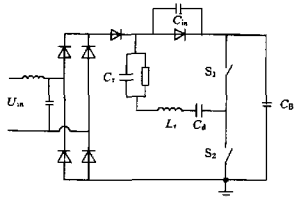


图4 电流源电荷泵PFC电子镇流器

### 4.3 CIC-PPFC

CIC-PPFC原理图如图5所示。图中 $i_s$ 为PFC电路内部LC谐振产生的高频电流源，其频率远高于输入电流 $i_x$ 和 $U_B$ 的频率，所以在 $i_x$ 的每个周期内， $i_x$ 和 $U_B$ 的值可视为常数， $VD_x$ 表示整流二极管； $U_B$ 为滤波电容的电压。该电路按不同的工作状态在一个开关周期内存在三个工作模式，具体分析如下。

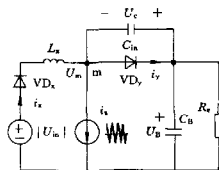


图5 CIC-PPFC

(1) 模式1：假设在某一时刻之前，电源源 $i_s$ 逐渐增加、 $i_x$ 逐渐减小，并且 $i_s$ 小于输入电流 $i_x$ ， $VD_y$ 处于导通状态。该模式在 $i_s$ 上升到 $i_x$ 、 $VD_y$ 关断时开始。由于 $i_s$ 继续增加而大于 $i_x$ ， $C_{in}$ 被 $i_s - i_x$ 充电， $U_c$ 逐渐增加。由于 $U_B$ 近似不变，所以 $U_m$ 逐渐减小、 $i_x$ 逐渐增加。当电流源 $i_s$ 增加到其最大值后开始减小，而输入线电流 $i_x$ 继续增加。当 $i_x$ 增大到 $i_s$ 时，该模式结束。

(2) 模式2：在该模式中， $i_x$ 继续增大、 $i_s$ 继续减小，使 $i_x$ 大于 $i_s$ ，其差值 $i_x - i_s$ 给 $C_{in}$ 放电。

并且 $i_s$ 在该模式中减小到变为负值。当 $C_{in}$ 被完全放电时， $VD_y$ 自然导通，此模式结束。

(3) 模式3： $VD_y$ 导通以后， $U_m$ 被钳位于直流母线电压 $U_B$ ， $VD_y$ 导通， $i_x$ 与 $i_s$ 的差值给 $C_B$ 充电，向负载侧传送能量。输入线电流 $i_x$ 逐渐减小，电流源 $i_s$ 先减小到其最小值后逐渐增加。当 $i_s$ 增加到 $i_x$ 时，次模式结束。接下来开始下一个周期。

从上面的分析可以看出，一个开关周期内平均输入电流等于电感的电流 $i_x$ 的平均电流，即

$$|i_{in}| = i_{x,ave} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_x dt \quad (10)$$

$$\text{易得 } |i_{in}| = \frac{2}{Z_0 \omega_0 T_s} |U_{in}| + \left( \frac{2I_s \omega_0 \cos \theta}{\omega_s + \omega_0} - \frac{2U_B}{Z_0 \omega_0 T_s} + \frac{P_0}{U_{in,p}} \right) \quad (11)$$

式中  $P_0$ ——输出功率

$U_{in,p}$ ——峰值电压

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_x C_{in}}}$$

$$Z_0 = \sqrt{L_x / C_{in}}$$

只要式(11)的第二部分为零，平均输入电流就与输入电压成比例，得到单位功率因数，即

$$I_s = \frac{\omega_s + \omega_0}{2 \omega_0 \cos \theta} \left( \frac{2U_B}{Z_0 \omega_0 T_s} - \frac{P_0}{U_{in,p}} \right) \quad (12)$$

式(12)既为CIC-PPFC实现单位功率因数的条件。

图6是一个36WT8荧光灯的电子镇流器的电路图<sup>[8]</sup>，该镇流器是用CIC-PPFC电路来实现高功率因数的。其电路参数如下： $L_r=0.7mH$ ， $L=3mH$ ， $C=20nF$ ， $C_1=C_2=100\mu F$ ， $L_f=2.4mH$ ， $C_f=1\mu F$ ， $L_1=L_2=L_3=3mH$ ， $f_s=90kHz$ ，开关管VF为IRF740。该镇流器的功率因数可达到0.985，THD为15%，效率为82%。

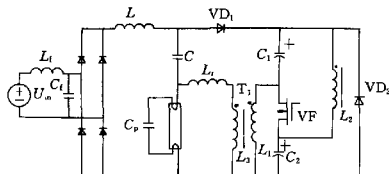


图6 单开关CIC-PPFC电子镇流器

## 5 电荷泵PFC电路的应用前景

电网谐波污染是目前电气工程领域被关注的焦

点之一,消除谐波已经成为电力电子技术研究的重要方向。因此功率因数校正技术对电力电子技术的发展有着举足轻重的作用。

电荷泵 PFC 电路结构简单,成本低,不需要复杂的控制电路,只要电路中能提供一高频源就可以实现功率因数校正。由其实现 PFC 的电路功率因数可以达到 0.99 以上,并且可以有有效的消除谐波,能满足 IEC 1000—3—2 的谐波要求。这些特点决定了电荷泵 PFC 电路在功率因数校正技术的发展中占有很重要的地位。

由于在电子镇流器中很容易找到实现电荷泵的高频电源,所以它已经在电子镇流器中得到广泛的应用<sup>[5-8]</sup>;此外在一些中小功率的开关电源中也用到电荷泵式 PFC 电路。可以预见,电荷泵式 PFC 电路在中小功率的电力电子设备中将有很广阔的应用前景。

#### 参考文献

- 1 徐德鸿.三相高功率因数整流器的发展与现状.江苏机械制造与自动化,2000(4)
- 2 毛鸿,沈琦,吴兆麟.有源功率因数校正器的控制策略综述.电力电子技术,2000(1)
- 3 严百平,刘建等.不连续导电模式高功率因数开关电源.北京:科学出版社,2000
- 4 高季芬.电荷泵式电子镇流器基本电路的分析.电源技术应用,2002(3)

(上接第 34 页)

中抱闸控制失控,将造成不可估量的损失。在提升重物的过程中,若电动机转矩控制不当,则会出现重物不升反降的“溜钩”现象。本系统中抱闸控制部分采用特殊电路设计,有效地防止了吊车“溜钩”现象发生。

由于采用 PLC 控制,简化了吊车控制系统结构,由程序控制取代了继电器控制。大大简化了复杂的继电器逻辑,提高了装置的可靠性,基本上实现免维护。同时可实现老式吊车无法实现的功能,通过数据传送给上位机通信,实现多台设备集中控制与管理,进而可实现更大范围的自动化网络控制。

#### 5 结束语

吊车控制装置采用带回馈单元的变频控制系统与 PLC 后,经过两年的运行表明:①节能效果显著,整机自动化水平大大提高。②提高工作效率,

- 5 韩兴成,黄震等.电荷泵电路的分析、设计和提高性能的研究.固体电子学研究与进展,1999(3)
- 6 Jinrong Qian, Fred C Lee. Voltage-source charge-pump power-factor-correction AC/DC converters. IEEE Transactions on Power Electronics, 1999 14 (2)
- 7 Jinrong Qian, Fred C Lee. Current source charge pump power factor correction electronic ballast. IEEE Power Electronics Conference, 1997 (1)
- 8 Chang-Shiarn Lin, Chern-Lin Chen. Single switch electronic ballast with continuous input current charge pump power-factor-correction. IEEE Transactins on Industrial Electronics, 2000, 47 (6)

### Analysis of Charge Pump Power-Factor-Correction Technology

Zhang Zuzheng

(South China University of Technology)

**Abstract** Some main methods of power-factor-correction are simply enumerated in this paper. The development and classification of charge pump circuit are presented. The charge pump concepts for achieving PFC are analyzed. The topologies of charge pump circuit and their unity power factor conditions are discussed. The application in switching power supply and electronic ballast were provided. Finally the prospect of the charge pump PFC circuit is looked forward.

**Keywords** charge pump power factor correction

收稿日期:2002-09-02

减少故障率,基本上实现免维护。③装置的控制精度和调速性能显著提高。④操作简单,运行可靠,具有明显的经济效益和社会效益。

### Application of Feedback Device in Frequency Hoist Control System

Xie shulin

(Beihua University)

**Abstract** Aimed at some living problems of current hoist control system, we put forward a bran-new, high-powered control system which mainly based on the frequency conversion feedback device. In the paper we give out the diagrams of the system frame, control principium of PLC.

**Keywords** economy energy frequency conversion control feedback device

收稿日期:2002-12-27