

数字化电力电压测量信号的功率放大系统

张方军, 徐 振

(浙江机电职业技术学院 电气工程系, 浙江 杭州 310053)

摘要: 基于电容式电压互感器的电力电压测量现状, 对电容分压器驱动负荷能力小, 要求二次侧开路或接入高阻抗负载时才能保证测量精度的问题作了分析。提出了应用于电压互感器二次侧的基于数字信号处理器(DSP)的高精度信号放大系统。电压测量放大系统由输入功率因数校正和逆变两部分双环控制系统组成。详细阐述了 DSP 在逆变系统中的应用、系统的采样和控制时序。基于 DSP 的电压测量功率放大器的样机已研制, 实验结果表明, 该数字化电力电压信号放大器精度高、性能良好。

关键词: 数字信号处理器; 功率放大器; 数字化逆变器

中图分类号: TM 933.2

文献标识码: A

文章编号: 1006-6047(2005)08-0070-03

0 引言

现在广泛应用于电力系统高压测量的是电磁式电压互感器和电容式电压互感器(CVT)^[1]。其中电磁式电压互感器正被 CVT 代替。CVT 的工作原理是电力系统高压信号通过电容器分压, 使一次电压变换为适当的中间电压, 再用中间变压器将中间电压变为二次电压, 并采用电抗器补偿分压电容器的容抗, 使电抗器的电抗与中间变压器的感抗之和与等值容抗在工频下调谐, 消除容抗压降随二次负荷变化而引起的二次电压的剧变。

但是, 这样的电容分压器能驱动的负荷极小, 它只有在二次侧开路或接入高阻抗负载时(如静电电压表或真空管电压表等小负荷)才可能, 否则读数将不准确。在实际使用中, CVT 的二次回路常带有很大的负荷。为了提高它的负荷能力可采用电感补偿, 即在一次侧加装 1 个感抗抵消容抗, 这样, 流过补偿电抗器的电流较大, 它在补偿电抗器线圈的直流电阻产生较大的压降, 由于受电抗器品质因数的限制, 必须通过阻抗变换, 用 1 个中间变压器将 1 个较小的负荷阻抗转换成 1 个较大的阻抗, 方能满足较大负荷的需要, 所以 CVT 由电容分压器、中间变压器和补偿电抗器组成。

但是电容和串入的电感所组成的电路有可能产生铁磁谐振^[2-4]。当 CVT 一次侧发生强电压冲击、或二次短路又突然消除时, 都会产生铁磁谐振。为了保证 CVT 的测量准确度, 总是把回路中的串联电阻设计得很小, 单靠其本身电阻阻尼谐振是不可能的, 必须设置阻尼器进行阻尼。可阻尼器的储能往往又对瞬变响应有不可忽略的影响^[3,4]。

现在对于电力系统测量中的上述问题的解决不

外乎从改进消谐阻尼器和补偿电抗器上着手^[3,4], 但是无法根本解决上述固有问题。本文在分析电力系统目前高压测量系统现状的基础上, 提出了在电容互感器的二次侧设计 1 个测量信号的高精度放大器, 二次侧只要给该测量放大系统一个几乎不带功率的信号, 就可以解决传统式单一互感器带来的电磁谐振和瞬变响应引起的问题。

1 DSP 电压测量信号放大系统

全数字控制的电力系统电压测量信号的高精度高性能放大器实际上是一个数字逆变电源系统^[5]。其系统框图如图 1 所示, U_{sin} 为输入的电力系统电压测量信号, 通过数字信号处理器(DSP)的控制, 在逆变系统中将该测量信号功率放大, 从而获得和输入电压信号吻合的高精度可带大负载的输出测量信号, 如图中的 $U_{\text{sin,out}}$ 所示。交流输入端的功率因数校正正是 1 个 AC/DC 变换器, 它完成输入的整流, 同时控制输入电流为正弦波, 从而达到很高的输入功率因数。功率因数校正部分还控制直流电压恒定, 不随输入的变化而改变, 从而为下级的逆变系统提供稳定的直流电源。

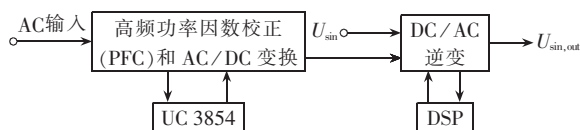


图 1 电压测量信号放大器的基本框图

Fig.1 The block diagram of signal amplifier for voltage measurement

框图主要有输入功率因数校正和逆变 2 个部分, 所有的功率部分由 1 块 F240 控制。2 个功率部分都是 1 个单独的控制系统, 输入功率因数校正和逆变部分都是双环控制系统, 1 个电流环, 1 个电压环。为保证逆变高精度算法的实现, 这里 PFC 的前级采用 UC 3854 实现, 而把 F240 芯片的空间和

时间全部留给关键的 DC/AC 实现高精度算法的控制。每秒执行 20 M 条指令,使 F 240 能对逆变系统实时双环控制。该器件还集成了本系统所需的一些外围设备。

在 DSP 系统需要 3 个采样信号给逆变双环控制系统,包括输入电压测量信号 U_{in} 、输出电压测量信号 U_{out} 、输出电流 I_o 等。F 240 通过 3 个集成 A/D 转换通道对这些信号采样,CPU 实现高精度的控制算法^[6,7],计算出所需的 PWM 占空周期。

计算出来的占空值送到芯片的集成 PWM 模块中产生 PWM 输出去控制逆变功率模块的开关管。芯片中含有可编程死区控制模块,可以防止桥电路中 2 个管的直通现象。死区时间可以编程使 2 个管的开通时间不重合。F 240 的输入脚 PDPINT 用于在过流或短路情况下关闭所有的 PWM 输出,这样就很方便地关闭了所有的功率模块,保护了系统。

图 2 所示为基于 DSP 控制的电压信号放大系统主回路的拓扑图。主要由输入功率因数校正、逆变和输出滤波器等部分组成。需要注意的是输入和输出有公共的中性线,为提高安全性,可在前级的 AC 电源端加 1 个交流隔离变压器,也可作交流电源变换用。为了提高控制精度和电源质量,直流部分和逆变部分均采用双环控制。

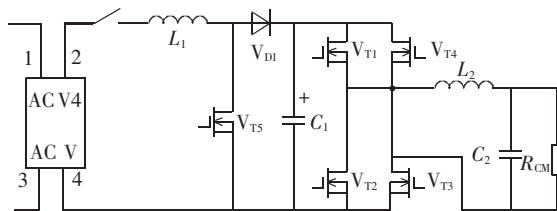


图 2 基于 DSP 控制的电压信号放大系统主回路拓扑图
Fig.2 The main circuit topology of voltage signal amplifier system controlled by DSP

图 2 中输入功率因数校正部分由功率管 V_{T5} , L_1 , 二极管 V_{D1} , C_1 组成,它能够为逆变提供直流电源。输出部分由 C_1 , 功率管 V_{T1} , V_{T2} , V_{T3} , V_{T4} , L_2 , C_2 等组成,它能够产生系统所需的与输入正弦参考信号吻合的交流电压。

2 DSP 在逆变系统中的应用

为实现系统的高精度,逆变系统应用 DSP 实现,而前级 PFC 则由硬件实现;数字化系统能更快和更高精度地实现信号的逆变输出信号跟踪电压输入信号,且线路简单,更方便更新算法和升级数字处理器。

本系统的 DSP 芯片采用德州仪器公司的 TMS 320F 240(简称 F 240),F 240 有集成的外设^[8]尤其适合控制用。这些包括:模拟数字转换器、PWM 输出、定时器、保护电路、串行通信及其他功能。芯片的高速运算和集成的电力电子外围设备使得逆变系统完全数字控制成为可能。F 240 的许多指令包括乘法和累加都是单周期指令,因此系统的多环算法可以

高速地实现,可以得到要求的高速采样和实时动态响应。这样使逆变系统的多环控制可以由 1 块芯片完成。

该逆变系统中需要 3 个采样信号给各个控制系统,包括输入电压信号、逆变器输出电压信号、输出电感电流信号等。因此,DSP 可以实现逆变系统复杂的电压电流双环控制算法,实现高质量的正弦电压信号放大。系统数字控制原理框图如图 3 所示。

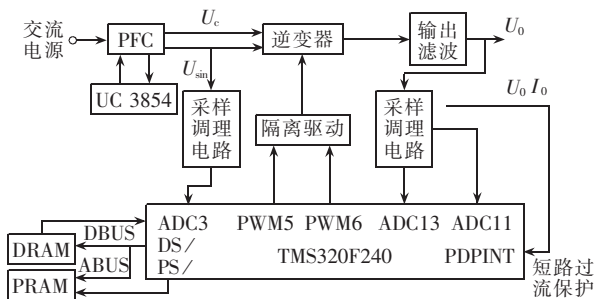


图 3 系统的数字控制原理框图
Fig.3 The principle diagram of digital control

该系统的工作过程如下:市电输入提供放大系统的电源,经过整流,PFC 部分对输入进行功率因数校正,使得该系统的输入功率因数约为 0.99,避免对电网产生污染,同时变换的 200 V 直流电压为后面的逆变器提供高质量的直流电源。逆变部分对输入电压信号和输出电压信号进行调理比较,在 DSP 里进行双环控制得到 SPWM 的驱动波,从而使得输出电压信号和输入电压信号吻合。

为实现本系统的高精度,只让 DSP 完成关键的逆变部分的功率控制,其中主要 3 个数据的采样处理,资源分配如表 1 所示。

表 1 DSP 外设资源的分配
Tab.1 Peripheral distribution of DSP

占用的 DSP 资源	引脚的功能
PWM5	控制功率管 V_{T1} , V_{T3}
PWM6	控制功率管 V_{T2} , V_{T4}
ADC3	对输入电压信号 U_{in} 采样调理、A/D 转换
ADC13	对输出电压信号 U_o 采样调理、A/D 转换
ADC11	对输出电流 I_o 进行采样调理、A/D 转换

3 系统的采样及控制时序

采用 F 240 定时器 1(T_1)提供 PWM 发生、A/D 采样、高频电压、高频电流控制环等的时基。在本设计中,电流环和电压环的控制频率均为 40 kHz,较充分地利用了系统的处理时间。DSP 的逆变系统采样周期图如图 4 所示(图中 t_{ic1} 为电压环处理时间; t_{ic2} 为电流环处理时间; t_o 为其他功能的处理时间; IR_1 为 T_1 下溢中断; IR_2 为 T_1 周期匹配中断)。

如图 4 中,定时器 1 T_1 UF 中断先执行,一旦内核接收到 INT2 中断,将占用 $t_{c_{x11}}$ 时间进行中断识别和信息保存。在 T_1 UF 中断服务程序中,A/D 转换寄存器的数据读出,上个采样周期中输入电压和输出电压信号采样(F 240 有 2 个通道可同时采样)结

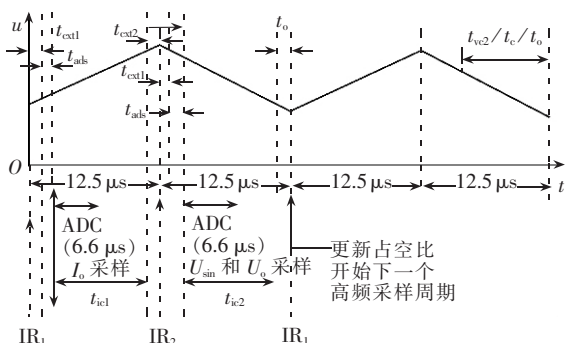


图 4 基于 DSP 的逆变系统采样周期图

Fig.4 The sampling period of inversion system based DSP

果取出被保存。然后开始新的输出电流信号转换,过程需要一定时间 t_{ads} 。一旦 A/D 转换开始,转换过程和电压控制环同时进行。电压控制环所需时间在正常模式下计为 t_{ic1} 。操作完成后,需要时间 t_{cxt2} 恢复 T1UF 中断服务程序前的信息和数据。

退出 T1UF 中断服务程序后,若又接收到了另外 1 个 INT2 中断,它是定时器 1 周期匹配中断。在接收到 T1PR 中断后,同样需要时间 t_{cxt1} 进行中断识别和数据保存。然后在 T1PR 中断服务程序中将 A/D 转换寄存器中的数据读出,前半个周期转换的输出电流信号被保存。然后对 2 个电压信号开始转换,同时取出刚采样完的电流信号进行电流环的控制,一旦电流环处理结束,程序恢复保存的信息,从 T1PR 中断服务程序中返回。只要这些过程完成,F240 还允许使用剩余的时间进行通信、显示等其他功能。

在该设计中,定时器 1 的下溢导致全比较寄存器的值被其阴影寄存器的值更新。这将改变 PWM 输出的占空比。阴影寄存器的值由高频采样控制计算出的值决定。定时器 1 下溢中断 CPU,程序跳到相应的服务子程序,它将执行以下任务。

a. 读出在定时器周期匹配中断上次 A/D 中转换的 U_{sin} 和 U_o 。

b. 开始新的 A/D 转换,选择合适的通道,对 I_a 进行采样。

c. 取出 U_{sin} 和 U_o 信号,执行电压环控制算法,计算出参考电流信号准备在电流环中与输出电流信号作比较。PWM 的占空比,保存该值在全比较单元寄存器中。由于该寄存器是有阴影的,这些值将送到阴影寄存器中。在下次定时器下溢发生时,这些阴影寄存器中的值将更新比较寄存器。

d. 从中断服务程序中返回。

定时器 1 的周期匹配中断 CPU 的任务,程序跳到相应的服务程序中,它将执行以下任务。

a. 读出定时器 1 下溢时的 A/D 转换值即输出电流 I_o 。

b. 开始新的 A/D 转换,选择合适的通道,对输入电压信号和输出电压信号同时采样。

c. 同时取出下溢中断中采样的输出电流信号值,执行电流环控制算法,计算出 PWM 的占空比,

保存该值在全比较单元寄存器中。由于该寄存器是有阴影的,这些值将送到阴影寄存器中。在下次定时器下溢发生时,这些阴影寄存器中的值将更新比较寄存器。从而可以连续地输出 PWM 驱动波。

d. 从中断服务程序中返回。

这种处理方式的优点是所采样的数据采样完便可立即处理,即处理时间滞后所带来的影响控制在一个周期内,这对提高本系统输出精度有很大帮助。

4 实验结果和结论

本文采用数字化逆变实现的电力系统电压测量信号放大系统,具有实现数字化系统所具有的优点:高可靠性、抗干扰能力强、不易受器件老化和温漂的影响,而且用软件控制容易实现系统的升级和根据要求进行的系统修改,可以利用一些复杂的高性能的控制算法控制提高系统的性能。已研制出应用于电力系统电压测量中的高精度放大系统样机,其输入电压信号为 100 V(允许变化范围在 80~120 V)。输出功率为 500 W。实验结果表明输出电压对输入电压进行了高性能高精度的功率放大,证明了该数字化电力系统电压信号放大器具有良好的精度和性能。

参考文献:

- [1] 刘素勤. 电容式电压互感器综述[J]. 电力电容器技术, 1993, (1): 13-15.
LIU Su-qin. Summary about capacitance PT[J]. **Electric Power Capacitor Technology**, 1993, (1): 13-15.
- [2] 贾立贵. 电网铁磁谐振产生的原因及防治方法[J]. 油田地面工程, 1992, (10): 22-25.
JIA Li-gui. Reason and prohibitive means to electromagnetism resonance[J]. **Oil Field Ground Engineering**, 1992, (10): 22-25.
- [3] 黄家辉. 电容式电压互感器铁磁谐振及抑制[J]. 湖南电力, 2001, 21(2): 51-53.
HUANG Jia-hui. Restrain to electromagnetism resonance of capacitance PT[J]. **Hunan Electric Power**, 2001, 21(2): 51-53.
- [4] 刘守玉. 开关均压电容引起的铁磁谐振及预防措施[J]. 广东电力, 1990, 3(1): 31-34.
LIU Shou-yu. Prohibitive means to electromagnetism resonance by switch capacitor[J]. **Guangdong Electric Power**, 1990, 3(1): 31-34.
- [5] 吴昕. 开关电源功率因数器电流环的分析与设计[J]. 核工业自动化, 1997, 4(5): 15-17.
WU Xin. Analyse and design of switch power PF current loop[J]. **Atomic Industry Press**, 1997, 4(5): 15-17.
- [6] 绪方胜彦. 离散时间控制系统[M]. 西安: 西安交通大学出版社, 1990.
- [7] 袁南儿. 计算机新型控制策略及其应用[M]. 北京: 清华大学出版社, 1998.
- [8] 刘和平. TMS320LF240x DSP 结构、原理和应用[M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2002.

(责任编辑: 汪仪珍)