

基于矢量控制的高性能交流电机速度 伺服控制器的 FPGA 实现

周兆勇¹, 李铁才¹, 高桥敏男²

(1. 哈尔滨工业大学电气工程系, 黑龙江 哈尔滨 150001;

2. 美国 IR 公司数字控制集成电路设计中心, 美国 加州)

FPGA IMPLEMENTATION OF THE HIGH-PERFORMANCE VECTOR-CONTROLLED SPEED SERVO CONTROLLER FOR AC DRIVES

ZHOU Zhao-yong¹, LI Tie-cai¹, Toshio Takahashi²

(1. Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, China;

2. Digital Control IC Design Center of International Rectifier Corporation, California, USA)

ABSTRACT: This paper presents a fully digitized hardware design scheme of a current-vector-controlled speed servo controller, which is verified and implemented on one-chip field programmable gate arrays (FPGA), for high-performance AC drives. This scheme integrates the vector control strategy, the M/T speed measurement algorithm, the PI regulating technique and the SVPWM principle as well as the EDA design methodology, and it will be a good substitute for traditional motion control practice. The realized controller IC also contains a standard host communication interface, which enables the on-line configuration for all kinds of control parameters. The actual sample frequencies of the current loop and the speed loop are limited by the selected FPGA; In the Xilinx FPGA prototype mentioned in this paper, the both loops can be set to a frequency of above 20kHz. Experimental results indicate that the controller can provide a controllable speed range from 0.2 to 10000 r/min with satisfactory dynamic and static performances.

KEY WORDS: AC electrical machine; Vector control; Speed servo control; FPGA

摘要: 提出了一种全数字化的基于电流矢量控制算法的交流电机速度伺服系统控制器的硬件设计方案, 并在一片现场可编程门阵列 FPGA 中得到了具体验证和实现。该方案综合运用了矢量控制算法、M/T 测速算法、PI 调节算法、SVPWM 算法以及 EDA 设计方法学等, 在速度伺服或位置伺服等高性能运动控制系统中有重要的应用价值。所设计的控制器集成电路提供了标准的主机通信接口, 可以对各种控制参数进行在线调整, 其电流环和速度环的采样频率均可以达到 20kHz 以上。实验结果表明, 该控制器在低速与高速运行状态下均能获得良好的动态和静态性能, 其可

控转速范围为 0.2~10000r/min。

关键词: 交流电机; 矢量控制; 速度伺服控制; 现场可编程门阵列

1 引言

1972 年, 德国西门子公司的 F. Blaschke 等人提出了交流电机磁场定向控制的思想, 后来经过多年的发展, 逐渐形成了一套比较完整的矢量控制理论体系^[1-2]。最近二十多年来由于电力电子、计算机及微电子技术的飞速发展, 矢量控制技术在高性能交流驱动领域的应用已经越来越广泛^[3-5]。

由于矢量控制算法的计算过程比较复杂, 另外还要进行速度反馈等运算, 因此传统上一般采用 DSP 技术以软件的方式实现^[6-8], 这种方法的优点是比较灵活, 但其开发周期比较长, 而且占用 CPU 的时间比较多, 有时为了提高性能不得不采用双 DSP, 这就使得系统整体性价比下降。最近几年兴起了一种全新的设计思想, 这就是基于现场可编程门阵列 (FPGA) 及 EDA 方法学的硬件实现技术^[9]。与 ASIC 不同的是, FPGA 本身只是标准的单元阵列, 没有一般 IC 所具有的功能, 但用户可根据自己的需要, 通过专门的布局布线工具对其内部进行重新编程, 在最短的时间内设计出自己的专用集成电路, 从而大大提高了产品的竞争力; 由于它以纯硬件的方式进行并行处理, 而且不占用 CPU 的资源, 所以可以使系统达到很高的性能。这种新的设

计方法已经应用在高性能的交流驱动控制上，例如文献[10-12]以不同的方法实现了基于 FPGA 的电流控制器。其中文献[10]设计的数字电流控制器集成了非线性 Δ 调制和线性 PI 调节两种功能，能达到很高的带宽；文献[11]给出了一个基于电流前馈间接矢量控制协处理器的实现方案，文献[12]则针对电流预测控制算法提出了一个可进行指令编程的数字硬件设计方案，这些数字电流控制器都获得了很高的运行性能。不难看出，上述几个方案有一个共同的特点，都把电流控制作为 DSP 的一个协处理器来考虑的，而速度或位置算法则由 DSP 主机来实现。一般情况下，由于位置控制比较灵活，很难做到通用性，所以位置环节一般由 DSP 来完成；但速度控制和电流控制具有通用性，而且高性能的速度控制离不开电流控制，因此完全可以把它们集成到一个专用芯片中，这样既可以实现速度伺服控制，又可以单独进行电流控制，还可以和 DSP 共同构成位置伺服系统，如图 1 所示。如果 FPGA 中集成有 CPU 内核，则可以进一步把位置、速度、电流三种算法完全由一片 FPGA 来实现，从而实现真正的片上系统，这将成为下一代高性能伺服控制器集成化设计的一个趋势。

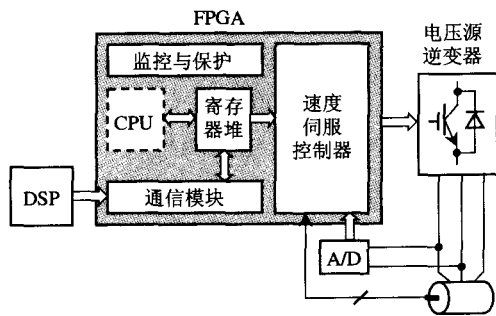


图 1 交流伺服系统的集成化结构

Fig.1 Integrated architecture of AC servo system

本文针对表面式永磁同步电动机，按照模块化的设计思想，研究了电流矢量控制、PI 调节、反馈速度测量、SVPWM 等几个主要功能模块的数字结构，并在单片 Xilinx FPGA 中完成了所有电流和速度控制模块的布局布线，实现了速度伺服控制器专用集成电路。

2 转子磁场定向的矢量控制基本原理

矢量控制算法有多种形式，对于表面式永磁同步电动机，最常用的是转子磁场定向（FOC）控制算法^[2]。设 $\alpha\text{-}\beta$ 为静止坐标系，其 α 轴和定子 A 相绕组轴线重合； $d\text{-}q$ 为同步旋转坐标系，其 d 轴

和转子磁场方向重合，旋转速度等于电角速度 ω ； θ 为 d 轴相对于 α 轴逆时针旋转的角度，且有 $\omega = d\theta/dt$ ，如图 2 所示。

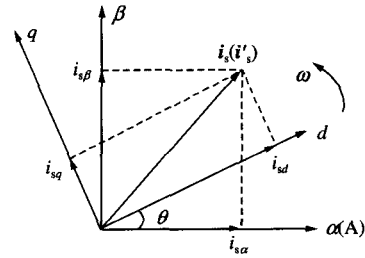


图 2 矢量控制的坐标变换

Fig.2 Reference frames for vector control

定子绕组电流在 $\alpha\text{-}\beta$ 坐标系的空间矢量定义为

$$i_s = i_{s\alpha} + j i_{s\beta} = \frac{2}{3}(i_{sA} + a i_{sB} + a^2 i_{sC}), a = e^{j\frac{2\pi}{3}}, a^2 = e^{j\frac{4\pi}{3}}$$

式中 i_{sA} 、 i_{sB} 及 i_{sC} 为三相定子绕组的相电流瞬时值， $i_{s\alpha}$ 和 $i_{s\beta}$ 分别是 i_s 在 α 、 β 两个坐标轴上的投影。在此定义下， i_s 在各相绕组轴线上的投影等于各相电流的瞬时值。

对于三相平衡系统，零序电流分量为零，即 $i_{sA} + i_{sB} + i_{sC} = 0$ 。因此，由上述关系式可以得到三相到两相的 Clarke 变换方程

$$\begin{cases} i_{s\alpha} = i_{sA} \\ i_{s\beta} = (i_{sB} - i_{sC})/\sqrt{3} \end{cases} \quad (1)$$

设定子电流在 $d\text{-}q$ 坐标系表达的空间矢量为 i'_s ，则有

$$i'_s = i_{sd} + j i_{sq} = i_s \cdot e^{-j\theta}$$

式中 i_{sd} 和 i_{sq} 分别为 i'_s 在 d 、 q 两个坐标轴上的投影。这样可以得到由静止坐标到旋转坐标的变换方程

$$\begin{cases} i_{sd} = i_{s\alpha} \cos \theta + i_{s\beta} \sin \theta \\ i_{sq} = -i_{s\alpha} \sin \theta + i_{s\beta} \cos \theta \end{cases} \quad (2)$$

以及由旋转坐标到静止坐标的变换方程

$$\begin{cases} i_{s\alpha} = i_{sd} \cos \theta - i_{sq} \sin \theta \\ i_{s\beta} = i_{sd} \sin \theta + i_{sq} \cos \theta \end{cases} \quad (3)$$

设转子磁钢在定子绕组中产生的磁链为 ψ_F ， P 为电机的极对数，则电磁转矩方程可以表达为

$$T_e = \frac{3}{2} P \psi_F i_{sq}$$

对于永磁电机， ψ_F 为一个常数。因此，通过控制 i'_s 的交轴分量 i_{sq} 就可以实现对转矩的瞬态控制；如果保持直轴分量 $i_{sd}=0$ ，则可以用最小的电

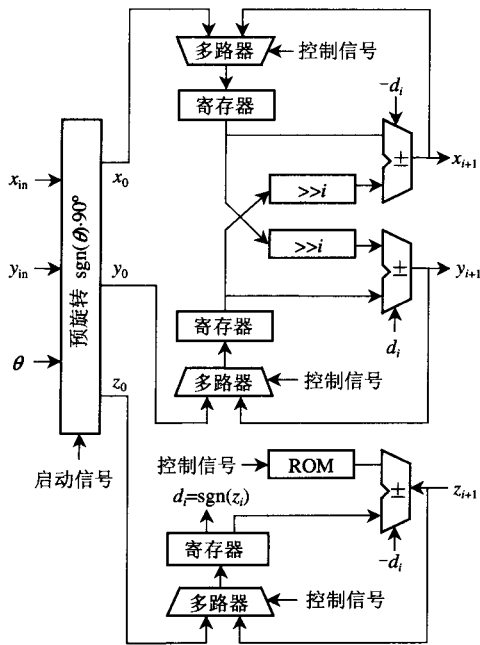


图 4 CORDIC 的硬件结构

Fig.4 Hardware structure of the CORDIC

(2) PI 调节器模块设计

电流和速度都是按 PI 控制策略进行调节的，式(7)为双线性变换 PI 调节器的迭代公式。

$$O[n] = P[n] + I[n] \tag{7}$$

其中比例项迭代公式为

$$P[n] = K_p \cdot E[n] \tag{8}$$

积分项迭代公式为

$$I[n] = I[n-1] + K_x \cdot (E[n] + E[n-1]) \tag{9}$$

式中 $E[n]$ 为误差输入， K_p 为比例增益， K_x 为积分增益， K_p 和 K_x 的范围由电机的参数决定，并且需要通过实验来确定其具体值。

PI 调节器的硬件结构如图 5 所示，为了防止

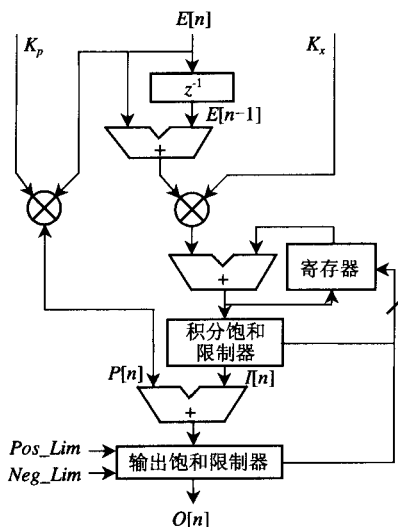


图 5 PI 调节器的硬件结构

Fig.5 Hardware structure of the PI regulator

溢出，调节器设置了饱和限制。电流 PI 调节器输出的是电压指令，以调制系数的形式经过补偿后送给 SVPWM 模块；速度 PI 调节器输出的是参考电流指令，直接送给电流调节器。不管是电流调节器还是速度调节器，如果参考指令值比较大，那么积分器就有可能建立起一个很大的误差值，并且由于积分器的惯性作用这个误差会一直保持较长的时间，从而导致过大的超调。因此在设计 PI 调节器时，应当在积分器的输出超过限定值时立即关闭积分作用（称之为 Anti-windup），这样就可以减少过度超调的影响。

(3) M/T 法测速模块设计

速度伺服控制的一个关键问题是转子位置及反馈速度的测量。本方案采用增量式光电码盘及开关霍尔元件作为位置检测器件，在上电复位的时候由霍尔元件粗略检测电机转子的初始位置进行软启动，当码盘的 Z 脉冲出现后就可以得到精确的位置信息了，位置计数则按码盘的两个正交输出脉冲 A 和 B 的四倍频进行。转速是利用 M/T 法进行测量的，既适用于高速运行状态，也适用于低速运行状态，其原理如图 6 所示。

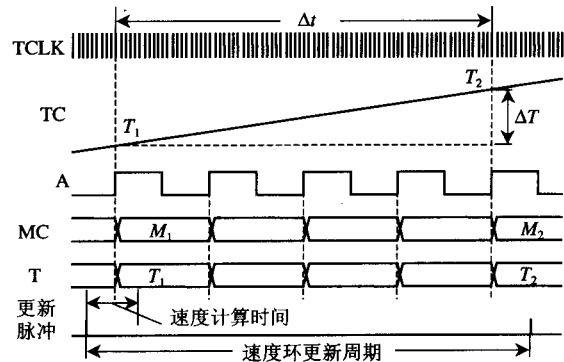


图 6 M/T 测速法原理

Fig.6 M/T method of rotor speed measurement

设码盘每转发出的脉冲数为 P_n ，电机的最高转速为 n_M ，且最高转速的量化值为 N 。在一个速度环更新周期内，码盘发出的脉冲数为 $\Delta M = M_2 - M_1$ ，高频脉冲数为 $\Delta T = T_2 - T_1$ ，其中 MC 是码盘脉冲计数器，并在 A 脉冲的上升沿计数，T 中的值则是当 A 的上升沿到来时保存的高频脉冲计数器 TC 的计数值。如果高频脉冲 TCLK 的频率为 f_{TCLK} ，则实际转速为

$$n = \frac{\frac{\Delta M}{P_n} \times 60}{\Delta t} = \frac{\Delta M \times 60 \times f_{TCLK}}{P_n \times \Delta T}$$

用数字量可表示为

$$D_n = \frac{\Delta M \times 60 \times f_{TCLK}}{P_n \times \Delta T} \times \frac{N}{n_M} = \frac{60N \times f_{TCLK}}{P_n \times n_M} \times \frac{\Delta M}{\Delta T}$$

若将比例常数设为

$$k = \frac{60N \times f_{TCLK}}{P_n \times n_M}$$

则

$$D_n = \frac{k \times \Delta M}{\Delta T}, \text{ 且 } |D_n| \leq |M|$$

因此，设置一个乘法器和一个除法器就可以实现 M/T 法测速。该算法所能分辨的最低转速与 TC 的位数有关，当其字长为 16 位时，可分辨的最低转速为 0.2 r/min；而能够测量的最高转速则与高频脉冲及编码器输出脉冲的频率有关，当 $f_{TCLK}=1\text{MHz}$ 时可以测量 10000r/min 以上的转速。速度的计算更新是按 PWM 频率进行的，最高可达 20kHz。

(4) SVPWM 模块设计

由于空间矢量脉宽调制技术 (SVPWM) 比较复杂，具体请参阅文献[15]。图 7 所示的是 SVPWM 的电路结构框图。

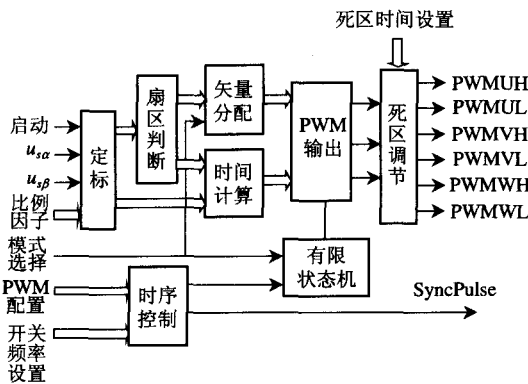


图 7 SVPWM 电路结构框图

Fig.7 The block diagram of the SVPWM circuitry components

图中的启动信号用来初始化定标计算；PWM 配置信号，其值为 0 时选择不对称模式，为 1 时选择对称模式。 $u_{s\alpha}$ 和 $u_{s\beta}$ 是调制系数，由电流 PI 调节器给定；比例因子用于将输入的调制系数转化为时间量；有限状态机用于控制 PWM 的输出。

除了上述主要模块外，还有通信模块、寄存器堆以及监控和保护等辅助性模块，其中通信模块主要用来与 DSP 或主机交换数据，如图 1 所示。所有这些模块构成了一个完整的速度伺服控制器，并在一片 FPGA 中获得实现。

4 硬件电路的 FPGA 实现及实验结果

速度伺服控制器电路中的所有模块均用硬件

语言 Verilog HDL 进行描述，在源代码通过功能仿真和时序仿真测试后，再经过 Synplify 软件综合生成 EDF 网表文件，最后在 Xilinx 低成本 FPGA (SpartanIIE-XC2S300E) 器件中得到实现，其中器件的布局和布线是在 Xilinx 集成开发环境 ISE5.1i 中完成的。系统资源利用情况如表 1 所示，整个设计消耗的等效门数约为 349176，已经接近饱和。如果考虑到将来的功能扩展，则需要容量更大的芯片，但现有设计可重复利用，无需作大的修改。

上述的控制器 IC 系统时钟频率可以运行在 33.333MHz 下，并可通过上位机访问内部寄存器来设置各种参数。此 IC 芯片既可以与 DSP 及其他电路共同构成一个完整的系统来实现位置伺服控制，也可以单独构成速度伺服系统。

表 1 XC2S300E 器件的资源利用情况

Tab.1 Design summary of the speed controller with XC2S300E

XC2S300E	资源	使用情况
GCLK	4	2(50%)
Slice	3072	3070 (99%)
LC	6912	6840(99%)
LUT	6144	5077(82%)
Flip-Flop	6144	3326(54%)
RAM	64K Bits	64KBit (100%)
DLL	4	2(50%)
IOB	178	72(40%)

在测试速度控制器性能的实验中，驱动对象是一台最高转速为 5000 r/min、编码器线数为 5000 的 1.5kW 永磁同步电动机，且开关频率与采样频率均设为 10kHz。图 8 和图 9 所示的是在不同转速指令下所测得的电动机转子速度跟踪曲线和 α 轴电流响应曲线。其中图 8 中的转速指令为从 0 到 1667 r/min 的阶跃输入，动态响应时间不到 1ms，最大超调量低于 0.5%，稳态误差小于 0.01%；图 9 中的转速指令为斜坡输入，加速度为 0.45 r/min/采样，目标速度为 500 r/min，动态跟踪误差在 5% 以内，稳态误差约为 0.02%。如果进一步提高开关频率和采样频率，则运行性能会更高。

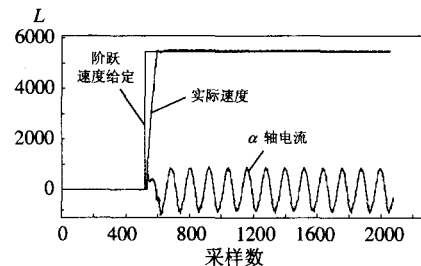


图 8 阶跃速度指令下的响应曲线

Fig.8 Response for step speed command

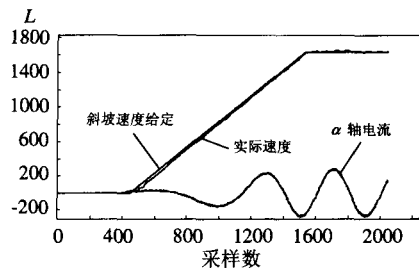


图 9 斜坡速度指令下的响应曲线
Fig.9 Response for ramp speed command

5 结论

本文所设计的基于 FPGA 实现的速度控制专用 IC, 其内部集成了矢量变换 (Clark 相变换及坐标旋转变换 CORDIC)、PI 调节、速度测量、空间矢量脉宽调制等算法, 电流环和速度环采样频率分别可以达到 40kHz 和 20kHz。实验结果表明, 该控制器在低速与高速运行状态下均具有快速的动态响应, 而且动静态性能良好, 可控转速范围为 0.2~10000 r/min。上述 IC 已经在高性能集成数控系统中获得应用, 并取得了很好的实践效果。

如果 FPGA 中再集成有 CPU 软核, 那么就构成了一个可编程数字片上系统, 不再需要外部处理器, 这可以大大减少 PCB 板的面积, 增强抗干扰能力, 而且可以转化成拥有自主知识产权的 ASIC。这是当前电机伺服驱动领域的一个新的发展方向。

参考文献

- [1] Leonhard W. Control of electrical drives (3rd edition)[M]. Berlin: Springer-Verlag, 2001.
- [2] Vas P. Vector control of AC machines[M]. New York: Oxford University Press, 1990.
- [3] 李崇坚, 于永革, 王文 (Li Chongjian, Gan Yongge, Wang Wen, et al). 交交变频同步电机矢量控制系统网侧无功功率的研究 (To study the reactive power on supply network of cycloconverter fed synchronous motor system with field oriented control) [J]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 2000, 20(2): 61-66.
- [4] 陈硕, 辻峰男, 山田英二 (Chen Shuo, Tsuji Mineo, Yamada E). 感应电机无速度传感器矢量控制系统的定子电阻在线辨识 (On-line identification of stator resistance for sensorless vector control system of induction motors) [J]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 2003, 23(2): 88-92.
- [5] 周志刚 (Zhou Zhigang). 一种感应电机的解耦控制方法 (A induction

motor de-couple control method) [J]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 2003, 23(2): 121-126.

- [6] 邱阿瑞, 尹雁, 王光辉, 等 (Qiu Arui, Yin Yan, Wang Guanghui, et al). 基于 DSP 的无速度传感器异步电机矢量控制系统 (A speed sensorless vector control system of induction motor based on DSP) [J]. 清华大学学报 (自然科学版) (Tsinghua Univ, Sci & Tech), 2001, 41(3): 21-24.
- [7] Fodor D, Katona Z, Szesztay E. Digitized vector control of induction motor with DSP[C]. IECON'94: 20th International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation, Bologna, Italy, 1994.
- [8] Tzou Ying-Yu, Tsai Ming-Fa, Lin Yuh-Farn, et al. Dual DSP based fully digital control of an AC induction motor[C]. ISIE'96: Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Warsaw, Poland, 1996.
- [9] Zeidman B, Zeidman R. Designing with FPGAs and CPLDs [M]. Berkeley: CMP Books, 2002.
- [10] Kjaer P C, Cossar C, Miller T J E. Very high bandwidth digital current controller for high-performance motor drives[C]. IEE Sixth International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives, Nottingham, UK, 1996.
- [11] Tzou Ying-Yu, Jyang Jin-Yi. A programmable current vector control IC for AC motor drives[C]. IECON Proceedings on Industrial Electronics Conference, San Jose, CA, USA, 1999.
- [12] Henriksen S J, Betz R E, Cook B J. Digital hardware implementation of a current controller for IM variable-speed drives[J]. IEEE Trans. on Industrial Application, 1999, 35(5): 1021-1029.
- [13] Hu Xiaobo, Harber R G, Bass S C. Expanding the range of convergence of the CORDIC algorithm[J]. IEEE Trans. on Computers, 1991, 40(1): 13-21.
- [14] Andraka R. A survey of CORDIC algorithms for FPGA based computers[C]. Proc. of ACM/SIGDA Sixth International Symposium on FPGAs, Monterey, CA: 191-200, 1998.
- [15] 杨贵杰, 孙立, 崔乃政, 等 (Yang Guijie, Sun Li, Cui Naizheng, et al). 空间矢量脉宽调制方法的研究 (Study on method of the space vector PWM) [J]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 2001, 21(5): 79-83.

收稿日期: 2003-11-05.

作者简介:

周兆勇 (1972-), 男, 博士研究生, 研究方向为高性能运动控制器集成化设计;

李铁才 (1950-), 男, 教授, 博士生导师, 从事计算机智能接口及信息电器研究;

Toshio Takahashi, 男, 硕士, 从事数字运动控制集成电路设计及工程系统结构研究。

(责任编辑 韩 蕾)