

基于脉冲分裂的宽带雷达系统通道误差校正方法

陈曙暄^{*①②} 姜丽敏^{①②} 向茂生^①

^①(中国科学院电子学研究所微波成像技术国家重点实验室 北京 100190)

^②(中国科学院研究生院 北京 100190)

摘要:在不改动宽带雷达系统校准通道硬件的前提下,该文提出一种校正宽带雷达系统传递函数误差及正交解调误差的新方法。该方法通过对通道误差特征的分析,结合宽带线性调频信号的时频关系,根据分裂脉冲方法以分离通道误差造成的镜频干扰和传递函数非理想,得到宽带雷达系统传递函数的完全表征,由此构建相应的雷达回波校正函数,实现接收回波的误差校正。针对500 MHz有效带宽的实际雷达系统的通道误差校正实验,验证了该文方法的有效性,且与传统的方法相比,该文方法显现出适用性强的特点。

关键词:宽带雷达;通道误差;分裂脉冲;通道误差校正函数

中图分类号: TN957.51

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2011)08-1858-06

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2010.01321

A Method Using Split-pulse for Channel Error Calibration of Wideband Radar Systems

Chen Shu-xuan^{①②} Jiang Li-min^{①②} Xiang Mao-sheng^①

^①(National Key Lab. of Microwave Imaging Technique,

Institute of Electronics of Chinese Academia of Sciences, Beijing 100190, China)

^②(Graduate University of Chinese Academia of Sciences, Beijing 100190, China)

Abstract: A novel method is developed to calibrate the non-ideal transfer function and I/Q imbalances in quadrature modulate/demodulate systems which occur frequently in wideband radar systems, without changing the hardware of the radar calibration system. Based on analyzing channel errors in radar systems and taking account of time-frequency relationship of chirp signal, split-pulse method called is adopted to separate image frequency component due to I/Q channel error. Then, the complete description of channel error is got and the calibration function is constructed which is used to correct the raw radar echo in frequency domain. The effectiveness of this method is verified by the experiment of channel error correction in wideband radar system with 500 MHz effective band width. Results show that the method proposed is characterized by high feasibility and performance.

Key words: Wideband radar; Channel error; Split pulse; Compensation function of channel error

1 引言

宽带雷达发射机和接收机通常难以实现带内传递函数的严格一致性,此外,采用非数字下变频结构的宽带雷达系统也难以实现正交解调系统的 I/Q 严格一致性,因此雷达系统的发射信号和接收信号均受通道特性的调制。该影响会使脉冲压缩后目标的峰值旁瓣比(Peak SideLobe Ratio, PSLR)和积分旁瓣比(Integrated SideLobe Ratio, ISLR)达不到指标要求,图像信噪比降低,对于干涉 SAR 系统还会影响两幅复图像的干涉相位和相关性。文献[1-3]

论述了 I/Q 失配误差的校正方法,但忽略了 I/Q 幅度和相位失配对频率的相异性,因而应用于宽带系统存在局限;文献[4,5]分析了宽带正交解调系统的幅相误差,提出一种自适应算法分离通道误差引入的镜像分量,但该算法运算量大、迭代次数多,对于实时性要求较高的场合应用受限;文献[6,7]采用自适应方式对 I/Q 失配的正交解调误差进行校正,对于服从复正态分布的雷达回波信号,自适应方法仅能校正回波信号 I/Q 正交,而不能校正通道自身传递函数的非理想特性;文献[8]介绍了一种宽带系统幅相测量方法以实现通道误差的补偿,忽略了由实际工作环境温度导致的系统工作参数漂移产生的影响。综上所述,公开发表的文献大多将模拟系统

2010-12-02 收到, 2011-04-14 改回

国家 863 计划项目(2007AA120302)资助课题

*通信作者: 陈曙暄 shuxuan.chen@126.com

引入的传递函数误差和数字系统引入的通道误差进行单独校正, 而实际情况中两种误差存在耦合, 因此研究两种通道误差的一致校正方法具有重要意义。

本文对宽带雷达系统的通道误差进行了分析, 给出模拟系统传递函数误差和正交调制解调误差同时存在时, 宽带雷达系统传递响应的一般表达式; 根据 I/Q 误差产生镜频的特点并结合宽带线性调频信号的时频关系, 对宽带线性调频信号进行脉冲分裂, 则各子脉冲对应整个频带内的不同子频带, 子频带内的幅频响应反映了雷达系统传递函数误差和相邻子脉冲的镜频, 而子频带外的幅频响应则反映了子脉冲对相邻频带的镜频干扰; 最少采用两个子脉冲即可获得完全表征宽带雷达系统频率特性的共模传递函数 $H_{\text{cm}}(e^{j\omega})$ 和差模传递函数 $H_{\text{dif}}(e^{j\omega})$, 其中共模传递函数主要反映模拟电路引起的传递函数不理想特性, 差模传递函数主要反映 I/Q 不一致引起的镜频特性^[9]; 利用共模和差模传递函数构建通道误差校正函数, 实现上述两种通道误差的同时校正。校正后的信号经脉冲压缩后的 PSLR 和 ISLR 及主瓣内相位精度得以提高, 且较之文献[9]提出的双脉冲校正方法更便于工程实现。通过对实际宽带雷达数据的处理, 表明了本方法的有效性。

2 通道误差模型

若不考虑大气传播效应和雷达天线的宽带传输特性, 雷达接收回波为发射信号经雷达系统自身传递函数和场景调制后的复本, 此时, 宽带雷达系统的通道误差模型可由图 1 表示。

图 1 所示的误差模型中, 将正交调制和解调系统两路本振信号的相位误差归结到 I 通道相对 Q 通道随频率变化的附加相位延迟 $\Delta\theta_1(\omega)$ 和 $\Delta\theta_2(\omega)$ 。对于正交调制和解调系统分别考虑其 I 通道和 Q 通道的传递函数, 只读存储器(Read Only Memory, ROM)中存储的理想基带数字信号 $m(n)$ 经数模转换

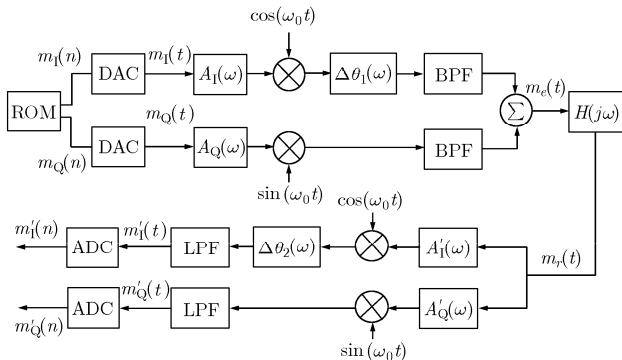


图 1 雷达系统通道误差模型

器(Digital-to-Analog Converter, DAC)变换并经低通滤波器(Low Pass Filter, LPF)得到模拟基带信号 $m(t) = m_I(t) + jm_Q(t)$, 模拟基带信号经正交调制后输出中频信号, 中频信号经带通滤波器(Band Pass Filter, BPF)放大及二次混频等一系列操作到达发射端, 经校准回路引入到接收机端口, 上述操作等效为将中频信号经过一传递函数为 $H(j\omega) = H(\omega) \angle\varphi(\omega)$ 的线性系统。经过一系列的推导, 系统输出信号的频域表达式可写为

$$\mathbf{M}' = \mathbf{A} \cdot \mathbf{M} \quad (1)$$

式中 $\mathbf{M}' = \begin{bmatrix} M'_I(\omega) \\ M'_Q(\omega) \end{bmatrix}$, $\mathbf{A} = \begin{bmatrix} A_{II}(\omega) & A_{IQ}(\omega) \\ A_{QI}(\omega) & A_{QQ}(\omega) \end{bmatrix}$, $\mathbf{M} = \begin{bmatrix} M_I(\omega) \\ M_Q(\omega) \end{bmatrix}$, $M'_I(\omega)$ 和 $M'_Q(\omega)$ 为雷达采集信号 $m_I(n)$

和 $m_Q(n)$ 的频域表示, $A_{k,l}(\omega)$ ($k, l = I, Q$) 为 I/Q 通道自身或通道间的传递函数。

为简化分析, 式(1)也可写为式(2)所示的单输入单输出形式。

$$M'_I(\omega) + jM'_Q(\omega) = H_{\text{cm}}(\omega)[M_I(\omega) + jM_Q(\omega)] + H_{\text{dif}}(\omega)[M_I(\omega) - jM_Q(\omega)] \quad (2)$$

式中 $H_{\text{cm}}(\omega) = \frac{A_{II}(\omega) + A_{QQ}(\omega) + j[A_{QI}(\omega) - A_{IQ}(\omega)]}{2}$, $H_{\text{dif}}(\omega) = \frac{A_{II}(\omega) - A_{QQ}(\omega) + j[A_{QI}(\omega) + A_{IQ}(\omega)]}{2}$, 分别称为共模传输函数和差模传输函数的模拟频域表示。

可见, 通道误差导致 I/Q 通道的信号相互混叠, 使得输出信号中包含输入信号的镜像分量。传统的通道校正方法忽略了通道之间的互相影响, 因此仅校正了 $H(j\omega)$ 的非理想^[10], 而对于 I/Q 误差不可忽略的宽带雷达系统, 要对系统的通道误差进行完全校正就需要得到矩阵 \mathbf{A} 或 $H_{\text{cm}}(\omega)$ 和 $H_{\text{dif}}(\omega)$ 的完全描述。

3 基于脉冲分裂的通道误差校正原理

本文根据线性调频信号的时频关系, 利用线性调频信号的分裂脉冲与完整脉冲之间的频域关系, 分离由系统通道误差造成的镜频分量。线性调频信号及分裂脉冲效应在下面给出分析, 理想线性调频信号定义为^[11]

$$s(t) = \text{rect}\left[\frac{t}{T_P}\right] \exp(j\pi k_r t^2) \quad (3)$$

式中 $\text{rect}[t] = \begin{cases} 1, & |t| \leq 1/2 \\ 0, & \text{其他} \end{cases}$, 称为矩形函数, T_P 为脉

冲宽度, k_r 为调频率, 当 $k_r > 0$ 时为正调频, 当 $k_r < 0$ 时为负调频。将上述信号在时域分裂成 N 个等长脉冲, 则第 n 个子脉冲 $s_n(t)$, ($n = 1, 2, \dots, N$) 的其支撑域为 $[-T_P/2 + (n-1)T_P/N, -T_P/2 + nT_P/N]$, 时域表达式如下:

$$s_n(t) = \exp(j\pi k_r t^2) \text{rect} \left[\frac{t - (-T_P/2 + (n-1/2)T_P/N)}{T_P/N} \right] \quad (4)$$

该子脉冲的傅里叶变换为

$$S_n(f) = \int_{-T_P/2 + (n-1)T_P/N}^{-T_P/2 + nT_P/N} \exp(j\pi k_r t^2) \exp(-j2\pi ft) dt \quad (5)$$

子脉冲的幅度谱和相位谱分别为

$$|S_n(f)| = \frac{1}{\sqrt{2|k_r|}} \left([C(X_1) + C(X_2)]^2 + [S(X_1) + S(X_2)]^2 \right)^{1/2} \quad (6)$$

$$\Phi_n(f) = -\frac{\pi f^2}{k_r} + \text{sgn}(k_r) \arctan \left[\frac{S(X_1) + S(X_2)}{C(X_1) + C(X_2)} \right] \quad (7)$$

式中 $X_1 = \frac{|k_r|T_P + 2 \text{sgn}(k_r)f - 2(n-1)|k_r|T_P/N}{\sqrt{2|k_r|}}$,

$X_2 = \frac{-|k_r|T_P - 2 \text{sgn}(k_r)f + 2n|k_r|T_P/N}{\sqrt{2|k_r|}}$, 符号函数

$$\text{sgn}(t) = \begin{cases} 1, & t > 0 \\ -1, & t < 0 \end{cases}, \quad S(\cdot) \text{ 和 } C(\cdot) \text{ 为菲涅耳积分,}$$

$$S(X) = \int_0^X \sin\left(\frac{\pi x^2}{2}\right) dx, \quad C(X) = \int_0^X \cos\left(\frac{\pi x^2}{2}\right) dx.$$

至此得到脉冲分裂后各子脉冲信号频域表示的通用形式, 与调频率的正负无关。

理想情况下, 各子脉冲的频率响应(式(6))接近矩形且相互邻接, 而实际上, 真实子脉冲受通道误差影响, 不仅其幅度受通道响应函数的调制, 而且其带外响应能够反映 I/Q 非正交引入的镜频, 这一特性使得本文基于脉冲分裂的校正方法具有分离镜频和带内通道响应的能力。以 4 子脉冲为例将带宽 500 MHz 的实际宽带信号分裂成带宽为 125 MHz 的 4 个子脉冲, 各子脉冲对应的频谱如图 2 所示, 不平坦的频谱幅度主要是模拟前端传递函数非理想对子脉冲幅度调制的结果, 而子脉冲频谱子带间的相互干扰是 I/Q 非正交引入镜频干扰的结果。

记雷达产生的模拟信号的通道误差的离散频域表示为 $H_{\text{an}}(e^{j\omega})$, 正交调制解调系统的误差用共模传递函数 $H_{\text{cm}}(e^{j\omega})$ 和差模传递函数 $H_{\text{dif}}(e^{j\omega})$ 表征, 则脉冲分裂后第 n 个子脉冲在接收机端口的输出 $S_{\text{on}}(e^{j\omega})$ 为

$$S_{\text{on}}(e^{j\omega}) = H_{\text{cm}}(e^{j\omega})H_{\text{an}}(e^{j\omega})S_n(e^{j\omega}) + H_{\text{dif}}(e^{j\omega}) \cdot H_{\text{an}}^*(e^{-j\omega})S_n^*(e^{-j\omega}) + J_n, \quad n = 1, 2, \dots, N \quad (8)$$

式中 $S_n(e^{j\omega})$ 为第 n 个子脉冲离散时间傅里叶变换, J_n 为第 n 个子脉冲对应的接收机噪声, 符号 ‘*’ 为共轭运算。显然, 对于 N 较大的情况 ($N > 2$), 可采用最小二乘法得到 $H_{\text{cm}}(e^{j\omega})$ 和 $H_{\text{dif}}(e^{j\omega})$ 的最小均方误差估计。本文采用最简化的实现形式 ($N=2$), 即将宽带线性调频信号分裂成前后两个子脉冲, 通过脉冲相参积累技术^[12]或滤波处理^[13]降低噪声 J_n 的影响, 从而可获得 $H'_{\text{cm}}(e^{j\omega}) = H_{\text{an}}(e^{j\omega})H_{\text{cm}}(e^{j\omega})$, $H'_{\text{dif}}(e^{j\omega}) = H_{\text{an}}^*(e^{-j\omega})H_{\text{dif}}(e^{j\omega})$ 。

为简化起见, 记接收机输出的校准信号的两段子脉冲的复包络序列记为 $s_{o+}(n)$ 和 $s_{o-}(n)$, 对应的离散时间傅里叶变换分别记为 $S_{o+}(e^{j\omega})$ 和 $S_{o-}(e^{j\omega})$, 而输入信号可近似认为是校准信号复序列的对应截断 $s_{i+}(n)$ 和 $s_{i-}(n)$, 对应的离散时间傅里叶变换分别记为 $S_{i+}(e^{j\omega})$ 和 $S_{i-}(e^{j\omega})$ 。虽然上述近似忽略了发射机和接收机在脉冲截止点的瞬态响应, 但是由于接收机的瞬态响应通常较小^[14], 因此可以忽略由此引起的额外频率调制。

在式(8)的基础上, 忽略噪声的影响可得,

$$S_{o+}(e^{j\omega}) = H_{\text{cm}}(e^{j\omega})S_{i+}(e^{j\omega}) + H_{\text{dif}}(e^{j\omega})S_{i+}^*(e^{-j\omega}) \quad (9)$$

$$S_{o-}(e^{j\omega}) = H_{\text{cm}}(e^{j\omega})S_{i-}(e^{j\omega}) + H_{\text{dif}}(e^{j\omega})S_{i-}^*(e^{-j\omega}) \quad (10)$$

由式(9), 式(10)得到本文方法下描述通道特性的共模和差模传递函数分别为

$$H_{\text{cm}}(e^{j\omega}) = \frac{S_{o+}(e^{j\omega})S_{i-}^*(e^{-j\omega}) - S_{o-}(e^{j\omega})S_{i+}^*(e^{-j\omega})}{S_{i+}(e^{j\omega})S_{i-}^*(e^{-j\omega}) - S_{i-}(e^{j\omega})S_{i+}^*(e^{-j\omega})} \quad (11)$$

$$H_{\text{dif}}(e^{j\omega}) = \frac{S_{o+}(e^{j\omega})S_{i-}(e^{j\omega}) - S_{o-}(e^{j\omega})S_{i+}(e^{j\omega})}{S_{i+}^*(e^{-j\omega})S_{i-}(e^{j\omega}) - S_{i-}^*(e^{-j\omega})S_{i+}(e^{j\omega})} \quad (12)$$

根据前述满足式(9), 式(10)的通道模型, 无通道误差的理想雷达回波 $X(e^{j\omega})$ 和实际采集的经通道误差调制的雷达回波 $Y(e^{j\omega})$ 满足:

$$Y(e^{j\omega}) = H_{\text{cm}}(e^{j\omega})X(e^{j\omega}) + H_{\text{dif}}(e^{j\omega})X^*(e^{-j\omega}) \quad (13)$$

由式(11), 式(12)和式(13), 可得到经本文方法进行通道误差校正后回波的频域表示 $X_{\text{cal}}(e^{j\omega})$:

$$X_{\text{cal}}(e^{j\omega}) = H_{11}(e^{j\omega})Y(e^{j\omega}) - H_{22}(e^{j\omega})Y^*(e^{-j\omega}) \quad (14)$$

其中

$$H_{11}(e^{j\omega}) = \frac{H_{\text{cm}}^*(e^{-j\omega})}{H_{\text{cm}}(e^{j\omega})H_{\text{cm}}^*(e^{-j\omega}) - H_{\text{dif}}(e^{j\omega})H_{\text{dif}}^*(e^{-j\omega})}$$

$$H_{22}(e^{j\omega}) = \frac{H_{\text{dif}}(e^{j\omega})}{H_{\text{cm}}(e^{j\omega})H_{\text{cm}}^*(e^{-j\omega}) - H_{\text{dif}}(e^{j\omega})H_{\text{dif}}^*(e^{-j\omega})}$$

4 实验结果和分析

本文以中国科学院电子学研究所为国家西部测图任务设计的 InSAR 高分辨率模式为例进行实验, 其信号带宽 500 MHz, 距离向采样频率 600 MHz, 实现斜距向 0.3 m 的分辨率。

具体实现时, 向校正通道馈入的宽带线性调频信号的带宽与雷达发射信号带宽相同, 对采集到的校准信号进行脉冲分裂, 并对各子脉冲补零和时间延迟补偿后, 获得的两个子脉冲序列的频谱幅度如图 3 所示。图中各子脉冲具有不同的带内衰落, 这由发射机和接收机的非理想通频带引起, 如前半个子脉冲的带内衰落 A 和后半个子脉冲的带内衰落 B , 而且正频部分的衰落 A 比负频部分的衰落 B 更显著。镜频分量 A 和 B 的存在是由宽带相参雷达 I/Q 两路信号的非正交引起, 而且当镜像频率恰好处于宽带信号的通带之内时, 难以在后续的滤波中滤除。产生 I/Q 非正交的主要原因有: 相参振荡器的不稳定性、定时的不稳定性以及视频电路的非线性^[14]。

由本文方法得到的表征宽带雷达系统通道传递函数的共模传递函数和差模传递函数的幅相特性如图 4 所示, 图中将带外部分进行了置零。无通道误差的理想情况下, $H_{\text{cm}}(e^{j\omega}) = 1, H_{\text{dif}}(e^{j\omega}) = 0$, 而图中差模传递函数在频带两端的最大起伏达 0.27, 也正是在这些频点有效输出信号仅占标称值的 65%, 即雷达输出的镜像信号仅比有用信号低约 7.6 dB, 这对于大部分的实际应用都是难以接受的。同时, 零频附近的差模传递函数和共模传递函数均出现较大波动, 这是由于雷达接收机进行了直流偏置的去除。差模传递函数相位谱 $\phi_{\text{dif}}(\omega)$ 的剧烈起伏是由相位缠绕引起的, 相位解缠绕后即可得到真实相位。

本文方法得到的该宽带雷达系统回波频域校正因子 $H_{11}(e^{j\omega})$ 和 $H_{22}(e^{j\omega})$ 如图 5 所示。同样在无通道误差的理想情况下, $H_{11}(e^{j\omega}) = 1, H_{22}(e^{j\omega}) = 0$ 。显然, $H_{11}(e^{j\omega})$ 的幅度在通带内频率接近 250 MHz 的

那些频点上显著增大, 这与图 3 所示的通道内正频端较严重的衰落现象相符, 而 $H_{11}(e^{j\omega})$ 就是要对这一衰落进行补偿; $H_{22}(e^{j\omega})$ 的幅度在通带两端也有所上升, 这正是为了去除 I 和 Q 两通道非正交引起的镜频分量, 只是两者的相位不同而已。 $H_{22}(e^{j\omega})$ 因子在带内的相位震荡同样是由于相位在各频点之间的变化较快, 产生了相位缠绕。

对校准信号进行通道误差校正并脉冲压缩的结果如图 6 所示, 经校正后信号的脉冲压缩结果得到很大程度改善, 而未校正直接脉冲压缩的结果显示出主瓣展宽、不规则旁瓣升高等现象。经数值计算可得经校正并脉冲压缩后的主瓣宽度, 即分辨率为 1.06 个采样单元, PSLR 为 13.26 dB, ISLR 为 -9.68 dB, 主瓣内相位精度 0.2° , 这些数值均表明经本文方法校正后的脉冲压缩结果已经接近理想情况。

图 7 是对该宽带雷达系统录取的陕西某地的高分辨率数据进行通道误差校正后获取的图像, 图像大小为 13312×1305 。不同的通道误差校正方法是造成图 7(a)和图 7(b)差异的唯一因素, 前者是采用传统通道误差校正方法^[10]后的成像结果, 后者是采用本文方法进行通道误差校正后的成像结果。图像 7(a)的远距端出现了沿距离向分布的干扰状噪声, 而图像 7(b)的相同区域清晰可见, 实际上在图像的近距端也存在类似的现象, 由于实际处理得到的图像尺寸过大, 这里沿距离向进行了截取, 只保留了场景中心和远距。产生上述现象的主要原因是上述镜频干扰, 传统的校正方法不但难以抑制镜频干扰, 反而会将存在回波脉冲截断效应的测绘带近距和远距端地面场景回波的镜频干扰放大, 使得干扰分量接近或超过噪声等效后向散射系数 $NE\sigma_0$ (Noise Equivalent Sigma Zero), 最终导致图像对地物特征变得不可分辨, 如图 7(a), 图中镜频干扰变得显著的界限恰好处于斜距上距远距端半个脉冲对应的空间位置, 这进一步验证了前述分析。需要指出的

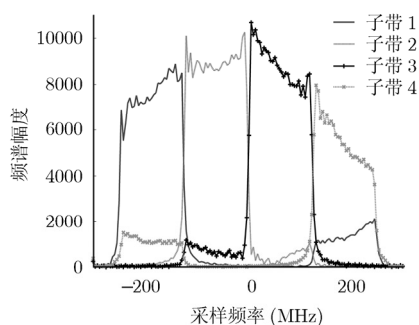


图 2 子脉冲频谱关系示意图

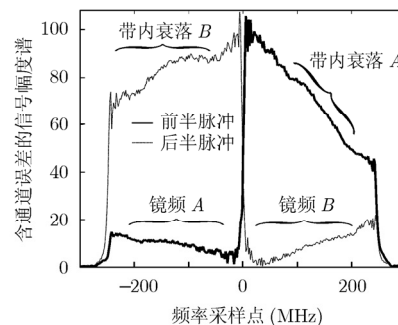


图 3 校准信号子脉冲的幅度谱

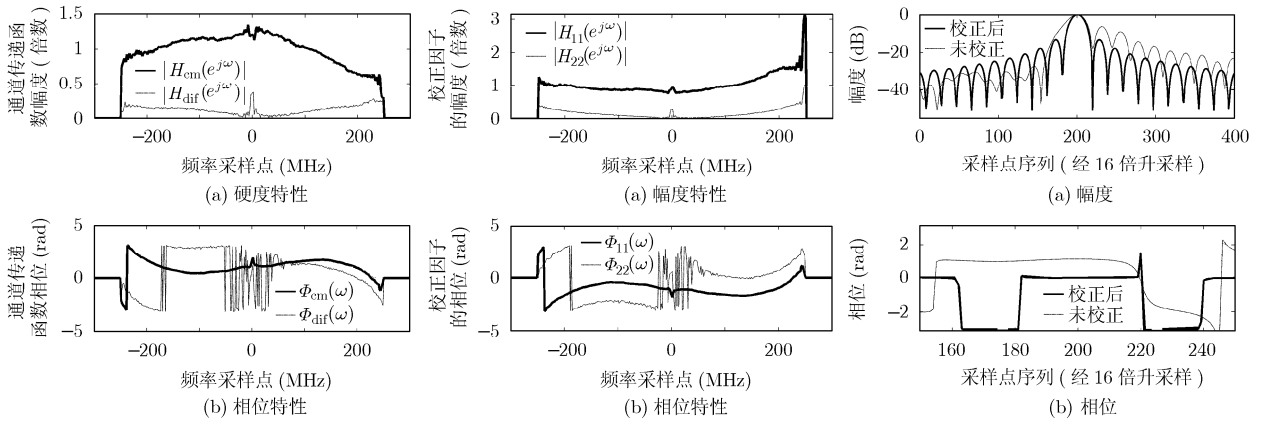


图4 通道传递函数的幅度特性和相位特性 图5 频域校正因子的幅度特性和相位特性 图6 通道误差校正后脉冲压缩结果

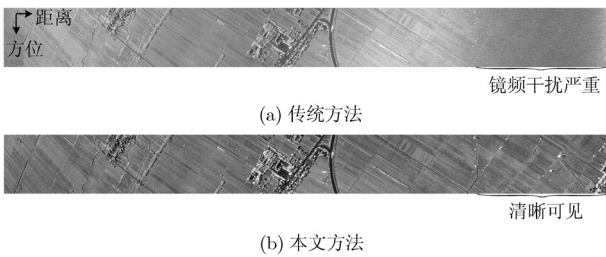


图7 通道误差校正后成像结果

是, 图 7(a)中场景中心处由于散射点回波占据整个信号带宽, 而 I/Q 非正交产生的镜频分量仅在带内高频端具有显著幅度(如图 5 所示), 因此有效信号和镜频干扰叠加的效果使得镜频干扰在场景中心区域从宏观上看不如远距明显。

5 结束语

文中通过对宽带雷达系统通道误差模型的分析, 在不改变已有雷达系统硬件的前提下, 根据脉冲分裂法, 将宽带雷达系统中的镜频分量进行了分离, 给出了用于完全表征宽带雷达系统的共模传递函数和差模传递函数, 并在此基础上构建雷达回波的频域校正因子, 实现雷达接收回波的通道误差校正。较好实验结果表明, 本文方法不仅能够校正雷达传递函数的非理想特性, 而且对带内镜频具有良好的抑制能力。然而, 分裂脉冲的频谱泄露造成本文方法对带内低频成份的校正有限, 但是随着带宽增大, 这种影响可以忽略。

参考文献

[1] 袁俊泉, 周亚强, 皇甫堪. 基于统计平均的正交解调误差校正新方法[J]. 系统工程与电子技术, 2005, 27(7): 1219-1221.
Yuan Jun-quan, Zhou Ya-qiang, and Huangfu Kan. New method for correction of quadrature demodulation errors based on statistic average [J]. *Systems Engineering and*

Electronics, 2005, 27(7): 1219-1221.
[2] Cumming I G and Wong F H. *Digital Processing of Synthetic Aperture Radar Data: Algorithms and Implementation* [M]. Boston: Artech house, 2005: 159-164.
[3] 陆中行. 正交解调误差的校正[J]. 现代雷达, 1994, 8(4): 24-29.
Lu Zhong-xing. The correction of quadrature demodulation errors [J]. *Modern Radar*, 1994, 8(4): 24-29.
[4] Pun K P, Franca J E, Azeredo-Leme C, et al.. Correction of frequency-dependent I/Q mismatches in quadrature receivers [J]. *Electronics Letters*, 2001, 37(23): 1415-1417.
[5] Pun Kong-pang, Franca J E, and Azeredo-Leme C. The correction of frequency-dependent I/Q mismatches in quadrature receivers by adaptive signal separation[C]. Proc. of 4th International Conference on ASIC, Shanghai, China, October 23, 2001: 424-427.
[6] Cetin E, Kale I, and Morling R. On various low-hardware-complexity LMS algorithms for adaptive I/Q correction in quadrature receivers [C]. IEEE ISCAS 2004, Vancouver, Canada, May 23, 2004: 461-464.
[7] Cetin E, Kale I, and Morling R. Adaptive digital receivers for analog front-end mismatch correction[C]. IEEE 54th Vehicular Technology Conference, Atlantic City, USA, Sept. 2001: 2519-2522.
[8] 黎向阳, 刘光平, 梁甸农, 等. 宽带正交解调器幅相一致性测量[J]. 国防科技大学学报, 2000, 20(2): 60-63.
Li Xiang-yang, Liu Guang-ping, Liang Dian-nong, et al.. The measurement of the amplitude and phase error of wide band quadrature demodulator [J]. *Journal of National University of Defense Technology*, 2000, 20(2): 60-63.
[9] 陈曙暄, 向茂生. 一种宽带雷达系统通道误差校正方法[J]. 系统工程与电子技术, 2010, 32(10): 2067-2071.
Chen Shu-xuan and Xiang Mao-sheng. New calibration

- method for channel errors of wideband radar systems [J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2010, 32(10): 2067-2071.
- [10] Ngo M T, Gregers-Hansen V, and Ward H R. Transmitter noise compensation—a signal processing technique for improving clutter suppression [C]. Proc. 2006 IEEE Conference on Radar, Verona, New York, USA, April 24-27, 2006: 668-672.
- [11] Cook C E. Pulse compression—key to more efficient radar transmission[J]. *Proceedings of the IRE*, 1960, 48(3): 310-316.
- [12] 赵树杰. 雷达信号处理技术[M]. 北京: 清华大学出版社, 2010: 267-271.
- Zhao Shu-jie. The Technology of Radar Signal Processing [M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2010: 267-272.
- [13] 陶然, 邓兵, 王越. 分数阶傅里叶变换及其应用[M]. 北京: 清华大学出版, 2009: 270-272.
- Tao Ran, Deng Bing, and Wang Yue. Fractional Fourier Transform and Its Applications [M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2009: 270-272.
- [14] Merrill I Skolnik. Radar Handbook[M]. Third Edition, Asia: McGraw-Hill Companies and Publishing House of Electronics Industry, 2008: 219-260.
- 陈曙暄: 男, 1981 年生, 博士生, 研究方向为干涉 SAR 成像、InSAR 慢速运动目标检测技术.
- 姜丽敏: 女, 1985 年生, 博士生, 研究方向为干涉 SAR 系统定标、大区域 DEM 生成.
- 向茂生: 男, 1964 年生, 研究员, 长期从事干涉 SAR 系统设计和数据处理.