

基于 DSP 的高压动态无功补偿控制器设计

张 立, 丘东元, 张 波

(华南理工大学 电力学院, 广东 广州 510640)

摘要: 利用低压动态无功补偿系统以及电磁耦合系统, 可以实现 10 kV 的高压动态无功补偿。根据高压动态无功补偿系统的需要, 研制了一个具有电网三相共补和三相分补功能的控制器。该控制器利用 DSP 芯片的捕获单元和 AD 模数转换单元分别完成电网频率测量和电网信号采样, 使用均方根算法和快速傅里叶算法(FFT)实现对采样数据的实时快速处理计算; 采用混合编码方式对共补电容容量进行了精确配置, 对电网的三相共补电容和分补电容实现了投切控制。实际运行结果表明, 该控制器稳定可靠, 补偿效果好。

关键词: 数字信号处理器; 高压; 无功补偿; 共补; 分补

中图分类号: TM 761

文献标识码: B

文章编号: 1006-6047(2010)03-0121-05

0 引言

介绍了一种基于电磁耦合装置和低压晶闸管动态无功补偿系统的高压无功补偿方案, 该方案摆脱了将电容器组直接投入高压系统的思路约束, 利用低压晶闸管动态无功补偿系统技术, 结合电磁耦合方式实现 10 kV 高压动态无功补偿。本文主要研究了适用于该高压无功补偿装置的控制器的设计, 分别介绍了控制器如何实现电网参数采样计算和电容投切控制等功能, 最后用实验结果证明了该控制器的可行性。

1 高压无功补偿系统工作原理

利用低压晶闸管动态无功补偿系统, 采用电磁耦合方式实现 10 kV 高压动态无功补偿装置, 如图 1 所示。该装置由 2 大部分组成: 一部分为主电路, 包括电磁耦合系统、晶闸管投切开关、补偿电容器(9 路共补电容器和 3 路分补电容器); 另一部分为控制系统, 即控制器。该装置的基本工作原理如下: 首先将 10 kV 等级的电压、电流信号通过电压、电流互感器转化成 100 V/5 A 等级的电压、电流, 再将 100 V/5 A 等级的电压、电流送至控制器进行采样处理, 控制器计算出有功功率、无功功率和功率因数等参数, 然后根据设定目标值产生投切控制信号, 驱动晶闸管投切电容器, 在低压侧产生的容性无功功率通过电磁耦合系统耦合到高压电网侧, 从而达到高压无功补偿的目的。

与现有 10 kV 晶闸管动态无功补偿系统相比, 该装置的特点是可靠性高, 由于高压侧无需采用多

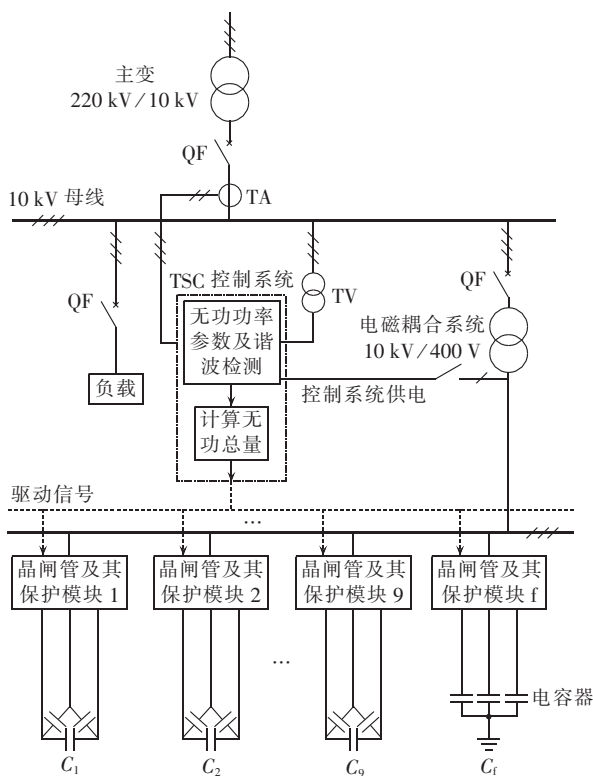


图 1 高压无功补偿装置结构图

Fig.1 Block diagram of high-voltage reactive power compensation device

个晶闸管的串联, 因此避免了由于晶闸管串联均压失败而导致的事故, 使高压无功补偿系统的可靠性达到了低压无功补偿系统的水平。

所设计的高压动态无功补偿装置控制器选用 TMS320 系列 DSP 控制芯片 TMS320LF2407A 为核心控制器。该芯片专门为实时信号处理而设计, 集高速运算处理能力和丰富的片内外设于一身, 特别适用于高性能数字控制系统, 能够满足动态无功补偿控制的实时检测和处理的要求^[4-5], 使控制器具有高精度、高可靠性、功能结构模块化和低成本等优点。

控制器首先将高压交流信号转化为 DSP 芯片

收稿日期: 2009-07-20; 修回日期: 2009-12-03

基金项目: 国家科技支撑计划(2008BAF34B09); 国家 863 高技术基金项目(2007AA05Z200); 国家自然科学基金项目(50877028); 广东省自然科学基金重点项目(8251064101000014); 广东省自然科学基金项目(07006515)

能够识别的低电压交流信号;然后将转换得到的低电压交流信号送至采样计算控制电路,采用软硬件相结合的方法实时同步采样电压和电流,并使用快速傅里叶算法和均方根算法计算得到基波电压有效值、基波电流有效值等电量参数,最后分析计算得到应补偿容性无功功率大小,进而对电容组电容进行投切,实现电网无功功率的动态补偿。

2 电网信号采样及计算原理

高压动态无功补偿装置控制器要采样 100 V/5 A 等级的三相电压、电流信号,必须先将 100 V/5 A 等级的交流信号转换为能被 DSP 芯片识别的 0~3.3 V 的模拟信号,然后送至 DSP 芯片进行采样处理。由于控制器要完成对三相电压、电流信号的 6 路采样,故需要 6 路电压信号调整电路,实现对 6 路低压信号的电压调整^[6]。

为了实现对电网电压、电流实时同步采样,本文采用的是硬件原理简单的软件同步采样^[7]:先由硬件测出被测信号的周期 T ,然后将周期 N 等分,则采样间隔为 $\Delta t = T/N$,其中 N 为 1 个周期内的采样点数,由此确定定时器的计数值 Δt ,用定时中断方式实现对被测信号同步采样。基于上述原理,本控制器采用 NE555 芯片构造的测频电路^[6],该电路将电网的正弦波信号转换为同频率的方波信号,然后利用 DSP 内部事件管理器(EVA)的捕获功能来测量电网频率,最终实现对三相电压、电流逐个周期的等间隔时间采样。该方法的优点是无需硬件同步电路,结构简单,结果准确。

本文研制的控制器采用均方根算法和快速傅里叶算法对各个电量参数进行计算^[8]。均方根算法根据连续周期交流信号的有效值及平均功率的定义,将连续信号离散化,用数值积分代替连续积分,得到有效值或平均值离散化的表达式。快速傅里叶算法是离散傅氏变换的快速算法,它是根据离散傅氏变换的奇、偶、虚、实等特性,对离散傅里叶变换的算法进行改进获得的,特别适合计算电网电压、电流基波及其各次谐波的有效值。下面简单介绍算法的原理。

连续周期电流信号的有效值计算公式为

$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i(t)^2 dt} \quad (1)$$

其中, $i(t)$ 为电流瞬时值, T 为交流信号周期。

将连续信号离散化,得:

$$I = K_i \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} i_k^2} \quad (2)$$

其中, i_k 为各个采样点的值, N 为一个周期内的采样点数, K_i 为电流采样硬件通道系数。

根据式(2),使用均方根求取交流参数时必须取 1 个整周期的波形计算,否则会产生误差^[9-11]。

对于连续时间函数 $f(t)$,其傅里叶级数的三角级数形式为

$$f(t) = f_0 + \sum_{h=1}^{\infty} (a_h \cos h\omega_1 t + b_h \sin h\omega_1 t) \quad (3)$$

其中, $\omega_1 = \frac{2\pi}{T}$ 为周期函数的角频率, h 为谐波次数,

$$a_h = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cos h\omega_1 t dt, b_h = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \sin h\omega_1 t dt.$$

对于采样所得到的离散时间序列 $\{f_k\}$, $dt = \frac{T}{N}$,

$$h\omega_1 t = h \frac{2\pi}{T} k \frac{T}{N} = \frac{2\pi}{N} kh, \text{将 } a_h \text{ 和 } b_h \text{ 表达式离散化,}$$

可得:

$$a_h = \frac{2}{T} \sum_{k=0}^{N-1} f_k \cos \frac{2\pi}{N} kh \frac{T}{N} = \frac{2}{N} \sum_{k=0}^{N-1} f_k \cos \frac{2\pi}{N} kh \quad (4)$$

$$b_h = \frac{2}{T} \sum_{k=0}^{N-1} f_k \sin \frac{2\pi}{N} kh \frac{T}{N} = \frac{2}{N} \sum_{k=0}^{N-1} f_k \sin \frac{2\pi}{N} kh \quad (5)$$

本文只需要计算基波电量参数,故基波信号有效值及其相角分别为

$$f_1 = \sqrt{(a_1^2 + b_1^2)/2} \quad (6)$$

$$\varphi = \arctan(b_1/a_1) \quad (7)$$

将各个采样点值代入上述公式可得到基波电压有效值及其相角为

$$U_{RMS} = \frac{\sqrt{2} K_u}{N} \times \sqrt{\left(\sum_{k=0}^{N-1} u_k \cos \frac{2\pi}{N} k \right)^2 + \left(\sum_{k=0}^{N-1} u_k \sin \frac{2\pi}{N} k \right)^2} \quad (8)$$

$$\varphi_u = \arctan \frac{\sum_{k=0}^{N-1} u_k \sin \frac{2\pi}{N} k}{\sum_{k=0}^{N-1} u_k \cos \frac{2\pi}{N} k} \quad (9)$$

其中, K_u 为电压采样硬件通道系数。

同理可得基波电流有效值及其相角为

$$I_{RMS} = \frac{\sqrt{2} K_i}{N} \times \sqrt{\left(\sum_{k=0}^{N-1} i_k \cos \frac{2\pi}{N} k \right)^2 + \left(\sum_{k=0}^{N-1} i_k \sin \frac{2\pi}{N} k \right)^2} \quad (10)$$

$$\varphi_i = \arctan \frac{\sum_{k=0}^{N-1} i_k \sin \frac{2\pi}{N} k}{\sum_{k=0}^{N-1} i_k \cos \frac{2\pi}{N} k} \quad (11)$$

由此可以进一步得到相位差、有功功率、无功功率和谐波畸变率等参数:

$$\varphi_{u-i} = \varphi_u - \varphi_i \quad (12)$$

$$P = U_{RMS} I_{RMS} \cos(\varphi_u - \varphi_i) \quad (13)$$

$$Q = U_{RMS} I_{RMS} \sin(\varphi_u - \varphi_i) \quad (14)$$

$$THD_i = \sqrt{P^2 - I_{RMS}^2} / I_{RMS} \quad (15)$$

按照上述公式便可计算得到所需的各个电量参数。

3 投切电容控制

考虑到电网三相无功功率不平衡,本文研制的控制器需实现三相共补与分补投切控制^[12],以无功功率作为投切电容的计算依据,以设定的功率因数作为约束条件,过压、欠压、谐波畸变和小电流保护

相配合,即在过压、欠压、谐波畸变和小电流时切除所有电容器以保护电容器,实现了对电容器投切的复合逻辑控制。

如图1所示,所设计的高压动态无功补偿系统需要9路共补电容和3路分补电容,其中三相共补电容采用三角形接线方式,三相分补电容采用星形接线方式。

3.1 三相信号的采样计算

为了实现三相共补和分补投切控制,需实时计算各相无功功率值等电量参数。本文研制的控制器在程序中利用变量 CHANNEL_SEL 作为各相的选择标志,使控制器依次采样各相电压、电流并计算出各相电量参数。三相信号的采样计算方法如图2所示。

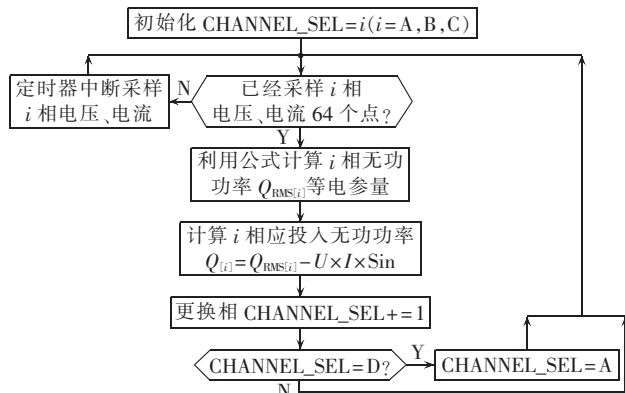


图2 三相信号的采样计算程序流程图

Fig.2 Flowchart of three-phase signal sampling and calculation

如图2所示,控制器首先将变量 CHANNEL_SEL 定义为 $i(i=A, B, C)$ 相,然后对 i 相信号进行采样,实时计算出 i 相无功功率 $Q_{RMS[i]}$ 等电量参数,并算出系统达到设定功率因数 Sin 时应投入的容性无功功率 $Q[i]$,其计算公式为

$$Q[i] = Q_{RMS[i]} - U \times I \times \text{Sin} \quad (16)$$

其中, U 为相电压的有效值, I 为相电流的有效值, $Q_{RMS[i]}$ 为当前各相无功功率,可由式(14)求得。

至此 i 相的各个电量参数计算完毕,此时更换变量 CHANNEL_SEL 值计算另外两相的电量参数及其应投入的容性无功功率值。由此可知,每次负载改变,至少需要3个电网周期才能完成各相电量参数的更新。

3.2 电容投切信号

为了提高动态补偿的补偿精度和实现电容循环投切,本控制器在共补电容值分配上采用的二进制编码和等值编码相结合的混合编码方式^[13-14],即1244...编码。若最小的共补电容器的电容量为 $C_{[0]}$,编码1、2、4对应的补偿电容器组容量分别为 $C_{[0]}$ 、 $2C_{[0]}$ 和 $4C_{[0]}$,那么9路共补的总容量为 $31C_{[0]}$ 。

由于本文设计的控制器共控制9路共补电容和3路分补电容,12路的投切信号状态存储在16位变量 PORT 的低12位中,且1表示电容投入,0表示电容切除。由于负载的变化,控制器需要根据实时计算

得到的各相电量参数更新投切的电容量,以满足动态无功补偿的要求。为了得到电容的投切信号,首先需要逐个读取存储于变量 PORT 低12位中的投切信号状态,由于12路补偿电容的容量是固定的,因此可以计算得到已经投入的各相共补容性无功功率 Q_{C_TEMP} 和各相分补容性无功功率 $Q_{TEMP[i]}$ 。为了取得更好的无功补偿效果并防止系统因投切振荡而崩溃,所研制的控制器还设置了投切阈值,其中投入阈值 $C_{PLUS} = 0.8C_{[0]}$,而切除阈值 $C_{MINUS} = 0.5C_{[0]}$, $C_{[0]}$ 为最小共补电容容量^[13]。需投切的无功功率 $Q_{f[i]}$ 的计算流程图如图3所示。

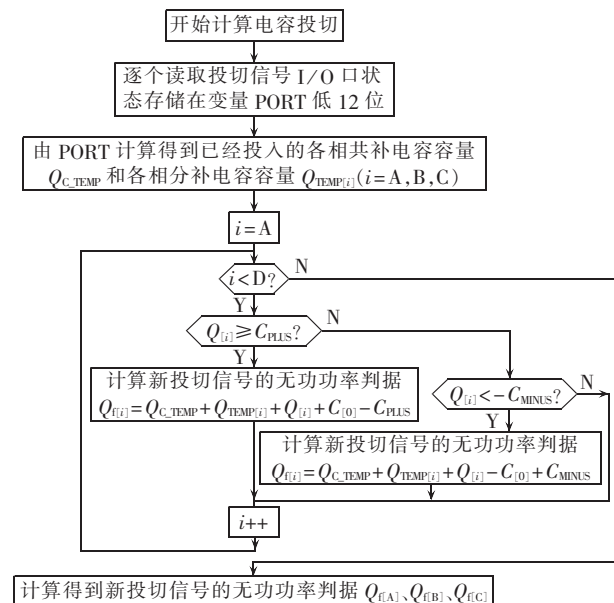


图3 计算需投切无功功率 $Q_{f[i]}$ 的流程图

Fig.3 Flowchart of desired reactive power $Q_{f[i]}$ calculation

需投的无功功率 $Q_{f[i]}$ 的计算原理为:将已经投入的各相共补容性无功功率 Q_{C_TEMP} 和各相分补容性无功功率 $Q_{TEMP[i]}$ 相加,得到各相已经投入的容性无功功率总和;考虑到投入阈值和切除阈值的处理^[13],当 $Q[i] \geq C_{PLUS}$ 时,当前各相应该投入容性无功功率为 $Q[i] + C_{[0]} - C_{PLUS}$,当 $Q[i] < -C_{MINUS}$ 时,当前各相应该投入容性无功功率为 $Q[i] - C_{[0]} + C_{MINUS}$;最后将各相已经投入的容性无功功率总和与考虑投切阈值时当前各相应该投入容性无功功率相加得到各相需投切的无功功率 $Q_{f[i]}$ 。其计算公式为

当 $Q[i] \geq C_{PLUS}$ 时

$$Q_{f[i]} = Q_{C_TEMP} + Q_{TEMP[i]} + Q[i] + C_{[0]} - C_{PLUS} \quad (17)$$

当 $Q[i] < -C_{MINUS}$ 时

$$Q_{f[i]} = Q_{C_TEMP} + Q_{TEMP[i]} + Q[i] - C_{[0]} + C_{MINUS} \quad (18)$$

由于系统同时采用三相共补和三相分补,因此需要对需投切的无功功率 $Q_{f[i]}$ 进行分析,得到新的共补电容器组和分补电容组的投切信号,计算流程图如图4所示。

本文以之前计算得到的各相需投的无功功率 $Q_{f[i]}$ 中的最小值 Q_g ,即 $Q_g = \min(Q_{f[A]}, Q_{f[B]}, Q_{f[C]})$ 作为共补无功容量的依据,然后根据共补电容器组的容

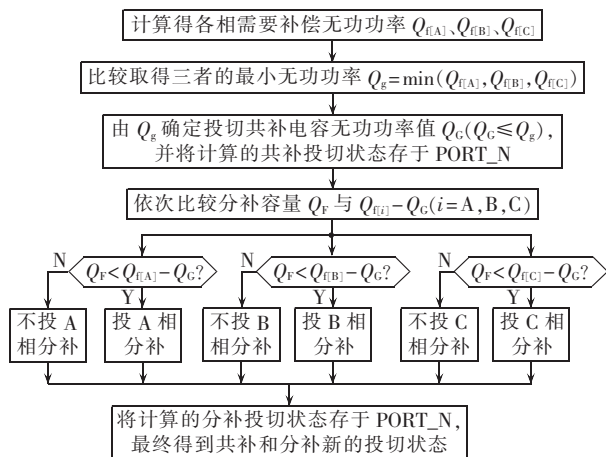


图 4 计算电容投切信号的流程图

Fig.4 Flowchart of capacitor switching signal calculation

量大小和 Q_g 值确定实际投入的共补无功容量 Q_G 。本文中 Q_F 是分补电容器的容量,分补投切判据是利用 $Q_F < Q_{F(i)} - Q_G$ 式确定^[12],以适应三相负荷不平衡状况。上述计算所得到新的投切状态信号存于 16 位变量 PORT_N 低 12 位中,投入电容用 1 表示,切除电容用 0 表示。

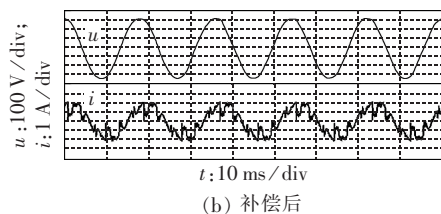
最后将新的投切信号变量值 PORT_N 与原来的投切信号变量值 PORT 比较,若两者不相等则重新发出投切电容器组的信号,否则保持原来电容投切状态。

4 实验结果

为验证本文所设计的高压动态无功补偿控制器的可行性,在实验室中建立了模拟高压动态无功补偿系统:利用线电压为 380 V 的市电模拟高压电网,而用线电压为 150 V 的交流源模拟低压侧,自耦变压器变比为 380 V/150 V,负载为接在 380 V 侧的电阻箱和电抗器,补偿电容接在 150 V 侧,模拟实验时只采用了 2 组共补电容,每组容量分别为 15 kvar 和 7.5 kvar,额定电压均为 400 V,额定电流分别为 21.7 A 和 10.8 A,三角形连接。

补偿前电压、电流波形如图 5(a)所示,其功率因数为 0.446;补偿后电压、电流波形如图 5(b)所示,其功率因数为 0.948。由于电容器的非线性特性,补偿后给实验系统带来了一定的谐波。

为了检验控制器动态响应时间,测量了从感性负载投入到控制器发出投切信号的响应时间。实验波形如图 6 所示,分别为投切电容器信号的电压波形 u 和模拟高压侧的系统电流波形 i ,感性负载投



(b) 补偿后

图 5 补偿前后的电网电压、电流波形
Fig.5 Voltage and current waveforms before and after compensation

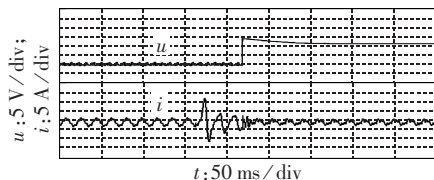


图 6 控制器动态响应波形

Fig.6 Dynamic response of controller

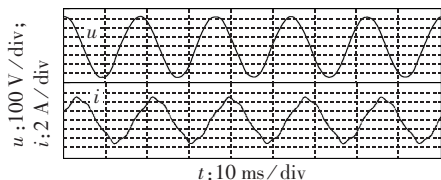
入瞬间会有一定的涌流^[15],响应时间约为 60 ms,即 3 个电网周期,实验结果与理论设计相符。

5 结语

本文介绍了一种利用低压动态无功补偿系统和电磁耦合方式实现 10 kV 高压动态无功补偿方案,控制器以 DSP 芯片 TMS320LF2407A 作为核心控制器,采用了均方根算法和快速傅里叶变换算法实现对交流信号的快速同步地计算处理,能实时跟踪计算电网系统的无功功率变化投切补偿电容器,保证了动态无功补偿的实时性。该控制器采用三相共补和三相分补的补偿策略,既保证了各相补偿容量也提高了各相补偿容量精度。实际运行结果表明,该控制器稳定可靠,检测计算精度高,控制补偿效果好,具有很好的实用价值。

参考文献:

- [1] 王兆安,杨军. 谐波抑制和无功功率补偿[M]. 北京:机械工业出版社,1998:6-8.
- [2] 陈劲操. 就地无功补偿策略研究及实现[J]. 电力自动化设备, 2002, 22(9): 63-65.
CHEN Jincao. Research and realization of field var compensation tactics[J]. Electric Power Automation Equipment, 2002, 22(9): 63-65.
- [3] 徐政. 基于晶闸管的柔性交流输电控制装置[M]. 北京:机械工业出版社,2005:60-68.
- [4] 袁光明,张波,王丹. 基于 DSP 的配电及综合测控装置数据高精度处理[J]. 电测与仪表, 2005, 42(1): 45-48.
YUAN Guangming, ZHANG Bo, WANG Dan. High precision processing for the data of the distribution and synthetic measurement and control equipment based on DSP [J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2005, 42(1): 45-48.
- [5] 侯文清,张波,丘东元,等. 基于 DSP 的电能质量检测与无功补偿综合测控装置[J]. 仪器仪表学报, 2007, 28(1): 120-127.
HOU Wenqing, ZHANG Bo, QIU Dongyuan, et al. A DSP measure-control device for power quality detection and reactive power compensation[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2007, 28(1): 120-127.
- [6] 李兴华,张波,丘东元,等. 基于 DSP 控制的动态无功补偿装置设计[J]. 仪器仪表学报, 2008, 29(8): 1719-1724.



(a) 补偿前

- LI Xinghua,ZHANG Bo,QIU Dongyuan,et al. Optimum design of DSP controlled dynamic reactive power compensation design [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2008, 29(8): 1719-1724.
- [7] 毛晓波,吕建明. 电力参数的交流采样技术及软硬件设计研究[J]. 仪器仪表学报, 2001, 22(4): 195-196.
- MAO Xiaobo,LÜ Jianming. AC sampling technology of power systems parameters and its software and hardware designing methods[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2001, 22(4): 195-196.
- [8] 胡广书. 数字信号处理——理论、算法与实现[M]. 北京:清华大学出版社, 2003: 112-126.
- [9] 周志宇,李裕能,郭松梅,等. 基于DSP的同步交流采样技术[J]. 电力自动化设备, 2006, 26(5): 57-60.
- ZHOU Zhiyu,LI Yuneng,GUO Songmei,et al. Synchronous AC sampling technologies based on DSP[J]. Electric Power Automation Equipment, 2006, 26(5): 57-60.
- [10] 黄纯,何怡刚,江亚群,等. 交流采样同步方法的分析与改进[J]. 中国电机工程学报, 2002, 22(9): 38-42.
- HUANG Chun,HE Yigang,JIANG Yaqun,et al. Analysis and improvement of synchronization technique for AC sampling[J]. Proceedings of the CSEE, 2002, 22(9): 38-42.
- [11] 裴亚强,秦娟,胡仁杰. 频率变化时交流采样算法分析[J]. 电力自动化设备, 2004, 24(9): 24-26.
- PEI Yaqiang,QIN Juan,HU Renjie. Research of AC sampling when frequency is unsteady [J]. Electric Power Automation Equipment, 2004, 24(9): 24-26.
- [12] 景翔,陈歆技,吴杰. 三相不平衡系统的无功补偿控制[J]. 电力自动化设备, 2003, 23(1): 1-3.
- JING Xiang,CHEN Xinji,WU Jie. Reactive power compensation of unbalanced three-phase system[J]. Electric Power Automation Equipment, 2003, 23(1): 1-3.
- [13] 袁光明,张波,王丹,等. 晶闸管投切电容的最佳编码方式与最优投切阈值的数学分析和应用[J]. 电网技术, 2004, 28(23): 43-46.
- YUAN Guangming,ZHANG Bo,WANG Dan,et al. Mathematical analysis and application of optimum encoding mode and optimal switching threshold for thyristor switching capacitors [J]. Power System Technology, 2004, 28(23): 43-46.
- [14] 孙宏国. 动态无功无级柔性补偿控制系统的研究[J]. 电力自动化设备, 2002, 22(12): 30-31.
- SUN Hongguo. Research on dynamic continuous flexible control system of reactive power compensation[J]. Electric Power Automation Equipment, 2002, 22(12): 30-31.
- [15] 王松,王翔,曹阳,等. 计及磁动态特性的变压器励磁涌流机理分析[J]. 电力系统保护与控制, 2008, 36(15): 27-32.
- WANG Song,WANG Xiang,CAO Yang,et al. Principle of the magnetizing inrush current in transformer with magnetic hysteresis characteristics[J]. Power System Protection and Control, 2008, 36(15): 27-32.

(责任编辑: 康鲁豫)

作者简介:

张立(1985-),男,湖北荆州人,硕士研究生,主要从事电力电子装置与系统研究(E-mail: zhangliscut@163.com);

丘东元(1972-),女,广东广州人,副教授,博士,主要研究电力电子系统与装置、开关电源、潜电路在开关电源中的应用等;

张波(1962-),男,福建三明人,教授,博士研究生导师,博士,主要研究电力电子装置及应用、国内外非线性分析、混沌控制理论及应用、潜电路分析及无线输电系统等。

Design of DSP-based controller for high-voltage dynamic reactive power compensation

ZHANG Li, QIU Dongyuan, ZHANG Bo

(School of Electric Power, South China University of Technology, Guangzhou 510640, China)

Abstract: 10 kV high-voltage dynamic reactive power compensation could be implemented with low-voltage dynamic reactive power compensation system and electromagnetic coupling system. A controller for both three-phase compensation and phase-splitting compensation is developed according to the requirements of high-voltage reactive power compensation system. It applies the capture unit and ADC unit of DSP to sample the grid frequency and signals respectively, and quickly processes the sampled data with RMS algorithm and FFT algorithm in real-time. The mixed coding mode is adopted to precisely distribute the three-phase compensation capacity and the switching of three-phase compensation capacitors and phase-splitting compensation capacitors are controlled. The experimental results show that the controller is stable and reliable, with excellent compensation effect.

This work is supported by the National Key Technology Research and Development Program of China (2008BAF34B09), the National High-tech Research and Development Program of China (863 Program) (2007AA05Z200), the National Natural Science Foundation of China (50877028), the Major Natural Science Foundation of Guangdong Province (8251064101000014) and the Natural Science Foundation of Guangdong Province (07006515).

Key words: digital signal processor; high-voltage; reactive power compensation; three-phase compensation; phase-splitting compensation