

文章编号:1000-582X(2008)01-0043-05

空域捕获系统的性能分析

谭晓衡, 陈 丽, 唐马可

(重庆大学 通信工程学院, 重庆 400030)

摘 要:对基于空域处理器和数字匹配滤波器(DMF)的捕获系统在非衰落信道下的捕获性能进行讨论,利用状态转移图推导出单次驻留判决方式时平均捕获时间的表达式,并进行了数值分析。结果表明:对于非衰落信道,单天线接收的信噪比越低,采用空域处理器对捕获性能改善的效果就越明显,且阵元数越多捕获性能越好;如果单天线接收的信噪比高于一定的值,采用空域处理器的效果就不明显,且随着天线阵元数的增加,系统的平均捕获时间反而增加;在虚警概率一定的情况下,存在一个最佳的阵元数 m ,使系统的平均捕获时间最小。

关键词:阵列天线;空域处理器;数字匹配滤波器;平均捕获时间

中图分类号:TN911

文献标志码:A

Performance of Acquisition in a Receiver Based on Spatial Processor

TAN Xiao-heng, CHEN Li, TANG Ma-ke

(College of Communication Engineering, Chongqing University, Chongqing 400030, P. R. China)

Abstract: A receiver based on a spatial processor and digital matched filter (DMF) is studied extensively in order to evaluate the performance of PN code acquisition. By using a state transition diagram, we derive the analytic expressions of the receiver's mean acquisition time based on a spatial processor and DMF in a AWGN channel. Numerical analysis is also given in this paper. It is shown that the proposed receiver based on a spatial processor and DMF can accelerate the process of PN code acquisition. If the signal-to-noise ratio is low, then a larger number of angular cells m are required to obtain a minimum mean acquisition time. With larger signal-to-noise ratios, only a few regions are required to achieve the same goal. Based on the assumption that the false alarm is constant, there exists an optimum number of angular cells m that minimizes the mean acquisition time.

Key words: antenna array; spatial processor; digital matched filter (DMF); mean acquisition time

在所有扩谱系统中码同步是必不可少的,与接收码同步的本地参考码是对期望信号实现解扩和对非期望信号扩谱的关键^[1]。实现码同步包含 2 个步骤^[1]:捕获(初始同步)和跟踪(精确同步)。通常,跟踪可以采用鉴相器来实现,所以跟踪比捕获的实现要相对容易得多^[2],捕获才是伪随机码(PN 码)能否同步的关键。传统的直扩系统实现 PN 码同步

捕获主要有 2 种方法:滑动相关法和匹配滤波器法^[3]。

移动通信系统中采用线性阵列,结合波束形成算法在发射机和接收机之间形成方向性波束,获得天线增益,提高接收端输入信号的信噪比,它已成为改善系统误码性能、提高系统容量和网络覆盖范围的一种关键技术^[4]。

收稿日期:2007-09-17

基金项目:国家自然科学基金资助项目(30570473);重庆市自然科学基金资助项目(2005BB2195)

作者简介:谭晓衡(1976-),男,重庆大学副教授,博士,主要从事扩频及码分多址通信、移动通信等方面的研究,

(Tel)023-65105925-509; (E-mail) txh@cqu.edu.cn。

对于采用阵列天线能改善系统的误码性能在很多文献中都有讨论,但是采用阵列天线对系统捕获性能的影响进行分析的还不多。尽管也有文献[5-6]对空域处理器非衰落信道下捕获性能加以讨论,但其采用的捕获方法是基于滑动相关法。由于数字匹配滤波器(DMF)法具有捕获时间短和数字化实现容易的优点^[7],特别是随着现代 LSI 技术的不断提高及软件无线电的兴起,DMF 技术已成为研究的热点,因此笔者讨论的捕获系统是基于 DMF。

1 捕获系统和信道模型

基于空域处理器和 DMF 的捕获电路的结构如图 1 所示,其中省略了下变频和载波同步等辅助电路。接收系统采用空域处理器,即只在空域采用天线阵列,而在时域没有采用 Rake 分集接收。空域处理器的输出 $r(t)$ 提供给后级的基于数字匹配滤波器的 PN 码捕获电路。为了消除频差和相差的影响,系统采用了同相分量(I 路)和正交分量(Q 路)平方后相加,再与门限比较,确定是否捕获成功。如果将输入 PN 码的相位不定区在时域分为若干单元,单元的宽度取 T_c (T_c 为一个 PN 码元的时间宽度),将输入 PN 码和本地 PN 码的相位偏移不超过 1 chip 时对应的单元,称为同步单元 H_1 ,剩余的相位不定区称为非同步单元 H_0 。不失一般性,在后面的分析中,将输入 PN 码相位的时域不定区设为整个 PN 码周期,且把 DMF 在一个固定时间间隔内 (T_c) 输出相关值时两码的相位关系称为一个状态,则一共存在 N 个状态, N 为 PN 码的码长,其中只有一个状态对应同步单元 H_1 ,而其余的 $N-1$ 个状态对应非同步单元 H_0 。

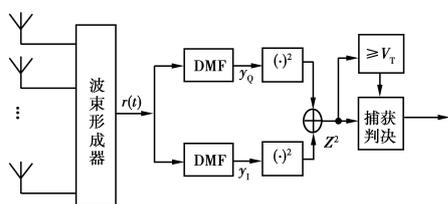


图 1 基于空域处理器和 DMF 的捕获电路

常规 PN 码捕获是对接收 PN 码的相位进行搜索的过程,可以把输入 PN 码的相位不定区划分为一些离散的单元,每一个单元被称为时延单元(delay cell)。对于单天线接收机,只需要在时域对所接收到的信号进行捕获。而对于采用波束形成器的接收机,由于采用了天线阵列形成方向性波束对准期望用户,可以把期望用户的活动范围(以下简称服务区)按波束宽度划分为 m 个区,则基于波束形成器的接收机可以从 m 个方向去接收信号,这样捕获就存在 m 个角度单元(angular cell),一个角度单元对应一个波束宽度。假定 PN 码相位的不定延单元数为 q ,则需要搜索总的不定单元数为 $Q = mq$,

这种从空域和时域对需要搜索的不定区的划分如图 2 所示,图中 q 为时延单元数, m 为角度单元数, G_i 为天线增益,且 $G_i = m, i = 1, 2, \dots, m$ 。搜索开始时,系统可能处于 Q 个不定单元中的任意一个,且具有相同的概率 $1/Q$ 。

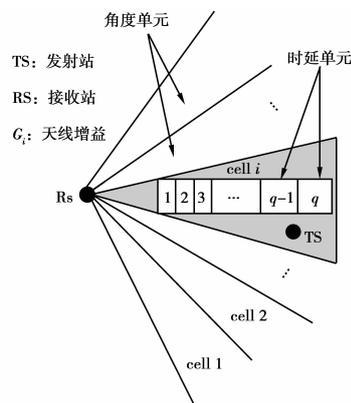


图 2 2-D PN 码的捕获原理

2 非衰落信道下的平均捕获时间

由于信道为非衰落信道,则到达接收机天线阵列信号的角度扩展小于一个波束宽度,可以认为到达天线的接收信号是来自于同一个角度单元,信号只占用一个时延单元。对于单径信道 ($L_p = 1$),只存在一个同步单元。空时捕获系统,实际上是从空域和时域 2 个域对 Q 个不定单元进行串行搜索。基本上,2-D 捕获系统对不定单元的搜索存在 2 种不同的策略^[5-6]:一是固定角度单元,对时延单元进行扫描搜索,即 FASD(Fix Angle/Sweep Delay);二是固定时延单元,对角度单元进行扫描搜索,即 FDSA(Fix Delay/Sweep Angle)。对于 FASD 策略,先给定一个角度单元,然后对这个角度单元内的 q 个时延单元进行串行搜索(扫描),这种串行搜索(时域)在每个连续的角度单元依次重复执行,直到检测到同步单元为止。对于 FDSA 策略,先给定一个时延单元,然后对这个时延单元对应的 m 个角度单元进行串行搜索,这种串行搜索(空域)在每个连续的时延单元依次重复执行,直到检测到同步单元为止。这 2 种搜索策略的过程如图 3 所示。

因为讨论的是非衰落信道,同时假定在每一个角度单元内的干扰功率是固定不变的(在空域等效为白噪声),而每个时延单元内的干扰功率也是固定不变的(在时域等效为白噪声),所以虚警概率 P_{FA} 和检测概率 P_D 在整个捕获过程期间为常数。基于以上假设,捕获搜索过程为离散马尔可夫过程,可根据其状态转移图(图 4)推导出平均捕获时间表表达式。

设捕获系统共有 $Q+2$ 个状态,其中有 $Q-1$ 个状态($1 \sim Q-1$)对应于非同步单元 H_0 ,只有一个状

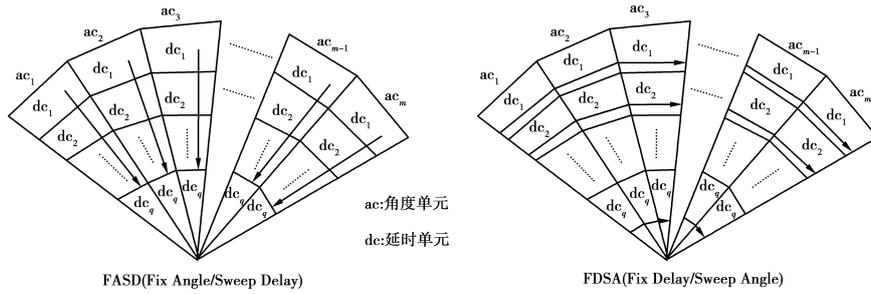


图 3 2-D PN 码的 FASD 和 FDSA 搜索策略

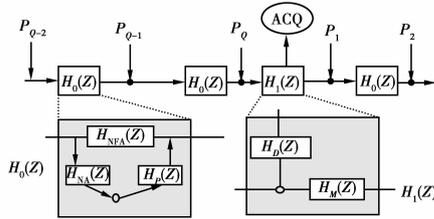


图 4 捕获系统的状态转移图

态(状态 Q)对应于同步单元 H_1 , 还有 2 个状态分别是捕获态和虚警态, 其中捕获态是惟一的吸收态。搜索开始时, 系统可能处于 $1 \sim Q$ 个状态中的任意一个, 且具有相同的概率 $1/Q$, 因此 2 种搜索策略的平均捕获时间相等。图 4 中 $H_0(Z)$ 表示 2 个相邻状态 i 和 $i+1$ ($i=1 \sim Q-1$) 之间的支路增益,

$$H_0(Z) = H_{NFA}(Z) + H_{FA}(Z)H_P(Z), \quad (1)$$

$$\text{式中: } H_P(Z) = Z^{KT_c}, \quad (2)$$

即当捕获系统出现虚警后, 数据比特时钟跟踪电路开始工作, 需经过 KT_c 时间后, 系统才重新回到捕获态, 对接收 PN 码的相位继续进行搜索。从这个意义上讲, K 越小, 平均捕获时间越短。但扩频系统往往工作于强干扰环境下, 并且还会受到多普勒频移以及衰落的影响, 因此当系统同步后, 就要采取一定的保护措施, 避免系统因短暂失步就立即回到捕获态(时钟恢复及跟踪电路中止工作), 从而导致通信中断时间的延长, 因此 K 又不能取得太小。总之, K 的取值必须从上述两方面加以考虑来确定。

图 4 中 $H_D(Z)$ 表示同步状态 Q 到捕获态之间的支路增益; $H_M(Z)$ 表示状态 Q 到状态 1 之间的支路增益。从捕获开始到首次进入 H_1 区间(状态 Q) 的转移函数为

$$P_1(i, Q) = \frac{1}{Q} \sum_{i=1}^Q H_0(Z)^{Q-i}. \quad (3)$$

若发生 n 次漏检, 由初始状态到达状态 Q 的转移函数为

$$P_n(i, Q) = [H_M(Z)H_0(Z)^{Q-1}]^n \frac{1}{Q} \sum_{i=1}^Q H_0(Z)^{Q-i}. \quad (4)$$

因此, 生成函数为

$$P_{ACQ} = H_D(Z) \sum_{n=1}^{\infty} P_n(i, Q) =$$

$$\frac{H_D(Z)(1 - H_0(Z)^Q)}{Q(1 - H_M(Z)H_0(Z)^{Q-1})(1 - H_0(Z))}. \quad (5)$$

由生成函数得到平均捕获时间为

$$\bar{T}_{ACQ} = \left. \frac{dP_{ACQ}}{dZ} \right|_{Z=1} = \frac{1}{H_D(1)} [H'_D(1) + H'_M(1) + (Q-1)H'_0(1) \left(1 - \frac{H_D(1)}{2}\right)]. \quad (6)$$

因为系统采用的是单次驻留捕获判决方式, 图 4 中的各支路的增益表达式如下:

$$H_{NFA}(Z) = (1 - P_{FA})Z^{T_c}; \quad (7)$$

$$H_{FA}(Z) = P_{FA}Z^{T_c}; \quad (8)$$

$$H_D(Z) = P_D Z^{T_c}; \quad (9)$$

$$H_M(Z) = (1 - P_D)Z^{T_c}; \quad (10)$$

$$H_P(Z) = Z^{KT_c}. \quad (11)$$

式中: P_D 表示单次驻留捕获时同步单元 H_1 的检测概率; P_{FA} 表示单次驻留捕获时任意一个非同步单元 H_0 的虚警概率。将式(7) - (11)带入式(6)得到基于空域处理器的捕获系统在非衰落信道下采用单次驻留判决时的平均捕获时间

$$E[T_{ACQ}] = \bar{T}_{MA} = \frac{T_c}{P_D} \left[1 + (Q-1) \cdot \left(1 - \frac{P_D}{2}\right)(1 + KP_{FA}) \right], \quad (12)$$

式中 $Q = mq$ 为需要搜索的不定单元, 如果扩频序列的长度为 $N_c, \Delta = 1$, 则 $q = N_c/\Delta = N_c$, 所以 $Q = mN_c$ 。

3 捕获系统的检测概率和虚警概率

角度划分是基于具有尖锐方向性波束形成技术, 假如天线阵列有 m 个阵元, 可以用模拟波束形成器(比如巴特矩阵)来产生 m 个空间正交的波束, 每个波束对准一个固定角度的方向。当然也可以利用数字波束形成器, 通过调整相应权矢量, 获得与模拟波束形成器相似的结果, 只是调整权系数相对复杂, 但是比较灵活。为了让 m 个互不交叠的波束能够覆盖服务区内所有空间不定单元, 那么需要天线阵列相应应有 m 个阵元。为了分析简单, 假定在每一个角度单元内阵列增益 G_i 为最大阵列增益, 即对所有角度单元都有: $G_i = m, m=1, 2, \dots, m$ 。

首先, 假定到达天线阵列信号的角度扩展小于

阵列形成的波束宽度,则可以认为到达天线的接收信号是来自于同一个角度单元,且信号只占用一个时延单元,即单径信道。另外假定服务区内的干扰在时域和空域都可以等效为高斯白噪声,且在服务区内均匀分布,服务区内总的干扰和噪声功率用 σ_i^2 表示,第 i 个角度单元内的干扰和噪声功率用 σ_{i1}^2 表示,有 $\sigma_{i1}^2 = \sigma_i^2/m, i=1,2,\dots,m$ 。那么单天线输出的信干噪比 (SINR_{1D}) 和天线阵输出的信干噪比 (SINR_{2D}) 分别为

$$\text{SINR}_{1D} = \frac{A^2}{2\sigma_i^2} = \frac{s}{\sigma_i^2}; \text{SINR}_{2D} = \frac{(mA)^2}{2(m\sigma_{i1}^2)^2} = m\text{SINR}_{1D}. \quad (13)$$

式中:1D 和 2D 分别对应于一维和二维搜索的情况; A 为一个阵元接收信号的幅度; s 是对应的信号功率。由于干扰可以在时域和空域被等效为高斯噪声处理,所以可以把 SINR 认为是 SNR。当采用图 1 的基于波束形成器的 PN 码捕获电路时,每隔一个固定时间间隔 (T_c),把获得的判决变量 Z^2 与门限 V_T 进行比较,以确定所搜索的单元是同步单元,还是非同步单元。

基于波束形成器的接收机,利用前面对天线阵的增益假设,则 DMF 接收端输入信号为

$$r(t) = m\sqrt{2s} \sum_{i=-\infty}^{\infty} c_i(t - iT_c - \tau) \cos(\omega_c t + \theta) + n(t), \quad (14)$$

式中: m 为天线增益, $n(t)$ 是功率为 $(m\sigma_n)^2$ 的加性白高斯噪声,而扩频码 $c(t)$ 具有理想的自相关函数。I 和 Q 两路合并的判决信号 $Z = (y_1^2 + y_0^2)^{\frac{1}{2}}$ 是一个随机变量,其概率密度函数依赖于接收到的 PN 码与本地 PN 码间的相位。高斯随机变量 y_1 和 y_0 的均值为 m_1 和 m_0 ,方差为 σ^2 。如果对应整个覆盖范围内的等效噪声功率 σ_1^2 ,单天线捕获系统 I 和 Q 两路的 DMF 输出基带高斯噪声的等效功率为 $\sigma_n^2 = N_0MT_c/2$ (对应 σ_1),则基于波束形成器的接收机 I 和 Q 两路的 DMF 输出基带高斯噪声的等效功率 σ^2 (对应 $(m\sigma_{i1})^2$) 为

$$\sigma^2 = m\sigma_n^2. \quad (15)$$

对于所有 $m_q - 1$ 个非同步单元,有 $m_1 = m_0 = 0$,判决变量 Z 的概率密度函数服从瑞利分布,所以基于波束形成器的捕获系统虚警概率仍为^[8]

$$P_{FA} = \exp(-V_T^2/2\sigma^2) = \exp(-V_T^2/2m\sigma_n^2). \quad (16)$$

对于同步单元,判决变量 Z 的概率密度函数服从 Rician 分布,所以基于空域处理器的捕获系统的检测概率为

$$P_D = Q\left(\frac{m_1}{\sigma}, \frac{V_T}{\sigma}\right), \quad (17)$$

式中 $m_1^2 = m_1^2 + m_0^2$ 。基于空域处理器的捕获系统,

有 $m_1 = m\sqrt{sT_cM}, M = N_c$ 为匹配滤波器的抽头个数,所以捕获系统的检测概率式(17)可写为^[8]

$$P_D = Q\left(\frac{m_1}{\sigma}, \frac{V_T}{\sigma}\right) = Q\left(\sqrt{\frac{2msT_cM}{N_0}}, \sqrt{\frac{2V_T^2}{N_0mMT_c}}\right). \quad (18)$$

4 仿真分析及结果

利用式(12)、(16)和(18)可以得到基于空域处理器和 DMF 捕获系统的平均捕获时间与天线阵列的阵元个数 m 的关系。下面给出一些仿真结果(图 5-7),从这些分析结果中可以得到基于空域处理器的接收机的捕获性能。这里主要讨论平均捕获时间 \bar{T}_{MA} 与天线阵元 m 的关系,所以时延单元 q 为常数。在下面进行数值分析时,设系统的 I、Q 路数据速率为 $R_b = 4.8$ kbps, $K = 100$ M, $T_c = 1/MR_b, M = N_c = 1023$ 。 $E_c = sT_c$ 是单位 chip 的信号能量, E_c/N_0 是单天线时单位 chip 的信噪比, m 是天线阵列的阵元个数, $V_n = V_T^2/\sigma_n^2 = 2V_T^2/N_0MT_c$ 为归一化门限。

以天线阵元个数 m 和单天线的信噪比 E_c/N_0 为参变量,得到图 5 中平均捕获时间随归一化门限变化的曲线(单天线的信噪比 E_c/N_0 都很低)。由图 5 可以发现:接收机采用了天线阵列的捕获性能要比单天线接收机的性能好,且天线阵列的阵元个数越多,系统的捕获性能就越好,门限设置范围就越宽;阵元个数越少,平均捕获时间对门限的取值就越敏感;相对单天线,双天线的平均捕获时间减少程度非常明显,但随着阵元个数的增加,性能改善的效果越来越不明显。比较图 5(a)和(b)还可以得到,信噪比越低,采用天线阵列来改善系统捕获性能的效果就越明显。

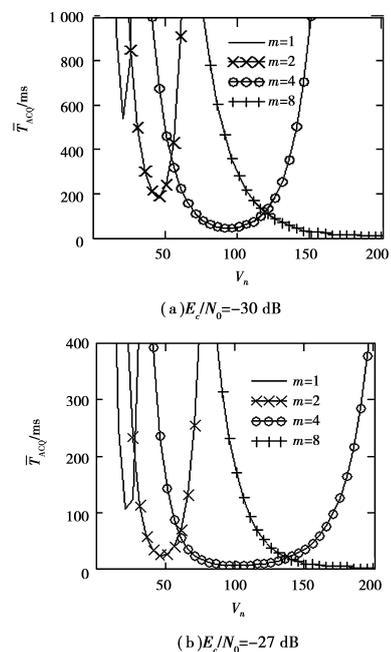


图 5 平均捕获时间与归一化门限的关系

图6是根据式(16)以虚警概率为参变量得到平均捕获时间与天线阵元数 m 的关系曲线,从图可以发现:虚警概率越小,系统的平均捕获时间就越小;当虚警概率和单天线的信噪比一定时,阵元数 m 存在一个特定的值使得系统的平均捕获时间为最佳,比如当虚警概率 $P_{FA} = 10^{-2}$ 时,天线阵列的阵元数 $m = 8$,平均捕获时间最短。在虚警概率一定的情况下,不是天线阵元个数越多捕获时间就越短,虽然 m 增加会提高检测概率,但是 m 增加会同时增大捕获的单元数,根据式(12),当检测概率增加对平均捕获时间的改善程度不如捕获单元数增加对平均捕获时间的恶化程度时,平均捕获时间反而随着 m 增加而增加。

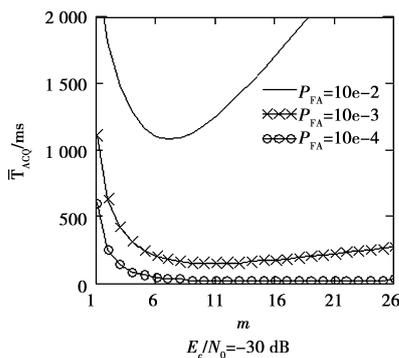


图6 平均捕获时间与阵元数 m 的关系

图7是以天线阵元个数和归一化门限为参变量得到平均捕获时间随信噪比变化的曲线,从图可以看出:单天线接收时的信噪比越低,采用天线阵列对捕获性能改善的效果就越明显,且阵元数越多越好;如果单天线接收时的信噪比高于一定的值,采用天线阵列的效果就不明显,随着天线阵元数的增加,系统的平均捕获时间反而增加。这是因为:一方面由于采用天线阵列,提高了接收信号的信噪比SNR,相应就降低了虚警概率 P_{FA} 和增加了检测概率 P_D ,因此会减小平均捕获时间;但另一方面,由于采用天线阵列,增加了搜索的不定区($Q = mq$),这意味着需要更长的捕获时间才能检测到同步单元;两者共同作用后捕获时间反而增加。

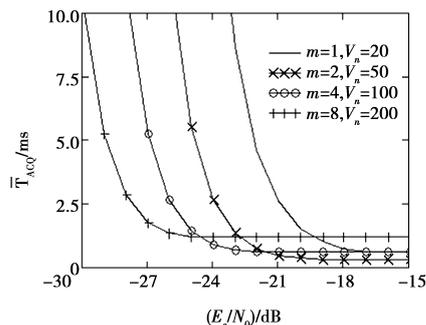


图7 平均捕获时间与SNR的关系

5 结论

利用状态转移图,笔者推导出基于空域处理器和数字匹配滤波器(DMF)的捕获系统在非衰落信道下单次驻留判决方式时平均捕获时间的表达式。根据不同的信噪比情况,进行了数值分析,由分析结果可以得到采用空域处理器对系统捕获性能的影响:当阵元的输入信噪比一定时,阵元数越多系统的平均捕获时间就越短;当虚警概率和单天线的信噪比一定时,阵元数 m 存在一个特定的值使系统的平均捕获时间为最佳;单天线接收时的信噪比越低,采用天线阵列对捕获性能改善的效果就越明显,且阵元数越多越好;如果单天线接收时的信噪比高于一定的值,采用天线阵列的效果就不明显,随着天线阵元数的增加,系统的平均捕获时间反而增加。

参考文献:

- [1] 沈允春. 扩谱技术[M]. 北京:国防工业出版社,1995.
- [2] PROAKIS G J. Digital communications[M]. 北京:电子工业出版社,1998.
- [3] POLDOROS A. A unified approach to serial search spread-spectrum code acquisition-Part II: A matched filter receiver[J]. IEEE Trans Commun, 1984, COM-32:550-560.
- [4] 张贤达, 保铮. 通信信号处理[M]. 北京:国防工业出版社,2000.
- [5] KATZ M D, HINATTI J, GLISIC S. Two-dimensional code acquisition using antenna arrays[C]// IEEE 6th Int, Symp, on Spread-Spectrum Tech & Appli, New Jersey, USA, 2000:6-8.
- [6] KATZ M D, HINATTI J, GLISIC S. Two-dimensional code acquisition in time and angular domains[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2001, 19(12): 2441-2451.
- [7] 黄振, 陆建华, 杨士中. 基于DMF直扩系统捕获性能的研究[J]. 电路与系统学报, 2002, 7(3): 91-95. HUANG Z, LU J H, YANG S Z. Performance of acquisition in a matched-filter for DSSS[J]. Journal of Circuits and Systems, 2002, 7(3): 91-95.
- [8] 谭晓衡, 唐马可, 陈丽. 基于DMF的Rake接收机的捕获性能分析[J]. 重庆大学学报:自然科学版, 2007, 30(5): 43-48. TAN XIAO-HENG, TANG MA-KE, CHEN LI. Study of acquisition in a rake receiver based on digital matched-filter[J]. Journal of Chongqing University: Natural Science Edition, 2007, 30(5): 43-48.

(编辑 张 苹)