雷达低空目标俯仰角提取的偏差补偿技术

吕韶昱1,2,万建伟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:由于多径信号的干扰,单脉冲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,应用偏差补偿算法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。文中给出雷达系统实时输出的目标俯仰角数据以及应用偏差补偿算法事后提取并进行误差修正的目标俯仰角数据,结果显示,事后俯仰角提取显著改善测量精度,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;偏差补偿;俯仰角参数测量;事后提取

中图分类号: TJ765.2 文献标志码: A

Bias Compensation for Radar Low-altitude Target Elevation Extraction

LV Shao-yu^{1,2}, WAN Jian-wei¹

(1 College of Electronic Science and Engineering, NUDT, Changsha 410073, China;

2 No. 92941 Unit, Liaoning Huludao 125000, China)

Abstract: In the presence of sea-surface multi-path monopulse radar measure a low elevation target is difficult, and its precision can't satisfy the requirement of ballistic trajectory measurement in shooting range. Due to specular reflection causes large peak errors followed by an approximately constant bias in the mono-pulse ratio, while diffuse reflection has random variations which on the average generate a bias in the mono-pulse ratio. We apply the bias compensation algorithm calculate the elevation of low-altitude after measurement from the deposited video frequency signal by the radar system used in navy range, then correct the error of extracted data. The results indicate this method is effective and feasible in the off-line elevation extraction and it can improve the precision of elevation measurement. Then offer the gist for experimentation decision-making.

Key words: low-altitude/low-angle target; multi-path jamming; bias compensation algorithm; elevation measurement; off-line compute

1 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及演习任务;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外弹道参数,结合雷达的使用环境,根据工程需求,文中选择偏差补偿算法[1],从实时存储下来的视频

信号中提取俯仰角参数。

2 低空目标的测量环境及偏轴跟踪 技术

2.1 多径几何模型[1]

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[2-3]。因此在实际应用中,四条路径(直接-直接、直接-反射、反射-直接、

^{*} 收稿日期:2006-10-13; 修回日期:2006-12-18 作者简介:吕韶昱(1973-),男,山西兴县人,工程师,博士研究生,研究方向:靶场测控、信号处理以及雷达低空目标跟踪测量等。

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。多径传播几何模型如图1。

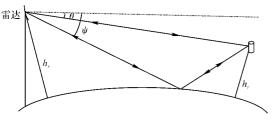


图 1 多径几何模型

2.2 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 $\theta_b \approx 0.8\theta_e$,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,且实现简单,是一种较常使用的低空目标跟踪技术。

$$r = \frac{\xi g_{s}(\theta) g_{d}(\theta) + \xi g_{s}(\theta) g_{d}(\psi) v e^{j\varphi_{l}} + \xi g_{s}(\psi) g_{d}(\theta) v e^{j\varphi_{l}} + \xi g_{s}(\psi) g_{d}(\psi) v^{2} e^{j\varphi_{l}}}{\xi g_{s}(\theta) g_{s}(\theta) + \xi g_{s}(\theta) g_{s}(\psi) c e^{j\varphi_{l}} + \xi g_{s}(\psi) g_{s}(\theta) v e^{j\varphi_{l}} + \xi g_{s}(\psi) g_{s}(\psi) v^{2} e^{j\varphi_{l}}} = \frac{r_{t} + (r_{t} + r_{r}) g \mid v \mid e^{j\varphi} + r_{r} g^{2} \mid v \mid^{2} e^{j2\varphi}}{1 + 2g \mid v \mid e^{j\varphi} + g^{2} \mid v \mid^{2} e^{j2\varphi}} = \frac{r_{t} + g \mid v \mid e^{j\varphi} r_{r}}{1 + g \mid v \mid e^{j\varphi}}$$

$$(1)$$

其中: $r_t = g_d(\theta)/g_s(\theta)$ 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; $r_r = g_d(\phi)/g_s(\phi)$ 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; $g = g_s(\phi)/g_s(\theta)$ 是反射/直接路径的增益比; $\phi = \phi_r + \phi_t$ 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_t 是由于反射路径和直射路径的距离差造成的接收相位差; $g \mid v \mid e^{j\phi}$ 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。

$$r = r_{t} + \Delta r \frac{g \mid v \mid e^{j\phi}}{1 + g \mid v \mid e^{j\phi}} =$$

$$r_{t} + \Delta r \left(\frac{g \mid v \mid e^{j\phi} + g^{2} \mid v \mid^{2}}{1 + 2g \mid v \mid \cos\phi + g^{2} \mid v \mid^{2}} \right) =$$

$$r_{t} + \Delta r \left(\frac{g \mid v \mid \cos\phi + g^{2} \mid v \mid^{2}}{1 + 2g \mid v \mid \cos\phi + g^{2} \mid v \mid^{2}} \right) +$$

3 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[6], Daeipour 针对单脉冲测角体制雷达,提出偏差补 偿算法[1],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(漫反射对单脉冲比的影响 是个随机量);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 给出的结论:目标飞行高度很低(5m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,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 20m,且 海上巡航飞行的目标起伏较小,因此,选择偏差补 偿算法对低空目标俯仰角参数进行事后提取。

3.1 复单脉冲比误差的解析表达式

根据图 1 给出的多径反射模型,考虑四条回波路径时的单脉冲比[1]:

$$j\Delta r \left(\frac{g \mid v \mid \sin\phi}{1 + 2g \mid v \mid \cos\phi + g^2 \mid v \mid^2}\right) \tag{2}$$

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(θ 、 ψ 、 Δr),从天线参数中得到(g),可以采用反射模型估计(v)[5]。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 ϕ 的影响,将其设为恒定值 $\overline{\phi}$ 。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。

3.2 偏差补偿

3.2.1 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。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。

$$v_d = x + jy \tag{3}$$

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

$$v = v_s + v_d = |v_s| \cos\phi_s + x +$$

$$j(|v_s| \sin\phi_s + y) = |v| e^{j\phi_r}$$
(4)

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:

$$B_{t} = E_{|v|} \left[\Delta r \left(\frac{g \mid v \mid \cos\overline{\phi} + g^{2} \mid v \mid^{2}}{1 + 2g \mid v \mid \cos\overline{\phi} + g^{2} \mid v \mid^{2}} \right) \right]$$

$$(5)$$

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

$$p_{|v|}(|v|) = \frac{|v|}{\sigma_d^2} \exp(-\frac{|v|^2 + |v_s|^2}{2\sigma_d^2})$$

$$I_0(\frac{|v||v_s|}{\sigma_s^2})$$
(6)

其中 $I_0()$ 为第一类修正 Bessel 函数。利用下面的 近似公式:

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

 \overline{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:

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

其中: η 和 γ^2 分别为随机变量的均值和方差,用下式计算:

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

M(k,l,z) 是一个混合超几何函数 (confluent hypergeometric function),其表达式为:

$$M(k,l,z) = 1 + \frac{k}{l}z + \frac{(k)_2}{(l)_2} \frac{z^2}{2!} + \dots + \frac{(k)_n}{(l)_n} \frac{z^n}{n!}$$

$$(k)_n = k(k+1)(k+2)\dots(k+n-1) \quad (k)_0 = 1$$
(10)

3.2.2 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,如果将通道热噪声考虑进去,式(1)变为:

$$r = \frac{\xi g_{s}(\theta) g_{d}(\theta) + \xi g_{s}(\theta) g_{d}(\psi) v e^{i\phi_{l}} + \xi g_{s}(\psi) g_{d}(\theta) v e^{i\phi_{l}} + \xi g_{s}(\psi) g_{d}(\psi) v^{2} e^{i2\phi_{l}} + w_{1}}{\xi g_{s}(\theta) g_{s}(\theta) + \xi g_{s}(\theta) g_{s}(\psi) v e^{i\phi_{l}} + \xi g_{s}(\psi) g_{s}(\theta) v e^{i\phi_{l}} + \xi g_{s}(\psi) g_{s}(\psi) v^{2} e^{i2\phi_{l}} + w_{2}} = \frac{r_{t} + (r_{t} + r_{r}) g \mid v \mid e^{i\phi} + r_{r} g^{2} \mid v \mid^{2} e^{i2\phi} + \frac{v_{1}}{\xi g_{s}^{2}(\theta)}}{1 + 2g \mid v \mid e^{i\phi} + g^{2} \mid v \mid^{2} e^{i2\phi} + \frac{v_{2}}{\xi g_{s}^{2}(\theta)}} = \frac{r_{t} + g \mid v \mid e^{i\phi} r_{r} + n_{1}}{1 + g \mid v \mid e^{i\phi} + n_{2}} = r_{t} + \varepsilon$$

$$(11)$$

其中 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_{min}^2 而:

$$n_{i} = (1 + g \mid v \mid e^{j\theta})^{-1} w_{i} / \xi g_{s}^{2}(\theta) =$$

$$(1 + g \mid v \mid e^{j\theta}) w_{i} / s_{m} \quad i = 1, 2 \quad (12)$$

 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(moment-matched) 高斯近似法求其均值和方差:

$$E[\operatorname{Re}\{n_i\}] = E[\operatorname{Im}\{n_i\}] = 0 \qquad (13)$$

$$\sigma_n^2 = \operatorname{var}[\operatorname{Re}\{n_i\}] = \operatorname{var}[\operatorname{Im}\{n_i\}] = \frac{2g^2\sigma_w^2\sigma_d^2}{|s_m|^2}$$

$$(1+g^2 \mid v_s \mid^2 + 2g \mid v_s \mid \cos(\phi_s + \phi_t)) \qquad (14)$$
由于无法估计相对相位,这里采用方差的相位平均值,即:

$$\bar{\sigma}_{n}^{2} = \frac{2g^{2}\sigma_{w}^{2}\sigma_{d}^{2}}{|s_{w}|^{2}} + \frac{\sigma_{w}^{2}}{|s_{w}|^{2}}(1+g^{2}|v_{s}|^{2})$$

这时式(11)的偏差 ε 变为:

$$\varepsilon = \Delta r \frac{g \mid v \mid e^{i\beta}}{1 + g \mid v \mid e^{i\beta} + n_{2}} + \frac{n_{1}}{1 + g \mid v \mid e^{i\beta} + n_{2}} - \frac{r_{i}n_{2}}{1 + g \mid v \mid e^{i\beta} + n_{2}} = \Delta r \frac{g \mid v \mid e^{i\beta} + n_{2}}{1 + g \mid v \mid e^{i\beta} + n_{2}} + \frac{n_{1}}{1 + g \mid v \mid e^{i\beta} + n_{2}} - \frac{r_{r}n_{2}}{1 + g \mid v \mid e^{i\beta} + n_{2}} = \frac{r_{1}n_{2}}{1 + g \mid v \mid e^{i\beta} + n_{2}} = \frac{$$

式(16) 的第一项只是在反射系数 v 上加了一个不相关的噪声分量 $n_2/ge^{j\sigma}$,因此偏差只需将式(8) 中 |v| 的均值 η 和方差 γ^2 替换为 |v| $n_2/ge^{j\sigma}$ | 的均值 η_m 和方差 γ_m^2 :

求出.

$$\begin{cases} \eta_{m} = \sqrt{\frac{\pi}{2}} \sqrt{\sigma_{d}^{2} + \frac{\bar{\sigma}_{n}^{2}}{g^{2}}} \exp(-\frac{|v_{s}|^{2}}{2\left(\sigma_{d}^{2} + \frac{\bar{\sigma}_{n}^{2}}{g^{2}}\right)}) \\ M(\frac{3}{2}, 1, \frac{|v_{s}|}{2\left(\sigma_{d}^{2} + \frac{\bar{\sigma}_{n}^{2}}{g^{2}}\right)}) \\ \gamma_{m}^{2} = 2\left(\sigma_{d}^{2} + \frac{\bar{\sigma}_{n}^{2}}{g^{2}}\right) + |v_{s}|^{2} - \eta_{m}^{2} \end{cases}$$

$$(17)$$

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 0.8 对偏差均值的贡献可以用条件均值

$$egin{aligned} E igl[ext{Re} \{ oldsymbol{arepsilon}_3 \} igr] &= E_v E_{n_2} igl[oldsymbol{arepsilon}_3 \mid v igr] = \ E_v igl[-r_r ext{exp} igl(-rac{\mid 1+g \mid v \mid e^{joldsymbol{arepsilon}}_3 \mid^2}{ ext{var} igl[n_2 \mid v igr]} igr) igr] = \end{aligned}$$

$$E_{v} \left[-r_{r} \exp\left(-\frac{\mid 1+g \mid v \mid e^{p} \mid^{2}}{\operatorname{var}\left[n_{2} \mid v\right]}\right) \right] = E_{v} \left[-r_{r} \exp\left(-\frac{\mid s_{m} \mid^{2}}{2\sigma_{w}^{2}}\right) \right] = -r_{r} \exp\left(-\frac{\mid s_{m} \mid^{2}}{2\sigma_{w}^{2}}\right)$$
(10)

最后,包括通道热噪声的总偏差为:

$$B_{\text{bias}} = \Delta r \text{Re} \left\{ \left(\frac{g \eta_m e^{j\vec{b}}}{1 + g \eta_m e^{j\vec{b}}} - \frac{g^2 e^{j2\vec{b}}}{(1 + g \eta_m e^{j\vec{b}})^3} \gamma_m^2 \right) \right\} - r_r \exp \left(-\frac{|s_m|^2}{2\sigma_w^2} \right)$$
(19)

在这个表达式里, Δr ,r, 和 g 从航迹滤波^[1] 和天 线方向图得到, η_m 和 γ_m^2 由式(17)得到,固定相位 $\overline{\phi}$ 由设计者指定, $|s_m|$ 是和通道信号幅度, σ_m^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。

在单脉冲比的实部中去掉上面计算得到的 固定偏差 B_{bias} ,就得到补偿后的单脉冲比:

$$\hat{r}_t = \text{Re}(r) - B_{\text{bias}} = \text{Re}(\frac{D}{S}) - B_{\text{bias}} \quad (20)$$

误差修正 3.3

3. 3. 1 系统误差修正

根据事先测得的雷达系统参数由式(21)、 (22) 修正角度测量系统误差。修正后的方位角 $A(^{\circ})$ 和修正后的俯仰角 $E(^{\circ})$ 分别为:

$$A = A_c + A_0 + \theta_m * \sin(A_c + A_0 - A_m) * \tan(E_c + E_0) + \delta * \tan(E_c + E_0) + \left(K_g + K_a + \frac{180}{1000\pi C_a}\Delta u_a\right) * \sec(E_c + E_0)$$
 (21)
$$E = E_c + E_0 + \theta_m * \cos(A_c + A_o - A_m) + K_e + E_{mg} * \cos(E_c + E_0) + \hat{r}_t \frac{180}{1000\pi C_e} - E_N$$
 (22) 其中: A_c 为码盘提供方位角数值; E_c 为码盘提供

俯仰角数值; A_0 为方位角零值; θ_m 为天线不水平 度: A_m 为不水平方位角: δ 为方位轴与俯仰轴垂 直度; Ka 为方位光电轴平行度; Ke 为俯仰光电轴 平行度; K_a 为光机轴平行度; E_{ma} 为天线重力下 垂; E_N 为大气修正值;以上参数单位为(°)。 C_a 为 方位定向灵敏度(V/mrad);C,为俯仰定向灵敏 度; Δu_a 为方位角误差电压(V); θ_t 为俯仰角误差 (rad).

3, 3, 2 随机误差修正

用P 阶差分值计算统计方差的公式为:

$$S^2 = 1/(n - P * L) * ((P !)^2/(12 * P) !)$$

$$\left. \frac{e^{j\omega}}{r\eta_m e^{j\tilde{b}})^3} \gamma_m^2 \right) - r_r \exp\left(-\frac{|s_m|^2}{2\sigma_w^2}\right) \tag{19}$$

$$\sum_{k=1}^{L} \sum_{i=0}^{n/L-P-1} (\Delta^{P} X_{k+i*L})^{2}$$
 (23)

式中:P 为阶数:L 为步长:n 为随机变量的个数。 $\Delta^P X_{k+i*L}$ 为采用 P 阶差分时的随机误差。

采用四阶差分时:

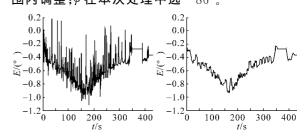
$$\Delta^{4} X_{k+i*L} = X_{k+i*L} - 4*X_{k+(i+1)*L} + 6*X_{k+(i+2)*L} - 4*X_{k+(i+3)*L} + X_{k+(i+4)*L}$$
 (24) 测量提取的均方根误差为:

$$\varepsilon_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} (E_n - \hat{E}_n)^2}$$
 (25)

式中:N 为测量的数据点数, E_x 为 GPS 外弹道测 量系统提供的真值数据,Ê,为事后提取的俯仰 角值。

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 20c/s 俯仰 角数据,图3给出用偏差补偿算法事后处理的 20c/s 俯仰角数据,目标飞行 430s,目标距离 48293.95m→16467.29m→72951.66m,目标方 位 59. $748^{\circ} \rightarrow 204.366^{\circ}$ 。事后数据解算中 v_{\circ} 和 σ² 根据海情以及雷达极化方式求得[5] 并在小范 围内调整;∮在本次处理中选一86°。



实时输出的俯 仰角数据

图 3 事后偏差补偿的 俯仰角数据

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,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 350s 左右的水平线由于雷达丢失目标造成的,410s 以后是目标中靶,靶位静止不动。

5 结论

文中结合靶场雷达系统,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,这种方法可以应用在多径干扰较强的测量环境,具有较好的抗多径干扰性能。通过数据解算结果可以看出,该算法可以显著改善俯仰角的测量精度,可以应用于靶场雷测的俯仰角事后提取,如何提高事后解算精度,以及偏差补偿算法在低空目标实时跟踪测量中

应用是下一步的研究内容。

参考文献:

- [1] Daeipour E, Blair W D, BAR-Shalim Y. Bias compensation and tracking with monopulse radars in the presence of multi path[J]. IEEE Trans. AS-ES,1997,33(3): 863-882.
- [2] M W Long. Radar reflectivity of land and sea[M]. Lexington: D C Heath, Company, 1975.
- [3] Merrill I. Skolinik radar handbook[M]. Publishing House of Electronics Industry, 2003.
- [4] M I Skolnik. Introduction to radar systems [M]. McGraw-Hill Book Company, 1980.
- [5] Blair W D, Brandt-Pearce M. Statistics of monopulse measurement of Rayleigh targets in the presence of specular and diffuse multipath[A]. IEEE Radar Conference[C]. Atlanta, GA, May 2001.
- [6] Bruder J A, Saffold J A. Multipath propagation effect on low-angle tracking at millimeter-wave frequencies
 [Z]. IEE Proc. Pt. F, 1991.

(上接第 351 页)

处理的好处是能够最大地保证通信的实时性,同时也使得系统资源的利用率大大提高(相比于收发都采用查询的方式)。任务间的通信和同步通过信号量机制进行。

CAN 接收数据的整个过程: 当接收中断产生之后,中断服务程序将 CAN 控制器的接收缓冲区中的数据存放到接收打包,然后通过发送信号量来唤醒 CAN 接收数据任务。当 CAN 接收数据任务得到该信号量后,数据进行进一步的判断和处理;

CAN 发送数据的整个过程:发送数据的时候,CAN 发送数据任务等待发送信号量,如果该信号量到来,并满足发送打包区末满的条件,任务就会向打包区中写入数据,在写入发送于打包区之后,则允许发送中断。然后发送中断从发送打包区中取出这帧数据,传送给 CAN 控制器的发送缓冲器,然后置位发送命令位,硬件部分就可以自动完成将发送缓冲器的数据发送到 CAN总线上。当发送成功之后,也就是已经有其他CAN 节点接收了该帧数据,这个时候硬件自动

触发了下一次的发送中断,为防止这种情况的发生,在中断服务程序中的相关位置会重新关闭发 送中断。

4 结束语

随着嵌入式技术的不断发展,以 ARM 微处理器为基础并和 μ C/OS-II 实时操作系统相结合的嵌入式体系将以其特有的性能在军事和高科技方面得到广泛应用。实时操作系统是弹载计算机的核心组成部分,是系统的控制中心。文中不仅给出了硬件方案,同时完成了多任务、实时的嵌入式实时操作系统设计,给弹载计算机的设计提供了新的思路。

参考文献:

- [1] 沈绪榜. 弹(箭)载计算机[M]. 北京:宇航出版社,
- [2] Jean J Labrosse 著,邵贝贝等译. 嵌入式实时操作系统 μC/OS-II (第 2 版) [M]. 北京:北京航空航天大学出版社,2003.
- [3] 钟坚文,蔡旭. 基于 μ C/OS- II 的 CAN 总线驱动程序设计[J]. 微计算机信息,2005,20:29-31.