

DS-CDMA 通信系统中使用阵列天线的 码捕获和波束形成权值捕获

张颖光, 保 铮, 廖桂生, 张林让

(西安电子科技大学雷达信号处理重点实验室, 陕西西安 710071)

摘 要: 提出了空时相关器(STC)方法实现使用自适应阵列的 DS-CDMA 系统的码捕获和自适应波束形成权值捕获. 空时相关器利用导频符号, 把空域维纳滤波和相关器相结合, 同时利用信号的时域和空域特性, 从而提高了检测性能. 提出在空域合并时使用次优合并和最优合并方式, 对空时白色噪声环境下空域次优合并方式的检测性能进行了理论分析, 仿真结果与理论预测一致, 分析结果表明 STC 具有良好的码定时捕获和波束形成权值捕获性能.

关键词: DS-CDMA; 空时相关器; 自适应阵列; 码捕获; 维纳滤波; 检测概率; 角度扩展

中图分类号: TN911.23; TN914.53 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112(2004)12-1954-04

Code Acquisition and Beamforming Weight Acquisition in DS-CDMA Systems with Antenna Array

ZHANG Ying-guang, BAO Zheng, LIAO Gui-sheng, ZHANG Lin-rang

(Key Lab for Radar Signal Processing, Xidian University, Xi'an, Shanxi 710071, China)

Abstract: A new approach called spatial-temporal correlator (STC) for code acquisition and beamforming weight acquisition is proposed for DS-CDMA systems with adaptive array. The proposed STC uses pilot symbols and exploits both the temporal and spatial information of the signal to improve the performance of code acquisition and beamforming weight acquisition. Suboptimum combining and optimum combining is proposed for spatial filtering in STC. Detection performance of suboptimum combining is theoretically analyzed under spatial AWGN environment. Simulation results agree well with theoretical prediction, and the results show that the STC approach is effective and has improved performance for code acquisition and beamforming weight acquisition.

Key words: DS-CDMA; spatial-temporal correlator (STC); adaptive array; code acquisition; Wiener filtering; detection probability; angle spread

1 引言

自适应阵列天线是 CDMA 通信系统的一项关键技术^[1]. 在应用自适应阵列时必须首先获得各用户信号的信道传输参数, 特别重要的是用于扩展的伪随机(PN)码的定时信息. 许多文献中(如文献[2,3])在假定码定时等信道参数已知的情况下讨论波束形成和信号检测问题. 但是实际上时延等信道参数与信息的获得并非易事, 特别是在使用阵列天线时, 阵列接收信号的信噪比比传统的单天线要低得多, 传统的利用单天线接收信号进行码定时捕获这时难以获得好的性能. 另一方面来看, 通信系统中基站捕获移动台是通过随机接入信道进行, 这会影响到 CDMA 系统的容量^[4], 因此通过阵列天线来提高码捕获性能对于保证通信系统的容量也是很重要的问题.

文献[5]提出了一种使用自适应阵列的基于码滤波的盲的(不需要导频或者训练序列)码定时估计方法, 通过在一定时延范围内搜索解扩前后矩阵束的广义最大特征值峰值来得到时延估计, 由于在每一步搜索需进行协方差矩阵计算和矩

阵特征值分解, 这种方法的运算量很大. 受这种盲的码定时估计方法的启发, 在有导频或者训练序列可用的情况下, 我们把维纳滤波和传统相关器相结合, 针对 WCDMA 上行链路提出了空时相关器方法^[6]. 这里在文献[6]的基础上进一步进行研究, 提出在空域合并时使用最优合并和次优合并方式, 对空间白噪声环境下的次优合并方式的检测性能进行理论分析.

2 信号模型

考虑使用 QPSK 扩频调制的 DS-CDMA 系统, 假定系统中有 K 个工作用户. 在接收机前端, 信号经过下变频和匹配滤波后变换为基带信号, 其复等效形式可以表示为

$$x(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^{L_k} A_k b_k(t - \tau_{k,l}) c_k(t - \tau_{k,l}) e^{j\phi_k} \cdot a_{k,l} + n(t) \quad (1)$$

这里式中 A_k 是用户 k 的发送信号幅度, $b_k(t)$ 和 $c_k(t)$ 分别为用户 k 的数据信息和复扩展 PN 序列, L_k 是用户 k 的可分辨的传输路径数, $\tau_{k,l}$ 是用户 k 第 l 个多径分量的时延, $a_{k,l}$

是基站天线阵列对用户 k 的第 l 条路径的 M 维 (M 是天线阵元数) 信道响应向量。由于信道参数变化相对于所考虑的观测间隔是慢变化,故可以认为在每次观测间隔内信道参数为常数。 $n(t)$ 是背景白噪声,与各用户的信号独立,是零均值的圆对称复高斯随机过程。 ϕ_k 是用户 k 载波相对于本地接收载波的相位。实际上由于码定时的捕获是在载波跟踪之前进行的,因此收发双方有载波频率差异,文献[7]中分析表明,在观测时间和频率误差比较小时,由于频率误差引起的性能恶化很小,因此这里不考虑频率误差。假定使用导频信道而不是使用导频符号,故 $b_k(t) = 1$ 。

接收机中使用非相干 VQ 检测方式[7],假定采用码片级的采样,码片采样发生在码片波形峰值时刻。观测时间内每个天线阵元得到 N 个采样,得到的阵列数据是 $x(i) = [x_1(i), x_2(i), \dots, x_M(i)]^T$, 这里 $i = 1, \dots, N$ 是采样时刻的序号,并以此作为时间参考。

3 空时相关器

使用了自适应阵列天线后,在定时搜索时通过空域自适应滤波可对同道干扰进行抑制,提高接收信号的信干噪比(SINR)(特别是在用户空间上可分和出现远近效应的情况下)。但是计算自适应波束形成权值又需要已知接收信号的 PN 码定时信息,因此在搜索时必须同时捕获 PN 码定时和自适应阵列权值。

在时延信息已知的情况下,如果可以利用导频信号(或者训练信号)作为波束形成时的参考信号,则波束形成的最优权值可由维纳滤波[8]的形式得到:

$$w_{k,l} = R_{xx}^{-1} r_{xd_k} \quad (2)$$

这里, $R_{xx} = E\{x(t)x^H(t)\}$, $r_{xd_k} = E\{x(t)d_k^*(t)\}$ 是第 k 个用户的第 l 个路径的参考信号与阵列数据的互相关向量。采用 $d_k(t) = c_k(t - \tau_{k,l})$ 作为第 k 个用户的第 l 个路径的参考信号,因此

$$r_{xd_k} = E\{x(t)d_k^*(t)\} = E\left\{ \left[\sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^{L_k} A_k s_k [t - \tau_{k,l}] a_{k,l} + n(t) \right] \cdot d_k^*(t) \right\} \quad (3)$$

由于噪声与信号不相关, $E\{n(t) \cdot d_k^*(t)\} = 0$,且由各用户的扩展 PN 序列的伪随机特性,有 $E\{c_k(t_1)c_j^*(t_2)\} = \delta_{kj}$, 这里 δ_{kj} 是 Kronecker 函数。所以 $r_{xd_k} = A_k e^{j\phi_k} a_{k,l}$ 。

在定时不正确时,由于用户 k 扩展序列的伪随机特性, $E\{c_k(t)c_k^*(t - \tau)\} = \delta(\tau)$, 则 $r_{xd_k} = 0$ 。因此,当定时正确时,由上面的参考信号得到的权值正确,对干扰信号进行抑制而使得期望信号分量输出最大;当定时不正确时,由相应的参考信号得到的权值不正确,加权后包括期望信号在内的所有信号被抑制。

基于上面的分析,我们对阵列权值和码定时同时进行捕获。选择上述的参考信号,以相应的自适应权值进行阵列加权,以阵列加权输出作为统计量,对统计量进行门限判决。码捕获的假设检验使用 Neyman-Pearson 准则,根据系统的虚警

概率要求设定判决门限。

不妨仅考虑期望用户并略去用户下标,在接收机中 R_{xx} 和 r_{xd} 可以用数字形式表示为 $R_{xx} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x(i)x^H(i)$, $r_{xd} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x(i)d^*(i) = y$, 这里 $d(i) = c(i - \tau)$, $c(i)$ 表示期望用户的接收信号 PN 码在 i 时刻的取值。 τ 为本地参考 PN 码与接收 PN 码的相位差,同步时 $\tau = 0$ 。 y 是阵列接收信号在观测间隔上解扩后的输出,由于权值幅度不影响输出 SINR,所以波束形成权值的估计可采用 $\hat{w} = R_{xx}^{-1} r_{xd}$ 。因此判决统计量可表示为:

$$z = \hat{w}^H r_{xd} = y^H R_{xx}^{-1} y \quad (4)$$

上述捕获过程可由相关器组和空域滤波两个部分来实现,所以称为空时相关器,其实现原理结构如图 1 所示。

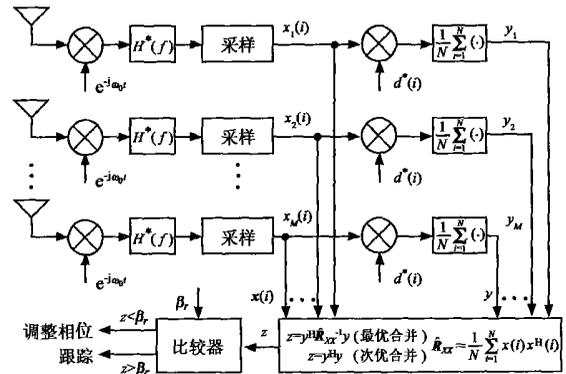


图 1 空时相关器原理图

在 DS-CDMA 通信系统中,如果用户均匀分布和使用严格的功率控制,则矩阵 R_{xx} 近似为单位阵[2,3],多址干扰可视为空间白噪声,这时可采用次优合并[3],直接用 y 作为次优合并权值的估计,判决统计量 $z = y^H y$ 。由于不需要使用矩阵求逆,这样运算量很少,本文主要考虑空间白噪声环境下次优合并方式。在一些应用环境中会出现用户非均匀分布、远近效应、多速率业务传输、人为干扰等情况,这时应使用最优波束形成权值,关于最优合并方式作者将另撰文研究。

在空时相关器方法的最优合并方式中,主要的运算量来自计算 R_{xx} 和 R_{xx}^{-1} ,但是在基站处,该矩阵可以用于所有用户的码捕获和空域滤波。与对每一用户分别使用自适应迭代算法(如最小均方算法(LMS)、归一化 LMS[8]等)获得捕获权值而言,这样的总运算量要小。假若系统有 K 个工作用户,观测间隔内样点数为 N ,阵元数为 M ,则总的运算复杂度近似为 $M^2(K + N/2)$ 次复数乘法;而 LMS 算法的运算量约为 KNM 。由于通常 $M \ll N$, $M \ll N$,所以这里采用的权值捕获算法的运算量小,而性能要比 LMS 等算法好。文献[8]中使用 NLMS 迭代算法计算权值,对空间白噪声环境下的检测性能进行分析,实际上空间白噪声环境下合并权值就是 y ,根本无需采用计算量大的迭代算法。使用自适应迭代算法时只能对检测概率,特别是虚警概率进行近似分析,而在空时相关器中次优合并和最优合并的检测性能可进行准确的理论分析。

4 性能分析

4.1 权值捕获性能

计算权值时,这里采用的是直接矩阵求逆(DMI)方法,即直接计算 R_{xx}^{-1} ,因为算法的收敛速度对于捕获问题来说很重要.在低信噪比($\ll 0\text{dB}$)时,估计权值收敛到理想权值的 3dB 以内所需要的取样数的近似值是 $N_d = 2M [1 + 1/(2\text{SINR}_0)]^{1/2}$,这里 SINR_0 是阵列输出的理想信干噪比.在空间白噪声环境下,次优合并权值收敛性能可用最优权值来近似,

对于 CDMA 系统的低信干噪比环境, N_d 近似为 $N_d = \frac{M}{\text{SINR}_0} = \frac{2}{P_s}$,这里 P_s 为信号功率, 2 为噪声功率.

4.2 检测概率和虚警概率

4.2.1 无信号衰落 没有角度扩展时,信号的波达方向可用方位角 k 表示,天线阵列的信道响应可以写成如下形式:

$$a_k = e^{-j k} \begin{bmatrix} 1, \exp\left[-j \frac{2d}{\lambda} \sin k\right], \dots, \exp\left[-j \frac{2d}{\lambda} (M-1) \sin k\right] \end{bmatrix}^T \quad (5)$$

这里 k 是路径的波达方向, d 是天线阵元间隔, λ 是载波波长, $e^{-j k}$ 是信道响应复幅度.

对于捕获问题,不妨仅考虑期望用户 k 的一条路径,用户 k 其它路径的干扰也归入噪声中,略去表示路径的下标,这是多数文献中的通用做法,则式(1)可写成

$$x(t) = A_k b_k(t - \tau_k) c_k(t - \tau_k) e^{j\phi_k} \cdot a_k + u(t) \quad (6)$$

根据上面的假定, $u(t)$ 是 M 维零均值复高斯白噪声向量, $u(t) \sim N(0, I_M)$,这里 I_M 是 M 维单位矩阵.

信号没有信道衰落的情况下,这时式(5)中 a_k 被视为确定性的常数.在取得定时同步时($\tau = 0$), $y = A_k e^{j\phi_k} a_k + v_1$, v_1 是 M 维零均值复高斯白噪声向量,即 $v_1 \sim N(0, I_M)$, $v_1 = \sigma^2/N$.未同步时($\tau \neq 0$), $y = v_0$, $v_0 \sim N(0, I_M)$, $v_0 = \sigma^2/N + A_k^2 \frac{2}{k}$,这里对未同步时期望用户的输出分量使用了高斯近似.

空间白噪声环境下使用次优合并方式,判决统计量为 $z = y^H y$.用假设 H_1 表示获得同步,假设 H_0 表示未获得同步.在假设 H_1 下,统计量 z 服从自由度为 $2M$ 的非中心 χ^2 分布,概率密度函数是

$$p_z(x|H_1) = \frac{1}{v_1} \left(\frac{x}{v_1}\right)^{(M-1)/2} \exp\left[-\frac{x}{v_1} + \dots\right] I_{M-1} \left[2 \sqrt{\frac{x}{v_1}}\right], x \geq 0 \quad (7)$$

这里非中心参量 $\lambda = MA_k^2 \frac{2}{k} / v_1$.在假设 H_0 下 z 具有自由度为 $2M$ 的中心 χ^2 分布,其概率密度是

$$p_z(x|H_0) = \frac{1}{v_0^M (M)} x^{M-1} \exp\left[-\frac{x}{v_0}\right], x \geq 0 \quad (8)$$

利用式(7)和式(8),我们得到单次捕获检测概率和虚警概率,虚警概率为

$$P_F = \Pr\{z > \tau | H_0\} = \int_{\tau} p_0(z) dz = e^{-\tau/(N\sigma^2)} \sum_{k=0}^{M-1} \frac{1}{k!} \left(\frac{\tau}{N\sigma^2}\right)^k \quad (9)$$

可借助于数值计算由式(9)确定与理论虚警概率对应的判决门限 τ .相应的检测概率 P_D 为

$$P_D = \Pr\{z > \tau | H_1\} = \int_{\tau} p_1(z) dz = Q_m\left(\sqrt{\lambda}, \sqrt{\frac{\tau}{N\sigma^2}}\right) \quad (10)$$

这里 $Q_m(a, b)$ 是广义 Marcum 函数^[10].

4.2.2 有信号衰落时 当信号有衰落时,期望信号幅度将随着衰落而变化.假定在观测间隔内信号幅度不变,而在不同的观测间隔中由于衰落信号幅度发生变化.阵列接收信号可表示为

$$x(t) = A_k b_k(t - \tau_k) c_k(t - \tau_k) e^{j\phi_k} \cdot a_k + u(t) \quad (11)$$

这里 α 是衰落因子,其概率分布取决于具体的传输环境.这时式(7)中的概率密度是以信道衰落为条件的条件概率密度

$$p_z(x|H_1, \alpha) = \frac{1}{v_1} \left(\frac{x}{v_1}\right)^{\frac{M-1}{2}} \exp\left[-\left(\frac{x}{v_1} + \dots\right)\right] \cdot I_{M-1} \left[2 \sqrt{\frac{x}{v_1}}\right], x \geq 0 \quad (12)$$

这里 $\alpha = |\alpha|^2$,对上式关于 α 进行统计平均可得到无条件概率分布,

$$p_z(x|H_1) = \int_0^1 p_z(x|H_1, \alpha) \cdot p(\alpha) d\alpha \quad (13)$$

由上式可确定衰落条件下的平均检测概率.

由于未同步时衰落信号的能量变化对输出噪声项的影响很小,这样虚警概率以及相应的判决门限 τ 仍由式(9)确定,仿真结果表明这样的近似是足够准确的.

当信号经历常见的瑞利衰落时,具有指数分布 $p(\alpha) = e^{-\alpha}$,经过一些积分运算可以求得检测概率为:

$$P_D = \left(\frac{1+\lambda}{1+\lambda v_1}\right)^{M-1} e^{-\tau/v_1} - \frac{(1+\lambda)^{M-2}}{v_1^{M-1}} e^{-\tau/v_1} \cdot \sum_{k=0}^{M-2} k! \left(\frac{\lambda}{1+\lambda}\right)^k \frac{1}{m!} \left(\frac{\tau}{v_1}\right)^m \quad (14)$$

4.2.3 有角度扩展时 在实际的传输环境中,接收信号有角度扩展.假定接收信号由不同的子多径组成,子多径具有不可分辨的时延,其到达角度 θ 在中心到达角度 θ_0 的 $[-\Delta, +\Delta]$ 范围内均匀分布.在信号经历瑞利衰落的情况下, y 是零均值复高斯随机向量,其相关矩阵 $R_{yy} = E\{yy^H\} = (R_{ss} + \sigma^2 I/N)$,这里 $R_{ss} = P_s C_s$ 是信号的空间相关矩阵,其中 P_s 是期望用户的平均功率, C_s 是归一化的阵列空间相关矩阵^[5].

次优合并的判决统计量的概率密度函数可借助于特征函数来推导^[11].当角度扩展大于零时,可以证明统计量的概率密度函数可表示为,

$$p_z(x) = \sum_{k=1}^M \frac{1}{k} e^{-x/k}, x \geq 0 \quad (15)$$

这里 λ_k 是矩阵 R_{yy} 的特征值, $\lambda_k = \frac{1}{l=1, l} \frac{1}{k k^{-l}}$, $k = 1, 2, \dots, M$.因此检测概率

$$P_D = \int_{\tau} p_z(x|H_1) dx = \sum_{i=0}^M e^{-\tau/i} \quad (16)$$

有角度扩展时虚警概率的计算需要采用近似处理,仍由式(9)决定.

5 仿真与讨论

在仿真实验中天线的阵列是阵元间距为半波长的均匀线阵,假定各路径传输时延是码片间隔的整数倍,各用户有一条路径.码片速率是 3.84Mcp/s,扩展因子 SF = 128,载波频率 2GHz.理论虚警概率 $P_F = 0.01$,根据实际的信噪比环境计算相应的判决门限.在仿真实验中衰落信号时采用与文献[3,5]中类似的多散射点模型,最大多普勒频率 $F_d = 150\text{Hz}$.仿真中除非特别说明,观测时间为 128 个码片(即一个符号长度).

仿真实验一 通过观察方向图的变化情况来说明空时相关器的原理.假定阵元数为 8,用户数为 6,期望用户波达方向为 20° ,干扰用户的波达方向分别为 $0^\circ, -20^\circ, -40^\circ, 45^\circ, 70^\circ$.图 2 中所示为理想的自适应权值、捕获的权值和定时不正确时的错误权值等几种情况所形成的方向图.定时正确时,捕获权值对于期望信号有较高的增益;定时不正确时,则对期望信号方向也形成了零点.可以看到捕获的权值与理想权值相比已具有足够的精度,因为零点位置足够准确.

仿真实验二 图 3 所示为不同信噪比时次优合并方式捕获权值的收敛特性曲线,图中阵元数 $M=4$,期望用户波达方向为 20° ,虚线所示为解扩后阵列输出 SNR 的理想值.由于 CDMA 系统中的接收信号的信噪比很低,权值收敛比较慢.但是在观测间隔为一到两个符号时 ($N=128 \sim 256$),与理想情况相比,阵列输出 SNR 损失在 1~2dB 之间,权值收敛速度已满足要求.

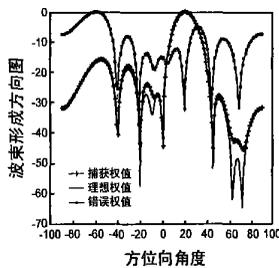


图 2 权值捕获方向图

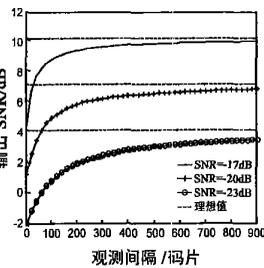


图 3 权值收敛特性图

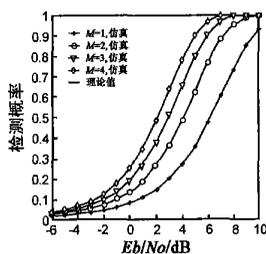


图 4 无衰落时的检测概率

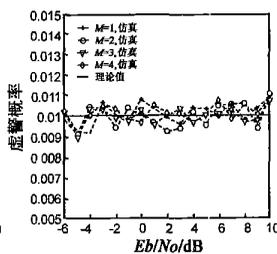


图 5 无衰落时的虚警概率

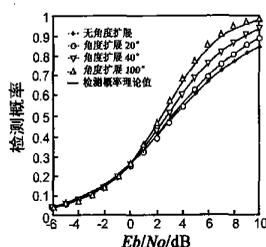


图 6 瑞利衰落时的检测概率

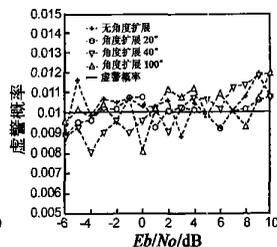


图 7 瑞利衰落时的虚警概率

仿真实验三 观察空时白色噪声环境下的检测性能.曲线的横坐标是解扩后信噪比 E_b/N_0 ,所示曲线是进行 32000 次假设检验的统计平均结果.图 4 和图 5 所示分别为没有衰落时的检测概率和虚警概率.图 6 和图 7 分别为有瑞利衰落时的检测概率和虚警概率,图中阵元数为 4,角度扩展值 (2°) 为 $20^\circ, 40^\circ$ 和 100° .仿真结果和理论预测一致.比较多天线与单天线时的捕获性能可以发现:使用阵列天线后的检测性能均有显著提高.在信干噪比较高时,虚警概率仅略有升高,说明式(9)的准确程度足够好.有角度扩展时,由于不同阵元接收的信号经历不同衰落,在阵列天线上产生空间分集作用,检测概率提高了.

6 小节

提出了使用阵列天线进行码捕获和自适应波束形成权值捕获的空时相关器方法,对空间加性高斯白噪声环境下次优合并方式的检测性能进行了理论分析,仿真结果与理论分析一致.理论分析和仿真结果表明,空时相关器可有效地捕获码定时和空域波束形成权值.空时相关器的实现基于传统相关器,具有复杂度低的特点,有利于自适应阵列天线技术与传统基站的平滑融合,对于智能天线技术的实现具有重要意义.

参考文献:

[1] F Adachi, M Sawahashi, H Suda. Wideband DS-SS-CDMA for next generation mobile communications system[J]. IEEE Commun Mag, 1998, 36 (9): 56 - 69.

[2] A F Naguib, A Paulraj. Performance of wireless CDMA with M-ary orthogonal modulation and cell site antenna arrays[J]. IEEE J Select Areas Commun, 1996, 14(12): 1770 - 1783.

[3] Dell'Anna, M Aghvami, A H. Performance of optimum and suboptimum combining at the antenna array of a W-CDMA system[J]. IEEE J Select Areas Commun, 1999, 17(12): 2123 - 2137.

[4] Tero Ojanpera, Rannjee Prasad. 宽带 CDMA: 第三代移动通信技术[M]. 朱旭红, 卢学军, 等译. 北京: 人民邮电出版社, 2000.

[5] A F Naguib. Adaptive Networks for CDMA Wireless Networks [D]. Stanford: Stanford University, 1996.

[6] 张颖光, 廖桂生, 等. WCDMA 系统中基于阵列天线的空时滑动相关器[J]. 电路与系统学报, 2003, 8(5): 10 - 14.

[7] A J Viterbi, 著. CDMA 扩频通信原理[M]. 李世鹤, 等, 译. 北京: 人民邮电出版社, 1997.

[8] B Wang, H M Kwon. PN code acquisition using smart antenna for spread-spectrum wireless communications-I[J]. IEEE Trans on Vehicular Technology, 2003, 52(1): 142 - 149.

[9] R A Monzingo, T W Miller. Introduction to Adaptive Arrays[M]. New York: John Wiley & Sons Inc., 1980.

[10] John G Proakis, Digital Communication Third Edition[M]. New York: McGraw-Hill, Inc., 1995.

[11] M J Barrett. Error probability for optimal and suboptimal quadratic receivers in rapid rayleigh fading channels[J]. IEEE J Select Areas Commun, 1987, 5(1): 302 - 304.

作者简介:(见本期第 1961 页)