

Z427/1033(2009)-(22)



NUAA2010055220

Z427
1033(2009)-(22)

信息科学与技术学院

042



2010055220

22

信息科学与技术学院2009年发表论文明细表

序号	姓名	职称	单位	论文题目	刊物、会议名称	年、卷、期
1	王旭东 刘渝	讲师 教授	042 042	Special-purpose computer for 64-point FFT based on FPGA	2009年 International Conference on Wireless Communications & Signal Proceeding会议上交流	
2	王旭东	讲师	042	基于MATLAB软件的FPGA课程实践教学 的改进	科技信息	2009年 第10卷第31期
3	汪飞 王树勋 刘渝	副教授 教授 教授	042 042 042	基于四元数理论的时延估计方法	系统工程与电子技术	2009年 第31卷第1期
4	汪飞	副教授	042	基于时频空间奇异值分解的多分量线性 调频信号分离与增强	数据采集与处理	2009年 第24卷第6期
5	汪飞 周建江	副教授 教授	042 042	基于四元数据矩阵的谐波信号多参量 联合估计	系统工程与电子技术	2009年 第31卷第9期
6	孔莹莹 周建江	博士生 教授	042 042	SAR Images Processing Based On Gibbs-MRF and Connected Clustering	2009年 2th International Conference on Computational Sciences and Optimization会议上交流	
7	孔莹莹 周建江	博士生 教授	042 042	A New Method of SAR image Reconstruction and Segmentation	2009年 1th International Asia Conference on Informatics in Control, Automation and Robotics会议上交流	
8	连小华 周建江	博士生 教授	042 042	Adaptive OFDM Beamformer with Constrained Weights for Cognitive Radio	2009 IEEE 69th Vehicular Technology Conference会议上交流	
9	潘捷 周建江	博士生 教授	042 042	Beamspace PM-Root-MUSIC for Uniform Circular Array based on MST	2009年 2th International Conference on Computational Sciences and Optimization会议上交流	
10	肖永生 周建江	博士生 教授	042 042	Optimization of line-tapered MMI devices using a genetic algorithm	CHINESE OPTICS LETTERS	2009年第7卷 第11期
11	朱正为 周建江	博士生 教授	042 042	Automatic Target Recognition Based on HRRP Using SKO-KPCA	2009年 Proceedings of the Second International Joint Conference on Computational Sciences and Optimization (CSO2009) 会议	
12	朱正为 周建江	博士生 教授	042 042	Optimum selection of common master image for ground deformation monitoring base on PS-DInSAR techniqued	Journal of Systems Engineering and Electronics	2009年 第20卷第6期
13	吴杰 周建江 高强业	博士生 教授 博士生	042 042 042	A radar target recognition method based on auto-correlation wavelet SVM	2009年 IET International Radar conference会议上交流	

14	周明星 周建江 汪飞 张肖	博士生 教授 副教授 博士生	042 042 042 042	A new multilayer model for the investigation of lunar regolith depth	2009年 The Sixth International Symposium on Multispectral Image Processing & Pattern Recognition (第六届SPIE多光谱图像处理与模式识别国际学术会议) 会议上交流	
15	周明星 周建江 汪飞 张肖	博士生 教授 副教授 博士生	042 042 042 042	Analysis and simulation of microwave brightness temperature on lunar surface	2009年 60th International Astronautical Congress (第60届国际宇航联大会) 会议上交流	
16	周明星 周建江 张肖 汪飞	博士生 教授 博士生 副教授	042 042 042 042	Inversion of lunar regolith thickness by microwave brightness temperature	2009年 14th International Symposium on Applied Electromagnetics and Mechanics会议上交流	
17	朱劭昊 周建江 汪飞 吴杰	博士生 教授 副教授 博士生	042 042 042 042	基于优化核Fishler判别分析的雷达目标识别	现代雷达	2009年 第31卷第10期
18	朱劭昊 周建江 高强业	博士生 教授 博士生	042 042 042	A radar target recognition method based on circular convolution coefficients of high-resolution range profiles	2009年Proc. Int. Joint Conf. Comput. Sci. Optim., CSO会议上交流	2009年第01卷
19	高强业 周建江 曹群生	博士生 教授 教授	042 042 042	Introduction of the Incident Wave in 2D-MRTD Scattering Scheme	2009年 The 1st International Conference on Information Science and Engineering会议上交流	
20	王菁 汪飞 周建江	博士生 副教授 教授	042 042 042	一种目标散射中心特征快速提取算法	南航学报	
21	王菁 周建江 汪飞	博士生 教授 副教授	042 042 042	基于GTD模型的雷达目标二维散射中心提取	电子与信息学报	
22	王菁 汪飞 周建江	博士生 副教授 教授	042 042 042	Radar Target Scattering Center Extraction Based on The Full-Polarization GTD Model	2009年2th International Conference on Computational Science and Optimization会议上交流	
23	胡文	讲师	042	Partially blind extraction of continuous charotic signals from a linear mixture	Journal of electronics(China)	2009年 第26卷第5期
24	胡文	讲师	042	Chaotic system with sin-like waveform	2009年International conference on communications, circuits and systems proceedings会议上交流	
25	洪涛 宋茂忠 孙心宇	博士生 教授 博士生	042 042 042	Design of a sparse antenna array for communication and direction finding applications based on the Chinese remainder theorem	Progress in Electromagnetic Research	2009年第98卷
26	汪玲	副教授	042	Chirp-scaling-based true amplitude imaging for synthetic aperture radar	2009年SPIE Conference on Defense, Security and Sensing会议上交流	

27	夏伟杰 周建江	讲师 教授	042 042	A Raw Signal Simulator for Bistatic SAR	Chinese Journal of Aeronautics	2009年 第22卷第04期
28	夏伟杰 周建江	讲师 教授	042 042	典型目标的合成孔径雷达回波生成与 图像仿真	重庆大学学报	2009年 第32卷第04期
29	夏伟杰 周建江	讲师 教授	042 042	各向异性的分形地形生成方法研究	中国图像图像学报	2009年 第14卷第11期
30	夏伟杰 周建江	讲师 教授	042 042	典型地形SAR回波模拟与SAR图像仿真	遥感学报	2009年 第13卷第03期
31	颜军 张弓 成玲	硕士生 教授 硕士生	042 042 042	Research on DSS-Based MIMO radar's detection performance	2009年 Asia-Pacific Conference on Information Processing会议上交流	
32	张弓 时文华 黎宁 徐晶	教授 硕士生 副教授 硕士生	042 042 042 042	SAR Image despeckling using undecimated directional filter banks and mean shift	2009年 IEEE International Conference on Image Processing会议上交流	
33	张维 张弓	博士生 教授	042 042	Anderson-Darling Test based CFAR Detection	The international conference on information science and engineering, ICISE 2009	2009年第1卷
34	黎宁 张星星 周建江	教授 硕士生 教授	042 042 042	Moving Object Tracking in Dynamic Image Sequence Based on Estimation of Motion Vectors of Feature Points	南航学报英文版	2009年 第26卷第4期
35	黎宁 史以桢 周建江	副教授 硕士生 教授	042 042 042	一种基于自适应特征选择的目标实时 跟踪算法	光电工程	2009年 第36卷第7期
36	陈西 黎宁 周建江	硕士生 副教授 教授	042 042 042	基于正方形模板的摄像机自标定新方 法	信息处理	2009年第1期
37	高元元 黎宁	硕士生 副教授	042 042	基于彩色信息的水表自动度数识别方 法	2009年中国电子学会第十六届 信息论学术年会会议上交流	
38	刘振华 黎宁 贾亮	硕士生 副教授 硕士生	042 042 042	改进的航拍图像序列背景运动补偿技 术	计算机工程	2009年 第35卷第2期
39	史以桢 黎宁	硕士生 副教授	042 042	一种基于优化预处理的均值漂移算法	信息处理	2009年第3期
40	陈小敏 徐大专 虞湘宾	讲师 教授 副教授	042 042 042	不完全信道状态下Turbo-BLAST系统的 自适应发送功率分配算法	信息与控制	2009年 第38卷第3期
41	陈小敏 徐大专 虞湘宾	讲师 教授 副教授	042 042 042	不完全信道状态信息下的Turbo-BLAST 系统及性能	应用科学学报	2009年 第27卷第3期
42	陈小敏 徐大专 虞湘宾 朱秋明	讲师 教授 副教授 讲师	042 042 042 042	An Adaptive Transmit Antenna Selection and Power Allocation Scheme for V-BLAST System under Imperfect Channel State Information	2009年 International Conference on Networks Security, Wireless Communications and Trusted Computing (NSWCTC 2009)会议 上交流	
43	陈小敏 徐大专 虞湘宾	讲师 教授 副教授	042 042 042	Turbo-BLAST系统中的注水功率控制算 法	信息与控制	2009年 第38卷第4期
44	陈小敏 徐大专 虞湘宾	讲师 教授 副教授	042 042 042	Turbo-BLAST系统中天线选择和功率分 配算法	电波科学学报	2009年 第24卷第3期

45	陈小敏 徐大专 虞湘滨 朱秋明	讲师 教授 副教授 讲师	042 042 042 042	不完全信道状态信息条件下Turbo-BLAST系统中注水天线选择和功率分配算法	南京理工大学学报（自然科学版）	2009年 第33卷第4期
46	陈小敏 徐大专 虞湘滨 朱秋明	讲师 教授 副教授 讲师	042 042 042 042	多用户CDMA系统中Turbo-BLAST迭代检测算法	数据采集与处理	2009年 第24卷第6期
47	陈小敏 徐大专 虞湘滨	讲师 教授 副教授	042 042 042	一种适用于Turbo-BLAST系统的自适应功率分配算法	重庆大学学报	2009年 第32卷第3期
48	陈小敏 徐大专 虞湘滨	讲师 教授 副教授	042 042 042	ADAPTIVE TRANSMIT ANTENNA SELECTION AND POWER ALLOCATION SCHEME FOR TURBO-BLAST SYSTEM WITH IMPERFECT CHANNEL STATE INFORMATION	Progress In Electromagnetics Research	2009年 第1卷第10期
49	张小飞 冯高鹏	副教授 硕士生	042 042	BLIND PARALIND SPACE-TIME MULTIUSER DETECTION FOR ASYNCHRONOUS CDMA SYSTEM	Jounar of Circuits, Systems, and Computers	2009年 第18卷第3期
50	张小飞 高昕	副教授 硕士生	042 042	BLIND JOINT ANGLE AND FREQUENCY ESTIMATION WITH ANTENNA ARRAY	International Journal of Innovative Computing, Information and Control	2009年 第5卷第6期
51	张小飞 徐大专	副教授 教授	042 042	Improved coherent DOA estimation algorithm for uniform linear arrays	International Journal of Electronics	2008年 第1卷第10期
52	张小飞 高昕	副教授 硕士生	042 042	BLIND PARALIND MULTIUSER DETECTION FOR SMART ANTENNA CDMA SYSTEM OVER MULTIPATH FADING CHANNEL	Progress In Electromagnetics Research	2009年第89卷
53	张小飞 徐大专	副教授 教授	042 042	Novel joint time delay and frequency estimation method	IET Radar, Sonar and Navigation	2008年
54	高昕 张小飞	硕士生 副教授	042 042	on the MUSIC-derived approaches of angle estimation for bistatic MIMO radar	2009年 International Conference on Wireless Networks and Information Systems会议上交流	
55	高昕 张小飞	硕士生 副教授	042 042	On multilinear based approaches of blind receiver for polarization sensitive uniform square array	2009年 International Conference on Wireless Networks and Information Systems会议上交流	
56	冯宝 张小飞	硕士生 副教授	042 042	Multiple Invariance ESPRIT-based Blind Carrier Frequency Offset Estimation for OFDM System with Array Antennas	2009年 International Conference on Information Science and Engineering	
57	高昕 张小飞	硕士生 副教授	042 042	Joint DOA and Polarization Estimation for L-shaped Polarzation Sensitive Array	2009年 The 1st International Conference on Information Science and Engineering会议上交流	

58	高昕 张小飞	硕士生 副教授	042 042	An improved joint detection approach for TD-SCDMA system over multipath channels	2009年 The 1st International Conference on Information Science and Engineering会议上交流	
59	王大元 张小飞	硕士生 副教授	042 042	A Low-Complexity Frequency Offset Estimation for Interleave OFDMA Uplink	2009年 The International Conference on Information Science and Engineering会议上交流	
60	张小飞 高昕	副教授 硕士生	042 042	BLIND JOINT DOA AND DOD ESTIMATION AND IDENTIFIABILITY RESULTS OFR MIMO RADAR WITH DIFFERENT TRANSMIT/RECEIVE ARRAY MANIFOLDS	Progress In Electromagnetics Pesearch B	2009年第18卷
61	张小飞 冯高鹏	副教授 硕士生	042 042	Angle-Frequency Estimation Using Trilinear Decomposition of the Over sampled Output	Wireless Pers Commum	2009年第51卷
62	张小飞 高昕	副教授 硕士生	042 042	Multi-Invariance ESPRIT-Based Blind DOA Estimation for MC-CDMA With an Antenna Array	IEEE TRANSACTIONS ON VEHICULAR TECHNOLOGY	2009年 第58卷第8期
63	张小飞 高昕	副教授 硕士生	042 042	IMPROVED BLIND 2D-DIRECTION OF ARRIVAL ESTIMATION WITH L-SHAPED ARRAY USING SHIFT INVARIANCE PROPERTY	J.of Electromagn. Waves and Appl.	2009年第23卷
64	张小飞 徐大专	副教授 教授	042 042	BLIND SIGNAL SEPARATION OF LINEAR MIXTURE USING TRILINEAR DECOMPOSITION	JOURNAL OF ELECTRONICS (CHINA)	2009年 第26卷第5期
65	金雪松 李勇	硕士生 副教授	042 042	Study on dual-stripmap imaging algorithm for airborne circular-scanning SAR data processing	2009年 2nd Asian-pacific conference on synthetic aperture radar (APSAR2009) 会议上交流	
66	仇志华 李勇 毛新华	硕士生 副教授 讲师	042 042 042	一种基于无插值PFA的重叠子孔径成像算法	航空兵器	2009年 第5卷第253期
67	李勇 朱岱寅 朱兆达	副教授 教授 教授	042 042 042	环视SAR成像处理中的几何失真校正算法	南京航空航天大学学报	2009年 第41卷第2期
68	陶满意 李勇	硕士生 副教授	042 042	The information extraction algorithm for a traffic detection radar using ISAR principle	2009年 2th Asian-pacific conference on synthetic aperture radar (APSAR 2009) 会议上交流	

Special-purpose computer for 64-point FFT based on FPGA

Wang Xudong

College of Information Science and Technology
Nanjing University of Aeronautics & Astronautics
Nanjing 210016, China
xudong@nuaa.edu.cn

Liu Yu

College of Information Science and Technology
Nanjing University of Aeronautics & Astronautics
Nanjing 210016, China
Liuyu_nuaa@yahoo.com.cn

Abstract—A novel architecture for computing the fast Fourier transform on programmable devices is presented. Main results indicate that the use of an 8x8 parallel structure for realizing this 64-point FFT leads to a 8 times higher processing speed compared to its counterparts employing other series techniques.

Keywords—FFT; FPGA; time-efficient

I. INTRODUCTION

The fast Fourier transform (FFT) is one of the most popular algorithms in digital signal processing and it is used in communications, radar and reconnaissance applications. Field programmable gate arrays (FPGAs) have long been attractive for accelerating FFT processing speed[1].

FFT implementations on FPGA have been performed by using distributed arithmetic^[2-4], complex multipliers^[5], CORDIC algorithm^[6], online arithmetic^[7,8], and global pipeline architecture^[9]. However, there is no high speed FFT processor among them, which is critical for wideband system such as radar, SDR (software define radio) and reconnaissance^[10].

Sharing single butterfly architecture is the most commonly used in FFT processors based on FPGAs^[11-13]. It basically consists of a unique butterfly, which performs all the operations of the FFT, a two port RAM to store the intermediate data, a memory with 'twiddle factors', address generators and control logic. For large transforms, the area of this architecture is considerably lower than the others but, in wideband systems, this is an improper architecture that can't suit the processing speed needed in such systems.

This paper proposes a high speed 64-point FFT processor based on FPGA using a hybrid-parallel and pipeline architecture. The study has been particularised to decimation-in-frequency (DIF) FFTs of length 64 points and a 8-bit word-size has been considered. The whole processor has been implemented using two parallel 8-point FFT and 8 complex-multipliers between them. 'Twiddle factor' addresses can be easily generated with counters. The address generation logic is very simple and does not limit the throughput of the system. Its performance is found to be suitable with 1GHz streaming input data that is a very speediness effective option for wideband system.

II. HYBRID PARALLEL FFT ALGORITHM

To improve the system operation speed, a hybrid parallel FFT algorithm is used in this processor. Let us consider a DFT $x(n)$ of dimension N ^[14]

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)W_N^{nk} \quad (1)$$

Where $W_N^{nk} = e^{-j2\pi kn/N}$ and $k = 0 \dots N-1$

If N is the product of two factors, with $N = N_1 * N_2$, the indices n and k we can redefined as follows: $n = N_1 * n_2 + n_1$, where $n_2 = 0 \dots N_2-1$ and $n_1 = 0 \dots N_1-1$, $k = N_2 * k_1 + k_2$, $k_2 = 0 \dots N_2-1$ and $k_1 = 0 \dots N_1-1$

Then we can split W_N^{nk} as follows

$$\begin{aligned} W_N^{nk} &= e^{-j\frac{2\pi kn}{N}} = e^{-j\frac{2\pi(k_1N_2+k_2)(n_2N_1+n_1)}{N_1N_2}} \\ &= e^{-j[2\pi(k_1+\frac{k_2}{N_2})(n_2+\frac{n_1}{N_1})]} \\ &= e^{-j[2\pi k_1n_2 + \frac{2\pi k_2n_2}{N_2} + \frac{2\pi k_1n_1}{N_1} + \frac{2\pi k_2n_1}{N_1N_2}]} \\ &= W_{N_2}^{k_2n_2} W_{N_1}^{k_1n_1} W_N^{k_2n_1} \end{aligned} \quad (2)$$

Afterwards, we get:

$$X(k_1N_2 + k_2) = \sum_{n_1=0}^{N_1-1} \left[\sum_{n_2=0}^{N_2-1} x(n_2N_1 + n_1) W_{N_2}^{n_2k_2} \right] W_N^{k_2n_1} W_{N_1}^{n_1k_1} \quad (3)$$

The N point DFT coefficients $X(k)$ can be calculated by N_1 channels of N_2 point FFT in parallel.

III. FPGA IMPLEMENTATION AND SIMULATION

A. FPGA implementation

The structure of the routines implemented into FPGA is presented on the Fig.1.

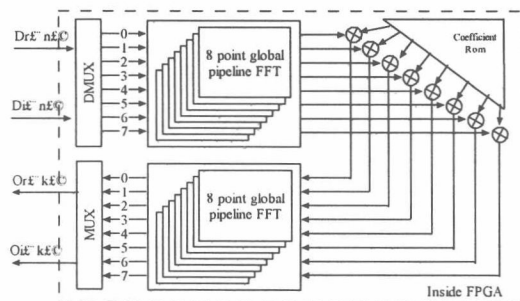


Figure 1. Internal structure of hybrid parallel FFT

Firstly, a DEMUX operation is used to de-series the input data into 8 parallel channels. Secondly, a global pipeline 8-point FFT is employed to these parallel data. Thirdly, the outputs of global pipeline FFT are multiplied with 8 complex coefficients from FPGA internal ROM. Lastly, another global pipeline 8-point FFT processor is employed to the outputs of the 8 complex multiplies. Afterwards, a MUX operation is used to make a serial output from FPGA.

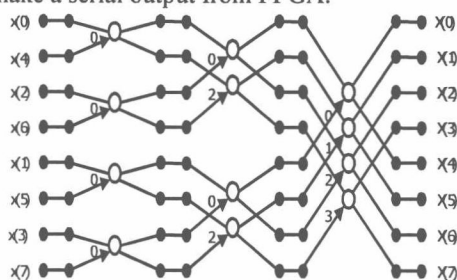


Figure 2. Global pipeline internal structure of FFT

The global pipeline 8-point FFT is illustrated in the form of a signal flow in Fig.2. The elementary operation is a two-point DFT butterfly, having the following form:

$$X_{m+1}(p) = X_m(p) + X_m(q) * W_N^p \quad (4)$$

$$X_{m+1}(q) = X_m(p) - X_m(q) * W_N^p \quad (5)$$

The butterfly computation requires 4 real multiplications and 6 real additions/subtractions. The hardware used in this study does these computations using 4 fix-point multipliers and 6 fix-point adders/subtractors, as shown in Fig.3.

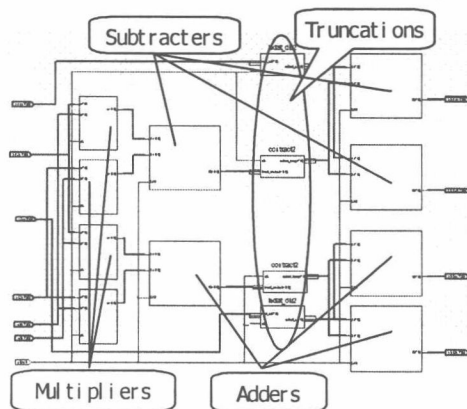


Figure 3. Basic butterfly data path

B. Simulation results

After the design entry of the respective blocks in the FFT processor, applying certain test patterns to verify the correctness of each block is functionally simulated. This level of simulation helps in testing the functionality of the design without including the gate level delays. Simulation of the design after implementation of the design is also done in order to obtain the delay associated with the FFT processor at the transistor level. This level of simulation takes more time compared to the functional simulation and gate level simulation. This level of simulation is known as timing simulation. Functional verification of the designed FFT processor, is done by simulating the top level RTL by applying various test patterns using a test bench. Simulation consumes 24 clock cycles to complete the 64-point FFT using the proposed hybrid parallel architecture after the data has been applied. Synthesis and implementation of the design proved to take very high speed and consume less power when implemented on a xc4vsx55 device from the Xilinx family. The results of this time-efficient FFT processor are as shown in Fig.4 and the synthesis report is shown in Table 1.

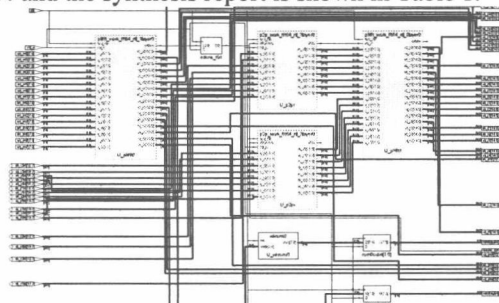


Figure 4. Top level schematic of the FFT processor

TABLE I. HDL SYNTHESIS REPORT OF FFT

Logic Utilization	Used	Available	Utilization
Number of Slice Flip Flops	5,717	49,152	11%
Number of 4 input LUTs	2,615	49,152	5%
Logic Distribution			
Number of occupied Slices	3,596	24,576	14%
Number of Slices containing only related logic	3,596	3,596	100%
Number of Slices containing unrelated logic	0	3,596	0%
Total Number of 4 input LUTs	2,625	49,152	5%
Number used as logic	2,311		
Number used as route-thru	10		
Number used as Shift registers	304		
Number of bonded IOBs	402	640	62%
Number of BUFG/BUFGCTRLs	1	32	3%
Number used as BUFGs	1		
Number of FIFO16/RAMB16s	16	320	5%
Number used as RAMB16s	16		
Number of DSP48s	40	512	7%

The 64-point FFT is calculated using 2 number of global pipeline 8-point FFTs. The time taken for the computation is 64ns(8 periods) at 125MHz internal clock frequency. Thus the input and output data rates can be as fast as 1GHz, which is 8 times of the calculation speed inner FPGA chip. Fig.5 shows the timing simulation result of this design with 3dB Signal-

Noise-Ratio and Fig.6 plots the data in the wave using MATLAB software.

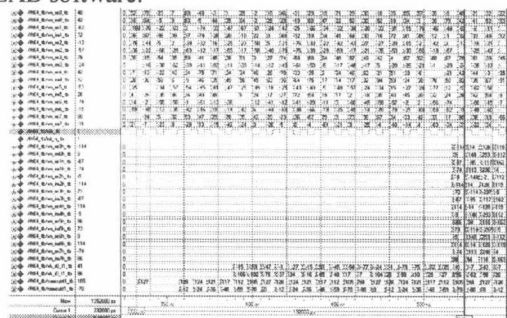


Figure 5. Simulation results of the FFT processor

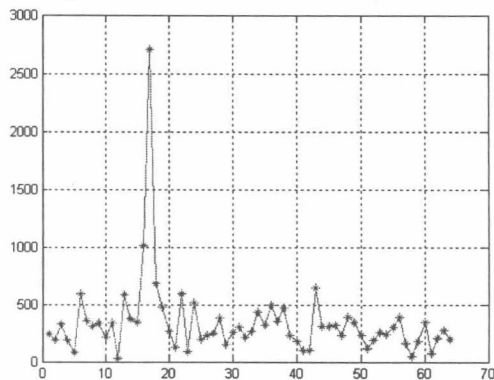


Figure 6. Wave data figure plotted in MATLAB

IV. CONCLUSION

A 64-point high speed pipeline FFT processor for wideband system is designed, simulated, synthesized and implemented on FPGA. The whole design is done on VHDL. The architecture of this time-efficient FFT processor is given. VHDL design is on Synplify and simulation results are achieved on ModelSim and then synthesis is done on ISE to get the logic level. The overall resulted design has been implemented in a Xilinx xc4vsx55-12ff1148 FPGA. The approach presented here reduces the hardware complexity in FFT processor architectures and implements circuits more efficiently than global pipeline proposals. Main results indicate that the proposed time-efficient FFT processor performed with hybrid parallel structure gives up to 8 times operation frequency than the Xilinx cores. On the other hand, the area efficiency of the proposed 64-point FFT approach is 600% better than for the global pipeline FFT processor proposed in [9]. With our strategy, a time efficient FFT processor is implemented that can process data at a sample rate of up to 1Gsample/s using patient resources.

REFERENCES

- [1] C.D. Chien, C.C. Lin, C.H. Yang, J.I. Guo: 'Design and realization of a new hardware efficient IP core for the 1-D discrete Fourier transform', *IEE Proc. Circuits, Dev. Syst.* 2005, 152(3), pp. 247-258.
- [2] Yuan Zhou, J.M. Noras, S.J. Shepherd: 'Novel design of multiplier-less FFT processors', *Signal Processing*, 2007, 87(1), pp. 1402-1407
- [3] NAG, S.K., and VERMA, H.K.: 'An efficient parallel design of FFTs in FPGAs'. *Proc. Int Conf. on Signal processing applications and technology (ICSPAT 98)*, 1998
- [4] SANSALONI, T., PEREZ-PASCUAL, A., and VALLS, J.: 'Distributed arithmetic radix-2 butterflies for FPGA'. *Proc. IEEE International Conference on Electronics, circuits and systems (ICECS 2001)*, 2001, pp. 521-524
- [5] Lo Sing Cheng, Ali Miri, Tet Hin Yeap: 'Efficient FPGA implementation of FFT based Multipliers', *Proc. IEEE CCECE/CCGEI, Saskatoon, May 2005*, pp. 1300-1303
- [6] Ayan Banerjee, Anindya Sundar Dhar, Swapna Banerjee: 'FPGA realization of a CORDIC based FFT processor for biomedical signal processing', *Microprocessor and Microsystems 2001*, 25(1), pp. 131-142
- [7] PEREZ-PASCUAL, A., SANSALONI, T., and VALLS, J.: 'On-line radix-2 butterflies on FPGA'. *Proc. WSES International Conference on Speech, signal and image processing*, 2002, pp. 2201-2205
- [8] PEREZ-PASCUAL, A., SANSALONI, T., and VALLS, J.: 'FPGA based radix-4 butterflies for HiperLAN2'. *Proc. IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS 2002)*, 2002, pp. III.277-III.280
- [9] Z. Szadkowski: '16-point Discrete Fourier transform based on the Radix-2 FFT algorithm implemented into Cyclone FPGA as the UHERC trigger for horizontal air showers', *Proc. of the 29th ICRC, Pune, 2005*.
- [10] M. Sanchez, M. Garrido, M. Lopez-Vallejo, J. Grajal, and C. Lopez-Barrio: 'Digital channelised receivers on FPGA platforms', *Proc. IEEE International Radar Conference*, May 2005, pp. 816-821.
- [11] Shengmei Mou and Xiaodong Yang: 'Design of a High-speed FPGA-based 32-bit Floating-point FFT Processor'. *IEEE Eighth ACIS International Conference on Software Engineering, Artificial Intelligence, Networking, and Parallel/Distributed Computing*, 2007, pp. 84-87
- [12] Xilinx Inc.: 'Xilinx LogiCore: Fast Fourier Transform v3.1', 2004, <http://www.xilinx.com>
- [13] T. Sansaloni, A. Perez-Pascual, V. Torres and J. Valls: 'Scheme for Reducing the Storage Requirements of FFT Twiddle Factors on FPGAs', *Journal of VLSI Signal Processing*, 2007, 47(1), pp. 183-187
- [14] A. V. Oppenheim, R. W. Schaffer, and J. R. Buck: 'Discrete-Time Signal Processing', Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1999

基于 MATLAB 软件的 FPGA 课程实践教学的改进

王旭东

(南京航空航天大学信息科学与技术学院 江苏 南京 210016)

【摘要】针对现阶段 FPGA 实践教学复杂设计难以快速、直观验证问题,本文以 ALTERA 公司的 QuartusII 软件为例,给出了一种利用 MATLAB 软件实现复杂 FPGA 设计验证的新方法,实现了对 FPGA 课程实践教学的改进。

【关键词】MATLAB;FPGA;QuartusII

0. 引言

FPGA(Field Programmable Gate Array)是现场可编程逻辑门阵列的简称,是可编程逻辑器件中的一种^[1]。FPGA 既继承了 ASIC(Application Specific Integrated Circuits)的大规模、高集成度、高可靠性的优点,又克服了普通 ASIC 设计周期长、投资大、灵活性差的缺点。随着工艺技术和市场需要,超大规模、高速、低功耗的新型 FPGA 器件不断推陈出新。新一代的 FPGA 甚至集成了中央处理器(CPU)或数字信号处理器(DSP)内核,在一片 FPGA 上进行软硬件协同设计,为实现片上可编程系统(SOPC)提供了强大的支持。为适应最新科技发展,近年来国内各大高校相继开设了 FPGA 课程。主要讲授 ALTERA 和 XILINX 公司 FPGA 的设计仿真。但是现有 FPGA 仿真软件都是基于波形输入的,难以实现对复杂设计的仿真验证。本文针对 ALTERA 公司的 QuartusII 软件,给出了一种利用 MATLAB 软件实现复杂 FPGA 设计验证的新方法,对 FPGA 课程实践教学进行了改进。

1. FIR 滤波器的 FPGA 设计

QuartusII 软件是 ALTERA 公司开发的一款 FPGA 设计集成开发环境^[2]。在将设计文件加载 FPGA 器件之前,为了验证设计的正确性,必须对设计进行全面充分的功能仿真和时序仿真。下面通过一个具体的设计实例来说明如何利用 QuartusII 软件和 MATLAB 软件进行联合仿真。

数字滤波是数字信号处理的重要组成部分,也是 FPGA 课程教学的一项重要内容。其输入输出关系如(1)式所示,N 为滤波器阶数。

$$y(n) = \sum_{m=0}^{N-1} h(m)x(n-m) \quad (1)$$

为节省 FPGA 器件内部硬件乘法器资源,考虑采用查找表结构。我们设计了一个 16 阶的 FIR 滤波器。输入数据位宽 12 位,滤波器的系数 $h(n)$ 可由 MATLAB 软件根据滤波器的参数用 FDATool 工具箱得到,由 $h(n)$ 演算出的 ROM 初始化数据文件可通过 Matlab 计算生成。

因为是 16 阶的 FIR,这样就需要 $2^{16}=65536$ 个 ROM 单元来实现,ROM 单元的位宽采用 16 位。利用 Stratix 器件中的 ROM 建立这样的查找表,首先要将 ROM 的初始化数据写到 *.mif 文件中,然后在 QuartusII 中将其指向对应的 ROM 设计模块。*.mif 文件是 ROM 的初始化文件,它用来确定 ROM 的数据内容,文件中表示 ROM 数据单元内容部分的数据格式必须用补码表示。用原理图和 HDL 相结合的输入方式,在 QuartusII 中进行设计输入。

2. 应用 MATLAB 软件加强 QuartusII 软件的仿真功能

将上述基于查找表的 FIR 滤波器设计好后,我们用 QuartusII 和 MATLAB 软件对其进行了联合仿真。Altera 公司提供的 QuartusII 软件除了具有强大的编译综合功能之外还提供了一定的波形仿真功能。因其输入和输出都是以波形形式给出的,看起来如同逻辑分析仪,比较直观。但是,在波形文件中很难对复杂信号数据进行输入;当系统的输出数据比较复杂时也难以直观的看出结果的对与错。这就给我们的验证工作带来了很大障碍。为了能够利用现有的 FPGA 设计软件对设计进行充分的时序验证,提高设计效率,下面介绍如何利用 MathWorks 公司强大的数值计算与分析软件 Matlab 与 QuartusII 实现 FPGA 设计时的联合仿真。

2.1 产生仿真向量文件

在 Matlab 中生成 QuartusII 仿真所需的输入文件 *.vec。QuartusII 仿真文件可以有两种格式即 *.vwf 格式和 *.vec 格式。前者是在 QuartusII 中通过波形编辑器生成的。当仿真输入数据较复杂时,用波形输入的方法将难以胜任,特别是在数字信号处理领域,大多数仿真

输入数据都是要叠加噪声的,采用波形文件的输入方式是不现实的。后者是按一定格式要求的文本文件输入方式,可以利用任何文本编辑器产生,只要符合 QuartusII 对仿真文件的格式要求即可。为加强数据产生和处理能力,本文选用 Matlab 软件生成 *.vec 文件。在 QuartusII 中,对仿真参数进行设置时,将仿真向量文件指向由 Matlab 生成的 *.vec 文件,即可将 Matlab 中生成的仿真数据导入至 QuartusII 中进行仿真了。

2.2 验证 QuartusII 中的仿真输出结果

用 QuartusII 软件中的 Simulation Wizard 选项将仿真向量文件指向由 Matlab 生成的 *.vec 文件。按 QuartusII 软件工具栏中的仿真控制按钮对上面设计的基于查找表结构的 FIR 滤波器进行仿真。由于算法比较复杂,从仿真波形图中,很难看出设计结果的正确与否。下面介绍如何将波形输出文件中的数据导入 Matlab 中进行图形化验证。

将仿真结束后生成的波形文件(*.vwf 格式),另存为 *.tbl 格式文件,以便将仿真结果导入至 Matlab 中进行验证(作图或与理论值进行比较)。*.tbl 文件格式如下。

PATTERN

0.0> 0 = 00000 % 其格式与 *.vec 文件类似,不同的是输入与输出信号的数值被“=”号

170.0> 1 = 00000 % 分隔开了。时间标尺是以十进制表示的,输出数据的值是以十六进制

1360.0> 0 = 00041 % 表示的。信号的排列顺序与 *.vwf 波形文件中的顺序是一致的。

54740.0> X = X

;% 分号代表文件的结束。

上述 *.tbl 文件中的“%”及其后的内容是为了说明方便而添加的,实际文件中并不存在。将此 *.tbl 文件中所含的 QuartusII 仿真输出数据导入 Matlab,对其进行频谱分析即可验证 FIR 数字滤波器设计的是否正确,还可以对 FPGA 实现后的设计性能做进一步分析。

3. 结论

本文结合 FPGA 课堂教学实践,针对 ALTERA 公司的 QuartusII 软件,给出了一种利用 MATLAB 软件实现复杂 FPGA 设计验证的新方法。这种联合仿真技术大大加强了 QuartusII 的时序仿真能力,提高了 FPGA 设计效率,丰富了 FPGA 教学内容,对国内 FPGA 课程教学具有一定参考价值。

【参考文献】

- [1]赵雅兴. FPGA 原理、设计、与应用[M]. 天津大学出版社, 1999,4.
- [2]王旭东. MATLAB 及其在 FPGA 中的应用[M]. 国防工业出版社, 2006, 1.

作者简介:王旭东(1978.12—),男,安徽寿县人,现为南京航空航天大学信息科学与技术学院讲师、博士,研究方向为信号与信息处理、电子智能、模式识别。

[责任编辑:张艳芳]

基于四元数理论的时延估计方法

汪飞¹, 王树勋², 刘渝¹

(1. 南京航空航天大学信息科学与技术学院, 江苏 南京 210016;

2. 吉林大学通信工程学院, 吉林 长春 130012)

摘要: 针对同一信号到达两个传感器的时延问题, 首先提出用两路传感器将接收到的信号构造一个四元数信号模型; 接着, 构造该四元数模型的自相关函数; 之后, 构造该四元数模型自相关函数的 Toeplitz 矩阵, 并对其进行分析, 提出估计时延的核心思想。最后利用四元数矩阵右特征值分解方法, 构造基于四元数的噪声子空间, 并在已知信号频率参量的基础上, 用四元数 MUSIC 方法估计出两个传感器接收到的时延。仿真实验证明了方法的有效性。

关键词: 时延; 四元数; 哈密尔顿

中图分类号: TN 911.72

文献标志码: A

Time-delay estimation based on quaternion theory

WANG Fei¹, WANG Shu-xun², LIU Yu¹

(1. Inst. of Information Science & Technology, Nanjing Univ. of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 210016, China; 2. Inst. of Communication Engineering, Jilin Univ., Changchun 130012, China)

Abstract: In view of the time difference between two sensors caused by arriving signals early or late from the same source, a quaternion signal model using two sensors' signals is established, and a Toeplitz matrix of that quaternion model is constructed. After analyzing the Toeplitz matrix, an estimation algorithm is presented. Finally, the right-eigenvalue decomposition of the quaternion matrix is used to construct a corresponding noise subspace and then a quaternion-MUSIC method is used to estimate time-delay when signal frequency is known. Simulation illustrates that the proposed method is effective.

Keywords: time-delay; quaternion; Hamilton

0 引言

时延估计是许多领域,如通信、雷达、语音处理中受到广泛关注的问题。空间上的两个传感器之间的信号时延估计主要是用来确定信源的位置。吉林大学的电子白板项目组目前已开展更大书写面积的电子白板研制工作。为了准确地确定电子白板系统中信号笔,即信源的位置,空间两个接收传感器对信源接收时延的估计是一个重要的问题。目前,时延估计主要有基于互相关的方法、基于人工神经网络的方法和基于小波变换的方法等。基于互相关的时延估计方法^[1],包括广义互相关方法^[2]是以两个传感器接收数据的互相关为基础,其本质都是通过信号能量的积累,以互相关最大值对应的延迟作为时延的估计值,其优点是简单易实现,但当数据量较少时,一般需要较高的信噪比。基于人工神经网络方法^[3]和基于小波变换方法^[4]的提出主要是针

对强噪声背景下非平稳信号的时延估计问题,前者需要对样本进行训练,其难点在于对训练层数和算法收敛性的控制,后者的难点则在于选择合适的小波基函数与恰当的分解层数。从程序的复杂度和实际情况进行折衷考虑,本文提出了基于四元数理论的时延估计方法,从最后的仿真实验可以看到,本文的方法在数据量较少且信噪比不高时仍然能够较稳定地估计出时延。

四元数是 1843 年由英国数学家 Hamilton 提出的,但相当长的一段时间内,它没有得到实际应用。直到 20 世纪后期,随着刚体力学理论的发展,人们发现利用四元数和四元数矩阵可以较好地处理刚体运动学特别是刚体运动分析的理论问题和运动控制的实际问题,从而使四元数在理论力学中开始获得应用。随之而来的是,四元数及四元数矩阵理论在其它应用领域的研究也渐渐活跃起来,如阵列信号处理、谱分析^[5-7]等。

收稿日期:2007-12-17; 修回日期:2008-03-19。

基金项目:国家自然科学基金(60572069); 博士点专项科研基金(20050183073); 南京航空航天大学科研创新基金(1004906363)资助课题

作者简介:汪飞(1976-),男,副教授,博士,主要研究方向为谱估计和四元数理论。E-mail: wangxiaoxian@nuaa.edu.cn

本文第一部分首先利用两路传感器的接收数据,构造了一种四元数模型。接着在第二部分先分析了这种四元数模型的自相关函数,然后构造并分析了自相关函数的 Toeplitz 矩阵,并详细说明了本文提出的时延估计方法。最后再利用四元数 MUSIC 方法^[5]提出估计时延的估计子。

1 数学模型

设其中一个传感器的观测值 $x(n)$ 如式(1)

$$x(n) = s(n) + v_x(n) = a \cdot \exp(j\omega n + j\phi) + v_x(n) \quad (1)$$

式中, $s(n)$ 代表传感器接收到的信源信号, a 代表信号的幅度, ω 代表信号的频率, ϕ 代表传感器接收到的信号初始相位, $v_x(n)$ 代表零均值高斯白噪声。因为电子白板中的信源属于已知信源,它在发射信号时,其发射功率与发射频率是已知的,且由于信源的移动速度并不足以产生明显的多普勒效应,所以(1)式中 ω 是已知的常量。

设另一个传感器的观测值 $z(n)$ 如式(2)

$$z(n) = s(n + D + \Delta) + v_z(n) = a \cdot \exp[j\omega(n + D + \Delta) + j\phi] + v_z(n) \quad (2)$$

式中, $D + \Delta$ 代表时延, D 为整数, $0.5 \geq \Delta \geq -0.5$, 实际中时延估计误差不大于半个采样间隔时间是允许的,因此在后面的推导中总假设 $\Delta = 0$ 。 $v_z(n)$ 代表零均值高斯白噪声。且 $v_x(n)$ 与 $v_z(n)$ 是相互独立的。

本文在稍后部分将联合 $x(n)$ 和 $z(n)$ 构造一种新的数学模型,即一种四元数模型。在构造这种新的模型之前,本文先简单介绍四元数的定义及本文会用到的一些重要的四元数运算规则。

设

$$q = a + ib + jc + kd, \quad a, b, c, d \in R \quad (3)$$

式中, i, j, k 代表虚部符号, R 代表实数域。

若定义乘法规则 $ij = -ji = k, i^2 = j^2 = k^2 = -1, jk = -kj = i, ki = -ik = j$ 。则称 q 为 Hamilton 四元数(简称四元数),称 a 为四元数 q 的实部, $ib + jc + kd$ 为 q 的虚部。特别地当 $c = d = 0$ 或 $b = d = 0$ 或 $b = c = 0$ 时, q 就是复数了,进而当 $b = c = d = 0$ 时, q 就是实数了。故四元数是实数和复数的扩充。 q 的共轭定义为 $\bar{q} = a - ib - jc - kd$, 幅值定义为 $|q| = \sqrt{q\bar{q}} = \sqrt{a^2 + b^2 + c^2 + d^2}$, 倒数定义为 $q^{-1} = \bar{q}/|q|^2$ 。并且任意一个四元数可以唯一地由两个复数表示,即 $q = a + ib + (c + id) \cdot j$, 其中 $q \in Q$ (Q 为四元数域), $a + ib, c + id \in C$ (C 为复数域)。

根据四元数的定义,本文构造的新数学模型为

$$\begin{aligned} y(n) &= x(n) + iz(n) = \\ &= a \cdot \exp(j\omega n + j\phi) + v_x(n) + \\ &= i \cdot \{a \cdot \exp[j\omega(n + D) + j\phi] + v_z(n)\} = \\ &= (1 + ie^{j\omega D}) \exp(j\omega n + j\phi) \cdot a + v_x(n) + i \cdot v_z(n) \end{aligned} \quad (4)$$

在第二部分,本文首先定义式(4)的自相关函数,然后再由式(4)的自相关函数构造一个 Toeplitz 矩阵,最后通过详细分析这个由四元数构成的 Toeplitz 矩阵提出本文的时延估计子。

2 时延估计算法

定义 $y(n)$ 的自相关函数为 $r_y(m) = E[y(n + m)y^*(n)]$, 则根据四元数的运算规则

$$\begin{aligned} r_y(m) &= E[y(n + m)y^*(n)] = \\ &= E\{[x(n + m) + iz(n + m)][x^*(n) - z^*(n)i]\} = \\ &= E[x(n + m)x^*(n)] + E[iz(n + m)x^*(n)] - \\ &= E[x(n + m)z^*(n)i] - E[iz(n + m)z^*(n)i] = \\ &= a^2 \cdot \exp(j\omega m) + \sigma_{v_x}^2 \delta(m) + \\ &= i \cdot a^2 \cdot \exp(j\omega m) \cdot \exp(j\omega D) - \\ &= a^2 \cdot \exp(j\omega m) \cdot \exp(-j\omega D) \cdot i - \\ &= i \cdot a^2 \cdot \exp(j\omega m) \cdot i - i\sigma_{v_z}^2 \delta(m)i = \\ &= (1 + i \cdot e^{j\omega D}) \exp(j\omega m) (1 - e^{-j\omega D}i) a^2 + \\ &= (\sigma_{v_x}^2 + \sigma_{v_z}^2) \delta(m) \end{aligned} \quad (5)$$

且

$$\begin{aligned} r_y^*(m) &= [(1 + i \cdot e^{j\omega D}) \exp(j\omega m) (1 - e^{-j\omega D}i) a^2 + \\ &= (\sigma_{v_x}^2 + \sigma_{v_z}^2) \delta(m)]^* = \\ &= (1 + i \cdot e^{j\omega D}) \exp(-j\omega m) (1 - e^{-j\omega D}i) a^2 + \\ &= (\sigma_{v_x}^2 + \sigma_{v_z}^2) \delta(m) \end{aligned} \quad (6)$$

观察式(5),可以看到式(6)中不仅含有时延信息,同时还含有信号频率信息。本文提出的方法之所以在信噪比不高时仍能有效的估计出时延,其重点就是不仅利用传统相关方法的互相关,同时也充分利用了信号的自相关信息和已知信源的发射频率信息。实质上就是为准确提取时延增加了约束条件。

令

$$R_y = \begin{bmatrix} r_y(0) & r_y^*(1) & \cdots & r_y^*(M-1) \\ r_y(1) & r_y(0) & \cdots & r_y^*(M-2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ r_y(M-1) & r_y(M-2) & \cdots & r_y(0) \end{bmatrix} = u \Lambda u^H + \Lambda_\sigma \quad (7)$$

其中, H 代表共轭转置。

$$u = \begin{bmatrix} 1 + ie^{j\omega D} \\ e^{j\omega} + ie^{j(\omega D + \omega)} \\ \vdots \\ e^{j(M-1)\omega} + ie^{j(\omega D + (M-1)\omega)} \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$\Lambda = a^2 \quad (9)$$

$$\Lambda_\sigma = \text{diag}(\sigma_{v_x}^2 + \sigma_{v_z}^2, \sigma_{v_x}^2 + \sigma_{v_z}^2, \cdots, \sigma_{v_x}^2 + \sigma_{v_z}^2)_{M \times M} \quad (10)$$

为了进一步分析式(7),这里首先简单介绍四元数矩阵的谱分解定理。需要特别注意的是,四元数矩阵的特征值分解与复数域的特征值分解有很大区别。因此本文先简单介绍本文中需要用到的四元数矩阵及其特征值分解的定义。因为四元数矩阵乘法具有不可交换性,所以四元数矩阵的特征值分解通常分为左特征值分解和右特征值分解。本文在后面所要用到的是四元数矩阵的右特征值和右特征向量及谱分解定理,因此简单介绍四元数矩阵的右特征值分解与谱分解定理^[8]。

设四元数矩阵 $X \in Q^{n \times n}$, 若存在 $\lambda \in Q$ 及 $0 \neq \alpha \in Q^{n \times 1}$, 使得

$$X\alpha = \alpha\lambda \quad (11)$$

则称 λ 为 X 的右特征值, 而称 α 为 X 的属于右特征值 λ 的特征向量。

设 $X \in SC(Q^{n \times n})$ 时, 则存在 $U_Q \in Q^{n \times n}$, 使

$$U_Q^H X U_Q = \begin{bmatrix} \lambda_1 & & & \\ & \lambda_2 & & \\ & & \ddots & \\ & & & \lambda_n \end{bmatrix} \quad (12)$$

式中, $X \in SC(Q^{n \times n})$ 是指 X 是一个自共轭矩阵, 即 $X^H = X$, 其中“ H ”代表共轭转置; U_Q 代表四元数酉矩阵, 四元数酉矩阵的定义与复数酉矩阵定义相同, 因此 U_Q 中的向量是两两正交的; $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_n$ 为四元数矩阵 X 的右特征值, 且皆为实数。

谱分解的定理可以这样理解: 如果四元数矩阵 X 为自共轭矩阵, 那么 X 一定有且只有 n 个实数右特征值, 并且这 n 个实数右特征值对应的右特征向量之间一定是两两正交的。

观察谱分解定理和式(7)中的 R_v , 可以知道 R_v 就是一个自共轭矩阵, 即 $R_v^H = R_v$ 。因此, 本文根据四元数矩阵的谱分解定理分析 R_v 的右特征值与右特征向量。

设 R_v 的右特征值集合为 $[\lambda_1 \quad \lambda_2 \quad \dots \quad \lambda_M]$, 设 R_v 的右特征向量集合为 $U_R = [u_1 \quad u_2 \quad \dots \quad u_M]$ 。由式(7), $\lambda_1 = \Lambda$, $u_1 = u$ 。

令

$$R_v \cdot u_i = u \Lambda u^H \cdot u_i + \Lambda_{\sigma} \cdot u_i \quad (13)$$

式中, Λ_{σ} 的定义为式(10), $u \Lambda u^H$ 的定义为式(7)。

若 $u_i = u$, u 的定义为式(8), 则

$$R_v \cdot u = u \Lambda (2M) + \Lambda_{\sigma} u_i \quad (14)$$

因为 R_v 是自共轭矩阵, 所以根据谱分解定理, Λ 为实数, 且 Λ_{σ} 亦为实数。因此式(14)可以重写为

$$\begin{aligned} R_v \cdot u &= u \Lambda (2M) + (\sigma_{v_x}^2 + \sigma_{v_z}^2) \cdot u = \\ &= u a^2 \cdot (2M) + u_i \cdot (\sigma_{v_x}^2 + \sigma_{v_z}^2) = \\ &= u \cdot [a^2 \cdot (2M) + \sigma_{v_x}^2 + \sigma_{v_z}^2] \end{aligned}$$

式(14), 说明 u 是 R_v 的信号子空间, 且其对应于 $u_i = u$ 的特征值为 $a^2 \cdot (2M) + \sigma_{v_x}^2 + \sigma_{v_z}^2$ 。

若 $u_i \in U_R$, $u_i \neq u$, 且 u_i 与 u 正交, 则

$$R_v \cdot u_i = u_i \cdot (\sigma_{v_x}^2 + \sigma_{v_z}^2) \quad (15)$$

式(15)说明与 u 正交的 R_v 的特征向量构成噪声子空间, 且对应于噪声特征向量的特征值皆为 $(\sigma_{v_x}^2 + \sigma_{v_z}^2)$ 。

综合式(14)与式(15), 可以知道通过对 R_v 做右特征值分解, 能够从特征值中区分得到对应的信号子空间和噪声子空间。因此, 能够利用噪声子空间估计出时延。

设 $U_2 = [u_2 \quad u_3 \quad \dots \quad u_M]$ 为噪声子空间, 并令

$$q(\omega D) \big|_{\omega} = \begin{bmatrix} 1 + ie^{j\omega D} \\ e^{j\omega} + ie^{j(\omega D + \omega)} \\ \vdots \\ e^{j(M-1)\omega} + ie^{j(\omega D + (M-1)\omega)} \end{bmatrix} \quad (16)$$

其中, “ $\big|_{\omega}$ ”代表 ω 为已知参数。

定义

$$f(\omega D) \big|_{\omega} = 1 / \left(\sum_{i=2}^M q^H u_i u_i^H q \right) \quad (17)$$

则时延 D 可以由式(17)的估计子估计出来。

需要注意的是, 由于发射器固有的频率偏移。因此, 在实际中需要考虑到频率偏移的影响。假设实际发射器发射的频率为 ω_1 , v_1 为噪声子空间中的向量。时延差是根据式(17)的实部值作为判别依据, 则令

$$\begin{aligned} \text{Re}(q^H v_1) &= \text{Re} \left[\sum_{n=0}^N (e^{-j\omega_1 n} - e^{-j\omega_1 D} \cdot e^{-j\omega_1 n}) \right. \\ &\quad \left. (e^{j\omega_1 n} + ie^{j\omega_1 D} \cdot e^{j\omega_1 n}) \right] = \\ &= \text{Re} \left\{ \sum_{n=0}^N e^{-j(\omega_1 - \omega) n} - e^{-j(\omega_1 D + \omega_1 n - \omega D - \omega n)} - \right. \\ &\quad \left. e^{-j\omega_1 D} \cdot e^{-j\omega_1 n} ie^{j\omega_1 n} + e^{-j\omega_1 D} ie^{j\omega_1 n} \cdot e^{j\omega_1 n} \right\} = \\ &\quad \sum_{n=0}^N \cos [(\omega_1 - \omega) n] \\ &\quad - \cos (\omega_1 D + \omega_1 n - \omega D - \omega n) \} \end{aligned} \quad (18)$$

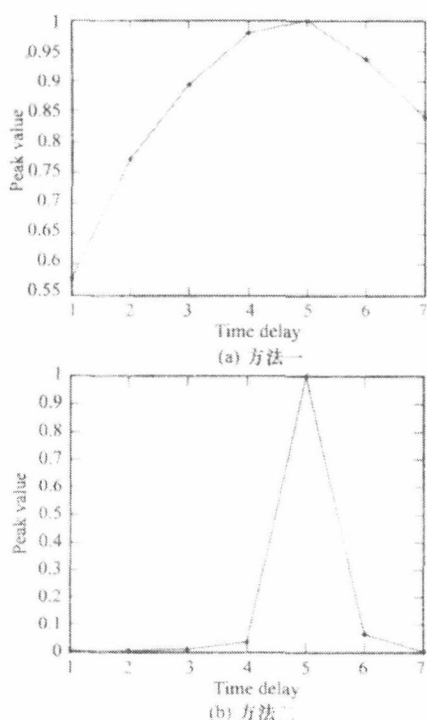
其中, $\text{Re}[\cdot]$ 代表取实部。对上式稍加整理, 并考虑到 $(\omega - \omega_1) D \approx 0$ 。则上式可以写为

$$\text{Re}(q^H v_1) \approx 2 \sum_{n=0}^N \cos [(\omega_1 - \omega) n] \quad (19)$$

从式(19)可以看出, 当考虑发射器固有的频率偏移时, 噪声子空间的向量长度亦是影响估计准确度的因素之一。因此, 构造矩阵式(7)时并不是越大越好, 而是要在综合考虑可能的最小信噪比和允许的频率偏移范围基础上, 确定矩阵式(7)的维数。

3 仿真分析

设 $x(n)$, $z(n)$ 中 $s(n)$ 的振幅 $a=1$, 从式(17)可以看出, 估计子与振幅无关, 且振幅只与信噪比有关, 因此设 $a=1$ 并不失一般性。发射信源的归一化频率为 0.25, 时延 $D=5$, $\phi=0.1$ 。如果空间两传感器摆放在合理的位置, 那么就可以确保在规定的电子白板书写范围内, 两传感器接收到的时延差不会超过一个频率周期, 从而保证不会出现解模糊。仿真与经典的互相关时延估计方法^[1]进行对比实验, 实验中采样数据皆选取为 128 点, 在 $x(n)$ 与 $z(n)$ 具有相同信噪比的情况下, 从 3 dB 到 20 dB, 各做 100 次实验。图 1 是当 $SNR=8$ dB 的一次时延估计效果图, 其中纵坐标的峰值采用的是归一化表示, 横坐标代表延迟 D , “*”代表的是对应延迟的估计值。方法一代表基于互相关的方法, 纵坐标代表两路互相关值且已采用峰值归一化表示。方法二代表本文的方法, 纵坐标代表式(17)的估计值且已采用峰值归一化表示。从图中可以看到, 当延迟 $D=5$ 时, 图 1 中的两幅图中的归一化峰值都为最大值, 说明此时方法一与方法二都能有效估计出时延。

图1 $SNR=8$ dB时的时延估计效果图

当 $SNR=5$ dB 时,图2是一次时延估计效果图,从图中可以看到,此时本文的方法仍能准确地估计出时延,而基于互相关的方法容易失效。

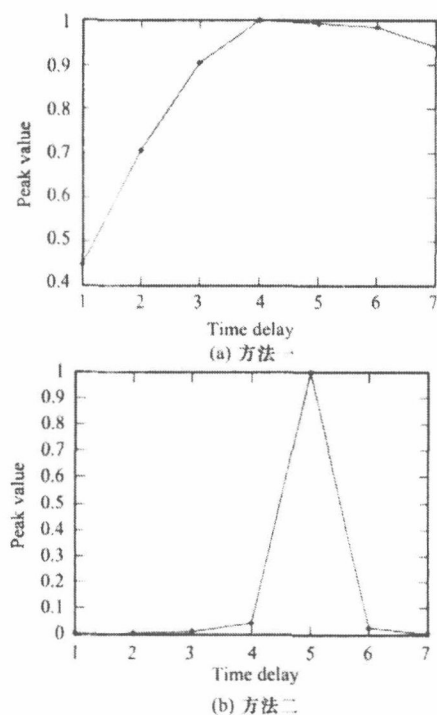
图2 $SNR=5$ dB时的时延估计效果图

表1是 $x(n)$ 与 $z(n)$ 在相同信噪比下,从3 dB到20 dB的100次估计结果的统计。其中“+”代表100次估计结果全部正确。

表1 信号被零均值高斯白噪声污染后的估计结果

$SNR=$	12	13	14	15	16	17	18	19	20
方法一	+	+	+	+	+	+	+	+	+
方法二	+	+	+	+	+	+	+	+	+

$SNR=$	3	4	5	6	7	8	9	10	11
方法一	58	72	64	76	84	92	95	99	98
方法二	95	99	+	+	+	+	+	+	+

4 结束语

从表1中可以看出,本文提出的方法相对于经典的互相关求时延方法在信噪比不高时的估计效果有着明显改善。其主要原因是因为本文提出的方法不仅利用了两个传感器的互相关信息,而且也充分利用了每个传感器信号的自相关信息以及信源的已知信息。这一点在式(5)中可以明显看出。另外,从式(5)到式(18)还可以看出,本文提出的四元数方法的根本仍然是基于两路时延的互相关与自相关运算。因此,本文所提出的方法本质上并没有增加过多实现的难度。

参考文献:

- [1] 张贤达. 现代信号处理(第二版)[M]. 北京:清华大学出版社, 2001.
- [2] Knapp C H, Carter G C. The generalized correlation method for estimation of time delay[J]. *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing*, 1976, 24(1): 320 - 327.
- [3] 罗振,孙小平,田丰. 强噪声环境下声波信号时延估计方法的比较[J]. *沈阳航空工业学院学报*, 2005, 22(2): 45 - 48.
- [4] 行鸿彦,刘照泉,万明习. 基于小波变换的广义相关时延估计法[J]. *声学学报*, 2002, 27(1): 88 - 93.
- [5] Miron S, Bihan N L, Mars J. Quaternion music for vector sensor array processing[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2006, 54(4): 1218 - 1229.
- [6] Miron S, Bihan N L, Mars J. High resolution vector sensor array processing based on biquaternions[C] // *IEEE International Conference on Acoustics speech and signal processing (ICASSP)*. Toulouse, France, 2006(5): 248 - 251.
- [7] Bihan N L, Mars J. Subspace method for vector sensor wave separation based on quaternion algebra[C] // *XI European Signal Processing Conference (EUSIPCO)*. Toulouse, France, 2002(9): 119 - 123.
- [8] 李元亮. 四元数矩阵[M]. 长沙:国防科技大学出版社, 2002.

文章编号: 1004-9037(2009)06-0767-05

基于时频空间奇异值分解的多分量线性调频信号分离与增强

汪 飞¹ 曹 凡²

(1. 南京航空航天大学信息科学与技术学院, 南京, 210016; 2. 郑州中讯邮电咨询设计院, 郑州, 461000)

摘要: 针对加性色噪声背景下的多分量线性调频信号的分离和增强问题, 提出了一种新的基于时频空间奇异值分解的算法, 该方法对加性噪声有较好的抑制能力。同时, 对于线性调频信号的最佳分数阶傅里叶变换域估计问题提出了在低信噪比下更为有效的基于信号四阶分数阶傅里叶变换中心矩的方法。仿真实验证明了本文方法的有效性。

关键词: 线性调频; 分数阶傅里叶变换; 奇异值分解

中图分类号: TN 911.6

文献标识码: A

Multi-component Chirp Signal Separating and Enhancing Based on SVD of Time-Frequency Space

Wang Fei¹, Cao Fan²

(1. Institute of Information Science & Technology, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing, 210016, China;

2. Consultation and Design Company of Communication, Zhengzhou, 461000, China)

Abstract: A new method is presented based on singular value decomposition (SVD) of time-frequency space of the observed data to separate and enhance multi-component chirp signal imbedded in additive colored noise. Firstly, a fourth-order center moment of fraction Fourier transform (Fourth-FRFT) is defined to estimate the best FRFT domain of chirp signal when the signal noise ratio is lower. Then, the fourth-FRFT and SVD are used to separate and enhance contaminated chirp signal. Simulation results show that the method is effective.

Key words: chirp signal; fraction Fourier transform; singular value decomposition

引 言

线性调频信号广泛存在于雷达、通信等领域, 对其参量估计和检测一直以来都是研究者们密切关注的问题^[1-3]。而信号的增强对于参量估计和检测又有着及其重要的意义。和传统谐波信号不同, 线性调频信号有很宽的带宽, 因此基于各种频谱加窗技术的滤波方法不适合用于增强噪声中的线性调频信号。维纳滤波器的参数是固定的, 所以不适用于线性调频信号这一典型的时变信号。卡尔曼滤波器尽管参数是时变的, 适合于非平稳时变随机信号的滤波, 但必须知道信号和噪声的统计特性, 才可以获得最优滤波, 而在实际中常常无法获得这些统

计特性的先验知识, 或者统计特性是随时间变化的, 因此用卡尔曼滤波器常常实现不了最优滤波。自适应滤波器可以根据前一时刻已经获得的滤波器参数等结果, 自动调整现在时刻的滤波器参数, 从而实现最优滤波。但是由于自适应算法的渐进收敛特性, 当测量数据较短时, 用自适应滤波后的信号波形在起始部分误差就比较明显。基于时频平面旋转的线性调频信号增强算法可以在较高的信噪比下比较好地增强单分量线性调频信号, 但在信噪比较低的时候, 由于瞬时频率估计的偏差导致旋转角度计算的偏差, 从而丢掉了许多细节信息, 使重构出来的信号失真较大; 另外, 当存在多个不同的调频率时, 无法计算旋转角度, 因此不能对多分量线性调频信号进行增强^[4]。

针对上述方法的局限性,本文提出了一种新的基于时频空间奇异值分解的多分量线性调频信号的增强与分离算法。通过计算信号的四阶分数阶傅里叶变换中心矩找到信号各分量的最佳分数阶傅里叶变换域,并在各个最佳分数阶傅里叶变换域下计算信号的短时傅里叶变换。之后,对得到的时频分布做奇异值分解,用低有效秩对时频空间进行逼近来获得其信号子空间,最后经过短时傅里叶逆变换和分数阶傅里叶逆变换就可以得到几乎不含噪声的各个信号分量。

1 信号的四阶分数阶傅里叶变换中心矩

作为一种新的时频分析工具,分数阶傅里叶变换(FRFT)有着独特的性质^[5]。FRFT 是广义的傅里叶变换,与经典的傅里叶变换有着密切的联系。FRFT 定义为

$$R_x^\alpha(u) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) K_\alpha(t, u) dt \quad (1)$$

式中 $x(t)$ 为信号, $K_\alpha(t, u)$ 为变换的核函数,其定义如式(2)。

$$K_\alpha(t, u) = \begin{cases} \sqrt{\frac{1 - j \cot \alpha}{2\pi}} \exp\left[j \frac{t^2 + u^2}{2} - j \frac{tu}{\sin \alpha}\right] & \alpha \neq n\pi \\ \delta(t - u) & \alpha = 2n\pi \\ \delta(t + u) & \alpha = (2n + 1)\pi \end{cases} \quad (2)$$

当如下式(3)存在时,信号在相应的分数阶傅里叶域内会出现冲击,此时信号在此分数阶傅里叶变换域内有最小的带宽。

$$\alpha = \pi/2 + \arctan[(L - 1)m/f_s^2] \quad (3)$$

式中: L 为采样点数, f_s 为采样率, m 为调频信号的调频率。

众所周知,信号在时域或频域的带宽可以由二阶中心矩的估计中得到^[6]。信号在分数阶傅里叶变换域内的带宽可以由信号的二阶分数阶傅里叶变换中心矩的估计中得到^[7]。但是它对噪声非常敏感,当信噪比较低时其估计效果很差。所以本文提出四阶分数阶傅里叶变换中心矩。

$$P_\alpha = \int_{-\infty}^{\infty} |R_x^\alpha(u)|^4 (u - m_\alpha)^4 du \quad (4)$$

式中: $R_x^\alpha(u)$ 为信号的 α 阶 FRFT, m_α 为一阶分数阶傅里叶变换矩。

通过计算 $\alpha \in [0, \pi)$ 上的四阶分数阶傅里叶变换中心矩,可以得到四阶分数阶傅里叶变换中心矩谱。当信号在分数阶傅里叶变换域内有最小带宽时,信号的四阶分数阶傅里叶变换在相应的域内会有最大值。因为 FRFT 是以 2π 为周期的,并且有式(6)存在,所以在区间 $\alpha \in [0, \pi)$ 存在一个最大值,通过搜索局部最大值可以找到每个信号分量所对应的使其在分数阶傅里叶变换域内具有最小带宽的 α 值。

$$R_x^{\alpha+\pi}(u) = R_x^\alpha(-u) \quad (6)$$

各个信号分量在 $(\alpha - \pi/2)$ 的分数阶傅里叶变换域上的短时傅里叶变换(STFT)会在时频平面内聚焦并与时间轴平行。因此,称 $(\alpha - \pi/2)$ 叫做该信号分量的最佳分数阶傅里叶变换域。

2 基于时频空间奇异值分解的分离与增强算法

2.1 信号最佳分数阶傅里叶变换域上的 STFT

通过分析四阶分数阶傅里叶变换中心矩谱得到信号各分量的最佳分数阶变换域后,就可以计算信号在各个最佳分数阶傅里叶变换域中的 STFT。

信号的短时傅里叶变换定义如下

$$ST(t, f) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t + \tau) h^*(\tau) \exp(-j2\pi f \tau) d\tau \quad (7)$$

式中: $x(t)$ 为信号, $h(\tau)$ 为变换所用的窗函数。

信号在其最佳分数阶傅里叶变换域中的 STFT 定义如下^[8]

$$ST^{\alpha-\pi/2}(u, v) = \int_{-\infty}^{\infty} R_x^{\alpha-\pi/2}(u + u_0) h^*(u_0) \exp(-j2\pi u_0 v) du_0 \quad (8)$$

因为 STFT 是线性变换,所以 $ST^{\alpha-\pi/2}(u, v)$ 可以写成

$$ST^{\alpha-\pi/2} = ST_1^{\alpha-\pi/2} + E \quad (9)$$

式中 $ST_1^{\alpha-\pi/2}$ 为信号在某个信号分量的最佳分数阶傅里叶变换域上的 STFT, E 为其他信号分量和噪声在该分数阶傅里叶变换域上的 STFT。

2.2 奇异值分解和矩阵的低秩逼近

信号各个分量在其最佳分数阶傅里叶变换域中的 STFT 在时频平面内都会聚焦,并且平行于时间轴,其能量相对集中,而此时其他信号分量的该分数阶傅里叶变换域上的 STFT 则不会在时频平