

## 自适应波束形成实现交织 OFDMA 上行链路的载波频偏补偿

范 达 曹志刚

(清华大学电子工程系 北京 100084)

**摘要:** 在 OFDMA 系统中, 采用交织子载波分配方法可以提高频率分集和系统容量, 但是发射机和接收机之间的载波频率偏移会破坏子载波间的正交性, 从而导致本用户的载波间干扰以及用户间干扰。该文分析了交织 OFDMA 上行链路的信号结构, 提出了一种采用自适应波束形成器的载波频偏补偿方法, 并给出了两种自适应波束形成器: 匹配滤波器和 MMSE 方法。仿真结果验证了 MMSE 自适应波束形成器的误比特率性能优于匹配滤波器以及传统的循环卷积方法。

**关键词:** 正交频分多址; 载波频率偏移; 自适应波束形成; 频率向量; 循环卷积

中图分类号: TN92, TN911.7

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2007)08-1924-05

## Carrier-Frequency Offset Compensation for Interleaved-OFDMA Uplink Using Adaptive Beamformer

Fan Da Cao Zhi-gang

(Department of Electronic Engineering, Tsinghua University, Beijing 100084, China)

**Abstract:** In orthogonal frequency-division multiple access (OFDMA), closely spaced multiple subcarrier are assigned to different users for parallel signal transmission. An interleaved subcarrier-assignment scheme is preferred because it provides maximum frequency diversity and increases the capacity in frequency-selective fading channels. Carrier-frequency offsets (CFOs) between the transmitter and the receiver destroy the orthogonality and introduce Inter-Carrier Interferences (ICI) and Multi-User Interferences (MUI). In this paper, the signal structure at the Interleaved-OFDMA uplink is first present. Then a CFO compensation method for the system, which uses adaptive beamformer, is proposed as an alternative to the circular convolution method. And two adaptive beamformers, i.e. matched filter and MMSE method are introduced. Simulation results indicate that the MMSE beamformer outperforms the matched filter and the circular convolution method.

**Key words:** Orthogonal Frequency Division Multiplexing Access (OFDMA); Carrier Frequency Offset (CFO); Adaptive beamforming; Frequency vector; Circular convolution

### 1 引言

近年来, 以世界互操作性微波接入 (World Interoperability Microwave Access, WiMAX) 为代表的宽带无线接入技术引起了广泛的关注。在 WiMAX 的系列空中接口标准中, IEEE 802.16d<sup>[1]</sup> 和 802.16e<sup>[2]</sup> 协议都采用了正交频分多址 (Orthogonal Frequency Division Multiplexing Access, OFDMA) 技术, 为了更好地支持移动性以及适应不同带宽的需求, 802.16e 可以支持 2048 点、1024 点、512 点和 128 点的 OFDMA。

OFDMA 是指在多用户 OFDM 系统中, 通过为每个用户分配不同的子载波, 从而得到的一种新的多址方式。在 OFDMA 系统中, 用户占用不同的子载波, 因此多个用户可以同时进行数据传输; 并且由于各个子载波之间相互交叠, 不需要为每个用户加入保护频带, 从而提高了频谱利用率;

同时子载波的正交性可以防止载波间干扰 (Inter-Carrier Interference, ICI) 以及用户间干扰 (Multi-User Interference, MUI)。因此, 作为一种灵活的多址方式, 并且随着 WiMAX 技术的广泛推广, OFDMA 必将成为未来宽带无线移动通信系统中最具竞争力的空中接口标准。

但是 OFDMA 系统对载波频偏 (Carrier Frequency Offset, CFO) 很敏感, CFO 不仅会导致本用户信号幅度的衰减, 而且还会引起本用户子载波间的自干扰, 同时还存在由其他用户的频率偏移所引起的用户间干扰<sup>[3]</sup>。为了获得理想的性能, 用户与基站之间的载波必须保持同步, 例如: 在 IEEE 802.16d/e 协议<sup>[1, 2]</sup> 中就要求载波频率的偏差应小于子载波间隔的 2%。因此载波频率同步是影响 OFDMA 应用前景的关键问题。

目前, 抵消多用户上行链路接收机频率偏差影响的方法主要有两种: 补偿法<sup>[4, 5]</sup> 和反馈法<sup>[6, 7]</sup>。前者是由基站采用信号处理的方法对接收到的信号进行频率偏差的补偿, 该方法不需要控制信道的帮助。后者是基站把估计到的频率偏差通

过下行链路控制信道反馈给移动用户,由移动端自动调整其发射信号的频率。然而在移动通信中,多普勒频率具有时变性,因此信号在传输过程中的时延会导致用户端接收到的反馈信息失效,而且这样也会导致下行链路的额外负担。所以由基站直接进行频偏补偿的方法是OFDMA系统的研究重点。

本文主要研究了采用交织子载波分配方法<sup>[3]</sup>的OFDMA上行链路系统的载波频率同步问题,首先分析了交织OFDMA上行链路系统的信号结构,在此基础上提出了一种采用自适应波束形成器的载波频偏补偿的方法,并给出了两种自适应波束形成器:匹配滤波器以及MMSE方法。仿真结果验证了采用MMSE自适应波束形成器的系统误比特率性能要优于匹配滤波器以及文献[8]提出的循环卷积法,同时该方法对用户频偏值的大小不敏感,并且在用户个数较多的情况下仍能得到较好的性能。

## 2 交织OFDMA上行链路的系统结构<sup>[9]</sup>

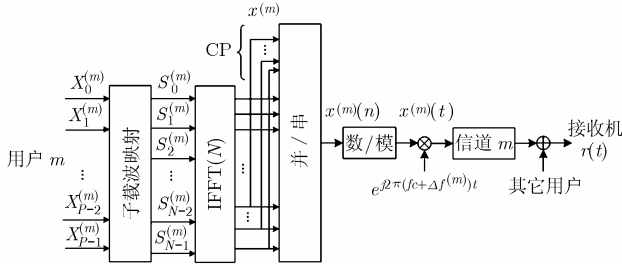


图1 交织OFDMA上行链路发射机结构

图1为交织OFDMA上行链路的发射机结构框图<sup>[9]</sup>,假设系统的子载波个数为 $N$ ,用户个数为 $M$ ,子信道数为 $Q$ ,并且每个用户分配的子载波个数相同,则每个子信道有 $P = N/Q$ 个子载波。对于交织子载波分配方法,子信道 $\{q\}$ 的子载波序号为 $\{q, Q + q, \dots, (P-1)Q + q\}$ ,  $q = 0, 1, \dots, Q-1$ 。设第 $m$ 个用户所占用的子信道为 $q^{(m)}$ ,  $\{X_0^{(m)}, X_1^{(m)}, \dots, X_{P-1}^{(m)}\}$ 为该用户在一个OFDMA符号块内的 $P$ 个调制符号,则 $\{X_p^{(m)}\}_{p=0}^{P-1}$ 映射到 $N$ 个子载波上的符号为 $\{S_i^{(m)}\}_{i=0}^{N-1}$

$$S_i^{(m)} = \begin{cases} X_p^{(m)}, & i = pQ + q^{(m)} \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \quad (1)$$

假定在基站接收端已经实现定时及采样同步,经过去循环前缀(Cyclic Prefix, CP)之后, $N$ 点的OFDMA符号 $\{r(n)\}_{n=0}^{N-1}$ 可以排列成 $Q \times P$ 的矩阵形式:

$$\mathbf{Y} = \begin{bmatrix} r(0) & \dots & r(P-1) \\ r(P) & \dots & r(2P-1) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ r(N-P) & \dots & r(N-1) \end{bmatrix}_{Q \times P} = \mathbf{V}\mathbf{S} + \mathbf{W} = \mathbf{V}\{\mathbf{U} \odot (\mathbf{B}\mathbf{F}_p)\} + \mathbf{Z} \quad (2)$$

其中 $\odot$ 表示Schur乘积(点积运算); $\mathbf{V} = [\mathbf{v}^{(1)}, \mathbf{v}^{(2)}, \dots, \mathbf{v}^{(M)}]$ 为 $Q \times M$ 维的范德蒙矩阵; $\mathbf{S} = \mathbf{U} \odot (\mathbf{B}\mathbf{F}_p)$ ;  $\mathbf{U} = [\mathbf{u}^{(1)}; \mathbf{u}^{(2)}; \dots;$

$\mathbf{u}^{(M)}]_{M \times P}$ ;  $\mathbf{B} = [\mathbf{b}^{(1)}; \mathbf{b}^{(2)}; \dots; \mathbf{b}^{(M)}]_{M \times P}$ ;  $\mathbf{F}_p$ 为 $P \times P$ 维的IFFT矩阵,其元素为 $[\mathbf{F}_p]_{n,k} = e^{(j2\pi nk/P)}$ ;  $\mathbf{Z}$ 为 $Q \times P$ 维的加性高斯白噪声(AWGN)矩阵,其元素为零均值、方差为 $\sigma^2$ 的高斯随机变量。

$\mathbf{v}^{(m)}$ ,  $\mathbf{u}^{(m)}$ 和 $\mathbf{b}^{(m)}$ 分别定义为 $\mathbf{v}^{(m)} = [1 e^{j2\pi\theta^{(m)}} \dots e^{j2\pi(Q-1)\theta^{(m)}}]^T$ ,  $\mathbf{u}^{(m)} = [1 e^{j2\pi\theta^{(m)}/P} \dots e^{j2\pi(P-1)\theta^{(m)}/P}]$ ,  $\mathbf{b}^{(m)} = [H_1^{(m)}X_1^{(m)} H_2^{(m)}X_2^{(m)} \dots H_P^{(m)}X_P^{(m)}]$ 。其中 $H_p^{(m)}$ 表示在一个OFDMA符号块内,第 $m$ 个用户在第 $(pQ + q^{(m)})$ 个子载波上的信道频率响应; $(\cdot)^T$ 表示转置运算。

$\varepsilon^{(m)} \in (-0.5, 0.5)$ 为第 $m$ 个用户的归一化频偏,如果 $\{\Delta f^{(m)}\}_{m=0}^M$ 表示用户的频偏,而 $\Delta f$ 表示子载波间隔,则 $\varepsilon^{(m)}$ 定义为 $\varepsilon^{(m)} = \Delta f^{(m)}/\Delta f$ 。 $\theta^{(m)}$ 为第 $m$ 个用户的有效频偏,其定义为

$$\theta^{(m)} = (q^{(m)} + \varepsilon^{(m)})/Q \quad (3)$$

## 3 频偏校正

文献[8]提出了一种针对OFDMA系统的循环卷积(Circular Convolution, CC)频偏补偿方法,该方法的核心思想是:首先对接收到的信号进行快速傅里叶变换(FFT),然后提取每个用户的子载波,再与用户频偏复指数的离散傅立叶变换进行循环卷积从而达到频偏校正的目的。

由于循环卷积法是对用户的信号进行分离之后再分别对每个用户进行频偏校正,而分离之后的用户信号含有相邻用户的频偏信息,因此在用户个数较多并且频偏较大( $\{\varepsilon^{(m)}\}_{m=1}^M \geq 0.1$ )的情况下,该方法的性能会下降。本文针对交织OFDMA上行链路的信号结构,提出了一种采用自适应波束形成器的载波频偏补偿方法,并给出了两种自适应波束形成器:匹配滤波器和MMSE方法。

### 3.1 自适应波束形成器

观察式(2),交织OFDMA上行链路接收信号的矩阵形式类似于阵列信号处理中多天线接收信号的矢量表达式<sup>[10]</sup>,矩阵 $\mathbf{V}$ 的列向量相对于信号的导向矢量,而有效频偏 $\theta$ 则对应于信号的来波方向(Direction Of Arrival, DOA)。因此可以利用自适应波束形成器实现交织OFDMA上行链路的载波频偏补偿。

**3.1.1 匹配滤波器** 由于矩阵 $\mathbf{V}$ 的列向量 $\mathbf{v}^{(m)}$  ( $m=1, 2, \dots, M$ )包含用户 $m$ 有效频偏 $\theta^{(m)}$ 的信息,因此可以根据阵列信号处理中方向向量的概念<sup>[10]</sup>,定义 $\mathbf{v}^{(m)}$ 为用户 $m$ 的“频率向量”。在阵列信号处理中,当权向量取作方向向量时,则可以实现空域匹配滤波。借鉴该方法,直接将权向量 $\mathbf{w}_m$ 取作 $\mathbf{v}^{(m)}$ ,从而可以实现匹配滤波。

但是匹配滤波在白噪声背景下是最佳的,如果存在干扰信号时就要另作考虑。

**3.1.2 MMSE方法** 如果采用 $\mathbf{y}_l, \mathbf{s}_l, \mathbf{z}_l$ 分别表示 $\mathbf{Y}, \mathbf{S}, \mathbf{Z}$ 的第 $l$ 列,  $l = 1, 2, \dots, P$ ,则他们之间的关系为 $\mathbf{y}_l = \mathbf{V}\mathbf{s}_l + \mathbf{z}_l$ 。根据MMSE准则,可以得到第 $m$ 个用户的权向量:

$$\mathbf{w}_m = E^{-1}\{\mathbf{y}_i \mathbf{y}_i^H\} E\{\mathbf{y}_i s_i^*(m)\} \quad (4)$$

其中  $s_i(m)$  为  $\mathbf{s}_i$  的第  $m$  个元素, 它包含用户  $m$  的信号值, 其表达式为

$$\sum_{p=0}^{P-1} X_p^{(m)} H_p^{(m)} e^{j2\pi(l-1)(p+\theta^{(m)})/P} \quad (5)$$

$\mathbf{y}_i$  的协方差矩阵为

$$E\{\mathbf{y}_i \mathbf{y}_i^H\} = \mathbf{V} E\{\mathbf{s}_i \mathbf{s}_i^H\} \mathbf{V}^H + \sigma^2 \mathbf{I} = \mathbf{V} \mathbf{R}_{ss} \mathbf{V}^H + \sigma^2 \mathbf{I} \quad (6)$$

其中  $\mathbf{R}_{ss} = E\{\mathbf{s}_i \mathbf{s}_i^H\}$  表示用户信号的协方差矩阵, 当用户信号之间互不相关, 并且经过的信道也是独立的情况下, 它具有以下的形式:

$$\mathbf{R}_{ss} = \text{diag}[\delta_1^2, \delta_2^2, \dots, \delta_M^2] \quad (7)$$

其中  $\delta_m^2 = E[|r^{(m)}(n)|^2]$  为基站接收端第  $m$  个用户信号的功率值。

因此

$$E\{\mathbf{y}_i s_i^*(m)\} = \mathbf{V} E\{\mathbf{s}_i s_i^*(m)\} = \mathbf{V}[0 \dots \delta_m^2 \dots]^T = \mathbf{v}^{(m)} \delta_m^2 \quad (8)$$

其中  $\mathbf{v}^{(m)}$  表示  $\mathbf{V}$  的第  $m$  列, 这样就可以得到 MMSE 准则下的权向量:

$$\mathbf{w}_m = [\mathbf{V} \mathbf{R}_{ss} \mathbf{V}^H + \sigma^2 \mathbf{I}]^{-1} \mathbf{v}^{(m)} \delta_m^2 \quad (9)$$

由于匹配滤波器以及 MMSE 权向量都用到了矩阵  $\mathbf{V}$  或者其列向量  $\mathbf{v}^{(m)}$ , 它们都包含了用户有效频偏  $\{\theta^{(m)}\}_{m=1}^M$  的信息. 因此就需要适合于交织 OFDMA 上行链路的载波频偏估计方法, 本文采用文献[9]提出的基于子空间的载波频偏估计方法。

### 3.2 频率波束图

根据阵列信号处理中等距线阵阵列方向响应和方向图的概念<sup>[10]</sup>, 定义  $g(\theta)$  为频率波束图, 其表达式为

$$g(\theta) = \mathbf{w}^H \mathbf{a}(\theta) \quad (10)$$

其中  $\mathbf{w}$  为自适应权向量,  $\mathbf{a}(\theta) = [1, e^{j2\pi\theta}, \dots, e^{j2\pi(Q-1)\theta}]$ , 有效频偏  $\theta$  的取值范围为  $[(0-0.5)/Q, (Q-1+0.5)/Q]$ 。

图 2 为子信道个数为 16 时的频率波束图, 其中星号代表子信道的位置, 并且期望用户占用第 8 个子信道。从图中可以看到, 自适应频率波束图的主瓣对准了期望用户的子信道, 并且在其他用户的子信道位置形成了零陷。这样就会起

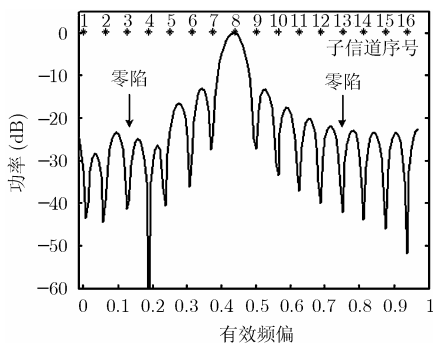


图 2 频率波束图

到增强期望用户信号和抑制干扰用户信号的目的。

### 3.3 符号检测

图 3 给出了采用自适应波束形成器的接收机结构框图, 首先分别对每个用户的信号进行频偏校正, 然后通过 FFT 以及均衡接收实现用户符号的检测, 其具体步骤如下:

步骤 1 利用自适应波束形成器产生的权向量分别对矩阵  $\mathbf{Y}$  的行向量进行加权合并, 不仅可以实现分离用户信号的目的, 而且可以分别对每个用户的频偏进行校正。

$$\hat{\mathbf{s}}^{(m)} = \mathbf{w}_m^H \mathbf{Y} \quad (11)$$

其中  $\hat{\mathbf{s}}^{(m)}$  为  $\hat{\mathbf{S}}$  的第  $m$  行, 而  $\hat{\mathbf{S}}$  为  $\mathbf{S}$  的估计值,  $\mathbf{w}_m$  为第  $m$  个用户的自适应权向量。

步骤 2 根据式(2), 将  $\hat{\mathbf{S}}$  与  $\hat{\mathbf{U}}$  的共轭矩阵进行点积运算, 此时可以进一步对每个用户的频偏进行校正, 然后再进行  $P$  点的 FFT 变换就可以得到  $\mathbf{B}$  的估计值:

$$\hat{\mathbf{B}} = (\hat{\mathbf{U}}^* \odot \hat{\mathbf{S}}) \mathbf{F}_p^H \quad (12)$$

其中  $[\hat{\mathbf{U}}]_{m,p} = e^{j2\pi p \hat{\theta}^{(m)}/P}$  ( $m = 1, 2, \dots, M, p = 0, 1, \dots, P-1$ ),  $\hat{\theta}^{(m)}$  为  $\theta^{(m)}$  的估计值,  $(\cdot)^*$  和  $(\cdot)^H$  分别表示共轭和共轭转置。

步骤 3 采用 ZF (Zero-Forcing) 均衡接收器就可以得到每个用户原始符号的估计值:

$$\hat{\mathbf{x}}^{(m)} = \hat{\mathbf{b}}^{(m)} \mathbf{D}_p^{\dagger}(\mathbf{h}^{(m)}) \quad (13)$$

其中  $\hat{\mathbf{b}}^{(m)} = \hat{\mathbf{x}}^{(m)} \mathbf{D}_p(\mathbf{h}^{(m)})$  为  $\hat{\mathbf{B}}$  的第  $m$  行,  $\hat{\mathbf{x}}^{(m)} = [\hat{X}_0^{(m)}, \hat{X}_1^{(m)}, \dots, \hat{X}_{P-1}^{(m)}]$  为该用户在一个 OFDMA 符号块内  $P$  个调制符号  $\mathbf{x}^{(m)}$  的估计值。

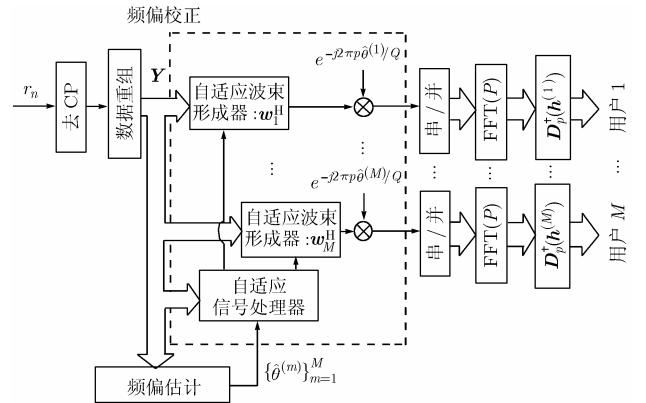


图 3 采用自适应波束形成器的接收机结构

综上所述, 本文提出的采用自适应波束形成器的载波频偏补偿方法在第 1 步中对所有用户的频偏进行了联合校正, 同时达到了分离用户信号的目的, 这样就会减少相邻用户信号之间载波频偏的影响; 然后在第 2 步中再进一步对每个用户的频偏分别进行校正, 因此该方法对用户频偏值的大小不敏感, 并且在用户个数较多的情况下仍能得到较好的性能。

## 4 计算机仿真

### 4.1 系统参数及信道模型

尽管 IEEE 802.16d/e 采用了分布式的子载波分配方法<sup>[1, 2]</sup>, 为了验证算法的有效性, 仿真参数采用 IEEE 802.16d/e 标准中的定义<sup>[1, 2]</sup>。上行链路带宽(BW)为 20MHz,

子载波个数  $N=2048$ , 循环前缀(CP)长度为 256, 采用 QPSK 调制, 采样频率  $f_s=BW \cdot 8/7$ , 因此子载波间隔  $\Delta f$  为 11.16kHz。并且采用瑞利衰落信道模型<sup>[11]</sup>, 时延均方根  $\tau_{rms}=1.4\mu s$ , 最大多径数为 6。

4.2 误比特率性能的对比

此部分给出了经频偏补偿后上行链路所有用户平均误比特率性能的计算机仿真结果。为了体现由频率补偿所带来的性能的提高, 仿真采用未编码的误比特率性能作为评测标准。载波频偏估计采用文献[9]提出的基于子空间的频偏估计方法, 分别用匹配滤波器和 MMSE 自适应波束形成器以及循环卷积法(CC method)<sup>[8]</sup>对用户的载波频偏进行补偿, 并且与没有频偏时的误比特率性能进行对比。在接收端, 假定已知信号的状态信息。

**实验 1** 用户个数较少的情况: 仿真参数为子信道个数 ( $Q$ ) 为 16, 用户个数 ( $M$ ) 为 4, 占用的子信道分别为 [0 1 2 3], 归一化频偏分别为 [0.15 0.05 -0.25 -0.05]。

图 4 为用户 3 的频率波束图, 其中实线为 MMSE 自适应波束形成器的频率波束图, 点线为匹配滤波器的频率波束图, 星点表示子信道的位置。从图中可以看到 MMSE 方法的频率波束图在其它子信道的位置形成了零陷, 并且主瓣也对准了该用户的子信道, 从而达到增强期望信号和抑制干扰的目的。而匹配滤波器方法的主瓣已经偏离了该用户子信道的位置, 从而不能对期望用户的信号进行有效的接收, 这也是该方法 BER 性能较差的原因。

图 5 为 BER 性能曲线。从图中可以看到, 在没有采用频率同步时, 系统的误比特率为 0.03 左右; 在采用频率同步时, 系统的误比特率性能有了很大程度的提高, 并且 MMSE 自适应波束形成器的性能最接近于理想情况 (归一化频偏  $\epsilon^{(m)} = 0, m = 1, 2, \dots, M$ ), 在误比特率 (BER) 为  $10^{-4}$  时, 该方法分别比循环卷积法和匹配滤波器在性能上提高了 1.8dB 和 7dB。

**实验 2** 用户个数较多的情况: 仿真参数为子信道个数 ( $Q$ ) 为 32, 用户个数 ( $M$ ) 为 24, 所有用户的归一化频偏在区间  $[-0.5, 0.5]$  内均匀分布, 并且依次按顺序选择子信道。

图 6 为用户 11 的频率波束图, 该用户的归一化频偏为

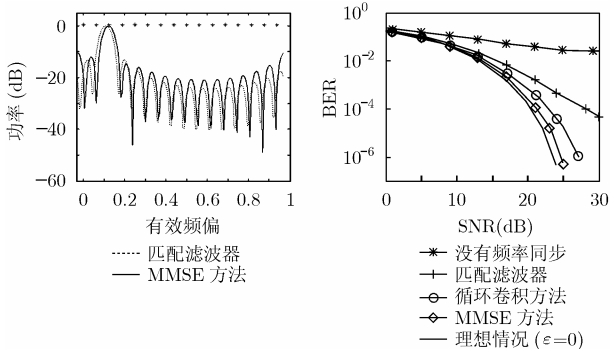


图 4 第 3 个用户的频率波束图 ( $Q=16, M=4$ )

图 5 BER 性能 ( $Q=16, M=4$ )

-0.25。从图中可以看到, MMSE 方法在用户个数较多的情况下仍能得到较好的频率波束图, 而匹配滤波器方法的主瓣仍发生了偏离。由于此时子信道个数较多, 因此子信道的间距变得更小, 频率波束图主瓣发生很小的偏离就会造成接收机性能的下降。这也是图 7 中匹配滤波器方法在用户个数较多的情况下 BER 性能急剧下降的原因。

图 7 为 BER 性能曲线。从图中可以看到, 在多个用户的情况下, 循环卷积法和匹配滤波器已经失去了作用, 而 MMSE 自适应波束形成器仍然可以取得较好的 BER 性能。并且在得到 CFO 精确估计值的前提下, 该方法不受载波频偏值大小的影响。

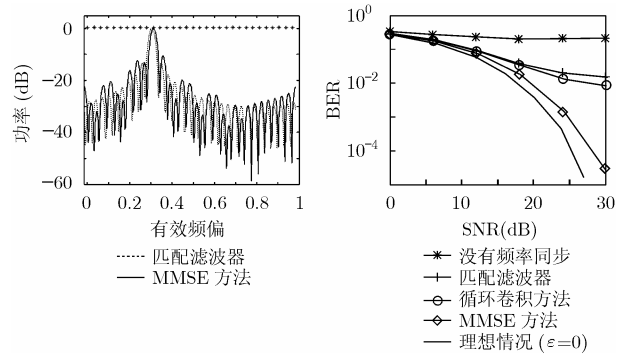


图 6 第 11 个用户的频率波束图 ( $Q=32, M=24$ )

图 7 BER 性能 ( $Q=32, M=24$ )

5 结束语

本文研究了采用交织子载波分配方法的 OFDMA 上行链路系统的频率同步问题, 提出了一种采用自适应波束形成器的载波频偏补偿的方法, 并给出了两种自适应波束形成器: 匹配滤波器和 MMSE 方法。仿真结果验证了 MMSE 自适应波束形成器的误比特率性能要优于匹配滤波器以及循环卷积方法, 在用户个数较多并且载波频偏值较大的情况下仍能得到较好的性能。

参考文献

- [1] Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems [S]. IEEE Std. 802.16d, June, 2004.
- [2] Draft IEEE Standard for Local and metropolitan area networks-Part 16: Air Interface for Fixed and Mobile Broadband Wireless Access Systems-Amendment for Physical and Medium Access Control Layers for Combined Fixed and Mobile Operation in Licensed Bands[S]. IEEE P802.16e/D12, October 2005.
- [3] Tonello M, Laurenti N, and Pupolin S. Analysis of the uplink of an asynchronous multi-user DMT OFDMA system impaired by time offsets, frequency offsets, and multi-path fading [C]. Proc. Vehicular Technology Conf.-Fall, Boston, MA, Oct. 2000, Vol. 3, 1094-1099.
- [4] Huang Defeng (David) and Letaief K B. An interference-cancellation scheme for carrier frequency offsets correction in

- OFDMA systems [J]. *IEEE Trans. on Communications*, 2005, 53(7): 1155–1165.
- [5] Fantacci R, Marabissi D, and Papini S. Multiuser interference cancellation receivers for OFDMA uplink communications with carrier frequency offset [C]. Proc. GLOBECOM, Dallas, TX, Dec. 2004, vol. 5: 2808–2812.
- [6] Beek J J, Borjesson P O, and Boucheret M L, *et al.* A time and frequency synchronization scheme for multiuser OFDM [J]. *IEEE J. Select. Areas Commun.*, 1999, 17(11): 1900–1914.
- [7] Morelli M. Timing and frequency synchronization for the uplink of an OFDMA system [J]. *IEEE Trans. on Communications*, 2004, 52(2): 296–306.
- [8] Choi J, Lee C, and Jung H W, *et al.* Carrier frequency offset compensation for uplink of OFDM-FDMA systems [J]. *IEEE Commun. Lett.*, 2000, 4(12): 414–416.
- [9] Cao Z, Tureli U, and Yao Y D. Deterministic multiuser carrier-frequency offset estimation for interleaved OFDMA uplink [J]. *IEEE Trans. on Commun.*, 2004, 52(9): 1585–1594.
- [10] 张贤达, 保铮. 通信信号处理[M]. 北京: 国防工业出版社, 2000: 310–320.
- [11] Edfors O, Sandell M, and Beek J J, *et al.* OFDM channel estimation by singular value decomposition [J]. *IEEE Trans. on Commun.*, 1998, 46(7): 931–939.
- 范 达: 男, 1978年生, 博士生, 研究方向为多天线OFDMA系统中的频率同步、资源分配、以及交叉层设计等.
- 曹志刚: 男, 1939年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为通信理论、卫星通信、宽带移动通信、远程教育、以及抗噪声语音信号处理等.