

文章编号:1671-6833(2003)04-0011-05

高功率因数整流电路电流波形控制的研究

曾令全, 黄桂春, 和文平, 王志霞

(东北电力学院电气工程系, 辽宁 吉林 132012)

摘要: 利用 DSP 控制方法对输入电流波形进行控制, 可有效实时补偿系统的谐波电流源和电压源, 同时控制电源和整流电路中的高次谐波. 理论计算和实验结果均表明: 高次谐波补偿效果好, 可使整流电路的功率因数接近于 1. 该控制方法可应用于大功率整流电路的谐波补偿.

关键词: 整流电路; 输入电流波形控制; 高次谐波抑制; 功率因数控制; DSP 控制

中图分类号: TM712 **文献标识码:** A

0 引言

伴随着电力电子装置的广泛应用, 加剧了电网的谐波污染, 谐波增加了电网元件中的谐波损耗, 可能导致电气设备误动作, 甚至引起电网局部的并联谐振和串联谐振, 并造成谐波放大. 尤其近年来, 各种开关电源、不间断电源、电压型逆变器的大量使用, 使电网中谐波污染问题变的愈加严重. 故此, 近年来高次谐波补偿装置的研制和开发成为一个新热点^[1,2].

本文提出用 DSP 控制方法来补偿整流电路的高次谐波, 同时改善整流电路的功率因数. 该方法与以往正弦波输入电流不同. 对畸变波入端电压的高次谐波分量, 给予包含同相高次谐波分量的输入电流指令, 以满足对高次谐波和功率因数的控制效果, 并通过实验, 确认了该方法的正确性^[3,4].

1 输入电流波形控制

图 1 是实验系统图. 图中电路参数 L_s 和 R_s 分别为变压器和线路的电感和电阻, C 是补偿电容器. 整流器是用 IGBT 组成的功率为 2kVA 的三相桥式全波整流电路. 考虑控制对象是整流电路的入端电压 V_i , 故对整流电路输入电流 i_r 的波形进行控制. 入端电压 V_i 畸变的原因有两个: 其一是具有高次谐波电流源性质的负荷; 其二是由大多数不固定的设备所产生的高次谐波电流而引起的电压畸变, 即具有电压源性质的负荷. 设电源

电压 V_s 和产生高次谐波的负荷电流为 i_1 , 认为三相电流的波形相同, 且在时间上互差 120° 电角度.

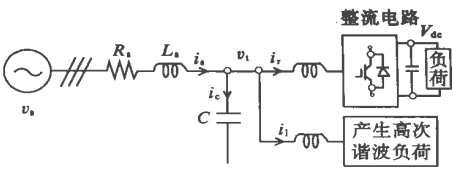


图 1 实验配电系统接线图

Fig. 1 Power distribution system model

图 2(a) 是整流电路入端相电压 V_i 的波形. 该电压由基波 V_{if} 和高次谐波 V_{ih} 所组成, 即

$$V_i(t) = V_{if}(t) + V_{ih}(t) \tag{1}$$

为了提高整流电路入端的功率因数, 整流电路的入端电流 $i_r(t)$ 的基波 i_{if} 和高次谐波 i_{ih} 必须与对应的电压分量同相位进行控制, 则

$$i_r(t) = G(V_{if}(t) + K V_{ih}(t)) \tag{2}$$

式中: G 为决定电流振幅的一个参数, 其值随整流电路的负荷状态而改变, 通常由输出直流电压 V_{dc} 的控制系统所决定; K 为决定电流畸变率的一个参数. 图 2(b) 是按式 (2), 并且分别取 $K=0, 1, 2$ 时输入电流 $i_r(t)$ 的波形. $K=0$ 时, i_r 是正弦波; $K=1$ 时, 变成了与 V_i 同相且成正比的畸变波; $K=2$ 时, i_r 中的高次谐波分量增大, 使电流畸变率达到电压畸变率的 2 倍.

收稿日期:2003-05-10; 修订日期:2003-09-08

作者简介:曾令全 (1955-), 男, 重庆市人, 东北电力学院教授, 主要从事电力传动与自动控制方面的研究.

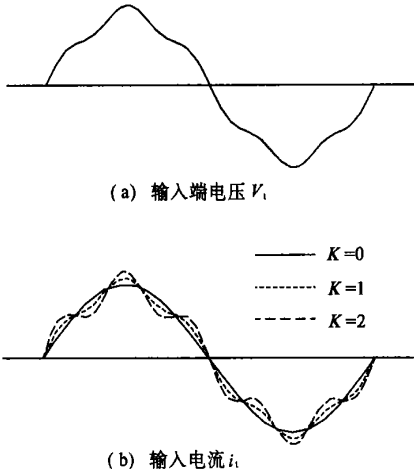


图2 整流电路入端电压和电流波形图
Fig.2 Waveform of rectifier circuit

2 高次谐波抑制效果

2.1 对高次谐波的模拟实验

图3是图1一相的高次谐波等效电路. V_{sh} 是高次谐波电压源, i_{lh} 是高次谐波电流源, 为了对这些高次谐波进行控制, 以下研究 K 对高次谐波控制效果的影响.

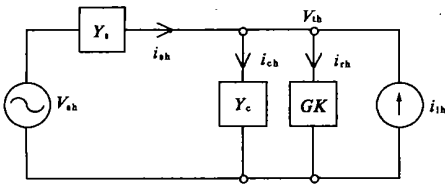


图3 对高次谐波一相的等效电路
Fig.3 Equivalent circuit for harmonics

在图3中, V_{th} 是整流电路入端高次谐波电压, i_{rh} 是入端电流, i_{sh} 是电源中的高次谐波电流, i_{ch} 是补偿电容器的高次谐波电流. 关系式为

$$V_{th} = V_{sh} - i_{sh} / Y_s \tag{3}$$

$$i_{rh} = GK V_{th} \tag{4}$$

$$i_{ch} = Y_c V_{th} \tag{5}$$

$$i_{sh} = i_{ch} + i_{rh} - i_{lh} \tag{6}$$

式中: $Y_s = \frac{1}{R_s + j\omega L_s}$, 为电源导纳; $Y_c = j\omega C$, 为补偿电容器的导纳, ω 是角频率.

根据式(3)~(6), 可以画出高次谐波的方块图, 如图(4)所示. 按方块图4, 可求 V_{sh} 和 i_{sh} 间的传递特性:

$$V_{th} = \frac{Y_s}{Y_s + Y_c + GK} V_{sh} + \frac{1}{Y_s + Y_c + GK} i_{lh} \tag{7}$$

$$i_{sh} = \frac{Y_s(Y_c + GK)}{Y_s + Y_c + GK} V_{sh} - \frac{Y_s}{Y_s + Y_c + GK} i_{lh} \tag{8}$$

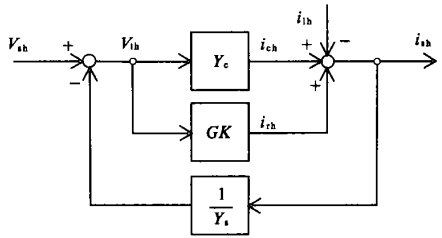


图4 对高次谐波的方块图
Fig.4 Block diagram for harmonics

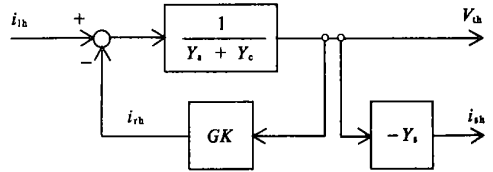
2.2 对高次谐波电流源的控制效果

以下讨论高次谐波电流源 i_{lh} 对 V_{th} 和 i_{sh} 的影响. 根据式(7)和(8), 设 $V_{sh} = 0$, 则可得到:

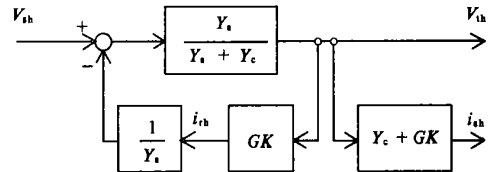
$$\frac{V_{th}}{i_{lh}} = \frac{1}{Y_s + Y_c + GK} \tag{9}$$

$$\frac{i_{sh}}{i_{lh}} = \frac{-Y_s}{Y_s + Y_c + GK} \tag{10}$$

按式(9)和式(10)可以画出 i_{lh} 对 V_{th} 和 i_{sh} 的方块图如图5(a)所示.



(a) 对高次谐波电流源的方块图



(b) 对高次谐波电压源的方块图

图5 对高次谐波电压源和电流源的方块图
Fig.5 Block diagrams for harmonics current source and voltage source

当 $K = 0$ 时, 整流电路无高次谐波电流, 故对 V_{th} 和 i_{sh} 无抑制效果. 当 $K > 0$ 时, V_{th} 的 GK 倍变成整流电路的输入电流 i_{rh} , 能够降低由负荷产生的高次谐波电流 i_{lh} 流向电源侧. 故此整流电路具有抑制 V_{th} 和 i_{sh} 的效果.

按式(9)、(10), 将 i_{lh} 视为常数, 则 V_{th} 和 i_{sh} 对不同 K (分别设 $K = 0$ 和 $K > 0$) 的比值为:

$$\frac{V_{th}(K)}{V_{th}(0)} = \frac{i_{sh}(K)}{i_{sh}(0)} = \frac{1}{1 + \frac{GK}{Y_s + Y_c}} \tag{11}$$

从式 (11) 可以看出, K 值越大, 对 V_{th} 和 i_{sh} 的抑制效果越好. 特别是当高次谐波出现放大现象时, 即当电源导纳 Y_s 与补偿电容的电纳 Y_c 发生谐振时, $GK \gg |Y_s + Y_c|$ 可以获得良好的高次谐波抑制效果.

2.3 对高次谐波电压源的抑制效果

为了研究 V_{sh} 对 V_{th} 和 i_{sh} 的影响, 令式 (7)、(8) 中 $i_{th}=0$, 则式 (7)、(8) 变成:

$$\frac{V_{th}}{V_{sh}} = \frac{Y_s}{Y_s + Y_c + GK} \tag{12}$$

$$\frac{i_{sh}}{V_{sh}} = \frac{Y_s(Y_c + GK)}{Y_s + Y_c + GK} \tag{13}$$

图 5(b) 是对应于式 (12)、(13) 的方块图. 因为是 GK 倍 V_{th} 的输入电流 i_{rh} , 使电源导纳 Y_s 的高次谐波压降增大, 故此入端高次谐波电压 V_{th} 被抑制. 由于整流电路将高次谐波电流 i_{rh} 引入, 则电源电流中的高次谐波分量 i_{sh} 将增大.

按式 (12) 式和 (13), 如果视高次谐波电压源为常数, 则 V_{th} 和 i_{sh} 在 $K=0$ 和 $K>0$ 时的比值分别为

$$\frac{V_{th}(K)}{V_{th}(0)} = \frac{1}{1 + \frac{GK}{Y_s + Y_c}} \tag{14}$$

$$\frac{i_{sh}(K)}{i_{sh}(0)} = \frac{1 + \frac{GK}{Y_c}}{1 + \frac{GK}{Y_s + Y_c}} \tag{15}$$

式 (14) 与式 (11) 相同, 从上式可以看出, K 值越大, V_{th} 受的抑制就越强烈. 在该实验系统中, Y_s 是感性的, Y_c 是容性的, 所以一般 $|Y_s + Y_c| < |Y_c|$. 则按式 (15), K 值越大, 抑制 i_{sh} 的效果就越显著. 由此可以看出 K 对抑制高次谐波的影响.

3 功率因数特性

一般从整流电路输入容量减低的观点看, 希望进行高功率因数的控制. 以下讨论决定整流电路输入电流畸变率的常数 K 对功率因数的影响.

设整流电路入端电压 V_i 的基波有效值为 V_1 , n 次谐波有效值为 V_n , 则入端电压 V_i 的畸变率为

$$D_v = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} V_n^2}}{V_1} \tag{16}$$

此外整流电路输入电流 i_r 的基波有效值为 I_1 , 高次谐波有效值为 I_n , 则

$$I_1 = GV_1 \tag{17}$$

$$I_n = GK V_n \tag{18}$$

将 D_v 代入整流器入端电压有效值 V_i , 输入电流有效值 I_r , 其乘积得输入功率 P_r , 则

$$V_i = \sqrt{V_1^2 + \sum_{n=2}^{\infty} V_n^2} = V_1 \sqrt{1 + D_v^2} \tag{19}$$

$$I_r = \sqrt{I_1^2 + \sum_{n=2}^{\infty} I_n^2} = GV_1 \sqrt{1 + K^2 D_v^2} \tag{20}$$

$$P_r = V_i I_1 + \sum_{n=2}^{\infty} V_n I_n = GV_1^2 (1 + K D_v^2) \tag{21}$$

$$\cos \varphi = \frac{P_r}{V_i I_r} = \frac{1 + K D_v^2}{\sqrt{1 + D_v^2} \sqrt{1 + K^2 D_v^2}} \tag{22}$$

图 6 表示电压畸变率 $D_v=10\%$ 时, 整流电路的功率因数特性. 由图可见 $K=1, \cos \varphi=1$. 故从整流电路侧看, 当 $K=1$ 时, 对输入电流波形控制是非常有效的.

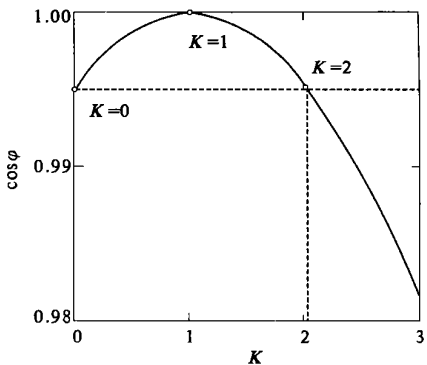


图 6 整流电路的功率因数特性
Fig. 6 Characteristic of power factor

从电源侧看, 若 $K>1$, 能获得更好的高次谐波抑制效果. 且 $\cos \varphi$ 能超过 $K=0$ 的数值 ($K=0, \cos \varphi=1/\sqrt{1+D_v^2}$), 由此得 K 的取值范围:

$$0 \leq K \leq \frac{2}{1 - D_v^2} \tag{23}$$

故此, 一般 $K=2$ 时, 可以取得较好的控制效果.

4 实验结果

4.1 实验系统的构成

实验系统如图 7 所示. 电源电压 $V_s=220\text{ V}$, $f=50\text{ Hz}$, $L_a=8\text{ mH}$, $R_s=0.65$, $L_s=1.68\text{ mH}$, $C=92.1\text{ }\mu\text{F}$. 实验结果表明: 在 320 Hz 附近, 发生高次谐波放大现象. 图 7 是实验用 2 kVA 整流电路系统的构成图, 其中补偿电容器 $C_d=500\text{ }\mu\text{F}$, 直流电压指令值 350 V , 整流电路的开关频率 10 kHz . 控制回路采用 DSP(TMS 320C 30) 用软件构成控制系统. 为了进行控制运算, 有必要将整流器输入端电压 V_i , 输入电流 i_r , 直流电压 V_d 通

过各检测器变成 12 位数据,送 DSP 处理.采样控制周期为每隔 $T_s=100\text{ }\mu\text{s}$,向 DSP 送一次数据.

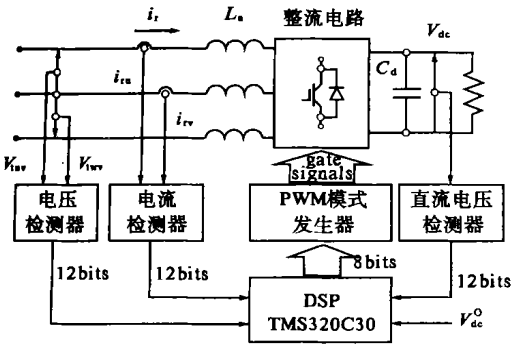


图 7 系统构成图
Fig. 7 System configuration

图 8 是整流电路控制系统的工作原理图.首先利用式(24)将输入端的线电压 V_{tuv} 、 V_{tw} 变换成各相的相电压 V_{tu} 、 V_{tv} 、 V_{tw} .

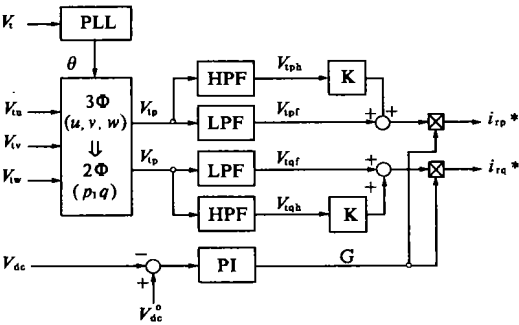


图 8 整流电路控制系统工作原理图
Fig. 8 Control system configuration of rectifier circuit

$$\begin{bmatrix} V_{tu} \\ V_{tv} \\ V_{tw} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{tuv} \\ V_{tvw} \\ V_{wtu} \end{bmatrix} \quad (24)$$

再用 $\frac{3}{2}$ 变换式将旋转坐标的电压变成正交坐标的电压,其方程式为式(25):

$$\begin{bmatrix} V_{tp} \\ V_{tq} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2}{3}\pi) & \cos(\theta + \frac{2}{3}\pi) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2}{3}\pi) & -\sin(\theta + \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{tu} \\ V_{tv} \\ V_{tw} \end{bmatrix} \quad (25)$$

V_{tp} 、 V_{tq} 的直流和交流分量分别有各自的基波和高次谐波.为了将基波和高次谐波分离,利用低通滤波器 LPF 将低频分量滤掉,再利用高通滤波器 HPF 将高频分量滤掉.从图 8 可以看出,入端电压的高次谐波分量 V_{tph} 、 V_{tqh} 被扩大 K 倍后,各自加

到基波成份 V_{tlf} 和 V_{tlf} 中,进一步与直流电压 V_{dc} 通过 H 调节器输出的 G 相乘,而获得指令电流 i_{rp}^* 和 i_{rq}^* ,进行输入电流波形的控制.

4.2 对高次谐波的抑制效果

实验用电源电压波形为三相对称正弦波,整流器是功率为 2kVA 的三相桥式全波整流器.当有高次谐波电流源存在时,按上述的控制方法,其实验结果如图 9 所示.表 1 为对不同 K 值,表示 U 相各部分的实验波形图.由表 1 可见,当 $K=2$ 时,对高次谐波的控制效果最好.若高次谐波电流源不存在,对高次谐波电压源的抑制效果,如表 2 所示,波形图省略,也是在 $K=2$ 时控制效果最佳.

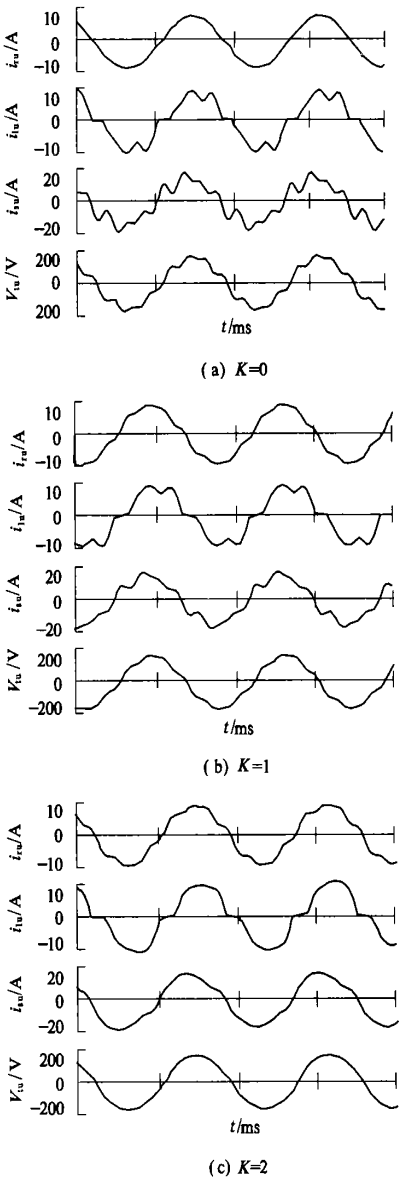


图 9 实验波形图
Fig. 9 Experimental waveforms for harmonic current source

表 1 实验结果(高次谐波电流源)

Tab .1 Experimental results for harmonic current source

K	$\cos \varphi$	$D_u/\%$	$D_{is}/\%$
0	0.99	1	0.997
1	8.6	5.3	2.3
2	30.2	18.2	6.3

表 2 实验结果(高次谐波电压源)

Table .2 Experimental results for harmonic vltage source

K	$\cos \varphi$	$D_u/\%$	$D_{is}/\%$
0	0.992	7.1	32.1
1	1	4.9	18.5
2	1	1.8	5.5

5 结束语

本文提出了抑制电源系统和整流电路中高次谐波的方法,并给出了高次谐波电压源控制和电

流源控制的数学模型,实验系统利用 DSP 实现电流波形的控制.在控制过程中,取不同的 K 值对电压畸变率和电流畸变及功率因数产生影响.理论计算和实验结果表明,当 $K=2$ 时,具有最佳的控制效果.这种对谐波的控制方法完全可以应用于大功率整流电路对高次谐波的补偿上.

参考文献:

[1] 王兆安,杨 军,刘进军.谐波抑制与无功补偿 [M].北京:机械工业出版社,1998.
[2] 张 波.电力有源滤波器的类型和关键技术[J].新技术新工艺,1998,(3):5~6.
[3] 杨 军,王兆安,邱关源.并联型电力有源滤波器直流侧电压的控制[J].电力电子技术,1996,(4):48~50.
[4] 刘和平,严立平,张学峰.DSP 结构原理及应用 [M].北京:北京航空航天大学出版社,2002.

Study on Current Waveform Control of High Power Factor Rectifier Circuit

ZENGling-quan , HUANG Gui -chun , HE Wen -ping , WANG zhi -xia

(Department of Electrical Engineering , Northeast Institute of Electric Power Engineering , Jilin 132012,China)

Abstract : This paper presents a new control method that differs from previous active power filter .It can control the input current waveform under DSP . The approach controls both power and high harmonic in the rectifier circuit and makes the power factor of the rectifier circuit become 1.Theoretical calculation and experimental result verify the vadility of this method ,which can be completely used to harmonic compensation and power factor compensation .
Key words : rectifier circuit ;inputting current waveform control ;high harmonic restrain ;power factor control ;DSP control