

信息科学与技术学院

041~042 系



信息科学与技术学院2007年发表论文目录-1.1

序号	姓名	职称	单位	论文题目	刊物、会议名称	年、卷、期	类别
1	周 晋 王成华	硕士生 教 授	041 041	数字存储示波器中DSP的自举方法	数据采集与处理	2007. 22. 03	
2	韩国栋 顾长青	博士生 教 授	041 041	A hybrid QR factorization with Dual-MGS and adaptively modified characteristic basis function method for electromagnetic scattering analysis	MICROWAVE AND OPTICAL TECHNOLOGY LETTERS	2007. 49. 11	
3	韩国栋 顾长青	博士生 教 授	041 041	QR-AMCBFM for Eiectromagnetic Scattering Analysis	2007年IEEE International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation, and EMC Technologies For Wireless Communications会议交流		
4	刘少斌 周 涛	教 授	041 041	Wentzel-kramer-brillouin and finite-difference time-domain analysis of teraheatz band electromagnetic characteristics of target coated with unmagnetized plasma*	Journal of Systems Engineering and Electronics	2007. 18. 02	
5	刘少斌 贺 胜	教 授 硕士生	041 041	等离子体窗口定向隐身天线的原理与设计	2007年全国天线年会论文集	2007	
6	邵 杰 伍万棱 余汉成	副教授 本科生 讲 师	041 041 041	一种深度流水线的浮点加法器	电子器件	2007. 30. 03	
7	胡志忠 王成华	副教授 教 授	041 041	“电子线路”研究型教学模式探索	电气电子教学学报	2007. 29. 06	
8	倪雅樱 胡志忠	硕士生 副教授	041 041	基于Snake模型的医学图像分割技术	上海生物医学工程	2007. 28. 03	
9	钱 慧 胡志忠	硕士生 副教授	041 041	基于粗配准和混合互信息的医学图像配准算法	生物医学工程研究	2007. 26. 03	
10	何小祥 梁青云	副教授 硕士生	041 041	二阶节点时域有限元方法二维电磁问题分析	2007年全国微波毫米波会议交流		
11	邓宏伟 何小祥 周永刚	硕士生 副教授 副教授	041 041 041	应用SBR计算飞机进气道的RCS	2007年电子学会天线分会会议交流		
12	孙成祥 何小祥 刘少斌 李 浩	硕士生 副教授 教 授 硕士生	041 041 041 041	二维介质加载谐振器电磁特性TDFEM分析	2007年电子学会天线分会会议交流		

信息科学与技术学院2007年发表论文目录-2.1

序号	姓名	职称	单位	论文题目	刊物、会议名称	年、卷、期	类别
1	刘金龙 许宗泽	博士生 教授	042 042	利用Cartesian认证码构造安全认证码	电子与信息学报	2007. 29. 08	
2	刘金龙 许宗泽	博士生 教授	042 042	两类Cartesian认证码的构造	西安电子科技大学学报	2007. 34. 03	
3	邓振森 刘 渝	博士后 教授	042 042	正弦波频率估计的牛顿迭代方法初始值研究	电子学报	2007. 35. 01	
4	邓振森 刘 渝	博士后 教授	042 042	WPSK信号载频盲估计	通信学报	2007. 28. 02	
5	张英龙 刘 渝 王旭东	硕士生 教授 讲师	042 042 042	基于频偏校正的正弦波频率估计算法	南京航空航天大学学报	2007. 39. 05	
6	武小红 周建江	博士生 教授	042 042	一种基于类中心最大间隔的支持向量机	信息与控制	2007. 36. 01	
7	武小红 周建江	博士生 教授	42 042	Fuzzy Principal Component Analysis and its Kernei-based Model	Journal of Electronics	2007. 24. 06	
8	武小红 周建江	博士生 教授	042 042	Kernel Generalized Noise Clustering Algorithm	Journal of Sourthwest Jiaotong University.	2007. 15. 02	
9	武小红 周建江	博士生 教授	042 042	Possibilistic Fuzzy Entropy Clustering	Journal of Computational Information Systems	2007. 24. 06	
10	连小华 周建江	博士生 教授	042 042	双L型阵列DOA估计的PM算法的性能分析与改进	航空学报	2007. 28. 05	
11	连小华 周建江	博士生 教授	042 042	Compensation for the Mutual Coupling Effect for the ESPRIT Algorithm in Signal Snapshot Array Processing	Journal of Electronics	2007. 24. 05	
12	张 娟 周建江 黎 宁	硕士生 教授 副教授	042 042 042	基于单目视觉的道路自主导航模型车	信号处理	2007. 23. 02	
13	宋茂忠 洪 涛	教授 硕士生	042 042	MULTIPLE BEAM MODULATION AND DIRECTION-FINDING TRANSMITTED BY SQUARE-CORNER ANTENNA	J. of Electromagn. Waves and Appl.,	2007. 21. 14	
14	宋茂忠	教授	042	双波束天线阵时空调制OFDM通信测向方法	南京航空航天大学学报	2007. 39. 05	
15	金光浪 宋茂忠	硕士生 教授	042 042	基于数字混沌序列的DSSS通信系统仿真	现代电子技术	2007. 06. 00	
16	黄俊华 宋茂忠	硕士生 教授	042 042	基于频域自适应的GPS抗干扰算法的研究	陆军航空兵学院学报	2007. 06. 01	
17	张 弓	教授	042	Speckle Suppression of SAR Images Based on Wavelet Singularity Detection	Dynamics of Continuous, Discrete and Impulsive Systems Series B: Application and Aigoritms	2007. 14. 04	
18	仰枫帆 叶 明	教授 副教授	042 042	High-Performance Simple-Encoding Generator-Based Systmatic Irregular LDPC Codes Resulted Product Codes	电子科学学刊(英文版)	2007. 24. 05	

信息科学与技术学院2007年发表论文目录-2.2

序号	姓名	职称	单位	论文题目	刊物、会议名称	年、卷、期	类别
19	仰枫帆	教授	042	Subsidiary Maximum Likelihood Iterative Decoding Based on Extrinsic Information	Journal of Communications and Networks	2007.09.01	
20	黎宁 刘苗苗 Y.F.LI	副教授 硕士生 教授	042 042 外	Image Segmentation Using Watershed Transform and Level Set Method	2007年IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing会议交流		
21	胡培成 黎宁 周建江	硕士生 副教授 教授	042 042 042	一种改进的基于圆环点的摄像机自标定方法	光电工程	2007.34.12	
22	朱岱寅 李勇 朱兆达	副研 讲 师 教 授	042 042 042	A Keystone Transform Without Interpolation for SAR Ground Moving-Target Imaging	IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters	2007.04.01	
23	朱岱寅 朱兆达	副研 教 授	042 042	Range Resampling in the Polar Format Algorithm for Spotlight SAR Image Formation Using the Chirp z-Transform	IEEE Transaction on Signal Processing	2007.55.03	
24	朱岱寅	副研	042	A novel approach to residual video phase removal in spotlight ASR image formation	2007年 The IET International Conference on Radar Systems会议交流		
25	沈明威 朱岱寅 朱兆达	博士生 副研 教 授	042 042 042	基于信号子空间处理的和/差波束干涉 SAR/GMTI技术研究	电子与信息学报	2007.29.01	
26	沈明威 朱岱寅 朱兆达	博士生 副研 教 授	042 042 042	基于实测和差波束天线方向图的 $\Sigma\Delta$ STAP性能分析	南京航空航天大学学报	2007.39.02	
27	沈明威 朱岱寅 朱兆达	博士生 副研 教 授	042 042 042	An improved scheme for the frequency domain $\Sigma\Delta$ -DPCA	2007年 The IET International Conference on Radar Systems会议交流		
28	沈明威 朱岱寅 朱兆达	博士生 副研 教 授	042 042 042	An Efficient Reduced-Rank STAP based on PASTd Algorithm	2007年 The IET International Conference on Radar Systems会议交流		
29	李晨 朱岱寅	博士生 副研	042 042	利用双天线干涉检测针对SAR的欺骗干扰	电子与信息学报	2007.29.06	
30	叶旭 朱岱寅 汪玲 朱兆达	硕士生 副研 讲 师 教 授	042 042 042 042	Airborne ISAR Image of Ship Side View	2007年第一届亚太地区合成孔径雷达会议交流		
31	曾尚春 朱兆达	博士生 教 授	042 042	一种SAR原始数据压缩算法	航空学报	2007.28.04	
32	曾尚春 朱兆达	博士生 教 授	042 042	小波变换块自适应量化算法压缩SAR原始数据	遥感学报	2007.11.04	
33	曾尚春 朱兆达	博士生 教 授	042 042	块自适应标量-矢量量化算法压缩SAR原始数据	中国图象图形学报	2007.12.08	

信息科学与技术学院2007年发表论文目录-2.3

序号	姓名	职称	单位	论文题目	刊物、会议名称	年、卷、期	类别
34	吴一全 郝红杰	副教授 硕士生	042 042	二维最大类间平均离差及其快速分割算法	计算机应用研究(增刊)	2007.00.00	
35	吴一全 吴文怡 潘 喆	副教授 硕士生 硕士生	042 042 042	二维最大类间方差阈值分割的快速迭代算法	中国体视学与图像分析	2007.12.03	
36	吴一全 张金矿	副教授 硕士生	042 042	基于灰度—梯度共生矩阵和最大相关熵的阈值分割	南京航空航天大学第九届研究生学术会议交流		
37	吴一全 陈 飒 罗子娟	副教授 硕士生 硕士生	042 042 042	基于NSCT的图像融合	南京航空航天大学第九届研究生学术会议交流		
38	郝红杰 吴一全	硕士生 副教授	042 042	New APPROACH to Copyright Protection of Image Against Geometrical Attacks	南京航空航天大学学报(英文版)	2007.24.04	
39	郝红杰 吴一全	硕士生 副教授	042 042	基于Krawtchouk矩和小波变换的数字水印算法	数据采集与处理	2007.22.03	
40	徐剑峰 吴一全	硕士生 副教授	042 042	基于时域背景预测检测红外图像序列中的小目标	中国图象图形学报	2007.12.09	
41	张保山 徐国亮 吴一全	硕士生 高 工 副教授	042 外 042	基于坐标转换的卡尔曼交互式多模型滤波算法	指挥控制与仿真	2007.29.05	
42	潘 喆 吴一全	硕士生 副教授	042 042	二维指数熵图像阈值选取方法及其快速算法	计算机应用	2007.27.04	
43	潘 喆 吴一全	硕士生 副教授	042 042	二维Renyi熵图像阈值选取快速递推算算法	中国体视学与图像分析	2007.12.02	
44	潘 喆 吴一全	硕士生 副教授	042 042	二维Otsu阈值分割的人工鱼群算法	第22届南京地区研究生通信年会交流		
45	谢 静 吴一全	硕士生 副教授	042 042	基于Contourlet变换的盲水印算法	计算机应用研究(增刊)	2007	
46	谢 静 吴一全	硕士生 副教授	042 042	基于奇偶量化的Contourlet变换域指纹图像水印算法	计算机应用	2007.27.06	
47	谢 静 吴一全	硕士生 副教授	042 042	基于十位数规则的数字图像盲水印算法	第22届南京地区研究生通信年会交流		
48	谢 静 吴一全	硕士生 副教授	042 042	基于Contourlet变换的彩色图像数字水印算法	南京航空航天大学第九届研究生学术会议交流		
49	李晓燕 吴一全	硕士生 副教授	042 042	基于Contourlet变换和区域特征的图像融合方法	南京航空航天大学第九届研究生学术会议交流		
50	罗子娟 吴一全	硕士生 副教授	042 042	基于Contourlet变换的多聚焦图像融合	南京航空航天大学第九届研究生学术会议交流		
51	胡育彬 吴一全	硕士生 副教授	042 042	一种基于四叉树的LOD地形简化算法	南京航空航天大学第九届研究生学术会议交流		
52	胡育彬 吴一全	硕士生 副教授	042 042	基于分形理论的三维地形生成和简化算法	第22届南京地区研究生通信年会交流		
53	胡育彬 吴一全	硕士生 副教授	042 042	图像导航中基于复数小波变换的地平线探测	南京航空航天大学第九届研究生学术会议交流		

信息科学与技术学院2007年发表论文目录-2.4

序号	姓名	职称	单位	论文题目	刊物、会议名称	年、卷、期	类别
54	吴文怡 吴一全	硕士生 副教授	042 042	基于Contourlet变换与形态学的红外小目标检测方法	南京航空航天大学第九届研究生学术会议交流		
55	吴文怡 吴一全	硕士生 副教授	042 042	基于Kalman预测滤波与模板匹配的小目标跟踪算法	南京航空航天大学第九届研究生学术会议交流		
56	吴文怡 吴一全	硕士生 副教授	042 042	基于变步长LMS自适应背景预测检测红外小目标	第22届南京地区研究生通信年会交流		
57	丁 坚 吴一全	硕士生 副教授	042 042	基于文理特征与数学形态学的车牌定位	第22届南京地区研究生通信年会交流		
58	丁 坚 吴一全	硕士生 副教授	042 042	基于Krawtchouk矩和SVM的车牌字符识别	南京航空航天大学第九届研究生学术会议交流		
59	丁 坚 吴一全	硕士生 副教授	042 042	基于非下采样Contourlet变换的车牌定位方法	南京航空航天大学第九届研究生学术会议交流		
60	丁 坚 吴一全	硕士生 副教授	042 042	基于Trace变换和SVM的车牌字符识别	南京航空航天大学第九届研究生学术会议交流		
61	丁 坚	硕士生	042	基于斜率的ISAR舰船目标最优成像时刻选择技术	南京航空航天大学第九届研究生学术会议交流		
62	郭建军 吴一全	硕士生 副教授	042 042	基于非冗余Contourlet变换的人脸图像矢量量化	第22届南京地区研究生通信年会交流		
63	李 勇 朱岱寅 朱兆达	讲 师 副 研 教 授	042 042 042	An improved subaperture algorithm for airborne SAR imaging under Arbitrary Aircraft Maneuvers	2007年1st Asian & Pacific Conference on Synthetic Aperture Radar会议交流		
64	张小飞 徐大专	讲 师 教 授	042 042	Blind PARAFAC Signal Detection for Polarization Sensitive Array	EURASIP Journal on Advances in Signal Processing	2007	
65	张小飞 张胜男 徐大专	讲 师 硕士生 教 授	042 042 042	自适应对角线加载的波束形成算法	中国空间科学技术	2007. 00. 02	
66	张小飞 吕 文 是 莺 赵瑞娜 徐大专	讲 师 硕士生 外 外 教 授	042 042 042 042 042	A Novel DOA estimation Algorithm Based on Eigen Space	2007年MAPE会议交流		
67	张小飞 是 莺 赵瑞娜 吕 文 徐大专	讲 师 硕士生 外 外 教 授	042 042 042 042 042	Blind 2D-DOA Estimation for Uniform Circular Array	2007年MAPE会议交流		
68	张小飞	讲 师	042	“移动通信”课程教学改革与实践	科技信息	2007. 00. 33	
69	张小飞 徐大专	讲 师 教 授	042 042	二维扩展频谱系统下的PARAFAC接收机	南京邮电大学学报	2007. 27. 02	
70	张小飞 赵瑞娜 徐大专	讲 师 外 教 授	042 042 042	大时延扩展CDMA信道下空时多用户检测	南京航空航天大学学报	2007. 39. 02	

信息科学与技术学院2007年发表论文目录-2.5

[illegible]

文章编号:1004-9037(2007)03-0384-07

数字存储示波器中DSP的自举方法

周 晋 王成华

(南京航空航天大学信息科学与技术学院,南京,210016)

摘要:分析了TMS320VC5409芯片自举加载器(Bootloader)的工作原理和自举(Bootload)的实现方法。根据某数字存储示波器(Digital storage oscilloscope, DSO)系统结构的特殊性,分别通过16位数据段传输法和“二次下载法”实现了其DSP控制核心的16位并行加载自举,并对两种方法的优缺点和适用范围进行了讨论。

关键词:自举加载;数字存储示波器;16位并行加载;二次下载法

中图分类号:TN47;TN431.1

文献标识码:A

DSP Bootload in Digital Storage Oscilloscope

Zhou Jin, Wang Chenghua

(College of Information Science and Technology, Nanjing University
of Aeronautics and Astronautics, Nanjing, 210016, China)

Abstract: The operating principle of the bootload and the implement method for bootload of TMS320VC5409 are analyzed. According to the characteristic of a digital storage oscilloscope (DSO), the bootload of DSP is realized with two methods, called the 16-Bit-Word parallel boot mode of data space and "twice download mode". The advantages of the two modes and the suitable applications are also discussed.

Key words: bootload; digital storage oscilloscope; 16-bit-word parallel boot; twice download mode

数字存储示波器(DSO)是一种先进的测量仪器,与传统的模拟示波器相比,它具有很好的优点。DSO的基本思想就是通过先进的数字化测试技术实现传统的示波器所不具备的功能,如长期存储波形、显示大量的预触发信息^[1]、将一些先进的数字信号处理算法加入到程序中等。本文涉及的DSO系统的核心是TMS320VC5409 DSP,所以实现C5409自举加载是实现DSO系统各项先进功能的基础。

文献[2]中采用PC机辅助的方式,通过PC机的RS-232串行口实现了TMS320C6202芯片的串行引导。文献[3]则通过PC机的IEEE 1394口实现了TMS320C6202B芯片100 m的远距离自举加载。文献[4]利用PCI-DSP桥接控制器实现PC机对DSP的程序加载。上述方法涉及的TMS320C6202芯片和PCI-DSP桥的价格都偏高,其结构也比较适合需要频繁修改DSP中的程序代码的系统。

文献[5]使用TMS320C5416作主机实现了从

属DSP的HPI加载。文献[6]通过SCI模块实现了TMS320LF2407的系统加载。文献[7]通过SPI模块实现了DSP的串行EEPROM引导。而该系统中DSP的HPI端口、SCI模块和SPI模块都要用来与模拟信号采集板通信,所以这些方法也不适用于本系统。

考虑到该系统功能的特殊和成本的限制,本文采用16位数据段并行自举的方式实现了C5409的引导装载。

1 自举加载原理

1.1 DSP自举加载方法

大部分TI公司DSP的自举加载都通过Bootloader程序实现,实际上这段被称为“Bootloader”的程序是芯片制造商事先固化在DSP的内部ROM中(表1)。而这些DSP只有处于微计算机模式时才会运行片内ROM中的Bootloader。

表1 TMS320VC5409 片内ROM 空间分配^[8]

开始地址	内 容
000_C000-000_F7FF	保留待用
000_F800-000_FBFF	自举程序代码
000_FC00-000_FEFF	保留待用
000_FF00-000_FF7F	保留供厂商测试
000_FF80-000_FFFF	中断向量表

Bootloader 的功能就是在 DSP 硬件复位时把外部非易失的慢速储存器中的程序代码传送到内部或是外部的高速储存器中,由 DSP 快速执行。

为了使TMS320VC5409 DSP 进入微计算机工作模式,该DSO 系统采用了硬件置位的方式,即把MP/MC 引脚直接接地。这样DSP 每次上电复位都会根据该引脚的采样值转入微计算机模式,以便寻址0xC000H 到0xFFFFH 的16 K 片内ROM。

1.2 C5409 加载模式选择

C5409 的 Bootloader 会根据一些特殊的标志选择不同的代码搬移模式以适应不同的系统应用需要。这些模式有很多种,包括8 bit 和16 bit;并行和串行。

实际上,当C5409 工作在微计算机模式(MP/MC=0)时,上电后会自动运行Bootloader 程序,并按照HPI 引导模式→串行EEPROM 模式→并行引导模式→标准串行口引导模式→I/O 口引导模式的顺序循环检测,以决定执行哪种启动模式。

2 16 位数据段并行自举模式

2.1 并行自举原理

DSO 中的C5409 要进行16 位数据段并行自举就必须通过人为设置屏蔽掉HPI 模式和串行EEPROM 模式,迫使Bootloader 选择并行加载模式(图1)。由图1 可知,当MP/MC 引脚为低电平并且INT2 和INT3 被屏蔽时,DSP 无法通过HPI 和串行EEPROM 实现自举。

C5409 进入并行加载模式后,首先从I/O 空间的0xFFFFH 读取自举表的首地址^[9],由于该DSO 系统I/O 空间0xFFFFH 处没有安排有效的地址,使得I/O 加载失败并开始从数据空间的0xFFFFH 读取自举表的首地址。当Bootloader 检测到自举表的第一个字是“10AAH”就会正式进入16 位数据段并行自举模式,如图2 所示。

由于该系统使用的是型号为SST39VF800A 的FLASH,其第0 页中0x8000H 到0xFFFFH 的空

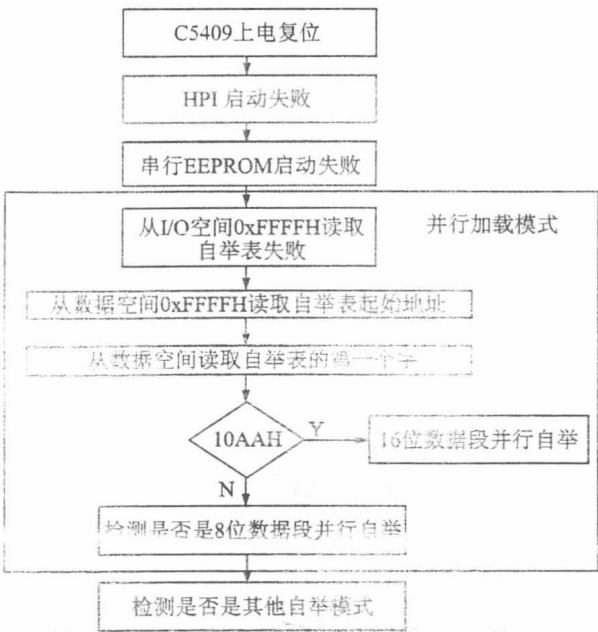


图1 并行自举流程

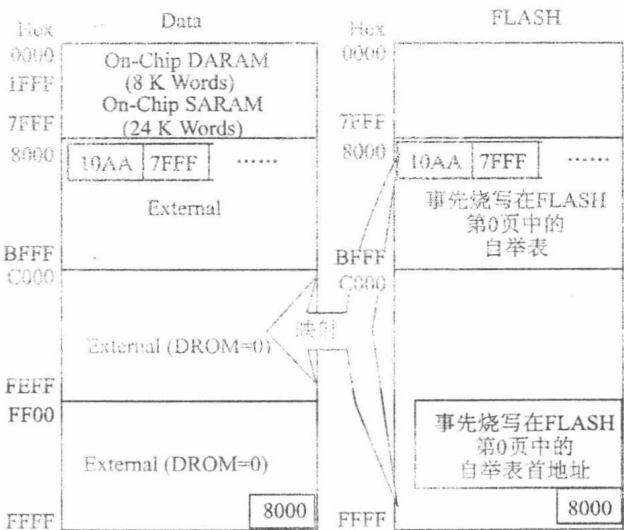


图2 FLASH 在RAM 区的映射

间能够直接映射到C5409 数据空间中,用户只需将自举表事先烧写在FLASH 中0x8000H 起始的空间里,并把自举表首地址0x8000H 写入到FLASH 的0xFFFFH,如图3 所示。Bootloader 在数据空间0x8000H 找自举表后会按照表的内容自动把用户程序从FLASH 中有序的搬移到DSP 的程序空间相应的位置并执行,从而最终实现C5409 的并行自举。

2.2 16 位并行加载自举表设计

16 位并行加载的自举表的安排有一定格式限制(图3(a))。首先自举表第一个字必须是“10AA”,

10AAH		section page origin length i			
初始化SWWSR	7FFFH	.vectors	0	00002F00	00000000 UN1
初始化BSCR	F800H	.data	0	00003000	00000000 UN1
XPC的入口地址	0000H	.switch	0	00003000	00000000 UN1
入口地址	5147H	.text	0	00003000	0000222F
第一段大小	222DH			00003000	00002149 wave
第一段目的地址XPC	0000H	GLOBAL SYMBOLS: SORTED BY Symbol A			
第一段目的地址	3000H	address	name		
代码字1		00000001	_lflags		
		00000400	_STACK_SIZE		
		00007117	_JUMP_WAVE		
代码字N		00004fd0	_main		
第m段大小		00005149	_c_int00		
第m段目的地址XPC		00005193	_exit		
第m段目的地址		00005193	_exit		
代码字1		00005193	_exit		
		00005193	_exit		
代码字N		00005193	_exit		
0000H		00005193	_exit		

(a) 自举表格式

(b) *.map文件内容

图 3 16 位并行加载自举表的设计

这是 16 位加载的标志,而 8 位加载的标志是“08AA”^[1]。又由于 FLASH 与 DSP 读写时间不匹配,要设置好软件等待状态寄存器(SWWSR)和页切换控制寄存器(BSCR),为了在程序和数据空间都插入 7 个等待状态 SWWSR 一般设为 0x7FFFH,而将 0xF800H 写入 BSCR 可以把 4 KB 设为一页,且页面切换时插入 1 个等待状态。

自举表中整个用户程序的入口地址“-c_int00”、第一段程序的大小和第一段程序的入口地址都可以在用户程序工程的 *.map 文件里查到(图 3(b))。本系统用户程序的入口为“00005149”,根据实际测试的结果必须填入 0000H 和 5147H 才能正常运行(即实际地址减 2,DSP 的自举程序默认从下个字节开始加载程序代码)。图 3(b)里“.text”后面就是用户程序第一段的入口地址

“00003000”和第一段程序的大小“0000222f”,同样根据实际测试的结果第一段程序的大小要减 2 取“0000222D”。紧跟着是“.text”段的代码,后面是“.sysmem”、“.bss”和“.const”等程序段的代码。当然,如果用户工程的 *.cmd 文件里只设置了一个程序段“.text”,自举表安排完图 3(a)中的第一段就可以结束了,这时就可以使用后文中介绍的“二次下载法”实现自举。

2.3 16 位并行加载的硬件设计

该 DSO 系统的 DSP 控制信号通过 FPGA 与 FLASH 连接起来^[11],如图 4 所示。FLASH SST39VF800A 的 16 根数据线与 DSP 的 D0~D15 直接相连。SST39VF800A 大小是 8 Mbit,即 512 K 个字,每个字 16 bit,所以地址线 19 根 A0~A18 与 DSP 直接相连可寻址 512 K 个字。

FLASH 的引脚 WE、OE 和 CE 通过 FPGA 把 DSP 控制信号组合处理后实现控制,这样的连接方法能保证 DSP 对数据空间 and 程序空间读写都有可能寻址到 FLASH 的存储空间。

2.4 数据段传输法的软件设计

想使用 DSP 自举引导的功能,首先必须正确建立自举表。C5409 的自举表可由 hex500 格式转换器自动生成。hex500 实际为一通用程序,它将公共目标文件格式 COFF 文件转换成 FLASH 的编程格式。因此,在使用 hex500 工具之前,首先必须对用户程序进行编译和链接生成 COFF 格式的“.out”文件,然后再通过设置适当的选项生成用户所要求的自举表。为了书写及修改方便,可将 hex500 的所有选项及输入输出文件名以“.cmd”批处理命令文件的形式保存。本系统自举表的建立有如下几步:

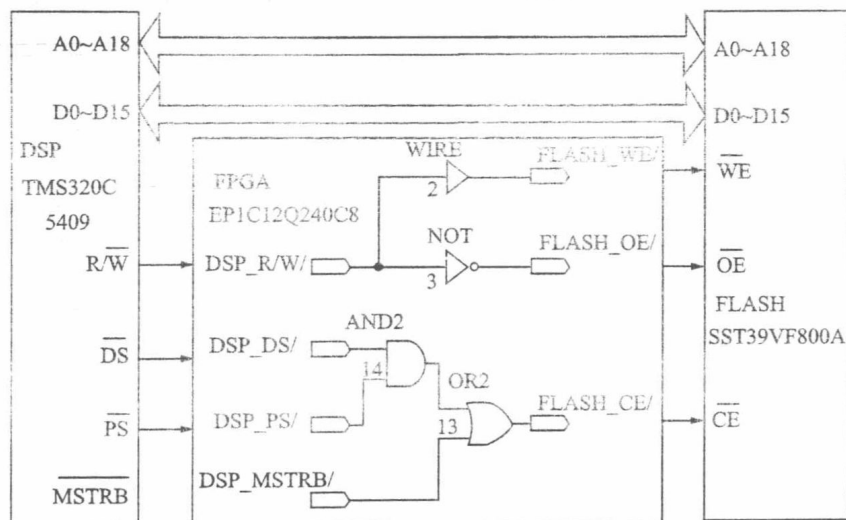


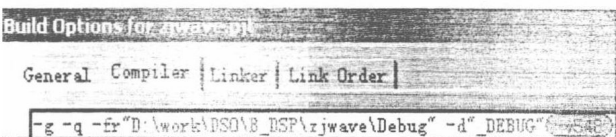
图 4 16 位并行加载的硬件连接图

(1)在CCS(Code composer studio)的编译选项里添加“-v548”,这是适合C5409芯片的编译器代号(图5(a))。

(2)编译用户程序生成 wave.out 文件。

(3)设置 wave.cmd 的内容(图5(b))。

(4)在DOS下使用hex500工具将 wave.out 文件转换为 wave.hex 文件(图5(c)),可见自举表有3个程序段“.text”、“.cinit”和“.const”。

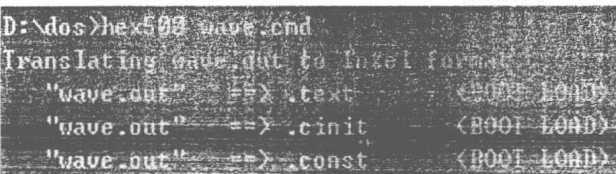


(a) 在编译选项添加“-v548”

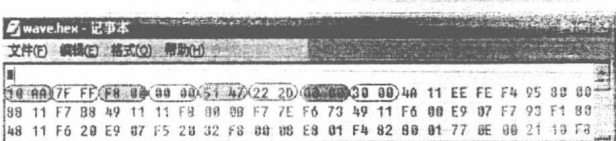
```

wave.out
-o wave.hex
-a
-map wave.mxp
-memwidth 16
-romwidth 16
-bootorg parallel
-boot
  
```

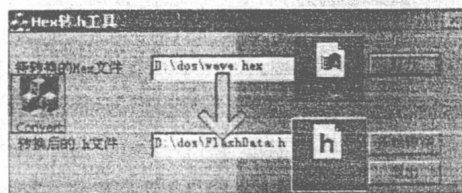
(b) wave.cmd的内容



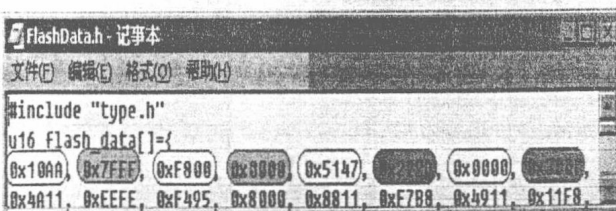
(c) DOS下的转换结果



(d) *.hex格式的自举表的开头部分



(e) *.hex转换为*.h



(f) *.h格式的自举表的开头部分

图5 自举表的建立过程

查看 wave.hex 文件的内容如图5(d),图中开头8组数与图4中理论分析得出的自举表的头8个数相吻合,表明自举表已经顺利产生。

(5)使用 Convert 程序将 wave.hex 文件转换为 FlashData.h 文件(图5(e)),目的是为了在自举表烧写程序中方便调用。

查看 FlashData.h 文件的内容如图5(f)所示。

自举表烧写程序其本质上是 FLASH 的烧写程序,即把某些特定的数据烧写到非易失性 FLASH 中保存起来待用。由于在对 FLASH 进行编程操作前,必须保证存储单元为空。如果不为空,就必须先对 FLASH 芯片进行擦除操作。由于 FLASH 采用了模块分区的阵列结构,使得各个存储模块既可以整个芯片一齐被擦除,还可以使各个存储模块被独立的分别擦除。只需在地址和数据端写入不同的操作命令即可实现不同的擦除操作。具体流程如图6所示。

(1)调用函数“init_54x()”设置 DSP 工作状态。主要的参数有INTM置1,关闭所有可屏蔽中断;MP/MC置1,不使用片内ROM;OVLY置1,即能在数据空间也能在程序空间寻址片内RAM;CLKMD的值设置为#01110010000000111b,当外接晶振10MHz时C5409的时钟周期为12.5ns。

(2)按特定顺序写入一系列控制字实现整片 FLASH 的擦除(如图6中 erase_sst()函数)。

(3)按特定顺序向数据空间 0x8000H 写入自举表(如图6中 sst_Program()函数)。

(4)按特定顺序向数据空间 0xFFFFH 写入自举表首地址 0x8000H。

自举表烧写进 FLASH 后,将 MP/MC 引脚置低,上电复位后引导程序就会自动将 FLASH 中的用户程序搬进片内 RAM,搬运完毕后即跳转到程序入口地址,高速运行用户程序。

2.5 二次下载法的软件设计

“二次下载法”是利用 DSP 仿真器把用户程序的.out文件加载到RAM的某个特定区域,再把FLASH烧写程序加载到RAM中的另一个区域并执行,以实现用户程序向FLASH的烧写。但二次下载法使用的FLASH烧写程序和数据段烧写法不同。这主要是因为用户程序的.out文件里不包括代码段的一些相关信息(图7)。

由于 wave.out 文件转换出的自举表 wave.hex 有3个程序段“.text”、“.cinit”和“.const”,每段代码的开头3个字节是这一段代码的长度和需要被

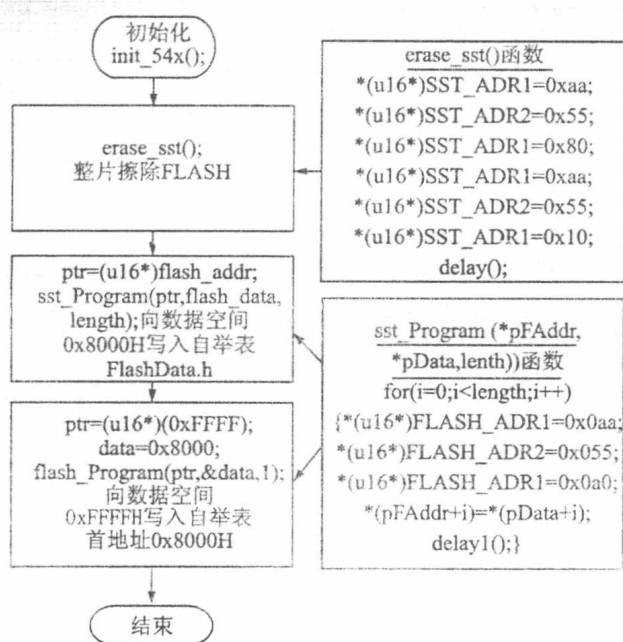


图6 FLASH烧写程序流程图

加载到的RAM区地址,只有把这些内容连同数据代码一起烧写到FLASH中,DSP才能正常自举。但是通过ICETEK-5100 USB V2.0仿真器加载到DSP的RAM中的wave.out没有代码段长度和起始地址信息,要实现自举就必须先用烧写程序把这些信息烧写到FLASH相应的位置,再烧写wave.out。

所以当用户程序只有一个程序段时二次下载法的优势就得以显现。可以把本系统的用户程序简化到一个程序段“.text”中,其起始地址还是0x3000H,而长度变为0x2638H。后面的过程就简单许多,完全不需要hex500之类的文件转换工具,具体过程如下:

(1)设计一个8元素数组Head[8]={0x10AA,0x7FFF,0xF800,0x0000,0x5147,0x2638,0x0000,0x3000}作为自举表的开头。

(2)修改FLASH烧写程序,准备先把Head[8]烧写到FLASH的0x8000H到0x8007H,之后把RAM中0x3000H到0x5638H的内容烧到FLASH的0x8008H开始的区域中。

(3)在CCS中开启FLASH烧写的工程,先加载wave.out到RAM的0x3000H开始的区域中,再加载FLASH烧写程序到0x6000H,保证与wave.out所占的程序空间不重叠。

(4)在CCS中运行FLASH烧写程序实现自举表的烧写。

2.6 两种16位并行加载方法比较

由上文可以看出两种方法的最大区别在于自举表的生成。

数据段传输法主要是利用辅助的软件工具生成自举表,然后再用烧写程序把表烧录到FLASH

数据段传输法	WAVE.out	二次下载法
16位自举标记 0x10AA, SWWSR 0x7FFF, BSCR 0xF800, 程序入口XPC 0x0000, 程序入口地址 0x5147		16位自举标记 0x10AA, SWWSR 0x7FFF, BSCR 0xF800, 程序入口XPC 0x0000, 程序入口地址 0x5147
.text段长度 0x222D, 存放目标XPC 0x0000, 存放目标地址 0x3000	代码段 相关信息	.text段长度 0x2638, 存放目标XPC 0x0000, 存放目标地址 0x3000
.text数据码1 数据码2 ...		.text数据码1 数据码2 ...
.cinit段长度 0x0371, 存放目标XPC 0x0000, 存放目标地址 0x522D	代码段... 相关信息	...
.cinit数据码1 数据码2 ...		.cinit数据码1 数据码2 ...
* const段长度 0x009A 存放目标XPC 0x0000, 存放目标地址 0x1A4F	代码段... 相关信息	...
.const数据码1 数据码2 ...		.const数据码1 数据码2 ...

图7 数据段传输法与二次下载法对比图

中,流程比较繁琐。而二次下载法试图抛开辅助软件,直接通过仿真器把用户程序代码加载到C5409 RAM中,再通过烧写程序把RAM中的代码烧录到FLASH中。这样,自举表中用户代码段相关信息的安排工作转移到了烧写程序中,当用户程序复杂到必须具有多个代码段时,烧写程序的设计将十分复杂。因此,二次下载法遭遇到这类复杂程序时势必显得力不从心。

可见,数据段传输法比较适合用来实现多代码段用户程序的自举,而当用户程序可以简单到只使用一个代码段时,二次下载法就成了实现DSP自举简单易行的好方法。

3 16位并行加载实现结果

3.1 FLASH扇区擦除程序延时的设计与结果

由于FLASH的擦除和编程操作所需要的工作时间比较特殊,需要在烧写程序中加入特定的延时才能顺利实现,扇区擦除和字节编程时间典型值分别是25 ms和20 μ s(见DATASHEET)。考虑到C5409的时钟周期 T 被设定为12.5 ns,而每条asm(“NOP”)指令的执行时间正好是一个时钟周期,因此可利用这条指令的循环来实现延时。

扇区擦除25 ms延时的擦除结果见图8(a),可以看出FLASH被正常擦除。

3.2 字节编程函数不同延时的结果

由如下测试结果可以看出,当延时为5 μ s时有很多数据没有写入FLASH,如图8(b)(有很多“0xFFFF”);当延时为10 μ s时部分数据没有写入FLASH,如图8(c)(有一些“0xFFFF”);当延时为20 μ s时数据全部写入FLASH(无“0xFFFF”),还包括0xFFFFH处的自举表首地址0x8000H,如图8(d)。注意自举表数据中第一个代码段的长度是0x222DH,这与二次下载法不同。

因此,把字节编程延时设计为20 μ s即可把自举表正常写入FLASH,数据段传输法和二次下载法中的字节编程程序类似,延时就取20 μ s。

3.3 二次下载法烧写结果

字节编程延时为20 μ s时,把Head[8]烧写到FLASH的0x8000H到0x8007H的编程结果如图8(e),把RAM中0x3000H到0x5638H的内容烧写到FLASH的0x8008H开始的区域中的编程结果如图8(f)。注意Head[8]中第一个代码段的长度是

```
void delay()
{
    //1000*2000*T=25ms=0x03E8*0x07D0*T
    for(i=0;i<0x03E8;i++){for(j=0;j<0x07D0;j++){asm(" NOP ");}}}
}
Memory (Data:Hex - C Style)
0x8060: 0xFFFF 0xFFFF 0xFFFF 0xFFFF 0xFFFF 0xFFFF 0xFFFF 0xFFFF
0x8068: 0xFFFF 0xFFFF 0xFFFF 0xFFFF 0xFFFF 0xFFFF 0xFFFF 0xFFFF
0x8070: 0xFFFF 0xFFFF 0xFFFF 0xFFFF 0xFFFF 0xFFFF 0xFFFF 0xFFFF
0x8078: 0xFFFF 0xFFFF 0xFFFF 0xFFFF 0xFFFF 0xFFFF 0xFFFF 0xFFFF
0x8080: 0xFFFF 0xFFFF 0xFFFF 0xFFFF 0xFFFF 0xFFFF 0xFFFF 0xFFFF
0x8088: 0xFFFF 0xFFFF 0xFFFF 0xFFFF 0xFFFF 0xFFFF 0xFFFF 0xFFFF
```

(a) 时长为25 μ s的延时函数“void delay()”及其擦除结果

```
void delay1()
{
    //400*T=5 $\mu$ s=0x0190*T
    for(i=0;i<0x0190;i++){asm(" NOP ");}}}
}
Memory (Data:Hex - C Style)
0x8000: 0x10AA 0xFFFF 0xFFFF 0x0000 0xFFFF 0xFFFF 0x0000 0x3000
0x8008: 0x4A11 0xEEFE 0xF495 0x8000 0x8011 0xF7B8 0x4911 0x11F8
0x8010: 0x000B 0xF77E 0xF673 0x4911 0xFFFF 0xE907 0xF793 0xF180
0x8018: 0x4811 0xF620 0xE907 0xF520 0x770E 0x0021 0x10F8 0x4811
0x8020: 0x8001 0x770E 0x0021 0x10F8 0x0900 0x2B04 0x8011 0x1100
0x8028: 0xF67E 0xF0F3 0xF0F0 0xF500 0xF77D 0x4811 0xF500 0x8911
```

(b) 时长为5 μ s的延时函数“void delay1()”及其烧写结果

```
void delay1()
{
    //400*4*T=20 $\mu$ s=0x0190*0x0004*T
    for(i=0;i<0x0190;i++){for(j=0;j<0x0004;j++){asm(" NOP ");}}}
}
Memory (Data:Hex - C Style)
0x8000: 0x10AA 0x7FFF 0xF800 0x0000 0x5147 0x222D 0x0000 0x3000
0x8008: 0x4A11 0xEEFE 0xF495 0x8000 0x8011 0xF7B8 0x4911 0x11F8
0x8010: 0x000B 0xF77E 0xF673 0x4911 0xF600 0xE907 0xF793 0xF180
0x8018: 0x4811 0xF620 0xE907 0xF520 0x770E 0x0021 0x10F8 0x4811
0x8020: 0x8001 0x770E 0x0021 0x10F8 0x0900 0x2B04 0x8011 0x1100
0x8028: 0xF67E 0xF0F3 0xF0F0 0xF500 0xF77D 0x4811 0xF500 0x8911
```

(c) 时长为10 μ s的延时函数及其烧写结果

```
void delay1()
{
    //400*4*T=20 $\mu$ s=0x0190*0x0004*T
    for(i=0;i<0x0190;i++){for(j=0;j<0x0004;j++){asm(" NOP ");}}}
}
Memory (Data:Hex - C Style)
0x8000: 0x10AA 0x7FFF 0xF800 0x0000 0x5147 0x222D 0x0000 0x3000
0x8008: 0x4A11 0xEEFE 0xF495 0x8000 0x8011 0xF7B8 0x4911 0x11F8
0x8010: 0x000B 0xF77E 0xF673 0x4911 0xF600 0xE907 0xF793 0xF180
0x8018: 0x4811 0xF620 0xE907 0xF520 0x770E 0x0021 0x10F8 0x4811
0x8020: 0x8001 0x770E 0x0021 0x10F8 0x0900 0x2B04 0x8011 0x1100
0x8028: 0xF67E 0xF0F3 0xF0F0 0xF500 0xF77D 0x4811 0xF500 0x8911
0xFFE0: 0xFFFF 0xFFFF 0xFFFF 0xFFFF 0xFFFF 0xFFFF 0xFFFF 0xFFFF
0xFFE8: 0xFFFF 0xFFFF 0xFFFF 0xFFFF 0xFFFF 0xFFFF 0xFFFF 0xFFFF
0xFFEC: 0xFFFF 0xFFFF 0xFFFF 0xFFFF 0xFFFF 0xFFFF 0xFFFF 0xFFFF
0xFFE4: 0xFFFF 0xFFFF 0xFFFF 0xFFFF 0xFFFF 0xFFFF 0xFFFF 0xFFFF
```

(d) 时长为20 μ s的延时函数及其烧写结果

```
Memory (Data:Hex - C Style)
0x8000: 0x10AA 0x7FFF 0xF800 0x0000 0x5147 0x2638 0x0000 0x3000
0x8008: 0xFFFF 0xFFFF 0xFFFF 0xFFFF 0xFFFF 0xFFFF 0xFFFF 0xFFFF
0x8010: 0xFFFF 0xFFFF 0xFFFF 0xFFFF 0xFFFF 0xFFFF 0xFFFF 0xFFFF
0x8018: 0xFFFF 0xFFFF 0xFFFF 0xFFFF 0xFFFF 0xFFFF 0xFFFF 0xFFFF
0x8020: 0xFFFF 0xFFFF 0xFFFF 0xFFFF 0xFFFF 0xFFFF 0xFFFF 0xFFFF
0x8028: 0xFFFF 0xFFFF 0xFFFF 0xFFFF 0xFFFF 0xFFFF 0xFFFF 0xFFFF
```

(e) 把Head[8]烧写到FLASH的结果

```
Memory (Data:Hex - C Style)
0x8000: 0x10AA 0x7FFF 0xF800 0x0000 0x5147 0x2638 0x0000 0x3000
0x8008: 0x4A11 0xEEFE 0xF495 0x8000 0x8011 0xF7B8 0x4911 0x11F8
0x8010: 0x000B 0xF77E 0xF673 0x4911 0xF600 0xE907 0xF793 0xF180
0x8018: 0x4811 0xF620 0xE907 0xF520 0x32F8 0x000B 0xE801 0xF482
0x8020: 0x8001 0x770E 0x0021 0x10F8 0x0900 0x2B04 0x8011 0x1100
0x8028: 0xF67E 0xF0F3 0xF0F0 0xF500 0xF77D 0x4811 0xF500 0x8911
```

(f) 把用户程序烧写到FLASH的结果

图8 FLASH的烧写结果

0x2638H,这与数据段传输法不同。

4 结束语

本文所述两种DSP自举加载方法是实现C54x系列DSP自举最实用、最方便、最有效的手段。硬件上该系统的C5409芯片通过FPGA与FLASH相连进行自举,实现了FLASH编程器的功能,节约了专用编程器的采购开支。另外,当FLASH型号发生改变时,只需修改FPGA中相应的VHDL语言和CCS中FLASH烧写程序的部分语句就可以使不同型号FLASH正常工作,使系统可以方便地通过不同类型的FLASH芯片实现DSP的自举。

参考文献:

- [1] Wang M, Rowe G I, Mamishev A V. Real-time power quality waveform recognition with a programmable digital signal processor[J]. IEEE Power Engineering Society General Meeting, 2003(2): 245-250.
- [2] Yearry M B, Fink R J, Beck D, et al. A DSP-based mixed-signal waveform generator instrumentation and measurement[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2004, 53(3): 665-671.
- [3] Wang Mi, Ma Yixin, Williams R A, et al. A high-performance EIT system[J]. IEEE Sensors Journal, 2005, 5(2): 289-299.
- [4] Ceb Ambros D, Fak Za, Kramberger I, et al. Development of expansion card with DSP processor for PCI bus[J]. Informacije MIDEM, 2001, 31(1): 48-52.
- [5] Zhu Li, Zhang Jingsen, Zeng Ming. An embedded system architecture for acoustic signal capturing and orientation[C]//Embedded Software and Systems 2005 Second International Conference. 2005: 8-15.
- [6] Liu Jun, Hu Guangyan, Wen Xuhui. DSP and CAN bus based induction motor control in electrical vehicle application[C]//Electrical Machines and Systems ICEMS 2003 Sixth International Conference. 2003: 585-587.
- [7] Pu Dongbing, Du Changrui, Yu Zhezhou, et al. Design of face recognition door manager system based on DSP[J]. Lecture Notes in Computer Science, 2005, 2(3): 824.
- [8] TI TMS320VC5409 Bootloader Technical Reference [EB/OL]. (2002-01) [2006-01]. <http://focus.ti.com/dsp/docs/>, 2002.
- [9] TMS320C548549 Bootloader & ROM Code Examples Techn Reference [EB/OL]. (2000-01) [2006-01]. <http://focus.ti.com/dsp/docs/>, 2000.
- [10] TI TMS320C54x DSP CPU and Peripherals Reference Set Volume 1 [EB/OL]. (2001-01) [2006-01]. <http://focus.ti.com/dsp/docs/>, 2001.
- [11] Calmon F, Fathallah M, Viverge P J, et al. FPGA and mixed FPGA-DSP implementations of electrical drive algorithms[J]. Lecture Notes in Computer Science, 2002, 4(2): 438.

作者简介:周晋(1983-),男,硕士研究生,研究方向:数字电路设计、计算机应用,E-mail:czzboujin@126.com;王成华(1963-),男,教授,研究方向:电子系统设计。

of $\epsilon_r = 2.2$, $h = 0.159$, and $\tan \delta = 0.001$. It agrees with reported resonance frequency within 1.5% [1, 2].

The measured S_{11} plots of HMSA and HHMSA with $S = 3.0$ cm for the feed position along x -axis are compared in Figure 5(a), while Figure 5(b) compares the S_{11} plots of HMSA and HHMSA with $S = 2.5$ cm for feed position along y -axis. The measured resonance frequencies for configuration of HMSA and HHMSA with the feed position along x -axis and side length 3.0 cm are 1.536 and 1.574 GHz, respectively. Similarly, measured frequencies for configuration of HMSA with the feed position along y -axis and side length 2.5 cm is 1.836 GHz and that of HHMSA with the same side length is 1.870 GHz. The resonance frequency of the proposed HHMSA is almost same as that of the HMSA, leading to 50% size reduction.

Since the resonance frequency of HHMSA is same as that of HMSA, a HMSA can be split into two equal halves along the feed axis (forming a configuration with two HHMSA coupled by a gap) to increase the bandwidth. Furthermore, straight edges of HMSA and the HHMSA provide better coupling between fed and multiparallel patches for bandwidth enhancement.

5. CONCLUSION

An improved formulation has been proposed to calculate the resonance frequency of HMSA for two feed positions using its equivalence with a CMSA, which tallies within 1.2% with measurements. A new compact configuration of HHMSA has been proposed, which has almost same resonance frequency with half the area.

REFERENCES

1. I.J. Bahl, P. Bhartia, Microstrip antennas, Artech House, Boston, 1980.
2. K.S. Arvind and J.R. Wolfgang, Spectral domain analysis of a hexagonal microstrip resonator, IEEE Trans Microw Theory Technol 30 (1982), 825–828.
3. J.R. James and P.S. Hall, Handbook of microstrip antennas, vol. 1, Peter Peregrinus, London, England, 1989, Chapter 10.
4. K.P. Ray and G. Kumar, Determination of the resonance frequency of microstrip antennas, Microw Opt Technol Lett 23 (1999), 114–117.
5. K.P. Ray and G. Kumar, Multiport network model for fundamental and higher-order modes of semicircular microstrip antennas, Microw Opt Technol Lett 28 (2001), 237–241.
6. G. Kumar and K.P. Ray, Broadband microstrip antennas, Artech House, Boston, 2003.
7. S. Babu and G. Kumar, Parametric study and temperature sensitivity of microstrip antennas using an improved transmission line model, IEEE Trans Antenna Propagat AP-35 (1987), 100–101.

© 2007 Wiley Periodicals, Inc.

A HYBRID QR FACTORIZATION WITH DUAL-MGS AND ADAPTIVELY MODIFIED CHARACTERISTIC BASIS FUNCTION METHOD FOR ELECTROMAGNETIC SCATTERING ANALYSIS

Guodong Han and Changqing Gu

College of Information Science and Technology Nanjing University of Aeronautics and Astronautics Nanjing 210016, China; Corresponding author: guodong_han@nuaa.edu.cn

Received 24 April 2007

ABSTRACT: In this article, a hybrid method of adaptively modified characteristic basis function method (AMCBFM) and QR factorization with a dual modified Gram-Schmidt (Dual-MGS) algorithm, which is called QR-AMCBFM, is presented. The first step is to derive the primary basis functions by using AMCBFM. To get the high-level basis functions, QR factorization algorithm with Dual-MGS is used to decompose the mutual coupling matrices. Different threshold values for the near and far field domains are set in the QR scheme. When the numerical rank gotten in the upper program is down to a set threshold, the rest interaction between farther blocks would be ignored. Subsequently, the high-level characteristic basis functions and the coefficient of current are calculated. Once the adjacent currents precision arrives at a certain criterion, the higher-level basis functions are thought of unnecessary. The hybrid algorithm estimates adaptively in the entire process. © 2007 Wiley Periodicals, Inc. Microwave Opt Technol Lett 49: 2879–2883, 2007; Published online in Wiley InterScience (www.interscience.wiley.com). DOI 10.1002/mop.22830

Key words: adaptively modified characteristic basis function method; dual modified Gram-Schmidt algorithm; QR factorization; radar cross-section; method of moment

1. INTRODUCTION

In computational electromagnetics, method of moment (MoM) plays an important role because it can solve electromagnetic characteristic for any arbitrary shaped object [1]. To guarantee desired accuracy of the results, it is often taken the discretization of the object ranging from $\lambda/20$ to $\lambda/10$. However, with the increase of objects' electrical sizes, the requirement of computer in terms of CPU time and RAM storage becomes a heavy burden.

Several efficient methods are studied in recent years to reduce the CPU time as well as the numerical complexity such as the fast multipole method (FMM) and the multilevel fast multipole method (MLFMM) that can solve large scatterers with a lower storage and little numerical complexity. In FMM, it only needs to store the near field interaction part of the large matrix and implement the far field interaction ones using the addition theorem, and to carry the matrix-vector product (MVP) with an iterative algorithm [2, 3]. But we also realize that it is still constrained to a discretization size from $\lambda/20$ to $\lambda/10$. Meanwhile, one major disadvantage of the approach is its dependence on the Green's kernel. And the accuracy is controllable by varying the number of multipoles and plane waves in the expansion, which is not easy to control. Another method to reduce the size of matrix and speed up the MVP is IES [3] algorithm reducing the complexity of both the matrix and MVP to $O(N \log N)$ by an adaptive grouping of basis functions and an interpolation-based construction of the Q-R matrices in the SVD [4]. In the process, it is assumed that the integral equation kernel is smooth in the local domain. But the key step that the matrix is not needed all full knowledge, is full of ambiguity [5].

Recently, some researchers have been paying attention to the QR algorithm independent on the integral kernel [5-7]. This is a rank reduction technique solving the coupling interaction matrices based on grouping unknowns, similar to FMM. A block-Q-R algorithm that relies on dual modified Gram-Schmidt (Dual-MGS) orthogonalization procedure is introduced in [5]. The matrix Q is full of orthonormal set column vectors that approximately spans the original matrix. In Dual-MGS algorithm, rows and columns are both used to define sets of orthonormal rows and columns different from the procedure in the conventional MGS, in which only columns are used. Then, an error threshold is defined to halt the Dual-MGS algorithm when there is no significant information needed. The matrix R is found by using only the rows and columns that have been generated within the Dual-MGS. The results in [5] show that this algorithm reduces both the computational complexity and the CPU time significantly.

More recently, a highly efficient method called characteristic basis function method (CBFM) has been applied to the electromagnetic scattering [8, 9]. This method is used to reduce the size of the matrix and can be applied to almost any arbitrary 3D surface because it takes into the account mutual coupling effects rigorously and generates an accurate solution in a systematic manner. The CBFM is a high-level basis function method obtained by using the conventional basis functions, Rao-Wilton-Glisson (RWG) basis functions [1]. It forms a much smaller matrix to reduce RAM storage, for it only stores the matrices of all the self-interactions within each block. However, we cannot partition the object geometry into too many blocks, for it would cause a large characteristic basis function (CBF) matrix with dimension $M^2 \times M^2$, where M is the total number of blocks. Meanwhile, adjacent blocks need to overlap the same domain to keep current density continuous. Therefore, the increasing unknowns will be larger than the original ones. And Sun et al.'s CBFM is constructed by using the Foldy-Lax equations in which mutual coupling effects among all scatterers can be included systematically [10]. The electromagnetic scattering problem arising in dense medium scatterers is solved. However, we do not clearly know what level basis functions can guarantee the accuracy of the current.

In this article, we propose a method called adaptively modified characteristic basis function method (AMCBFM). This method is also not limited by the geometry of the objects, and the levels of basis functions in the process can be freely controlled. It can also reduce the dimension of the impedance matrix by grouping the unknowns. The mutual coupling effects are included through higher-level CBFs. After CBFs are obtained, the coefficients of the adjacent former CBFs are used to modify the coupling effects between different blocks. In the process, a certain criterion is set to estimate whether the higher-level basis function is taken or not, which can halt adaptively. Subsequently, the QR factorization with Dual-MGS algorithm is used in AMCBFM to reduce the numerical complexity and RAM storage effectively. In this hybrid method, the unknowns are grouped into near and far blocks dependent on the distances. For the interaction effects between near ones, we can set a threshold value by decomposing the near-interaction matrix with QR based on Dual-MGS algorithm. The value is used to decide whether or not the far-interaction effects are ignored. This article is organized as follows: the AMCBFM and QR-factorization with Dual-MGS algorithm are provided in Section 2 and 3, respectively. And the hybrid QR and AMCBFM is presented in Section 4. Some numerical results are shown to validate the proposed method in Section 5.

2. THE AMCBFM

In the procedure of AMCBFM, we begin with dividing the object geometry into M distinct blocks, each of which contains N_i unknowns, $i = 1, \dots, M$. For the purpose of generating the primary CFBs of block i , we solve the following equation to find I_i^p

$$Z_{i,i} \cdot I_i^p = V_i, \quad i = 1, 2, \dots, M \quad (1)$$

where matrix $Z_{i,i}$ indicates self-interaction in block i , and V_i is a subset from the original full MM excitation vector. Though the total number of unknowns is very large, N_i can be kept to a manageable size, thus the Eq. (1) is solved by some solution directly such as LU decomposition instead of iterative techniques. After obtaining I_i^p namely primary CBFs, we derive their coefficients, which are not taken account into the coupling interaction among the different blocks. And the primary total current is expressed by

$$I_i^{tot(1)} = a_{1,i}^{(1)} I_i^p \quad (2)$$

The derived current generated by these CBFs is not accurate, but the coefficients, $a_{1,i}^{(1)}$ of these CBFs describe the different electromagnetic scattering magnitude arising from the original excitation. Next, we proceed to construct the secondary CBFs that account for the mutual coupling effects between various blocks. For each block, the secondary CBFs can be generated by the following equation

$$Z_{i,j} \cdot I_j^{st} = - \sum_{j=1, j \neq i}^M |a_{i,j}^{(1)}| Z_{i,j} \cdot I_j^p \quad (3)$$

where I_j^{st} is the j th secondary basis function of block i and $Z_{i,j}$ is the matrix formed by the observation block i with the source block j . Equation (3) states that the secondary CBF on a block is computed by replacing the incident field with the scattered fields because of primary CBFs on all blocks except itself, and $|a_{i,j}^{(1)}|$ indicates the coupling magnitude among the scattered field to the source block. The secondary total current can be expressed into the following equation

$$I_i^{tot(2)} = a_{1,i}^{(2)} I_i^p + a_{2,i}^{(2)} I_i^{st} \quad (4)$$

For seeking the coefficients, $a_{1,i}^{(2)}$ and $a_{2,i}^{(2)}$, we substitute the expression (4) into the MM formulation $Z \cdot I = V$. It is noted that there are $2M$ unknowns but only M equations. Thus, $[I_i^p]^T$ and $[I_i^{st}]^T$ are taken the inner product of both sides of the equation $Z \cdot I = V$, where $[\cdot]^T$ represents conjugated and transpose. Hence, the unknown complex expansion coefficients, $[a_{1,1}^{(2)}, a_{1,2}^{(2)}, \dots, a_{1,M}^{(2)}, a_{2,1}^{(2)}, a_{2,2}^{(2)}, \dots, a_{2,M}^{(2)}]^T$, are gotten.

$$Z_{i,j} \cdot I_j^{st} = - \sum_{j=1, j \neq i}^M |a_{2,j}^{(2)}| Z_{i,j} \cdot I_j^{st} \quad (5)$$

Now we consider the third-level basis functions, which are calculated by the following equation. And the procedure is similar to that of secondary ones.

$$I_i^{tot(3)} = a_{1,i}^{(3)} I_i^p + a_{2,i}^{(3)} I_i^{st} + a_{3,i}^{(3)} I_i^{st} \quad (6)$$

And the third-level total current is provided by