

基于倒谱分析的OFDM信道估计方法

郑济均¹, 林竞力², 朱维乐³

(1. 空军大连通信士官学校有线电通信系 辽宁 大连 116100; 2. 西华大学电气信息学院 成都 610039;
3. 电子科技大学电子工程学院 成都 610054)

【摘要】时域同步正交频分复用(TDS-OFDM)系统利用PN序列作为保护间隔, 其中保护间隔用作系统同步和信道估计。由于PN序列相关不是理想 δ 函数, 在信道估计时引入了额外误差。该文对倒谱分析在信号处理中的应用进行了研究, 提出了基于倒谱分析的OFDM信道均衡算法。该算法利用QPSK信号作为导频信号, 运用倒谱进行信道估计。在多条信道中对算法进行仿真, 并且与PN(伪随机序列)相关法信道估计进行比较, 仿真结果表明, 该算法有良好的均衡效果, 比PN相关法有一定的优势。

关键词 倒谱分析; 信道估计; 倒谱; 正交频分复用; 时域同步正交频分复用
中图分类号 TN92 **文献标识码** A **doi**:10.3969/j.issn.1001-0548.2011.04.006

Equalization Method for OFDM System Based on Cepstrum Analysis

ZHENG Ji-jun¹, LIN Jing-li², and ZHU Wei-le³

(1. Wire Communication Department, Dalian Airforce Communication NCO Academy Dalian Liaoning 116100;
2. School of Electrical and Information Engineering, Xihua University Chengdu 610039;
3. School of Electronic Engineering, University of Electronic Science and Technology of China Chengdu 610054)

Abstract Time domain synchronous-orthogonal frequency-division multiplexing (TDS-OFDM) system makes use of PN sequence as guard interval, which is used as channel estimation. Because PN serial correlation is not ideal δ function, extra error has been inducted. A channel equalization method suitable for OFDM system is propose in the paper. Cepstral technique is employed in the method to attain the channel equalization. The simulation results indicate that this method has perfect equalization effect.

Key words cepstrum analysis; channel estimation; complex cepstrum; OFDM; TDS-OFDM

正交频分复用(OFDM)由于其高速的数据传输能力和良好的抗多径特性而得到广泛的应用^[1]。该技术在1995年和1997年分别应用在欧洲数字音频广播(DAB)^[2]和数字视频广播(DVB)^[3]传输标准中。

近年来,时域同步OFDM(TDS-OFDM)技术受到越来越多的关注, 其中一个典型的应用是我国的地面数字多媒体/电视传输标准(DMB-T)^[4-11]。传统的OFDM技术采用循环前缀(CP)作为保护间隔, 而TDS-OFDM采用伪随机(PN)序列作为保护间隔, PN序列还可以作为训练符号用作同步和信道估计。文献[12]介绍了利用PN序列自相关进行信道估计的方法, 该方法称为PN均衡法。

倒谱分析方法多见于语音信号处理, 尚未见将倒谱分析应用于OFDM系统的文献。本文采用倒谱分析方法对OFDM系统进行信道估计, 并同PN相关法进行了比较。仿真结果显示该方法有良好的估计效果。

1 系统描述

DMB-T系统帧结构如图1所示。根据不同传输模式, 信息比特映射为QPSK、16QAM和64QAM。帧结构由帧头和帧体两部分组成, 长度为420个符号的帧头信号(PN420)由一个前同步、一个PN255序列和一个后同步构成。前同步和后同步定义为PN255序列的循环扩展。3780点映射符号组成一个OFDM符号。在接收端由本地产生的PN255和接收信号进行相关运算, 根据相关峰确定多径信道的抽头系数。

由于本文采用倒谱分析方法进行信道估计, 采用的帧结构与DMB-T稍有不同, 如图2所示。

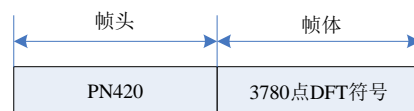


图1 DMB-T帧结构



图2 倒谱分析帧结构

帧头部分用420点DFT符号代替PN255序列，该420点DFT符号由已知的QPSK符号经快速傅里叶逆变换(IFFT)形成，即：

$$b_k = \text{IFFT}(a_k) \quad (1)$$

式中， a_k 为第 k 个QPSK符号。在接收端利用帧头由倒谱分析方法进行信道估计。

2 倒谱分析简介

文献[13]介绍了倒谱分析和同态解卷积。一个信号的复倒谱定义为傅里叶变换的对数的傅里叶反变换，即：

$$\hat{x}[n] = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \lg X(e^{j\omega}) e^{j\omega n} d\omega \quad (2)$$

而倒谱定义为傅里叶变换幅度的对数的傅里叶反变换，即：

$$c_x[n] = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \lg |X(e^{j\omega})| e^{j\omega n} d\omega \quad (3)$$

复倒谱具有如下性质：

- 1) 使 $x[n]$ 为有限长， $\hat{x}[n]$ 为无限长；
- 2) 复倒谱的下降速度至少为 $1/|n|$ 。

一个因果序列，其傅里叶变换的实部和虚部之间满足希尔伯特变换关系。由傅里叶变换的实部可完全重构原始序列。如果 $x[n]$ 是最小相位的，则 $\lg |X(e^{j\omega})|$ 和 $\arg[X(e^{j\omega})]$ 之间满足希尔伯特变换关系，其中 $\lg |X(e^{j\omega})|$ 为 $x[n]$ 复倒谱傅里叶变换的实部， $\arg[X(e^{j\omega})]$ 为其虚部。

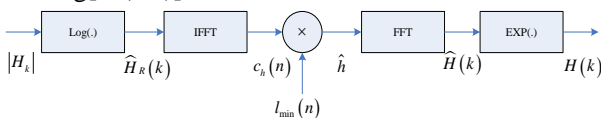


图3 最小相位信道估计框图

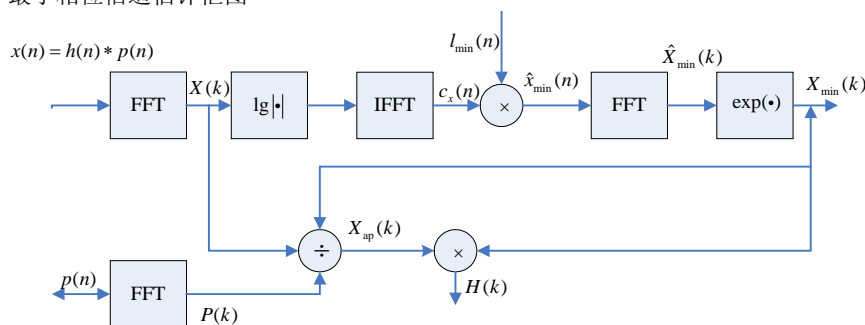


图4 非最小相位信道估计

由前面介绍的倒谱分析可知，对于最小相位信道，已知信号幅度的情况下可以恢复原始信号。

复倒谱与原始序列是一一对应的关系。但复倒谱的计算涉及相位卷绕问题，计算量相对较大，过程也比较复杂。由于倒谱只与幅度有关，所以倒谱的计算相对简单。但是，倒谱与原始序列一般不存在一一对应的关系，即已知倒谱并不一定能确定原始序列，除非原始序列是最小相位序列。

当满足最小相位条件时，倒谱和复倒谱满足如下关系：

$$\hat{x}[n] = c_x[n] l_{\min}[n] \quad (4)$$

式中， $l_{\min}[n] = 2u[n] - \delta[n]$ ， $u[n]$ 为单位阶跃序列， $\delta[n]$ 为单位样本序列。这就意味着，对于最小相位序列，可以从其倒谱恢复原始信号。

3 信道估计算法描述

若无线信道建模为冲击响应滤波器：

$$h(\tau, t) = \sum_i h_i(t) \delta(\tau - \tau_i) \quad (5)$$

假设信道抽头是互不相关的，为宽平稳随机过程(WSS)。若传输的信号为 $s(n)$ ，则接收的采样信号为：

$$r(n) = \sum_i h_i(n) s(n - \tau_i) + n(n) \quad (6)$$

式中， $n(n)$ 为高斯白噪声。

假设接收信号已经完成同步，对接收到的帧头部分进行快速傅里叶变换(FFT)运算，可得到第 k 个接收信号为：

$$r_k = a_k H_k + n_k \quad (7)$$

式中， $H_k = \sum_i h_i e^{-j2\pi k(\tau_i/T_u)}$ 为子载波 $f_k = k/T_u$ 处的信道传递函数； T_u 为OFDM符号周期。

由于QPSK符号幅度为1，在高信噪比条件下由式(7)可得到信道传递函数幅度的近似值为：

$$|H_k| \approx |r_k| \quad (8)$$

下面从最小相位信道和非最小相位信道分别进行说明。

3.1 最小相位信道

对于最小相位信道, 信道估计框图如图3所示。

由于满足最小相位条件, 所以可以通过倒谱求得原始序列。首先, 通过式(8)求得信道传递函数的幅度; 再求其倒谱, 通过式(4)求复倒谱; 最后由复倒谱的逆运算求得信道的传递函数。

用FFT和IFFT代替傅里叶变换及其反变换。由于FFT运算含有周期性质, 所以求得的倒谱和复倒谱都是有时间混叠的近似值。但由于倒谱下降的速度很快, 所以可以通过补零FFT大大减小混叠干扰。通常OFDM子载波数目远远多于多径数目, 即相当于对信道进行了补零, 可以得到精确的信道传递函数。

3.2 非最小相位信道

非最小相位信道估计框图如图4所示。图中 $p(n)$ 表示已知的导频信号。

任何非最小相位因果序列都可以表示为一个最小相位序列和一个全通系统的级联, 即:

$$x[n] = x_{\min}[n] * x_{\text{ap}}[n] \tag{9}$$

式中, “*”代表卷积; $x_{\text{ap}}[n]$ 表示全通序列。对于非最小相位信道, 如果仍按照上述最小相位信道的算法进行取模, 可以得到:

$$|X_{\text{ap}}(k)| = \frac{|X(k)|}{|X_{\min}(k)|} \tag{10}$$

由此可求得最小相位部分的频谱幅度。此时可以通过最小相位信道估计方法求得最小相位部分的频谱。由于导频信号已知, 在该情况下, 只要在接收到的信号频谱中除去最小相位部分的频谱和导频的频谱, 便可得到全通序列的频谱, 最终得到信道频谱。

4 仿真验证

对上述算法仿真验证, 并与PN均衡进行比较。仿真分别在最小相位信道和非最小相位信道条件下进行。由matlab随机产生的信道抽头系数分别为[.986 .845 .237 .123]和[.8214 .4447 .6154 .7919], 根据零点、极点在单位圆内外确定最小、最大相位。仿真采用格雷码映射, 无交织和信道编码, 进行150次均值计算。仿真结果如图5~图6所示。由于最小相位信道的极值更加靠近单位圆, 因此图5的仿真效果没有图6明显。从仿真结果可以看出本文算法对于PN均衡有一定的优势, 可以很好地对信道进行估计和均衡。

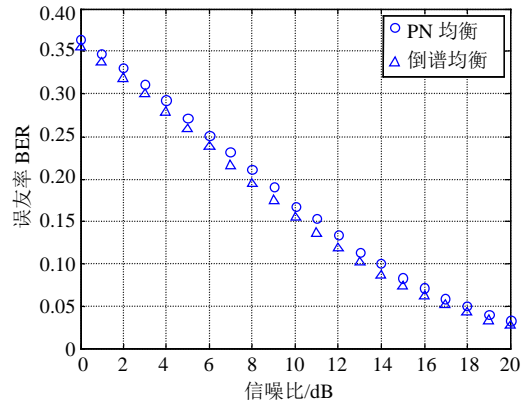


图5 最小相位信道均衡

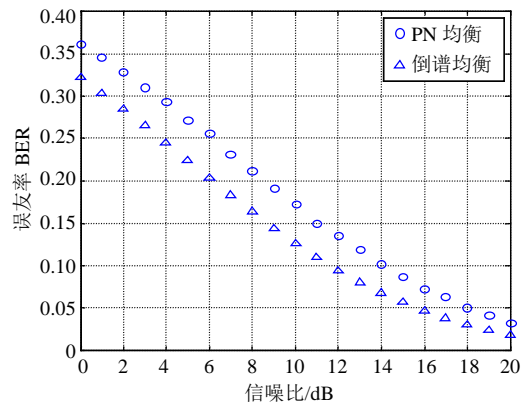


图6 非最小相位信道均衡

参 考 文 献

- [1] ZOU W Y, WU Y. COFDM: An overview[J]. IEEE Transactions on Broadcast, 1995, 41: 1-8.
- [2] ETSI ETS 300 401 ed.1 (1995-02). Digital audio broadcasting (DAB); DAB to mobile, portable and fixed receivers[S]. [S.I]: ETSI, 1995.
- [3] ETSI EN 300 744 V1.1.2 (1997-08): Digital broadcasting systems for television, sound and data services; framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television[S]. [S.I]: ETSI, 1997.
- [4] DAI Ling-long, FU Jian, WANG Jun, et al. A multi-user uplink TDS-OFDM system based on dual PN sequence padding[J]. IEEE Transactions on Consumer Electronics, 2009, 55(3): 1098-1106.
- [5] ZHENG Ji-jun, ZHU Wei-le. An algorithm for calibration of TDS-OFDM carrier frequency offset[J]. IEEE Transactions on Consumer Electronics, 2009, 55(2): 366-370.
- [6] FU Jian, WANG Jun, SONG Jian et al. A simplified equalization method for dual PN-sequence padding TDS-OFDM systems[J]. IEEE Transactions on Broadcasting, 2008, 54(4): 825-830.
- [7] DU Deng-bo, WANG Jin-tao, GONG Ke, et al. A transmit diversity scheme for TDS-OFDM system[J]. IEEE Transactions on Broadcasting, 2008, 54(3): 482-488.