

扩频定位系统中一种利用导引符号提取载波差分相位的方法

潘文生 唐友喜 赵宏志 李少谦 李英涛*

(电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室 成都 610054)

* (华为公司无线业务部 深圳 518129)

摘 要: 考虑利用载波相位进行测距的扩频无线电导航系统, 该文提出了一种基于导引符号的两导航台载波差分相位的提取方法。该方法利用扩频码区分来自不同导航台的发射信号, 同时抑制导航台间的相互干扰。给出了该方法提取两导航台载波差分相位的数学模型, 并分析了该方法提取的差分相位的均值及误差, 进行了计算机仿真。结果表明, 在高信噪比环境中, 分析及仿真结果十分相近。

关键词: 无线电导航, 定位, 扩频, 载波相位, 差分, 导引符号

中图分类号: TN96

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2005)07-1077-04

A Method of Acquiring Carrier Difference Phase in Spread Spectrum Orientation System by Pilot Symbols

Pan Wen-sheng Tang You-xi Zhao Hong-zhi Li Shao-qian Li Ying-tao*

(National Key Laboratory of Communication, UEST of China, Chengdu 610054, China)

* (Huawei Co., Shenzhen 518129, China)

Abstract Considering the spread spectrum orientation systems using difference carrier phase to measure distance, this paper proposed a method for acquiring difference carrier phase by using pilot symbol. Using the spread-spectrum codes, signals from different transmitters can be distinguished, and the interstation interference is depressed. In the paper, the mathematical model for the proposed method is deduced, and the mean and variance of the acquired carrier difference phase of the proposed method are analyzed and simulated. The results show that the method is valid.

Key words Radio navigation, Location, Spread spectrum, Carrier phase, Difference, Pilot symbol

1 引言

目前常用的无线电导航系统有罗兰-C(Loran-C)^[1]、奥米茄(Omega)^[1]、长河等, 其载波频率为长波、中波、短波的低端(几十千赫至几兆赫)。这些导航系统都是利用 3 个或 3 个以上的导航台发射导航信号, 接收机根据收到的导航信号, 解算出位置坐标。

扩频系统由于具有较强的抗干扰能力, 保密性好, 对其它窄带无线系统的干扰小等优点, 在无线电导航系统中得到越来越多的运用^[2]。由于依靠扩频码所测得的距离的精度有限, 为了进一步提高定位精度, 在无线电导航定位系统中可采用两导航台载波的相位差进行测距^[3]。用锁相环或其改进技术^[4-6]提取载波相位是较传统的方法, 也可采用数字化方法来获取载波相位^[7]。

随着大规模集成电路技术的发展, 数字化、实时、高精

度的导航接收机的实现成为了可能, 快速、准确的获得两导航台的载波相位差是实现这种导航接收机的关键。如果采用传统的锁相环技术来获得载波相位差, 由于这种方法使用反馈技术, 不仅实现复杂, 而且时间常数大, 稳定性差; 文献[7]提出的方法虽然能够实现简单、快速的载波相位获取, 但该方法是非扩频体制下的载波相位提取, 且其提取的载波相位受到了发射的信息符号的影响。在扩频通信系统中, 为了简单、准确地估计信道的特征, 常在发射信号中插入已知的导引符号, 抑制信道及收发信机等未知参数对通信信号检测的影响^[8,9]。本文提出一种在扩频定位系统中插入导引符号的方法, 抑制信道及收发信机等未知参数对载波相位差检测的影响, 依靠两导航台发射的导引符号, 提取两导航台的载波相位差。

本文的其余部分是这样安排的, 第 2 节给出了系统模型, 第 3 节为性能分析, 第 4 节给出了数据及仿真结果, 最后是本文的结论。

2 系统模型

2.1 导航台发射信号模型

在无线电导航系统中, 常常采用 3 个或 3 个以上的导航台。由于本文研究的是两个导航台之间的载波差分相位, 不失一般性, 本文只针对两个导航台。扩频体制无线电导航系统中第 i 个导航台的模型如图 1 所示, 其中扩频码 i 为第 i 个导航台的扩频序列。导引符号插入数据中的方法如图 2 所示, 其中 D 表示需传送的导航电文信息, P 表示导引符号, 不失一般性这里设 P 等于 +1。

设导航台 1 的发射信号为

$$f_1(t) = A_1 b_1(t) c_1(t) \cos \omega_0 t \quad (1)$$

其中 A_1 为发射信号的幅度; $b_1(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} b_{1,i} P_{T_b}(t - iT_b)$, $b_{1,i}(t) \in \{+1, -1\}$ 为导航台 1 调制的信息, P_{T_b} 是持续时间为 T_b 的矩形脉冲; $c_1(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} c_{1,i} P_{T_c}(t - iT_c)$ 为第 1 个导航台的扩频序列, $c_{1,i} \in \{+1, -1\}$, P_{T_c} 是持续时间为 T_c 的矩形脉冲; 扩频增益为 $N = T_b/T_c$; ω_0 为发射载波频率。

设导航台 2 的发射信号为

$$f_2(t) = A_2 b_2(t) c_2(t) \cos \omega_0 t \quad (2)$$

其中 A_2 为发射信号的幅度; $b_2(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} b_{2,i} P_{T_b}(t - iT_b)$, $b_{2,i}(t) \in \{+1, -1\}$, 为导航台 2 调制的信息; $c_2(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} c_{2,i} P_{T_c}(t - iT_c)$ 为第 2 个导航台的扩频序列, $c_{2,i} \in \{+1, -1\}$ 。

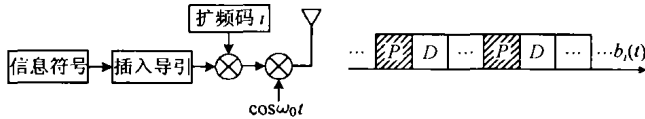


图 1 第 i 个导航台的模型

图 2 导引符号的插入结构

2.2 信道模型

本文只考虑中波频段、白天使用的海上无线导航。对于中波频段, 白天的天波信号很小或者没有, 因此, 白天一般不考虑天波^[10]。由于是中波频段, 导航台发射的信号可以沿海平面进行非视距传输^[10]。

导航台发射信号经过信道传播后, 导航接收机收到的信号为

$$r(t) = \alpha_1 A_1 b_1(t - \tau_1) \cos[(\omega_0 + \omega_{d1})(t - \tau_1)] + \alpha_2 A_2 b_2(t - \tau_2) \cdot c_2(t - \tau_2) \cos[(\omega_0 + \omega_{d2})(t - \tau_2)] + N_0(t) \quad (3)$$

其中 α_1, α_2 分别为导航台 1 和导航台 2 发射信号的传输损耗因子; τ_1 和 τ_2 分别为导航台 1 和导航台 2 到接收机的传播时间; ω_{d1}, ω_{d2} 分别为导航接收机相对于导航台 1 和导航台 2 运动产生的多普勒频移; $N_0(t)$ 是均值为零、方差为 σ^2 的白高斯噪声干扰。

2.3 接收机模型

导航接收机的模型如图 3 所示。接收机根据已知的各导

航台的扩频码进行扩频码的捕获和跟踪, 从而完成同步以及导航台的识别。不失一般性, 设导航接收机已完成了扩频序列的粗时间及精时间同步^[11]。考虑数字化接收机, 扩频序列的一个码片(chip)有 x 个采样点, 则扩频序列的同步精度约为 $0.5T_c/x$ 。由于这里使用的是中波频段, 波长较长, 可以这样设计采样频率, 使得两个采样点之间的时间差不大于一个载波波长, 则根据扩频序列的同步时间即可以消除载波相位测距的整周期模糊问题。

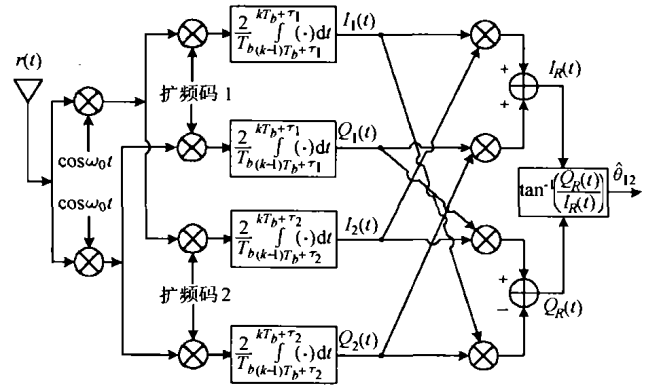


图 3 接收机模型

导航接收机对天线接收下来的经过精确同步后的信号做正交解调、解扩后, 有

$$I_1(t) = \alpha_1 A_1 b_1(t - \tau_1) \cos \frac{2\omega_0 \tau_1 - 2kT_b \omega_{d1} + T_b \omega_{d1}}{2} \times \text{sinc}\left(\frac{T_b \omega_{d1}}{2}\right) + N_{I1}(t) + N_{c1}(t) \quad (4)$$

$$Q_1(t) = \alpha_1 A_1 b_1(t - \tau_1) \sin \frac{2\omega_0 \tau_1 - 2kT_b \omega_{d1} + T_b \omega_{d1}}{2} \times \text{sinc}\left(\frac{T_b \omega_{d1}}{2}\right) + N_{Q1}(t) + N_{s1}(t) \quad (5)$$

其中 $\text{sinc}(x) = (\sin x)/x$; k 表示收到的第 k 个信息符号; $N_{I1}(t)$, $N_{Q1}(t)$ 为导航台 2 信号对导航台 1 信号的干扰, 即多址干扰:

$$N_{I1} = \frac{2}{T_b} \int_{(k-1)T_b}^{kT_b + \tau_1} \alpha_2 A_2 b_2(t - \tau_2) \cos \omega_0 t c_2(t - \tau_2) \times \cos[(\omega_0 + \omega_{d2})(t - \tau_2)] c_1(t - \tau_1) dt \quad (6)$$

$$N_{Q1} = \frac{2}{T_b} \int_{(k-1)T_b}^{kT_b + \tau_1} \alpha_2 A_2 b_2(t - \tau_2) \sin \omega_0 t c_2(t - \tau_2) \times \cos[(\omega_0 + \omega_{d2})(t - \tau_2)] c_1(t - \tau_1) dt \quad (7)$$

$N_{c1}(t)$, $N_{s1}(t)$ 为噪声 $N_0(t)$ 经过解调解扩后的信号:

$$N_{c1}(t) = \frac{2}{T_b} \int_{(k-1)T_b}^{kT_b + \tau_1} N_0(t) \cos(\omega_0 t) c_1(t - \tau_1) dt \quad (8)$$

$$N_{s1}(t) = \frac{2}{T_b} \int_{(k-1)T_b}^{kT_b + \tau_1} N_0(t) \sin(\omega_0 t) c_1(t - \tau_1) dt \quad (9)$$

根据文献[12], 可以把一个导航台对另一个导航台的干扰, 即 $N_{I1}(t)$ 或 $N_{Q1}(t)$ 等效为一个高斯噪声: 其均值为零、方差为 $\alpha_2^2 A_2^2 / (3N)$ 。由此可见, 经过扩频处理后, 可以在很大程度上减小导航台 2 的信号对导航台 1 信号的干扰。

考查 $N_{c1}(t)$, 其均值为

$$E[N_{c1}] = \frac{2}{T_b} \int_{(k-1)T_b+\tau_1}^{kT_b+\tau_1} E[N_0(t)] E[\cos(\omega_0 t) c_1(t-\tau_1)] dt = 0 \quad (10)$$

$N_{c1}(t)$ 的方差为

$$\begin{aligned} \sigma_{N_{c1}}^2 &= E[N_{c1}^2] \\ &= \frac{4}{T_b^2} E \left[\int_{(k-1)T_b+\tau}^{kT_b+\tau} \int_{(k-1)T_b+\tau}^{kT_b+\tau} N_0(t) N_0(\lambda) \cos(\omega_0 t) \right. \\ &\quad \left. \times \cos(\omega_0 \lambda) c_1(t-\tau_1) c_1(\lambda-\tau_1) dt d\lambda \right] \\ &= \frac{4\sigma^2}{T_b^2} \int_{(k-1)T_b+\tau}^{kT_b+\tau} \cos^2(\omega_0 t) c_1^2(t-\tau_1) dt \approx \frac{2\sigma^2}{T_b} \end{aligned} \quad (11)$$

同理可以计算出 $N_{s1}(t)$ 的均值为零、方差为 $\sigma_{N_{c1}}^2$ 。

令

$$\begin{cases} N_{11}(t) = N_{c1}(t) + N_{11}(t) \\ N_{12}(t) = N_{s1}(t) + N_{21}(t) \end{cases} \quad (12)$$

则 $N_{11}(t)$ 或 $N_{12}(t)$ 可等效为一个高斯噪声: 其均值为零、方差为 $\sigma_{11}^2 = \sigma_{N_{c1}}^2 + \alpha_2^2 A_2^2 / (3N)$ 。

同理, 导航接收机收到导航台 2 的信号为

$$\begin{aligned} I_2(t) &= \alpha_2 A_2 b_2(t-\tau_2) \cos \frac{2\omega_0 \tau_2 - 2kT_b \omega_{d2} + T_b \omega_{d2}}{2} \\ &\quad \times \text{sinc} \left(\frac{T_b \omega_{d2}}{2} \right) + N_{21}(t) \end{aligned} \quad (13)$$

$$\begin{aligned} Q_2(t) &= \alpha_2 A_2 b_2(t-\tau_2) \sin \frac{2\omega_0 \tau_2 - 2kT_b \omega_{d2} + T_b \omega_{d2}}{2} \\ &\quad \times \text{sinc} \left(\frac{T_b \omega_{d2}}{2} \right) + N_{22}(t) \end{aligned} \quad (14)$$

其中 $N_{21}(t)$ 、 $N_{22}(t)$ 服从均值为零、方差为 $\sigma_{12}^2 = \sigma_{N_{c1}}^2 + \alpha_1^2 A_1^2 / (3N)$ 的高斯分布。

当导航台发射导引符号时, 即 $b_1(t-\tau_1) = b_2(t-\tau_2) = +1$, 则式(4), (5), (13), (14)可表述为

$$\begin{aligned} I_1(t) &= \alpha_1 A_1 \cos \frac{2\omega_0 \tau_1 - 2kT_b \omega_{d1} + T_b \omega_{d1}}{2} \\ &\quad \times \text{sinc} \left(\frac{T_b \omega_{d1}}{2} \right) + N_{11}(t) \end{aligned} \quad (15)$$

$$\begin{aligned} Q_1(t) &= \alpha_1 A_1 \sin \frac{2\omega_0 \tau_1 - 2kT_b \omega_{d1} + T_b \omega_{d1}}{2} \\ &\quad \times \text{sinc} \left(\frac{T_b \omega_{d1}}{2} \right) + N_{12}(t) \end{aligned} \quad (16)$$

$$\begin{aligned} I_2(t) &= \alpha_2 A_2 \cos \frac{2\omega_0 \tau_2 - 2kT_b \omega_{d2} + T_b \omega_{d2}}{2} \\ &\quad \times \text{sinc} \left(\frac{T_b \omega_{d2}}{2} \right) + N_{21}(t) \end{aligned} \quad (17)$$

$$\begin{aligned} Q_2(t) &= \alpha_2 A_2 \sin \frac{2\omega_0 \tau_2 - 2kT_b \omega_{d2} + T_b \omega_{d2}}{2} \\ &\quad \times \text{sinc} \left(\frac{T_b \omega_{d2}}{2} \right) + N_{22}(t) \end{aligned} \quad (18)$$

则收到的信号经过图 3 所示处理后, 有

$$I_R(t) = I_1(t)I_2(t) + Q_1(t)Q_2(t) \quad (19)$$

$$Q_R(t) = Q_1(t)I_2(t) - I_1(t)Q_2(t) \quad (20)$$

两导航台的载波差分相位为

$$\hat{\theta}_{12} = \tan^{-1} \frac{Q_R(t)}{I_R(t)} \quad (21)$$

3 性能分析

从上面的过程可以看出, 用上述方法获取的两导航台载波差分相位与发射的信息符号无关, 下面主要分析一下该方法的性能。

在实际中, 几十千赫至几兆赫的系统中, 一般多普勒频移比较小, 如载波频率为 $\omega_0 = 2\text{MHz}$, 船舶运动速度为 30 节, 即 $v \approx 15\text{m/s}$, 则此时最大多普勒频移为

$$\omega_d = 2\pi \frac{v}{\lambda} = 0.2\pi \quad (\text{rad/s}) \quad (22)$$

同时, 在导航系统中, 需要传输导航电文信息, 信息速率一般大于 10bit/s, 当信息速率为 10bit/s 时, $T_b = 0.1\text{s}$ 。因此在一般的无线电导航系统中:

$$\text{sinc} \left(\frac{\omega_d T_b}{2} \right) \approx 1 \quad (23)$$

在式(15)~式(18)中, 考虑信噪比较大时, 即

$$\left. \begin{aligned} \frac{\alpha_1^2 A_1^2}{\sigma_{11}^2} &\gg 1 \\ \frac{\alpha_2^2 A_2^2}{\sigma_{12}^2} &\gg 1 \end{aligned} \right\} \quad (24)$$

根据文献[13], 将式(23)代入式(15)~式(18)有

$$I_1(t) = \alpha_1 A_1 \cos \left(\frac{2\omega_0 \tau_1 - 2kT_b \omega_{d1} + T_b \omega_{d1} + 2\theta_{n1}}{2} \right) \quad (25)$$

$$Q_1(t) = \alpha_1 A_1 \sin \left(\frac{2\omega_0 \tau_1 - 2kT_b \omega_{d1} + T_b \omega_{d1} + 2\theta_{n1}}{2} \right) \quad (26)$$

$$I_2(t) = \alpha_2 A_2 \cos \left(\frac{2\omega_0 \tau_2 - 2kT_b \omega_{d2} + T_b \omega_{d2} + 2\theta_{n2}}{2} \right) \quad (27)$$

$$Q_2(t) = \alpha_2 A_2 \sin \left(\frac{2\omega_0 \tau_2 - 2kT_b \omega_{d2} + T_b \omega_{d2} + 2\theta_{n2}}{2} \right) \quad (28)$$

上面各式中, θ_{n1} 服从均值为零、方差为 $\sigma_{11}^2 / (\alpha_1^2 A_1^2)$ 的高斯分布; θ_{n2} 服从均值为零、方差为 $\sigma_{12}^2 / (\alpha_2^2 A_2^2)$ 的高斯分布。

将式(25)~式(28)分别代入式(19), 式(20)得

$$I_R(t) = \alpha_1 A_1 \alpha_2 A_2 \cos[\varphi_{12} + \theta_{n1} - \theta_{n2}] \quad (29)$$

$$Q_R(t) = \alpha_1 A_1 \alpha_2 A_2 \sin[\varphi_{12} + \theta_{n1} - \theta_{n2}] \quad (30)$$

上面各式中

$$\varphi_{12} = \omega_0(\tau_1 - \tau_2) + \frac{T_b \omega_{d1} - 2kT_b \omega_{d1}}{2} - \frac{T_b \omega_{d2} - 2kT_b \omega_{d2}}{2}, \quad \text{令}$$

$$\theta_{12} = \varphi_{12} - 2k_{12}\pi, \quad 0 \leq \theta_{12} < 2\pi \quad (31)$$

获得的两导航台的载波差分相位为

$$\hat{\theta}_{12} = \tan^{-1} \frac{Q_R(t)}{I_R(t)} = \theta_{12} + \theta_{n1} - \theta_{n2} \quad (32)$$

令

$$\begin{cases} \varphi_1 = \omega_0 \tau_1 - 2k_1 \pi & 0 \leq \varphi_1 \leq 2\pi \\ \varphi_2 = \omega_0 \tau_2 - 2k_2 \pi & 0 \leq \varphi_2 \leq 2\pi \end{cases} \quad (33)$$

式中 k_1 表示导航台 1 信号载波的整周期数; k_2 表示导航台 2 信号载波的整周期数。由于时间 τ_1 和 τ_2 是随机的, 因此可以认为 ϕ_1 , ϕ_2 服从 $[0, 2\pi]$ 的均匀分布。

当接收机处于某位置时, 导航台 1 和导航台 2 到导航接收机的距离为一定值, 因此 τ_1 , τ_2 也为定值, 故设 $\phi_1 = \theta_1$, $\phi_2 = \theta_2$, 则

$$E[\hat{\theta}_{12}(\theta_1, \theta_2)] = \theta_1 - \theta_2 - kT_b(\omega_{d1} - \omega_{d2}) + \frac{T_b(\omega_{d1} - \omega_{d2})}{2} \quad (34)$$

$$\text{Var}[\hat{\theta}_{12}(\theta_1, \theta_2)] = \frac{\sigma_{11}^2}{\alpha_1^2 A_1^2} + \frac{\sigma_{12}^2}{\alpha_2^2 A_2^2} = \frac{2\sigma^2}{T_b} \left(\frac{1}{\alpha_1^2 A_1^2} + \frac{1}{\alpha_2^2 A_2^2} \right) + \frac{1}{3N} \left(\frac{\alpha_2^2 A_2^2}{\alpha_1^2 A_1^2} + \frac{\alpha_1^2 A_1^2}{\alpha_2^2 A_2^2} \right) \quad (35)$$

4 数据及仿真结果

为了验证上述方法的正确性, 使用 COSSAP 仿真平台对上述方法进行了仿真。扩频码采用了长为 4095 的扩频序列, 码速为 180kchip/s; 信息速率为 20bit/s; 载波频率为 2.1MHz; $\alpha_1 A_1 = \alpha_2 A_2$ (具体的 α_1 、 α_2 值可以根据图 3 接收机的导引符号对应值来测量); 每隔 1 个信息符号插入一个导引符号。 $\theta_1 = 0.8\pi$, $\theta_2 = 0.3\pi$; 根据载波波长、两导航台到接收机的距离可以算出真实的两导航台差分相位 θ_{12} 等于 0.5π 。

图 4 示出了导航接收机在不同的运动速度、不同的信噪比的条件下测量出的两导航台差分相位 $\hat{\theta}_{12}$ 的均值, 给出了理论值与仿真结果的对比曲线。由图 4 可以看出, 当信噪比不小于 10dB 的时候, 导航接收机测量出的两导航台的差分相位 $\hat{\theta}_{12}$ 与真实的两导航台的差分相位 θ_{12} 十分接近。当导航接收机运动较快时, 导航接收机测量出的两导航台的差分相位 $\hat{\theta}_{12}$ 与真实的两导航台的差分相位 θ_{12} 误差大一些。

图 5 示出了导航接收机在不同的运动速度、不同的信噪比的条件下测量出的两导航台差分相位 $\hat{\theta}_{12}$ 的方差, 给出了理论值与仿真结果的对比曲线。由图 5 可以看出, 当信噪比不小于 10dB 的时候, 仿真的 $\hat{\theta}_{12}$ 的方差值跟理论值很接近。信噪比越大, 导航接收机测量出的两导航台的差分相位 $\hat{\theta}_{12}$ 的误差越小。当信噪比不小于 20dB 时, 导航接收机测量出的两导航台的差分相位 $\hat{\theta}_{12}$ 的误差接近于 0。导航接收机运动越快, 导航接收机测量出的两导航台的载波差分相位 $\hat{\theta}_{12}$ 误差就越大。

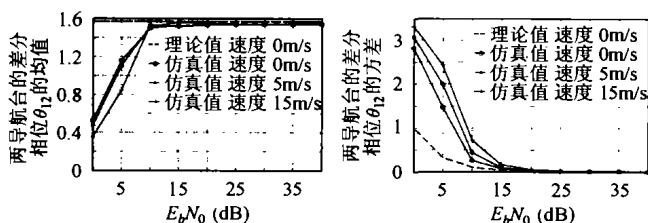


图 4 两导航台的载波差分相位真实值 θ_{12} 以及导航接收机测量值 $\hat{\theta}_{12}$ 的均值

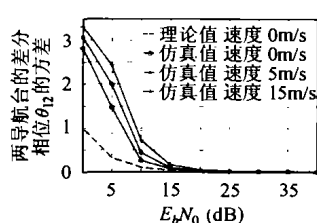


图 5 两导航台的载波差分相位真实值 θ_{12} 以及导航接收机测量值 $\hat{\theta}_{12}$ 的方差

5 结束语

本文提出了一种基于导引符号的两导航台载波差分相

位的提取方法。该方法实现简单, 可以快速地获取载波差分相位。该方法利用扩频码区分出各导航台, 同时减小了导航台之间的相互干扰, 增加了抗干扰能力。仿真结果证明, 当解扩后信号的信噪比大于 10dB 时, 导航接收机测量出的两导航台的差分相位的误差很小, 仿真结果跟理论分析很接近。

参考文献

- [1] 程禄, 焦传道, 黄德鸣. 船舶导航定位系统[M]. 北京: 国防工业出版社, 第五章.
- [2] 张守信. GPS 卫星测量定位理论与应用[M]. 长沙: 国防科技大学出版社, 1996, 第一章.
- [3] Gu Xiaogang, Lipp A. DGPS positioning using carrier phase for precision navigation[c]. IEEE Position Location and Navigation Symposium, 1994, Las Vegas, Nevada, 11-15 April, 1994: 410-417.
- [4] Koolpiruck D, Tantaratana S. A joint PN phase and carrier phase acquisition scheme using an auxiliary sequence for DS/SS system[c]. 2001. ICC 2001. IEEE International Conference on Communications, 11-14 June, 2001, Vol. 2: 535-539.
- [5] Zhuang W. Performance analysis of GPS carrier phase observable[J]. IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems, 1996, 32(2): 754-767.
- [6] Jwo D J. Optimisation and sensitivity analysis of GPS receiver tracking loops in dynamic environments[J]. IEE Proc-Radar, Sonar and Navigation, 2001, 148(4): 241-250.
- [7] Ali Abu-Rgheff M N, Sumartana I G. Carrier phase tracking in digital radio communications[J]. Electronics Letters, 1998, 34(24): 2306-2307.
- [8] Baissas M A R, Sayeed A M. Pilot-based estimation of time-varying multipath channels for coherent CDMA receivers[J]. IEEE Trans on Signal Processing, 2002, 50(8): 2037-2049.
- [9] Cavers J K. An analysis of pilot symbol assisted modulation for Rayleigh fading channels[J]. IEEE Trans. on Veh. Technol., 1991, 40: 686-693.
- [10] 熊皓, 等. 无线电波传播[M]. 北京: 电子工业出版社, 2000, 第三篇 地面及地下电波传播.
- [11] Yost R A, Boyd R. A modified PN code tracking loop: Its performance analysis and comparative evaluation[J]. IEEE Trans. on Communications, 1982, 30(5): 1027-1036.
- [12] Pursley M. Performance evaluation for phase-coded spread-spectrum multiple-access communication—Part I: System analysis[J]. IEEE Trans. on Communications, 1977, 25(8): 795-799.
- [13] Kay S. Statistically/computationally efficient frequency estimation[c]. Proceedings of IEEE International Conference in Acoustic Speech and Signal Processing, 1988: 2292-2295.

潘文生: 男 1975 年生, 硕士, 研究方向为扩频通信和二维扩频。
唐友喜: 男 1964 年生, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为 CDMA、OFDM、MIMO、UWB 等。