

去调频处理中空变相位误差补偿方法*

赵志勇,常文革,黎向阳,贾高伟

(国防科技大学电子科学与工程学院,湖南长沙 410073)

摘要:调频连续波具有较长的脉宽和较大的信号带宽,通常采用去调频的处理方式,但是,去调频的处理会引入空变的相位误差。从去调频的处理方式入手,根据发射信号相位误差缓变的特点,提出了依据发射信号相位误差模型补偿空变相位误差的方法,并在理论上对该方法进行了推导。该补偿方法分为两步,从差频信号中去除发射信号相位误差,在残余视频相位误差校正之后,通过与补偿函数相乘去除剩余的相位误差。仿真和实测的实验结果表明,该方法能够克服目标距离的限制,有效地补偿空变相位误差带来的影响,提高脉压水平。提出的误差补偿方法能够很好地平衡系统负载、误差补偿精度和算法开销,具有较强实用性。

关键词:调频连续波雷达;相位误差补偿;去频调

中图分类号:TP911 **文献标志码:**A **文章编号:**1001-2486(2014)03-0169-08

Range-dependent phase error compensation of dechirp

ZHAO Zhiyong, CHANG Wenge, LI Xiangyang, Jia Gaowei

(College of Electronic Science and Engineering, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China)

Abstract: To reduce the pressure of data processing, the dechirp operation is adopted. However, dechirp will result in range-dependent phase errors in the beat signal. an algorithm to compensate the range-dependent phase error is proposed, using the phase error extracted from the transmitted signal with the supposition that the phase error varies slowly. The compensation approach is executed in two steps: first, compensating the phase error involved by the transmitted signal after dechirp; second, compensating the residual phase error after RVP correction. Both the simulation and the real data experiments suggest that the proposed algorithm is effective.

Key words: FMCW radar; phase error compensation; dechirp

调频连续波(Frequency Modulated Continues Waveform, FMCW)雷达发展较早,开始时主要用于高度计。由于发射信号为连续波,在电子管时代,发射机体积较大,功耗较高,且收发隔离难以控制,所以其发展受到限制。近些年,调频连续波雷达因为固态器件以及数字处理方法的进步获得了新的发展。使用固态器件调频连续波信号源的体积可以做到很小,满足了当今雷达小型化发展的需求。

调频连续波信号具有大的带宽,且信号持续整个重频周期,保持其线性的调频斜率具有很大的难度。去调频的处理方式又会引入空变的相位误差,降低信号质量。目前主要从两个方面克服空变的相位误差:第一,从发射信号角度,努力改善发射信号质量,减小相位误差;第二,在信号处理角度,研究新的算法或者改进已有算法,减小相位误差的影响。

文献[1]中使用直接数字式频率合成器

(Direct Digital Synthesizer, DDS)对锁相回路(Phase Locked Loop, PLL)进行校正,产生了具有较好频率线性度的调频连续波信号。文献[2]中,作者使用 CMOS 技术,实现了一个载频为 77GHz,频率误差优于 93kHz 的 FMCW 信号收发器。另外还有学者采用 DDS 技术,使用多个 DDS 合成宽带 FMCW 信号。这些方法都是从信号产生角度改善发射信号的质量,但是它们灵活性较差。

在信号处理方面,文献[3]中提出一种实时的误差补偿方法。利用延迟线,将发射信号和延迟信号作差频,由于延迟时间已知,根据拉格朗日中值定理估计相位误差

$$\varepsilon_{ij}(t, \tau) = \varepsilon(t) - \varepsilon(t - \tau) \approx \tau \cdot \varepsilon'(t) \quad (1)$$

其中 $\varepsilon(t)$ 是发射信号相位误差, $\varepsilon(t - \tau)$ 是经过延迟线的发射信号的相位误差, τ 是信号延时, $\varepsilon_{ij}(t, \tau)$ 是差频相位误差。由这个公式可知,根据差频信号相位误差和已知延时,能够近似得

* 收稿日期:2013-11-13

作者简介:赵志勇(1983—),男,吉林长春人,博士研究生, E-mail: zhaozhiyong.1983@gmail.com;

常文革(通信作者),男,教授,博士,博士生导师, E-mail: changwenge@nudt.edu.cn

到发射信号相位误差的导数 $\varepsilon'(t)$, 进而通过积分可以求得发射信号相位误差 $\varepsilon(t)$ 。此方法的一个重大缺陷在于, 误差的估计需要基于近距假设, 即要求 τ 较小。这种近似一方面降低了误差估计的准确性, 另外也限制了雷达的作用距离。而且, 在设备上加装延迟线, 也会对系统造成极大的负担, 影响系统的小型化和轻便性。

文献[4]和[5]分别使用遗传算法和粒子群优化算法对距离向回波信号进行处理, 实现了误差的自动补偿。遗传算法和粒子群优化算法都是根据自然界仿生理论发展得到的。其应用在信号处理或者误差补偿领域具有一定的优势, 将相位误差的估计问题转化为最优化求解, 从而不需要研究信号的误差模型。但是, 其缺陷十分明显: 首先, 运算过程中存在较强的随机性; 其次, 两种算法的运算量都较大, 消耗时间较长, 在实时性要求较高的领域不太有效。

实际上, 如果假设天线的辐射和电磁波在空中的传输为理想时, 可以通过提取发射机发射信号的误差, 在接收机差频后予以补偿。这样做存在的问题有: 补偿方法只对确知的低频缓变的发射信号相位误差为有效; 对于 X、Ku 以及 Ka 波段的信号进行采样、存贮的实现难度较大; FMCW 信号经过去调频处理后, 系统相位误差变为空变的相位误差, 无法直接进行误差补偿。

本文基于示波器采集存贮的射频数据, 提取发射信号的相位误差, 分析相位误差的组成, 并在此基础上, 通过严谨的理论推导, 提出了在接收机差频后补偿系统相位误差的技术途径, 设计了补偿处理流程。同时, 通过仿真数据和实测数据, 验证了补偿方法的有效性。与已有的方法相比, 本文方法不需要增加额外的设备, 计算量也较小, 补偿方法也便于与已有的信号处理算法相结合, 可以有效补偿发射信号的系统相位误差, 提高距离维脉压性能。

1 信号源相位误差分析

信号源的结构多种多样, 每种信号源都有不同的误差形式, 本节以一个实际应用的调频连续波信号源为例, 分析发射信号中的相位误差组成及其影响。

1.1 信号源结构

本文分析的调频连续波信号源具有扫频式 DDS 驱动 PLL 结构^[6], 如图 1 所示。

该信号源具有产生信号带宽大, 调频线性度好, 捕获速度快, 功耗低, 体积小等特点。该信号源中的 DDS 产生窄的线性调频信号作为 PLL 的

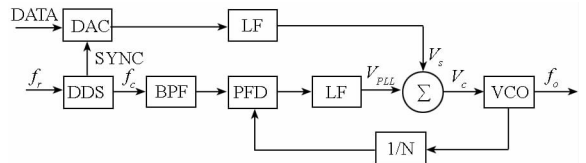


图 1 信号产生电路结构

Fig. 1 Structure of signal generator

参考信号, 利用 PLL 的相位跟踪和倍频特性, 获得数倍于参考信号带宽的输出信号^[7-8]。该信号源产生的信号波形和频谱如图 2 所示。

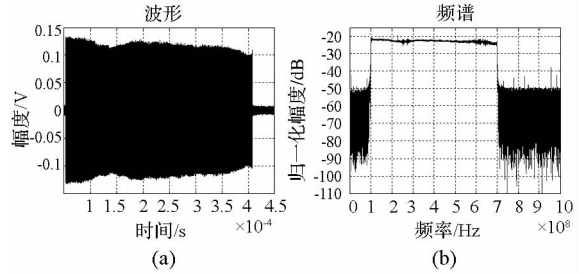


图 2 信号波形及频谱

Fig. 2 Waveform and spectrum

从信号的波形图和频谱图上可以看出, 信号源设计输出线性调频信号的脉宽为 $400\mu\text{s}$, 带宽为 600MHz 。信号在幅度上有起伏, 为了消除幅度的影响, 在处理过程中首先对采样信号进行幅度归一化^[9]。对信号进行脉冲压缩处理, 根据实际信号参数设计匹配滤波函数, 得到如图 3 所示的脉压结果。为了抑制旁瓣, 脉压过程采用汉明 (hamming) 加权。

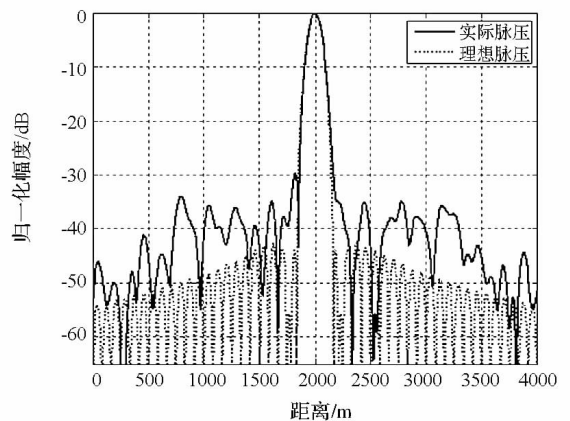


图 3 回波信号脉压

Fig. 3 Pulse compression of transmitted signal

图 3 中虚线和实线分别为理想信号和实际信号的脉压结果。从图中看出, 实际信号的旁瓣电平较高, 达到 -30dB , 且左右不对称; 主瓣在 -25dB 处出现明显的展宽。

1.2 相位误差模型

对图 2 所示的信号做希尔伯特变换, 然后乘

以理想信号的复共轭,就可以得到信号的相位误差。相位误差如图4(a)所示。

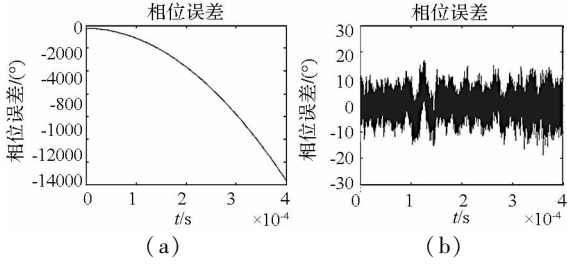


图4 相位误差
Fig.4 Phase error

从图4(a)中可以看出,相位误差呈明显的抛物线形状,且抛物线起点不为零,这说明信号中存在初始相位误差、中心频率误差和调频斜率误差。采用多项式拟合,得到相位误差的近似,在原始相位误差中减去拟合的相位误差后,剩余的相位误差如图4(b)所示。拟合结果为:

$$\phi_{e1}(t) = \sum_{i=0}^{N_1} a_i t^i \quad (2)$$

其中 N_1 为拟合的阶数,本文采用20阶拟合, a_i 为多项式系数,具体值如表1所示。

表1 多项式系数

Tab.1 Coefficients of polynomial

| Coefficient | a_1 | a_2 | a_3 | a_4 | a_5 | a_6 | a_7 |
|-------------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|------------|-----------|
| Value | -3.92E-01 | 5.93E-05 | -3.34E-09 | 9.48E-14 | -1.52E-18 | 1.49E-23 | -9.65E-29 |
| Coefficient | a_8 | a_9 | a_{10} | a_{11} | a_{12} | a_{13} | a_{14} |
| Value | 4.29E-34 | -1.33E-39 | 2.86E-45 | -3.83E-51 | 1.61E-57 | 5.66E-63 | -1.56E-68 |
| Coefficient | a_{15} | a_{16} | a_{17} | a_{18} | a_{19} | a_{20} | a_{21} |
| Value | 2.21E-74 | -2.08E-80 | 1.37E-86 | -6.35E-93 | 1.96E-99 | -3.64E-106 | 3.09E-113 |

对补偿多项式误差的信号进行脉压处理,结果如图5所示。图中虚线为理想脉压结果,实线为补偿后的脉压结果。与图3对比可以看出,主瓣的展宽已得到很好的抑制,而且近端的旁瓣抑制也接近理想水平。但是稍远的旁瓣并没有明显的改善,最高仍然为-34dB。

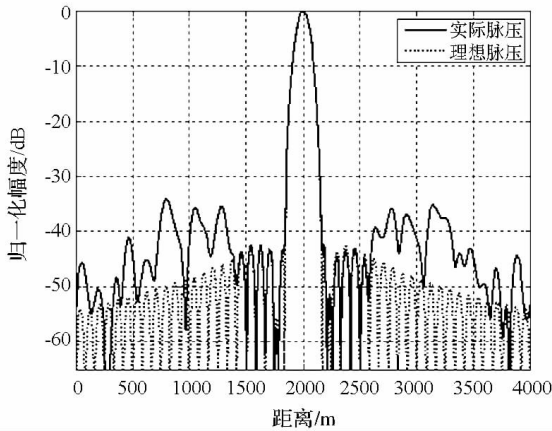


图5 补偿非周期性误差后脉压结果

Fig.5 Pulse compression with aperiodic compensation

经过多项式相位误差补偿后剩余的相位误差的频谱如图6所示,图6(a)和图6(b)分别为0~1GHz和0~10MHz内的频谱。

从图6(a)可以看出,误差谱中的高频部分有数根高频谱线,但幅度都比较低。而在低频端,可以明显看到以2MHz为截止频率的滤波特性,这是因为在PLL中存在最高频率为2MHz的环路滤

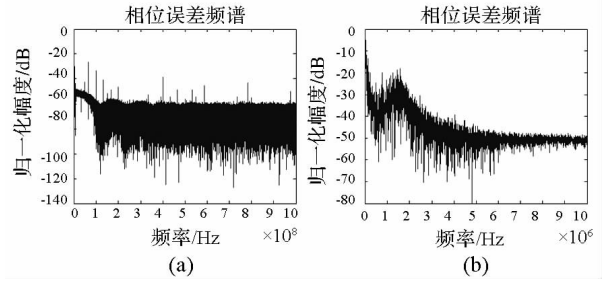


图6 误差频谱

Fig.6 Spectrum of residual phase error

波器。导致在2MHz内有较丰富的低频残留,不过,只有10kHz以内才形成较强的干扰。

根据对回波理论可知,周期性相位误差会形成脉压中主瓣两端无穷多对的成对回波,造成较高的旁瓣。图6(b)中主瓣两端较高的旁瓣是由周期性的相位误差造成的。根据傅里叶分析的观点,起伏误差可以写成无穷多个简谐误差之和的形式:

$$\phi_{e2}(t) = \sum_{i=1}^{N_2} b_i \sin(2\pi f_{ei}t + \theta_i) \quad (3)$$

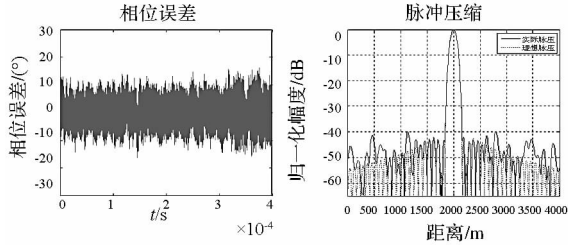
其中 b_i 是正弦相位误差的幅度, f_{ei} 是正弦相位误差的频率, θ_i 是正弦相位误差的初相。由于周期性相位误差导致成对回波,以及旁瓣的上升,多个周期性误差同时存在时,多个成对回波相互重叠,造成较严重的影响。对图4(b)中的残留相位误差使用正弦信号进行拟合,采用三阶拟合,各参量系数如表2所示。

表 2 正弦拟合参数

Tab.2 Parameters of sine fitting

| i | 1 | 2 | 3 |
|------------------|-------------|-------------|-------------|
| b_i (rad) | 0.029 4 | 0.025 45 | 0.025 28 |
| f_{ei} (Hz) | $3.57e-006$ | $4.45e-006$ | $2.80e-006$ |
| θ_i (rad) | -1.98 | -0.902 3 | 2.672 |

在残留误差中减去正弦拟合的结果后,剩余的相位误差如图 7(a)所示,可以看出,相位误差明显减小。进行脉压处理,结果如图 7(b)所示:



(a) 相位误差 (b) 脉压
图 7 补偿周期性相位误差

Fig.7 Results with periodic compensation

从脉压结果可以看出,相对于图 6(b),最大旁瓣从 -34dB 下降到 -40dB ,补偿效果比较明显,由此可知,正弦相位误差是发射信号相位误差的组成成分。由于拟合过程计算量大,计算机处理能力有限,此处仅做 3 阶的正弦拟合。从脉压结果可以推论,正弦拟合的阶数越高,拟合结果越接近实际误差,补偿效果也就会越好。

综合以上分析,可以得到结论:信号源输出信号的相位误差分为确知性误差和随机性误差两种。确知性误差是指相位误差变化规律是确知函数;而随机性误差则指相位误差变化为随机状态。其中确知性误差由于其变化规律确定,可以采用一定的方法对其测量,并进行补偿,而随机性误差则不易于补偿,本文主要讨论确知性误差。确知性相位误差又可分为周期性误差和非周期性误差两种。非周期性误差主要是缓变误差;周期性误差可以看作真实值在理想值附近的低频的简谐波。总的相位误差可以写为

$$\phi_e(t) = \sum_{i=0}^{N_1} a_i t^i + \sum_{i=1}^{N_2} b_i \sin(2\pi f_{ei} t + \theta_i) + n'(t) \quad (4)$$

其中 $n'(t)$ 为随机性误差。从前面的分析可以看出,非周期性相位误差主要影响主瓣宽度及近端旁瓣,而周期性相位误差则造成主瓣两端复杂的成对回波。所以,为了提高信号质量,提升信号分辨率以及峰值旁瓣比,就要有效地抑制确知性相位误差。而随机性误差会造成积分旁瓣的提

高,由于其随机特性,无法进行补偿,本文不做研究。

2 系统相位误差的影响与补偿

假设发射信号为理想 FMCW 信号中存在相位误差,为 $\phi_e(t)$,则发射信号可以表示为

$$s_i(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{T_p}\right) \exp\left(j\left(2\pi\left(f_c t + \frac{1}{2}\gamma t^2\right) + \phi_e(t)\right)\right) \quad (5)$$

发射信号经目标反射,形成回波,雷达接收到的回波信号为

$$s_r(t) = \text{rect}\left(\frac{t-\tau}{T_p}\right) \exp\left(j\left(2\pi\left(f_c(t-\tau) + \frac{1}{2}\gamma(t-\tau)^2\right) + \phi_e(t-\tau)\right)\right) \quad (6)$$

其中 $\tau = 2R_i/c$ 为点目标对应的回波延时,假设参考信号的距离 $R_{ref} = 0$,即发射信号作为参考信号。经过 Dechirp 处理后,化简得到含有相位误差的差频信号为

$$s_{if}(t) = s_r(t) \cdot s_i^*(t) = s_{if\text{lin}}(t) \cdot s_e^*(t) \cdot s_e(t-\tau) \quad (7)$$

其中 $s_{if\text{lin}}(t)$ 为理想差频信号,可以看出,具有相位误差的信号在进行 Dechirp 处理后,在理想的结果上叠加了两种相位误差,这是来自于发射信号的相位误差 $s_e^*(t) = \exp(-j\phi_e(t))$ 和存在于回波中的相位误差 $s_e(t-\tau) = \exp(j\phi_e(t-\tau))$ 。

观察式(7)所示的差频信号相位误差,发射信号相位误差和回波信号相位误差是相互独立的,所以我们可以分两步对差频相位误差进行补偿,即首先补偿其发射信号相位误差,然后补偿回波信号误差。提取发射信号相位误差,计算补偿函数为

$$s_e(t) = \exp(j\phi_e(t)) \quad (8)$$

差频信号式(7)乘以发射信号相位误差补偿函数式(8)后得到

$$s_{if1}(t) = s_{if}(t) \cdot s_e(t) = \text{rect}\left[\frac{t-\tau}{T_p}\right] \exp(-j2\pi f_c \tau) \cdot \exp(-j2\pi\gamma\tau t) \exp(j\pi\gamma\tau^2) \exp(\phi_e(t-\tau)) \quad (9)$$

根据前文可知, $\tau = 2R_i/c$ 为点目标回波的延时,所以,差频信号的相位误差与点目标的距离 R_i 有关。由此可以看出,差频信号相位误差是空变的,补偿差频相位误差就必须考虑其空变性。

差频信号中含有包络置斜项和 RVP 项,它们的存在会对脉压造成严重的影响,所以,在信号处理中我们需要对其进行补偿。对式(9)进行形式

上的变换及近似可以得到

$$s_{i1}(t) = \left\{ \left[\text{rect} \left[\frac{t}{T_p} \right] \exp(-j2\pi f_c \tau) \right. \right. \\ \left. \left. \exp(-j2\pi\gamma\tau t) \right] \otimes \exp(-j\pi\gamma t^2) \right\} \cdot s_e(t-\tau) \quad (10)$$

对含有相位误差的信号进行处理,首先对信号做 FFT,然后做 RVP 校正,再做 IFFT,信号变为

$$s_{i2}(t) = \left[\text{rect} \left[\frac{t}{T_p} \right] \exp(-j2\pi f_c \tau) \exp(-j2\pi\gamma\tau t) \right] \\ \cdot \text{IFFT} \left[S_e(f) \exp\left(-j\frac{\pi}{\gamma} f^2\right) \right] \quad (11)$$

等式右侧第一项为理想差频信号,第二项为回波信号相位误差。从公式中可以看出,相位误差项通过发射信号经过傅里叶变换,乘以 RVP 校正函数,再进行逆傅里叶变换得到,不再与目标距离有关。所以,经过处理,回波信号相位误差不再具有空变性。因此,回波信号补偿函数为

$$s_{eRVP}(t) = \text{IFFT} \left[\text{FFT}[s_e(t)] \cdot \exp\left(-j\frac{\pi}{\gamma} f^2\right) \right] \quad (12)$$

将式(11)和补偿函数式(12)相乘,得到补偿后的差频信号为

$$s_{i3}(t) = T_p \cdot \text{rect} \left(\frac{t}{T_p} \right) \cdot \exp(j(2\pi f_c \tau + 2\pi\gamma\tau t)) \quad (13)$$

差频信号中的包络置斜项和 RVP 项都是干扰项,是信号处理过程中不需要的,需要进行校正。对 $s_{i1}(t)$ 做傅里叶变换,得到

$$S(f) = \left\{ \exp(-j2\pi f_c \tau) \exp(-j2\pi\gamma\tau) \right. \\ \left. \exp(-j\pi\gamma\tau^2) T_p \text{sinc}(\pi T_p(f + \gamma\tau)) \right\} \\ \otimes \left\{ S_e(f) \exp(-j2\pi\gamma\tau) \right\} \quad (14)$$

对式(14)中第一个大括号内的指数项进行扩展,得到

$$S(f) = \left\{ \exp(-j2\pi f_c \tau) \exp(-j2\pi\gamma\tau) \right. \\ \left. \exp(-j\pi\gamma\tau^2) T_p \text{sinc}(\pi T_p(f + \gamma\tau)) \right. \\ \left. \cdot \exp\left(j\frac{\pi}{\gamma} f^2\right) \exp\left(-j\frac{\pi}{\gamma} f^2\right) \right\} \\ \otimes \left\{ S_e(f) \exp(-j2\pi\gamma\tau) \right\} \quad (15)$$

其中 $\exp(-j\pi\gamma\tau^2)$ 可以看作是 $\exp(-j\pi\gamma\tau^2)$ 的傅里叶变换,并且设 $F = f + \gamma\tau$, 求出 IFFT 因子为

$$\int_{-\infty}^{\infty} \exp(j2\pi ft) df = \int_{-\infty}^{\infty} \exp(j2\pi(F - \gamma\tau)t) dF \\ = \exp(-j2\pi\gamma\tau t) \int_{-\infty}^{\infty} \exp(j2\pi Ft) dF \\ = \exp(-j2\pi\gamma\tau t) \int_{-\infty}^{\infty} \exp(j2\pi Ft) dF \quad (16)$$

对式(15)求逆傅里叶变换可得

$$s(t) = \left\{ \left[\exp(-j2\pi f_c \tau) \exp(-j2\pi\gamma\tau t) \right. \right. \\ \left. \left. \cdot \int_{T_p} \text{sinc}(\pi T_p F) \cdot \exp\left(-j\frac{\pi}{\gamma} F^2\right) \exp(j2\pi Ft) dF \right] \right. \\ \left. \otimes \exp(-j\pi\gamma\tau^2) \right\} \cdot s_e(t-\tau) \quad (17)$$

由于 sinc 函数的能量主要集中在 $-1/T_p < F < 1/T_p$ 区间内,在此区间内 $\exp(-j\pi/\gamma \cdot F^2) \approx 1$, 所以,上式可以化简为

$$s(t) = \left\{ \left[\text{rect} \left[\frac{t}{T_p} \right] \exp(-j2\pi f_c \tau) \exp(-j2\pi\gamma\tau t) \right] \right. \\ \left. \otimes \exp(-j\pi\gamma\tau^2) \right\} \cdot s_e(t-\tau) \quad (18)$$

观察式(18),中括号内为理想差频信号,而包络置斜和 RVP 项合并为一项,并于理想差频卷积,所以在频域乘以 $H_{RVP}(f) = \exp(-j\pi f^2/\gamma)$ 即可实现补偿,具体过程如下。

1) 首先对式(18)做 FFT:

$$S(f) = \left\{ \left[\exp(-j2\pi f_c \tau) T_p \text{sinc}(\pi T_p(f + \gamma\tau)) \right] \right. \\ \left. \cdot \left[\exp\left(j\frac{\pi}{\gamma} f^2\right) \right] \right\} \otimes \left[S_e(f) \exp(-j2\pi\gamma\tau) \right] \quad (19)$$

2) 乘以 RVP 校正因子 $H_{RVP}(f) = \exp(-j\pi f^2/\gamma)$, 则有

$$S_c(f) = S(f) \cdot H_{RVP}(f) \\ = \int \exp(-j2\pi f_c \tau) T_p \text{sinc}(\pi T_p(f_i + \gamma\tau)) \exp\left(-j\frac{\pi}{\gamma} f_i^2\right) \cdot \\ S_e(f - f_i) \exp\left(-j\frac{\pi}{\gamma}(f - f_i)^2\right) \left[\exp(-j2\pi(f - f_i)\tau) \right] \\ \exp\left(-j\frac{\pi}{\gamma} f^2\right) \exp\left(j\frac{\pi}{\gamma} f_i^2\right) \exp\left(j\frac{\pi}{\gamma}(f - f_i)^2\right) df_i \quad (20)$$

此处假设 $F = f_i + \gamma\tau$, 则式(20)的等式的中括号项可以化简为

$$\exp(-j2\pi(f - f_i)\tau) \exp\left(-j\frac{\pi}{\gamma} f^2\right) \\ \cdot \exp\left(j\frac{\pi}{\gamma} f_i^2\right) \exp\left(j\frac{\pi}{\gamma}(f - f_i)^2\right) \\ = \exp\left(-j\frac{\pi}{\gamma} 2(f_i + \gamma\tau)(f - f_i)\right) \\ = \exp\left(-j\frac{\pi}{\gamma} 2F(f - f_i)\right) \quad (21)$$

而 sinc 函数在 $-1/T_p < F < 1/T_p$ 区间内有显著的幅度,且 $-1/T_p < f - f_i < 1/T_p$, 所以在此区间内 $\exp(-j\pi 2F(f - f_i)/\gamma) \approx 1$, 此时式(20)为

$$S_c(f) = S(f) \cdot H_{RVP}(f) \\ \approx \int \exp(-j2\pi f_c \tau) T_p \text{sinc}(\pi T_p(f_i + \gamma\tau))$$

$$\exp\left(-j\frac{\pi}{\gamma}f_i^2\right)S_c(f-f_i)\exp\left(-j\frac{\pi}{\gamma}(f-f_i)^2\right)df_i \quad (22)$$

3)再对式(22)做 IFFT,得到

$$s_{i2}(t) = \left[\text{rect}\left[\frac{t}{T_p}\right] \exp(-j2\pi f_c \tau) \exp(-j2\pi \gamma \tau t) \right] \cdot \text{IFFT}\left[S_c(f) \exp\left(-j\frac{\pi}{\gamma}f^2\right)\right] \quad (23)$$

此方法分别在 RVP 校正前、后各增加一级乘积运算,在补偿函数预先计算好的情况下,不会增加信号处理过程中的系统开销,对计算量的要求也较低。补偿函数的计算和空变相位误差的校正流程如图 8 所示。

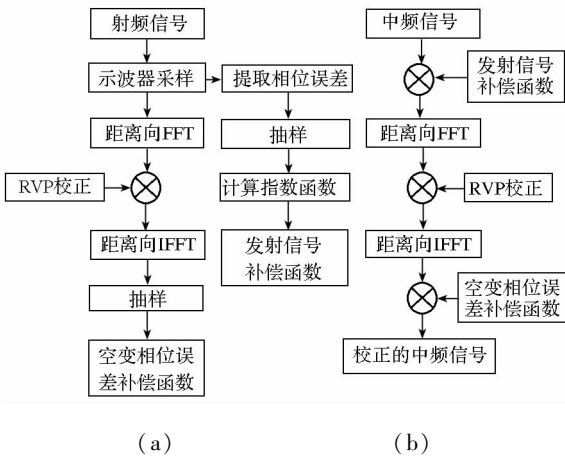


图 8 补偿函数计算及空变误差补偿流程

Fig. 8 Flow diagrams

计算补偿函数时,使用示波器对雷达发射的射频信号进行采样,从射频进行采样能够采集到完整的发射信号相位误差。首先对示波器采样信号提取相位误差,然后对相位误差进行抽样,计算其复指数函数,得到发射信号相位误差补偿函数。回波信号补偿函数的计算同样以示波器采样数据为起点,先对其进行距离向 FFT,然后乘以 RVP 校正因子,再做距离向 IFFT,最后进行抽样,得到空变相位误差补偿函数。

本文提出的误差补偿方法如图 8(b)所示,首先对差频采样信号乘以发射信号相位误差补偿函数,然后对信号进行 RVP 补偿处理,包括距离向 FFT、RVP 因子相乘、距离向 IFFT 等,在此之后乘以空变相位误差补偿函数,至此,完成相位误差的补偿。

3 实验验证

3.1 仿真验证

根据前面对发射信号相位误差的分析可知,确定性相位误差包括非周期性和周期性两部分。模拟发射信号中存在上述两种误差的情况,验证

本文所述补偿方法。发射信号中存在的相位误差如图 9 所示。图 9(a)中的相位误差为三次多项式,在进行差频处理后,信号相位误差变为二次型。图 9(b)为四个正弦分量组合的相位误差,误差最高频率为 10kHz。

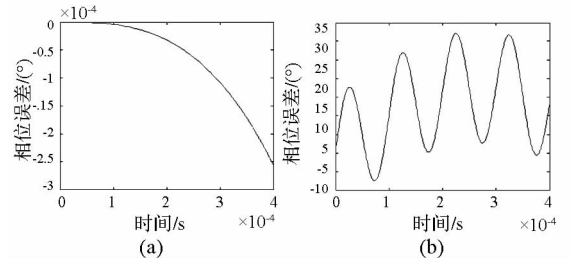


图 9 发射信号相位误差

Fig. 9 Simulated phase error

对含有上述两种相位误差的信号进行差频及脉压处理,使用本文提出的误差补偿方法对相位误差进行补偿。设置一维场景中含有多个点目标,从 10m 到 5km。由于场景较大,只画出距离为 10m、2km 和 5km 的 3 个点,来验证本文所提方法对于近距、中距和远距的补偿效果。

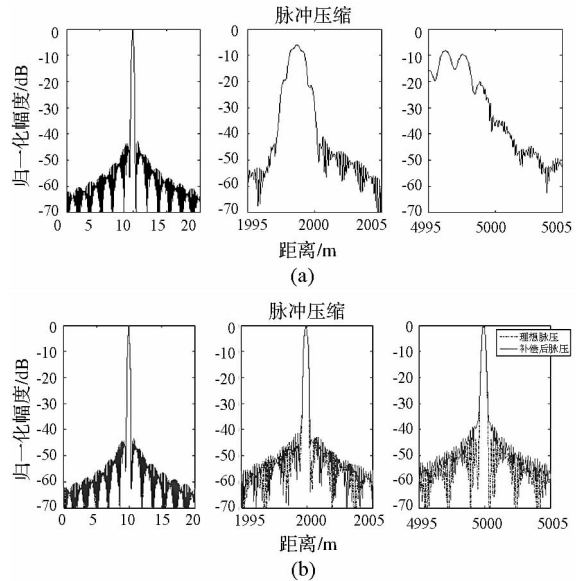


图 10 多点目标仿真结果

Fig. 10 Simulation of multi-targets

图 10(a)为原始脉压结果,可以看到明显的主瓣展宽、位置偏移和复杂的成对回波。图 10(b)为经过误差补偿的脉压与理想脉压的对比,可以看出,随着距离的增加,空变误差对信号脉压的影响越来越大,主要表现在峰值下降,主瓣展宽和旁瓣升高,经过补偿,不同距离处的目标点的脉压结果呈现与理想脉压相近的结果,主瓣偏移和较高的成对旁瓣消失,主瓣展宽得到抑制。说明本文所述的相位补偿方法是有效的,使用提取的

相位误差对回波信号进行补偿是可行的,能够较大幅度地提升脉压水平。但是在远距离处的补偿效果要稍逊于近距离处,这是因为仿真实验中设置场景宽度过宽导致的。而且,从结果可知,该补偿方法适用于多点目标的情况,能够有效地补偿回波中的空变的相位误差。

另外,前面假设的周期性相位误差的最高频率为10kHz,此时空变误差的补偿呈现比较理想的情况,当误差频率升高时,频率达到100kHz时,前面理论推导中的近似带来的影响将显现,此时远处的虚假目标将显现,但补偿后处于-47dB以下。当频率升高到1MHz时,主瓣近端的旁瓣依然能够有效地补偿,但却无法抑制远区的副瓣。结果如图11所示。图11(a)为具有最高频率为100kHz相位误差的信号的脉压结果,图11(b)为理想结果和补偿结果的对比。

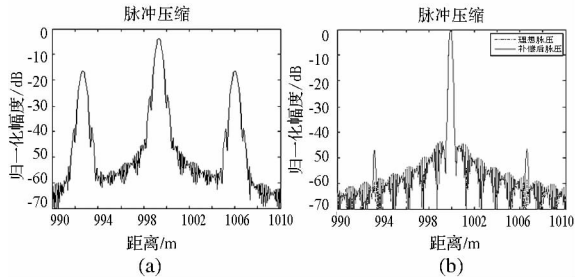


图11 高频相位误差补偿结果

Fig. 11 Pulse compression with high frequency phase error

3.2 实测验证

以上为理想条件下的仿真分析,为了进一步验证本文所提方法的正确性,对于实际雷达系统进行测试。实际的雷达系统包括前文所述的信号源,发射机,发射天线,接收天线,接收机以及差频处理模块。具体结构如图12所示:

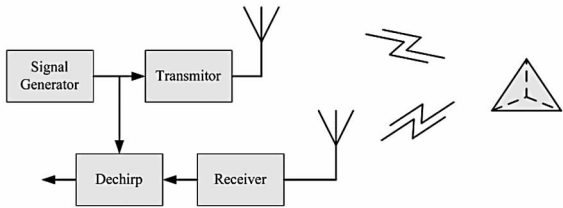


图12 试验系统结构

Fig. 12 Structure of test system

信号源产生雷达信号功分两路,一路进入Dechirp模块作为参考信号,另外一路进入发射机,发射机通过发射天线将雷达信号向空间辐射,信号遇到目标后发生发射,形成回波信号,接收天线接收到回波信号,进入接收机,再进入到Dechirp模块,最后输出差频信号。

在试验场景的设置上,本文选取了两种,第一种采用线缆连接发射端到接收端,这样可以模拟近距离的情况。这种方案能够最大限度降低天线、空间辐射、背景散射、目标干扰等影响;另外一种则采用车载试验的方式,对大场景范围内的多目标进行测试。此时,由于较宽的信号带宽会形成高的分辨率,造成点目标模拟的困难,而且车载试验中存在较强的近距回波干扰。

试验中,首先制备相位误差补偿函数,按照图8(a)所示的步骤,对实际发射信号提取确定性相位误差,即从发射机输出处录取原始信号。

对于第一种试验方案分别录取发射信号和回波信号,利用它们在数字域进行Dechirp处理,得到脉压结果如图13(a)所示。可以看出,原始信号脉压后形成较高的旁瓣,第一旁瓣达到-29.6dB,远端旁瓣最高达到-37dB。同时,主瓣出现轻微的展宽。

使用本文提出的空变误差的补偿方法差频信号进行误差补偿,再进行脉压,得到如图中虚线所示的结果。可以看到,补偿后脉压效果具有明显的提升:主瓣展宽被有效抑制;主瓣两端近距离的旁瓣降低到与理想值近似的水平,达到-42dB;稍远距离处的旁瓣则比未补偿前稍有提升,最高旁瓣为-38dB。

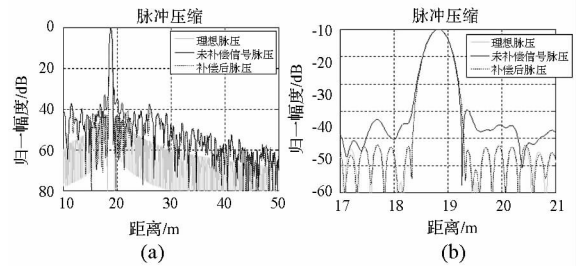


图13 补偿前后结果对比

Fig. 13 Compression of single target

对于第二种试验,尽量选择相对空旷的试验场地,在343m~350m之间设置六个不同尺寸的角反射体,近似认为其为点目标,由于天线的口径较大,所以选择二维成像来测量,得到图像如图14所示,其中图14(a)为未补偿前的原始图像,图14(b)为经过补偿之后的图像。

对图中标出的点目标进行距离向切片,将两幅图的结果画在一个二维图里,如图15所示,其中虚线是实际信号的成像结果,实线是补偿后的成像结果。

从距离向的切片看,效果提升不如第一种试验明显。首先,这是由于对场景进行成像,试验环境相对于单点目标时要复杂得多。而且,单点目

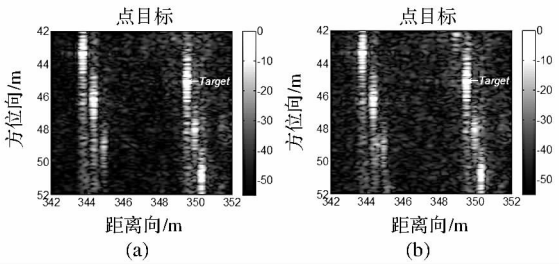


图 14 实测数据补偿
Fig. 14 Image of real data

难度。信号源产生的 FMCW 信号的相位误差包括确知性相位误差和随机性相位误差,其中确知性误差又分为非周期性误差和周期性误差。本文考虑到系统负载和运算量开销,提出采用预先测量发射信号相位误差,制备补偿函数,在信号处理的环节对空变误差进行补偿的方法。该补偿方法具有提取误差准确,运算量小,计算速度快等特点。最后,通过仿真和实测验证了本文所提的误差补偿方法。结果表明,该方法能够很好地补偿空变的确知性相位误差,提升脉压水平。该方法很好地兼顾了算法运算量和复杂度,能够很好地指导实践。

参考文献 (References)

[1] Scheibelhofer S, Schuster S, Stelzer A. High-speed FMCW radar frequency synthesizer with DDS based linearization [J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2007, 17 (5): 397 - 399.

[2] Mitomo T, Ono N, Hoshino H, et al. A 77 GHz 90 nm CMOS transceiver for FMCW radar applications [J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2010, 45(4): 928 - 937.

[3] Meta A, Hoogeboom P, Ligthart L P. Signal processing for FMCW SAR [J]. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 2007, 45(11): 3519 - 3532.

[4] Lim T S, Koo V C, Ewe H T, et al. High-frequency phase error reduction in SAR using particle swarm of optimization algorithm [J]. Journal of Electromagnetic Waves and Applications, 2007, 21(6): 795 - 810.

[5] Koo V C, Lim T S, Rao M V C, et al. A GA-based autofocus technique for correcting high-frequency SAR phase error [J]. Journal of Electromagnetic Waves and Applications, 2004, 18 (6): 781 - 795.

[6] Zhao Z Y, Li X Y, Chang W G. LFM-CW signal generator based on hybrid DDS-PLL structure [J]. Electronics Letters, 2013, 49(6): 391 - 393.

[7] Best R E. Phase-locked loops: theory, design, and applications [M]. New York: McGraw-Hill, 1984.

[8] Gardner F M. Phaselock techniques [M]. Wiley-Interscience, 2005.

[9] Wang W Q. Suppressing phase locked loop gain fluctuations in wideband linearly frequency modulated waveform synthesizers [J]. Fluctuation and Noise Letters, 2012, 11(02).

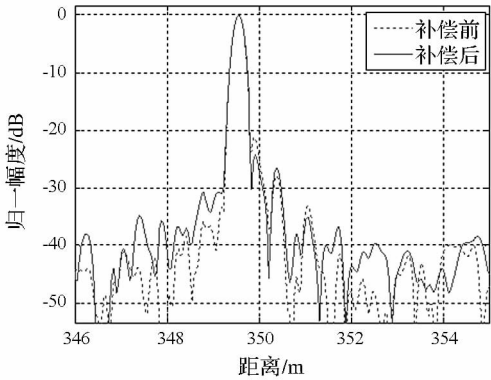


图 15 距离向脉压
Fig. 15 Range profile

标试验中的差频处理是在数字域进行的,此时接收机及处理系统为理想状态,而场景试验是在接收机内完成的差频处理,包括天线在内的系统前端的非理想不可忽略。但是,从结果依然可以看出,该补偿方法对降低旁瓣,抑制主瓣展宽发挥一定的作用。

4 结束语

本文首先分析 FMCW 信号的解线频调处理的理论和方法,指出在去调频处理中,由于发射信号中存在系统相位误差,导致差频信号存在空变的相位误差,影响脉压。空变的相位误差会随目标距离不同发生较大的变化,补偿上具有一定的