

OFDM 系统中基于载波干扰比最大的预编码方案

俞菲 杨绿溪

(东南大学无线电工程系 南京 210096)

摘要: OFDM 系统对频率的偏移非常敏感。一种简单的 1/2 码率的预编码方案可以有效地抑制载波间干扰 (Inter-Carrier Interference, ICI), 提高载波干扰比 (Carrier-to-Interference Ratio, CIR)。该文提出了一种基于最大化载波干扰比原理的含参数的预编码方案。在估计系统频率偏移的情况下, 这种方案可以通过简单的计算得到使载波干扰比最大的编码参数。实验证明, 这种含有参数的预编码方案, 可以有效地抑制载波间干扰, 提高系统性能。

关键词: OFDM 系统; 频率偏移; 载波间干扰; 预编码

中图分类号: TN911.22

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2007)04-0880-04

A New Pre-coding Scheme Based on Maximum of Carrier-to-Interference Ratio for OFDM Systems

Yu Fei Yang Lü-xi

(Department of Radio Engineering, Southeast University, Nanjing 210096, China)

Abstract: Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) systems is very sensitive to frequency errors. An easy pre-coding scheme with rate 1/2 can reduce this sensitivity to frequency offset and compress the inter-carrier interference. A new pre-coding scheme based on the maximum of carrier-to-interference is proposed in this article. It can efficiently find the pre-coding parameter with known frequency offset. The simulation results shown that the new pre-coding scheme can outperform the traditional one.

Key words: OFDM systems; Frequency offset; Inter-carrier interference; Pre-coding

1 引言

OFDM 系统能获得较高的传输速率^[1], 在循环前缀足够长的情况下, 它可以有效地抑制频率选择性衰落信道下的码间干扰, 因此得到了广泛的应用^[2]。但是, OFDM 系统对频率的偏移非常敏感^[3], 它需要非常精确的频率同步, 否则将产生载波间干扰 (Inter-Carrier-Interference, ICI), 这是影响 OFDM 系统性能的关键问题之一。发送端和接收端振荡器的不精确和多普勒频偏是产生载波间干扰的主要原因之一^[4]。对此, 目前已经出现了一些解决的方案, 如频域均衡方案^[5], 载波间干扰 (ICI) 自对消预编码方案^[6-8] 以及时域加窗方案^[9]。本文将主要讨论基于 ICI 自对消机制的预编码方案, 并基于载波干扰比 (Carrier-to-Interference Ratio, CIR) 最大化, 给出一种参数化的预编码方案。

ICI 的自对消机制可以通过简单的预编码有效地抑制载波间干扰。文献[6]首先提出了一种 1/2 码率的预编码方案; 文献[7]又给出了一种 1/k 码率的预编码方案, 以获取更高的系统性能。通过进一步的研究, 又出现了 $k - (1/k)$ 的预编码方案, 大大提高了带宽的利用率^[8]。

然而, 这些预编码方案都基于同样的一个假设: 信道矩

阵 \mathbf{H} 的任意两个相邻的非对角元几乎相等。在这样一种假设下, 上文提及的预编码方案均采用矩阵 Θ , $\Theta = \text{diag}(\mathbf{C}, \mathbf{C}, \dots, \mathbf{C})$, $\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \end{bmatrix}$ 对信号进行预编码。但是, 在实际的情况中, 信道矩阵 \mathbf{H} 的任意两个相邻的非对角元是不可能完全相等的。针对这一问题, 本文提出了一种参数化的预编码方案, 用矩阵 $\mathbf{C}' = \begin{bmatrix} 1 \\ -m \end{bmatrix}$ 取代简单的编码矩阵 $\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \end{bmatrix}$ 。通过最大化 CIR, 计算矩阵 $\mathbf{C}' = \begin{bmatrix} 1 \\ -m \end{bmatrix}$ 中的参数 m , 使编码后的 CIR 达到最大值。这样, 可以有效地抑制载波间干扰, 提高系统性能。实验表明, 这种参数化的预编码方式与简单的预编码相比, 能获得更好的误码率性能。

本文的第 2 节在分析了载波间干扰的基础上, 简要介绍已有的 ICI 自对消预编码方案, 在第 3 节中, 着重给出了一种参数化的预编码方案, 这种预编码方案可以获得最大的载波干扰比, 从而提高系统性能。其相应的仿真和分析在第 4 节中, 进一步的研究和总结分别在第 5 节和第 6 节中。

2 系统模型

2.1 ICI 分析

在发送端, $N/2$ 维的信号流 \mathbf{d} 通过 $N \times (N/2)$ 维的预编码矩阵 Θ , $\Theta = \text{diag}(\mathbf{C}, \mathbf{C}, \dots, \mathbf{C})$, 进行预编码, 获得 N

2005-09-19 收到, 2006-03-30 改回

国家自然科学基金(60272046)及重大基金(60496310), 教育部博士点基金(20020286014)和江苏省自然科学基金(BK2005061)资助课题

维的信号 \mathbf{S} , 信号 \mathbf{S} 通过 IFFT 变换, 得到信号 \mathbf{s} , 插入循环前缀后发送出去。在接收端, 接收信号去除循环前缀, 通过 N 点的 FFT 变换后, 得到信号 \mathbf{X} , 这里的 \mathbf{s} , \mathbf{S} 和 \mathbf{X} 都是 N 维的信号, \mathbf{X} 可以表示为

$$\mathbf{X} = \mathbf{H}\mathbf{S} + \mathbf{W} \quad (1)$$

其中 $\mathbf{X} = [X(1) X(2) \cdots X(N)]^T$, $\mathbf{S} = [S(1) S(2) \cdots S(N)]^T$ 。 $S(1), S(2), \dots, S(N)$ 分别代表第 1 个, 第 2 个, \dots , 第 N 个子载波上的发送信号, $X(1), X(2), \dots, X(N)$ 分别代表第 1 个, 第 2 个, \dots , 第 N 个子载波上的接收信号, $\mathbf{W} = [W(1) W(2) \cdots W(N)]^T$ 为相应的噪声。 N 是载波的个数; \mathbf{H} 是信道的频域响应, 是一个 $N \times N$ 的矩阵, 可以表示为

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h(1,1) & h(1,2) & \cdots & h(1,N) \\ h(2,1) & \cdots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ h(N,1) & h(N,2) & \cdots & h(N,N) \end{bmatrix} \quad (2)$$

假设 OFDM 系统具有良好的频率同步, 信道慢变, 那么 \mathbf{H} 是一个对角阵, 此时不存在载波间干扰。但是, 当系统存在频率偏移时, \mathbf{H} 不再是对角阵, 而非对角元的数值将产生载波间干扰, 载波间干扰将严重影响系统性能。ICI 的自对消机制可以通过简单的预编码有效地抑制载波间干扰。在文献[6-8]中, 分别给出了 1/2 码率、1/k 码率和 $(k-1)/k$ 码率的预编码方案。下面, 简要介绍 1/2 码率的预编码方案。

2.2 已有的预编码方案

文献[6]给出了一种 1/2 码率的预编码方案, 它基于以下两个假设:

假设 1 信道矩阵 \mathbf{H} 的对角元数值远大于非对角元数值;

假设 2 信道矩阵 \mathbf{H} 中任意两个非对角元的数值相差不大。

在这两个假设条件下, 如果把一对信号 $(d, -d)$ 调制到两个相邻的子载波 $(l-1, l)$ 上, 那么, 由第 $l-1$ 个子载波上的信号所产生的载波间干扰可以通过第 l 个子载波上的信号去除, 这里的 l 为偶数, 即 $l = 2, 4, \dots, 2k, \dots, N$ 。若发送端 N 个子载波上发送的信号为: $S(1), \dots, S(i), \dots, S(N)$, 且 $S(2) = -S(1), \dots, S(2k) = -S(2k-1), \dots, S(N) = -S(N-1)$ 。

那么, 第 $l-1, l$ 个子载波上的接收信号可以表示为

$$\left. \begin{aligned} X'(l-1) &= \sum_{i=1}^{N/2} S(2i-1)(h(l-1, 2i-1) - h(l-1, 2i)) \\ &\quad + W(l-1) \\ X'(l) &= \sum_{i=1}^{N/2} S(2i-1)(h(l, 2i-1) - h(l, 2i)) + W(l), \\ &\quad l = 2, 4, \dots, N \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

这实质上是对发送信号进行预编码, 编码矩阵为

$$\mathbf{\Theta} = \text{diag}(\mathbf{C}, \mathbf{C}, \dots, \mathbf{C}), \quad \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \end{bmatrix}.$$

式(3)可以表示为

$$\left. \begin{aligned} X'(l-1) &= S(l-1)(h(l-1, l-1) - h(l-1, l)) \\ &\quad + \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq l/2}}^{N/2} S(2i-1)(h(l-1, 2i-1) - h(l-1, 2i)) \\ &\quad + W(l-1), \\ X'(l) &= S(l)(h(l, l-1) - h(l, l)) \\ &\quad + \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq l/2}}^{N/2} S(2i-1)(h(l, 2i-1) - h(l, 2i)) + W(l), \\ &\quad l = 2, 4, \dots, N \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

其中第 1 项是需要检测的符号, 第 2 项是载波间干扰。

根据前面的两点假设, 当信道矩阵 \mathbf{H} 的对角元数值远大于非对角元数值且信道矩阵 \mathbf{H} 中任意两个非对角元的数值相差不大时, 式(4)中的第 2 项远小于第 1 项, 载波间干扰被抑制。

经过 1/2 码率的预编码后, 系统的载波干扰比可以表示为

$$\text{CIR} = \frac{E \left\{ [h(l-1, l-1) - h(l-1, l)] S(l-1) \right\}^2}{E \left\{ \left[\sum_{\substack{i=1 \\ i \neq l/2}}^{N/2} S(i)(h(l-1, 2i-1) - h(l-1, 2i)) \right]^2 \right\}} \quad (5)$$

文献[6]表明, 经过这种简单的编码, 系统的载波干扰比有很大的提高。

3 含参数的编码方案

上文中的 1/2 码率的预编码方案基于信道矩阵 \mathbf{H} 的对角元数值远大于非对角元数值且信道矩阵 \mathbf{H} 中任意两个非对角元的数值相差不大的两个假设。但是, 在实际系统中, 信道矩阵 \mathbf{H} 中任意两个非对角元的数值总会有所不同。

本文将给出一种含有参数的预编码方案, 它不再使用简单的编码矩阵 $\mathbf{\Theta} = \text{diag}(\mathbf{C}, \mathbf{C}, \dots, \mathbf{C})$, $\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \end{bmatrix}$ 对发送信号进行编码, 而是根据信道的统计特性, 计算能够使系统达到最大载波干扰比的编码矩阵 $\mathbf{\Theta}' = \text{diag}(\mathbf{C}', \mathbf{C}', \dots, \mathbf{C}')$,

$$\mathbf{C}' = \begin{bmatrix} 1 \\ -m \end{bmatrix}.$$

依然把一对信号 $(d, -d)$ 调制到两个相邻的子载波 $(l-1, l)$ 上。若发送端 N 个子载波上发送的信号为 $S(1), \dots, S(i), \dots, S(N)$, 它们满足 $S(2) = -mS(1), \dots, S(2k) = -mS(2k-1), \dots, S(N) = -mS(N-1)$, 那么, 第 $l-1$ 和第 l 个子载波上的接收信号可以表示为

$$\left. \begin{aligned} X''(l-1) &= \sum_{i=1}^{N/2} S(2i-1)(h(l-1, 2i-1) - mh(l-1, 2i)) \\ &\quad + W(l-1) \\ X''(l) &= \sum_{i=1}^{N/2} S(2i-1)(h(l, 2i-1) - mh(l, 2i)) + W(l), \\ &\quad l = 2, 4, \dots, N, \quad l \text{ 为偶数} \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

此时, 载波干扰比可以表示为

$$\text{CIR} = \frac{E \left\{ \left[(h(l-1, l-1) - mh(l-1, l))S(l-1) \right]^2 \right\}}{E \left\{ \left[\sum_{\substack{i=1 \\ i \neq l/2}}^{N/2} S(2i-1)(h(l-1, 2i-1) - mh(l-1, 2i)) \right]^2 \right\}} \quad (7)$$

假设信号 \mathbf{S} 满足

$$\left. \begin{aligned} E \{ |S(l)|^2 \} &= P_T, \quad l = 1, 3, \dots, N-1 \\ E \{ S(i)S^*(j) \} &= 0, \quad i, j = 1, 3, \dots, N-1, \quad i \neq j \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

这里的 l, i, j 都是奇数。那么, 式(7)可以化简为

$$\text{CIR} = \frac{E \left\{ \left[(h(l-1, l-1) - mh(l-1, l)) \right]^2 \right\}}{E \left\{ \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq l/2}}^N |h(l-1, 2i-1) - mh(l-1, 2i)|^2 \right\}} \quad (9)$$

寻找使 CIR 最大的参数 m , 即令 $\frac{\partial \{\text{CIR}\}}{\partial m} = 0$ 。

根据式(9), 有

$$\begin{aligned} \frac{\partial \text{CIR}}{\partial m} &= \frac{\frac{\partial E \left\{ \left[(h(l-1, l-1) - mh(l-1, l)) \right]^2 \right\}}{\partial m}}{E \left\{ \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq l/2}}^{N/2} |h(l-1, 2i-1) - mh(l-1, 2i)|^2 \right\}} \\ &\quad - \frac{\frac{\partial E \left\{ \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq l/2}}^{N/2} |h(l-1, 2i-1) - mh(l-1, 2i)|^2 \right\}}{\partial m}}{\left(E \left\{ \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq l/2}}^{N/2} |h(l-1, 2i-1) - mh(l-1, 2i)|^2 \right\} \right)^2} \\ &= 0 \end{aligned} \quad (10)$$

即

$$\begin{aligned} & \left\{ E [h(l-1, l-1)h(l-1, l)] - mE [h(l-1, l)h(l-1, l)] \right\} \\ & - E \left\{ \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq l/2}}^{N/2} |h(l-1, 2i-1) - mh(l-1, 2i)|^2 \right\} \\ & = E \left\{ \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq l/2}}^{N/2} [h(l-1, 2i-1)h(l-1, 2i)] \right\} \\ & \quad - mE \left\{ \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq l/2}}^{N/2} h(l-1, 2i)h(l-1, 2i) \right\} \end{aligned} \quad (11)$$

根据信道的特性^[6]可以计算 m 的取值, 它是由系统频偏和载波个数联合决定的, 只要系统频偏和载波个数不改变, 那么预编码矩阵中的参数 m 就不需要改变。感兴趣的读者可以结合文献[6]中给出的信道特性具体推导。

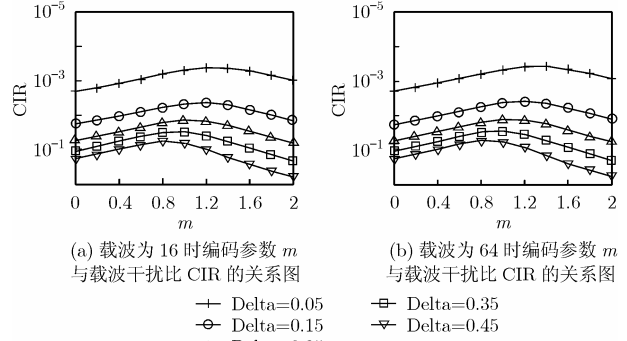
需要指出的是, 若假设系统满足: 信道矩阵 \mathbf{H} 的对角元数值远大于非对角元数值, 且 \mathbf{H} 中任意两个非对角元的数值相等。通过计算可以得到: $m = 1$, 上面的参数化的预编码方案简化为采用简单的 $\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \end{bmatrix}$ 编码矩阵对信号进行预编码的方案。

4 实验仿真比较

图 1 的 (a) 和 (b) 分别给出了 OFDM 系统不同频偏 δ , 载波数分别为 16 和 64 时, 预编码参数 m 与载波干扰比 CIR 的关系图; 从图中可以看出, 在不同的频偏下, 总可以在 $m = 1$ 附近取到使载波干扰比最大的编码参数 m 。

图 2(a), 图 2(b) 中分别给出了 OFDM 系统载波数为 16, 频偏 $\delta = 0.4$ 和 $\delta = 0.45$ 时, 不进行预编码的系统 (NPC)、进行不含参数的简单预编码系统 (SPC) 以及进行含参数的预编码系统 (MCIRPC) 的性能比较。

图 3(a), 3(b) 中分别给出了 OFDM 系统载波数为 16,

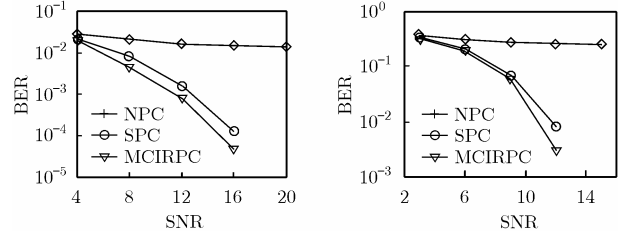


(a) 载波为 16 时编码参数 m 与载波干扰比 CIR 的关系图

(b) 载波为 64 时编码参数 m 与载波干扰比 CIR 的关系图

Legend for Figure 1:
 + Delta=0.05
 - Delta=0.15
 o Delta=0.25
 v Delta=0.35
 ^ Delta=0.45

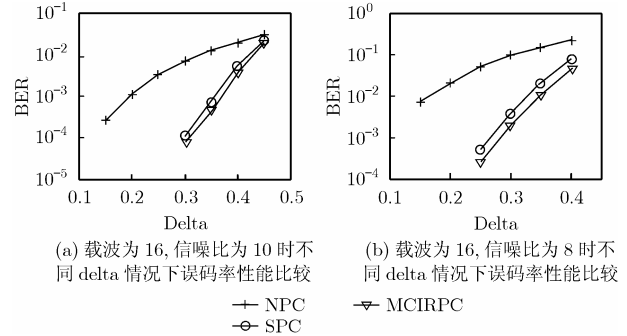
图 1



(a) 载波为 16, $\delta = 0.4$ 时系统误码率性能比较

(b) 载波为 16, $\delta = 0.45$ 时系统误码率性能比较

图 2



(a) 载波为 16, 信噪比为 10 时不同 δ 情况下误码率性能比较

(b) 载波为 16, 信噪比为 8 时不同 δ 情况下误码率性能比较

图 3

信噪比分别为 8 和 10 时, 不同频偏 δ 情况下, 不进行预编码的系统 (NPC)、进行不含参数的简单预编码系统 (SPC) 以及进行含参数的预编码系统 (MCIRPC) 的性能比较。

从图2,图3中可以看出,进行预编码后,系统的误码率性能将有大幅度的提高。同时,进行含参数的预编码系统的性能优于进行不含参数的简单预编码系统。

5 进一步的改进

OFDM系统中载波间的干扰不但可以通过发送端的预编码方案进行抑制,还可以通过接收端相邻载波间的联合检测进一步提高系统性能。

文献[6]中给出了将相邻两个载波上的接收信号抵消的方案。设相邻两个子载波 $(l-1, l)$ 上的接收信号分别为: $X'(l-1)$ 和 $X'(l)$, l 是偶数。根据式(3)可以得到

$$\begin{aligned} \tilde{X}'\left(\frac{l}{2}\right) &= X'(l-1) - X'(l) = \sum_{i=1}^{N/2} S(2i-1)[(h(l-1, 2i-1) \\ &\quad - h(l-1, 2i)) - (h(l, 2i-1) - h(l, 2i))] \\ l &= 2, 4, \dots, N, \quad l \text{为偶数} \end{aligned} \quad (12)$$

此时,

$$\begin{aligned} \text{CIR} &= \\ & \frac{E\left\{\left[(h(l-1, l-1) - h(l-1, l)) - (h(l, l-1) - h(l, l))\right]^2\right\}}{E\left\{\sum_{\substack{i=1 \\ i \neq l/2}}^{N/2} \left[(h(l-1, 2i-1) - h(l-1, 2i)) - (h(l, 2i-1) - h(l, 2i))\right]^2\right\}} \end{aligned} \quad (13)$$

文献[6]指出,接收端的相邻载波间的联合检测可以进一步提高载波干扰比。

基于文献[6]中给出的相邻载波间的联合检测方案,本文将进一步讨论对相邻载波进行非等比的加权合并时,对载波间干扰的抑制。

根据式(6),接收端相邻两个子载波 $(l-1, l)$ 上的接收信号分别为: $X''(l-1)$ 和 $X''(l)$, l 是偶数。令

$$\begin{aligned} \tilde{X}''\left(\frac{l}{2}\right) &= X''(l-1) - bX''(l) = \sum_{i=1}^{N/2} S(2i-1)[(h(l-1, 2i-1) \\ &\quad - mh(l-1, 2i)) - b(h(l, 2i-1) - m \times h(l, 2i))] \end{aligned} \quad (14)$$

相应的载波干扰比为

$$\begin{aligned} \text{CIR} &= \\ & \frac{E\left\{\left[(h(l-1, l-1) - mh(l-1, l)) - b(h(l, l-1) - mh(l, l))\right]^2\right\}}{E\left\{\sum_{\substack{i=1 \\ i \neq l/2}}^{N/2} \left[(h(l-1, 2i-1) - mh(l-1, 2i)) - b(h(l, 2i-1) - mh(l, 2i))\right]^2\right\}} \end{aligned} \quad (15)$$

同样,令 $\frac{\partial \{\text{CIR}\}}{\partial mb} = 0$,即可求得使CIR达到最大的 m 和 b 的解。

6 结束语

本文提出了一种含有参数的预编码方案,它通过最大化

载波干扰比(CIR),得到矩阵 $\mathbf{C}' = \begin{bmatrix} 1 \\ -m \end{bmatrix}$ 中的参数 m ,通过

预编码矩阵 $\mathbf{\Theta}' = \text{diag}(\mathbf{C}', \mathbf{C}', \dots, \mathbf{C}')$, $\mathbf{C}' = \begin{bmatrix} 1 \\ -m \end{bmatrix}$ 对发送信

号进行最优化的预编码。实验表明,由于这种含有参数的预编码方式达到了最大的载波干扰比,因此,能够更好地抑制载波间干扰。

另外,本文还进一步研究了在接收端和发送端的联合优化。即在接收端采用含加权值 b 的载波间联合检测,发送端采用含参数 m 的预编码。通过计算可以得到载波干扰比达到最大值时的 m 和 b 的取值。由于系统载波是相同的,因此,发送端和接收端可以进行独立的计算和处理。

参考文献

- [1] Saltzberg B R. Performance of an efficient parallel data transmission system. *IEEE Trans. on Communications*, 1967, 15(6): 805-811.
- [2] Sampath H, Talwar S, Tellado J, Erceg V, and Paulraj A. A fourth-generation MIMO-OFDM broadband wireless system: design, performance and field trial results. *IEEE Communications Magazine*, 2002, 40(9): 143-149.
- [3] Moose P H. A technique for orthogonal frequency-division multiplexing frequency offset correction. *IEEE Trans. on Communications*, 1994, 42(10): 2908-2914.
- [4] Pollet T, Van Bladel M, and Moeneclaey M. BER sensitivity of OFDM systems to carrier frequency offset and Wiener phase noise. *IEEE Trans. on Communications*, 1995, 43(2): 191-193.
- [5] Al-Dhahir N and Cioffi J M. Optimum finite-length equalization for multi-carrier transceivers. *IEEE Trans. on Communications*, 1996, 44(1): 56-64.
- [6] Zhao Yuping and Haggman S-G. Inter-carrier interference self-cancellation scheme for OFDM mobile communication systems. *IEEE Trans. on Communications*, 2001, 49(7): 1185-1191.
- [7] Armstrong J. Analysis of new and existing methods of reducing inter-carrier interference due to carrier frequency offset in OFDM. *IEEE Trans. on Communications*, 1999, 47(3): 365-369.
- [8] Yeun J Y and Lee Y H. A bandwidth efficient precoder to reduce inter-carrier interference in OFDM. *IEEE VTC2004 Spring, Milan, Italy, May 2004*, 2: 944-946.
- [9] Muschallik C. Improving an OFDM reception using an adaptive Nyquist windowing. *IEEE Trans. on Consumer Electron.*, 1996, 42(3): 259-269.

俞菲: 女, 1980年生, 博士生, 研究方向为下一代移动通信中的预编码和检测技术。

杨绿溪: 男, 1964年生, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为通信系统中的信号处理技术。