

文章编号: 1001- 2486(2010) 05- 0098- 07

OFDM 系统中基于补零 DFT 信道插值算法的研究*

石峰^{1,2}, 胡登鹏¹, 王晨², 张尔扬¹

(1. 国防科技大学 电子科学与工程学院, 湖南 长沙 410073; 2. 空军工程大学 工程学院, 陕西 西安 710038)

摘要: 针对 OFDM 系统中基于补零 DFT 实现信道插值的算法, 对传统的时域方法和变换域方法进行了分析, 并提出了一种新的补零方法。首先通过理论分析指出传统的基于补零 DFT 实现信道插值算法中, 时域方法和变换域方法是等效的; 通过对信道插值算法中冲激响应估计序列进行补零的分析, 指出补零操作是为了重构出冲激响应的 N 点采样序列(N 表示总子载波数), 并针对传统补零方法在一定条件下产生的重构误差, 提出了一种新的补零方法。仿真结果表明以上理论分析是正确的, 新补零方法可以减小一定条件下的重构误差, 增强信道插值算法对信道延迟分布的鲁棒性, 有效提高系统的性能。

关键词: 信道估计; DFT; 插值; OFDM; 补零

中图分类号: TN92 **文献标识码:** A

A Study of Channel Interpolation for OFDM Systems Based on Zero-padding DFT

SHI Feng^{1,2}, HU Deng-peng¹, WANG Chen², ZHANG Er-yang¹

(1. College of Electronic Science and Engineering, National Univ. of Defense Technology, Changsha 410073, China;

2. Engineering Institute, Air Force Engineering University, Xi'an 710038, China)

Abstract: Channel interpolation methods based on zero-padding DFT for OFDM systems were investigated. Two conventional interpolation schemes for channel estimation were analyzed. Analysis shows that the two methods are equivalent, and zero padding can be used to reconstruct the channel impulse response samples of length N , where N is the number of total subcarriers. The reconstruction error of conventional zero-padding methods was discussed, and a new zero-padding method was proposed. Simulation results show that the above analysis is correct, and the reconstruction error of channel impulse response is decreased by the proposed method in some channel conditions. Furthermore, the channel interpolation with the proposed zero-padding method is robust to the distribution of path delay, and the performance of system is enhanced.

Key words: channel estimation; DFT (Discrete Fourier Transform); OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing); interpolation; zero padding

在 OFDM 系统中, 当最大路径时延小于保护间隔长度时, 可通过信道补偿算法消除多径的影响^[1]。相干 OFDM 系统中通常借助导频进行可靠的信道估计, 研究表明, 导频以梳状插入 OFDM 符号的方式适用于时变信道环境中^[2]。基于梳状导频的信道估计包括导频信道估计和信道插值, 其中导频信道估计可采用最小平方法(LS)、最小均方误差法(MMSE)等方法^[2], 信道插值方法大致可分为频域方法、时域方法和变换域方法等三类。频域插值方法包括线性插值、二阶插值、低通滤波插值, 以及样条插值等方法^[2]。变换域方法是通过在变换域中进行低通滤波以减小子载波间干扰和高斯白噪声, 并通过补零 IDFT 实现高分辨率插值^[3-5]。时域方法则是对信道冲激响应(CIR)估计序列补零后进行 DFT 变换, 得到经插值的信道频域响应。基于补零 DFT 的信道插值算法易于实现, 因此已得到了较多的关注^[5-12]。但在现有基于时域补零 DFT 的信道插值算法中, 补零的位置不尽相同: 文献[5, 7-11]直接在 CIR 估计序列的后部补零, 而文献[12]在 CIR 估计序列的中间位置补零。

* 收稿日期: 2010-04-16

作者简介: 石峰(1976-), 男, 讲师, 博士生。

1 实现信道插值的两种变换方法等效性分析

假设 M 个导频均匀分布在 OFDM 符号的 N 个子载波中, 导频子载波位置上通过 LS 方法得到的导频信道估计为 $\hat{H}_p = [\hat{H}_p(0), \hat{H}_p(1), \dots, \hat{H}_p(M-1)]^T$, 其中 $(\cdot)^T$ 表示矩阵转置。对于数据子载波, 则需要进行有效的信道插值。传统的时域方法是通过 IDFT 将 \hat{H}_p 变换到时域, 经补零等数据处理之后, 再由 DFT 变换得到完整的信道频域响应^[5], 可以表示为

$$H_t = \frac{1}{M} F P_t G \hat{H}_p \quad (1)$$

其中 G 为 M 点 IDFT 矩阵, $[G]_{n,k} = e^{j2\pi nk/M}$, $n, k = 0, 1, \dots, M-1$, F 为 N 点 DFT 矩阵, $[F]_{n,k} = e^{-j2\pi nk/N}$, $n, k = 0, 1, \dots, N-1$, P_t 表示对时域序列进行变换的复合矩阵。

变换域方法则首先对 \hat{H}_p 进行 DFT 变换, 在变换域中对序列进行处理, 再通过 IDFT 变换到频域^[3]。类似地, 变换域插值方法可用矩阵描述为

$$H_T = c F^* P_T G^* \hat{H}_p \quad (2)$$

其中 $(\cdot)^*$ 表示复共轭, P_T 表示对变换域序列进行变换的复合矩阵, c 表示系数调节因子。

比较式(1)和(2)可知, 两种变换方法中除了 P_t 和 P_T 不同之外, DFT 和 IDFT 的先后次序是不同的。设对 \hat{H}_p 进行 IDFT 变换得到的 M 点 CIR 估计序列记为 $\hat{h} = [\hat{h}(0), \hat{h}(1), \dots, \hat{h}(M-1)]$, 相对应的变换域序列记为 $\hat{T} = [\hat{T}(0), \hat{T}(1), \dots, \hat{T}(M-1)]$, 则由 DFT 的对偶性^[13]可知, 有以下关系式成立:

$$\hat{T}(m) = M \hat{h}[\left(\left(-m\right)\right)_M], \quad 0 \leq m \leq M-1 \quad (3)$$

其中 $\left(\left(\cdot\right)\right)_M$ 表示对 M 求模值。式(3)表明, \hat{h} 和 \hat{T} 之间存在着——对应关系。

现在考察对序列 \hat{T} 进行补零以实现 \hat{H}_p 插值的情况。设补零后得到的新序列为

$$T = \begin{cases} \hat{T}(k), & k = 0, 1, \dots, M/2-1 \\ 0, & k = M/2, \dots, N-M/2-1 \\ \hat{T}(k-N+M), & k = N-M/2, \dots, N-1 \end{cases} \quad (4)$$

对 T 进行 IDFT 变换, 可得到经插值的信道频域响应序列:

$$H_T = c F^* T \quad (5)$$

令 $h = F^* H_T$, 则由 DFT 的对偶性^[13], 可得如下关系式

$$N \cdot h(n) = T[\left(\left(-n\right)\right)_N], \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (6)$$

再由式(3)、(4), 可得

$$h = \begin{cases} \hat{h}[n], & n = 0, 1, \dots, M/2 \\ 0, & n = M/2+1, \dots, N-M/2 \\ \hat{h}[n-N+M], & n = N-M/2+1, \dots, N-1 \end{cases} \quad (7)$$

式(7)表明, h 是由 \hat{h} 经补零构成的新序列。因此由式(4)~(7)可得出如下结论: 在变换域和时域中分别按照式(4)和式(7)进行补零, 再分别通过 IDFT 和 DFT 运算, 可以获得完全相同的频域插值结果。即在一定条件下时域方法和变换域方法是完全等效的。

2 基于补零 DFT 信道插值算法中补零位置的分析与改进

式(4)、(7)采用的是在估计序列中间位置进行补零的方法, 下面对补零的位置作进一步的分析, 并提出一种新的补零方法。由于时域方法和变换域方法是等效的, 这里仅对时域变换方法进行分析。

2.1 CIR 的采样序列

为分析方便, 首先对 CIR 的采样序列进行简要介绍。假设 CIR 可表示为时间有限的脉冲序列^[14]

$$h(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l \delta(t - \tau_l T) \quad (8)$$

其中 L 为信道总的路径数, α_l 为第 l 条路径的复增益, τ_l 为对应的归一化(相对采样周期 T) 信道延迟。

在理想条件下对 $h(t)$ 进行采样, 则观测到的 CIR 序列可表示为

$$h(n) = \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l f(\Delta \tau_{l,n}), \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (9)$$

其中 $\Delta \tau_{l,n} = \tau_l - n, f(\Delta \tau_{l,n})$ 为内插函数, 有

$$f(\Delta \tau_{l,n}) = \frac{1}{N} \frac{\sin\left(\frac{\pi \Delta \tau_{l,n}}{N}\right)}{\sin\left(\frac{\pi \Delta \tau_{l,n}}{N}\right)} \exp\left[-j\pi \Delta \tau_{l,n} \left(1 - \frac{1}{N}\right)\right] \quad (10)$$

图 1 给出了内插函数幅值的示意图, 由于其幅值是 $\Delta \tau_{l,n}$ 的偶函数, 图中仅画出了 $\Delta \tau_{l,n} \geq 0$ 的部分。由式(10)和图 1 可知, 当 $\Delta \tau_{l,n}$ 为整数时, $f(\Delta \tau_{l,n})$ 仅在 $\Delta \tau_{l,n}$ 为 0 时的幅值为 1, 在 $\Delta \tau_{l,n}$ 为其它整数时的幅值为 0。因此, 当路径延迟 τ_l 为整数倍采样间隔时, 该路径的所有能量将映射到抽头 $h(\tau_l)$ 上。

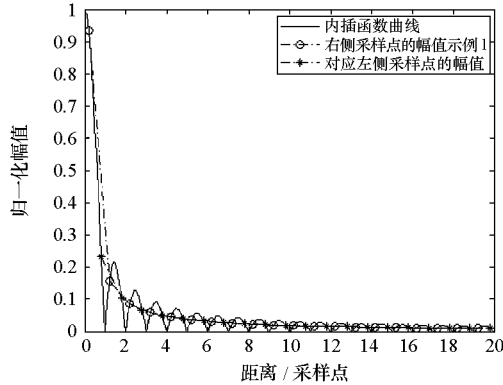


图 1 信道冲激响应内插函数的示例, $N = 256$

Fig. 1 Insertion function for channel impulse response, $N = 256$

图 1 中也给出了当某条路径位于距其右侧最近采样点的归一化距离为 0.2 时, 附近采样点上的幅值情况。其中圆圈表示其右侧最近 20 个采样点上的幅值, 星号为对应左侧采样点上的幅值。图 1 表明, 当某条路径为非整数倍采样间隔延迟时, 其能量将扩散到所有抽头上, 但主要能量集中在其临近的若干个抽头上。

2.2 传统 CIR 估计序列补零方法的分析

当系统中有虚子载波时, 可首先采用插值、滤波等方法对虚子载波进行信道估计^[9-10]。因此, 为简单起见, 不妨假设系统中不存在虚子载波。信道频域响应 H 和冲激响应采样序列 h 满足如下关系:

$$H = Fh \quad (11)$$

此时, 记梳状导频位置上的信道响应为 $H_p = [H_p(0), H_p(1), \dots, H_p(M-1)]$, 且有

$$H_p(m) = H(mD), \quad m = 0, 1, \dots, M-1 \quad (12)$$

其中 $H(k)$ 表示第 k 个子载波上的信道频域响应, $D = N/M$ 为导频间隔。

对 H_p 进行 M 点 IDFT, 得到 CIR 估计序列

$$\hat{h} = \frac{1}{M} GH_p \quad (13)$$

将式(12)代入式(13), 经推导可得

$$\hat{h}(n') = \sum_{n=0}^{N-1} h(n) g(n', n), \quad n' = 0, 1, \dots, M-1 \quad (14)$$

其中 $\hat{h}(n')$ 表示 \hat{h} 的第 n' 项, $g(n, n')$ 可表示为

$$g(n', n) = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} \exp(j2\pi m \frac{n' - n}{M}) = \begin{cases} 1, & \text{mod}(n' - n, M) = 0 \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \quad (15)$$

由式(14)、(15)可知: \hat{h} 是以 M 为周期对 h 进行分段叠加求和的结果。

2.2.1 整数倍采样间隔信道延迟时的情况

在整数倍采样间隔信道延迟条件下, 当 M 不小于最大路径延迟时, 由式(9)、(14)可得

$$\hat{h}(n') = h(n'), \quad n' = 0, 1, \dots, M-1 \quad (16)$$

对 \hat{h} 后部进行补零, 得到

$$\mathbf{h}_{\mathcal{P}1} = \begin{cases} \hat{h}(n), & n = 0, 1, \dots, M-1 \\ 0, & n = M, \dots, N-1 \end{cases} \quad (17)$$

此时 $\mathbf{h}_{\mathcal{P}1} = \mathbf{h}$ 。对 $\mathbf{h}_{\mathcal{P}1}$ 进行 DFT, 得

$$\hat{\mathbf{H}} = \mathbf{F}\mathbf{h}_{\mathcal{P}1} = \mathbf{F}\mathbf{h} = \mathbf{H} \quad (18)$$

式(17)、(18)表明, 在当前条件下通过对 \hat{h} 进行简单的后部补零, 可以实现对 N 点 CIR 采样序列 \mathbf{h} 的理想重构, 进而可以通过 DFT 实现理想的频域插值。

2.2.2 非整数倍采样间隔信道延迟时的情况

在非整数倍采样间隔信道延迟条件下, 由于存在能量泄露, 由式(14)可知, 即使不存在噪声, 式(16)、(18)也不再成立。文献[12]采用了在 \hat{h} 中间位置补零的方法, 得到的序列记为

$$\mathbf{h}_{\mathcal{P}2} = \begin{cases} \hat{h}[n], & n = 0, 1, \dots, M/2-1 \\ 0, & n = M/2, \dots, N-M/2-1 \\ \hat{h}[n-N+M], & n = N-M/2, \dots, N-1 \end{cases} \quad (19)$$

由式(14)、(17)和(19)可得 $\mathbf{h}_{\mathcal{P}1}$ 、 $\mathbf{h}_{\mathcal{P}2}$ 与 \mathbf{h} 的差值分别为

$$\mathbf{h}_{\mathcal{P}1} - \mathbf{h} = \begin{cases} \sum_{m=M}^{N-1} h(m) g(n, m), & n = 0, 1, \dots, M-1 \\ -h(n), & n = M, \dots, N-1 \end{cases} \quad (20)$$

$$\mathbf{h}_{\mathcal{P}2} - \mathbf{h} = \begin{cases} \sum_{m=M/2}^{N-1} h(m) g(n, m), & n = 0, 1, \dots, M/2-1 \\ -h(n), & n = M/2, \dots, N-M/2-1 \\ \sum_{m=0}^{N-M/2-1} h(m) g(n-N+M, m), & n = N-M/2, \dots, N-1 \end{cases} \quad (21)$$

由式(20)、(21)及(9)可知, $\mathbf{h}_{\mathcal{P}1}$ 、 $\mathbf{h}_{\mathcal{P}2}$ 与 \mathbf{h} 之间的差值取决于非整数倍采样间隔延迟路径的位置。

根据以上分析可知, 在 OFDM 信道插值中对 CIR 估计序列进行补零的操作实际上是对 N 点 CIR 采样序列的一种逼近, 因此, 将该补零操作称为 N 点 CIR 采样序列的重构, 并将式(20)、(21)计算出的差值称为重构误差, 表示通过对 \hat{h} 进行补零得到的新序列和 CIR 理想采样序列间的误差。CIR 的重构误差将直接导致 OFDM 系统的信道估计误差。由式(20)、(21)可知, 重构误差的两种典型情况是: (1) 在序列 \hat{h} 尾部有较大能量泄露时, 在后部补零的方法将在 $n=M$ 和 $n=N$ 附近引入较大的重构误差; (2) 在多径信道中, 当 $n=M/2$ 附近有非整数倍采样间隔路径, 或者出现延迟大于 $M/2$ 的路径时, 在中间位置补零的方法将在补零区域两端引入较大的重构误差。

2.3 一种新的补零位置设置方法

为减少信道插值的误差, 应考虑从减小 CIR 的重构误差出发对补零位置进行适当选取。综合考虑非整数倍采样间隔信道延迟条件下的能量泄露, 以及内插函数 $f(\Delta\tau, n)$ 的特点, 为减少发生能量泄露时重构 N 点 CIR 序列的误差, 导频数目应满足如下条件

$$M > \tau_{\max} + 2n_a \quad (22)$$

其中 τ_{\max} 表示最大路径延迟, n_a 表示在非整数倍采样间隔延迟路径两侧各取相等数量的采样点, 所包含的能量与该路径总能量的比例为 α 时, 每侧应取采样点的数目。由式(9)、(10)可知, n_a 是 τ 和 N 的函数, 设计时可按照能量泄露最严重的情况, 即 τ 位于两采样点的中间位置, 对 n_a 进行设定。

实际上为了提高信道估计性能, 系统设计时导频数目通常以 2 倍过采样进行设置^[6]。因此, 式(22)一般情况下均能满足, 且均满足 $M > N_g$, 其中 N_g 表示保护间隔的长度。在此条件下, 提出一种新的补零位置 p 的设置方法(记为“新方法 1”), 如下式所示:

$$\hat{p} = \underset{d \in [N_g, M-1-m]}{\arg \min} \left[\frac{1}{2m+1} \sum_{n=d-m}^{d+m} |\hat{h}[n]|^2 \right] \quad (23)$$

该式表示在区间 $[N_g, M-1-m]$ 上对每一点及其左右各相邻 m 个点的 CIR 估计序列能量进行平均, 作为当前位置上的度量值, 并取该区间内最小度量值所对应的位置作为补零的位置。由此得到的新序列可表示为

$$\mathbf{h}_{zp3} = \begin{cases} \hat{h}[n], & n = 0, 1, \dots, \hat{p} - 1 \\ 0, & n = \hat{p}, \dots, N - M + \hat{p} - 1 \\ \hat{h}[n - N + M], & n = N - M + \hat{p}, \dots, N - 1 \end{cases} \quad (24)$$

对应的重构误差为

$$\mathbf{h}_{zp3} - \mathbf{h} = \begin{cases} \sum_{m=\hat{p}}^{N-1} h(m) g(n, m), & n = 0, 1, \dots, \hat{p} - 1 \\ -h(n), & n = \hat{p}, \dots, N - M + \hat{p} - 1 \\ \sum_{m=0}^{N-M+\hat{p}-1} h(m) g(n - N + M, m), & n = N - M + \hat{p}, \dots, N - 1 \end{cases} \quad (25)$$

式(23)的物理意义在于考虑能量泄漏且不发生混叠时, 在特定区间搜索能量最小的位置作为补零的位置, 可以获得较小的重构误差。其中平均的作用是为了抑制噪声的影响, 一般情况下 m 取较小的值。进一步地, 考虑到在满足式(22)时上述区间内通常存在一区域, 在该区域内噪声能量大于路径泄漏能量, 因此在实际应用中可采用更为简单的补零位置设置方法(记为“新方法2”):

$$\hat{p} = (N_g + M) / 2 \quad (26)$$

图2给出了采用式(17)、(19)及(26)三种补零方法得到 N 点 CIR 序列时重构误差的一个示例。其中对应的实际 CIR 为 $h(t) = \delta(t) + \delta(t - 0.2T) + \delta(t - 15.5T)$, N 取为 64, N_g 为 16, 前导 OFDM 符号中梳状导频子载波数目为 32, 其余子载波设置为 0, 不考虑 AWGN, 并假设系统理想同步, 对导频采用 LS 方法进行估计。图2表明, 在给定的 CIR 条件下, 三种补零方法中采用新补零方法的重构差最小。

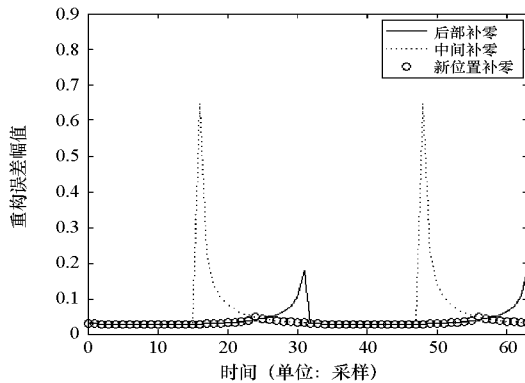


图2 采用3种补零方式的 CIR 重构误差

Fig. 2 Reconstruction errors of three zero-padding methods

特别地, 在考虑抑制噪声的情况下, 一般在补零操作前首先对序列 \hat{h} 进行适当的处理, 如将 \hat{h} 中能量较弱的点置零^[8], 得到新的序列 \hat{h}' 。此时在一定范围内选取补零位置, 其结果将是等效的。

3 仿真结果及分析

为进一步验证上述分析的正确性和新提出补零位置选取方法的有效性, 在 6 径典型市区(TU)信道和 6 径山区(HT)信道^[15]条件下进行了仿真。考虑射频为 2GHz, 终端移动速度为 6km/h。系统带宽为 4MHz, 子载波数目为 256, 保护间隔长度为 64; 一帧信号包含 1 个前导符号和 10 个数据 OFDM 符号, 其中前导符号中梳状导频子载波数目为 128, 其余子载波设置为 0, 数据 OFDM 符号中不再设置导频子载

波。实验中每个信噪比(SNR)上实验 5000 次,每次取不同的前导、数据和信道,并假设系统理想同步。

表 1 给出的是在 TU 信道条件下采用传统的时域方法和变换域方法得到的信道频域响应之间的差值,使用的度量为

$$E_{sum} = \sum_{k=0}^N |H_T(k) - H_i(k)|^2 \quad (27)$$

表 1 TU 信道条件下,两种传统信道插值方法结果之间的差值

Tab. 1 Difference between two conventional methods for channel interpolation, TU channel

SNR (dB)	0	5	10	15	20	25	30
E_{sum}	3.9×10^{-29}	3.0×10^{-29}	2.8×10^{-29}	2.9×10^{-29}	3.1×10^{-29}	2.6×10^{-29}	2.8×10^{-29}

由表 1 可知,由两种方法得到的信道估计结果间差值的数量级为 10^{-29} ,因此,两种插值方法实际上是等效的。这一结论和文献[5]不同,原因在于文献[5]在变换域中使用的是对称滤波,人为引入了较多的噪声。

图 3 给出的是在不考虑噪声抑制时,在 TU 信道和 HT 信道中直接采用两种新的补零方法进行信道估计时的系统性能。图 3 表明,在两种信道条件下采用两种新的补零方法的系统性能均一致。这是因为即使存在非整数倍采样间隔路径,采用两种方法确定出的位置上能量泄漏均较微弱。特别地,新方法 2 不需要进行额外的比较运算,所以更为简便和实用。另外,在较高 SNR 时,HT 信道条件下的系统性能劣于 TU 信道条件下的性能,这是 HT 信道中最大延迟路径引起符号间干扰的结果。

图 4 给出的是考虑噪声抑制时,采用不同补零方法的系统性能。其中, Kang 方法首先估计噪声功率^[16-17],并参照文献[16]的方法保留 \hat{h} 中能量较大的点,再采用后部补零的方法实现信道插值。图 4 表明,在 TU 信道条件下,采用新方法和中间位置补零的系统性能基本一致,但采用 Kang 方法和后部补零的系统性能明显下降,特别是 SNR 大于 20dB 时,出现了误差地板效应。这是因为在该信道条件下,非整数倍采样间隔延迟路径在中间位置和新计算位置上的泄漏能量均比较微弱,在这两个位置上补零得到的 N 点 CIR 序列的重构误差均较小;另一方面,由于在 \hat{h} 后有较明显的能量泄漏,导致了直接在后部补零的方法产生较大的重构误差,而 Kang 方法补零前仅保留估计序列前部一定范围内能量较大的点,在一定程度上减小了该信道条件下的重构误差。在 HT 信道条件下,4 种方法中采用新方法的系统性能最好,中间补零的系统性能最差, Kang 方法的性能劣于后部补零的方法。这是由于系统在 HT 信道条件下存在较大的非整数倍采样间隔信道延迟,在 \hat{h} 中部有一定的能量,因此采用中间位置补零时得到的 CIR 序列重构误差较大,而新方法得到的重构误差最小。

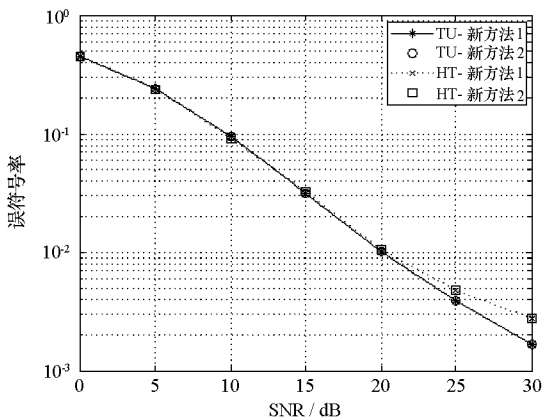


图 3 直接采用两种新补零方法的系统性能

Fig. 3 Performance of systems using two new zero-padding methods, without noise reduction

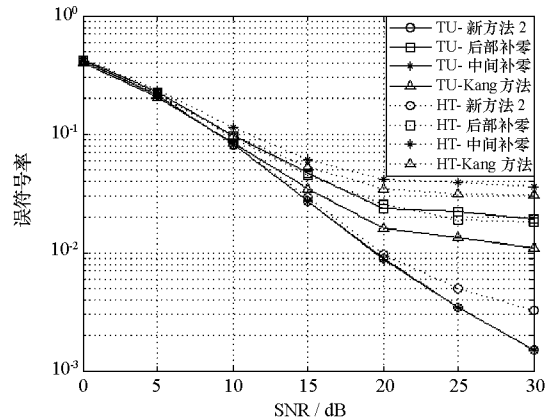


图 4 考虑噪声抑制时,采用不同补零方法的系统性能

Fig. 4 Performance of systems with different zero-padding methods, considering noise reduction

根据以上的结果分析可知,新补零方法能有效减小 N 点 CIR 序列的重构误差,增强基于补零 DFT 实现信道插值算法对信道路径延迟分布的鲁棒性,有效提高系统性能。

4 总结

本文对补零 DFT 在 OFDM 系统信道插值算法中的应用进行了研究。首先通过理论分析,指出传统的时域方法和变换域方法是等效的;从重构 CIR 的 N 点采样序列这一新的角度出发,对信道插值时传统的补零方法在一定条件下产生的重构误差进行了分析,并提出了一种新的补零位置设置方法。仿真结果表明,以上理论分析是正确的,新的补零方法可减小 CIR 的重构误差,增强信道估计算法对信道多径延迟分布的鲁棒性,有效提高系统的性能。

参考文献:

- [1] 李颖,魏急波. OFDM 抗多径机理分析与系统仿真[J]. 国防科技大学学报, 2004, 26(5): 34- 38.
- [2] Coleri S, Ergen M, Puri A, et al. Channel Estimation Techniques Based on Pilot Arrangement in OFDM Systems [J]. IEEE Transactions on Broadcasting, 2002, 48(3): 223- 229.
- [3] Zhao Y, Huang A. A Novel Channel Estimation Method for OFDM Mobile Communication Systems based on Pilot Signals and Transform-domain Processing [C]//IEEE VTC, 1997, 3: 2089- 2093.
- [4] Lin T, Huang F. Robust Channel Estimation with Strong Interference Detector for OFDM Systems [C]//IEEE ISCE, 2009: 641- 644.
- [5] Jia L, Cao D, Hou C. Two Novel Transform Domain Estimation Methods for OFDM System and Their Application Environment [C]//IEEE CCECE, 2004, 1: 337- 380.
- [6] Yang B, Cao Z, Letaief K B. Analysis of Low-complexity Windowed DFT-based MMSE Channel Estimator for OFDM Systems [J]. IEEE Transactions on Communications, 2001, 49(11): 1977- 1987.
- [7] An C, Jang S, Lee J, et al. DFT-based Channel Estimation Using CIR Adaptation in OFDM Systems [C]//ICACT, 2007, 1: 23- 26.
- [8] Minn H, Bhargava V. An Investigation into Time-domain Approach for OFDM Channel Estimation [J]. IEEE Transactions on Broadcasting, 2000, 46(4): 240- 248.
- [9] Zhang L, Hong Z, Thibault L. Improved DFT-based Channel Estimation for OFDM Systems with Null Subcarriers [C]//IEEE VTC, 2009: 1- 5.
- [10] Li D, Guo F, Li G, et al. Enhanced DFT Interpolation-based Channel Estimation for OFDM Systems with Virtual Subcarriers [C]//IEEE VTC, 2006, 4: 1580- 1584.
- [11] Kwak K, Lee S, Kim J, et al. A New DFT-based Channel Estimation Approach for OFDM with Virtual Subcarriers by Leakage Estimation [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2008, 7(6): 2004- 2008.
- [12] Zheng K, Su J, Wang W. DFT-based Channel Estimation in Comb-type Pilot-aided OFDM Systems with Virtual Carriers [C]//IEEE PIMRC, 2007: 1- 5.
- [13] Oppenheim A V, Schaffer R W. 离散时间信号处理 [M]. 第 2 版. 北京: 科学出版社, 2000.
- [14] Beek J, Edfors O, Sandell M, et al. On Channel Estimation in OFDM Systems [C]//IEEE VTC, 1995, 2: 815- 819.
- [15] GSM 05.05. Digital Cellular Telecommunications System (Phase 2+); Radio Transmission and Reception [S]. 1996.
- [16] Kang Y, Kim K, Park H. Efficient DFT-based Channel Estimation for OFDM Systems on Multipath Channels [J]. IET Communications, 2007, 1(2): 197- 202.
- [17] Ma J, Yu H, Liu S. The MMSE Channel Estimation Based on DFT for OFDM System [C]//IEEE WiCom, 2009: 1- 4.