

动态环境下数字化 DS/BPSK 接收机捕获电路

陈实如,郝燕玲,张京娟

(哈尔滨工程大学自动化学院,黑龙江,哈尔滨 150001)

摘 要: 提出了一种全数字化扩频序列捕获电路,建立了接收机动态环境下捕获电路的数学模型,分析了多普勒频移、伪码相位差和信号载噪比对电路捕获性能的影响.提出了一种提高电路捕获性能的改进方案.分析表明改进后的捕获电路具有检测概率高和虚警概率低的特点,可有效地缩短电路的平均捕获时间.

关键词: DS/BPSK; 多普勒频移; 捕获; 接收机

中图分类号: TN914. 4 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2003) 12-1878-04

Acquisition Circuit of Digital DS/BPSK Receiver Operating in Dynamic Situation

CHEN Shi-ru, HAO Yan-ling, ZHANG Jing-juan

(Automation College, Harbin Engineering University, Harbin, Heilongjiang 150001, China)

Abstract: A digital DS/BPSK code acquisition circuit is proposed, and the mathematics model is derived when the receiver operates in high dynamic situation. The effect of Doppler frequency shift and PN phase error on the acquisition performance is analyzed. A scheme used to improve the probability of detection, and decrease the probability of false alarm is introduced. According to the analysis, the improved digital code acquisition circuit has higher probability of detection and lower probability of false alarm, and can be adopted for shortening the acquisition time effectively.

Key words: DS/BPSK; Doppler frequency shift; Acquisition; Receiver

1 引言

信号的捕获是接收机工作最困难的环节,包括信号搜索和证实两阶段.如何迅速有效地实现扩频信号的捕获一直是国内外同行的研究课题^[1-4].通常导航信号经过了伪码调制和载波调制,进入到接收机的信号载噪比较低,所以伪码捕获采用顺序搜索^[1,2],证实采用单驻留判决或多驻留判决^[1].

针对动态环境下的扩频信号捕获问题,本文提出了一种数字化捕获电路,其数字化过程在中频信号上进行.在对捕获电路性能分析的基础上,文中提出了一种新的捕获判决算法,该算法有效地提高了捕获电路的检测概率、降低了其虚警概率,保证了捕获电路的可靠性.

2 数字化捕获电路

捕获电路的目的就是使本地伪码序列与接收的伪码序列同步,以实现相关解扩.只有本地产生的伪码频率和相位与接收的伪码频率和相位相匹配,使得相关结果高于预设的信号检测门限,伪码捕获才算完成,伪码的精确同步和载波解调才能进行.由于码相位与多普勒频移的不定性,因此信号的捕获采用非相干环路,捕获判决基于接收信号的能量进行.图 1 给出了 DS/BPSK 伪码信号捕获电路结构框图,其由数字相关器、积分清洗器、包络检波器和搜索控制逻辑组成.电路的输

入信号是基于中频的采样序列,判决算法每隔 T_d 时间读取积分清洗器的输出值,随后发出清洗指令.

与传统的捕获电路相比,本文提出的捕获方案采用了 I 、 Q 两支路进行,数字相关器代替了以往的模拟相关器,易于数字化实现,提高了电路的工作性能和可靠性.电路采用二维搜索,搜索顺序为:在无先验值的条件下,本地调整码相位与频移估计,使产生的信号对准某一搜索单元.若信号捕获成功 (H_1 状态),则搜索停止,启动码跟踪电路,实现信号精确同步;若信号被否决 (H_0 状态),则伪码相位步进一单元,直到整个码域搜索完毕.若信号仍未捕获,则多普勒频移步进一单元,重复上述过程.

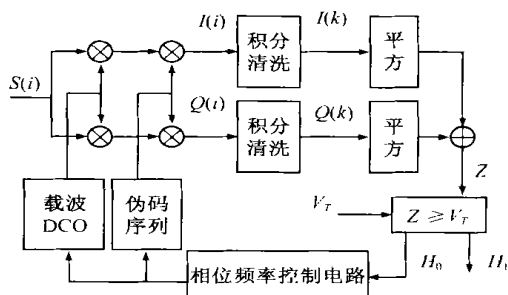


图 1 DS/BPSK 伪码信号捕获电路

3 捕获电路数学模型

假定在捕获阶段导航数据 $d(t) = 1$, 则送入捕获电路的扩频信号第 i 次采样为

$$S(i) = \sqrt{2} \cdot A \cdot PN((1 + \epsilon) iT_s - T_c) \times \cos[(\phi_0 + \epsilon_d) iT_s + \phi_0] + n(i) \quad (1)$$

其中 A 为信号幅值; $\epsilon = f_d/f_0$ 为码速率偏移量的归一化值; $\epsilon_d = \phi_d/T_c$ 为码相位时延的归一化值; ϕ_0 为载波初始相位; $n(i)$ 为高斯窄带干扰, 均值为 0, 方差为 σ_n^2 .

若以 T_s 的速率对积分清洗器进行抽样, 这些抽样可视为相互独立, 则积分清洗器的输出可近似为这些抽样序列之和. 积分清洗器第 k 次输出信号 $I(k)$ 可表示为

$$I(k) = \frac{1}{N_{bj} = (k-1)N_b} \sum_{j=(k-1)N_b}^{kN_b-1} 2A \cdot R_k(\epsilon \cdot T_c) \cdot \cos[(\phi_0 + \epsilon_d) jT_s + \phi_0] \cdot PN[(1 + \epsilon) jT_s - T_c] \sqrt{2} \cos[(\phi_0 + \epsilon_d) jT_s] \quad (2)$$

其中 N_b 为相关积分点数; $R_k(\epsilon \cdot T_c)$ 为伪码自相关函数, $T_c = [(1 + \epsilon) jT_s - T_c] - [(1 + \epsilon) jT_s - T_c]$, $\epsilon = [j] + \epsilon$, $| \epsilon | < 1$, 当 $[j] = 0$ 时, 说明本地伪码与接收伪码序列相位相差在一个码元内, 即信号捕获成功; 当 $[j] \neq 0$ 时, 说明本地伪码与接收伪码序列相位相差在几个码元内, 即信号未被捕获.

考虑到 $R_k(\epsilon \cdot T_c)$ 的随机性, 将其分解为

$$R_k(\epsilon \cdot T_c) = \bar{R}_k(\epsilon \cdot T_c) + R_k^r(\epsilon \cdot T_c) \quad (3)$$

其中 $\bar{R}_k(\epsilon \cdot T_c)$ 为均值; $R_k^r(\epsilon \cdot T_c)$ 为随机扰动量. $R_k(\epsilon \cdot T_c)$ 的均值和方差为^[3]

$$E[R_k(\epsilon \cdot T_c)] = R(\epsilon) = \begin{cases} 1 - |\epsilon|, & H_1 \text{ 状态} \\ 0, & H_0 \text{ 状态} \end{cases} \quad (4)$$

$$\begin{aligned} \text{var}[R_k(\epsilon \cdot T_c)] &= \text{var}[R_k^r(\epsilon \cdot T_c)] = G(\epsilon) \\ &= \begin{cases} |\epsilon|^2/M, & H_1 \text{ 状态} \\ (1 - 2|\epsilon| + 2|\epsilon|^2)/M, & H_0 \text{ 状态} \end{cases} \end{aligned} \quad (5)$$

其中 M 为相关积分时间内包含的码元数, 即 $M = \text{int}(T_d/T_c)$.

将式(3)~(5)代入式(2)可推导出 $I(k)$ 的数学表达式, 如式(6)所示; 同理可得 $Q(k)$ 的数学表达式, 如式(7)所示,

$$I(k) = A \cdot R[k](\epsilon \cdot T_c) \text{sinc}(\epsilon) \cos[k + n_I(k)] \quad (6)$$

$$Q(k) = A \cdot R[k](\epsilon \cdot T_c) \text{sinc}(\epsilon) \sin[k + n_Q(k)] \quad (7)$$

其中 $\text{sinc}(\epsilon) = \sin \epsilon / \epsilon$; $\epsilon = N_b T_s \cdot \epsilon_d(k)/2$; $k = (2k - 1) + \phi_0$; $n_I(k)$ 和 $n_Q(k)$ 分别为 I 、 Q 两支路等效噪声, 近似为高斯窄带干扰, 其表达式为

$$\begin{aligned} n_I(k) &= \frac{1}{N_{bj} = (k-1)N_b} \sum_{j=(k-1)N_b}^{kN_b-1} n(jT_s) \cdot PN[(1 + \epsilon) jT_s - T_c] \sqrt{2} \cos[(\phi_0 + \epsilon_d) jT_s] + A \cdot R_k^r(\epsilon \cdot T_c) \text{sinc}(\epsilon) \cos[k] \\ n_Q(k) &= \frac{1}{N_{bj} = (k-1)N_b} \sum_{j=(k-1)N_b}^{kN_b-1} n(jT_s) \cdot PN[(1 + \epsilon) jT_s - T_c] \sqrt{2} \sin[(\phi_0 + \epsilon_d) jT_s] + A \cdot R_k^r(\epsilon \cdot T_c) \text{sinc}(\epsilon) \sin[k] \end{aligned} \quad (8)$$

由式(6)~(8)可得: $I(k)$ 和 $Q(k)$ 近似服从高斯正态分布, 其均值和方差分别为

$$E[I(k)] = D_k \cos[k]; E[Q(k)] = D_k \sin[k] \quad (9)$$

$$\text{var}\{I(k)\} = \text{var}\{Q(k)\} = \frac{T_c}{2N_b T_s} \sigma_n^2 + A^2 G[k] \text{sinc}^2(\epsilon) \quad (10)$$

其中 $D_k = A \cdot R[k](\epsilon \cdot T_c) \text{sinc}(\epsilon)$.

包络检测器的输入信号为

$$Z^2(k) = I^2(k) + Q^2(k) \quad (11)$$

由式(9)可知, $I(k)$ 和 $Q(k)$ 的均值随伪码相位误差和多普勒频移估计误差的降低而增大. 根据 PN 码自相关函数特性, 在伪码的一个完整周期内, 仅当 $(k) < T_c$ 时, $R[k](\epsilon \cdot T_c) > 0$, 有且只有一次相关峰值发生在 $(k) = 0$. 假定信号检测门限为 V_T , 算法可依据 $Z(k)$ 与 V_T 的关系进行扩频信号捕获判决.

4 性能分析

4.1 检测概率和虚警概率

$Z(k)$ 服从莱斯分布, 其概率密度为

$$f(Z_k) = \frac{Z_k}{2} \exp\left[-\frac{1}{2}(Z_k^2 + D_k^2)\right] \cdot I_0\left(\frac{Z_k D_k}{2}\right) \quad (12)$$

其中 $I_0(\cdot)$ 为零阶修正的贝塞尔函数. 在捕获状态和非捕获状态下, D_k 和 σ^2 分别为

$$\begin{aligned} H_1: \begin{cases} D_1 = A(1 - |\epsilon|) \text{sinc}(\epsilon) \\ \sigma_1^2 = \frac{N_0}{2N_b T_s} \left[1 + 4T_c \left(\frac{C}{N_0} \right) |\epsilon|^2 \text{sinc}^2(\epsilon)/M \right] \end{cases} \\ H_0: \begin{cases} D_0 = 0 \\ \sigma_0^2 = \frac{N_0}{2N_b T_s} \left[1 + 4T_c \left(\frac{C}{N_0} \right) (1 - 2|\epsilon| + 2|\epsilon|^2) \text{sinc}^2(\epsilon)/M \right] \end{cases} \end{aligned} \quad (13)$$

式中: C/N_0 —信号载噪比, $C/N_0 = A^2/(2N_0)$.

定义归一化判决门限 $V_t = V_T^2 / \left(\frac{N_0}{2N_b T_s} \right)$, 其中 V_T 为电路判决门限. 可得信号捕获的检测概率和虚警概率分别为

$$\begin{aligned} P_d &= \int_{V_T}^{\infty} f(Z_k | H_1) dZ_k \\ &= \int_{V_T}^{\infty} \exp\left\{-\frac{1}{2}[I^2 + \sigma_1^2]\right\} \cdot I_0(\epsilon \cdot k) d \\ P_{fa} &= \int_{V_T}^{\infty} f(Z_k | H_0) dZ_k \\ &= \exp\left\{-\frac{1}{2} \left[\frac{V_t}{1 + 4T_c \left(\frac{C}{N_0} \right) (1 - 2|\epsilon| + 2|\epsilon|^2) \text{sinc}^2(\epsilon)/M} \right] \right\} \end{aligned} \quad (14)$$

$$\begin{aligned} \text{其中 } k &= \sqrt{\frac{V_t}{1 + 4T_c \left(\frac{C}{N_0} \right) |\epsilon|^2 \text{sinc}^2(\epsilon)/M}}; \\ k &= \sqrt{\frac{\left(\frac{C}{N_0} \right) \frac{4N_b T_s (1 - |\epsilon| + |\epsilon|^2) \text{sinc}^2(\epsilon)}{1 + 4T_c \left(\frac{C}{N_0} \right) |\epsilon|^2 \text{sinc}^2(\epsilon)/M}}{V_t}} \end{aligned}$$

图2给出了系统检测概率和虚警概率的性能分析曲线.

从曲线分布特征可以看出:

(1) 检测概率随着接收信号载噪比的增加而增加;随着多普勒频移、伪码相位差、归一化门限的增加而减小;

(2) 虚警概率随着归一化门限的增加而减小,几乎不随接收信号载噪比、多普勒频移和伪码相位差的变化而变化。这主要是因为 C/N_0 很小,虚警概率 $P_{fa} \approx \exp(-V_t/2)$ 的缘故。

可见,对于单次驻留判决,系统的虚警概率较大。要提高系统的检测概率、降低虚警概率受以下 2 个因素限制:(1) 多普勒频移 $d(k) = 0$, 引入恶化因子 $\text{sinc}^2(\cdot)$, 造成系统检测概率降低,平均捕获时间延长;(2) 在载噪比较低的条件下,为了降低捕获的虚警概率,只能增大判决门限 V_t , V_t 的增大造成检测概率的降低。较高的虚警概率导致系统平均捕获时间的延长。

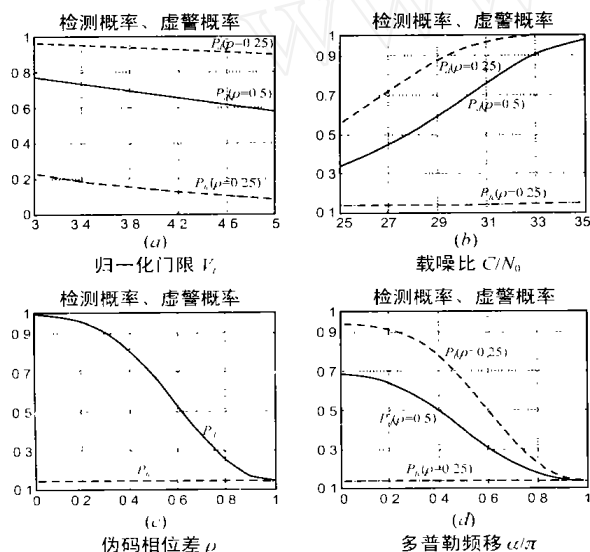


图 2 单次驻留捕获电路检测概率和虚警概率分析条件:

(a) $C/N_0 = 30\text{dB-Hz}$, $T_d = 5\text{ms}$;

(b) $V_t = 4$, $T_d = 5\text{ms}$;

(c) $V_t = 4$, $C/N_0 = 30\text{dB-Hz}$, $T_d = 5\text{ms}$;

(d) $V_t = 4$, $C/N_0 = 30\text{dB-Hz}$, $T_d = 5\text{ms}$;

下面采用 Tong 搜索算法^[3,6]对捕获检测量进行判决。图 3 给出了采用 Tong 算法后系统检测概率和虚警概率与单次驻留判决捕获性能的对比曲线, A 为单次判决, B 为 Tong 算法判决, $X=2$, $T=8$ 。从图 3 可以看出: Tong 算法的虚警率明显优于单次判决的虚警率,但检测概率也相应降低,当信号

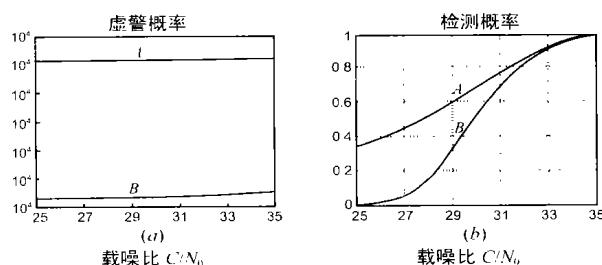


图 3 两种判决算法检测概率和虚警概率对比条件:

$V_t = 4$, $T_d = 5\text{ms}$, $C/N_0 = 0.5$

载噪比较高时,检测概率变化不大,但虚警概率维持在 10^{-5} 数量级,捕获性能明显提高。

4.2 平均捕获时间

信号首次捕获时间是导航系统很重要的一个参数,在通常情况下,对捕获时间的分析都是对平均捕获时间的分析^[1,5,7]。

设本地伪码序列与接收伪码序列相位差 T_c (等概率分布在 $0 \sim (L-1)T_c$), 每次伪码相位滑动 dT_c , 则本地伪码序列需经过 1 次、2 次、……、 q 次相移达到真正的同步点, 记为 $L(q)$; 其余的 $q-1$ 个伪码平移状态对应搜索态, 记为 $S(k)$ 。图 4 给出了伪码相位的状态转移过程。图中 P_{fa} 和 P_d 分别为捕获电路搜索阶段的虚警概率和检测概率; P'_{fa} 和 P'_d 分别为捕获电路证实阶段的虚警概率和检测概率; $T_0 = T_d + dT_c$; $T_1 = NT_d + dT_c$; $N = 1/(1-2P_{fa})$ ^[2]; $T_2 = \tilde{N}T_d + dT_c$ ($\tilde{N} = Y+2W$, W 为 \tilde{N} 次连续判断中计数器 K 加 1 减 1 互抵消的对数); $J T_d$ 为电路退出虚警状态所需时间。

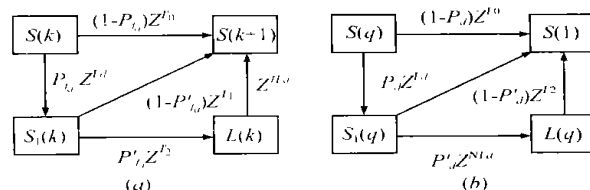


图 4 伪码相位状态转移过程

设由 $S(k)$ 到 $S(k+1)$ 的状态转移函数为 $H_0(z)$, 由图 4 (a) 可得

$$H_0(z) = H_1(z) + H_2(z) + H_3(z) \quad (16)$$

其中 $H_1(z) = (1-P_{fa})Z^{T_0}$; $H_2(z) = P_{fa}Z^{T_d}(1-P_{fa})Z^{T_1}$;

$$H_3(z) = P_{fa}Z^{T_d}P_{fa}Z^{T_2}Z^{J T_d}.$$

设由 $S(q)$ 到 $S(1)$ 的转移函数为 $H_M(z)$, 由 $S(q)$ 到 $L(q)$ 的转移函数为 $H_D(z)$, 由图 4. b 可得

$$H_D(z) = P_d Z^{T_d} P_d Z^{\tilde{N} T_d} \quad (17)$$

$$H_M(z) = (1-P_d)Z^{T_0} + P_d Z^{T_d}(1-P_d)Z^{T_2} \quad (18)$$

由于搜索从那个码相位开始是以等概率 $1/q$ 均匀分布的, 所以从状态 $S(k)$ 到 $L(q)$ 的状态转移函数为

$$H(z) = \frac{H_D(z) [H_0^q(z) - 1]}{[1 - H_M(z) H_0^{q-1}(z)] [H_0(z) - 1]} \quad (19)$$

电路的平均捕获时间^[7]

$$\begin{aligned} \bar{T}_{acq} = & \frac{1}{P_D} \left\{ (1 + \tilde{N} P_d) + \frac{2 - P_D}{2} (q - 1) \right. \\ & \times [1 + N P_{fa} + (\tilde{N} + J - N) P_{FA}] T_d + \frac{q(2 - P_D) - P_D}{2 P_D} d T_c \end{aligned} \quad (20)$$

其中 $P_D = P_d P_d$; $P_{FA} = P_{fa} P_{fa}$.

由式(20)可知, 平均捕获时间是检测概率和虚警概率的函数, 而检测概率和虚警概率是检测门限和信号载噪比的函数。所以必须合理设计检测门限, 使得平均捕获时间满足指标要求。图 5 给出了 $X=2$, $Y=8$ 时电路平均捕获时间与信号载噪比、判决门限的关系曲线。

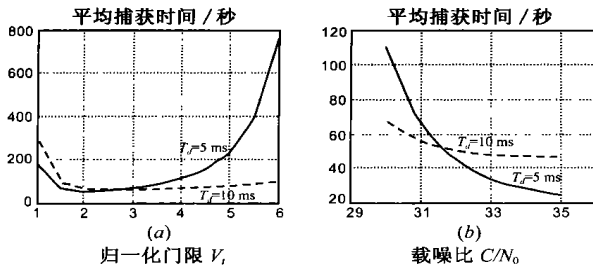


图 5 平均捕获时间与载噪比、判决门限的关系条件:

(a) $C/N_0 = 30\text{ dB-Hz}$, $\alpha = 0.1$; (b) $V_i = 4$, $\alpha = 0.1$

从图 5 的曲线分布趋势可知:

(1) 捕获电路存在最佳判决门限,使平均捕获时间最短。当 V_i 较小时,平均捕获时间较大,这主要由于门限较小,虚警概率较大,虚警驻留频繁所致;当 V_i 较大时,平均捕获时间也变大,这主要由于门限较大,检测概率降低的原因;

(2) 相关积分时间对电路的平均捕获时间影响较大。当 $V_i = 2.5$ 时,相关积分时间越长,捕获时间也越长;当 $V_i > 2.5$ 时,相关积分时间越长,捕获时间反而缩短,这主要由于较长的相关积分时间累加了接收信号信噪比,使捕获电路检测概率提高的原因;

(3) 在信号载噪比较高时,其值的变化对捕获时间影响较小,这主要由于载噪比较高时,检测概率接近于 1,虚警概率接近于 0 的原故;

(4) 在给定判决门限的条件下,相关积分时间的长短对电路平均捕获时间的影响与接收信号载噪比有关。所以在信号载噪比较低时,应采用较长的相关积分时间;在信号载噪比较高时,应采用较短的相关积分时间。当然,相关积分时间越长,多普勒频移引入的恶化因子也就越大,导致捕获性能降低。因此,在高动态环境下,相关积分时间应取得较短。

5 结论

本文提出了一种全数字化扩频序列捕获电路。在数字输入的驱动下,建立了电路的数学模型,分析了电路的捕获性能,得到以下结论:

(1) 提出的全数字捕获电路采用了 I 、 Q 两支路进行,数字相关器代替了以往的模拟相关器,易于数字化实现,提高了电路的工作性能和可靠性;

(2) Tong 算法的采纳有效地降低了捕获电路的虚警概率,改善了电路的平均捕获时间,增强了信号捕获的可靠性。该算法可工作在信号载噪比较低的环境下;

(3) 在接收信号载噪比一定的条件下,相关积分时间对电路的捕获性能影响较大。相关积分时间的确定应考虑接收机所处的动态环境;

(4) 全数字捕获电路易于大规模集成芯片和数字信号处

理软件实现,其可靠性和抗干扰性比传统的捕获电路高。

平均捕获时间是无线电导航系统的一个重要技术指标,其值的大小与捕获判决门限、接收信号载噪比和相关积分时间有关,因此需根据接收机所处的工作环境合理设计捕获判决门限值。为了进一步缩小电路平均捕获时间,可以采用串并组合捕获方案^[8]。

参考文献:

- [1] David M Dicarlo, Charles L Weber. Multiple dwell serial search performance and application direct sequence acquisition[J]. IEEE Trans on COM. ,1983, 31(5): 650 - 659.
- [2] 孙礼,张其善. GPS 数字接收机中 C/A 码的捕获算法与实现[J]. 北京航空航天大学学报, 1998, No(5): 506 - 509.
- [3] 陈实如. 区域无线电导航系统接收机研究与设计[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学, 2003, 6.
- [4] Weihua Zhang, James Tranquilla. Modeling and analysis for the GPS pseudorange observable[J]. IEEE Trans on Aerospace and Electronic System, 1995, 31(2): 739 - 751.
- [5] Seward Tantartans, Alex W Lam, Patric J Vincent. Noncoherent sequential acquisition of PN sequence for DS/SS communications with/ without channel fading[J]. IEEE Trans on COM. , 1995, 43(3): 1738 - 1745.
- [6] Kaplan, Elliot D. Understanding GPS: Principles and Application[M]. Boston: Artech House, 1996.
- [7] J K 霍姆斯. 相干扩展频谱系统[M]. 北京: 国防工业出版社, 1991.
- [8] 陈实如, 张京娟, 孙尧. 直扩系统伪码串并组合捕获方案[J]. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学学报, 2003, 24(1): 54 - 59.

作者简介:



陈实如 男, 1975 年生于四川, 2000 年在哈尔滨工程大学获得硕士学位, 同年免试攻读哈尔滨工程大学导航、制导与控制学科博士学位, 现主要从事无线电导航技术、CDMA 扩频通信技术的研究工作。

郝燕玲 女, 1944 年出生于山东省, 中国电子学会会士, 中国惯性技术学会理事, 哈尔滨工程大学导航、制导与控制学科带头人, 教授, 博士生导师, 长期从事舰船导航系统与设备研究, 承担国家重要科研项目, 多次获得国家级和省部级科技进步成果奖。

张京娟 女, 1975 年生于陕西咸阳, 1998 年在哈尔滨工程大学获得学士学位, 2000 年获得硕士学位, 同年免试攻读本校博士学位, 主要从事舰船导航与避碰技术研究。