

导航系统抗远近效应接收机的研究

陈 慧¹, 赵建伟², 邓 军¹

(1. 哈尔滨工程大学自动化学院, 黑龙江哈尔滨 150001; 2. 上海交通大学图像处理与模式识别研究所, 上海 200030)

摘 要: 研究了导航系统抗远近效应接收机, 首先给出该接收机结构, 然后给出判断远近效应的方法, 最后研究了消除远近效应的方法. 仿真结果表明, 该接收机具有良好的抗远近效应性能, 适合采用直扩技术的陆基导航系统应用.

关键词: 导航; 远近效应; 直扩; 接收机

中图分类号: TN914.42 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2004) 09-1475-04

The Near-Far Resistant Receiver for Navigation System

CHEN Hui¹, ZHAO Jian-wei², DENG Jun¹

(1. College of Automation, Harbin Engineering University, Harbin, Heilongjiang 150001, China;

2. Institute of Image Processing & Pattern Recognition, Shanghai Jiaotong University, Shanghai 200030, China)

Abstract: The near-far resistant receiver for navigation system is studied in the paper. Firstly, the structure of the receiver is given. Then methods of determining the near-far effect are given. Finally, the cancellation method for the near-far effect is studied. Simulation results indicate that the receiver demonstrates the near-far resistant performance, so it suits to navigation system adopting DS-SS technique.

Key words: navigation; near-far effect; DS-SS; receiver

1 引言

新型的导航定位系统大多采用扩展频谱(SS)技术, 如 Geoloc, Sylendis 和 Spot. 利用直序列(DS)扩展频谱(SS)技术, 用数字编码序列对载波调相, 这信号在接收机与参考序列相关, 能够达到敏锐的时间分辨率, 由于随后的相关不出现峰值, 多径传播受到抑制. 采用直扩技术的陆基导航系统一般采用码分多址以区别不同的导航台. 但采用此种技术的导航接收机由于距离各导航台距离不同, 在一些区域就会存在远近效应. 如果在这些区域不采取一些技术来消除远近效应的话, 将会使导航接收机在导航信号的有效覆盖范围内出现一些盲区, 缩小了导航接收机的定位区域. 故本文研究了导航系统抗远近效应接收机.

2 抗远近效应导航接收机结构

解决远近效应问题的传统方法是采用严格的功率控制技术. 功率控制技术目的在于使所有发射台到达接收机时具有相同的功率电平, 并力求使该功率电平不随时间变化. 可见这种方法在双向通信模式才可使用, 如第三代移动通信中就使用这种技术来解决远近效应. 而一般陆基导航接收机接收是被动方式, 只能接收信号而不能发射信号, 故这种方式不能在

导航系统中使用. 一种在被动接收方式下解决远近效应的技术称之为多用户检测技术. 多用户检测就是对每个单个用户都利用多个用户的信息去实现检测接收, 即通过挖掘有关干扰用户的信息(信号到达时间、使用的扩频序列、信号幅度等)来估计多址干扰, 然后从接收信号中减去相应的多址干扰. 最佳多用户接收机在限定条件下具有理想的抗远近效应能力, 但由于其结构过于复杂, 难以实用化. 所以最近的研究主要集中在寻找次最佳方法, 这些接收机设计成既具有与最佳接收机相接近的抗远近效应能力, 但在结构上又得到极大的简化. 这里我们的接收机设计采用三通道的信号处理结构, 每个通道都对应一个导航台, 其结构如图1所示.

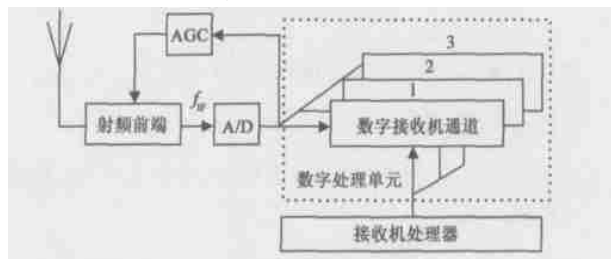


图1 抗远近效应导航接收机结构

这样我们的导航接收机在结构上实际上就是具有多用户

检测结构接收机。

对我们导航接收机,我们研究以下的技术消除远近效应。该技术借助于我们导航接收机的结构以软件的方式来实现,这样既利用现有系统的设备,同时具有灵活的特点。

3 远近效应的发生和判定

设导航台的发射信号为

$$u(t) = A d(t) c(t) \cos(\omega_c t + \varphi) \quad (1)$$

式中常量 A 为接收信号幅度, $d(t)$ 为信息流,它是取值 $+1$ 和 -1 的二进制序列, $c(t)$ 为相位随时间变化的 PRN 码信号,为载波相位 (φ_0 为初相载波相位)。

在采样时刻 t_k 接收信号为

$$s(t_k) = \sum_{i=1}^3 r_i(t_k) + n(t_k) \quad (2)$$

其中 $r_i(t_k)$ 为接收到的第 i 个导航台信号在数字中频采样时刻 t_k 的输出信号, $r_i(t_k) = A_i d_i(t_k) c_i[(1 - \alpha)(t_k - t_{k-1}) + \alpha t_k + \varphi_i]$, 为码相延迟,是由于多普勒效应而产生的伪码速率扰动, $\alpha = f_d/f_c$, $f_d = d/2$ 为输入信号的多普勒频移, f_c 为发射台的载波频率; $n(t_k)$ 是在整个射频带宽内均匀分布的双边功率谱密度 $N_0/2$ 、具有零均值、方差为 $\sigma_n^2(T)$ 的加性高斯白噪声(AWGN)。

一般情况下载体多普勒频移对伪码速率的扰动很小,可忽略,则 $r_i(t_k)$ 简化为

$$r_i(t_k) = A_i d_i(t_k) c_i(t_k - \tau_i) \cos(\omega_c t_k + \varphi_i) \quad (3)$$

接收信号 $s(t_k)$ 送到每个信号处理通道进行相关捕获,则 i 通道的相关处理为

$$\begin{aligned} W_i &= \sum_{k=0}^{N-1} s(t_k) c_i(t_k - \tau_i) \cos(\omega_c t_k + \varphi_i) \\ &= \sum_{k=0}^{N-1} c_i(t_k - \tau_i) \cos(\omega_c t_k + \varphi_i) \left[\sum_{j=1}^3 r_j(t_k) + n(t_k) \right] \\ &= \underbrace{\frac{A_i d_i}{2} \cos(\varphi_i - \tau_i) R_{i,i}(\tau_i - \tau_i)}_{\text{希望的有用信号}} \\ &\quad + \underbrace{\sum_{j=1}^3 R_{i,j}(\tau_i - \tau_j) \cdot \left[\frac{A_j d_j}{2} \cos(\varphi_j - \tau_j) \right]}_{\text{多址干扰}} \\ &\quad + \underbrace{\sum_{k=0}^{N-1} c_i(t_k - \tau_i) \cos(\omega_c t_k + \varphi_i) n(t_k)}_{\text{噪声}} \end{aligned} \quad (4)$$

式中 $R_{i,i}(\tau_i - \tau_i)$ 为 i 通道 PRN 码的自相关, $R_{i,j}(\tau_i - \tau_j) =$

$$\sum_{k=0}^{N-1} c_i(t_k - \tau_i) c_j(t_k - \tau_j);$$

$R_{i,j}(\tau_i - \tau_j)$ 为 i 通道 PRN 码和其它导航台的 PRN 码的互相关,

$$R_{i,j}(\tau_i - \tau_j) = \sum_{k=0}^{N-1} c_i(t_k - \tau_i) c_j(t_k - \tau_j);$$

这里假定信息码 $d_i(t_k)$ ($k=0,1,2,\dots,N-1$) 在一个码周期间隔内不变为 d_i 。

式(4)第一项为我们需要的信号,为有用信号;第二项是除所希望接收的 i 导航台以外的其它导航台发来的信号,称

为多址干扰;第三项是系统的噪声干扰。

正常情况下,没有发生远近效应时,式(4)中第一项有用信号的自相关远大于第二项中的任何一个多址干扰(互相关值),有用信号能够被正确的捕获跟踪。但当发生远近效应时,则式(4)中第二项的某个多址干扰就可能比有用信号(第一项)大。这里设接收到的第一导航台信号为弱信号,第三导航台为强信号,而第二导航台信号功率电平介于第一导航台和第三导航台信号的功率电平之间。这样在第一通道相关捕获时,得到相关信号为

$$\begin{aligned} W_1 &= \frac{A_1 d_1}{2} \cos(\varphi_1 - \tau_1) R_{1,1}(\tau_1 - \tau_1) \\ &\quad + \frac{A_2 d_2}{2} \cos(\varphi_1 - \tau_2) R_{1,2}(\tau_1 - \tau_2) \\ &\quad + \frac{A_3 d_3}{2} \cos(\varphi_1 - \tau_3) R_{1,3}(\tau_1 - \tau_3) \\ &\quad + \sum_{k=0}^{N-1} c_1(t_k - \tau_1) \cos(\omega_c t_k + \varphi_1) n(t_k) \end{aligned} \quad (5)$$

由于三台和一台的多址干扰 $\frac{A_3 d_3}{2} \cos(\varphi_1 - \tau_3) R_{1,3}(\tau_1 - \tau_3)$ 高于一台的自相关, $\frac{A_1 d_1}{2} \cos(\varphi_1 - \tau_1) R_{1,1}(\tau_1 - \tau_1)$, 所以一台不能正确捕获,如果不采取措施,一通道会错误的锁在三台和一台的多址干扰上。三通道的相关信号中由于有用信号项远高于多址干扰,故可正确的捕获、跟踪。而二通道相关信号中的有用项可能高于三台的多址干扰,也可能低于三台的多址干扰,这样二通道也不能保证正确的捕获和跟踪。此时三台之间就存在远近效应。

假设导航系统扩频伪码码长 1023 位,则通常当强信号的功率电平比弱信号大 23dB 时,它们之间的多址干扰就非常严重,就会出现所谓的远近效应。在我们的系统中,如何来判定远近效应的发生。由于我们在捕获、跟踪信号使用了相对于发射台的三通道信号处理通道,三通道并行工作,每个通道都使用 FFT 并行捕获方式,而且是一维的穷尽搜索方式,这样当其中的一个通道捕获到的相关峰值比其它两个或一个的高 20dB,则认为此时有远近效应。具体判决方式如下

假设 $[R_m(j)]^2$ 为第 m 通道捕获到的峰值, $[R_n(i)]^2$ 为第 n 通道捕获到的峰值, $m \neq n$, 如果有

$$[R_m(j)]^2 - [R_n(j)]^2 > 20 \quad (6)$$

则认为有远近效应。 $[R_m(j)]^2$ 即为强信号的自相关值,而 $[R_n(i)]^2$ 可能是弱信号的自相关值也可能是强信号和弱信号的互相关值。

此时我们需要调用远近干扰消除技术重新捕获弱通道的信号,否则就可能会出现错误捕获,弱信号通道错误的锁在强信号的互相关上。

4 远近效应的消除

当接收机知道有远近效应后,强信号所在通道 m 从捕获立即转入跟踪过程,其它两个通道则放弃跟踪,不作任何工作。这里设三台为强信号,三通道 ($m=3$) 可以正确的捕获本台的信号,然后去跟踪此信号。

由跟踪过程知,我们能够得到 $r_3(t)$ 除信号幅度 A 以外的所有未知参数,则以跟踪获得参数(码相位、多普勒频移、相位)表示强信号为

$$\tilde{y}_3(t_k) = c_3[(1 + \tilde{\gamma})(t_k - \tilde{\tau}_3)] \cos[(\tilde{\omega}_c + \tilde{\omega}_d)t_k + \tilde{\phi}_3] \quad (7)$$

其中 $\tilde{\gamma}$ 、 $\tilde{\omega}_d$ 和 $\tilde{\phi}_3$ 为精确跟踪得到的参数。

在跟踪后,我们就能够在在一个伪码周期中的时间段内估算出强信号的幅度,即

$$A_3 = \left| \frac{\sum_{k=0}^{N-1} [\tilde{y}_3(t_k) \cdot r_3(t_k)]}{\sum_{k=0}^{N-1} [\tilde{y}_3(t_k)]^2} \right| \quad (8)$$

式中 $k=0, 1, 2, \dots, N-1$ 为在一个伪码周期时间段内的采样点数。

在一个伪码周期时间段数据位 $d_i(t_k)$ 值不变,或者 $d_i(t_k) = 1$ 或者

$d_i(t_k) = -1$ ($k=0, 1, 2, \dots, N-1$),由跟踪可知 $d_i(t_k)$ 由下式确定

$$\hat{d}_3(t_k) = \frac{W_i}{|W_i|} \quad (9)$$

这里假定信号的幅度在一个伪码周期时间段的时间间隔内是恒定的。

这样我们能够把强信号以获得的参数重新构建,即

$$\begin{aligned} \hat{r}_3(t_k) &= A_3 \hat{d}_3(t_k) \cdot \tilde{y}_3(t_k) \\ &= A_3 \hat{d}_3(t_k) c_3[(1 + \tilde{\gamma})(t_k - \tilde{\tau}_3)] \cos[(\tilde{\omega}_c + \tilde{\omega}_d)t_k + \tilde{\phi}_3] \end{aligned} \quad (10)$$

然后在其它两个信号通道接收到的混合信号中扣除此重构强信号,得到新的混合信号为

$$w(t_k) = s(t_k) - \hat{r}_3(t_k) \quad (11)$$

则余下的混合信号 $w(t_k)$ 中就几乎没有强信号 $r_3(t_k)$, 然后二通道开始捕获跟踪(一通道依然不工作),进而得到二台的重构信号

$$\hat{r}_2(t_k) = A_2 \hat{d}_2(t_k) c_2[(1 + \tilde{\gamma})(t_k - \tilde{\tau}_2)] \cos[(\tilde{\omega}_c + \tilde{\omega}_d)t_k + \tilde{\phi}_2] \quad (12)$$

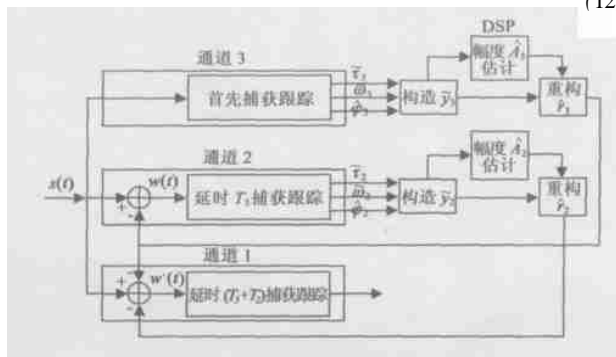


图2 干扰抵消解决远近效应原理图

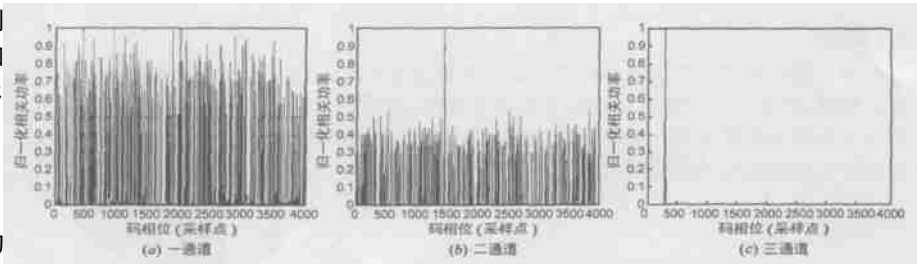


图3 远近效应存在时三个通道捕获相关图

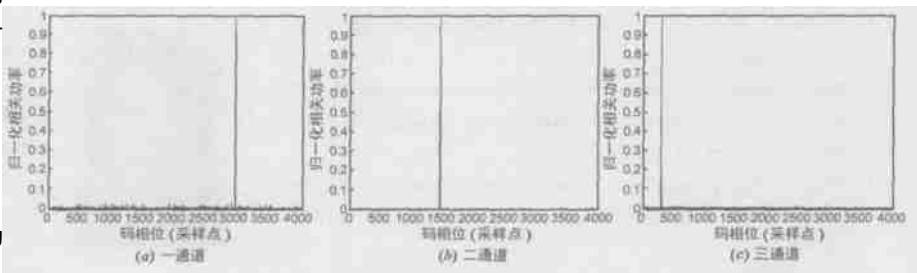


图4 强信号扣除后的各信号通道捕获相关图

把 $\hat{r}_2(t_k)$ 在一通道的混合信号 $w(t_k)$ 中减去,即

$$w(t_k) = w(t_k) - \hat{r}_2(t_k) = s(t_k) - \hat{r}_3(t_k) - \hat{r}_2(t_k) \quad (13)$$

在去除三台和二台的信号后,一通道才开始捕获跟踪。

远近效应干扰抵消的原理如图2所示。图中 T_3 、 T_2 分别为三通道和二通道的捕获、跟踪和重建信号的时延。由图2和整个远近效应消除的过程我们看到,最弱的一台信号最后捕获,但它受益最大,在它捕获时基本没有了其它两台的多址干扰。故这种远近效应的解决方式能够保证弱信号可靠捕获。而且我们还可以看出在所有台信号都可靠捕获和系统快速定位之间存在一个矛盾。如果考虑所有台都可靠的捕获,则需要把三个台信号中的两个重构,然后在混合信号中减掉它们,从而消除掉他们的多址干扰;如果要求系统快速定位,而且认为远近效应主要是最强台信号对最弱台信号的多址干扰造成的话,则只需重构出最强台的信号把它去除掉即可,这样使得系统的定位时间缩短,但可靠性降低。故在采用此种方法消除远近效应时,应根据系统的要求来选择消除干扰的数目。

5 仿真分析

图3为存在远近效应时各通道的捕获相关仿真图,设三导航台的接收信号比一导航台高30dB,二导航台的信号比一导航台高20dB,且三导航台距离接收机有300个码片采样点,二发射台距离接收机有1500个码片采样点,一发射台距离接收机有1500个码片采样点得到的,一个码周期采样4096个点。由图3(a)可看到一通道在三台的强信号干扰下,希望的一台信号被淹没,不能正确捕获;图3(b)显示了二通道的受到三台干扰的情况,此时二通道还能正确捕获信号;图3(c)为三通道捕获情况,可知三通道捕获情况最好。

图4为远近效应解决后时各通道的捕获相关仿真图,由图可看到每个通道都能正确捕获所希望的信号,同时对比图3还看到一通道干扰消除比例最多,二通道次之。

6 结论

本文针对采用直扩技术的陆基导航系统易受远近效应干扰的情况,研究了一种抗远近效应的导航接收机,并对其结构和所采用的消除技术进行研究.研究表明,采用该结构的导航接收机能很好地解决远近效应.

参考文献:

- [1] 查光明,熊贤祚.扩频通信[M].西安:西安电子科技大学出版社,1999.
- [2] S Moshavi. Multi-user detection for DS-CDMA communication [J]. IEEE Commun Mag, 1996, 34: 124 - 136.
- [3] Ranjee Prasad, Michel Jansen. Near-far-effects on performance of DS/SS CDMA systems for personal communication networks [J]. IEEE Trans on Commun, 1993, 6(5): 710 - 713.
- [4] Ruxandra Lupas, Sergio Verdu. Near-far resistant of multiuser detector in asynchronous channels[J]. IEEE Trans on Commun, 1990, 38(4): 142 - 153.
- [5] R Lupaa, S Verdu. Linear multiuser detectors for synchronous code-division multipleaccess channel [J]. IEEE Trans Info Theory, 1989, 35(1): 242 - 247.

作者简介:



陈 慧 男,1973 年 5 月出生于内蒙古集宁市,博士,主要研究方向为无线电导航、CDMA 扩频通信及移动通信,2004 年毕业于哈尔滨工程大学自动化学院.



赵建伟 女,1976 年 5 月出生于内蒙古赤峰市,博士,主要研究方向为序列图像运动估计、数字视频处理、计算机视觉,2003 年毕业于上海交通大学.

邓 军 男,1979 年 8 月出生于四川省重庆市,硕士,主要研究方向为无线电导航、CDMA 扩频通信及移动通信.

www.cnki.net