三相四线并联有源电力滤波器的数字控制
Digital Control of Three-phase Four wire Shunt Active Power Filter

陈仲　徐迎春　王磊　徐德鸿　浙江大学　(杭州 310027)
CHEN Zhong, XU Ying-chun, WANG Lei, XU De-hong(Zhejiang University(310027)

摘　要:本文介绍了三相四线并联型有源电力滤波器(APF)基于 DSP 的数字控制的设计。实验样机获得的结果表明,数字控制硬件简单、可靠;采用该控制的并联型 APF 能有效补偿非线性负载产生的谐波,补偿精度高,动态性能优越。

叙　词:谐波　有源电力滤波器(APF)　数字控制　数字信号处理器(DSP)

Abstract: This paper deals with the design and implementation of a digital controller based on DSP for a shunt active power filter used in three-phase four wire system. The results of prototype experiments verify the viability and effectiveness of the digital-controlled active filter, as well as good dynamic performance.

Keywords: harmonic; active power filter; digital control ; Digital Signal Processor

1　引　言

有源电力滤波器是一种动态抑制谐波和补偿无功的新型电力电子装置,补偿性能受系统频率变化、阻抗变化的影响小,是一种很有前途的谐波抑制装置[1, 2]。并联型有源电力滤波器的原理是向电网注入大小相等、方向相反的负载谐波以达到补偿目的,其相当于一个受控电流源。对 APF 控制设计而言,高精度、实时性的谐波检测以及合理的电流控制方法,直接影响着补偿性能。

传统的模拟控制较复杂,特别是谐波检测需要多个乘法器,硬件成本高,且易受温漂影响,存在着精度低、、抗干扰差以及电路复杂等缺陷。近年来,基于数字信号处理器、微控制器(MCU)和可编程逻辑器件(PLD)等实现的数字化控制在实际系统中受到更多的欢迎[3, 4, 5]。本文应用 DSP 芯片 TMS320F240 为核心实现了并联型有源滤波器的谐波检测和控制,详细介绍了数字控制的硬/软件设计。

2　系统构成和工作原理

应用于三相四线制系统的并联型有源电力滤波器的主电路结构如图 1 所示。拓扑为三桥臂电压源变流器(VSI) + 电容中点式,开关器件采用 IGBT。系统采用滞环电流控制策略,即将 DSP 发出的电流指令与实际的补偿器电流作滞环比较,产生 PWM 开关信号以使补偿电流跟踪电流指令,从而达到动态补偿非线性负载谐波的目的。

本文采用基于同步参考坐标系(Synchronous Reference Frame, 简称 SRF)的谐波检测策略,原理如图 2 所示。对三相负载电流 i_{La}, i_{Lb}, i_{Lc}进行采样后,先剔除其零序电流分量,再利用 dq 变换

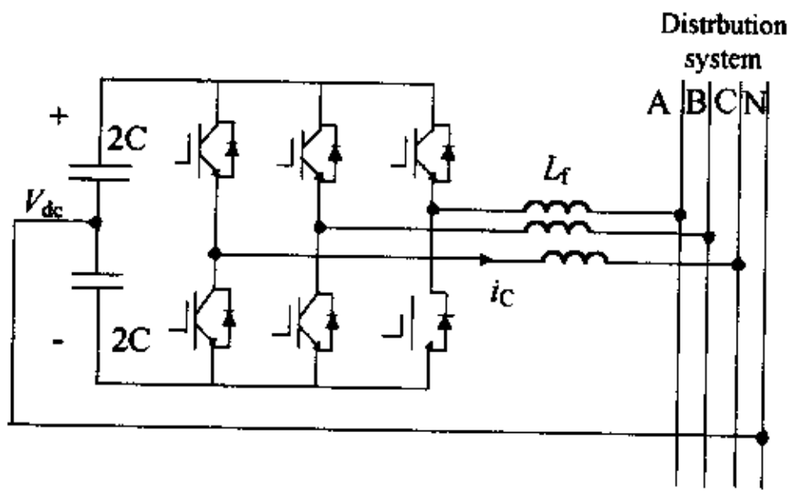


图 1　三相四线并联型 APF 主电路结构

将其变换到与 A 相电网电压同步旋转的参考坐标系中。在 SRF 中,基波有功电流分量成为直流量,可利用低通滤波器滤出,即为$\bar{i}_d$;而其它高次电流分量则为交变量。将直流侧电压控制的调节量 Δi_d 和$\bar{i}_d$相加并经 dq 反变换后,得到负载电流中的三相基

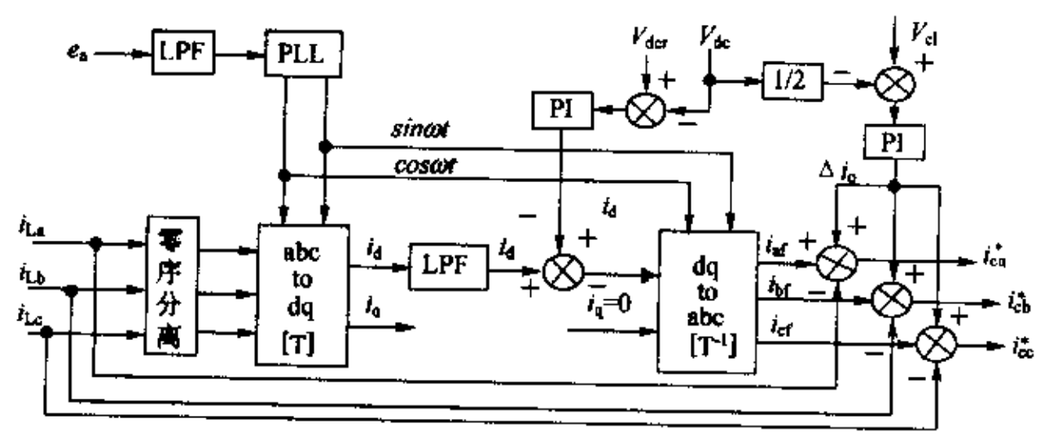


图 2　基于 SRF 的谐波检测原理

波电流有功分量 i_{af}, i_{bf}, i_{cf}。再与三相负载电流 i_{La}, i_{Lb}, i_{Lc}相减,即为三相补偿电流指令i_{ca}^*, i_{cb}^*, i_{cc}^*,其中包含非线性负载电流中的基波无功分量、谐波分量等。图 2 中坐标变换矩阵和反变换矩阵分别为:

$$T=\sqrt{\frac{2}{3}}\begin{bmatrix}\cos\theta & \cos(\theta-\frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta+\frac{2\pi}{3})\\ -\sin\theta & -\sin(\theta-\frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta+\frac{2\pi}{3})\end{bmatrix} \quad (1)$$

$$T^{-1}=\sqrt{\frac{2}{3}}\begin{bmatrix}\cos\theta & -\sin\theta\\ \cos(\theta-\frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta-\frac{2\pi}{3})\\ \cos(\theta+\frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta+\frac{2\pi}{3})\end{bmatrix} \quad (2)$$

3 硬件设计

对于采用负载电流检测方式的有源滤波器而言，影响 APF 系统补偿精度的主要因素除了主电路系统参数的选取外；就控制而言，采用数字控制相应带来的时间/相位延迟是需要在设计中给予针对性考虑的因素。

(1)硬件配置

控制电路的主要功能模块配置如图 3 所示，DSP 芯片为 TMS320F240，并利用芯片内置的 A/D，其转换时间最大不超过 6.6μs，以节省硬件成本、简化设计；D/A 器件为 MAX526，12 位并行输入；锁相环芯片为 CD4046，配合以计数器 CD4040 实现信号倍频。控制电路的主要功能为：将非线性负载的三相电流以及直流侧电压和均压误差调节量送入 DSP 内部 A/D 转换后进行处理。电网电压的过零同步信号及其经锁相环(PLL)256 倍频的输出信号送入 DSP，分别作为正弦表指针的复位信号与控制周期的起始信号。DSP 执行基于同步参考坐标系的算法，计算出三相补偿电流指令。该指令经 DSP 的并行口输出至 D/A 后再送至电流控制部分。以上主要任务包括 DSP 对电流和电压/均压调节量的 A/D 转换；DSP 谐波检测计算；D/A 转换等都在单个控制周期中完成的，因此数字控制造成的时间延迟最大不超过 1 个控制周期。

(2)信号检测环节中的滤波器设计

电流电压的检测均采用霍尔器件，其响应时间小于 1μs，di/dt 跟随精度大于 200A/μs。DSP 对谐波的计算需要检测三相负载电流、而电流滞环控制则需检测三相补偿电流。

为了避免三相负载电流检测信号 i_{La}，i_{Lb}，i_{Lc} 中的高频分量(主要为噪声)造成数字采样中的混叠现象，影响谐波检测的精度，必须设置抗混叠低通滤波器进行滤波；此外，再通过电平偏移等调理电路，使之变成单极性信号后，方能由同步采样/保持器保持送至 DSP 的 A/D 端口。由于采样频率选择为 12.8kHz，根据香农采样定理，被采样信号中的最高次分量频率应小于等于采样频率的一半，实际的抗混叠低通滤波器的截止频率选择为 6kHz。

在检测含有开关纹波分量的三相实际补偿电流 i_{ca}，i_{cb}，i_{cc} 时，采用二阶巴特沃斯低通滤波器。如图 4 示，电流滞环控制方式是实时比较电流指令与实际电流的误差和滞环宽度之间的关

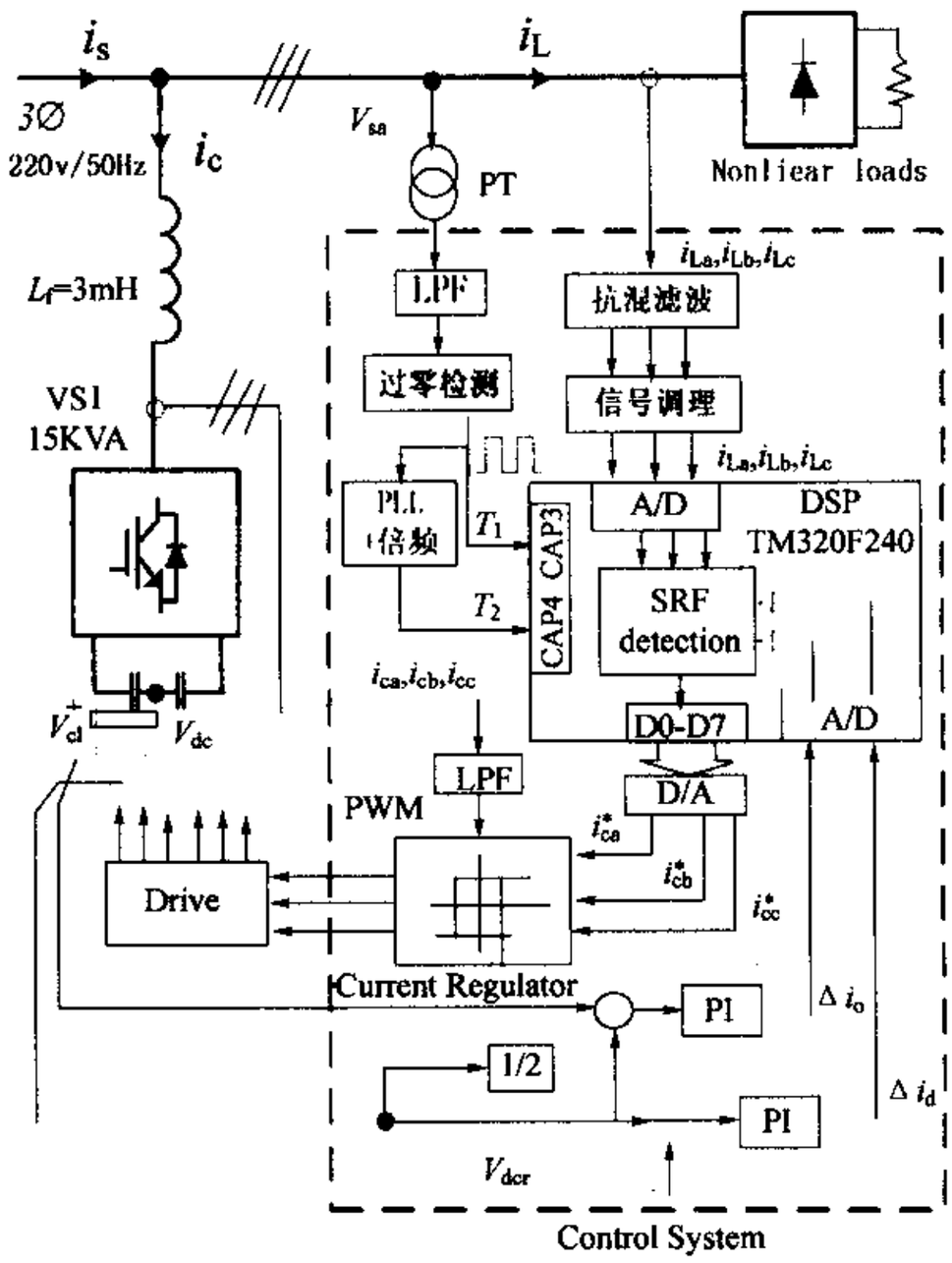


图 3 DSP 控制框图

系来确定开关动作的，所以如果该低通滤波器的截止频率过低(低于开关频率)，将不能反映电流的微小变化率，势必限制住开关频率，影响系统补偿性能，实验中也证明了这一点。所以截止频率的选取原则应该接近于开关频率。就中小功率的变流器而言，开关频率一般为 10～25KHz。实际选择该低通滤波器截止频率为 15kHz。

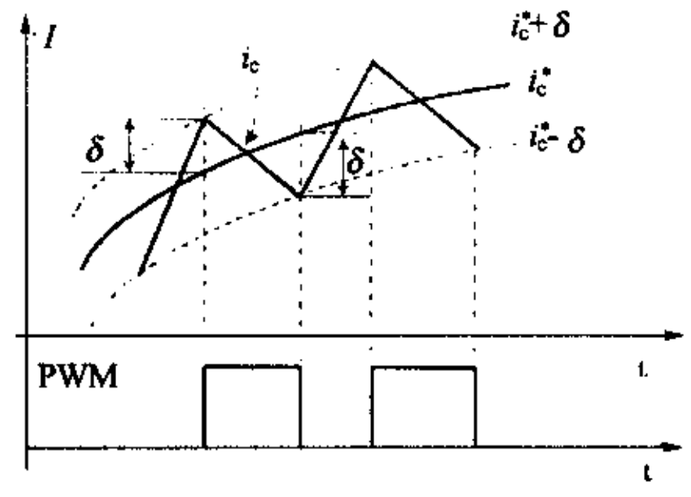


图 4 电流滞环比较控制

(3)基于 PLL 的同步采样/控制信号

电网 A 相电压 V_{sa} 通过隔离变压器进行检测，为了避免电网中可能存在的谐波，提高检测精度，设置了低通滤波器对其进行滤波后再送至比较器进行过零比较，产生一个上升沿和 A 相电压正过零同步的 50Hz 方波信号 T_1。一方面该方波由 DSP 的 CAP3 端口检测，作为执行算法中所用到的正弦表和余弦表的指

针复位信号;另一方面,经锁相环和256倍频后产生一个频率为12.8kHz的方波 T_2,经DSP的CAP4端口检测作为采样/控制周期。数字控制时序如图5所示。

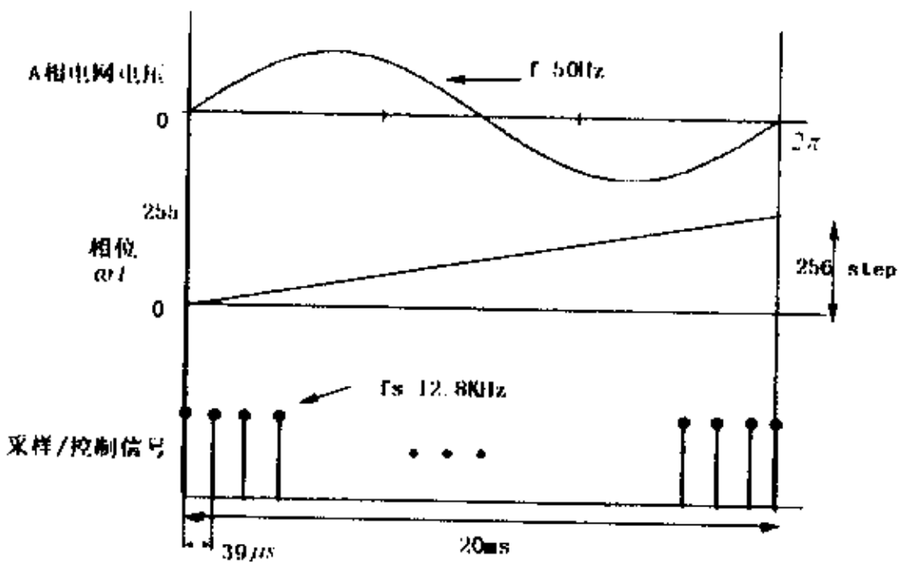


图5 数字控制时序

(4)直流侧电压和均压控制

直流侧电压检测量 V_{dc} 与基准值 V_{dcr} 的差值,经PI调节器后得到电压调节量 Δi_d;总电压检测量减半后与上电容电压检测量 V_{cl} 的差值,经PI调节器得到均压调节量 Δi_0。总电压调节的原理是通过产生一个基波有功电流分量,由电网和APF间基波有功功率的流动来调节APF直流侧电容电压大小;而均压调节则是在补偿电流指令中叠加一个零序分量,通过上下电容的充放电调节上下电容电压差。与电流控制相比,电压/均压控制环不需要太高的控制周期,实际取为20ms。而调节器比例系数和积分系数应受限制,不能取的过大,否则变化过快的电压/均压调节量叠加到指令电流上,将会引起振荡现象,使系统补偿性能恶化。

4 软件设计

本系统中DSP的功能为指令电流的计算,采用基于同步旋转坐标系的谐波检测策略,具有计算量少、检测精度不受电网电压畸变和不对称等因素影响,性能优异,且易于数字实现[5]。算法中在进行式(1)、(2)的坐标变换时,需使用正余弦信号。对此采用数字控制中常用的"查表法",即事先计算出正余弦值,各为256个点,放置于存储器中。在运算时直接调出使用,以此减少了程序处理时间。

(1)数字低通滤波器设计

在图2中,数字低通滤波器LPF的要求为滤去直流以外的各次谐波,对相位要求不高,故决定采用IIR滤波器。由于非线性负载电流中典型的5次与7次谐波经变换后在d-q坐标系中分别为4次与6次交变量,故将该滤波器截止频率设计在200Hz以下。但若截止频率选的太低,则响应速度变慢,综合考虑,选择二阶低通数字巴特沃思型滤波器,其截止频率为120Hz,频率200Hz时幅度已衰减至-20dB。数字滤波器计算频率选为3.2KHz。滤波器方程如下:

$$\bar{i}_d(k)=\frac{1}{8192}[13674\,\bar{i}_d(k-1)-5780\,\bar{i}_d(k-2)$$
$$+97\,\bar{i}_d(k)195\,\bar{i}_d(k-1)+97\,\bar{i}_d(k-2) \quad (3)$$

(2)软件抗干扰和软启动策略

在DSP中电网电压的过零同步信号及其256倍频的锁相环输出信号的上升沿检测是非常重要的。而实验中发现,当主电路功率较大时,DSP工作易受到干扰。由于CAP3口是一个复用I/O口,为了避免误检测,每次CAP3口检测到上升沿后,将CAP3口设置为I/O口(IOPC6),对输入信号的电平进行检测,10μs后再聪进行检测,假如上述两次都检测到高电平,则判定CAP3口检测到的上升沿是真实的,正弦表和余弦表的指针复位;否则判定CAP3口检测到的上升沿是虚假的。如此提高了DSP的抗干扰能力。

为了实现APF安全和平稳启动,事先将直流侧电容电压预充到600V,然后主电路投入电网。为了避免启动初期电压闭环的输出调节量过大而致使电容电压过冲,影响器件安全。在启动过程(10秒左右)中使直流侧电容电压基准值 V_{dcr} 从600VDC平稳增大到800VDC;同时DSP送出的电流指令采用了喇叭口策略,即将计算出的电流指令 i_{cdsp}^* 乘以系数k(t)得到最终的输出

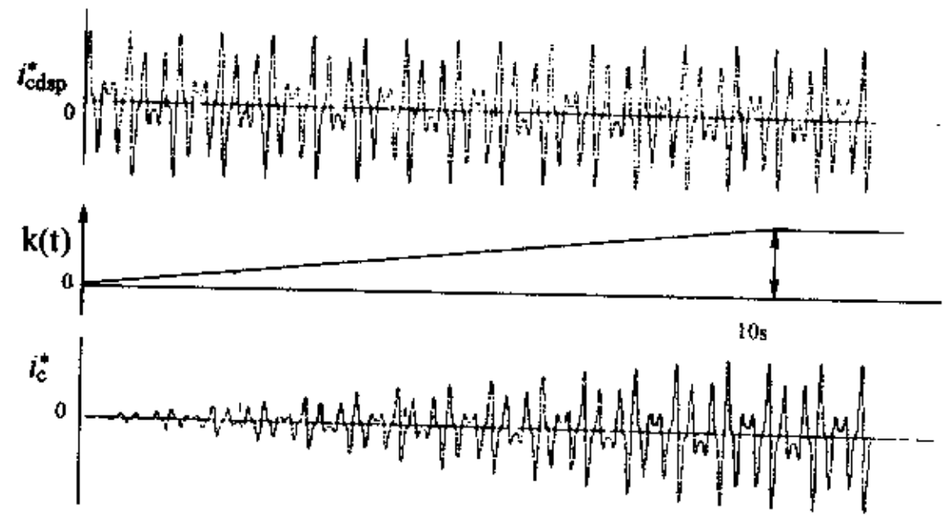


图6 软启动喇叭口策略

电流指令 i_c^*。k(t)在10秒内由零逐渐增大到1,之后保持为1。

图6和图7分别表示软启动的喇叭口策略和算法流程。通过如此精心的软启动设计,实验证明能够保证APF系统启动时电压上升平稳,无过冲现象。

5 实验

实验电路如图7所示,谐波源负载为带阻性负载的三相整流电路。

系统主要参数为:电网相电压有效值220V,交流侧滤波电感 $L_{fa}=L_{fb}=L_{fc}=3$mH;直流侧由两个2200μF的电容串联构成,电压控制在780V;,电流滞环宽度为0.8A。

图9是启动过程中的补偿电流指令,其幅值由零逐步增大至正常输出。图10为稳态下实验波形,整流器直流侧电流为20A,图中分别给出了负载电流、补偿后网侧电流和APF补偿电流。可见补偿前负载电流畸变严重,补偿后基本为一良好的正

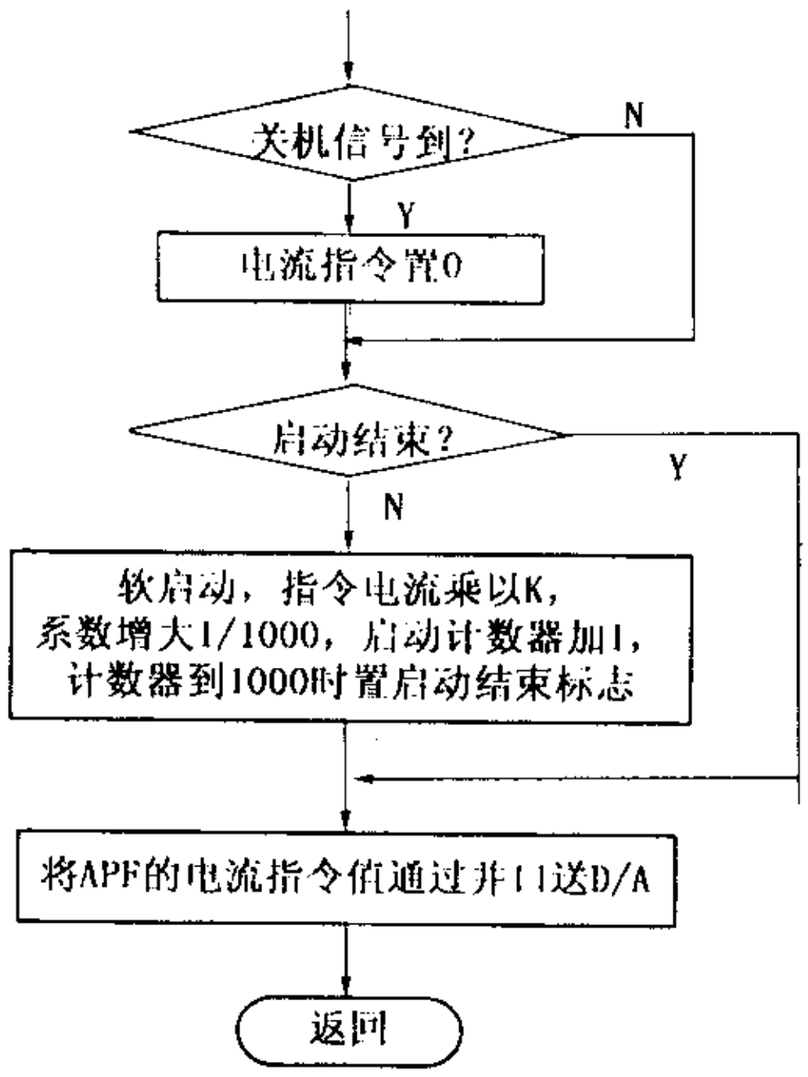


图 7　软启动算法流程

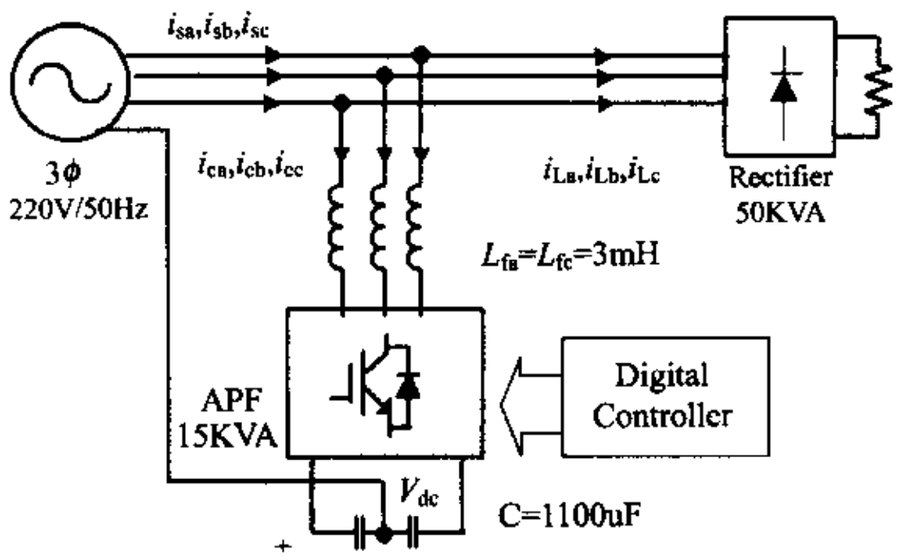
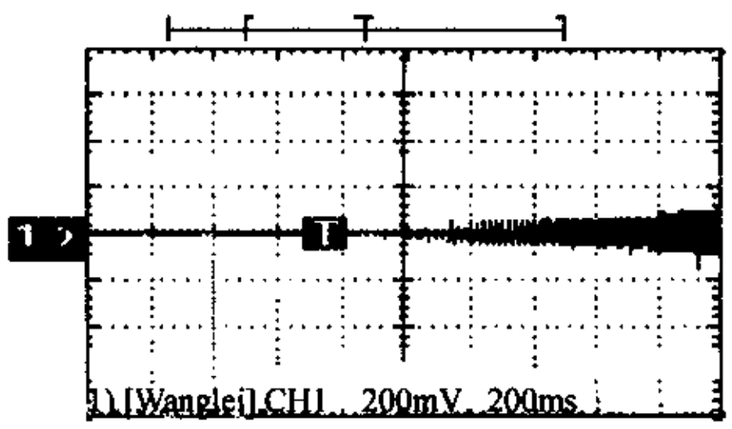


图 8　实验电路示意图



时间 t(0.2s/div)　指令电流 i_c(1.6A/div)

图 9　启动时指令电流波形

弦波形，补偿效果较好；图 11 为负载由 7.5A 突变至 15A 时系统工作各波形。可以看到，动态下系统响应快，调节时间短（小于 1/4 个工频周期）。

6　结论

本文介绍了基于 DSP 的三相四线并联型有源滤波器数字控制的设计和实现，具有控制精度高、动态性能优良的特点，能够应用于实际的有源滤波装置中。

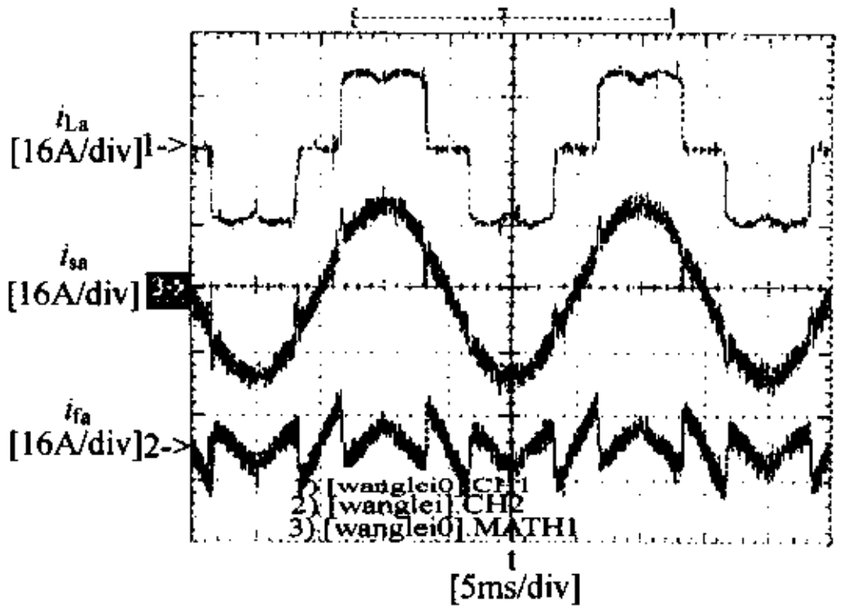


图 10　稳态下实验波形

(a)A 相负载电流　(b)补偿后 A 相电源电流

(c)APF 的 A 相补偿电流

图 11　负载突变下实验波形

(a)A 相负载电流　(b)补偿后 A 相电源电流

(c)APF 的 A 相补偿电流

7　致谢

本项目得到教育部高等学校骨干教师资助计划和台达电力电子科教基金的支持。

参考文献

[1] H. Akagi, Control strategy and site selection of a shunt active filter for damping of harmonic propagation in power distribution systems, IEEE Trans on Power Delivery, Feb. 1997, vol. 12: 354-363

[2] 王兆安，杨君，刘进军，谐波抑制和无功功率补偿，北京：机械工业出版社，1998

[3] 曹然，高亮，数字信号处理器(DSP)在串联型电力有源滤波器中的应用，电源技术应用，2001(6)：6-8

[4] M. Machmoum, DSP Based Control of Shunt Active Power Filters For Global or Selective Harmonics Compensation, Proc. Ninth International

(下转第 346 页)

5 结论

本文介绍了采用 DSP 开发系统实现谐波与无功电流的检测与分离。检测的算法全部采用软件形式来实现,从而硬件结构简单,克服了模拟系统的不足。实验结果同时表明检测效果较好,验证了数字方法的可行性与优越性。

参考文献

[1]王兆安、杨军 谐波抑制和无功功率补偿。北京:机械工业出版社,1998。

[2]罗世国 一种谐波与无功电流自适应检测方法。电工技术学报,1993 年 3 期。

[3]VascoSoares "An instantaneous active and reactive current component method for active filters" In: IEEE TRANSACTIONS POWER ELECTRONICS, VOL.15.NO4 2000:660~669。

[4]王群 高通和低通滤波器对谐波检测电路检测效果的影响研究。电工技术学报,1999 年 5 期。

作者简介



林霏,女,山东大学电力电子与电力传动专业硕士

李建明,男,山东大学华天公司总工程师,教授,主要从事 UPS 及有源滤波器等方向的研究

(上接第 353 页)

Conference on Harmonics and Quality of Power, 2000, vol. 2: 661-666

5. W. Shireen, Implementation of a DSP based active power filter for electric power distribution systems supplying nonlinear loads, Proc. IEEE APEC'2000, 2000, vol. 1: 438-442

6. W L Roux, The Effect of Signal Measurement and Processing Delay on the Compensation of Harmonics by PWM Converters, IEEE Trans on IE, 2000, vol. 47: 297-304

作者简介

陈仲 (1975 -),男,浙江大学电力电子技术专业博士生;

徐迎春(1979 -),男,浙江大学电力电子技术专业研究生;

王磊 (1975 -),男,2002 年浙江大学电力电子技术专业硕士毕业,现工作于上海 PHILIPS 照明电源公司;

徐德鸿 (1961 -),男,博士,浙江大学教授,博士生导师,研究方向为高频功率变换、基于电力电子的电力品质控制、电力电子先进控制的教育与研究工作。