

多径信道下 OFDM 系统中的两种线性载波间干扰抑制技术¹

王 艺 张忠培 赵 明 周世东 许希斌

(清华大学微波与数字通信国家重点实验室 北京 100084)

摘 要 载波间干扰 (ICI) 是影响正交频分复用 (OFDM) 系统性能的重要因素。该文研究了不同延迟线长度 L 下的频域 RAKE(F-RAKE) 和频域均衡 (F-FIR) 两种线性 ICI 抑制技术。假设接收端已知信道信息, F-FIR 采用最小均方误差 (MMSE) 准则。结果表明 $L=3$ 时, F-RAKE 比标准接收机的载干比 (CIR) 高 2~5 dB, 而 F-FIR 则高出 2~7 dB; 随着 L 的增加, 两种接收机所能获得的 CIR 增益逐渐降低。从计算复杂度来看, F-FIR 的计算量是 F-RAKE 的 L 倍, 工程中可以通过选取不同延迟线长度和接收机结构来达到计算复杂度和性能的折衷。

关键词 频域 RAKE, 频域均衡, OFDM, 载波间干扰

中图分类号 TN911.4

1 引 言

正交频分复用 (OFDM) 系统是目前解决高速无线传输的主流技术, 主要的优点是通过正交多载波传输来消除符号间串扰 (ISI), 而且有利于并行信号处理。但是高速移动会产生多普勒频移, 另外接收机在同步过程中也会产生一定的频率误差, 导致接收信号中的载波不再正交, 从而产生载波间干扰 (ICI)。分析表明^[1,2] 在频偏系数为 0.2 时, 载干比 (CIR) 降低到大约 12dB, 因此如何抑制 ICI 是研究 OFDM 系统的关键之一。

目前研究的 ICI 抑制技术主要有: 频域均衡、时域 Nyquist 窗口技术^[2,3] 和干扰抵消技术^[4,5]。干扰抵消技术主要利用相邻 ICI 系数近似相等的特点, 通过简单编码和处理就能将 CIR 提高 10dB 以上, 其代价是降低了频谱利用率。在频域进行线性处理具有计算复杂度低、性能好的优点, 因此本文研究频域 RAKE (F-RAKE) 和频域线性均衡 (F-FIR) 两种接收机的性能。

2 信号模型

考虑有 N 个载波的 OFDM 系统, 离散多径信道模型描述如下:

$$h(n) = \sum_{i=0}^{M-1} h_i e^{j \frac{2\pi}{N} \varepsilon_i (n-n_i)} \quad (1)$$

其中 h_i 是复衰落系数, M 是多径数, $\varepsilon_i = \Delta f T$ 是多普勒频率偏移系数, Δf 是多普勒或同步误差引起的归一化频率偏移, T 是一个符号间隔, n_i 是多径延迟。记 $\mathbf{b} = [b_0 \cdots b_{N-1}]^T$ 表示调制后的信源序列, $\mathbf{z} = [z_0 \cdots z_{N-1}]^T$ 是经过 FFT 变换后接收到的离散信号, $\mathbf{n} = [n_0 \cdots n_{N-1}]^T$ 是零均值复高斯白噪声, 且满足 $E[\mathbf{n}\mathbf{n}^H] = \sigma^2 \mathbf{I}_N$, 上标 H 表示矩阵共轭转置, 那么接收信号可以表示为

$$\mathbf{z} = \mathbf{W}\mathbf{D}\mathbf{W}^H \mathbf{b} + \mathbf{n} \quad (2)$$

其中 $\mathbf{D} = \text{diag}(\sum_{i=0}^{M-1} h_i e^{j \frac{2\pi}{N} \varepsilon_i (-n_i)}, \dots, \sum_{i=0}^{M-1} h_i e^{j \frac{2\pi}{N} \varepsilon_i (N-1-n_i)})$,

¹ 2001-12-11 收到, 2002-05-20 改回

国家自然科学基金资助 (编号: 69891030)

$\mathbf{W} = \frac{1}{\sqrt{N}} \begin{bmatrix} w^0 & w^0 & \cdots & w^0 \\ w^0 & w^1 & \cdots & w^{N-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ w^0 & w^{N-1} & \cdots & w^{(N-1)(N-1)} \end{bmatrix}$, 分别是多径信道的采样值和 FFT 变换矩阵. 令

$\mathbf{C} = \mathbf{W}\mathbf{D}\mathbf{W}^H$ 表示 ICI 系数矩阵, 不难得到 ICI 系数的表达式为 [3]

$$c_k = \sum_{i=0}^{M-1} h_i e^{-j\frac{2\pi}{N}\varepsilon_i n_i} \frac{\sin(-\pi\varepsilon_i)}{N e^{-j\pi\varepsilon_i}} \left[\text{ctg} \left[\frac{\pi}{N}(k - \varepsilon_i) \right] + j \right]$$

可以看到 c_k 满足关系式:

$$c_k = c_{N+k} \quad (3)$$

因此 ICI 系数矩阵可以写成如下 Toeplitz 矩阵形式:

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} c_0 & c_1 & \cdots & c_{N-1} \\ c_{N-1} & c_0 & \cdots & c_{N-2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ c_1 & c_2 & \cdots & c_0 \end{bmatrix} \quad (4)$$

对于多径多普勒信道下的 OFDM 系统, 标准接收机并不抑制 ICI, 而是只纠正载波上的相位偏差, 因此判决前的信号可以表示为 $\mathbf{y} = \mathbf{c}_0^* \mathbf{z}$, 其中 $*$ 表示复数共轭, 那么该信号的载波干扰比 (不包括噪声) 为

$$\text{CIR}(k) = |c_0|^2 \left/ \sum_{\substack{m=0 \\ m \neq k}}^{N-1} |c_m|^2 \right. \quad (5)$$

3 频域 RAKE 接收机

经典的时域 RAKE 接收机是对各路接收信号进行最大比合并, 每径的合并因子是信道衰减的共轭, 可以将 RAKE 接收机的冲击响应表示为

$$\hat{f}(n) = h^*(n) = \sum_{i=0}^{M-1} h_i^* e^{-j\frac{2\pi}{N}\varepsilon_i(n-n_i)}$$

那么变换到频域后的形式就为

$$\hat{\mathbf{F}} = \mathbf{W}\mathbf{D}^H$$

注意这是对于信号 $\mathbf{W}^H \mathbf{b}$ 的匹配滤波, 如果考虑信号 $\mathbf{b}$, 那么频域 RAKE 的接收机处理可以表示为

$$\mathbf{F} = \mathbf{C}^H = \mathbf{W}\mathbf{D}^H \mathbf{W}^H \quad (6)$$

综合以上表达式, 频域 RAKE 接收机的输出信号为

$$\mathbf{y} = \mathbf{F}\mathbf{z} = \mathbf{W}\mathbf{D}^H \mathbf{D}\mathbf{W}\mathbf{b} + \mathbf{C}^H \mathbf{n}$$

由于 F-RAKE 只是根据各径信号的功率进行最大比合并, 因此噪声不会增强, 记 $\mathbf{G} = \mathbf{C}^H \mathbf{C}$, 那么输出信号的 CIR 可以表示为

$$\text{CIR}(k) = |G_{k,k}|^2 \left/ \sum_{\substack{m=0 \\ m \neq k}}^{N-1} |G_{k,m}|^2 \right. \quad (7)$$

由于估计 N 个 ICI 系数 c_k , $k = 0, \dots, N-1$ 往往比较困难, 特别是比较出现深度衰落的载波, 或者说 c_k 比较小时不仅估计精度比较差, 而且合并较小径对系统的性能增益并不大, 因此可以考虑只将主要的径合并, 而对能量较小的径删除, 这样既降低了系统复杂度, 同时性能损失不大。

图 1 给出了 64 个载波、4 径 Rayleigh 衰落信道下的 ICI 系数, 其中最大多普勒频率偏移系数为 0.3。

可以看出 ICI 系数只在零附近显得比较大, 如系数 $c_1, c_{N-1}, c_2, c_{N-2}, \dots$, 也就是说由于多径多普勒引起的 ICI 主要集中在相邻的几个载波上, 所以从信号能量分集的角度看, 只合并相邻载波上的信号是比较符合工程实际的方法。

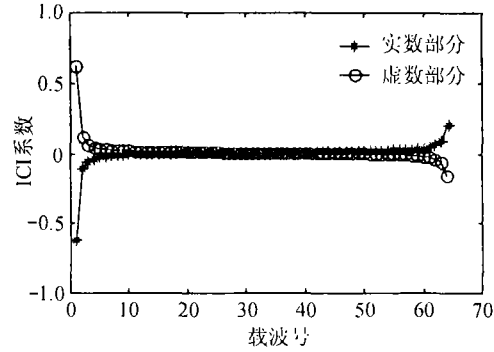


图 1 典型的 ICI 系数

由于 ICI 系数矩阵是 Toeplitz 矩阵, 即当前载波信号对相邻载波的串扰与载波号无关, 所以不妨设载波 0 为当前解调信号, 那么以载波 0 为中心, 选取相邻的 $L = 2M + 1$ 个载波信号进行合并, 我们可以得到待判决的信号为

$$y_{F\text{-RAKE}}^{(L)} = c_0^* z_0 + \sum_{k=1}^M (c_k^* z_k + c_{N-k}^* z_{N-k}) \quad (8)$$

图 2 给出了不同合并长度下 F-RAKE 输出信号的信噪比性能, 其中合并长度 $L = 1$ 就是标准接收机, 当合并长度等于载波数 64 时, 就是 (6) 式给出的最优 F-RAKE 接收机, 输出的 CIR 由 (7) 式给出。在图 2 的仿真结果中, 所有数据是 1000 次仿真结果的平均值, 载波数为 64, 多径数为 4, 每径的衰落为复高斯随机信号, 各径的频偏系数在零到最大频偏系数之间均匀分布。

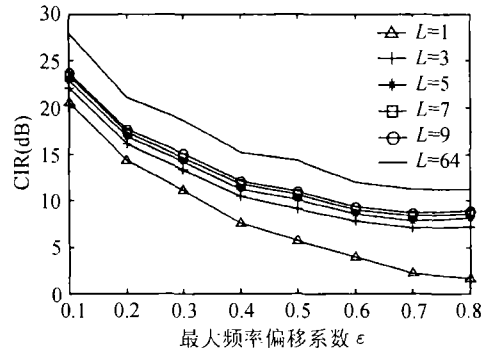


图 2 不同合并长度下的 F-RAKE 性能

由图 2 可以看到, 随着最大多普勒频率偏移系数 ε 的增大, F-RAKE 相对于标准接收机的 CIR 增益越来越大, 如果采用最优 F-RAKE 接收机, 那么 CIR 的增益在 5~10dB, 即使在最大频偏系数为 0.8 时, CIR 仍然能够保持在 10dB 左右, 说明 F-RAKE 能够有效地抑制 ICI。如果只选取相邻的载波进行合并处理, 那么可以看到, 当 $L = 3$ 时, F-RAKE 的 CIR 增益为 2~5dB; 当 L 再增加时, 可获得的 CIR 增益越来越小, 而计算复杂度越来越大。因此实际工程中可以根据所要达到的性能要求适当地降低合并长度以减小实现复杂度, 例如选取 $L = 9$ 基本上就可以将 CIR 提高到 8dB 以上。

4 频域均衡器

如果我们把线性接收机看作具有 L 级抽头延迟的线性滤波器, 那么 F-RAKE 就相当于抽头系数等于 ICI 系数共扼的均衡器, 虽然这种接收机比较简单, 但是从均衡器的角度来看, F-RAKE 并不是延迟线为 L 下最优的接收机, 因此这一节里我们分析采用 MMSE 准则下的频域均衡器 (F-FIR)。

正如上一节所述, C 是 Toeplitz 矩阵, 所以不妨设载波 0 为当前解调信号, 那么以载波 0 为中心, 选取相邻的 $L = 2M + 1$ 个载波信号进行频域均衡, 设 F-FIR 的滤波系数为 $w = [w_0 \cdots w_{L-1}]^T$, 那么在每一时刻进入到 L 长均衡器的数据为 $z_{N-L}, \cdots, z_{N-1}, z_0, z_1, \cdots, z_L$ 。为了便于推导, 记 $z_0 = [z_0 \cdots z_L \quad z_{N-L} \cdots z_{N-1}]^T$, 对应的信源序列为 $b_0 = [b_0 \cdots b_{N-1}]^T$, 那么接收信号可以描述为

$$z_0 = G_0 b + n \quad (9)$$

其中信道矩阵为

$$G_0 = \begin{bmatrix} c_0 & c_1 & \cdots & c_{N-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ c_{N-L} & c_{N-L+1} & \cdots & c_{N-1} \\ c_L & c_{L+1} & \cdots & c_{L-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ c_{1-N} & c_{2-N} & \cdots & c_0 \end{bmatrix} \quad (10)$$

因此均衡器的输出为 $y_0 = w^H z_0$, 而待解调的信息为 b_0 , 采用 MMSE 准则, 那么均衡器的滤波系数满足以下优化准则:

$$w = \arg \min_w \|w^H z_0 - b_0\|^2 \quad (11)$$

其中 $\|\cdot\|$ 表示范数。结合信号模型 (9) 式不难得到 (11) 式的 Wiener 解^[6] 为

$$w = R^{-1} p = (G_0 G_0^H + \sigma^2 I)^{-1} g_1 \quad (12)$$

其中 $R = E[z_0 z_0^H] = G_0 G_0^H + \sigma^2 I$, $p = E[z_0 b_0^*] = g_1$, 分别是接收信号的自相关阵和接收信号与期望信号的互相关值, g_1 是矩阵 G_0 的第一列矢量。如果不考虑噪声项, 那么均衡器输出的结果可以写成

$$y_{\text{F-FIR}}^L = g_1^H (G_0 G_0^H)^{-1} G_0 b_0 \quad (13)$$

记 $q = g_1^H (G_0 G_0^H)^{-1} G_0$ 是一个 N 长的矢量, 那么待解调信号的 CIR 可以写成

$$\text{CIR} = |q_0|^2 / (\|q\|^2 - |q_0|^2) \quad (14)$$

考虑当 $L = N$ 时的情况, 即均衡器长度等于载波数, 这时 $z = z_0$, $b = b_0$, $C = G_0$, 代入到 (12) 式可以得到 $\hat{w} = (C C^H + \sigma^2 I)^{-1} c_1$, 在无噪声的情况下 (13) 式就变为

$$y_{\text{F-FIR}}^N = c_1^H (C C^H)^{-1} C b_0 = b_0 \quad (15)$$

注意上式的推导我们用到了一个性质, 即 c_1 是 C 的第一列矢量, 又可以表示为 $c_1 = C e_1$, e_1 是第一个元素为 1 其余元素全为零的列矢量。由 (15) 式可以看到, 在不考虑噪声的情况下, F-FIR 可以完全抑制 ICI, 而这也正是利用了 ICI 的线性关系。

为便于比较, 我们仍然采用 64 阶的 FFT, 信道有 4 径, 每径的衰落为复高斯信号, 多普勒频移在零到最大频偏系数之间取值, 所有数据是 1000 次平均后的结果。图 3 给出了 F-FIR 在不同延迟线长度和不同频偏下的 CIR 性能, 其中 $L=1$ 的 F-FIR 就是标准接收机。

比较图 3 和图 2 可以看到, 相对于标准接收机, $L=3$ 的 F-FIR 可以在 CIR 上获得 2~7dB 的增益, 比相同条件下的 F-RAKE 接收机略好, 而且随着 L 的增大可获得的 CIR 增益越来越小, 这与 F-RAKE 的结论基本一致。但是在 $L=9$ 时, F-FIR 比标准接收机提高 4~10dB, 这已基本接近 $L=64$ 的 F-RAKE 接收机的性能, 而且即使在频偏严重的情况下, 如 $\varepsilon=0.8$, 仍然能够将 CIR 保持在 10dB 以上, 因此是一种计算复杂度低而性能又好的接收机。

如果延迟线的长度为 L , 我们可以简单估计一下两种接收机的计算复杂度, 假设信道信息已知, 那么 F-RAKE 的计算复杂度为 $O(L)$, 即只有延迟线长度的几倍。F-FIR 的计算复杂度与所采用的算法有关, 如果采用递归最小二乘算法 (RLS) 逼近滤波系数, 那么计算复杂度为 $O(L^2)$, 比 F-RAKE 多 L 倍。显然当 L 比较小时, 选用 F-FIR 更好, 而当 L 很大时则选用 F-RAKE 比较好!

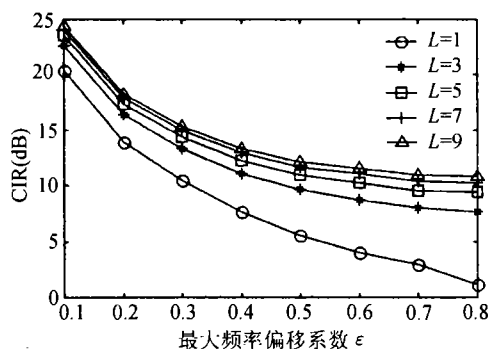


图 3 不同延迟线长度下的 F-FIR 性能

5 结 论

本文研究了多径多普勒信道下 ICI 的两种线性抑制技术, F-RAKE 的基本思想是在频域上对串扰到其它载波上的有效信号进行最大比合并, 从而提高系统性能。F-FIR 主要利用了信道矩阵的 Toeplitz 特性, 通过频域的线性均衡抑制 ICI, 当 $L=N$ 时, MMSE 准则下的 F-FIR 可以完全消除 ICI, 这是 F-RAKE 所不能达到的。为了降低实现复杂度, 本文提出减小延迟线长度的方法, 仿真结果表明, 在 $L=9$ 时 F-RAKE 可以将 CIR 提高到 8dB 以上, 而 F-FIR 可以提高到 10dB 以上, 基本上接近最优 F-RAKE 的性能。但是 F-FIR 的计算复杂度是 F-RAKE 的 L 倍, 因此当延迟线比较长时采用 F-RAKE 接收机比较合适, 而延迟线短时采用 F-FIR 更合适, 一般情况下选取 $L=9$ 基本可以满足工程要求。

参 考 文 献

- [1] Y. Li, L. J. Cimini, Jr., Bounds on the interchannel interference of OFDM in time-varying impairments, IEEE Trans. on Commun., 2001, 49(3), 401-404.
- [2] J. Armstrong, Analysis of new and existing methods of reducing intercarrier interference due to carrier frequency offset in OFDM, IEEE Trans. on Commun., 1999, 47(3), 365-369.
- [3] C. Muschlik, Improving an OFDM reception using an adaptive Nyquist windowing, IEEE Trans. on Consumer Electronics, 1996, 42(3), 259-269.

- [4] Y. Zhao, S. G. Haggman, Inter-carrier interference self-cancellation scheme for OFDM mobile communication systems, *IEEE Trans. on Commun.* 2001, 49(7), 1185–1191.
- [5] Y. Zhao, S. G. Haggman, Sensitivity to Doppler shift and carrier frequency error in OFDM systems – The consequences and solutions, in *Proc. IEEE Vehicular Technology Conference*, Atlanta, USA. 1996, 1564–1568.
- [6] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*, 3rd edition, USA, Prentice Hall, 1996, chapter 8.

TWO LINEAR INTERCARRIER INTERFERENCE CANCELLATION TECHNIQUES IN OFDM SYSTEMS OVER MULTIPATH CHANNELS

Wang Yi Zhang Zhongpei Zhao Ming Zhou Shidong Xu Xibin

(State Key Lab on Microwave and Digital Commun., Tsinghua Univ., Beijing 100084, China)

Abstract InterCarrier Interference (ICI) is an important factor degrading the performance of Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) systems. Two linear ICI cancellation techniques, Frequency RAKE (F-RAKE) and frequency equalization (F-FIR), with different length of delay-line, L , are studied in this paper. Assuming that the channel information is known in the receiver and MMSE criterion is adopted for F-FIR, results show that F-RAKE has about 2~5dB Carrier-Interference-Ratio (CIR) achievement than standard receiver in case of $L=3$. Meanwhile, F-FIR has about 2~7 dB CIR achievement. And the CIR performance gains of the two schemes decrease with increment of L . Also, the computational complexity of F-FIR is L times than that of F-RAKE. Thus, the tradeoff between complexity and performance in the engineering can be reached by selecting the length of delay-line and receiver scheme.

Key words Frequency RAKE, Frequency equalization, Orthogonal frequency division multiplexing, Inter-carrier interference

- 王 艺: 男, 1973 年生, 清华大学电子工程系博士后, 主要研究新一代无线通信系统、多用户检测、OFDM 传输、多天线理论和信号处理技术。
- 张忠培: 男, 1967 年生, 清华大学电子工程系博士后, 主要研究新一代无线通信系统、OFDM 传输和信道编码。
- 赵 明: 男, 1971 年生, 清华大学电子工程系副教授, 主要研究第三代移动通信系统、无线传输技术及理论。
- 周世东: 男, 1969 年生, 清华大学电子工程系副教授, 主要研究信道编码、信息理论和宽带无线传输技术。
- 许希斌: 男, 1968 年生, 清华大学电子工程系副教授, 主要研究软件无线电、第三代移动通信系统及下一代无线通信系统。