

8FSK Demodulation of ALE Signal in Multi-Path Rayleigh Channel

CHEN Chao, WANG Min

Wuhan Radar Academy, Wuhan, China

Abstract: ALE signal is based on the binary data to control the sequence of frequencies, then the demodulation of the signal should be based on time-frequency analysis, commonly used short-time Fourier transform (STFT) for demodulation. Though this method is simple and fast, but the HF channel is complex and changeable, the noise and the impact of multi-path effects can decline the accuracy in the frequency measurement and improve the bit error rate. In view of this situation, the authors introduced a 8FSK demodulation method based on MUSIC spectrum estimation, and carried out in the MATLAB. The simulation results show that this method is suitable for the ALE signal demodulation in multi-path Rayleigh channel.

Keywords: 8FSK; PDF; multi-path rayleigh channel; error rate

多径 Rayleigh 信道下 ALE 信号 8FSK 解调

陈超, 王敏

武汉雷达学院, 湖北, 武汉, 430019

摘要: ALE 信号是根据二进制数据来控制单音发射顺序, 那么对该信号的解调应建立在时频分析的基础上, 通常使用短时傅里叶变换(STFT)进行解调。这种方法简单、运算速度快, 但是短波信道是复杂多变的, 噪声和多径效应带来的影响会造成测频精度的下降, 提高误码率。针对这种情况, 作者介绍了一种基于 MUSIC 谱估计的 8FSK 解调方法, 并在 MATLAB 中进行建模仿真。仿真结果表明, 本方法适用于多径 Rayleigh 信道下的 ALE 信号解调。

关键词: 8FSK; 功率谱估计; 多径 Rayleigh 信道; 误码率

1 引言

现代短波通信系统的重要特征是自适应技术与组网通信技术, 这类系统及其研究的核心之一是自动链路建立系统, 简称 ALE (Automatic Link Establishment) 系统。它综合应用了自动扫描、选呼和实时信道估值与信令通信等技术[1]。因此, ALE 信号调制解调器便成为了 ALE 系统关键点之一。

短波信号通过电离层发射的过程中, 信号可能会通过多条路径到达接收机。由于电波通过各个路径的距离不同, 因而各条路径来的信号到达时间不同, 相位也就不同。不同相位的多个信号在接收端叠加, 有时同相叠加而加强, 有时反相叠加而衰减。这样, 接收信号的幅度将急剧变化, 即产生了衰落, 称为多径衰落。多径效应对数字通信有着十分严重的影响。

本文根据 ALE 信号的特点, 针对这类低质量信道的特点, 介绍一种良好的实施方案并对其进行建模仿真。

2 多径信道

多径衰落信道实际上可以认为是线性时变信道,

其模型可以看成是一个具有时变冲击响应的线性时变系统。假设离散多径衰落信道的路径数为 n , 第 n 条路径的衰减系数为 $a_n(t)$, 时延为 $\tau_n(t)$ 。那么, 对于离散多径信道来说, 每一条路径可等效成下图所示的模型。

n 条通道的输出叠加起来便是多径衰落信道的输出, 即:

$$y(t) = \sum_n a_n(t) s(t - \tau_n(t)) \quad (1)$$

若将输入信号 $s(t)$ 表示成

$$s(t) = \text{Re}\{\tilde{s}(t)e^{j2\pi f_c t}\} \quad (2)$$

则信道输出为:

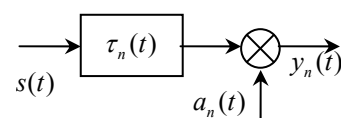


Figure 1. Single-path Model

图 1. 单条路径模型

$$y(t) = \text{Re} \left\{ \left[\sum_n a_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} \tilde{s}(t - \tau_n(t)) \right] e^{j2\pi f_c t} \right\} \quad (3)$$

其复包络为:

$$\begin{aligned} \tilde{y}(t) &= \sum_n a_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} \tilde{s}(t - \tau_n(t)) \\ &= \sum_n \tilde{a}_n(t) \tilde{s}(t - \tau_n(t)) \end{aligned} \quad (4)$$

根据上式, 可以用一个时变复低通等效冲激响应 $\tilde{c}(\tau_n(t), t)$ 来描述多径信道。

$$\tilde{c}(\tau_n(t), t) = \sum_n \tilde{a}_n(t) \delta(t - \tau_n(t)) \quad (5)$$

信号通过多径衰落信道后, 信号会产生随机的波动, 这种波动可以把 $\tilde{c}(\tau_n(t), t)$ 看做是时间 t 的随机过程。当信道的输出信号是大量反射、散射分量叠加的结果, 根据中心极值定理, $\tilde{c}(\tau_n(t), t)$ 又可以表示为时间 t 的复高斯过程。

若 $\tilde{c}(\tau_n(t), t)$ 的均值为零, 包络 $R(\tau, t) = |\tilde{c}(\tau_n(t), t)|$ 有瑞利(Rayleigh)分布概率密度函数

$$p(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} e^{-r^2/2\sigma^2} & 0 \leq r < \infty \\ 0 & r < 0 \end{cases} \quad (6)$$

若 $\tilde{c}(\tau_n(t), t)$ 的均值不为零, 就意味着有一个大的反射视距传播分量存在, 此时包络 $R(\tau, t)$ 有莱斯(Ricean)分布概率密度函数

$$p(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} I_0 \left[\frac{Ar}{\sigma^2} \right] e^{-\frac{r^2 + A^2}{2\sigma^2}} & A \geq 0, r \geq 0 \\ 0 & r < 0 \end{cases} \quad (7)$$

式中, $I_0[\bullet]$ 为零阶第一类修正贝塞尔函数, A 为 $\tilde{c}(\tau_n(t), t)$ 的均值。定义 $K = \frac{A^2}{\sigma^2}$ 为主信号功率与多径分量方差的比值, 以此参数来描述贝塞尔分布。当 $K \rightarrow -\infty$ 时, 概率密度分布近似 Rayleigh 分布; 当 $K \gg 1$ 时, 可近似为高斯分布。

3 短时 MUSIC 谱估计

短时 MUSIC 谱估计, 是在短时傅里叶变换的基础上改进而来, 不同的是用 MUSIC 谱估计的方法代替 FFT, 以提高测频的精度, 减少噪声等其它不利因素带来的影响。

3.1 MUSIC 算法^[4]

MUSIC(Multiple Signal Classification)算法于 1968 年首先由 Schmidt 提出[5]。MUSIC 算法利用接收数据的协方差矩阵进行特征分解, 将信号的子空间和噪

声的子空间分离出来, 然后利用信号向量和噪声子空间的正交性来完成频域搜索谱峰。它适合于普遍情况下的正弦信号参数估计的方法。

假设信号为 $x(t)$, 它包含有 M 个复正弦信号。存在加性高斯白噪声 $n_0(t)$ 时, 输入信号变为 $s(t) = x(t) + n_0(t)$ 。将信号 $s(t)$ 进行离散化后可以得到其自相关函数:

$$R_s(k) = \sum_{i=1}^M P_i e^{j\omega_i k} + \sigma^2 \delta(k) \quad (8)$$

式中, P_i 和 ω_i 分别表示第 i 个复正弦信号的功率和频率, σ^2 是白噪声信号的方差。如果有 $(p+1)$ 个 $R_s(k)$ 组成相关矩阵, 即:

$$R_{p+1} = \begin{bmatrix} R_s(0) & R_s^*(1) & \cdots & R_s^*(p) \\ R_s(1) & R_s(0) & \cdots & R_s^*(p-1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ R_s(p) & R_s(p-1) & \cdots & R_s(0) \end{bmatrix} \quad (9)$$

此时, 定义信号向量 $e_i = [1, e^{j\omega_i}, \dots, e^{j\omega_i p}]^T$, $i = 1, 2, \dots, M$, 则有:

$$R_{p+1} = \sum_{i=1}^M P_i e_i e_i^H + \sigma^2 E_{p+1} \quad (10)$$

令信号矩阵 $S_{p+1} = \sum_{i=1}^M P_i e_i e_i^H$, 再对它作特征分解,

则:

$$S_{p+1} = \sum_{i=1}^{p+1} \lambda_i V_i V_i^H \quad (11)$$

特征值 λ_i 对应的特征向量 V_i 之间是相互正交的, 故单位矩阵 E_{p+1} 可表示成:

$$E_{p+1} = \sum_{i=1}^{p+1} V_i V_i^H \quad (12)$$

矩阵 S_{p+1} 的秩最大为 M , 当 $M < p+1$ 时, 它存在 $p+1-M$ 个零特征值, 将特征值按大小次序排列后, S_{p+1} 又可表示成:

$$S_{p+1} = \sum_{i=1}^M \lambda_i V_i V_i^H \quad (13)$$

综合上述(3)式-(6)式可得到:

$$R_{p+1} = \sum_{i=1}^M (\lambda_i + \sigma^2) V_i V_i^H + \sum_{i=M+1}^{p+1} \sigma^2 V_i V_i^H \quad (14)$$

(7)式即为相关矩阵的特征分解表达式。可见, R_{p+1} 和 S_{p+1} 有相同的特征向量。它们的所有特征向量

形成一个 $P+1$ 维的向量空间, 这个空间又可以分成信号空间, 由主特征向量 V_1, V_2, \dots, V_M 组成, 特征值分别为 $(\lambda_1 + \sigma^2), (\lambda_2 + \sigma^2), \dots, (\lambda_M + \sigma^2)$; 噪声空间, 由特征向量 $V_{M+1}, V_{M+2}, \dots, V_{p+1}$ 组成, 对应特征值都是 σ^2 。

由于信号向量和噪声空间各向量都是正交的, 则下式成立:

$$e_i^H \left(\sum_{k=M+1}^{p+1} a_k V_k \right) = 0, \quad i = 1, 2, \dots, M \quad (15)$$

再令 $e(\omega) = [1, e^{j\omega}, \dots, e^{j\omega p}]^T$, 有

$$e^H(\omega) \left(\sum_{k=M+1}^{p+1} a_k V_k V_k^H \right) e(\omega) = \sum_{k=M+1}^{p+1} a_k |e^H(\omega) V_k|^2 \quad (16)$$

当 $\omega = \omega_i, a_k = 1$ 时, 上式应为 0, 所以:

$$\hat{P}_{MUSIC}(\omega) = \frac{1}{\sum_{k=M+1}^{p+1} a_k |e^H(\omega) V_k|^2} \quad (17)$$

在 $\omega = \omega_i$ 处, 为无穷大, 即在 ω_i 附近会出现一个尖峰, 这个尖峰对应的频率值即为 MUSIC 估计法所估计的正弦信号频率值。

3.2 仿真模型分析

图 3 为短时 MUSIC 谱估计方法实现流程, 其中 index 表示滑窗滑动次数。分析如下:

1、产生源信号

根据美军标 141A 规定, ALE 信号采用 8 个正交单音实现 8FSK 调制, 每个单音代表 3bit 数据, 持续时间为 8ms。

2、信号经信道到达接收模块后, 对接收信号进行加窗(长度为 8ms, 步进为 1ms)处理, 再进行功率谱估计, 搜索窗中的频点。由于设置的窗的长度是 8ms, 即 1 个单音持续的时间, 故在窗中的频点数只有 1 个或者 2 个。

3、要对频点进行判别和记录。在频谱中搜索谱峰, 对各个谱峰对应的频率值进行初步判决。如果在 ALE 信号 8 个单音之间则对它进行第二次筛选, 即设定门限, 若幅度高于设定的门限值, 则记录下来。

4、随着窗的滑动, 会得到多组频点数据。以 8ms 为一个统计周期, 取这 8 个数据集合的交集, 即存在时间为 8ms 的频点。

5、最后对通过第三次筛选的频点进行判决, 取幅度最大的作为输出。查表 1 得到对应时间段传送的码字。

Table 1. Frequency-Code Mapping
表 1. ALE 单音频率、码字映射关系

| 调制频率(Hz) | ALE 码字 |
|----------|--------|
| 750 | 000 |
| 1000 | 001 |
| 1250 | 011 |
| 1500 | 010 |
| 1750 | 110 |
| 2000 | 111 |
| 2250 | 101 |
| 2500 | 100 |

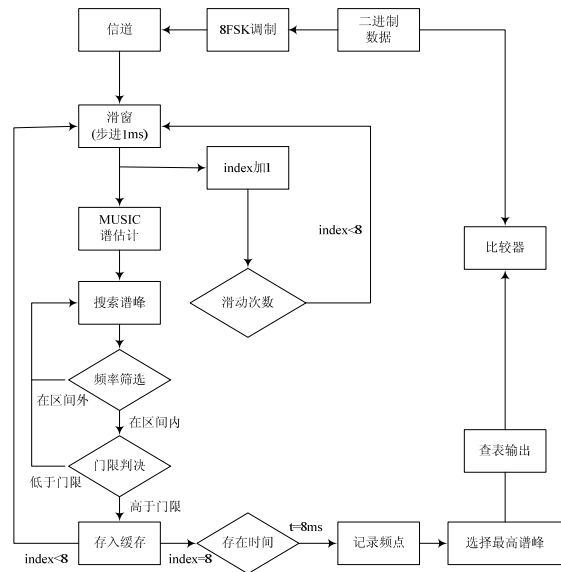


Figure 3. Flowchart

图 3. 算法流程图

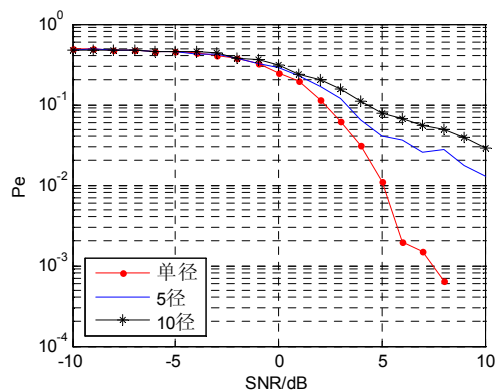


Figure 4. STFT

图 4. STFT

4 仿真分析

4.1 仿真环境

短波信号在 2MHz 到 30MHz 之间, 假设移动台站

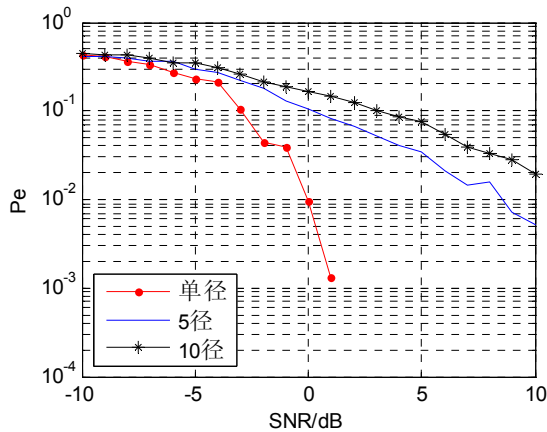


Figure 5. Short-time MUSIC spectrum estimation
图 5. 短时 MUSIC 谱估计

时速为 80km/h, 电波传播方向与运动方向一致, 则最大多普勒频移 f_{dmax} 约为 2.2Hz。

信噪比在 -10dB~10dB 范围内取值, 多径数分别取 1、5、10。

4.2 仿真结果

图 4、图 5 所示为多径数一定时, 误码率随信噪比变化的曲线。从图中可以看出, 系统误码率随信噪比或多径数的增大而增大。

使用 STFT 解调时, 单径信道中, 只要信噪比大于 3.3dB, 误码率便小于 0.05; 5 径信道中需要的 SNR 为 4.8dB; 而 10 径信道则要求 SNR 大于 8dB。

使用短时 MUSIC 谱估计方法解调时, 若要误码率低于 0.05, 所需的信噪比分别为 -2.2dB、3dB 和 6dB。

综上所述, 短时 MUSIC 谱估计的方法适用于信噪比

较低的情况, 其解调性能优于短时傅里叶变换。

5 结束语

通信信号在大气中传播的过程中会受到各种因素的影响, 包括信道和干扰信号带来的影响。这些因素都会对信号的解调带来许多的困难, 提升系统误码率。因此, 对短波 ALE 系统解调方法的研究依然具有重要的现实意义。

致谢

衷心感谢在本文的写作过程中王敏副教授给与的悉心指导和无私帮助, 以及提供的许多良好的建议。

Reference (参考文献)

- [1] ZHANG Qu, LI Xiaofeng. Study On 8FSK Demodulation for ALE Modem [J]. Sichuan University of Science and Technology, 2001-01-003. Vol 20. pp. 8-13.
张曲, 李晓峰. ALE Modem 8FSK 信号解调研究[J]. 四川工业学报, 2001. 第 20 卷第 1 期, 8-13.
- [2] MIL-STD-188-141A, Interoperability and Performance Standards for Medium and High Frequency Radio Equipment [S]. MIL-STD-188-141A, Interoperability and Performance Standards for Medium and High Frequency Radio Equipment [S].
- [3] GUO Shijian, WANG Baoshun. MATLAB 7.X—Digital Signal Process [M]. Beijing: Posts and Telecom Press. 2006.
郭仕剑, 王宝顺等. MATLAB 7.X—数字信号处理[M]. 北京: 人民邮电出版社. 2006.
- [4] R O. Schmidt, "Multiple Emitter Location and Signal Parameter Estimation", IEEE Trans. Antennas and Propagation, Vol. AP-34, pp. 276-280, 1986.
R O. Schmidt, "Multiple Emitter Location and Signal Parameter Estimation", IEEE Trans. Antennas and Propagation, Vol. AP-34, pp. 276-280, 1986.
- [5] WEI Gang. Modeling and Simulation of Communication Systems [M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry. 2007.
韦岗等. 通信系统建模与仿真[M]. 北京: 电子工业出版社. 2007 年.