

无保护间隔的 OFDM 信道自适应均衡的一种新算法

吕浚哲, 张海林, 何 非, 刘增基

(西安电子科技大学 ISN 国家重点实验室, 陕西西安 710071)

摘 要: 近年来作为一种特殊的多载波调制方式——正交频分复用(OFDM)已得到越来越多的人的关注. 对于传统的 OFDM 系统来说, 如果循环前缀的长度大于信道的时延扩散值, 则可以通过简单的频域均衡来解调 OFDM 信号. 可是循环前缀的使用却降低了系统的传输效率, 如果能压缩甚至去掉循环前缀, 而保持系统性能不变, 则是很有意义的, 为此本文给出了一种新的均衡结构, 利用循环迭代手段以减少甚至去掉循环前缀, 最后通过计算机模拟, 证实了这种结构的有效性.

关键词: 正交频分复用; 均衡; 循环前缀; 重构抵消

中图分类号: TN911.7 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2002) 07-0941-04

A New Adaptive Equalization with No Guard Time of OFDM

LV Jun-zhe, ZHANG Hai-lin, HE Fei, LIU Zeng-ji

(National Key Lab. of ISN, Xidian University, Xi'an, Shaanxi 710071, China)

Abstract: In this paper, a method of equalization of OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) signal is described. If the length of its cyclic prefix is larger than the delay spread of transmission channel, we can get a simple frequency equalizer to demodulate OFDM signal. However, the use of cyclic prefix degrades the efficiency of transmission greatly. For this, we give a new equalizing structure, which improves the efficiency of transmission of OFDM system. And this method is examined by computer and good characteristics are confirmed.

Key words: OFDM; equalizing; cyclic-prefix; reconstruction cancellation

1 引言

正交频分复用(OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing)是一种特殊的多载波调制方式(MCM)^[1,2]. 在 OFDM 系统中, 各个子载波相互正交, 正是由于这一特性使得 OFDM 与其他调制方式相比呈现出了诸多的优点. 对于 OFDM 系统, 各个子载波是否能够保持很好的正交性在很大程度上决定了整个系统的性能. 通常信号通过信道以后会产生一定的失真, 破坏信号的正交性, 从而使系统出现符号串扰(ISI)以及子信道串扰(ICI). 如果信道失真为线性的, 那么通过在 OFDM 时域信号帧与帧之间引入循环前缀(Cyclic Prefix), 就可以减弱 ISI 及 ICI. 如果 CP 的长度大于或等于信道的群时延差, 那么正交性完全保证, 此时 OFDM 系统不存在 ISI 和 ICI, 均衡问题简化为频域单抽头的复数 AGC^[5]. 图 1 即给出了这种频域均衡结构. 可是循环前缀的使用却降低了信道的频率利用率^[1], 为了提高频率利用率, 有人提出了时域均衡结构^[6]以减小循环前缀的长度, 可是这一方法却预先需要通过一定方法求出信道模型, 从而增加了系统的设计复杂性, 而且此方法依然未能完全去掉循环前缀, 对此本文给出了一种新的均衡结构, 它可以用来减小甚至完全去掉循环前缀.

2 系统模型

2.1 OFDM 系统

在不影响问题分析的前提下, 首先假定系统已实现了良好的帧同步与频率同步. 图 2 给出了一个典型的 OFDM 传输系统框

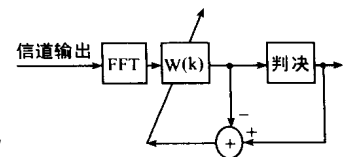


图 1 用于 OFDM 系统的频域均衡结构

图. 设 IFFT 的点数 N , 由 OFDM 的基本理论^[3~5]可以得到当满足循环前缀的长度大于等于信道冲击响应 $h(n)$ 的长度时, 在接收端各个子载波可以保持很好的正交性, 如果对接收到的数据 $y(n)$ 做 FFT, 则可以得到:

$$Y_k = H_k X_k \quad k=0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (1)$$

这里 $H(k)$ 为信道频域响应, 若 $H(k)$ 已知, 则很容易得到原始的发送数据为:

$$X_k = \frac{1}{H_k} Y_k = W_k Y_k \quad k=0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (2)$$

设循环前缀的长度为 L , 则整个系统的传输效率为 $N/(L+N)$, 在某些信道下, 信道的冲击响应长度很大, 如果保持接收信号的正交性, 则必须使 L 足够大, 可是增大 L 会使信

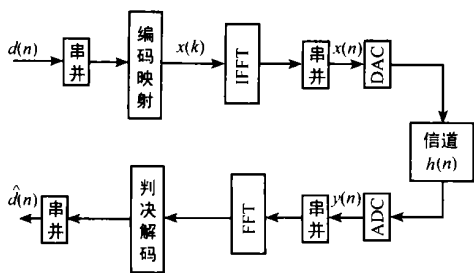


图 2 OFDM 系统框图

号的传输效率大大降低, 如果要提高传输效率, 则相应的 N 必须提高, 但 N 值的加大会带来时延以及处理开销的加大. 为此下面给出了一种新的基于循环重构抵消、时频二维联合迭代结构的 OFDM 均衡方式, 它可以减小甚至去掉循环前缀, 从而克服上述的这一矛盾要求.

2.2 循环重构抵消、时频二维联合迭代结构的基本原理

设 $y(n)$ 为信道输出, $x(n)$ 为信道输入, $h(n)$ 为信道冲击响应, 且其长度为 M , 同时在这里仍假设系统有长度为 L 的循环前缀, 则 OFDM 系统接收机的第 i 帧数据为:

$$y_{i,n} = \sum_{l=0}^M h_l x_{i,n-l} + \sum_{l=L+1}^M h_l x_{i,n-L+N-l} + u_{i,n} \quad n=0, 1, \dots, N-1 \quad (3)$$

$$= h_n * x_{i,n} + \bar{h}_n * x_{i,n-L+N} + u_{i,n} \quad (4)$$

这里 $\bar{h}_n = \begin{cases} h_n & n=L+1, \dots, M \\ 0 & \text{其它} \end{cases} \quad (5)$

而 $u_{i,n}$ 为各种噪声的影响. 对于 OFDM 系统来说, 由前面论述可知, 如果信道输出后的各个子载波能够保持很好的正交性, 则信号的解调将是一件很容易的事, 这就要求信道的输出信号具有循环输出特性, 即期望信道输出为

$$\bar{y}_{i,n} = h_n * \bar{x}_{i,n} + u_{i,n} \quad n=0, \dots, N-1 \quad (6)$$

这里 * 表示线性卷积.

$$\bar{x}_{i,n} = \begin{cases} x_{i,n}, & n=0, \dots, N-1 \\ x_{i,n+N}, & n=-M, \dots, -1 \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \quad (7)$$

同时可以看到式 (6) 中的 $\bar{y}_{i,n}$ 也可写为

$$\bar{y}_{i,n} = \sum_{l=0}^M h_l x_{i,n-l} + \sum_{l=L+1}^M \bar{h}_l x_{i,n+N-l} + u_{i,n} \quad n=0, \dots, N-1 \quad (8)$$

比较式 (8) 与式 (4), 可以得到

$$\bar{y}_{i,n} = y_{i,n} - \bar{h}_n * x_{i,n-L+N} + \bar{h}_n * x_{i,n+N} \quad n=0, \dots, N-1 \quad (9)$$

由式 (9) 可以看出, 如果已知信道的冲击响应 $h(n)$ 、原始信号 $x(n)$, 对上式两边做 FFT 有

$$\bar{Y}_i(k) = H(k) X_i(k) \quad k=0, 1, 2, \dots, N-1$$

此式即为式 (1), 这样我们就仍可通过简单的频域均衡实现信号的解调. 由上面的推导过程可知, 并没有对循环前缀的长度 L 做特殊处理, 因而如果设定 $L=0$, 则上面推导应依然成立, 这样就找到了一种去掉循环扩展的算法. 这里, 称式 (9) 所完成的过程为循环重构抵消.

但是, 在实际应用中 $h(n)$ 的值是事先不知道的, 而 $x(n)$ 的值却恰恰是需要求的值, 因而在实际系统中如何找到 $h(n)$ 和 $x(n)$ 便成了问题的关键. 对于 $h(n)$ 来讲, 由于信道均衡的关键就是要构造出 $h(n)$ 的估计值 $\hat{h}(n)$, 因而可以使用 $\hat{h}(n)$ 来替代 $h(n)$ 完成上式. 对于 $x(n)$, 可以把接收机的判决输出 $\hat{x}(n)$ 看做 $x(n)$ 的估计值, 然后反馈代入式 (9), 则问题就得到了解决. 这时令

$$z_{i,n} = y_{i,n} - \bar{h}_n * x_{i-1,n-L+N} + \bar{h}_n * x_{i,n+N} \quad n=0, \dots, N-1 \quad (10)$$

这里: 当 $n=L+1, \dots, M$ 时 $\bar{h}_n = h_n$, 而其它时候 \bar{h}_n 为零. 对式 (10) 两边做 FFT, 则可得到:

$$Z_i(k) = H(k) X_i(k) \quad (11)$$

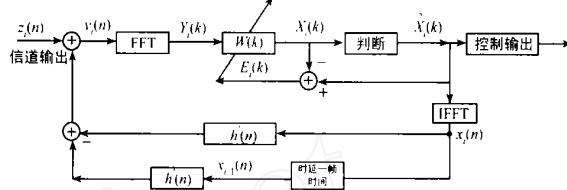


图 3 基于循环重构抵消、时频二维联合迭代结构的均衡器设计框图

如果取 $W(k) = 1/H(k)$, 则有 $X_i(k) = Z_i(k) W(k)$, 此时通过简单的频域均衡就可解调出数据. 在本文中, 给出了基于 LMS 算法的自适应结构来实现上面所给出的算法. 整个系统的基于循环重构抵消、时频二维联合迭代结构的自适应接收机框图如图 3 所示. 与图 1 所给频域均衡器不同之处在于把第一次所得到的判决器结果并不作为最终结果, 而是把此结果先通过 IFFT 转成时域数据, 然后使此时域数据分为两路, 一路直接与 $h(n)$ 卷积后对接收机收到的原始信号进行修正, 另一路经时延一个符号周期后与 $h(n)$ 卷积并对接收机收到的原始信号进行修正, 接着我们再让经过修正的数据通过频域均衡器和判决器, 这样就实现了对输入数据的循环重构抵消, 即完成了式 (9). 最后, 重复上述过程一定次数后, 再把判决结果输出作为最终结果. 设 $W_{i,l}(k)$ 为所需均衡滤波器系数的估计值, 其中 i 指所读数据帧的下标号, l 指循环重构抵消时的循环次数; $H_i(k)$ 为信道在频域的估计值, $H_i(k) = 1/W_{i,l}(k)$. 图 4 给出了系统的解调流程图.

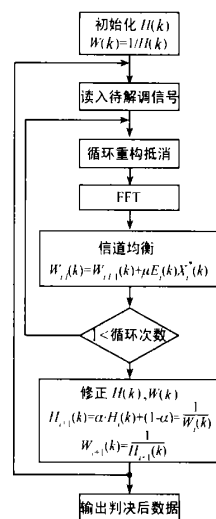


图 4 基于循环重构抵消、时频二维联合迭代结构的均衡器解调流程图

对照图 3, 取信道的时域冲击响应 $h(n) = IFFT(H_i(k))$, 即只有当每次解调完数据后 $h(n)$ 才改变一次, 而在数据解调期间, $h(n)$ 均保持不变. 均衡算

法采用自适应 LMS 算法,对于每次循环重构抵消时 $W_i(k)$ 的初值取 $W_{i,0}(k) = 1/H_i(k)$. 另外,由式(10)可以清楚的看到本文所给的均衡结构仅仅是对 OFDM 理想解调情况下的一种近似,因而其均衡效果必然比 OFDM 系统理想情况下的均衡效果要差,但也正是由于它是理想情况下的一种近似,因而其特性必然会比无循环前缀情况下的 OFDM 系统频域均衡效果好.

3 性能模拟

为了对上述结论进行验证,我们对其进行了性能仿真,仿真参数如下:FFT(IFFT)的点数为 $N_{\text{fft}} = 512$ 点;仿真信道采用时延扩散为 13 点的典型信道,其参数为 (0.01, 0, 0.04, 0.2, 0.9, 0.3, -0.4, 0.25, -0.125, 0.05, -0.025, 0.015, -0.025); 噪声为高斯白噪声,同时采用小 M 序列作为原始数据源;另外为了便于说明问题,在有循环前缀以及无循环前缀两种情况下,针对图 1 所给频域均衡方式也给出了仿真结果,以便与本文所给的均衡结构进行比较. 设循环前缀长度为 L ,下面给出了仿真结果. 图 5 给出了在不同输入载噪比(CNR)、不同循环次数及 $L=0$ 下,图 3 所给系统解调 4QAM 信号时的均衡增益情况,同时在图中给出了 CP 长度大于信道群时延差且利用图 1 所给均衡结构时的情形,把它看作所要讨论结构性能的理想情形. 当无噪声时,如图 5(a)所示,随着循环次数的增多,系统的均衡增益逐渐靠近理想情况,同时还可以看到对于每一循环次数,均有一均衡增益上限,而不能达到与理想情形

一致. 这主要是因为由式(10)可以看到我们是用信道 $h(n)$ 的估计值 $\hat{h}(n)$ 来对接收数据进行修正,而对循环前缀长度大于信道群时延差的情形,相当于本系统用信道的实际冲击响应 $h(n)$ 来对接收数据进行修正. 因而对于图 3 所给结构来说,与理想情况相比对接收数据的修正必然引入一误差信号 $e_{i,n} = (\bar{h}_n - \hat{h}_n) * \bar{x}_{i-1,n+L+N} + (\bar{h}_n - \hat{h}_n) * \bar{x}_{i,n+N}, n = 0, \dots, N-1$ 从而造成了本结构的均衡增益与理想情形不一致的情况. 同时由图 5(a) 还可以看到,对于不同的循环重构次数,其均衡增益上限是不同的,随着循环次数的增多,其均衡增益上限在提高. 因而可以得到如下结论:由于不同的循环次数有不同的均衡增益,对每一循环次数,当输入载噪比高于其均衡增益上限时其均衡性能将不会再提高,为了提高均衡增益这时应该采用更多的循环次数,从而使均衡增益能尽量逼近载噪比. 为了验证如上结论,给出了无噪声及载噪比为 20dB, 64dB, 87dB 时的均衡性能曲线. 由图 5(a) 可以得到,当循环次数为 2 次时,其均衡增益上限为 63dB, 20 次时为 88dB, 50 次时为 105dB, 100 次时为 120dB; 而在图 5(c)、(d) 中可以看出当输入载噪比小于或接近于循环 2 次时的均衡上限 64dB 时,其性能是与理想情形是一致的,而在图 5(b) 中,当载噪比高于 64dB 时,循环 2 次时的性能曲线已不能逼近实际情况,而这时循环 20 次时的性能曲线却逼近了理想情况,这就验证了我们上面所得到的结论. 因而对于本文所给方案,在选择循环次数时,应遵循如下策略:

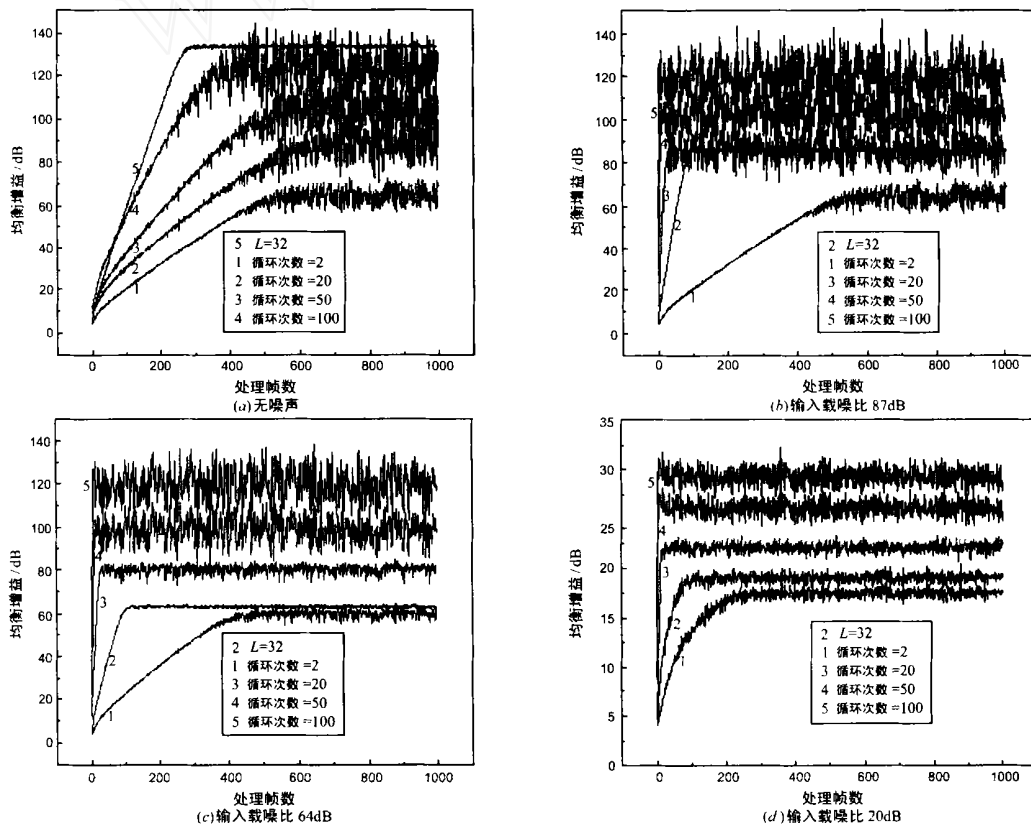


图 5 不同输入载噪比(CNR)及不同循环次数下 4QAM 信号解调时的均衡增益图

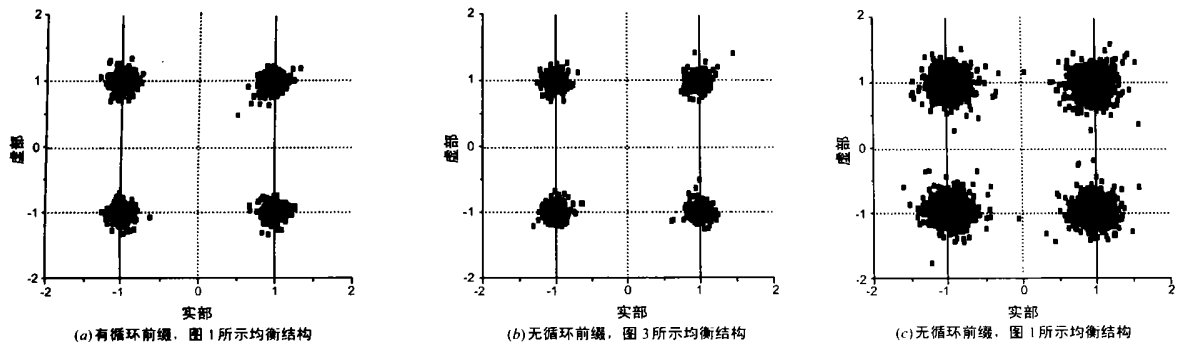
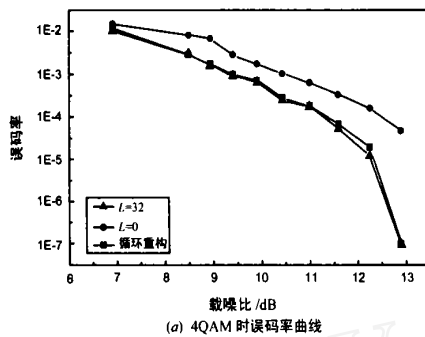
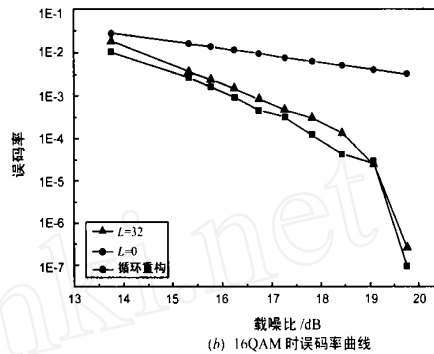


图 6 载噪比为 24dB、4QAM 调制时各种情况的解调星座图



(a) 4QAM 时误码率曲线



(b) 16QAM 时误码率曲线

图 7 误码率曲线

当接收机的输入载噪比小于 64dB 时我们只需循环 2 次即可达到目的,而当输入载噪比变高时,应象图 5(b) 所给例子选择相应的更多的循环次数以使均衡增益逼近输入载噪比。图 6 给出了在一定输入载噪比下,有循环前缀及无循环前缀采用图 1 均衡结构以及无循环前缀采用图 3 所给均衡结构时 4QAM 的解调星座图。比较各种情况,从图 6 可以看出,图 3 所给的循环重构抵消结构当 $L=0$ 时在性能上与当 $L=32$ 时采用图 1 所示结构的性能是非常接近的。至于 16QAM 则可以得到相似的结论。最后,如图 7 所示,给出了在 $L=32$ 采用图 1 所 FI 均衡结构及 $L=0$ 分别采用图 1、图 3 所给均衡结构时 4QAM 及 16QAM 在不同载噪比时各自的误码率曲线。图中结果也再次说明了图 3 所给循环重构抵消结构的有效性。

4 结论

在本文中,我们着重讨论了如何消除循环前缀影响,提高 OFDM 系统频率利用率这一问题。利用 OFDM 信号自身的结构特点,给出了基于循环重构抵消、时频二维联合迭代结构的均衡算法。理论推导与仿真结果都表明,这一均衡算法能够有效的压缩甚至去除循环前缀,极大的提高系统的频率利用率。

参考文献:

- [1] S Weinstein, P Ebert. Data transmission by frequency-division multiplexing using the discrete Fourier transform [J]. IEEE Trans. On Communications, 1971, COM-19, (5): 628 - 634.
- [2] Orthogonal frequency division multiplexing [P]. U. S. Patent 3,488,445, filed Nov. 14, 1966, issued Jan. 6, 1970.
- [3] J A C Bingham. Multicarrier modulation for data transmission: An idea

whose time has come [J]. IEEE Commun. Magazine, 1990, 28(5): 5-14.

- [4] Hiroaki B. An orthogonally multiplexed QAM system using the discrete Fourier transform [J]. IEEE Trans. Commun., 1981, COM-29: 982 - 989.
- [5] J S Chow, L C Tu, J M Cioffi. A discrete Multitone transceiver system for HDSL applications [J]. IEEE J. on Selected Areas in Commun., 1991, SAC-9(6): 895 - 908.
- [6] Melsa P J W, Younce R C, Rohrs C E. Impulse response shortening for discrete multitone transceiver [J]. IEEE Trans on Comm, 1996, 44(12): 1662 - 1672.

作者简介:



吕俊哲 男, 1973 年 10 月生于陕西省, 博士, 1996 年于电子科技大学获得电磁场与微波技术专业学士学位; 1998 年进入西安电子科技大学攻读通信专业硕士学位; 2000 年进入西安电子科技大学 ISN 国家重点实验室攻读博士学位, 现主要研究方向为高速率数据传输技术, 宽带通信技术。



张海林 男, 1963 年 7 月生于陕西省, 教授, 1991 年 7 月博士毕业于西安电子科技大学, 工作于通信工程学院 105 室, 一直从事信息工程的教学与科研工作。是国家 ISN 重点实验室固定研究人员, 研究方向为编码、调制解调技术, 为 IEEE 会员, 中国电子学会高级会员, 通信学会高级会员。