

# 单相 Boost功率因数校正电路优化及仿真

惠杰<sup>1</sup>, 谭震宇<sup>2</sup>, 刘妮娜<sup>2</sup>

(1. 山东电力超高压公司, 山东 济南 250021; 2 山东大学, 山东 济南 250061)

摘要: 对单相 Boost功率因数校正器进行了设计和仿真研究。对电路的电压环及其脉动补偿电路、输入滤波器进行了仿真研究和参数优化。脉动补偿电路及优化的电压环使输出电压纹波显著减小, 并改善了电路动态性能。优化的输入滤波器在保持电路稳定的同时获得了较高的功率因数并给出了纹波几乎为零的理想输入电流, 建立了一个基于 saber的优化的功率因数校正电路仿真模型。

关键词: 功率因数校正器; 输入滤波器; 脉动补偿; 电流纹波; 电压纹波; 椭圆滤波器

中图分类号: TM76 文献标识码: A 文章编号: 1003-4897 (2006) 15-0035-06

## 0 引言

电力电子装置的大量应用给电力系统注入了越来越多的谐波, 使系统的功率因数降低, 造成电网供电质量下降, 干扰周围电气设备正常运行。这一问题已引起人们的极大重视。如何抑制这些谐波, 改善供电质量已成为一个重要的研究领域。电力电子装置中, 开关功率变换器的功率因数校正及控制就是该领域的一个重要课题<sup>[1~3]</sup>。目前, 常用的方法是基于 Boost电路的功率因数校正。已有很多文献<sup>[4,5]</sup>报道了在该电路中应用 UC3854芯片, 并取得许多有价值的结果。本文采用 UC3854控制芯片设计 450 W 的单级功率因数校正电路, 在连续导电模式 (CCM)、市电 220 V/50 Hz 下, 进行了基于 saber 的电源仿真研究。这一工作的目的是通过设计输入滤波器, 兼顾获得高功率因数和保证系统稳定两个方面, 优化输入滤波器的参数, 阻止高频电流反射, 极大地减少输入端电流高次纹波; 同时, 为降低输出电压纹波, 输出端采用脉动补偿, 并对脉动补偿电路进行优化设计, 提高了其带宽。这两部分的改进设计和仿真研究, 得到了低电磁干扰和高功率因数的电源。

## 1 高功率因数校正器设计

采用 UC3854 控制芯片功率因数校正电路结构<sup>[1]</sup>, 设计的仿真电路如图 1 所示。电路的设计规范为: 输出功率 450 W, 输入电压范围 80 ~ 270 V, 输出电压 400 V, 选择开关频率 100 kHz。该电路可分为输入滤波器、功率变换和脉动补偿三个部分。功率变换部分的输出电容器  $C_o$  一般取为 720  $\mu\text{F}$ , 电感  $L = 1 \text{ mH}$ 。功率变换部分的参数根据文献 [1] 的

方法计算确定。输入滤波器及脉动补偿电路是整个电路设计中将进行优化仿真研究的主要部分。

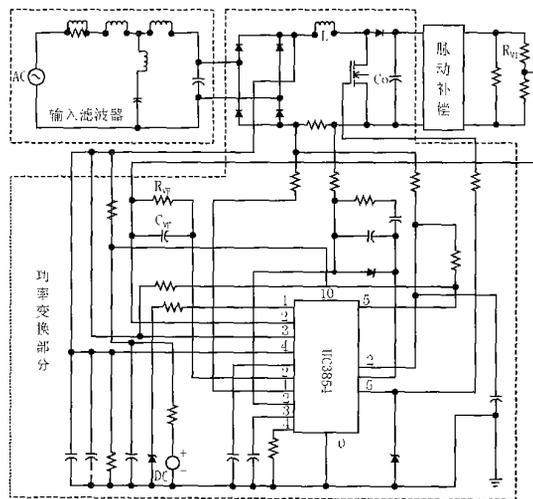


图 1 基于 UC3854 控制芯片功率因数校正电路

Fig 1 Power factor corrector based on the UC3854 IC

## 2 Boost变换器仿真实验及改进

### 2.1 脉动补偿

对于功率变换器的电压环<sup>[1]</sup>, 由于系统的带宽较低, 所以校正电路的动态性能较差。分析该部分电路, 能够得到电压环的穿越频率, 可按下式进行计算:

$$f_{v1} = \frac{1}{N} \sqrt{\frac{P_N}{V_{VAO} \times V_O \times R_{V1} \times C_O \times C_{VF} \times (2)^2}} \quad (1)$$

其中:  $V_{VAO}$ 、 $V_O$  分别是电压误差放大器的输出电压和电路的输出电压,  $R_{V1}$ 、 $C_O$  及  $C_{VF}$  如图 1 所示。根据式 (1) 计算得到电压环的穿越频率  $f_{v1}$  仅为 13.3 Hz, 这个较小的  $f_{v1}$  将使整个电路呈现较差的动态性能。

为此,一种可以补偿输出端二次纹波的方法被提出,即脉动补偿<sup>[6]</sup>。

### 2.1.1 脉动补偿的原理及改进设计

脉动补偿是在功率因数校正电路的电压输出端并入一带通滤波器以提取输出电压中的二次纹波,经滤波器提取的二次纹波经线形变压器与原输出电压中的二次纹波相抵消,以使输出电压中几乎不存在二次纹波,从而达到整个电路的最佳平波效果。文献[6]中提取二次纹波的脉动补偿电路中采用了后级功放,此电路的缺点在于后级功放虽可以放大二次纹波的幅值,但脉动补偿中过多的运放环节不利于保证脉动补偿环节本身的瞬态特性。考虑到平波和瞬态特性两个方面,由前级滤波器提取的二次纹波去直接进行补偿就可以达到非常理想的效果。

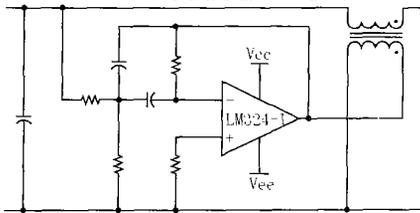


图 2 改进的脉动补偿电路

Fig 2 Improved pulse compensation circuit

基于文献[6]的工作,决定采用图2所示的由LM324运放为主体的优化了的脉动补偿电路,这个电路由带通滤波和线性变压器构成。对于整个电路系统,由于脉动补偿电路所处理的功率是输出脉动功率,所以脉动补偿电路对于系统的大信号瞬态特性几乎无影响。为取出输出电压的二次纹波,我们将图2中带通滤波部分的中心频率设置为 $f_0$ 为100 Hz,同时为尽可能大地保证脉动补偿电路的瞬态特性,本文采用了较大的频带宽度。由带通滤波的移相特性,取出的二次纹波的相位将移动 $-180^\circ$ ,经线性变压器便补偿了输出电压中二次纹波。

### 2.1.2 电压环动态特性的优化

脉动补偿使二次纹波幅值大大减小,由此得到一个较高的电压环穿越频率,从而提高了电压环的带宽。这样就可以采用更小的滤波电容 $C_o$ ,减小了装置体积,也降低了电路滤波时间常数。我们将 $C_o$ 的取值由不加入脉动补偿时的 $720\ \mu\text{F}$ 减小到 $500\ \mu\text{F}$ 。不加脉动补偿,相应于 $720\ \mu\text{F}$ 的 $C_o$ ,能够计算得到输出电压中的二次纹波幅值 $V_{OPK}$ 约为 $2.49\ \text{V}$ 。因此,我们经验地估计经过补偿后的 $V_{OPK}$ 为 $1\ \text{V}$ 。按照电压误差放大器的设计方法,误差放大器在二次谐波频率上增益值可由 $G_{VA} = (V_{VAO} \times U_H) /$

$V_{OPK}$ 计算得到。其中 $V_{VAO}$ 是 $4\ \text{V}$ ,输出电压纹波率 $U_H$ 为 $0.015$ ,这样 $G_{VA}$ 确定为 $0.06$ 。由此,我们可以进一步确定反馈网络参数 $C_{VF}$ 、 $R_{VF}$ (见图1中反馈网络部分)。取 $R_{VI} = 511\ \text{k}$ ,则 $C_{VF} = 1 / (2 \times R_{VI} \times G_{VA}) = 0.051\ \mu\text{F}$ 。基于确定的 $C_{VF}$ ,由式(1)计算的穿越频率 $f_i$ 为 $23.4\ \text{Hz}$ ,这样, $R_{VF}$ 按 $R_{VF} = 1 / (2 \times f_i \times C_{VF})$ 确定为 $130\ \text{k}$ 。文献[1,6]应用传统的方法和未经优化设计的电压环穿越频率均低于 $20\ \text{Hz}$ 。我们的设计表明,经脉动补偿及优化后的穿越频率比未补偿的提高了约 $10\ \text{Hz}$ ,也明显优于文献[1,6]的结果。 $f_i$ 的显著提高,较大地改善了电路动态性能。

### 2.1.3 仿真结果与分析

图3(a)和(b)分别为未加脉动补偿和经脉动补偿并进行优化的输出电压仿真结果。对于未加脉动补偿的纹波振幅 $V_{OPK}$ ,可以测定它的大小约为 $2.2\ \text{V}$ 。作了脉动补偿并进行优化的 $V_{OPK}$ ,其测定的值是 $0.76\ \text{V}$ 。这优于我们预先估计的 $1\ \text{V}$ 的纹波振幅,比未作脉动补偿的输出电压纹波显著减小。

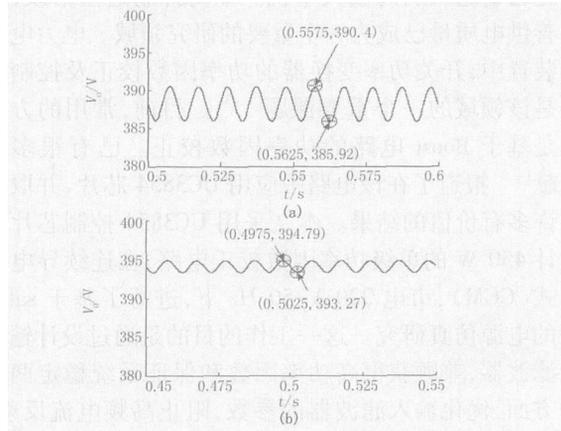


图 3 未加脉动补偿的输出电压 (a) 和作了脉动补偿并经优化的输出电压 (b)

Fig 3 Output voltages without pulse compensation and with pulse compensation and incorporating parameter optimization respectively

我们在仿真时间 $t$ 为 $600\ \text{ms}$ 时,将原 $420$ 的负载改变为 $380$ ,以测定电路的动态特性,得到的输出电压波形如图4所示。图4(a)是未加脉动补偿的输出电压,图4(b)是作了脉动补偿并经优化的输出电压。在 $600\ \text{ms}$ 时改变负载,由图4(a)可以看到经 $150\ \text{ms}$ 过渡时间,输出电压仍未达到稳定状态,对于经图4(b),在约 $700\ \text{ms}$ 时输出电压已达到稳定状态,这比图4(a)的未作脉动补偿和优化的相

应过渡过程时间明显减小。因此,我们对电压环的脉动补偿和优化设计改善了电路的动态性能。

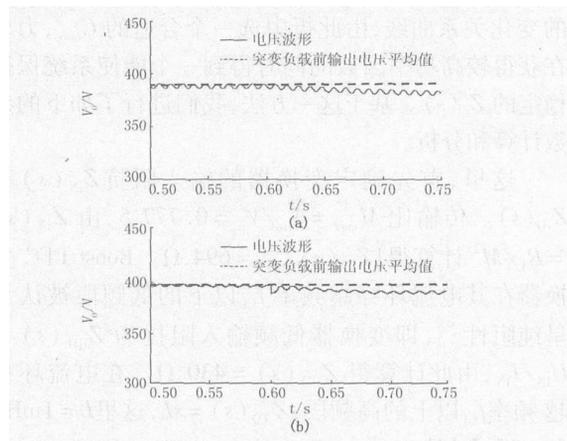


图 4 突变负载时,未加脉动补偿输出电压波形 (a) 和作了脉动补偿并经优化的输出电压波形 (b)

Fig 4 Output voltages of the circuit when changing load suddenly without pulse compensation and with pulse compensation and incorporating parameter optimization

## 2.2 电源输入滤波器的设计

### 2.2.1 电源输入滤波器原理及选择

PFC电路输入滤波器通常要求满足以下条件:输入滤波器的加入要保证系统的稳定;极大地衰减开关噪声;输入端电压和电流相位差小于  $2^\circ$ 。由于PFC电路采用平均电流控制模式,仿真的开关频率设定为  $100\text{ kHz}$ 能够使电感电流更加紧密跟踪电流参考信号,从而获得较高精度的电感平均电流。然而, $100\text{ kHz}$ 开关纹波也使得输入端的电流波形存在大量的开关纹波并产生谐波,降低了功率因数。因此,我们加入了输入滤波器,使输入端电流波形上的开关纹波极大地衰减,电流波形成为非常平滑的正弦波。

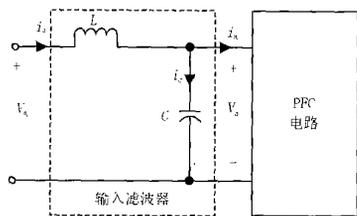


图 5 一级输入滤波器

Fig 5 One-stage input filter

图 5为在 PFC电路输入端加入一级输入滤波器电路。可以分析得到,工频下  $i_a$ 领先  $v_a$ 的相位差  $= \arctan(CV_m / L_m)$ 。这表明,要得到高的位移因

子 ( $DF = \cos \phi$ ),就须减小滤波器电容  $C$ 。给定  $DF_{min}$ ,得到滤波器电容的上限值  $C_{max} = (I_m / V_m) \cdot \tan(\arccos DF_{min})$ 。

分析比较关于电子滤波器设计的有关方法,我们选取 cauer-chebyshev滤波器(又称椭圆滤波器)作为电路的输入滤波器。椭圆滤波器可按归一化滤波器设计表<sup>[7]</sup>进行设计。图 6(a)是一个二级滤波器电路结构,图 6(b)为相应的典型衰减特性,其中, $A_{min}$ 为最小阻带衰减分贝数, $\omega_s$ 为出现  $A_{min}$ 的最低阻带频率, $A_{max}$ 为通带纹波。

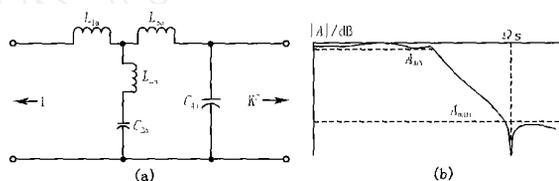


图 6 椭圆滤波器的电路结构 (a) 及其相应的典型衰减特性 (b)

Fig 6 Cauer-chebyshev filter and its typical attenuation characteristic

椭圆滤波器具有输出阻抗低的特点及陡峭的通带-阻带传输特性。为降低椭圆滤波器的高频处谐振峰值,我们采用滤波器极点阻尼方法,即在椭圆滤波器输入端增加了如图 7所示的  $R_d$ 和  $L_d$ 并联环节, $L_d$ 为  $50\text{ Hz}$ 电流提供了另一支路,减少  $50\text{ Hz}$ 低频电流流过阻尼电阻  $R_d$ 产生的损耗。

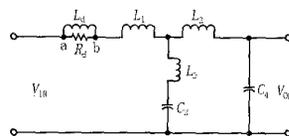


图 7 极点阻尼椭圆滤波器

Fig 7 Cauer-chebyshev filter with pole damping

### 2.2.2 设计过程

1)确定衰减幅度:考虑到开关频率为  $100\text{ kHz}$ ,我们选择衰减幅度  $A_{min} = 80\text{ dB}$ 。

2)确定滤波器参数:先选择滤波器阶数  $n$ 并设计合理的通带纹波  $A_{max}$ ,然后根据  $n, A_{max}, A_{min}$ 读取椭圆滤波器表格<sup>[7]</sup>,从而得到图 6(a)中的参数  $\omega_s, L_{1a}, L_{2a}, L_{3a}, C_{2a}$ 和  $C_{4a}$ 。

3)确定滤波器归一化参数:在 PFC电路的设计中,滤波器参数需要归一化,即要求总的电容等于  $C_{max}$ 。基准频率由  $\omega_r = (0.8 \times 2 \pi f_s) / \omega_s$ 计算确定。滤波器传递函数第一级频率低于开关频率  $0.25$ ,这样做的目的是当滤波器元件值变化时,不会影响开

高频处的衰减幅度;阻尼电阻  $R_d = (C_{2a} + C_{4a}) / r C_{max}$ ;滤波器电感参数分别按  $L_1 = L_{1a} R_d / r$ 、 $L_2 = L_{2a} R_d / r$ 、 $L_3 = L_{3a} R_d / r$  确定;滤波器电容参数  $C_2 = C_{2a} / (r R_d)$ 、 $C_4 = C_{4a} / (r R_d)$ ;滤波器电感参数  $L_d = R_d / (2 f_d)$ ,其中  $f_d$  为由  $R_d$  和  $L_d$  组成阻尼网络的频率,且要远小于滤波器最低极点频率。至此,图 7 所示滤波器所有参数即可确定。

### 2.2.3 滤波电路参数的优化

我们在  $V_m = 311 \text{ V}$ 、 $P_N = 450 \text{ W}$ 、 $DF = 0.95$  下得到  $C_{max} = 9.7 \mu\text{F}$ 。如前所述,减小  $C_{max}$  就可以减小输入端的相位差,从而提高了功率因数。由图 5,滤波器输出阻抗可表示为

$$Z_o(s) = 1 / (LCs^2 + 1) \quad (2)$$

另外,可以导出图 1 电路的开环增益<sup>[8]</sup>是

$$T(s) = T(s) [1 + Z_o(s) / Z_N(s)] / [1 + Z_o(s) / Z_D(s)] \quad (3)$$

其中: $T(s)$ 是无输入滤波器时的开环增益, $T(s)$ 是加入输入滤波器时的开环增益, $Z_N(s) = R_L M^2$  ( $R_L$ 是负载阻抗, $M$ 为传输比)是图 1 中 UC3854 控制器工作在理想状态下变换器输入阻抗, $Z_D(s)$ 是变换器开环输入阻抗。式 (3) 表明,为了保证加入滤波器后系统稳定以及变换器的开环增益不受影响,要求输入滤波器的输出阻抗  $|Z_o(j\omega)|$  要远小于  $|Z_N(j\omega)|$  和  $|Z_D(j\omega)|$ ,根据式 (2) 这就需要增大电容  $C$ 。然而,这与前面所指出的为提高功率因数要求减小  $C$  相矛盾。考虑到这一矛盾,我们将在  $C_{max} = 9.7$

$\mu\text{F}$  的基础上向下选取多个  $C_{max}$  的值,通过仿真计算分别得到相位差与滤波器输出阻抗  $|Z_o(j\omega)|$  随  $C_{max}$  的变化关系曲线,由此折中选一个合适的  $C_{max}$ ,力求在获得较高功率因数的同时得到一个能使系统保持稳定的  $Z_o(s)$ 。基于这一方法,我们进行了如下的参数计算和分析。

这里,首先确定变换器的输入阻抗  $Z_N(s)$  和  $Z_D(s)$ 。传输比  $M_{max} = V_m / V_o = 0.7775$ ,由  $Z_N(s) = R_L / M^2$  计算得  $|Z_N(s)_{min}| = 694 \Omega$ 。Boost PFC 变换器在其电流环穿越频率  $f_{c1}$  以下的低频段被认为呈纯阻性<sup>[9]</sup>,即变换器低频输入阻抗为  $Z_{D1}(s) = U_N / I_N$ ,由此计算得  $Z_{D1}(s) = 430 \Omega$ 。在电流环穿越频率  $f_{c1}$  以上的高频段, $Z_{D2}(s) = sL$ ,这里  $L = 1 \text{ mH}$ , $f_{c1} = 15.7 \text{ kHz}$ 。

由选择的衰减幅度  $A_{min} = 80 \text{ dB}$ ,读取椭圆滤波器表格<sup>[7]</sup>,得到图 6(a) 所示椭圆滤波器的参数  $s = 5.66$ 、 $L_{1a} = 0.59 \text{ H}$ 、 $L_{2a} = 0.04 \text{ H}$ 、 $L_{3a} = 1.52 \text{ H}$ 、 $C_{2a} = 1.21 \text{ F}$  和  $C_{4a} = 1.29 \text{ F}$ 。又取基准频率  $\omega_r$  为  $94.311 \text{ rad/s}$ ,这样,根据上述设计思想,自  $C_{max} = 9.7 \mu\text{F}$  起,以间隔为  $0.7 \mu\text{F}$  递减地取 11 个  $C_n$  ( $n = 1, 2, \dots, 11$ ) 值,计算每个  $C_n$  下图 7 所示输入滤波器相应的参数  $L_1$ 、 $L_2$ 、 $L_3$ 、 $C_2$ 、 $C_4$ 、 $R_d$  和  $L_d$ ,并进一步通过仿真计算得到该组参数下输入端电压与电流的相位差。这些结果被列在表 1 中。

表 1 对应于  $C_n$  ( $n = 1, 2, \dots, 11$ ) 计算的  $L_1$ 、 $L_2$ 、 $L_3$ 、 $C_2$ 、 $C_4$ 、 $R_d$ 、 $L_d$  和

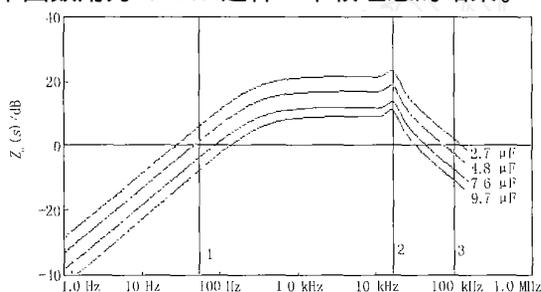
Tab 1 Calculated parameters  $L_1$ ,  $L_2$ ,  $L_3$ ,  $C_2$ ,  $C_4$ ,  $R_d$ ,  $L_d$  and corresponding to  $C_n$  ( $n = 1, 2, \dots, 11$ )

$C_n / \mu\text{F}$	$L_1 / \mu\text{H}$	$L_2 / \mu\text{H}$	$L_3 / \mu\text{H}$	$C_2 / \mu\text{F}$	$C_4 / \mu\text{F}$	$R_d / \Omega$	$L_d / \text{mH}$	$\varphi / (^\circ)$
9.7	17.0	1.14	43.5	4.75	4.95	2.7	1.40	0.361
9.0	18.1	1.27	48.0	4.27	4.73	3.0	1.59	0.332
8.3	20.0	1.36	51.0	4.00	4.30	3.2	1.69	0.298
7.6	22.0	1.50	56.0	3.66	3.94	3.5	1.85	0.264
6.9	23.7	1.60	61.0	3.40	3.50	3.8	2.01	0.245
6.2	26.7	1.80	69.1	3.00	3.20	4.2	2.23	0.217
5.5	29.8	2.00	71.8	2.67	2.83	4.8	2.54	0.188
4.8	34.4	2.30	88.6	2.30	2.50	5.5	2.92	0.163
4.1	40.0	2.70	103.3	2.00	2.10	6.4	3.40	0.135
3.4	48.8	3.30	126.0	1.60	1.80	7.7	4.08	0.110
2.7	61.3	4.10	158.0	1.30	1.40	9.8	5.20	0.069

表 1 的计算结果表明,相位差随  $C_n$  的减小而减小。对表 1 中的每一个  $C_n$  及相应的输入滤波器参数,由仿真计算可得到输出阻抗  $Z_o(s)$  的频率特性。图 8 给出了  $C$  分别为 9.7、7.6、4.8、2.7  $\mu\text{F}$  时输出阻抗频率特性  $|Z_o(j\omega)|$ 。能够看到,对于给定

的频率,  $|Z_o(j\omega)|$  随  $C_n$  的减小而增大。另外,对于每一个  $C_n$ ,  $|Z_o(j\omega)|$  在约 16 kHz 频率处为最大。这个频率已大于电流环穿越频率  $f_{c1}$ ,如前面指出,对于  $f > f_{c1}$ ,  $|Z_D(j\omega)| = 2 \omega L$ 。这样,在 16 kHz 频率处  $|Z_D(j\omega)|$  约为 100  $\Omega$ ,当  $f > f_{c1}$  时  $|Z_D(j\omega)| > 100$

。注意到  $f < f_c$  时,  $|Z_D(\omega)|$  为 430 以及变换器的输入阻抗  $|Z_N(s)_{\min}| = 694$ 。因此,对  $C_{\max}$  的选定力求在获得较高功率因数的同时得到一个能使系统保持稳定的  $Z_o(s)$  的条件就转化为在频率  $f = 16 \text{ kHz}$  处要求  $|Z_o(\omega)| \ll |Z_D(\omega)| = 100$ 。为此,我们将在该频率处比较  $|Z_o(\omega)|$  和  $|Z_D(\omega)|$ 。取  $C = 2.7 \mu\text{F}$ , 在频率  $16 \text{ kHz}$  处, 计算得  $|Z_o(\omega)| = 13.3$ , 显然, 这个输出阻抗值偏大, 因此将适当增大  $C$  的值。我们经验地取  $C = 4.8 \mu\text{F}$ , 此时在频率  $16 \text{ kHz}$  处  $|Z_D(\omega)|$  约为 7, 这个阻值满足远小于 100 的要求, 系统处于稳定的工作状态。同时, 功率因数角为 0.163 这样一个较理想的结果。

图 8 输出阻抗  $Z_o$  随  $C_n$  的变化Fig 8 Output impedance  $Z_o$  as a function of  $C_n$ 

### 2.2.3 仿真结果及分析

根据优化确定的输入滤波电路参数, 我们对输入滤波器电压、电流作了仿真计算。图 9 (a) 和 9 (b) 分别是计算的输入端无输入滤波器电流纹波波形和有输入滤波器电流纹波波形。可以看到, 无输入滤波器时, 电流波形上叠加着很大的高频分量, 这主要为开关频率分量。由于采用平均电流型控制, 电流波形在一个开关周期内做跟随变化, 从而叠加了高次纹波, 由于在  $V_N$  过零时, 占空比  $D$  接近 1, 整个载波周期中电源都沿电感  $L$  短路, 此时段电感  $L$  端压  $V_L$  较低, 所以  $I_N$  的变化率也很低, 电流  $I_N$  产生较大过零畸变。采用输入滤波器后, 椭圆滤波器衰减特性使  $100 \text{ kHz}$  高频分量衰减约  $80 \text{ dB}$ , 因此叠加在输入电流上的高频分量几乎被“削平”,  $I_N$  成为理论上的平均输入电流, 纹波电流  $I_0$ , 这正是理论上所希望的结果。

### 3 结论

本文对单相 Boost 功率因数校正器进行了仿真研究和设计。在电路的输出部分引入了改进的脉动补偿电路, 对电路的电压环进行了仿真研究及优化。

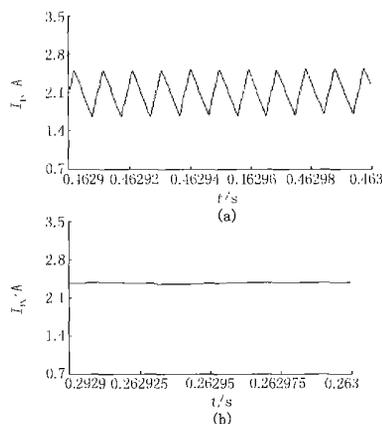


图 9 输入端无输入滤波器电流纹波波形 (a) 和有输入滤波器电流纹波波形 (b)

Fig 9 Current waves at input end without/with input filter

脉动补偿电路及优化的电压环使输出电压纹波显著减小, 并明显地改善了电路动态性能。在电路的输入端加入了极点阻尼输入滤波电路, 通过大量仿真计算和分析对其进行了参数优化。优化的输入滤波器在保持电路稳定的同时获得了较高的功率因数, 同时得到了输入端  $I_0$  的理想纹波电流。本文成功地设计了一个性能优良的单相 Boost 功率因数校正器, 建立了一个基于 saber 的优化电路仿真模型。

### 参考文献:

- [1] Dixon L H. High Power Factor Switching Pre-regulator Design Optimization [Z]. Unitrode Power Supply Design Seminar Manual SEM700. 1990.
- [2] Wall S, Jackson R. Fast Controller Design for Practical Power-factor Correction Systems [A]. Proceedings of the IECON. 1993. 1027-1032.
- [3] Burdett S, Allan J, Mellitt B, et al. A Study of Power Factor Correction Techniques for High Power AC Locomotives [A]. International Conference on Main Line Railway Electrification. 1989.
- [4] Divakar B P, Sutanto D. A New Boost Power Factor Pre-regulator [A]. Proceedings of the IEEE 1999 International Conference on Power Electronics and Drive Systems, 1999. 915-920.
- [5] Braga H A C, Barbi I A. A 3-kW Unity-power-factor Rectifier Based on a Two-cell Boost Converter Using a New Parallel-connection Technique [J]. IEEE Trans on Power Electronics, 1999, 14 (1): 209-217.
- [6] 邬伟扬, 孙建峰, 刘彦民. 采用输出脉动补偿改善 PFC 电路动态性能的研究 [J]. 电力电子技术, 2000,

- 34(1): 25-26  
 WU Wei-yang, SUN Jian-feng, LU Yan-min Research on Improvement of Dynamic Characteristics of PFC Circuits Based on Output Pulse Compensation[J]. Power Electronics, 2001, 34(1): 27-28.
- [7] Williams A B. 电子滤波器设计手册[M]. 喻春轩, 等译. 北京: 电子工业出版社, 1986  
 Williams A B. Electronic Filter Design Handbook[M]. YU Chun-xuan, et al Trans Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 1986
- [8] Erickson R W. Optimal Single Resistors Damping of Input Filters[A]. Applied Power Electronics Conference and Exposition 1999. 1073-1076
- [9] Huliehel A, Lee F C, Cho B H. Small-signal Modeling of

the Single-phase Boost High Power Factor Converter with Constant Frequency Control[A]. Power Electronics Specialists Conference 1992. 475-480.

收稿日期: 2006-02-14; 修回日期: 2006-05-11

作者简介:

惠杰(1979-),男,硕士,主要从事电力电子电路研究、500 kV 变电站继电保护工作; E-mail: spsdesigner@yahoo.com.cn

谭震宇(1957-),男,教授,主要从事电工理论、科学计算及应用研究;

刘妮娜(1980-),女,主要从事逆变电源(电焊机)的研究与开发工作。

### The optimal simulation of power factor corrector based on saber

HU I Jie<sup>1</sup>, TAN Zhen-yu<sup>2</sup>, LU Ni-na<sup>2</sup>

(1. Extra-high Power Subcompany of SEPCO, Jinan 250021, China; 2. Shandong University, Jinan 250061, China)

**Abstract:** A single-phase boost chop-mode power factor corrector is designed. The simulation studies and parameter optimizations are made for the voltage loop, pulse compensation circuit and the input filter respectively. The ripple of the output voltage is decreased remarkably and the dynamic performances of the circuit are improved obviously due to the pulse compensation circuit and the optimized voltage loop. The higher power factor and the input current with  $I_0$  have been obtained by using the optimized input filter while retaining the stability of the correction circuit. An optimized simulation model of power factor corrector based on the saber is presented.

**Key words:** power factor corrector; input filter; pulse compensation; current ripple; voltage ripple; cauer-chebyshev1 filter

(上接第 16 页 continued from page 16)

- [3] 陆征军,李栋,毛亚胜,等. 微机母线保护运行方式自适应方案[J]. 电力系统自动化, 1999, 23(10): 41-44.  
 LU Zheng-jun, LI Dong, MAO Ya-sheng, et al. A Scheme of Digital Busbar Protection Adaptive to Operation Mode [J]. Automation of Electric Power Systems, 1999, 23(10): 41-44.

收稿日期: 2006-04-21; 修回日期: 2006-05-09

作者简介:

黄玲玲(1982-),女,硕士研究生,研究方向为继电保护; E-mail: loveamab@hotmail.com

何奔腾(1959-),男,博士,教授,研究方向为继电保护。

### Analysis of the adaptive scheme of identifying the substituting situation

HUANG Ling-ling, HE Ben-teng

(School of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

**Abstract:** In the substituting situation, bus-bar differential relays may lose the selecting capability because of the wrong differential current and mal-operation because of the unknown operation mode during switching situation. After analyzing characters of substituting situation and normal situation, this paper presents a new method, based on the isolator auxiliary contact and the hands joint, for selecting the proper differential expression, and an "and" algorithm of two differential expressions in switching operation. It improves the accuracy of differential bus-bar protection and provides a new way to make one algorithm for all types of bus arrangements.

**Key words:** bus-bar; differential protection; by-pass bus; substituting situation; mal-operation