

雷达低空目标俯仰角事后提取的动态偏差补偿技术*

吕韶昱^{1,2}, 佟光, 万建伟¹

(1. 国防科技大学电子科学与工程学院, 长沙 410073; 2. 92941 部队, 辽宁 葫芦岛 125000)

【摘要】 由于多径回波信号的干扰, 雷达对低空目标俯仰角的实时测量很难达到靶场外弹道测量的精度要求。结合目前靶场在装雷达系统, 研究了掠海巡航飞行低空目标的俯仰角事后提取问题, 为了提高低空目标俯仰角的测量精度, 应用动态偏差补偿技术从雷达系统实时存储下来的视频信号中提取低空目标俯仰角参数。结果显示, 动态偏差补偿技术可以显著改善俯仰角测量精度, 为靶场试验决策提供依据。

【关键词】 低空/低角度目标; 多径干扰; 动态偏差补偿; 俯仰角参数测量; 事后提取

中图分类号: TN957 文献标识码: A

Dynamic Bias Compensation for Radar Low-altitude Target Elevation Off-line Extraction

LV Shao-yu^{1,2}, TONG Guang, WAN Jian-wei¹

(1. School of Electronic Science and Engineering, NUDT, Changsha 410073, China)

(2. 92941 Unit of PLA, Huludao 125000, China)

【Abstract】 In the presence of sea-surface multi-path mono-pulse radar measure a low elevation target is difficulty, and its precision can't satisfy the requirement of ballistic trajectory measurement in shooting range. We apply the dynamic bias compensation algorithm calculate the elevation of low-altitude after measurement from the saved video signal by the radar system used in navy range. Result indicates dynamic bias compensation is effective and feasible in the off-line elevation extraction and it can remarkably improve the precision of elevation measurement. Then offer the gist for experimentation decision-making.

【Key words】 low-altitude/low-angle target; multi-path jamming; dynamic bias compensation; elevation measurement; off-line extraction

0 引言

随着海军新型武器装备建设的发展需求, 靶场承担了大量的试验任务及演习任务; 而同时武器性能日益改进, 导弹试验型号趋于多样化, 对外弹道的测量精度要求越来越高, 高精密的实时数据处理给设备带来了额外的计算负担, 且实施也极为困难。为了满足外弹道测量的要求, 雷达系统将回波视频信号存储, 供事后提取低空目标的参数, 结合雷达的使用环境, 根据工程需求, 选择动态偏差补偿技术^[1-2], 从实时存储下来的视频信号中提取低空目标俯仰角参数。雷达系统对低空目标俯仰角采用偏轴技术进行跟踪测量。

1 低空目标的测量环境及偏轴跟踪技术

1.1 多径几何模型

在雷达跟踪测量低空目标时, 雷达波束照射目标的同时也会照射一定范围的海面(地面), 经海面反射

后的雷达波束有可能到达目标, 经目标反射后再回到雷达天线。因此在实际应用中, 四条路径(直接-直接、直接-反射、反射-直接、反射-反射)的多重反射信号构成了雷达接收回波, 反射系数是一个复值, 通常包含两个分量: 镜面反射, 又称相干分量; 漫反射分量, 又称非相干分量。多径传播几何如图1所示。

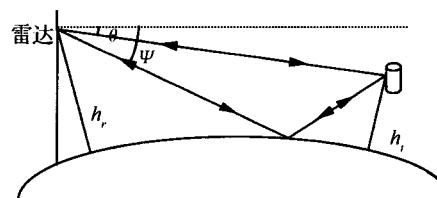


图1 多径几何模型

1.2 偏轴跟踪技术

这是一种用来扩展主瓣反射区稳定数据的有效方法。其思想是当目标俯仰角小于某临界角时, 雷达天线仰角不再降低, 而是指向此临界角。对于低站址雷

达,将波束仰角固定在 $\theta_b \approx 0.8\theta_c$,在这个角度下对目标进行偏轴测量。但根据实际应用中得出的结果,偏轴角应该根据目标飞行高度的不同而选择不同的角度。偏轴跟踪能够抑制出现极端严重多径误差的情况,实现简单,是一种较常用的低空目标跟踪技术。

2 偏差补偿算法

Burder 最早研究了毫米波雷达在平坦反射面上由于镜面反射而出现的固定偏差^[3],Daeipour E. 针对单脉冲测角体制雷达,提出偏差补偿算法^[4],该算法主要基于如下设想:当雷达对远距离低空巡航平稳飞行目标进行跟踪时,实单脉冲比所对应的角度与目标真实仰角在大部分时间里相差一个近似固定的值,误差主要是目标与镜像的干涉引起的;在跟踪过程中,所有涉及该固定偏差的参量都能估计出来,对目标近距离飞行以及非平稳段在航迹滤波前予以剔除。根据 Daeipour E. 给出的结论:目标飞行高度很低(5 m 以下)时,由于漫反射和通道噪声显著增强,镜面反射分量下降,偏差补偿的性能下降;文献[1-2]提出动态偏差补偿技术,从单脉冲比的虚部动态估计相对相位代替偏差补偿所采用的固定相位。结合雷达实际使用环境,所跟踪的低空目标飞行高度大多高于 20 m,且海上巡航飞行的目标起伏较小,且事后参数提取不需考虑计算的复杂性,因此,选择动态偏差补偿算法对低空目标俯仰角参数进行事后提取。

2.1 复单脉冲比误差的解析表达式

根据 1 给出的多径反射模型,考虑 4 条回波路径时的单脉冲比^[5-6]

$$r = \frac{\xi g_s(\theta) g_d(\theta) + \xi g_s(\theta) g_d(\Psi) v e^{j\Phi_l} + \xi g_s(\Psi) g_d(\theta) v e^{j\Phi_l} + \xi g_s(\Psi) g_d(\Psi) v^2 e^{j2\Phi_l}}{\xi g_s(\theta) g_s(\theta) + \xi g_s(\theta) g_s(\Psi) v e^{j\Phi_l} + \xi g_s(\Psi) g_s(\theta) v e^{j\Phi_l} + \xi g_s(\Psi) g_s(\Psi) v^2 e^{j2\Phi_l}} = \frac{r_t + (r_t + r_r) g |v| e^{j\Phi} + r_r g^2 |v|^2 e^{j2\Phi}}{1 + 2g |v| e^{j\Phi} + g^2 |v|^2 e^{j2\Phi}} = \frac{r_t + g |v| e^{j\Phi} r_r}{1 + g |v| e^{j\Phi}} \quad (1)$$

式中: $r_t = g_d(\theta)/g_s(\theta)$ 是只考虑直射路径时的单脉冲比,或目标单独存在时的单脉冲比; $r_r = g_d(\Psi)/g_s(\Psi)$ 是只考虑反射路径时的单脉冲比,或镜像单独存在时的单脉冲比; $\Delta r = r_r - r_t$ 是镜像与目标单脉冲比的差值; $g = g_s(\Psi)/g_s(\theta)$ 是反射/直接路径的增益比; $\Phi = \Phi_r + \Phi_l$ 是反射/直射路径的相对相位, Φ_r 是总的反射对镜像目标产生的附加相位, Φ_l 是由于反射路径和直

射路径的距离差造成的接收相位差; $g |v| e^{j\Phi}$ 是和通道中,反射与直射信号的复矢量比值。式(1)代表了低空目标的复单脉冲比,可进一步写为

$$r = r_t + \Delta r \frac{g |v| e^{j\Phi}}{1 + g |v| e^{j\Phi}} = r_t + \Delta r \left(\frac{g |v| e^{j\Phi} + g^2 |v|^2}{1 + 2g |v| \cos \Phi + g^2 |v|^2} \right) = r_t + \Delta r \left(\frac{g |v| \cos \Phi + g^2 |v|^2}{1 + 2g |v| \cos \Phi + g^2 |v|^2} \right) + j \Delta r \left(\frac{g |v| \sin \Phi}{1 + 2g |v| \cos \Phi + g^2 |v|^2} \right) \quad (2)$$

对利用实单脉冲比查表计算方法,误差完全来源于式(2)的中间一项,如果可以将其完全补偿,则基本可以忽略雷达低空目标测量时多径所带来的误差。这些参数除 Φ 以外可以从航迹滤波中得到($\theta, \Psi, \Delta r$),从天线参数中得到(g),可以采用反射模型估计(v)。Daeipour 认为,对于大多数时间巡航飞行的目标,误差是一个与目标高度相关的近似恒定的值,因此可以通过对实单脉冲比的固定偏差来修正测角误差而不用考虑的 Φ 影响,将其设为恒定值 $\bar{\Phi}$ 。由于该补偿在大部分时间是固定不变的,所以称为固定偏差补偿。

2.2 偏差补偿

2.2.1 总的海面反射的偏差

由于海面反射系数与单脉冲比偏差之间的非线性关系,总的偏差并不是镜面反射和漫反射的简单叠加^[7]。必须考虑两种反射都存在的情况,漫反射系数是一个复随机变量,可以写成

$$v_d = x + jy \quad (3)$$

x 和 y 相互独立的高斯分布随机变量,方差为 σ_d^2 。这时总的反射系数为

$$v = v_s + v_d = |v_s| \cos \Phi_s + x + j(|v_s| \sin \Phi_s + y) = |v| e^{j\Phi} \quad (4)$$

式中: Φ_s 是镜面反射系数的相角,则总的海面反射引起的偏差为

$$B_t = E_{|v|} \left[\Delta r \left(\frac{g |v| \cos \bar{\Phi} + g^2 |v|^2}{1 + 2g |v| \cos \bar{\Phi} + g^2 |v|^2} \right) \right] \quad (5)$$

由于 v 是由复数 v_s 与复高斯变量 v_d 相加而具有 Rice 分布,其概率分布为

$$\rho_{|v|}(|v|) = \frac{|v|}{\sigma_d^2} \exp \left(-\frac{|v|^2 + |v_s|^2}{2\sigma_d^2} \right) I_0 \left(\frac{|v| |v_s|}{\sigma_d^2} \right) \quad (6)$$

式中: $I_0(\cdot)$ 为第一类修正 Bessel 函数。利用近似公式

$$E[f(x)] \approx f(\bar{x}) + f''(\bar{x}) \frac{\sigma^2}{2} \quad (7)$$

式中: \bar{x} , σ^2 分别为随机变量 x 的均值与方差; f 是解析函数; f'' 是其二阶导数, 式(5)可简化为

$$B_{\text{total}} = \text{Re} \left\{ \Delta r \left(\frac{g\eta e^{j\bar{\Phi}}}{1 + g\eta e^{j\bar{\Phi}}} - \frac{g^2 e^{j2\bar{\Phi}}}{(1 + g\eta e^{j\bar{\Phi}})^3} \gamma^2 \right) \right\} \quad (8)$$

式中: η 和 γ^2 为随机变量 $|v|$ 的均值和方差, 用下式计算

$$\begin{cases} \eta = \sqrt{\frac{\pi}{2}} \sigma_d \exp\left(-\frac{|v_s|^2}{2\sigma_d^2}\right) M\left(\frac{3}{2}, 1, \frac{|v_s|^2}{2\sigma_d^2}\right) \\ \gamma^2 = 2\sigma_d^2 + |v_s|^2 - \eta^2 \end{cases} \quad (9)$$

$M(k, l, z)$ 是一个混合超几何函数, 其表达式为

$$\begin{aligned} M(k, l, z) &= 1 + \frac{k}{l} z + \frac{(k)_2}{(l)_2} \frac{z^2}{2!} + \cdots + \frac{(k)_n}{(l)_n} \frac{z^n}{n!} \\ (k)_n &= k(k+1)(k+2)\cdots(k+n-1) \quad (k)_0 = 1 \end{aligned} \quad (10)$$

2.2.2 包括通道热噪声的偏差

通道热噪声同反射信号相比较小, 但对单脉冲比仍然有影响^[8-10], 如果将通道热噪声考虑进去, 式(1)变为

$$\begin{aligned} r &= \frac{\xi g_s(\theta) g_d(\theta) + \xi g_s(\theta) g_d(\Psi) v e^{j\Phi_l} + \xi g_s(\Psi) g_d(\theta) v e^{j\Phi_l} + \xi g_s(\Psi) g_d(\Psi) v^2 e^{j2\Phi_l} + w_1}{\xi g_s(\theta) g_s(\theta) + \xi g_s(\theta) g_s(\Psi) v e^{j\Phi_l} + \xi g_s(\Psi) g_s(\theta) v e^{j\Phi_l} + \xi g_s(\Psi) g_s(\Psi) v^2 e^{j2\Phi_l} + w_2} = \\ &= \frac{r_t + (r_t + r_r)g|v|e^{j\Phi} + r_r g^2|v|^2 e^{j2\Phi} + \frac{w_1}{\xi g_s^2(\theta)}}{1 + 2g|v|e^{j\Phi} + g^2|v|^2 e^{j2\Phi} + \frac{w_2}{\xi g_s^2(\theta)}} = \\ &= \frac{r_t + g|v|e^{j\Phi} r_r + n_1}{1 + g|v|e^{j\Phi} + n_2} = r_t + \varepsilon \end{aligned} \quad (11)$$

式中: w_i ($i=1, 2$) 是和差通道中独立的高斯分布噪声, 其功率为 σ_w^2 。而

$$\begin{aligned} n_i &= (1 + g|v|e^{j\Phi})^{-1} w_i / \xi g_s^2(\theta) = \\ &= (1 + g|v|e^{j\Phi}) w_i / s_m, \quad i = 1, 2 \end{aligned} \quad (12)$$

式中: s_m 是和通道信号; n_i 是两个独立的高斯复变量的乘积, 采用矩匹配高斯近似法求其均值和方差

$$E[\text{Re}\{n_i\}] = E[\text{Im}\{n_i\}] = 0 \quad (13)$$

$$\begin{aligned} \sigma_n^2 &= \text{var}[\text{Re}\{n_i\}] = \text{var}[\text{Im}\{n_i\}] = \\ &= \frac{2g^2 \sigma_w^2 \sigma_d^2}{|s_m|^2} (1 + g^2 |v_s|^2 + \\ &= 2g|v_s| \cos(\Phi_s + \Phi_l)) \end{aligned} \quad (14)$$

由于无法估计相对相位, 采用方差的相位平均值, 即

$$\sigma_n^2 = \frac{2g^2 \sigma_w^2 \sigma_d^2}{|s_m|^2} + \frac{\sigma_w^2}{|s_m|^2} (1 + g^2 |v_s|^2) \quad (15)$$

这时式(11)的偏差 ε 变为

$$\begin{aligned} \varepsilon &= \Delta r \frac{g|v|e^{j\bar{\Phi}}}{1 + g|v|e^{j\bar{\Phi}} + n_2} + \frac{n_1}{1 + g|v|e^{j\bar{\Phi}} + n_2} - \\ &= \frac{r_1 n_2}{1 + g|v|e^{j\bar{\Phi}} + n_2} = \Delta r \frac{g|v|e^{j\bar{\Phi}} + n_2}{1 + g|v|e^{j\bar{\Phi}} + n_2} + \\ &= \frac{n_1}{1 + g|v|e^{j\bar{\Phi}} + n_2} - \frac{r_1 n_2}{1 + g|v|e^{j\bar{\Phi}} + n_2} = \\ &= \varepsilon_1 + \varepsilon_2 + \varepsilon_3 \end{aligned} \quad (16)$$

式中: 第1项只是在反射系数 v 上加了一个不相关的噪声分量 $n_2/g e^{j\bar{\Phi}}$, 因此偏差只需将式(8) $|v|$ 的均值 η 和方差 γ^2 替换为 $|v + n_2/g e^{j\bar{\Phi}}|$ 的均值 η_m 和方差 γ_m^2

$$\begin{cases} \eta_m = \sqrt{\frac{\pi}{2}} \sqrt{\sigma_d^2 + \frac{\sigma_n^2}{g^2}} \exp\left(-\frac{|v_s|^2}{2(\sigma_d^2 + \frac{\sigma_n^2}{g^2})}\right) \times \\ M\left(\frac{3}{2}, 1, \frac{|v_s|^2}{2(\sigma_d^2 + \frac{\sigma_n^2}{g^2})}\right) \\ \gamma_m^2 = 2\left(\sigma_d^2 + \frac{\sigma_n^2}{g^2}\right) + |v_s|^2 - \eta_m^2 \end{cases} \quad (17)$$

由于 n_1 和 n_2 与 v 均无关, 因此 ε_2 对偏差均值的贡献为0。 ε_3 对偏差均值的贡献可以用条件均值求出

$$\begin{aligned} E[\text{Re}\{\varepsilon_3\}] &= E_v E_{n_2}[\varepsilon_3 | v] = \\ &= E_v \left[-r_r \exp\left(-\frac{|1 + g|v|e^{j\bar{\Phi}}|^2}{\text{var}[n_2 | v]}\right) \right] = \\ &= E_v \left[-r_r \exp\left(-\frac{|s_m|^2}{2\sigma_w^2}\right) \right] = \\ &= -r_r \exp\left(-\frac{|s_m|^2}{2\sigma_w^2}\right) \end{aligned} \quad (18)$$

最后, 包括通道热噪声的总偏差为

$$\begin{aligned} B_{\text{bias}} &= \Delta r \text{Re} \left\{ \left(\frac{g\eta_m e^{j\bar{\Phi}}}{1 + g\eta_m e^{j\bar{\Phi}}} - \frac{g^2 e^{j2\bar{\Phi}}}{(1 + g\eta_m e^{j\bar{\Phi}})^3} \gamma_m^2 \right) \right\} - \\ &= r_r \exp\left(-\frac{|s_m|^2}{2\sigma_w^2}\right) \end{aligned} \quad (19)$$

2.2.3 相对相位的动态估计^[1-2]

相对相位关于 $|v|$ 的估计表达式为

$$\begin{aligned} |\hat{\Phi}|_{\text{rel}} &\approx \pi - \tan^{-1}\left(\frac{|\Delta r/r_i|}{2}\right) \mp \cos^{-1}\left(\frac{(1 + g^2 \eta^2)/g\eta}{\sqrt{(\Delta r/r_i)^2 + 4}}\right) \mp \\ &= \frac{1 - 2g^2 \eta^2 ((\Delta r/r_i)^2 + 4) + 5g^2 \eta^2 + 3g^4 \eta^4 - g^6 \eta^6}{(g^2 \eta^2 ((\Delta r/r_i)^2 + 4) - 1 - 2g^2 \eta^2 - g^4 \eta^4)^{3/2}} \cdot \frac{\gamma^2}{2\eta^2} \end{aligned} \quad (20)$$

\cos^{-1} 前面的符号在连续测量中获得。可以认为通道热噪声 $n_2 e^{-j\Phi}/g$ 加到反射系数模 $|v|$ 上, 则式(17)变为

$$\left\{ \begin{aligned} \eta_m &= \sqrt{\frac{\pi}{2}} \sqrt{\sigma_d^2 + \frac{\sigma_n^2}{g^2}} \exp\left(-\frac{|v_s|^2}{2(\sigma_d^2 + \frac{\sigma_n^2}{g^2})}\right) \times \\ &\quad M\left(\frac{3}{2}, 1, \frac{|v_s|^2}{2(\sigma_d^2 + \frac{\sigma_n^2}{g^2})}\right) \\ \gamma_m^2 &= 2\left(\sigma_d^2 + \frac{\sigma_n^2}{g^2}\right) + |v_s|^2 - \eta_m^2 \end{aligned} \right. \quad (21)$$

$$\left\{ \begin{aligned} \hat{\Phi} &= -\text{sign}(r_i') \times \\ &\quad \left[\pi - \tan^{-1}\left(\frac{|\Delta r/r_i'|}{2}\right) \mp \cos^{-1}\left(\frac{1 + g^2 \eta_m^2 / g \eta_m}{\sqrt{(\Delta r/r_i')^2 + 4}}\right) \mp \right. \\ &\quad \left. \frac{1 - 2g^2 \eta_m^2 ((\Delta r/r_i')^2 + 4) + 5g^2 \eta_m^2 + 3g^4 \eta_m^4 - g^6 \eta_m^6}{(g^2 \eta_m^2 ((\Delta r/r_i')^2 + 4) - 1 - 2g^2 \eta_m^2 - g^4 \eta_m^4)^{3/2}} \cdot \frac{\gamma_m^2}{2\eta_m^2} \right] \end{aligned} \right. \quad (22)$$

式中: $r_i' = r_i + r \exp\left(-\frac{|s_m|^2}{2\sigma_w^2}\right)$, r_i 为单脉冲比的虚部。

那么采用动态相位时单脉冲比偏差为

$$\left\{ \begin{aligned} B_{\text{dynamic}} &= \Delta r \text{Re} \left\{ \frac{g \eta_m e^{j\hat{\Phi}}}{1 + g \eta_m e^{j\hat{\Phi}}} - \frac{g^2 e^{j2\hat{\Phi}}}{1 + g \eta_m e^{j\hat{\Phi}}} \gamma_m^2 \right\} - r \exp\left(-\frac{|s_m|^2}{2\sigma_w^2}\right) \\ \hat{r}_i &= \text{Re}(r) - B_{\text{dynamic}} \end{aligned} \right. \quad (23)$$

在这个表达式里, Δr , r , 和 g 从航迹滤波和天线方向图得到, η_m 和 γ_m^2 由式(21)得到, $\hat{\Phi}$ 由式(22)得到, $|s_m|$ 是和通道信号幅度, σ_w^2 是和、差通道接收机噪声功率, 可以通过直接测量或估计得到。

3 事后俯仰角解算及结果分析

图2给出雷达系统实时输出的 20 c/s 俯仰角数据

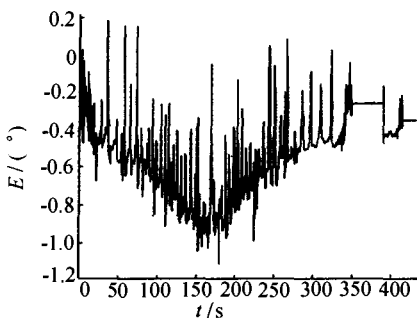


图2 实时输出的俯仰角数据

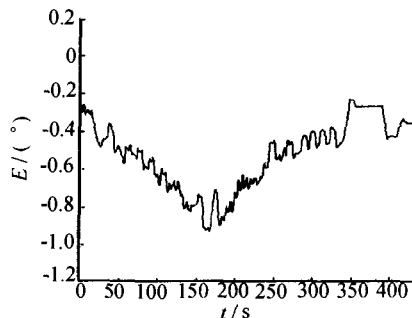


图3 偏差补偿的俯仰角数据

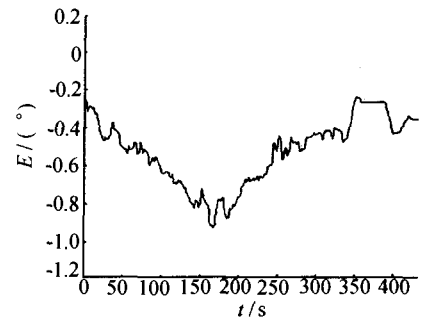


图4 动态偏差补偿的俯仰角数据

(实时俯仰角测量采用 C^2 算法), 图3给出用偏差补偿事后提取的 20 c/s 俯仰角数据, $\hat{\Phi}$ 在本次处理中选 -86° , 图4给出动态偏差补偿事后提取的 20 c/s 俯仰角数据。目标飞行 430 s, 目标距离 48 293.95 m - 16 467.29 m - 72 951.66 m, 目标方位 $59.748^\circ - 204.366^\circ$ 。事后数据解算中 v_s 和 σ_d^2 根据海情以及雷达极化方式求得并在小范围内调整^[1-2]。补偿后的均方根误差用

$$\varepsilon_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} (\theta_m - \hat{\theta}_n)^2} \quad (24)$$

计算, N 为测量的数据点数, θ_n 为 GPS 外弹道测量系统提供的真值数据, $\hat{\theta}_n$ 为偏差补偿或动态偏差补偿后的测量值。此次飞行试验偏差补偿和动态偏差补偿的均方误差分别为 0.794 2 mrad 和 0.618 5 mrad。

对比雷达系统实时输出数据和事后解算结果, 可以看出偏差补偿算法和动态偏差补偿在低空目标俯仰角事后提取中是比较有效的。目标飞行过程中基本无起伏, 但是由于目标到雷达距离由远及近又由近到远, 相对于测量雷达, 目标俯仰角有一定的起伏, 从给出的结果可以看出, 与实时输出数据比较, 动态偏差补偿技术可以较大改进俯仰角的测量精度, 为靶场决策提供依据。目标飞行 350 s 左右的水平线由于雷达丢失目标造成的, 410 s 以后是目标中靶, 靶位静止不动。

4 结 语

本文结合靶场雷达系统, 研究了单脉冲雷达对低空目标俯仰角的测量问题, 应用偏差补偿算法和动态偏差补偿算法从雷达实时存储下来的视频信号中事后提取低空目标的俯仰角参数。通过数据解算结果可以看出, 动态偏差补偿算法的补偿效果更为明显, 但其计算较复杂。偏差补偿算法和动态偏差补偿算法都可以应用于靶场雷达低空目标俯仰角的事后提取, 可以根据试验中不同的精度要求和不同的试验环境选择。

贴片天线因为表面波被抑制从而增强了主模的辐射幅度而使增益提高。

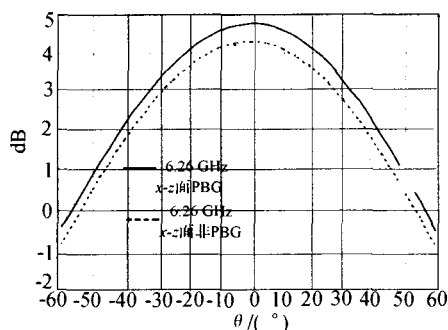


图6 (x - z 面)PBG结构的微带贴片天线和常规微带贴片天线方向图增益对比

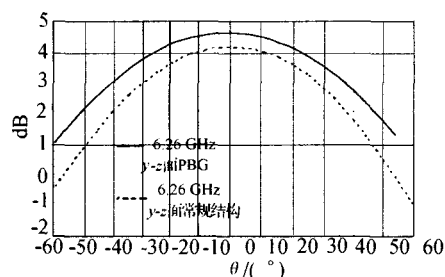


图7 E面(y - z 面)PBG结构的微带贴片天线和常规微带贴片天线方向图增益对比

光子带隙因为对某个频率范围内的人射波发生全反射而具有带阻特性,同时因为介质的加入而形成一种慢波结构。带阻带通特性与周期单元的数目、几何结构、排列方式还有介质的介电常数有关,在此模型中,周期单元放置于衬底材料上使等效介电常数改变,

因而也就改变了导波波长^[3],所以周期单元如何决定带阻带通特性,如何加强对表面波的抑制还需要进一步认真研究^[4-5]。

5 结 语

本文对图1所示的环绕PBG结构微带贴片天线进行了数值计算,在反射系数方面确认了模型的准确性之后,求解了PBG结构的微带贴片天线和常规微带贴片天线辐射方向图,证明了光子带隙结构确实能够压制表面波,提高辐射增益。得出的结论对微带天线的计算及工程设计上有一定的意义。

参 考 文 献

- [1] Jose Felipe Almeida, Carlos L. da S. S. Sobrinho. Analysis by FDTD Method of a Microstrip Antenna with PBG Considering the Substrate Thickness Variation. [C]// 17R International Conference on Applied Electromagnetism and Communications. Croatia: Dubrovnik, 2003.
- [2] 钟顺时. 微带天线理论与应用[M]. 西安: 西安电子科技大学出版社, 1991.
- [3] 闫敦豹, 袁乃昌. PBG结构缺陷的谐振特性研究[J]. 微波学报, 2003, 19(3): 29-33.
- [4] 车仁信, 程鑫, 纪颖. 基于FDTD的宽带微带天线的研究[J]. 现代雷达, 2006, 28(5): 68-70, 74.
- [5] 姚广锋. 采用PML的FDTD方法对矩形微带天线的研究[J]. 现代雷达, 2006, 28(11): 36-38.

张梅女, 1963年, 副教授。研究方向为微波技术与电磁场。

(上接第60页)

参 考 文 献

- [1] 杨世海. 相控阵雷达低空目标探测与跟踪技术研究[D]. 长沙: 国防科技大学, 2002.
- [2] 杨世海. 雷达低空目标跟踪的偏差补偿算法研究[J]. 电子学报, 2002, 30(12): 1741-1744.
- [3] Bruder J A, Saffold J A. Multipath propagation effect on low-angle tracking at millimeter-wave frequencies[C]. IEE Proc, UK: Pt. F, 1991.
- [4] Daeipour E, Blair W D, BAR-Shalim Y. Bias compensation and tracking with monopulse radars in the presence of multipath[J]. IEEE Trans on AES, 1997, 33(3): 63-882.
- [5] Sherman S M. Complex indicated angles applied to unresolved radar target and multipath, IEEE Trans on AES. [s. l.]: IEEE Press, 1971, AES-7(1): 160-170.
- [6] Sherman S M. Monopulse principles and techniques[M].

Norwood, MA: Artech House, 1984.

- [7] Long M W. Radar reflectivity of land and sea[M]. Lexington: D C Heath, Company, 1975.
- [8] 张光义. 相控阵雷达系统[M]. 北京: 国防工业出版社, 1994.
- [9] Skolnik M I. Introduction to radar systems[M]. N. Y.: McGraw-Hill Book Company, 1980.
- [10] Merrill I. Skolnik radar handbook[M]. [s. l.]: Publishing House of Electronics Industry, 2003.

吕韶昱男, 1973年生, 博士研究生。研究方向为靶场测控、信号处理与雷达低空目标跟踪测量。

佟光男, 1977年生, 助工。研究方向为惯性导航、GPS定位系统等。

万建伟男, 1964年生, 博导。研究方向为现代信号处理、高光谱图像压缩。