

短脉冲非相参雷达的补偿相参处理方法研究

汪海波* 黄文华 姜悦

(西北核技术研究所高功率微波技术重点实验室 西安 710024)

摘要: 为了对短脉冲非相参雷达信号进行相参处理, 该文根据其信号特征, 建立了参数化信号模型。分析了信号非相参因素, 提出了以匹配滤波和参数估计为基础的补偿相参处理算法。通过理论推导证明了对点目标进行补偿相参处理的可行性。并对距离扩展目标进行了理论分析, 推导出其获得近似的补偿相参增益所需要满足的条件。并通过仿真验证了理论分析结果。

关键词: 短脉冲非相参雷达; 补偿相参; 参数估计

中图分类号: TN951

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2018)08-1823-06

DOI: 10.11999/JEIT171147

Compensative Coherent Processing Algorithm for Short Pulse Non-coherent Radar

WANG Haibo HUANG Wenhua JIANG Yue

(Science and Technology on High Power Microwave Laboratory, Northwest Institute of Nuclear Technology, Xi'an 710024, China)

Abstract: Based on the characteristics of short pulse non-coherent radar, the parameterized signal model is established. By analysis on the reasons of no-coherence, compensative coherent processing algorithm based on matching filter and parameter estimation is proposed. The rationality of the compensative coherent processing is proved by the mathematical derivation as to single point target. Then, requirement for the range extended target is analyzed in theory, in the condition of approximate compensative coherent processing. Finally, the theoretical analysis results are verified by simulation.

Key words: Short pulse non-coherent radar; Compensative coherent processing; Parameter estimation

1 引言

高功率相对论器件技术日趋成熟, 工程实践日趋成熟^[1-3], 使用该种类器件作为雷达功率源, 具有单脉冲峰值功率高, 脉冲宽度短的特点, 可称为短脉冲非相参雷达, 国内外已有相关雷达技术研究报道^[4,5]。由于采用的是自激振荡器, 信号特征具体表现为: 载波频率存在随机抖动, 起始相位和脉冲中心位置也存在随机抖动。作为雷达信号而言, 重频信号的相参性是信号处理的重要前提, 如相参积累、脉冲多普勒、动目标检测和成像等处理技术都需要在此基础上展开。近年来, 高功率微波源开展诸如注入锁定、相位牵引等的技术研究^[6,7], 但重频信号的相参性能改善有限。从信号处理角度研究对短脉冲非相参雷达重频信号的相参补偿是提升该类型雷达性能的重要方法。

在磁控管雷达的相参化改造的工程实践遇到类似的问题: 磁控管作为微波功率源, 每个脉冲的起始相位是随机的。文献^[8~10]提到了注入锁相法、数字补偿法和接收相干校正法。注入锁相法是通过锁相环路和本振注入的方式提高磁控管每个脉冲的相参性, 而后两者都是通过接收测量磁控管输出微波信号, 在信号处理上进行补偿。类似地, 在捷变频雷达应用也出现每个回波信号失去的相参性, Zhou等人^[11]提出最小熵方法补偿重频信号的相位, 实现动目标的相参处理。在成像雷达应用中, 虽然重频发射的信号是严格相参的, 但是雷达天线相位中心和散射点的相对运动, 使得回波信号失去相参性, 根据回波信号进行相参补偿提升成像效果^[12-15]。

从数字处理域进行相参补偿, 无需设计额外的电路, 由算法保证补偿效果, 具有良好的操作性。本文借鉴了上述信号相参补偿的思想, 在重频工作的短脉冲非相参雷达信号特征的基础, 针对点目标和距离扩展目标提出了补偿相参处理方法, 理论上

分析距离扩展目标补偿相参处理性能保证的近似条件,并通过仿真进行验证。

2 关键因素分析

触发机制使得短脉冲非相参雷达产生每个重频脉冲相对于主控给出的驻留起始有一定的随机抖动,这是重频信号时间延时抖动的最重要因素;微波产生方式为自激振荡和非线性因素的影响,决定了每一个微波脉冲的载波频率是随机的,起振相位也是随机的。

短脉冲非相参雷达系统须在高功率微波源输出单元设计一个射频耦合通道,将发射机产生的短脉冲微波信号送入接收机。因此短脉冲非相参雷达既要接收目标回波信号,又要接收振荡器产生的发射信号。图1所示为短脉冲非相参雷达的系统组成。

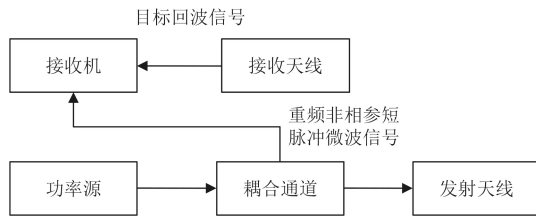


图1 短脉冲非相参雷达系统组成

接收机采用超外差体制,其参考本振由系统频综产生,既作为振荡器产生的微波信号接收参考本振,也作为目标回波信号接收的参考本振,简称为本振。雷达系统重频工作时,本振信号是相参的。通过本振对发射信号进行下变频,结果可表示为

$$s_m(t) = g(t - t_{0m}) \exp[j(2\pi f_m t + \varphi_m)] \quad (1)$$

其中, $m=0, 1, \dots, M-1$ 表示脉冲序号(也称慢时间序号);雷达系统重频工作时,系统频综给出每个驻留起始时刻,作为参考信号和回波信号的时间基准。 t 是进行信号处理的快时间, t_{0m} 是第 m 个脉冲中心的时刻,一般认为 $t_{0m} \sim N(t_c, \sigma_t^2)$, 其中 t_c 为固定时间延时, σ_t 是随机抖动方差; $g(t - t_{0m})$ 是信号的包络,可建模成带有脉冲边沿、脉冲宽度和幅值的函数; φ_m 是每个脉冲的参考相位,认为 φ_m 在 $0 \sim 2\pi$ 之间均匀分布。 f_m 是每个脉冲的载波频率,可表示为

$$f_m = f_c + \Delta f_m \quad (2)$$

其中, f_c 是固定成分, Δf_m 是随机抖动成分。式(1)写成:

$$s_m(t) = g(t - t_{0m}) \exp(2\pi j f_c t) \cdot \exp(j\varphi_m) \exp(2\pi j \Delta f_m t) \quad (3)$$

式(3)表示为输入到接收机中的发射信号,称

之为信号处理的参考信号。参考信号之所以为非相参,有以下3个重要的因素:包络的延时抖动项、相对于本振的起振相位和振荡相对于本振的频率偏移。高功率微波源产生微波脉冲后,通过天线向目标辐射,待到一定时间后接收目标反射的回波。目标回波同样受上述3个因素影响。理论上从参考信号式(3)可以估计出3个参数,即 t_{0m} , φ_m 和 Δf_m , 目标回波中前两项因素的影响都是可通过线性系统进行补偿。通常情况下目标的散射特性与载波频点有关,只有点目标散射特性不依赖于频率,理论上只有点目标能完全获得相参补偿增益,距离扩展目标补偿效果有待分析。

3 目标补偿相参方法

3.1 信号模型与补偿相参的基本步骤

短脉冲非相参雷达每次脉冲产生的波形是不可预知的,因此需要通过接收机进行测量,即为参考信号:

$$c_m(t) = s_m(t) + w_m^C(t) \quad (4)$$

其中, $w_m^C(t)$ 是耦合通道测量噪声,为复高斯白噪声: $w_m^C(t) \sim CN(0, \sigma_C^2)$ 。将式(3)写成两部分:

$$s_m(t) = s_m^c(t) \exp(2\pi j \Delta f_m t) \quad (5)$$

那么 $s_m^c(t)$ 是仅与脉冲中心时间和起始相位相关的部分:

$$s_m^c(t) = g(t - t_{0m}) \exp(2\pi j f_c t) \exp(j\varphi_m) \quad (6)$$

根据电磁散射理论,目标回波是目标的冲激响应与雷达发射波形的卷积结果^[16],可表示为

$$x_m(t) = s_m(t) * h(t) + w_m^R(t) \quad (7)$$

式中, $h(t)$ 中目标的冲击响应,“*”表示卷积运算。噪声可建模成: $w_m^R(t) \sim CN(0, \sigma_R^2)$ 。由于耦合通道在本地,因此可获取足够强的信号,保证高信噪比,即满足 $\sigma_R^2 \gg \sigma_C^2$, 因此忽略耦合通道的测量噪声。

发射信号的距离分辨率取决于其带宽,即为: $\Delta R = c/(2B)$, 其中 c 为光速, B 为信号带宽。对于短脉冲非相参雷达而言,距离分辨率为: $\Delta R = (c\tau)/2$, 其中 τ 为脉冲时间宽度。当目标散射中心间距离小于发射信号的距离分辨率时,目标可看成是点散射目标:

$$h(t) = A\delta(t - t_p) \quad (8)$$

其中, A 表示散射的幅度, t_p 为目标所处位置对应的回波信号延时,因此针对点目标回波,式(7)表示为

$$x_m(t) = A s_m(t - t_p) + w_m^R(t) \quad (9)$$

参考信号实质上雷达发射信号的本地测量，因此使它作为目标回波信号的接收滤波系数时，即为对回波信号的匹配滤波。通常情况下脉内信号调制雷达，如线性调频(LFM)雷达，使用匹配滤波进行脉冲压缩。而对于短脉冲非相参雷达，匹配滤波技术能够对发射信号的延时随机项和相位随机项进行补偿，后面将给出理论推导。

本文提出短脉冲非相参雷达的补偿相参方法，如图2所示，按照以下步骤进行：

步骤 1 使用参考信号作为滤波系数，对目标回波进行匹配滤波；

步骤 2 通过信号参数化模型，对参考信号中频率偏移量进行参数估计；

步骤 3 对匹配滤波输出进行频率补偿。

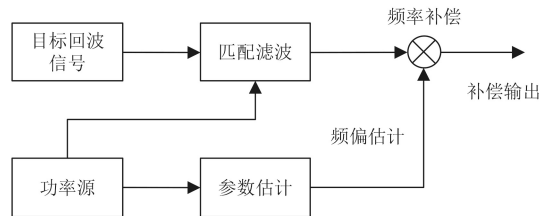


图2 补偿相参方法

3.2 点目标的补偿相参的理论推导

点目标的匹配滤波处理如下：

$$y(t) = A s_m(t - t_p) * [s_m(T - t)]^* \quad (10)$$

将式(5)、式(6)代入到式(10)中得到

$$\begin{aligned} y(t) &= [A s_m^c(t - t_p) \exp(2\pi j \Delta f_m(t - t_p))] \\ &\quad * [s_m^c(T - t) \exp(2\pi j \Delta f_m(T - t))]^* \\ &= A \exp(-2\pi j \Delta f_m T) \exp(2\pi j \Delta f_m(t - t_p)) \\ &\quad \cdot (s_m^c(t - t_p) * s_m^c(T - t))^* \end{aligned} \quad (11)$$

式中， T 是固定的延时，保证反褶信号的因果性；“ $*$ ”表示卷积运算，“ $(\cdot)^*$ ”表示对括号中信号取复共轭。其中卷积部分表示为

$$\begin{aligned} s_m^c(t - t_p) * s_m^c(T - t)^* &= [g(t - t_{0m} - t_p) \exp(2\pi j f_c(t - t_p)) \exp(j\varphi_m)] \\ &\quad * [g(T - t - t_{0m}) \exp(-2\pi j f_c(T - t)) \exp(-j\varphi_m)] \\ &= \exp(-2\pi j f_c(T + t_p)) [(g(t - t_{0m} - t_p) \exp(2\pi j f_c t)) \\ &\quad * (g(T - t - t_{0m}) \exp(2\pi j f_c t))] \end{aligned} \quad (12)$$

对于信号卷积运算，有以下结论：

$$\begin{aligned} [a(t) \exp(2\pi j f t)] * [b(t) \exp(2\pi j f t)] &= \int_{-\infty}^{\infty} a(\tau) \exp(2\pi j f \tau) b(t - \tau) \exp[2\pi j f(t - \tau)] d\tau \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} a(\tau) b(t - \tau) \exp(2\pi j f t) d\tau \\ &= [a(t) * b(t)] \exp(2\pi j f t) \end{aligned} \quad (13)$$

利用式(13)代入式(12)得到

$$\begin{aligned} s_m^c(t - t_p) * s_m^c(T - t)^* &= \exp(2\pi j f_c(t - T - t_p)) \\ &\quad \cdot (g(t - t_p) * g(T - t)) \end{aligned} \quad (14)$$

其中， $g(t)$ 的自相关函数为PSF(t):

$$\text{PSF}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} g(\tau) \cdot g(\tau - t) d\tau \quad (15)$$

式(15)称为“点扩散函数”，是距离轴上基本的分辨单元。由于短脉冲非相参雷达采用的时域处理方法，与常规雷达相比达到同样的积分旁瓣比，不需要通过窗函数牺牲分辨率。式(11)进一步得到匹配滤波输出：

$$\begin{aligned} y(t) &= A \exp(2\pi j \Delta f_m(t - T - t_p)) \\ &\quad \cdot \exp(2\pi j f_c(t - T - t_p)) \text{PSF}(t - T - t_p) \end{aligned} \quad (16)$$

从式(16)可看出，匹配滤波输出结果不受脉冲起始相位和脉冲中心时间两个因素的影响，这也与理论分析相符。但由于频率偏差的因素，匹配滤波输出结果会发生中心频率偏移。对式(16)的载波进行补偿，就可得到一个与发射波形参数无关的结果，即为补偿相参处理输出：

$$\begin{aligned} y_c(t) &= y(t) \cdot \exp(-2\pi j \Delta f_m(t - T - t_p)) \\ &= A \exp(2\pi j f_c(t - T - t_p)) \text{PSF}(t - T - t_p) \end{aligned} \quad (17)$$

从式(17)看出，第2节提到的3个因素：包络的延时抖动项、相对于本振的起振相位和振荡相对于本振的频率偏移，都被补偿消除了。进行式(17)的前提是对信号模型式(3)中的载波的偏差量的参数估计。采用离散傅里叶变换的方法，但频谱分辨能力受限于信号时间长度。也可利用式(1)的信号模型研究参数估计方法，如：最大似然估计、最小二乘估计方法等。在式(17)基础上可以进行相参积累，获得相参处理增益。

3.3 距离扩展目标补偿相参的理论推导

上述结论是针对点目标推导得到的，对于短脉冲雷达而言，很多目标是距离扩展目标。本节讨论将该方法应用于距离扩展目标的可能性。对距离扩展目标而言，式(8)不再成立。将式(9)代入到匹配滤波表达式中，得到距离扩展目标的匹配滤波输出：

$$\begin{aligned} z(t) &= [h(t) * s_m(t)] * s_m(T - t) \\ &= h(t) * [s_m(t) * s_m(T - t)] \end{aligned} \quad (18)$$

$h(t)$ 与目标特性有关，且在时域上集中在 t_p 附近，代表着目标中心到达雷达的距离。利用式(10)，得到

$$z(t) = h(t) * y(t|t_p = 0, A = 1) \quad (19)$$

$y(t|t_p=0, A=1)$ 的表示式(10)中参数设定特殊取值: $A=1, t_p=0$ 。与点目标类似, 进行如式(17)的载波频率补偿, 给出补偿相参处理结果:

$$z_c(t) = z(t) \cdot \exp(-2\pi j \Delta f_m(t - T - t_p)) \quad (20)$$

将式(19)代入式(20):

$$z_c(t) = (h(t) * y(t|t_p=0, A=1)) \cdot \exp(-2\pi j \Delta f_m(t - T - t_p)) \quad (21)$$

并将式(17)中参数设定特殊取值: $A=1, t_p=0$, 得到

$$y_c(t|t_p=0, A=1) = y(t|t_p=0, A=1) \cdot \exp(-2\pi j \Delta f_m(t - T)) \quad (22)$$

将式(13)逆向使用:

$$\begin{aligned} z_c(t) &= (h(t) * y(t|t_p=0, A=1)) \exp(-2\pi j \Delta f_m t) \\ &\quad \cdot \exp(2\pi j \Delta f_m(T + t_p)) \\ &= [(h(t) \exp(-2\pi j \Delta f_m t)) * (y(t|t_p=0, A=1) \\ &\quad \cdot \exp(-2\pi j \Delta f_m t))] \exp(2\pi j \Delta f_m(T + t_p)) \\ &= [h(t) \exp(-2\pi j \Delta f_m(t - t_p))] \\ &\quad * [y(t|t_p=0, A=1) \\ &\quad \cdot \exp(-2\pi j \Delta f_m(t - T))] \\ &= [h(t) \exp(-2\pi j \Delta f_m(t - t_p))] \\ &\quad * y_c(t|t_p=0, A=1) \end{aligned} \quad (23)$$

式(23)结果表明距离扩展目标是无法严格补偿相参的, 其原因是

$$h(t) \neq h(t) \cdot \exp(-2\pi j \Delta f_m(t - t_p)) \quad (24)$$

可验证, 式(8)成立时, 式(24)可取得等号。式(24)不等式右边的物理意义是: 将目标的“冲激响应”进行一定随机的频移。

由电磁散射理论可知, 电大目标可以表示成多个散射中心共同作用的结果^[16]:

$$h(t) = \sum_{n=0}^{N-1} A_n \delta(t - (t_p + \tau_n)) \quad (25)$$

A_n 和 $t_p + \tau_n$ 表征各散射中心的幅度和位置信息, τ_n 表示各个散射中心离目标距离中心的偏移。若对于所有的散射中心和所有需要相参处理的脉冲信号, 都能满足:

$$(\max\{|\tau_n|\}) \cdot (\max\{|\Delta f_m|\}) \ll 1, \quad \forall n, m \quad (26)$$

可称为目标为“有限距离扩展目标”, 在式(26)的条件下:

$$\exp(-2\pi j \Delta f_m \tau_n) \approx 1, \quad \forall n, m \quad (27)$$

将式(27)和式(25)代入到不等式(24)的右边, 并且逆向使用式(13):

$$\begin{aligned} &h(t) \exp(-2\pi j \Delta f_m t) \\ &= \left[\sum_{n=0}^{N-1} A_n \delta(t - (t_p + \tau_n)) \right] \\ &\quad \cdot \exp(-2\pi j \Delta f_m(t - t_p)) \\ &= \sum_{n=0}^{N-1} A_n \delta(t - (t_p + \tau_n)) \\ &\quad \cdot [\exp(-2\pi j \Delta f_m(t - t_p)) |_{t=t_p+\tau_n}] \\ &= \sum_{n=0}^{N-1} A_n \delta(t - (t_p + \tau_n)) \cdot \exp(-2\pi j \Delta f_m \tau_n) \\ &\approx \sum_{n=0}^{N-1} A_n \delta(t - (t_p + \tau_n)) = h(t) \end{aligned} \quad (28)$$

式(24)是可近似成立。那么3.1节中的方法可获得一定的补偿相参效果。

式(26)所指的“有限距离扩展”可从两个角度理解: (1)从时域(距离)分析, 对目标尺寸有限制, 要求目标距离扩展要小于频率偏差决定的空间相关长度; (2)从频域分析, 目标的频域散射特性:

$$h(f) = F[h(t)] \quad (29)$$

为 $h(t)$ 的傅里叶变换, 若 $h(f)$ 在中心频率附近变化 Δf_m 对其幅度、相位影响小。“有限距离扩展目标”通过补偿相参信号处理的效果不如点目标的补偿效果好。

4 数值仿真

由于脉冲中心时间、起始相位和载波频率偏移3个因素中的前两个可被匹配滤波补偿, 因此参数估计的任务是从参考信号中估计出信号的载波频率, 然后进行频移补偿。本文中使用广义的最大似然方法, 并通过牛顿迭代方法进行求解, 估计信号载波频率, 算法如图3所示。其中包络估计可以直接取复信号的模值, 门限操作是为了抑制噪声对参数估计的影响, 门限选择按照式(30)方式进行:

$$Th_m = \gamma \cdot \max\{g_m(n)\} \quad (30)$$

其中, γ 为比例系数。由于参考信号的信噪较高, 因此可以将门限设置的较低, 保证对噪声的抑制。

为了验证补偿相参处理的结果, 进行了数值仿真研究。在图2的非相参信号模型中, 发射机信号

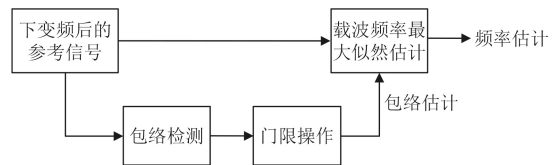


图3 频率估计的广义最大似然方法

的载波频率在10 GHz附近, 随机抖动部分 $\Delta f_m \sim N(0, \delta_f)$, 相位为 $0 \sim 2\pi$ 之间均匀分布。信号包络宽度为30 ns, 时间抖动部分 $t_{0m} \sim N(t_c, \sigma_t^2)$, 包络波形就可近似为方波, 幅度恒定。其中设定 $\delta_f=2$ MHz, $\delta_t=100$ ns, 这是与实际工程中相接近的。下变频混频器为10.2 GHz, 下变频后信号的中心频率为 $f_c=200$ MHz, 数字接收机采样率为500 MHz。

以下按照点目标和扩展进行补偿相参仿真, 计算补偿后相参积累的处理增益。实际系统可以保证参考信号信噪比优于45 dB, 仿真中选择 γ 为40 dB。

4.1 点目标的补偿相参处理

选择相参脉冲个数 $M=2, 3, 5, 10, 20, 50, 100$ 进行补偿相参处理的仿真。使用类似于恒警检测的方法估计补偿前单个脉冲的信噪比与补偿相参积累后的信噪比。具体操作如下: 设定参考单元大小、保护单元大小和检测门限阈值, 通过检测信号及其位置, 同时输出信号幅度和噪声本底的估计, 也就给出的信噪比的估计值。由于仿真中并非用于目标检测, 而是用于估计信噪比, 所以参考单元选择较大, 仿真中设置为: 脉冲宽度为对应的采样单元数的100倍; 保护单元设置为: 前后各脉冲宽度为对应的采样单元数的5倍。同样使用该方法估计补偿相参积累结果的信噪比, 从而估算出补偿相参积累的增益。

设定单脉冲的回波信噪比为20 dB。以 $M=3$ 为例, 图4给出的是信号在补偿前和补偿相参积累后波形幅度, 可看出补偿之后信号有积累效果。由于补偿处理产生了处理时间延时, 在实际雷达使用中需要进行距离校准。同时可以从图4看出补偿相参积累作了匹配滤波, 点目标的回波包络不再是方波, 而应该是“点扩散函数”的形状。

4.2 扩展目标的补偿相参处理

选择电大尺寸目标, 并建立其几何模型。通过时域物理光学(TDPO)方法^[17]计算各个微波脉冲的回波波形, 图5为典型的一次回波波形示意图。由于TDPO方法是在射频上计算时域回波, 因此需要

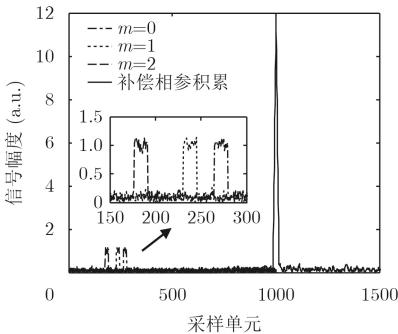


图4 点目标补偿前的信号和补偿相参积累信号波形幅度

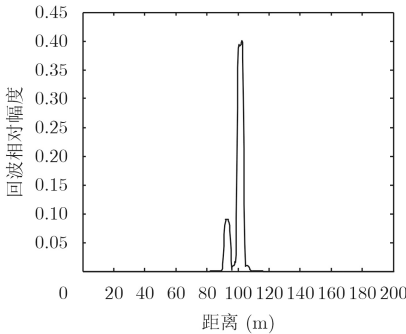


图5 时域物理光学构建计算目标回波幅度

进行仿真实行下变频和采样率变换, 转换为500 MHz的采样率, 并进行补偿相参积累。按照最大散射中心强度计算回波信噪比, 保护单元设置为: 前后各脉冲宽度为对应的采样单元数的20倍, 参考单元设置策略同上。

设定单脉冲的回波信噪比为20 dB。以 $M=3$ 为例, 图6给出的是信号在补偿前和补偿相参积累后波形幅度, 可看出补偿之后信号有积累效果。

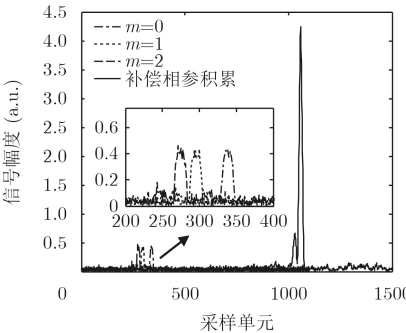


图6 飞机补偿前的信号和补偿相参积累信号波形幅度

表1是通过仿真估算出补偿相参积累信噪比增益和理论值进行比较, 由于信噪比是通过仿真数据估计出来的, 因此表1中的点目标处理增益偶尔会出现比理论值略高的情形, 距离扩展目标的处理增益要略小于点目标。从图5从看出目标在设置的信号距离分辨率条件下, 有两个占主导地位的散射中

表1 补偿相参积累的信噪比增益与理论值比较

M	理论值(dB)	仿真估计值(dB)	
		点目标	距离扩展目标
2	3.01	3.13	2.06
3	4.77	4.52	4.08
5	6.99	6.61	5.36
10	10.00	10.11	9.85
20	13.01	12.92	12.27
50	16.99	17.00	16.39
100	20.00	19.95	19.49

心, 两中心的位置相距约10 m, 对应的时间间隔约为67 ns. 仿真参数设定为设定 $\delta_f=2$ MHz, 满足近似条件式(26)。

5 结论

本文建立了短脉冲非相参雷达重频信号的参数化模型, 包括信号的脉冲中心时间、起始相位和载波频率偏移3个因素。根据参数化模型建立补偿相参方法, 包括匹配滤波、参数估计和频率补偿3部分。理论推导证明了点目标的散射回波是可以通过上述方法进行严格的补偿相参, 同时理论推导证明了“短距离扩展”目标获得相参补偿处理增益的近似条件。通过仿真实验, 验证了理论推导结果。

参考文献

- [1] 胡银福, 冯进军. 用于雷达的新型真空电子器件[J]. 雷达学报, 2016, 5(4): 350–360. doi: [10.12000/JR16078](#).
HU Yinfu and FENG Jinjun. New vacuum electronic devices for radar[J]. *Journal of Radar*, 2016, 5(4): 350–360. doi: [10.12000/JR16078](#).
- [2] 钱宝良. 国外高功率微波技术的研究现状与发展趋势[J]. 真空电子技术, 2015, 4(2): 2–7. doi: [10.16540/j.cnki.cn11-2485/tn.2015.02.001](#).
QIAN Baoliang. The research status and developing tendency of high power microwave technology in foreign countries[J]. *Vacuum Electronics*, 2015, 4(2): 2–7. doi: [10.16540/j.cnki.cn11-2485/tn.2015.02.001](#).
- [3] XIAO Renzhen, ZHANG Zhiqiang, LIANG Tiezhu, *et al.* A relativistic backward wave oscillator for directly generating circularly polarized TE11 mode[J]. *Physics of Plasmas*, 2016, 23(3): 554–562. doi: [10.1063/1.4944915](#).
- [4] BLYAKHMAN A B, DAVID C, ROGER W H, *et al.* Nanosecond giga-watt radar: Indication of small targets moving among heavy clutter[C]. 2007 IEEE Radar Conference, Boston, USA, 2007: 61–64. doi: [10.1109/RADAR.2007.374191](#).
- [5] BLYAKHMAN A B, CLUNIE D, MESIATS G, *et al.* Analysis of nanosecond gigawatt radar[C]. Quasi-Optical Control of Intense Microwave Transmission, Netherlands, 2005: 283–296. doi: [10.1007/1-4020-3638-8_21](#).
- [6] RYSKIN N M and TITOV V N. Phase locking and mode switching in a backward-wave oscillator with reflections[J]. *IEEE Transactions on Plasma Science*, 2016, 44(8): 1270–1275. doi: [10.1109/TPS.2016.2517002](#).
- [7] SONG Wei, ZHANG Xiaowei, CHEN Changhua, *et al.* Enhancing frequency-tuning ability of an improved relativistic backward-wave oscillator[J]. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 2013, 60(1): 494–497. doi: [10.1109/TED.2012.2230400](#).
- [8] 王乐, 周子超, 李春化. 提高非相参雷达发射信号相干性的研究[J]. 火控雷达技术, 2012, 41(2): 30–33.
WANG Le, ZHOU Zichao, and LI Chunhua. Study on improving coherence of non-coherent radar transmitting signal[J]. *Fire Control Radar Technology*, 2012, 41(2): 30–33.
- [9] Trapp R L. Improved coherent-on-receive radar processing with dynamic transversal filters[C]. Proceedings of the IEEE International Radar Conference, London, 1982: 505–508.
- [10] 丁建江, 张贤达. 接收相干处理算法的分析与评述[J]. 系统工程与电子技术, 2002, 24(11): 25–28.
DING Jianjiang and ZHANG Xianda. Analysis and discussions on the coherent-on-receive processing arithmetic[J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2002, 24(11): 25–28.
- [11] ZHOU Ruixue, XIA Guifen, ZHAO Yue, *et al.* Coherent signal processing method for frequency-agile radar[C]. IEEE International Conference on Electronic Measurement & Instruments, Qingdao, China, 2015: 431–434. doi: [10.1109/ICEMI.2015.7494227](#).
- [12] GAO Jing, Li F, WANG Chao, *et al.* ISAR motion compensation based on matching pursuit with Chebyshev polynomials under low SNR[C]. IEEE International Conference on Signal Processing, Communications and Computing, Hong Kong, China, 2016: 1–5. doi: [10.1109/ICSPCC.2016.7753674](#).
- [13] CHEN Yichang, LI Gang, ZHANG Qingjun, *et al.* Motion Compensation for airborne SAR via parametric sparse representation[J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2017, 55(1): 551–562. doi: [10.1109/TGRS.2016.2611522](#).
- [14] 田超, 文树梁. 基于非均匀FFT的长时间相参积累算法[J]. 电子与信息学报, 2014, 36(6): 1374–1380. doi: [10.3724/SP.J.1146.2013.01264](#).
TIAN Chao and WEN Shuliang. A long-term coherent integration algorithm based on non-uniform fast Fourier transform[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2014, 36(6): 1374–1380. doi: [10.3724/SP.J.1146.2013.01264](#).
- [15] ZOU Yongqiang, GAO Xunzhang, and LI Xiang. A sparse representation and GTD model parameter estimation based multiband radar signal coherent compensation method[C]. 2016 CIE International Conference on Radar, Guangzhou, China, 2016: 1–4. doi: [10.1109/RADAR.2016.8059305](#).
- [16] 黄培康, 殷红成, 许小剑. 雷达目标特性[M]. 北京: 电子工业出版社, 2010: 229–283.
HUANG Peikang, YIN Hongcheng, and XU Xiaojian. Radar Target Character[M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2010: 229–283.
- [17] GUAN Yin, GONG, Shuxi, ZHANG Shuai, *et al.* Improved time-domain physical optics for transient scattering analysis of electrically large conducting targets[J]. *IET Microwaves, Antennas and Propagation*, 2011, 5(5): 625–629. doi: [10.1049/iet-map.2010.0277](#).

汪海波: 男, 1987年生, 工程师, 研究方向为高功率微波技术和雷达信号处理。

黄文华: 男, 1968年生, 研究员, 博士生导师, 研究方向为高功率微波技术。

姜悦: 女, 1989年生, 工程师, 研究方向为高功率微波技术、特征提取与目标识别。