

并联型谐波抑制及功率因数校正电源

孙频东

(南京师范大学 电气与电子工程学院, 江苏 南京 210042)

[摘要] 用在交流侧并联补偿电源的方法, 消除整流二极管加电容滤波电源电路中的电流谐波, 提高电源交流侧的功率因数. 用电压提升电路作为补偿电源, 在补偿电源中用脉宽调制(PWM)和电流闭环的方法, 实现电流跟踪, 使流入补偿电源的电流按给定的波形变化, 使流入组合电源的总电流恢复成正弦波形, 同时也使电源的功率因数近似为1.

[关键词] 谐波补偿, 功率因数补偿, 非线性, 微机电源

[中图分类号] TM131, [文献标识码] B, [文章编号] 1672-1292(2004)03-0034-04

0 引言

直接通过变压器、二极管整流桥、滤波电容来进行电源的AC/DC转换, 获取直流电源, 虽然简单方便, 但同时使电源交流侧产生大量的谐波电流. 这种电源变换, 不仅降低了供电系统的供电质量, 同时也降低了供电系统的功率因数. 目前, 国内外学者对克服由此类非线性负载引起的谐波电流, 提高供电系统功率因数, 提出了许多解决办法. 常用的是在谐波源的两端并联补偿装置或在电源和谐波源之间串联补偿装置, 使非线性负载的谐波得以抑制, 功率因数得到补偿. 根据补偿装置所用器件及工作原理的不同, 又可分为有源补偿、无源补偿和有源无源复合补偿. 对单相中等功率的非线性负载, 在选择补偿的方法上还要考虑经济、方便等问题. 本文在对升压型(boost)电源性能研究的基础上, 提出了单相并联型谐波补偿电路, 它能使交流电源电流正弦化, 能有效地抑制非线性系统的谐波, 提高非线性负荷的功率因数, 经仿真和对实际电路的测试证明其性能良好.

1 功率因数补偿及谐波的消除方案

1.1 补偿电路的结构

常见的电源类非线性负载在整流电路之后接入了大容量的滤波电容, 因而在交流电源侧, 产生尖峰电流, 由于尖峰电流的出现, 不仅使交流侧电流中包含了大量的谐波分量, 同时也使电路的功率因数降低. 图1给出了LC滤波电路中, 交流侧电流的谐波幅值分布情况. 若在交流电源侧, 按图2所示的方案接入有源滤波器, 控制滤波器的输入电流, 使其按给定的波形变化, 这样有可能使交流电

源电流恢复为正弦波形. 这种补偿方法的最大优点是使用并联的连接方法, 因此在实际应用中具有较大的方便性.

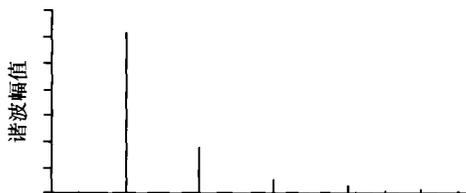


图1 非线性负载各次谐波幅值分布图顺序为1、3、5、7...

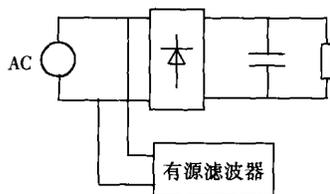


图2 并联有源滤波器的接线方式

当要求直流电源有不同的输出电压等级时, 可以通过系统的规划, 采用组合的方式将具有简单结构的二极管整流滤波直流电源和具有谐波和功率因数补偿的直流电源组合使用, 使整个组合后的直流电源具有谐波抑制功能和单位功率因数, 这种电源的结构如图3所示. 当负载只有一个输出电压等级 u_0 时, 则可将补偿电源和原二极管整流滤波电源的输出并联使用.

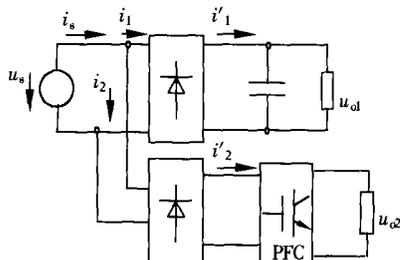


图3 并联补偿的接线方式

收稿日期: 2003-12-10.

作者简介: 孙频东(1957-), 硕士, 副教授, 主要从事电力电子的教学与研究. E-mail: sunpingd@sina.com

1.2 补偿电路的工作原理

将流入二极管加RC整流滤波电路交流侧的电流记为 i_1 , 经整流后的电流记为 i'_1 , 如图3所示. 则 i_1 为冲击型交流脉动电流, 它可分解成基波分量和谐波分量两个部分如(1)式所示, 电流的基波分量 i_{1L} 可用(2)式表示, 高次谐波部分 i_{1H} 可用(3)式表示:

$$i_1 = i_{1L} + i_{1H} \quad (1)$$

$$i_{1L} = I_{1Lm} \sin(\omega t - \phi_1) \quad (2)$$

$$i_{1H} = \sum_{n=3,5,7,\dots} I_{1nm} \sin(n\omega t - \phi_n) \quad (3)$$

(2)式中 I_{1Lm} 为基波分量的最大值; ϕ_1 为基波分量的相移; (3)式中 I_{1nm} 为 n 次谐波电流的峰值, ϕ_n 为 n 次谐波分量的相移. 流经补偿电源部分的电流为 i_2 , 经整流后记为 i'_2 , 电流 i_2 也可分解为基波分量和谐波分量, 如(4)、(5)式所示:

$$i_{2L} = I_{2Lm} \sin(\omega t + \phi_2) \quad (4)$$

$$i_{2H} = -i_{1H} \quad (5)$$

式(4)表示, 只要 i_{2Lm} 和 ϕ_2 的取值合理, 和(2)式相加后, 就可以消除相移, 实现交流侧输入电压和电流同相, 如图4所示. 式(5)表示, 电流 i_1 和 i_2 的高次谐波电流应具有互补性, 这样能消除交流侧输入电流中的谐波. 图3所示的电路, 当正确控制流入补偿电源的电流 i_2 时, 就可以实现(5)式所示的谐波电流关系, 使交流侧输入电流 i_s 为正弦波形, 电流 i'_1 、 i'_2 的波形如图5所示, i'_1 加 i'_2 后, 为电源交流侧电流 i_s 经全波整流后的波形, 具有正弦特征.

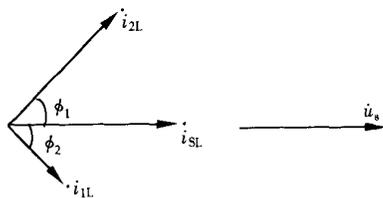


图4 两个基波电流分量的相位关系

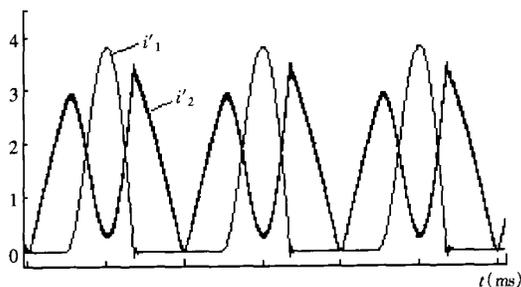


图5 i'_1 、 i'_2 电流波形图

1.3 补偿电路的控制策略

并联补偿器应具有这样的功能, 既要消除谐波

分量, 同时又要补偿功率因数. 考虑到经二极管整流后电压的脉动性, 这里用电压提升电路来进行电流补偿调节, 电压提升补偿电路如图6所示. 图6中, A 、 B 两端为输入端, 和非线性负载, 即整流加RC滤波电路的输入端并联, 等效于图3的下半部分框图的两个输入端. 图6输入电压 u_s 、输入电流 i_2 和电感电流 i_L 分别和图3中的 u_s 、 i_2 和 i'_2 对应. i_f 为通过检测电路得到的和 i_L 成正比的电流值, 检测方法在1.4节中说明. 用适当的控制方法, 例如为补偿电路加入电流环, 通过电流闭环, 可实现交流侧输入电压、电流的同相控制. 在图6所示的系统中, 电流给定端 i_{ref} 加入正弦全波整流波形, 则交流电压 u_s 和电流 i_2 可实现同相. 若用其它特殊的电流波形作为参考输入 i_{ref} 的波形, 来控制电感电流 i_L 波形, 则同样可以起到控制输入交流侧电流波形的目的. 图7中的电流 i_{ref} 取绝对值后, 就可作为图6中的电流参考值 i_{ref} , 来控制流经电感 i_L 的波形, 从而达到控制交流侧输入电流 i_2 的目的, 使输入电流 i_2 具有和 i_{ref} 相同的形状.

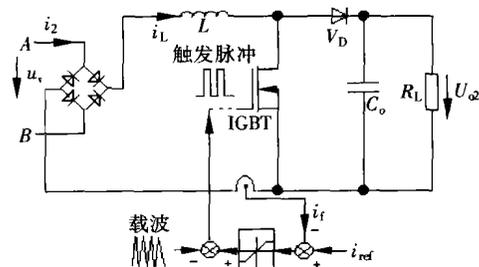


图6 电压提升补偿电路的控制原理图

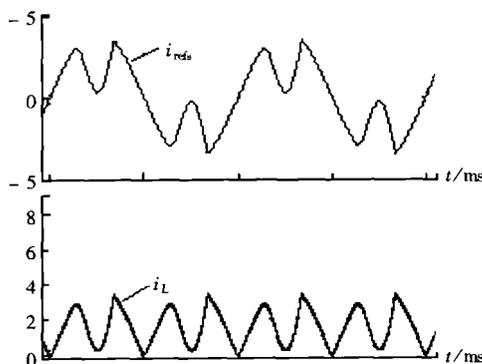


图7 i_L 中电流跟随输入参考值的变化

设想, 在图5所示的图形中, i'_1 为流入整流加RC滤波电路(或其他类似的非线性电路)的电流, 而 i'_2 为流入补偿电源部分的电流, 两者之和正好使输入电流为正弦波形.

补偿电源控制系统的结构框图如图8所示, 为使电感电流具有图7所示的形状, 通常在 IGBT 的

门极加入 PWM 脉冲, 以实现输入电流 i_s 波形(见图 3) 及输出电压 u_{o2} 的幅值进行控制. 电流环给定定为 i_{ref} .

$$i_{ref} = i_r | \sin \omega t | - i'_1 \quad (6)$$

由电压调节器的输出 i_r 乘 $| \sin \omega t |$ 再减去非线性负载的冲击电流值 i'_1 后得到, 和图 6 中的 i_{ref} 为同一个量. 图 8 中同时给出了相应点的波形. 其中, D_1 为电流环 PI 调节器的输出波形, D 为补偿电源中 IGBT 的触发脉冲占空比.

$$D = t/T \quad (7)$$

式中, T 为载波的周期, t 为高电平持续时间, 在这里, D 是一个变化值. 通常载波频率取基波频率的 20 倍或以上. 为得到较为稳定的输出电压值, 补偿电源中, 设置了电压闭环.

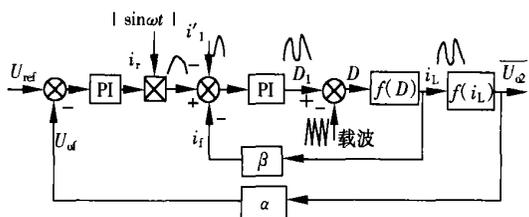


图 8 补偿电源的控制结构框图

1.4 补偿电路的部分硬件电路

1.4.1 PWM 发生电路

PWM 发生电路的原理如图 9 所示. 用 555 集成芯片加相应外围元件构成方波发生电路, 电路的振荡频率 f 如式(8) 所示, 占空比 q 如式(9) 所示, 取占空比 $q = 0.5$, 振荡频率 f 取值在 50 kHz 左右.

$$f = \frac{1}{0.7(R_a + R_b)C} \quad (8)$$

$$q = \frac{R_a}{R_a + R_b} \quad (9)$$

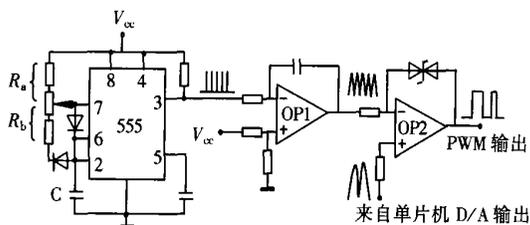


图 9 IGBT 门极控制 PWM 信号发生电路

从 555 输出的方波, 经积分电路后, 输出三角波(载波), 和来自单片机控制器的 D/A 输出相比较后产生 PWM 脉冲信号去触发图 6 中的 IGBT 管.

1.4.2 电流检测电路

电流检测电路如图 10 所示, 通过采样电阻 R_{sense} , 获取流经电感的电流样本 i_L . 由于 R_{sense} 的取值在 0.1 ~ 0.2 Ω , R_{sense} 上产生的压降较小, 采样值

需经过放大后再送控制器进行 A/D 转换, 经过放大的电流采样值, 已转化为和被测电流 i_L 成正比的电压量 u_{iL} . 它和图 6 中的 i_t 对应, 将 u_{iL} 送单片机控制器, 作为电流采样输入信号, 进行 A/D 转换. 电流检测电路的输入电流 i_L 和输出电压值 u_{iL} 有(10) 式所示的关系.

$$u_{iL} = Ki_L \quad (10)$$

式中, K 为比例系数, 和放大电路中运放的放大系数、电阻的取值和 R_{sense} 的值有关.

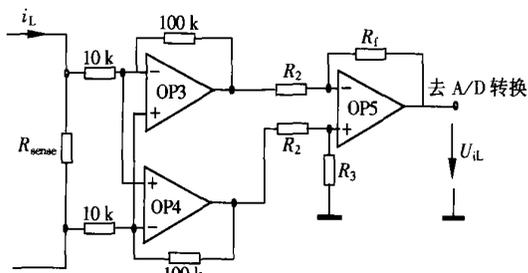


图 10 电流检测等效电路

1.4.3 单片机控制器

图 11 为由单片机构成的补偿电源控制器原理图, 补偿电源的输出电压经采集、变换后, 送单片机控制器进行 12 位的 A/D 转换, 转换后的值和电压设定值进行比较, 通过 PI 调节器, 使补偿器的电流环给定发生变化, 以达到调节输出电压的目的. 调节原理如图 6 所示. 电流检测电路, 将电流信号转换成与之成正比的电压信号 u_{iL} 后, 将 u_{iL} 作为电流采样信号, 送到 A/D 转换器的另一个输入端, 经 A/D 转换, 和 i_{ref} 进行比较, 差值送电流环 PI 调节器, 电流环 PI 调节器的输出经单片机控制器的 D/A 转换输出, 送到图 9 中 OP2 运放的同相输入端, 和 OP2 反相端的三角波信号比较后, 产生 PWM 脉冲, 用此 PWM 脉冲, 控制图 6 中 IGBT 管的通、断, 使输出电压和补偿电路达到预定的目的.

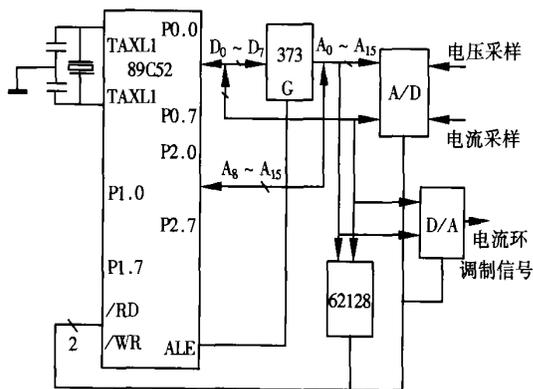


图 11 单片机控制器原理图

2 补偿电源的仿真结果

对补偿电源提出下列要求:

- (1) 电源的额定输出功率为 200 W; 交流侧输入电压 u_s 峰值 $U_m = 100$ V, 频率 $f = 50$ Hz;
- (2) 要求电源实际输出电压额定值为 120 V.
- (3) 测试时, 设定电源的 IGBT 开关载波频率为 $f_{\Delta} = 50$ kHz;
- (4) 用电流环加电压环的方式进行控制.

电源测试结果如图 12 所示. 从图中可见, 电源的输入电压 u_s 、输入电流 i_s 波形呈正弦波形, 相位差为 0. D/A 转换输出波形为 D_1 . 电源的谐波得到补偿, 电源总的功率因数角为 0.

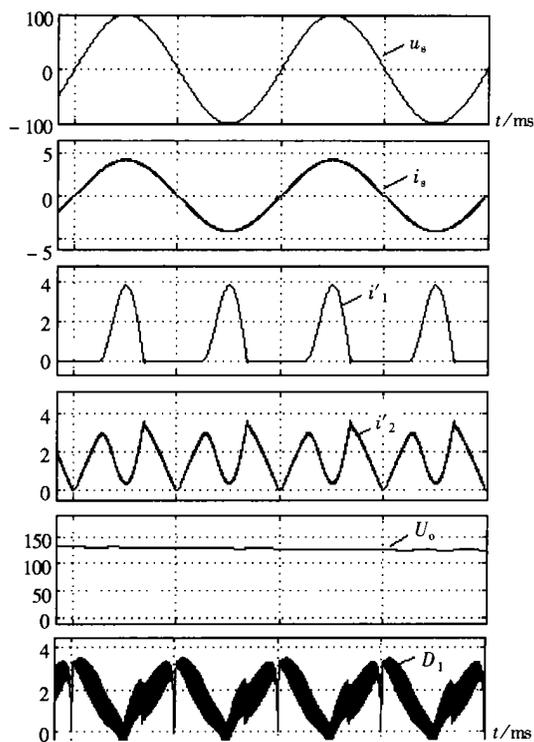


图 12 电源交流侧输入电压 u_s 、电流 i_s 、非线性负载电流 i_1 、补偿电源输入电流、输出电压, D/A 转换输出波形 D_1

这里需要说明的是, 图 12 中 D_1 的幅值和 PWM 信号的占空比相关, D_1 值大, PWM 信号输出的占空比就大, D_1 为 0 时占空比为 0.

3 结束语

本文设计了一个非线性负载的补偿装置, 它在补偿谐波电流的同时, 也改善了非线性负载的功率因数, 基本实现了单位功率因数. 通常在补偿装置使用时, 要考虑它和非线性负载的配合问题, 非线性负载的冲击电流一般也不宜过大, 在冲击电流较大的场合, 可采用一定的方法加以限幅. 为了稳定补偿装置的输出电压, 这里采用了电压闭环的方法; 同时, 用电流环对非线性负载的电流进行跟踪, 保证电源交流侧输入电流为正弦波形. 另外, 在电源正常工作时, 应保证电感中电流连续, 这是确保交流侧电流正弦波形的条件. 由于系统的主要指标是保证单位功率因数和对输入电流谐波的补偿, 因此电源的电压调节范围较小, 需要大幅调整输出电压时, 应通过改变交流侧变压器变比实现.

[参考文献]

- [1] Oscar Garcia, Maria Dolores Martinez Avial. Harmonic Reducer Converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2003, 50(2): 322 - 326.
- [2] Kim Sangsum, Enjeti Prasad N. A Modular Single-Phase Power-Factor-Correction Scheme With a Harmonic Filtering Function[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2003, 50(2): 328 - 335.
- [3] Singh B, Singh BN, Chandra A, et al. A Review of Single-Phase Improved Power Quality AC-DC Converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2003, 50(5): 962 - 972.
- [4] 孙频东. BOOST 电源变换器原理与仿真[J]. 计算机仿真, 2003, 20(4): 118 - 119.

Regulated DC Source with Harmonic Reduction and Power Factor Correction

SUN Pindong

(School of Electrical and Electronic Engineering, Nanjing Normal University, Nanjing 210042, China)

Abstract: In order to eliminate the current harmonic in the nonlinear circuits, such as diode bridge rectifier with capacitor filter, and boost power factor, a converter has been designed, which is called compensating device, and connected in parallel with AC source. In this compensating device, a PWM control strategy and current loop are used to make the input current flow into the compensating device, varying with the shape of reference current, make the total current waveform flow into the system in the form of sinusoid, and ensure that the power factor in AC side approaches 1.

Key words: harmonic compensating, power factor correction, nonlinear load, PC power supply

[责任编辑: 严海琳]