

甚高频数据广播信号解调算法设计

张坤峰^{1*}, 郭英¹, 张国祥¹, 赵阳²

(1. 空军工程大学 信息与导航学院, 西安 710077; 2. 68078 部队, 兰州 730020)

(* 通信作者电子邮箱 fengkun88@126.com)

摘要:为提高甚高频数据广播(VDB)信号的同步精度和解调性能,根据VDB信号基本格式和特点,提出了一种基于解差分的VDB信号的解调算法,该算法消除了频偏引起的同步性能恶化,能够在同一组同步码元内完成帧同步、位同步、频偏估计与校正。仿真结果表明,该方法有效提升了VDB信号解调性能。

关键词:甚高频数据广播信号;解调;同步;频偏估计

中图分类号: TN941.4 **文献标志码:** A

Demodulation algorithm design of VHF data broadcast signal

ZHANG Kunfeng^{1*}, GUO Ying¹, ZHANG Guoxiang¹, ZHAO Yang²

(1. School of Information and Navigation, Air Force Engineering University, Xi'an Shaanxi 710077, China;

2. Unit 68078, Lanzhou Gansu 730020, China)

Abstract: In order to enhance the performance of the synchronization and demodulation, a Very high frequency (VHF) Data Broadcast (VDB) signal demodulation algorithm based on the solution of differential equation was proposed. This algorithm eliminated the synchronization performance deterioration caused by the frequency offset. And frame synchronization, bit synchronization, frequency offset estimation and correction could be completed within a single set of synchronization symbols. The simulation results show that the method is effective to enhance the VDB signal demodulation performance.

Key words: Very high frequency (VHF) Data Broadcast (VDB) signal; demodulation; synchronization; frequency offset estimation

0 引言

局域增强系统(Local Area Augmentation System, LAAS)^[1]是一种能够在局部区域内提供全球定位系统(Global Positioning System, GPS)高精度定位的增强系统。LAAS的基本工作原理是在一个位置准确已知的地点上设立基准台,对其可接收范围内的GPS星座信号计算出误差增强信息(包括测距信息和差分校正信息)并以广播形式发送出去,进近飞机接收到甚高频数据广播(VHF Data Broadcast, VDB)信号后,在接收机内利用该信号实现测距和差分解算结果的校准,从而提高机载GPS接收机的定位性能。

VDB是基于8进制差分相移键控(Differential 8-Phase-Shift-Keying, D8PSK)调制的突发信号,由于同步码元的持续时间较短,系统的同步难度较大。文献[2]提出了一种差分移相键控(Differential Phase-Shift Keying, DPSK)信号的非相干基带差分解调算法,这种方法解调精度高,但计算量大,工程实现耗费资源大;文献[3]详细分析了同步和载波恢复的实现原理及方法,但这种方法同步时间较长,不适合VDB信号;文献[4]提出了一种优于差分解调的DMPSK接收机结构,这种方法能够克服频偏的影响,但其帧结构与VDB信号相差较大。本文提出了一种基于解差分的解调方法,在同步之前对信号先进行解差分,消除频偏对同步效果的影响,利用同步码元良好的自相关性完成系统的突发检测、定时同步和频偏估计,同步时间短,易于实现,过程简单,信号解调的性能

好,有效提高了同步结算的精度和效率。

1 VDB信号

VDB信号采用时分多址的方式工作^[5],其帧结构如图1所示,每个VDB时隙(62.5 ms)中都包含一个88 b的训练序列,其中15 b的功率稳定性码元为全0序列,发送的信号在6 b(2 symbols)时间内斜波上升至稳定功率的90%,以使机载接收机的自动增益控制的置定时间至少可以控制在9 b(3 symbols)时间内。48 b的同步码元是具有良好自相关特性的0.1序列,用于信号的突发检测、帧同步、位同步和载波同步工作。训练序列的第三字段为站隙标识符字段(3 b),用来说明接收到的数据来自哪个地面发射站。训练序列的第四部分为发送长度字段(17 b),用来说明发送数据的长度。训练序列的第五部分为练习序列的前向纠错(Forward Error Correction, FEC),用来对站隙标识符和发送长度进行纠错。VDB时隙中发送的应用数据长度是可变的,最长为1 776 b,包含了所有的测距信息和差分校正信息。下面介绍VDB信号的调制方式。

VDB信号采用D8PSK调制,数据传输速率为10 500 symbol/s,编码时首先将二进制数据组合成字符,每个字符由3个连续的二进制数据组成,之后将字符转换成D8PSK,其载波相移 $\Delta\theta(k)$ 的星座图如图2所示。

因此,第 k 个字符的载波相位 $\theta(k)$ 为

$$\theta(k) = \theta(k-1) + \Delta\theta(k) \quad (1)$$

收稿日期:2013-04-04;修回日期:2013-05-29。 基金项目:陕西省自然科学基金资助项目(2010JM8037)。

作者简介:张坤峰(1987-),男,河南新郑人,硕士研究生,主要研究方向:通信信号处理;郭英(1961-),女,山西临汾人,教授,博士生导师,主要研究方向:战场信息侦察与情报获取、通信信号处理、网络空间信息对抗;张国祥(1988-),男,山东滨州人,硕士研究生,主要研究方向:通信信号处理;赵阳(1987-),女,湖北宜昌人,主要研究方向:通信信号处理。

则经过 D8PSK 映射后的信号用复数可以表示为

$$s(t) = e^{j\theta(k(t))}; k(t) = [t/T_b] \quad (2)$$

式中, $[t/T_b]$ 表示不大于 t/T_b 的整数。

经过调制后的中频信号可以表示为

$$x(t) = e^{j(2\pi f_c t + \theta(k(t)))}; k(t) = [t/T_b] \quad (3)$$

式中 f_c 表示中频频率。

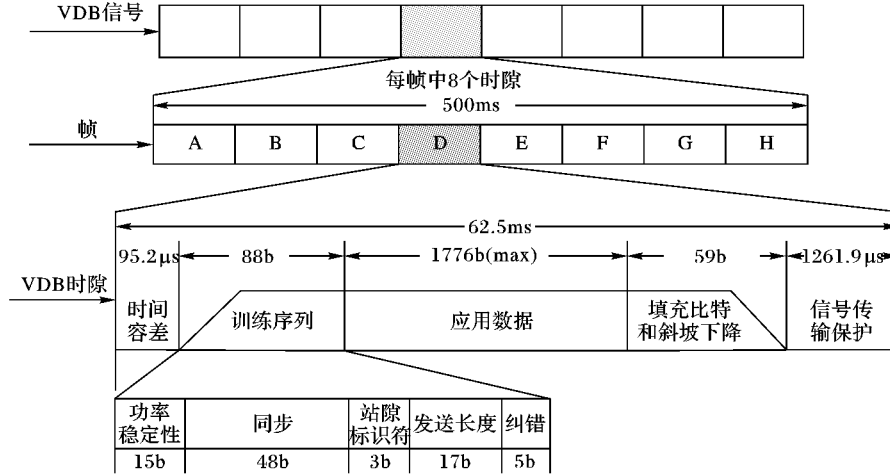


图1 VDB 帧结构示意图

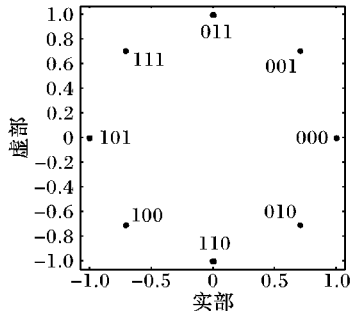


图2 8PSK 映射星座图

2 VDB 信号解调

在白噪声信道下,机载接收机接收到的 VDB 中频信号可以表示为:

$$y(t) = e^{j(2\pi f_d t + 2\pi f_{d1} t + \theta(k(t)))} + \omega(t); k(t) = [t/T_b] \quad (4)$$

式中: f_{d1} 为传播信道造成的频偏, $\omega(t)$ 是均值为 0、方差为 N_0 的高斯白噪声。

在接收端,如图 3 所示,对接收的信号直接进行带通采样,采样频率一般取为符号速率的 10 倍以上^[6],以使采样值中包含靠近最佳判决时刻的样点,同时提高帧同步、位同步和频偏估计的精确度。这里假设采样频率为 N 倍符号速率,此时信号形式变为离散形式,即:

$$y(n) = e^{j(2\pi f_d n T_b / N + 2\pi f_{d1} n T_b / N + \theta(k(n)))} + \omega(n T_b / N); k(n) = [n/N] \quad (5)$$

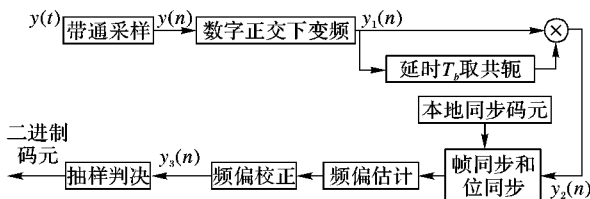


图3 VDB 信号中频正交解调原理框图

对信号进行数字正交下变频:

$$y_1(n) = e^{j(2\pi f_d n T_b / N + \theta(k(n)))} + \omega_1(n T_b / N); k(n) = [n/N] \quad (6)$$

式中: f_d 为正交下变频残留的频偏, T_b 为符号周期。

从式(6)可以看出,由于频偏造成的相位偏移为 $2\pi f_d n T_b / N$,它是一个随着时间不断累加的相位,根据文献

[7]的分析及本文所做的仿真验证,这会对同步的效果造成严重影响。为了消除频偏对同步效果的影响,在同步之前对 $y_1(n)$ 先进行延时差分,延时 T_b 差分后信号变为:

$$y_2(n) = y_1(n) y_1^*(n - N) = e^{j(2\pi f_d T_b + \Delta\theta(k(n)))} + \omega_2(n T_b / N); k(n) = [n/N] \quad (7)$$

式中 ω_2 的表示式较为复杂,由文献[8]可知,当信噪比较大时仍可假设其服从零均值的高斯分布。

从式(7)可以看出,经过延时差分后的信号,由频偏造成的相位偏移在每一个字符上为固定值,即为 $2\pi f_d T_b$,这样就可以消除频偏对同步效果的影响。

下面详细介绍解调中的同步算法。

由于在同步之前进行了解差分,本地的同步码元只需经过 8PSK 映射,根据信号的帧结构,用来做同步的码元一共为 48 个二进制码元,经过 8PSK 映射后为 16 个 8 进制字符,将这 16 个字符进行 N 倍采样后得到的序列为 $L(n) = e^{j\Delta\theta_0(k(n))}$, $k(n) = [n/N]$ ($n = 1, 2, 3, \dots, 16N$),其中 $\Delta\theta_0(k(n))$ 的映射关系如图 2 所示,设 $L(n)$ 的自相关函数^[9]为 $r(n)$:

$$r(n) = \frac{1}{16N} \sum_{i=0}^{16N-1} L(i) L^*(i+n) = \frac{1}{16N} \sum_{i=0}^{16N-1} e^{j(\Delta\theta_0(k(i)) - \Delta\theta_0(k(i+n)))}; k(i) = [i/N], k(i+n) = [(i+n)/N] \quad (8)$$

将 $y_2(n)$ 与 $L^*(n)$ 做卷积可得到归一化相关值 $R(n)$,则 $R(n)$ 的表达式为

$$R(n) = \left| \frac{1}{16N} \sum_{i=0}^{16N-1} y_2(n-i) L^*(i) \right| = \left| \frac{1}{16N} \sum_{i=0}^{16N-1} e^{j(2\pi f_d T_b + \Delta\theta(k(n-i)))} e^{-j\Delta\theta_0(k(i))} + R_{L,\omega_2}(n) \right| = \left| \frac{e^{2\pi f_d T_b}}{16N} \sum_{i=0}^{16N-1} e^{j(\Delta\theta(k(n-i)) - \Delta\theta_0(k(i)))} + R_{L,\omega_2}(n) \right|;$$

$$k(n-i) = [(n-i)/N], k(i) = [i/N] \quad (9)$$

式中 $R_{L,\omega_2}(n)$ 为噪声序列和本地同步序列的互相关值,由于本地同步序列和噪声序列不相干, $R_{L,\omega_2}(n)$ 可近似为零,则:

$$R(n) \approx \left| \frac{e^{2\pi f_d T_b}}{16N} \sum_{i=0}^{16N-1} e^{j(\Delta\theta(k(n-i)) - \Delta\theta_0(k(i)))} \right| \quad (10)$$

当接收信号与本地同步序列完全同步时,设此时 $n = n_0$,

则 $\Delta\theta(k(n-i)) = \Delta\theta_0(k(i))$, 可得到相关峰值为

$$P_{\max} = |R(n_0)| = |e^{j2\pi f_d T_b} r(0)| = r(0) \quad (11)$$

由式(11)可以看出, 相关峰的值与频偏 f_d 无关, 从而消除了频偏对同步效果的影响。检测到相关峰值, 就可以完成突发检测和帧同步, 根据相关峰的位置得到最佳采样点, 即在相关峰捕获的同时实现位同步。这样便通过一组同步码元同时实现突发检测、帧同步和位同步^[10]。

位同步后, 由于频偏的存在, 会使解调前的星座图有一定的旋转, 因此必须进行频偏的估计和校正, 根据式(10)可以看出, $R(n_0)$ 的相位是个定值, 即 $2\pi f_d T_b$, 与系统频偏密切相关^[11], 因此可以通过 $R(n_0)$ 的相位来估计频偏, 估计的表达式如下:

$$\hat{f}_d = \frac{\text{angle}(R(n_0))}{2\pi T_b} \quad (12)$$

从而得到频偏的估计式^[12], 式中, $\text{angle}(R(n_0))$ 表示 $R(n_0)$ 的相位(单位为弧度)。至此, 在只使用一组同步码元的前提下, 就完成了所有的同步工作。

信号 $y_2(n)$ 频偏校正后得到的信号可表示为

$$y_3(n) = e^{j\Delta\theta(k(n))} + \omega_4(nT_b/N); k(n) = [n/N] \quad (13)$$

根据得到的帧同步和位同步的位置, 对 $y_3(n)$ 进行抽样判决后进行 8PSK 逆映射, 就完成了全部的解调工作。

3 VDB 解调算法的仿真实验

为了验证本文设计的解调算法的性能, 对算法进行以下 Matlab 仿真实验。

实验 1 频偏对同步峰值影响。

信号传输速率为 10 500 symbol/s, 调制方式为 D8PSK, 信噪比为 20 dB, 分别在频偏为 0 和频偏为 1 kHz 时, 验证本文算法中频偏对同步峰值的影响, 图 4 和图 5 分别是频偏为 0 和 1 kHz 时的归一化相关输出值, 从图中可以看出, 频偏对同步的效果没有影响, 不会造成相关峰的恶化。

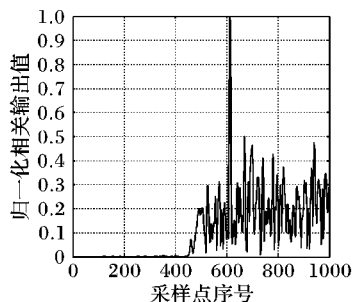


图 4 频偏为 0 时相关的输出值

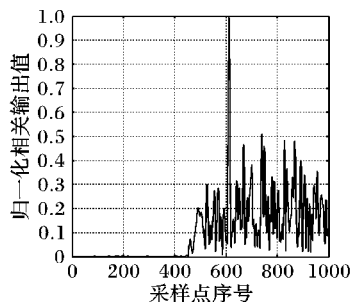


图 5 频偏为 1 kHz 时相关的输出值

实验 2 频偏校正效果。

为了验证频偏估计算法的有效性, 在信号传输速率为 10 500 symbol/s, 调制方式为 D8PSK, 信噪比为 20 dB, 频偏为

1 kHz 时, 对比了频偏校正前后解调前的星座图。从图 6 和图 7 可以看出, 频偏校正前, 星座图有着明显的偏移, 频偏校正后, 星座图偏移消失, 频偏校正的效果比较明显。

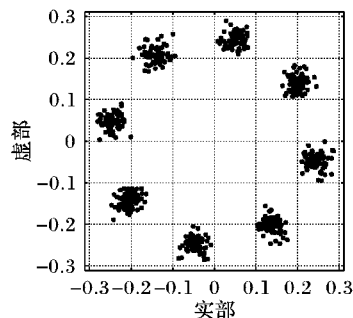


图 6 频偏为 1 kHz 时频偏校正前的星座图

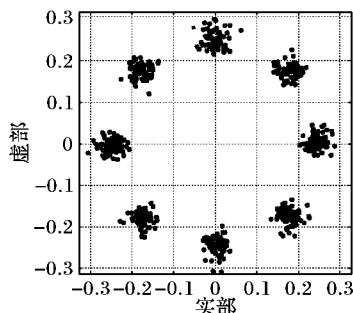


图 7 频偏为 1 kHz 时频偏校正后的星座图

实验 3 误码率统计实验

图 8 为在信号传输速率为 10 500 symbol/s, 调制方式为 D8PSK, 信噪比为 1 ~ 20 dB, 预置频偏为 1 kHz 时, 每个时隙应用数据为 1 776 b, 进行 100 000 次仿真实验得到的误码率统计图。从图中可以看出, 本文算法在信噪比达到 16 dB 以上时, 误码率可以达到 10^{-4} 以下, 表明本文的算法解调性能较好。

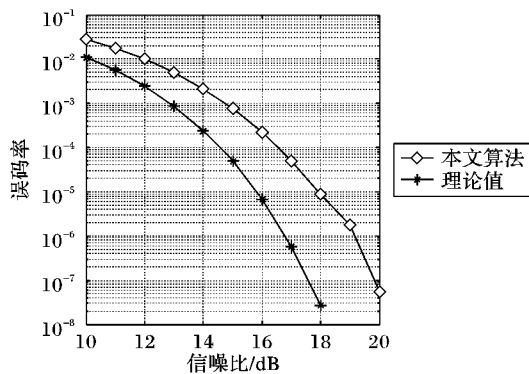


图 8 白噪声信道下系统的误码率

4 结语

本文提出的针对 VDB 信号的解调方案, 通过对信号进行解差分, 实现在一组训练序列中完成帧同步、位同步和载波频偏的估计与校正, 通过仿真验证, 本文的同步算法可以消除频偏对同步效果的影响, 而且频偏估计算法简单, 能够在信噪比大于 16 dB 时使 VDB 信号的解调精度达到 10^{-4} 以下, 非常高效地实现了 VDB 信号的解调。

参考文献:

- [1] 李跃. 导航与定位[M]. 北京: 国防工业出版社, 2008.
- [2] 赵会宾. DPSK 传真信号解调/调制的 DSP 实现[J]. 无线电工程, 2005, 35(2): 50-52.
- [3] 张浩, 张强, 潘长勇. 8PSK 全数字解调技术的实现[J]. 电视技术, 2010, 34(2): 4-6.

(下转第 2745 页)

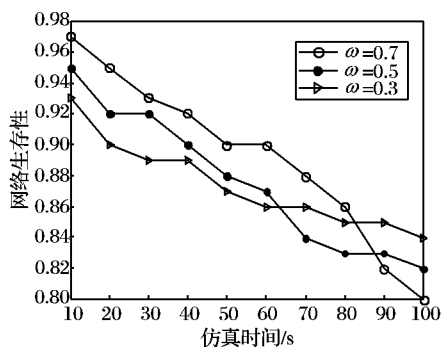


图6 不同权重系数下网络生存性的变化情况

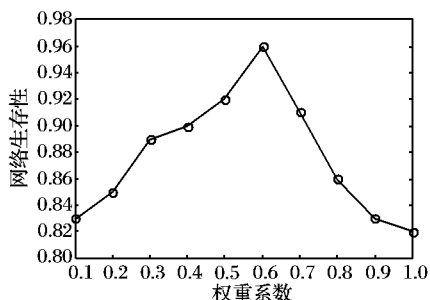


图7 网络生存性与权重系数之间的变化关系

最后,将小波分解层次 j 进行变化,观察它与网络生存性之间的关系,如图8所示。从图8可以看出,随着分解层次 j 的增加,网络生存性起初也呈现出先上升后下降的趋势,直至平稳。由于在小波变换技术中,目前对于何种数据流采用何种小波基以及分解到哪一层时性能最优,尚未得出统一的结论,所以只有通过多次反复实验来评价当前采用的小波基和分解层次的性能状况。

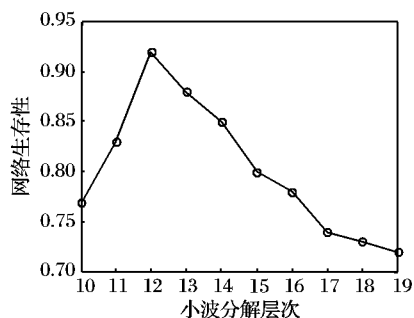


图8 网络生存性与小波分解层次之间的变化关系

4 结语

本文针对网络生存性刻画精度不高的问题,利用混合蛙跳提出了一种新的刻画方法 SASFL。该方法结合小波变换对

到达流量进行分解,并基于混合蛙跳对分解得到的小波系数进行寻优操作,同时根据实际网络的失效链路状况来获得剩余流量。同时,通过仿真实验深入分析了影响该方法性能的各种因素,详细讨论了网络生存性与失效链路数、族群数、权重系数等参数之间的关系,结果表明 SASFL 具有较好的适应性。在后续研究中,可以考虑结合网络有效性和抗毁性进行动态关联建模,以形成较为完善的评价体系。

参考文献:

- [1] LIN Y K. Reliability of a computer network in case capacity weight varying with arcs, nodes and types of commodity[J]. Reliability Engineering and System Safety, 2007, 92(5): 646-652.
- [2] GUNAWAN I. Redundant paths and reliability bounds in gamma networks[J]. Applied Mathematical Modeling, 2008, 32(4): 588-594.
- [3] 王超, 马建峰. 可生存网络系统的构建方法[J]. 电子学报, 2005, 33(12A): 2336-2341.
- [4] 郑吉平, 秦小麟, 管致锦, 等. 可生存性 MLS/DBMS 中基于隐蔽通道的恶意事务检测[J]. 电子学报, 2009, 37(6): 1264-1269.
- [5] 丁宇光, 刘文杰, 王卫林, 等. 基于 QoS 约束的计算能力调度算法研究[J]. 四川理工学院学报: 自然科学版, 2012, 25(3): 47-50.
- [6] 赵二虎, 阳小龙, 彭云峰, 等. CPSM: 一种增强 IP 网络生存性的客户端主动服务漂移模型[J]. 电子学报, 2010, 38(9): 2134-2139.
- [7] 林闯, 汪洋, 李泉林. 网络安全的随机模型方法与评价技术[J]. 计算机学报, 2005, 35(12): 1943-1956.
- [8] 潘晏涛, 彭伟, 卢锡城. 求解传感器网络最大生存时间的最大流算法[J]. 国防科技大学学报, 2006, 28(3): 59-63.
- [9] 皇甫伟, 容鹏, 曾烈光. SDH 自愈环生存性定量分析[J]. 电子学报, 2001, 29(11): 1558-1560.
- [10] 林绵峰, 张杰, 方来付, 等. 基于两级业务交叉连接节点的光网络的生存性问题[J]. 电子学报, 2002, 30(11): 1697-1700.
- [11] 骆剑平, 李霞, 陈泯融. 混合蛙跳算法的 Markov 模型及其收敛性分析[J]. 电子学报, 2010, 38(12): 2875-2880.
- [12] 丁卫平, 王建东, 管致锦. 基于量子蛙跳协同进化的粗糙属性快速约简[J]. 电子学报, 2011, 39(11): 2597-2603.
- [13] 李亚峰, 冯象初. 去除乘性噪声的小波变分模型[J]. 电子学报, 2012, 40(3): 477-482.
- [14] 段谟意. 基于免疫克隆模拟退火算法的网络生存性研究[J]. 计算机工程与设计, 2012, 33(12): 4436-4439.
- [15] 郭业才, 王丽华. 模糊神经网络控制的混合小波神经网络均衡算法[J]. 电子学报, 2011, 39(4): 975-980.
- [16] 赵二虎, 阳小龙, 徐杰, 等. ISM: 漂移意图可感知的 IP 网络生存性服务提供模型[J]. 电子学报, 2011, 39(12): 2768-2775.

(上接第 2741 页)

- [4] DIMITRIJEVIC B, NIKOLIC Z, MILOSEVIC N. Performance improvement of MDPSK signal reception in the presence of carrier frequency offset [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2012, 61(1): 381-385.
- [5] Special Committee 159(SC-159). GNSS-based precision approach Local Area Augmentation System (LAAS) signal-in-space Interface Control Document (ICD)[R]. Washington, DC: RCTA, 2008: 9-22.
- [6] SKLAR B. 数字通信[M]. 徐平平, 译. 2 版. 北京: 电子工业出版社, 2010: 158-161.
- [7] VITERBI A J. CDMA 扩频通信原理[M]. 李世鹤, 译. 北京: 人民邮电出版社, 1996: 42-47.

- [8] BROWN J L. Generating uncorrelated random outputs by nonlinear processing of a single noise source [J]. IEEE Transactions on Applications and Industry, 1964, 83(15): 408-410.
- [9] 苟彦新. 无线电抗干扰通信原理及应用[M]. 西安: 西安电子科技大学出版社, 2005: 21-25.
- [10] 达新宇, 陈树新, 付晓. 通信原理教程[M]. 北京: 北京邮电大学出版社, 2005: 162-172.
- [11] 高西全, 丁玉美. 数字信号处理[M]. 西安: 西安电子科技大学出版社, 2008: 21-29.
- [12] 赵树杰. 信号检测与估计[M]. 西安: 西安电子科技大学出版社, 1998: 210-230.