

# 多通道频率交织1.4 GHz宽带DRFM系统

江 舸, 李 皓, 李文杰, 许 晏

(中国工程物理研究院电子工程研究所 四川 绵阳 621900)

**【摘要】**更大的带宽是数字射频存储(DRFM)系统的发展方向, 获取超宽带微波器件、高速AD/DA、高速存储/信号处理芯片等关键器件成为制约DRFM系统发展的瓶颈问题。该文提出了一种多通道频率交织架构, 构建了一套C波段的超宽带DRFM系统。并针对系统复杂度增加带来的信号失真问题, 在FPGA上设计并实现了补偿算法。实验结果表明: 系统瞬时带宽达到 $f_0 \pm 700$  MHz、带内幅度平坦度优于6 dB、信号线性度优于 $5 \times 10^{-5}$ 。从而实现利用通用器件构建超大带宽DRFM系统的目的。

**关键词** 数字补偿; 数字射频存储; 频率交织; 多通道

中图分类号 TN97 文献标志码 A doi:10.3969/j.issn.1001-0548.2015.06.005

## 1.4 GHz Broadband DRFM System Based on Multi-Channel Frequency Interleaved

JIANG Ge, LI Hao, LI Wen-jie, and XU Yan

(Institute of Electronic Engineering, China Academy of Engineering Physics Mianyang Sichuan 621900)

**Abstract** Large broadband is an important goal of the digital radio frequency memory (DRFM) system, but a bottleneck problem is how to obtain wideband RF microwave devices, high speed AD/DA, memory and signal process chip economically and efficiently. To avoid this problem, a novel DRFM system based on multi-channel frequency interleaved method has been developed. The design of the digital correlation algorithm can overcome the shortcomings of this system on reconstruction accuracy, such as the channel amplitude and phase distortion, the difference of delay between channels, and the non-ideal effect of sharp bandpass filters. Test experiments certify that the system can reconstruct the broadband signal  $f_0 \pm 700$  MHz with the flatness less than 6 dB and the linearity less than  $5 \times 10^{-5}$ .

**Key words** digital compensation; digital radio frequency memory(DRFM); frequency interleaved; multi-channel;

数字射频存储(DRFM)系统是将射频信号保存在数字存储器中, 在需要的时候将数字信号恢复为射频信号并输出。它在射频信号模拟、电子对抗等领域有着广泛的应用。随着雷达技术的迅猛发展, 瞬时带宽达GHz级的现代宽带微波成像雷达已经开始走向实用。据报道, 美国JPL研制中的工作在675 GHz的太赫兹成像雷达带宽可达到28 GHz。针对超宽带雷达, 有必要研究瞬时带宽相当的DRFM系统, 更高带宽将是DRFM系统的一个重要发展方向。

由于传统的单通道DRFM系统的带宽指标取决于微波前端带宽、基带A/D、D/A的采样速率、存储/信号处理芯片的速率, 导致宽带DRFM系统的瞬时带宽指标严重依赖关键器件。以瞬时带宽2 GHz的宽带DRFM系统为例, 根据奈奎斯特基带采样定理再考虑一定的裕量, 必须采用至少5 GHz采样率的高速

ADC和DAC。这些关键器件目前大多依靠进口, 其中某些器件是对中国禁运的, 且随着瞬时带宽的提升, 甚至国外器件也不能满足系统指标的要求。从物理机理上看, DRFM系统性能的提升根本问题在于材料、工艺领域的技术提升。如目前微波前端采用的半导体工艺制程技术其切换(On-Off)频率在100~120 GHz范围内, 该技术能实现的前置放大器最高模拟带宽是30 GHz, 新的InP DHB T工艺可使切换频率扩展到350 GHz以上, 且电流密度范围更大, 可实现最高模拟带宽达70 GHz以上。

在获得高性能器件受限的前提下, 提高DRFM系统的瞬时带宽只能新的架构及突破性方法上进行。传统采用正交双通道<sup>[1]</sup>、多通道<sup>[2]</sup>架构来提高DRFM系统的瞬时带宽。缺点是正交双通道DRFM架构只能将瞬时带宽提高一倍, 文献[2]提出的多通

道DRFM架构不能对通道间的不一致性进行相位级补偿。

多通道架构由于系统较单通道复杂, 多硬件带来的系统误差导致系统的底噪增加、信号严重畸变。为实现通道间相位级补偿, 通常系统共用一个参考时钟实现通道间相参。该技术已在示波器领域得到广泛利用, 如力科、安捷伦等公司通过DBI<sup>[3]</sup>、realedge<sup>[4]</sup>等多通道技术成功将基于SiGe工艺的示波器瞬时带宽提升至30 GHz以上, 性能与InP工艺的示波器接近。文献[5]提出ATI(asynchronous time interleaving)架构, 它利用2片采样率为100 GS/s的ADC进行并行采样, 实现了从DC到70 GHz的瞬时带宽; 文献[6]采用压缩感知提出MWC(modulated wideband converter), 该架构利用4片采样率为280 MS/s的ADC实现了对带宽为2 GHz频谱的实时重构, 重构信号的

瞬时带宽不能超过120 MHz。

对于DRFM系统而言, 其架构比示波器更复杂, 上述多通道技术不能直接应用到DRFM系统中。此外, 新的架构及其失真补偿技术作为各个厂家的绝对机密, 外界知之甚少。本文提出了一种基于多通道频域交织的DRFM架构和系统失真补偿算法, 实验证明了该系统架构和补偿算法的有效性。

### 1 多通道频域交织架构与性能分析

本文提出的多通道频域交织DRFM架构通过增加微波通道在频域对信号进行交织复用处理, 用小带宽及低速器件构建了大带宽的DRFM系统。一个典型的N通道架构如图1所示, 其关键点频谱示意图如图2所示。实现流程为: 将输入信号按频率高低分为N路分别进行处理, 在基带通过数字信号处理补偿后, 再将N路合为一路输出, 获得更大的带宽。

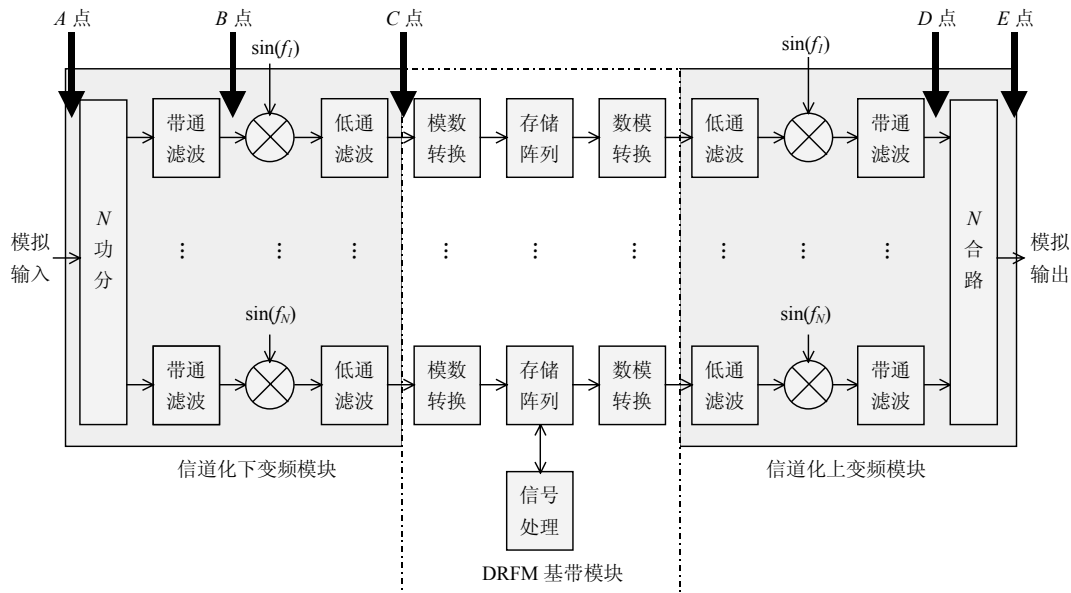


图1 多通道频域交织DRFM架构图

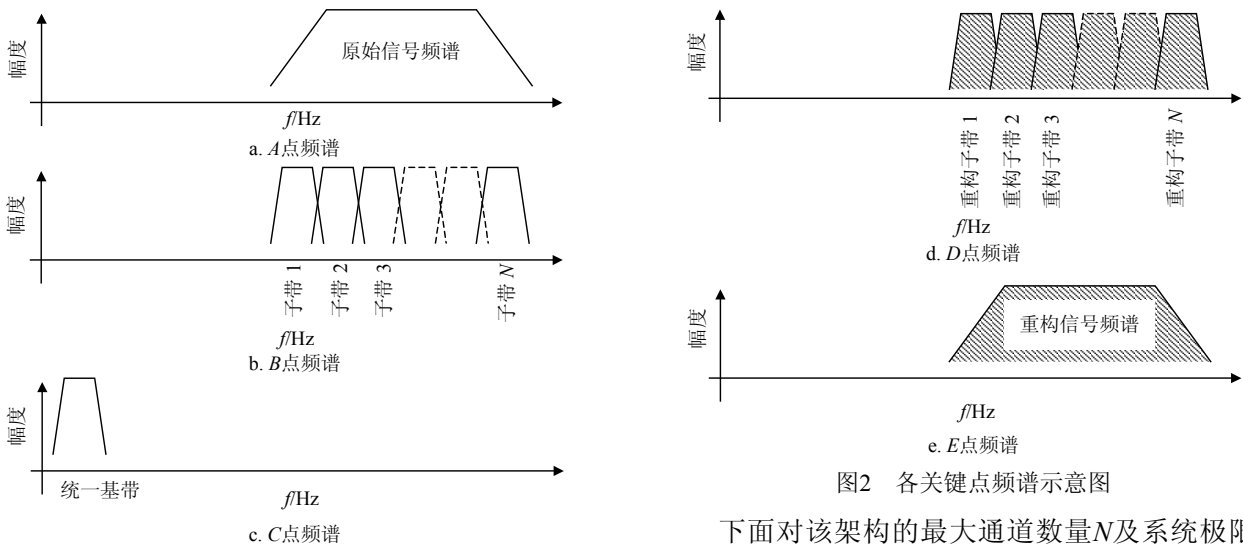


图2 各关键点频谱示意图

下面对该架构的最大通道数量N及系统极限瞬

时带宽 $B_{\text{lim}}$ 进行分析。为方便分析,假设如下:

1) 宽带雷达信号经DRFM转发后,理想重构信号经雷达脉冲压缩信号处理应表现为sinc型函数,当冲激相应宽度(IRW)小于1.5个系统分辨率 $\rho$ 、且峰值旁瓣比(PSLR)低于-20 dB时,认为重构信号的逼真度达到DRFM系统指标要求;

2) DRFM系统有 $N$ 个通道,每个通道的带宽均为 $B$  MHz,理论上DRFM系统的最大瞬时带宽为 $BN$ ,对应的系统分辨率 $\rho$ 为 $c/(2BN)$ ;

3) 每个通道的幅频特性及延时特性均能补偿,补偿后通道及通道间的幅频特性误差不影响DRFM系统对信号的重构,但需要考虑通道间延时不一致误差对信号的重构。按照距离测量噪声误差公式可知,单个通道延时测量误差 $\text{var}\{s\}$ 为:

$$\text{var}\{s\} = \frac{c}{2B\sqrt{R_{\text{sn}}}} \quad (1)$$

式中, $c$ 为光速; $B$ 为带宽; $R_{\text{sn}}$ 为测量信号与噪声的信噪比。

考虑重构信号脉冲压缩后的冲激相应宽度(IRW)小于1.5个系统分辨率,即每个通道的延时测量误差 $\text{var}\{s\}$ 应小于 $0.75\rho$ ,将其带入式(1),可得通道数 $N$ 和信噪 $R_{\text{sn}}$ 比之间的关系为:

$$N < \frac{3\sqrt{R_{\text{sn}}}}{2} \quad (2)$$

系统极限瞬时带宽 $B_{\text{lim}}$ 和信噪 $R_{\text{sn}}$ 比之间的关系为:

$$B_{\text{lim}} < \frac{3B\sqrt{R_{\text{sn}}}}{2} \quad (3)$$

由式3可知,系统的理论带宽极限 $B_{\text{lim}}$ 与每个通道的带宽 $B$ 和通道测量信号功率成正比。

## 2 补偿算法

系统采用多通道架构,多出的硬件带来的系统误差导致系统的底噪增加。且功分器、变频器、功合器等器件本身是宽带的,其幅频特性及群延时特性都做不到理想状态,通道间存在相对时间及幅频不一致。此外,还有频段交界点信号失真、系统时变等误差,必然会加剧系统的总失真,甚至导致系统无法正常工作。因此,必须对各种误差因素分别进行补偿。

### 2.1 通道内幅频特性及群延时特性误差补偿

由于通道内的幅频特性不平坦和群延时不一致等引起的误差,会使经DRFM系统转发信号的带内相频波动增加,导致重构信号质量降低。本文通过

校准、补偿相结合的办法<sup>[7]</sup>在基带对采样数据进行失真修正,分别对每个通道内的幅频特性及群延时特性误差进行抑制,从而保证重构信号与原始信号接近。

当系统在理想的情况下,复检波信号 $d_n$ 是理想的复正弦波,实际得到的I、Q离散样点值 $c_n$ 不是纯正的复正弦波,如何求得一组相应的复数 $g_n$ ,满足:

$$c_n \times g_n = d_n \quad (4)$$

将求得的 $g_n$ 与信号处理获得的 $c_n$ 直接相乘,就构成了在信号处理机对系统的补偿。由 $c_n$ 求 $g_n$ 必先求 $d_n$ 。根据样本 $c_n$ 对 $d_n$ 的曲线做拟合运算,求幅度 $M$ 和初相 $\phi_0$ ,圆频率 $\omega=2\pi k\tau$ ,将 $c_n$ 化为极坐标形式 $c_n = A_n \exp(j\phi_0)$ ,其最小二乘估计为:

$$\begin{cases} \hat{M} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N A_n \\ \hat{\phi}_0 = \frac{6}{N(N-1)} \sum_{n=1}^N \phi_n \left( \frac{2N+1}{3} - n \right) \\ \hat{\omega} = \frac{6}{N(N-1)(N+1)} \sum_{n=1}^N \phi_n (2n - N - 1) \end{cases} \quad (5)$$

由式(4)和式(5)可得:

$$g_n = \frac{\hat{M} \exp[j(\hat{\omega}t_n + \hat{\phi}_0)]}{c_n} \quad (6)$$

$$\begin{cases} |g_n| = \frac{\hat{M}}{A_n} \\ \arg(g_n) = \hat{\omega}t_n + \hat{\phi}_0 - \phi_n \end{cases} \quad (7)$$

式中, $|g_n|$ 和 $\arg(g_n)$ 分别表示系统的幅度和相位补偿因子。

### 2.2 通道间幅频不一致性误差补偿

相邻通道间幅频特性不一致,导致合成的波形可能出现相位断裂、波形混乱。通过分析发现,新架构对幅度差不敏感,通道之间的延时差(相位差)是影响重构信号质量的最大因素。因此,通道间的误差补偿重点是对各通道的延时差(相位差)补偿。

各通道的延时量测量原理如下:通过数字信号板板载的数模转换器(DAC)发送一个斜率为 $k$ 的宽带LFM脉冲信号,该信号通过反馈支路到达射频输入端,经合路器、带通滤波、下变频、低通滤波后,被DAC采集下来。在信号处理器内部,对原始发射信号和被采集信号进行STRETCH去斜处理。由于两个信号之间存在延时差,因此STRETCH会得到一个单频输出 $\Delta f$ ,该频率即可以基本代表输入一输出的延时量: $\Delta t = \Delta f/k$ 。为了得到精确的延时量,可采用插值、递归方法<sup>[8-9]</sup>精确估计延时量。

### 2.3 频段交界点信号失真补偿

对于宽带跨通道信号, 在频段交界点将不可避免地产生信号失真。文献[10]提出基于分析/综合滤波器组能在一定约束条件下实现全子信道的准确重构(PR)跨道信号。目前最好的结果是Agilent公司的示波器DSAX95004Q<sup>[5]</sup>, 该系统实现了频段交界带宽小于30 MHz, 通过补偿后重构信号在频段交界处平坦度优于3 dB。本系统通过补偿, 频段交界处的平坦度优于6 dB, 测试结果见4.1节。

## 3 系统及关键模块

假设每个DRFM通道的带宽为1 GHz, 按照本文提出的频域交织DRFM架构, 并行10个通道, 理论上可以构建瞬时带宽高达10 GHz的DRFM系统。在实际中, 2个带宽700 MHz的DRFM通道构建了瞬时带宽1.4 GHz的C波段DRFM系统。该系统由微波模块、数字基带板、CPCI机箱构成, 实物如图3所示。

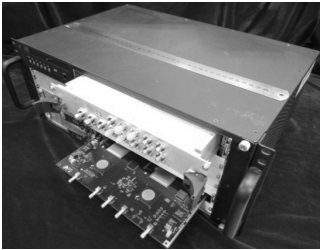


图3 1.4 GHz宽带DRFM系统

### 3.1 微波模块

微波模块功能有信号功分、上下变频、信号功合, 并为系统提供时钟信号。射频信号 $f_0 \pm 700$  MHz

分成两个通道完成放大变频滤波, 然后输出中频300~1 000 MHz的信号。发射链与接收链相反, 通过两个接口输入中频信号, 然后滤波变频放大, 合路为一个通道后输出, 微波模块功能如图4所示。

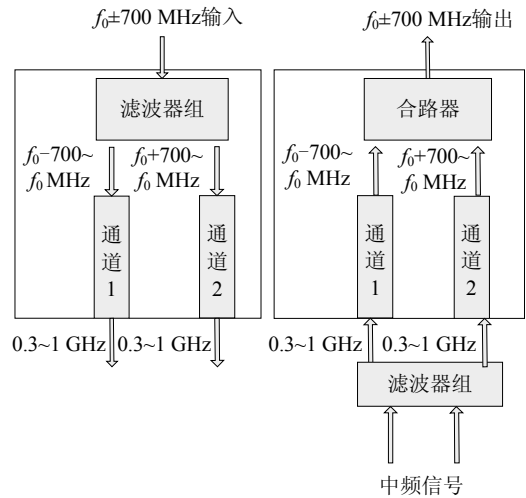


图4 微波前端功能框图

### 3.2 数字基带板

数字信号处理集中在一块单板上实现, 2片超高速ADC用于对两路300~1 000 MHz频段内模拟输入信号的采集, 2片超高速DAC用于输出两路宽带模拟信号。ADC和DAC参考时钟通过一个SMA射频连接器统一由微波模块提供, 在板内进行调理和分配, 以保证输入、输出信号的相参性。2片FPGA实现数据采集及存储控制、信号失真补偿等功能。数字信号处理板原理框图如图5所示。

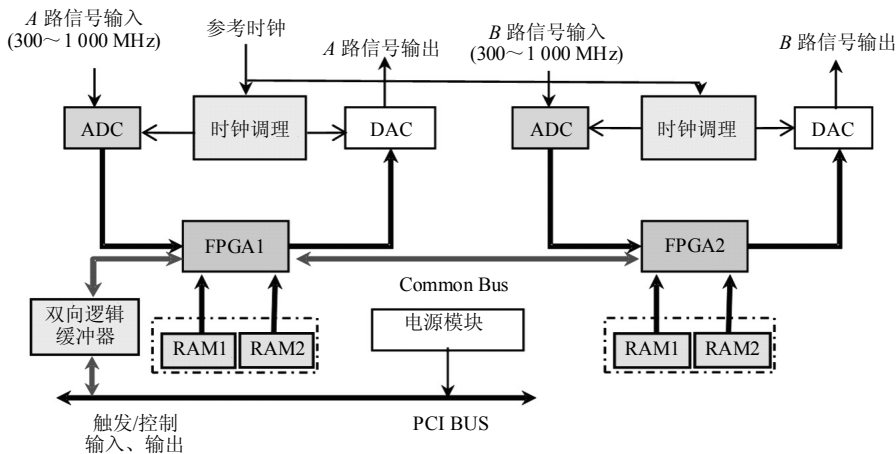


图5 数字信号处理板原理框图

## 4 系统测试

### 4.1 瞬时带宽及平坦度

测试框图如图6所示。利用泰克任意波形发生器

AWG7122B直接产生C波段1.4 GHz带宽线性调频(LFM)信号, 该信号输入被测DRFM系统, 经多通道频率交织处理后, 将重构信号输入泰克时频分析仪RSA6120A测试系统的瞬时带宽及平坦度。测试结果

如图7所示, 频谱测试参数中心频率为 $f_0$  GHz, span为2 GHz, RBW为1 MHz。原始LFM信号的频域如图7a所示, 原始信号经过被测DRFM系统, 重构信号的频域结果如图7b所示, 可见信号带宽依然为1.4 GHz, 证明该系统瞬时带宽优于1.4 GHz。但原始信号的平坦度从3 dB恶化为22 dB, 采用系统失真补偿后信号平坦度优于6 dB, 如图7c所示。



图6 瞬时带宽及平坦度测试框图

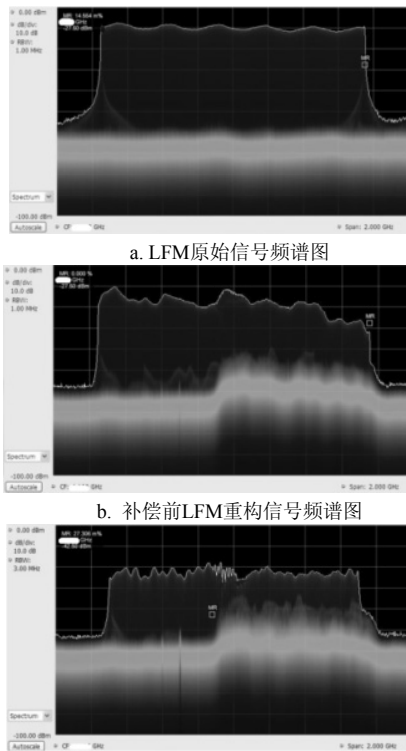


图7 频谱图

4.2 线性度

线性度是衡量DRFM系统的一项重要指标, 反映了实际的LFM重构信号偏离理想线性频率的程度, 计算式为:

$$\xi = \frac{|f_e(t)|_{\max}}{B} \quad (8)$$

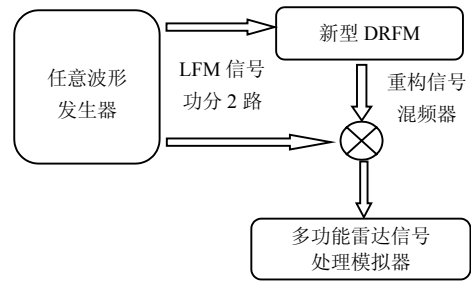
式中,  $f_e(t)$ 是信号频率偏离函数, 离散后可表示为:

$$f_e(n) = \frac{F(n)}{2\pi\tau} - nkT_s + 2\pi m \quad (9)$$

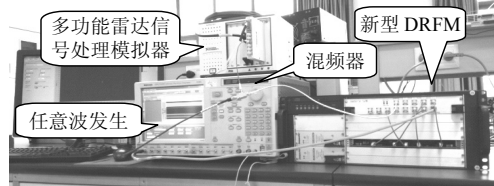
式中,  $F(n)$ 为相位函数;  $k$ 为调频斜率;  $T_s$ 为采样周期;  $m$ 为常数。

由于通用测量仪器不具备测量超宽带信号线性度的功能, 测量仪器采用中物院自行研制的多功能雷达信号处理模拟器测量方法参照文献[11]。测试框

图如图8a所示, 实验如图8b所示。



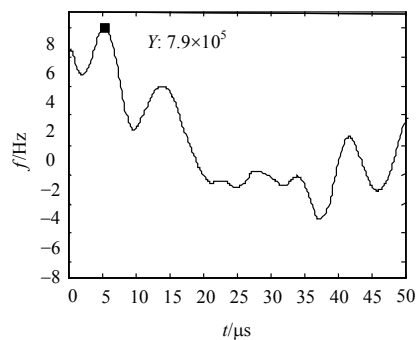
a. 测试框图



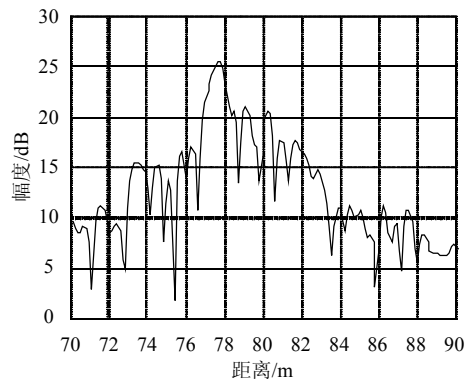
b. 实验场景

图8 线性度测试实验

实验中, LFM信号带宽 $B$ 为700 MHz, 时宽为 $50 \mu\text{s}$ , 采样速率12.5 MHz, 根据式(1)和式(2)计算可得, 补偿前的LFM重构信号的线性度为 $1.28 \times 10^{-3}$ , 其调频误差曲线和脉冲压缩波形如图9所示。经过误差补偿后, LFM重构信号的线性度降低为 $5 \times 10^{-5}$ , 其调频误差曲线和脉冲压缩波形如图10所示。比较图9b、图10b, 可以看出补偿后脉压信号的主瓣变窄、旁瓣变低, 重构信号的质量明显提高。



a. 频率误差曲线



b. 脉冲压缩波形

图9 补偿前调频误差曲线及脉冲压缩波形

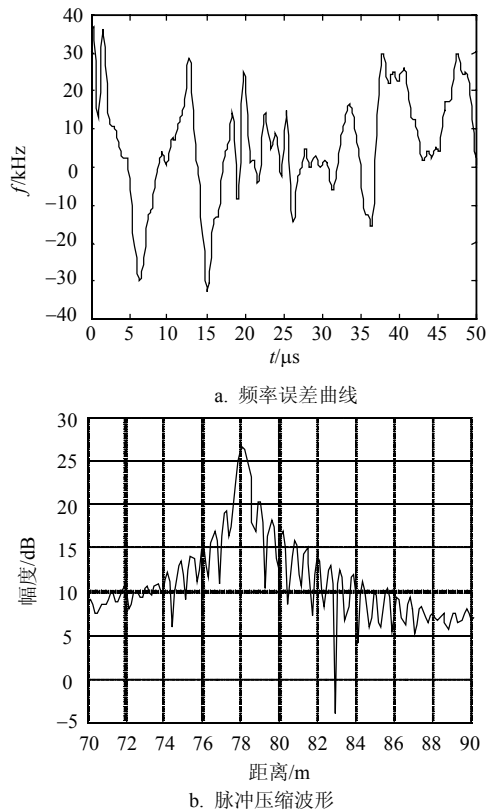


图10 补偿后调频误差曲线及脉冲压缩波形

4.3 通道间延时不一致性误差补偿结果

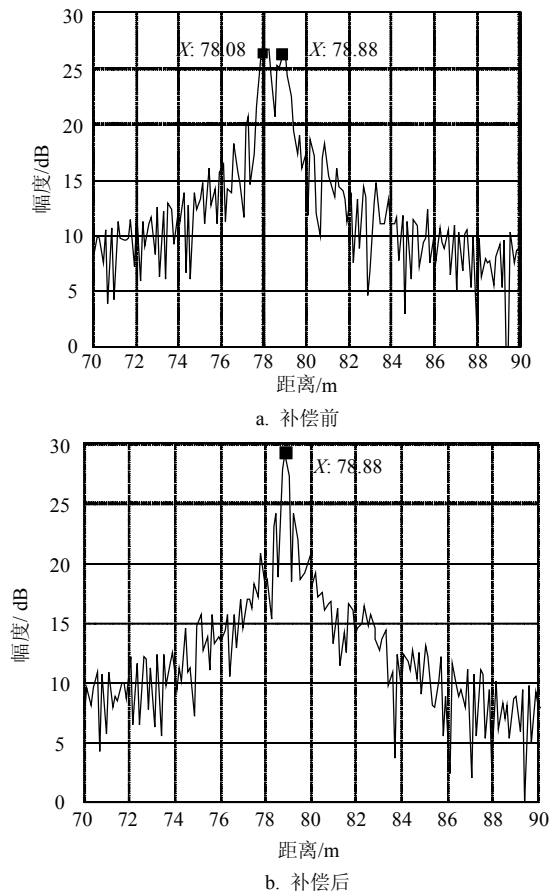


图11 双通道脉冲压缩波形

采用4.2节的测量方法, 并将时间参数转换为距离参数, 两通道合并后输出结果如图11a所示。由于两通道的延时不一致, 从图中可以看到两个峰, 分别对应两个通道的延时距离, A通道的延时距离为78.08 m, B通道为78.88 m, 两者相差0.8 m。经过通道间幅频不一致性误差补偿后结果如图11b所示。比较图10b、图11b, 可以发现双通道重构信号的主瓣较单通道的主瓣窄。这是因为单通道的重构信号带宽为700 MHz, 双通道重构信号的带宽为1.4 GHz, 理论上单通道的脉压信号主瓣比双通道的宽一倍。实验结果与理论分析相一致, 表明本文提出的系统架构可行, 补偿算法有效。

5 结 论

本文通过DRFM架构上的创新, 设计了补偿算法, 弥补了系统复杂性带来的失真, 运用目前可得到的国产器件(技术指标不需要很高)达到高端产品的系统指标, 大大扩展了DRFM的瞬时带宽。此外, 实验中发现温度、通道中任何部件的更换、甚至连接器接插的松紧程度等都将导致补偿结果的恶化。下一步工作中需要对系统时变特性进行深入分析, 研究自适应实时校正补偿算法。

参 考 文 献

[1] 赵国庆. 雷达对抗原理[M]. 西安: 西安电子科技大学出版社, 2003.  
ZHAO Guo-qing. The principle of radar ECM[M]. Xi'an: Xi'an Electronic and Science University press, 2003.

[2] 刘忠, 王国玉, 王雪松. 数字射频存储器(DRFM)结构分析及改进[C]//中国电子学会电子对抗分会第十四届学术年会. 洛阳: 中国电子学会, 2005: 428-432.  
LIU Zhong, WANG Guo-yu, WANG Xue-song. Digital radio frequency memory (DRFM) analysis and structure improvement[C]//Chinese Electronic Warfare Division of the Fourteenth Annual Meeting. Luoyang: Chinese Institute of Electronics, 2005: 428-432.

[3] LECROY Corporation. The interleaving process in digital bandwidth interleaving (DBI) scopes[EB/OL]. [2014-05-05]. <http://teledynelecroy.com/files/whitepapers>.

[4] Agilent Corporation. Agilent infiniium 90000 Q-series oscilloscopes[EB/OL]. [2014-05-05]. <http://www.agilent.com/find/9000Q-Series>.

[5] Tektronix Corporation. The Quest for higher real-time oscilloscope bandwidth[EB/OL]. [2014-05-05]. <http://download.tek.com/secure/>.

[6] MISHALI M, ELDAR Y C, DOUNEAEVSKY O, et al. Xampling: Analog to digital at sub-Nyquist rates[J]. IET Circuits Devices Syst, 2011, 5(1): 8-20.

(下转第910页)

- computing and storage[C]//Fifth IEEE/ACM International Workshop on Grid Computing. Pittsburgh: IEEE Press, 2004: 4-10.
- [6] ZHENG Z, ZHANG Y, LYU M R. CloudRank: a QoS-drivecomponent ranking framework for cloud computing[C]//2010 29th IEEE Symposium on Reliable Distributed Systems. New Delhi: IEEE Press, 2010: 184-193.
- [7] ZHAO W Q, XU X B, WANG Z W. Load balancing-based replica placement strategy in data grid system [C]//Proceedings of 2010 Third International Conference on Education Technology and Training. Wuhan: IEEE Press, 2010: 314-316.
- [8] CHANG R S, CHANG H P, WANG Y T. A dynamic weighted data replication strategy in data grids[C]// IEEE/ACS International Conference on Computer Systems and Applications. Doha: IEEE Press, 2008: 414-421.
- [9] FAN P, CHEN Z, WANG J, et al. Scientific application deployment on cloud: a topology-aware method[J]. International Journal of Web and Grid Services, 2014, 10(4): 338-370.
- [10] KARYPIS G, HAN E, KUMAR V. Multilevel refinement for hierarchical clustering[R]. Minneapolis: Dept of Computer Science, Minnesota Univ, 1999.
- [11] NOACK A, ROTTA R. Multi-level algorithms for modularity clustering[M]//Experimental Algorithms. Berlin, Heidelberg: Springer, 2009: 257-268.
- [12] HADANY R, HAREL D. A multi-scale algorithm for drawing graphs nicely[J]. Discrete Applied Mathematics, 2001, 113(1): 3-21.
- [13] NEWMAN M E J. Analysis of weighted networks[J]. Physical Review E, 2004, 70(5): 056131.
- [14] NOACK A. Energy models for graph clustering[J]. J Graph Algorithms Appl, 2007, 11(2): 453-480.
- [15] MOHAR B. Some applications of Laplace eigenvalues of graphs[M]. Netherlands: Springer, 1997: 225-275.
- [16] CALHEIROS R N, RANJAN R, BELOGLAZOV A, et al. CloudSim: a toolkit for modeling and simulation of cloud computing environments and evaluation of resource provisioning algorithms[J]. Software: Practice and Experience, 2011, 41(1): 23-50.
- [17] MALECOT P, KONDO D, FEDAK G. XtremLab: a system for characterizing internet desktop grids[C]//2006 15th IEEE International Symposium on High Performance Distributed Computing. Island of Kos: IEEE Press, 2006: 357-358.

编辑 蒋晓

-----  
(上接第829页)

- [7] 万永伦, 姒强, 吕幼新, 等. 基于信号产生器的幅相误差分析与校正[J]. 现代雷达, 2007, 29(12): 101-108.  
WAN Yong-lun, SI Qiang, LÜ You-xin, et al. Analysis and calibration of amplitude and phase errors in signal generator[J]. Modern Radar, 2007, 29(12): 101-108.
- [8] ABOUTANIOS E, MULGREW B. Iterative frequency estimation by interpolation on Fourier coefficients[J]. IEEE Trans Signal processing, 2005, 53(4): 1237-1242.
- [9] 江舸, 陶荣辉, 李钊, 等. 基于FPGA实现的FFT插值正弦波频率估计[J]. 信息与电子工程, 2009, 7(6): 569-572.  
JIANG Ge, TAO Rong-hui, LI Fan, et al. Frequency estimation of sinusoid waveform by interpolated FFT based on FPGA implementation[J]. Information and Electronic Engineering, 2009, 7(6): 569-572.
- [10] JIANG J Z, SHUI P L, ZHANG Z J. Design of oversampled DFT-modulated filter banks via modified Newton's method[J]. IET Signal Processing, 2011, 5(3): 271-280.
- [11] 万永伦, 姒强, 汪学刚. 超宽带线性调频信号线性度的测量方法[J]. 电子测量与仪器学报, 2007, 21(4): 55-58.  
WAN Yong-lun, SI Qiang, WANG Xue-gang. Linearity measure- ment method for ultra-wideband linear frequency modulated signal[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrument, 2007, 21(4): 55-58.

编辑 税红