

频偏对脉冲成型多载波系统性能的影响分析

吴 华^① 陈 卫^① 曾凡鑫^② 仲元红^① 黎 超^③

^①(重庆大学通信工程学院 重庆 400044)

^②(重庆通信学院 重庆 400035)

^③(重庆无线绿洲通信技术有限公司 重庆 401331)

摘 要: 该文提出了一种基于脉冲成型多载波系统中频偏对系统性能影响的分析方法。该方法首先把解调后的输出分为信号及频偏带来的 ICI 和 ISI 干扰,然后基于发送和接收成型脉冲的互模糊函数给出了信号和干扰的量化分析,最后利用发送信号的统计特性得到解调后输出的信干比。仿真结果表明,频偏带来的系统误码率和理论计算的信干比是一致的,从而验证了该方法的有效性。

关键词: 无线通信; 脉冲成型; 多载波系统; 频率同步; 信干比

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2009)10-2364-05

Effects of Frequency Offset on System Performance of Pulse Shaping Multicarrier System

Wu Hua^① Chen Wei^① Zeng Fan-xin^② Zhong Yuan-hong^① Li Chao^③

^①(College of Communication Engineering, Chongqing University, Chongqing 400044, China)

^②(Chongqing Communication Institute, Chongqing 400035, China)

^③(Chongqing Wireless Oasis Technology Co., Ltd., Chongqing 401331, China)

Abstract: In this paper, An analysis method of effects of frequency offset on the property of pulse shaping multicarrier system is presented. The method first divides demodulator output into signals and interference, and then based on the cross-ambiguity function of transmit pulse and receive pulse, obtains the quantitative analysis of signal and interference, finally calculates the SIR with the utilization of statistical properties of the transmit data. Simulation results show that BER caused by frequency synchronization error is consistent with theoretical calculation of the SIR. Therefore, the reliability of the method is verified.

Key words: Wireless communication; Pulse shaping; Multicarrier system; Frequency synchronization; SIR

1 引言

正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplex, OFDM)是多载波技术中的一种特例,其基本思想是把一路宽带高速数据流串并转换为一组低速的数据流,然后调制到对应的并行相互正交的窄带子载波上,因此可以延长子载波上的符号持续时间。并且每个 OFDM 符号之间再添加一个长度超过信道冲激响应的循环前缀(Cyclic Prefix, CP),从而有效的降低了数据传输过程中由于多径影响造成的频率选择性衰落。CP-OFDM 的这种抗符号间干扰(Inter Symbol Interference, ISI)特性能有效降低接收机内均衡算法复杂度,使它被很多高速宽带无线数字通信系统采纳,如 LTE(Long Term Evolution), WIMAX(Worldwide Interoperability

for Microwave Access), DVB(Digital Video Broadcasting)等。

但由于传统 OFDM 相当于采用矩形脉冲来成型滤波,其频谱可以看作是 Sinc 函数与一组位于各个子载波频点上的 δ 函数的卷积,尽管频域上这组 Sinc 谱重叠且相互正交,但由于 Sinc 函数旁瓣较大、衰减缓慢。所以 OFDM 的子载波间正交性在复杂移动条件下的快时变衰落信道中是十分脆弱的,难以得到保证。目前已经有一些论文从时频分析的角度研究了基于时频局部化成型脉冲滤波的多载波系统(Time Frequency Localized MultiCarrier system, TFL-MC)^[1-5]。由于 TFL-MC 采用时频局部化较好的脉冲,因此可以使系统保持多载波技术抗频率选择性衰落的同时,提高时变信道下抗载波间干扰(Inter Carrier Interference, ICI)的能力。并且在一些子带较少的多载波系统中能显著降低带外衰减,提高频谱效率。因此 TFL-MC 技术有可能成为未来

移动通信系统的核心技术。

由于接收和发送之间的载波频偏总是存在的, 加上多普勒效应和振荡器漂移, 即使同步算法再精确, 频率偏差也难以完全消除。而且多载波系统的子载波宽度较小, 对频偏非常敏感, 因此有必要从理论上分析频偏对系统性能的影响。目前针对 OFDM 频率同步偏差对系统性能影响分析的文献较多, 如文献[6-8]等。但还没有相关的文献就频偏对 TFL-MC 性能分析提出量化分析方法。

为了对 TFL-MC 系统的帧结构、同步和检测算法具有理论上的指导和参考, 本文提出了一种针对频偏对 TFL-MC 性能影响的分析方法。该方法首先把解调后的输出分为有用信号部分及频率同步偏差带来的 ICI 和 ISI 部分, 然后基于发送和接收成型脉冲的互模糊函数给出了每个部分的量化分析, 最后利用发送信号的相关统计特性得到解调后输出的信干比。仿真表明, 频偏带来的系统误码率和分析方法理论计算得到的信干比是一致的。

2 TFL-MC 基本原理

基于时频分析^[9]和基带多载波通信理论基础^[3], TFL-MC 系统的时域连续基带发送信号可表示为

$$\begin{aligned} s(t) &= \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{K-1} a_k(l)g(t-lT)e^{j2\pi kF(t-lT)} \\ &= \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{K-1} a_k(l)g_{l,k}(t) \end{aligned} \quad (1)$$

其中 l, k, K, F, T , $g(t)$ 分别是时间符号下标, 频率子载波下标, 子载波个数, 子载波间隔, 符号间隔和发送成型脉冲。 $g_{l,k}(t) = g(t-lT)e^{j2\pi kF(t-lT)}$ 是发送成型脉冲的时频移位。 $a_k(l)$ 是第 l 符号 k 子载波上的发送数据。

假设信道时变冲击响应为 $h(t, \tau)$, 其中 τ 为多径延迟, $w(t)$ 为加性高斯噪声。那么经过信道后的接收信号可以表示为

$$r(t) = \int_{\tau} h(t, \tau)s(t-\tau)d\tau + w(t) \quad (2)$$

接收端第 l 符号 k 子载波上的解调输出为

$$b_k(l) = \int_t r(t)\gamma_{l,k}^*(t)dt \quad (3)$$

其中 $\gamma(t)$ 为接收成型脉冲, 其时频移位 $\gamma_{l,k}(t) = \gamma(t-lT)e^{j2\pi kF(t-lT)}$ 。

为了保证理想信道下的无 ISI 和 ICI 干扰, 发送和接收成型脉冲需要满足双正交条件:

$$\langle g, \gamma_{l,k} \rangle = \int_{-\infty}^{\infty} g(t)\gamma_{l,k}^*(t)dt = \delta_{l,0}\delta_{k,0} \quad (4)$$

成型脉冲在衰落时变信道下的进一步优化和设计, 请参考文献[3]。本文重点在于分析频率同步偏

差对系统性能的影响。

首先来离散化式(1), 以 Δt 为间隔对时间进行抽样。得到发送基带离散信号:

$$\begin{aligned} s(n\Delta t) &= \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{K-1} a_k(l)g(n\Delta t - lN\Delta t)e^{j2\pi kF(n\Delta t - lN\Delta t)} \\ &= \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{K-1} a_k(l)g(n-lN)e^{j2\pi \frac{k}{K}(n-lN)} \end{aligned} \quad (5)$$

其中系统采样频率:

$$f_s = \frac{1}{\Delta t} = KF = \frac{N}{T} \quad (6)$$

N 表示在一个符号周期内采样点数, 当 $K = N$ 的时候, $TF = 1$ 对应于时频分析中的临界采样^[9]。

接下来离散化式(3)得解调基带离散信号:

$$b_k(l) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} r(n)\gamma^*(n-lN)e^{-j2\pi \frac{k}{K}(n-lN)} \quad (7)$$

其中 $r(n)$ 为接收时域离散信号, $b_k(l), k \in [0, K-1]$ 为解调后的第 l 符号 k 子载波信号。

最后为了定量分析频率同步偏差对系统性能的影响, 基于时频分析理论, 引入收发脉冲之间的互模糊函数^[1,3,9]:

$$A_{g,\gamma}(\tau, \nu) = \int_{-\infty}^{\infty} g(t)\gamma^*(t-\tau)e^{-j2\pi\nu t}dt \quad (8)$$

τ, ν 分别为发送和接收脉冲之间的时频移位, 并且由式(4)收发脉冲之间的双正交特性得

$$A_{g,\gamma}(lT, kF) = \int_{-\infty}^{\infty} g(t)\gamma^*(t-lT)e^{-j2\pi kFt}dt = \delta_{l,0}\delta_{k,0} \quad (9)$$

式(9)的物理意义表明, 当收发脉冲之间的时频移位为采样周期或子载波间隔的整数倍时, 互模糊函数为 0。当没有时频移位, 收发完全同步的时候, 互模糊函数为 1。

离散化式(8)得

$$A_{g,\gamma}(\theta, \varepsilon) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} g(n)\gamma^*(n-\theta)e^{-j2\pi \frac{\varepsilon}{K}n} \quad (10)$$

其中 $\theta = \tau / \Delta t = f_s\tau$ 为收发脉冲之间的时间移位采样点数, $\varepsilon = \nu / F$ 为收发脉冲之间的频率移位相对于子载波间隔的归一化。同式(9), 离散互模糊函数也具有以下性质:

$$A_{g,\gamma}(lN, k) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} g(n)\gamma^*(n-lN)e^{-j2\pi \frac{k}{K}n} = \delta_{l,0}\delta_{k,0} \quad (11)$$

下面举个特例说明 TFL-MC 和 CP-OFDM 的关系, 如果发送和接收成型脉冲都是矩形窗:

$$g(n) = \gamma(n) = \begin{cases} 1/\sqrt{K}, & -(N-K) \leq n \leq K-1 \\ 0, & \text{其他} \end{cases}$$

那么基带发送公式简化为

$$s(n) = \frac{1}{\sqrt{K}} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{K-1} a_k(l)e^{j2\pi \frac{k}{K}(n-lN)} = \sum_{l=-\infty}^{\infty} s_l(n-lN) \quad (12)$$

其中 $s_l(n) = \frac{1}{\sqrt{K}} \sum_{k=0}^{K-1} a_k(l) e^{j2\pi \frac{k}{K} n}$, $lN - (N - K) \leq n \leq lN + K - 1$, 表示第 l 个符号的发送信号。这时, TFL-MC 退化为传统的 CP-OFDM., 并且 CP 长度 $L_{CP} = N - K$ 。

3 频偏对 TFL-MC 系统性能影响分析

为了精确的分析频偏对 TFL-MC 系统性能的影响, 假设其他条件都是理想的, 系统只存在频率同步偏差, 因此时域接收信号: $r(n) = s(n) e^{j2\pi \varepsilon (n/K)}$, 其中 $\varepsilon = \Delta f / F$ 为子载波间隔的归一化频差, Δf 为发送端和接收端的绝对频差, 由式(5)得

$$r(n) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{K-1} a_k(l) g(n - lN) e^{j2\pi \frac{k}{K} (n-lN)} e^{j2\pi \frac{\varepsilon}{K} n} \quad (13)$$

在接收端, 由式(7)来解调得到 l' 符号 m 载波上的发送数据:

$$\begin{aligned} b_m(l') &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} r(n) \gamma^*(n - l'N) e^{-j2\pi \frac{m}{K} (n-l'N)} \\ &= \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{K-1} a_k(l) e^{j2\pi \frac{m}{K} (l'N)} e^{j2\pi \frac{\varepsilon - m}{K} (lN)} \\ &\quad \cdot \sum_{n=-\infty}^{\infty} g(n) \gamma^*(n + lN - l'N) e^{j2\pi \frac{k + \varepsilon - m}{K} n} \\ &= b_1 + b_2 + b_3 \end{aligned} \quad (14)$$

其中

$$\begin{aligned} b_1 &= a_m(l') e^{j2\pi \frac{\varepsilon}{K} (l'N)} \sum_{n=-\infty}^{\infty} g(n) \gamma^*(n) e^{j2\pi \frac{\varepsilon}{K} n} \\ &= a_m(l') e^{j2\pi \frac{\varepsilon}{K} (l'N)} A_{g,\gamma}(0, -\varepsilon) \end{aligned} \quad (15)$$

为解调后的有用信号, 由于存在频率不同步, 输出中含有相位旋转因子 $e^{j2\pi(\varepsilon/K(l'N) + \arg(A_{g,\gamma}(0, -\varepsilon)))}$ 和幅度衰减 $|A_{g,\gamma}(0, -\varepsilon)|$ 。

$$b_2 = \sum_{l=-\infty, l \neq l'}^{\infty} a_m(l) e^{j2\pi \frac{m}{K} (l'N)} e^{j2\pi \frac{\varepsilon - m}{K} (lN)} A_{g,\gamma}(l' - l, -\varepsilon) \quad (16)$$

为解调后的 ISI 干扰。

$$\begin{aligned} b_3 &= \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0, k \neq m}^{K-1} a_k(l) e^{j2\pi \frac{m}{K} (l'N)} e^{j2\pi \frac{\varepsilon - m}{K} (lN)} \\ &\quad \cdot A_{g,\gamma}(l' - l, m - k - \varepsilon) \end{aligned} \quad (17)$$

为解调后的 ICI 干扰。

由式(11)互模糊函数的特性, 当 $\varepsilon = 0$ 系统完全同步情况, $b_1 = a_m(l')$, $b_2 = b_3 = 0$, 系统实现正确解调。下面精确分析 $\varepsilon \neq 0$ 的时候, 系统输出的信干比。

假设发送信号具有零均值非相关特性, 并且符号等能量为 $\sigma_s^2 = 1$, 即满足以下条件:

$$E(a_k(l)) = 0 \quad (18)$$

$$E(a_k(l) a_m^*(l')) = \delta_{k-m} \delta_{l-l'} \sigma_s^2 \quad (19)$$

则可以得到解调输出的有用信号能量为

$$E(b_1 b_1^*) = \sigma_s^2 |A_{g,\gamma}(0, -\varepsilon)|^2 \quad (20)$$

ISI 符号间干扰的能量为

$$E(b_2 b_2^*) = \sum_{l=-\infty, l \neq l'}^{\infty} \sigma_s^2 |A_{g,\gamma}(l' - l, -\varepsilon)|^2 \quad (21)$$

ICI 载波间干扰的能量为

$$E(b_3 b_3^*) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0, k \neq m}^{K-1} \sigma_s^2 |A_{g,\gamma}(l' - l, m - k - \varepsilon)|^2 \quad (22)$$

并且由于发送信号的统计特性, 可得

$$E(b_1 b_2^*) = E(b_1 b_3^*) = E(b_2 b_3^*) = 0 \quad (23)$$

因此存在频率同步偏差情况下的系统信干比:

$$\begin{aligned} \text{SIR} &= \frac{E(b_1 b_1^*)}{E(b_2 b_2^*) + E(b_3 b_3^*)} \\ &= |A_{g,\gamma}(0, -\varepsilon)|^2 / \left(\sum_{l=-\infty, l \neq l'}^{\infty} |A_{g,\gamma}(l' - l, -\varepsilon)|^2 \right. \\ &\quad \left. + \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0, k \neq m}^{K-1} |A_{g,\gamma}(l' - l, m - k - \varepsilon)|^2 \right) \end{aligned} \quad (24)$$

当发送信号为零均值宽平稳时, 由于互模糊函数的特性, 式(21)、式(22)和式(23)近似成立, 因此也可以用式(24)来近似计算信干比。

4 数值计算与仿真

实际系统中物理可实现成型脉冲的截断长度是有限的, 因此假设发送和接收脉冲截断区间分别为: $[-N_1^g, N_2^g]$ 和 $[-N_1^\gamma, N_2^\gamma]$ 。根据成型脉冲的有效截断区间, 可以进行信干比的精确数值计算。

首先处理有用信号部分, 由式(15), b_1 只有在脉冲 $g(n)$ 和 $\gamma(n)$ 同时不为 0 的区间上有输出, 因此必须满足条件: $-N_1^g \leq n \leq N_2^g$ 和 $-N_1^\gamma \leq n \leq N_2^\gamma$ 。化简得到: $n = N_1^{b1} \geq \max(-N_1^g, -N_1^\gamma)$ 和 $n = N_2^{b1} \leq \min(N_2^g, N_2^\gamma)$ 。所以解调后有用信号的数值计算公式为

$$b_1 = a_m(l') e^{j2\pi \frac{\varepsilon}{K} (l'N)} \sum_{n=N_1^{b1}}^{N_2^{b1}} g(n) \gamma^*(n) e^{j2\pi \frac{\varepsilon}{K} n} \quad (25)$$

接着处理 b_2 , 同理由于成型脉冲的截断区间影响, ISI 干扰部分只是有限个符号具有实际作用, 不失一般性, 假设对 l' 符号的 ISI 干扰为该符号时间轴前 l_1 个符号和后 l_2 个符号。因此要 b_2 不为 0, 必须满足:

$$l' - l_1 \leq l \leq l' + l_2, l \neq l', -N_1^g \leq n \leq N_2^g, -N_1^\gamma \leq n + lN - l'N \leq N_2^\gamma。$$

化简得到: $l_1 = \lfloor (N_1^\gamma + N_2^g) / N \rfloor$, $l_2 = \lfloor (N_2^\gamma + N_1^g) / N \rfloor$, $n \geq N_1^{b2} = \max(-N_1^g, -(lN - l'N + N_1^\gamma))$ 和 $n \leq N_2^{b2} = \min(N_2^g, N_2^\gamma - (lN - l'N))$ 。

所以解调后输出的 ISI 数值计算公式为

$$b_2 = \sum_{l=l'-l_1, l \neq l'}^{l'+b_2} a_m(l) e^{j2\pi \frac{m}{K}(l'N)} e^{j2\pi \frac{\varepsilon-m}{K}(lN)} \cdot \sum_{n=N_1^{b_2}}^{N_2^{b_2}} g(n) \gamma^*(n + lN - l'N) e^{j2\pi \frac{\varepsilon}{K}n} \quad (26)$$

最后处理 b_3 , 方法同上。最后得到的 ICI 数值计算公式为

$$b_3 = \sum_{l=l'-l_1}^{l'+b_2} \sum_{k=0, k \neq m}^{K-1} a_k(l) e^{j2\pi \frac{m}{K}(l'N)} e^{j2\pi \frac{\varepsilon-m}{K}(lN)} \cdot \sum_{n=N_1^{b_2}}^{N_2^{b_2}} g(n) \gamma^*(n + lN - l'N) e^{j2\pi \frac{k+\varepsilon-m}{K}n} \quad (27)$$

得到 b_1 , b_2 , b_3 的数值计算公式, 就可以选择适当系统参数来进行数值计算。本文选择的计算和仿真参数如表 1, 其中部分参数参考 LTE 带宽为 1.25 MHz 时的参数:

表 1 数值计算与仿真参数表

FFT 点数 K	128
子载波数	76
符号采样点数 N	144
收发脉冲	能量归一化平方根升余弦脉冲
脉冲滚降因子	0.125
脉冲长度 L	1536
脉冲支持区间	$[-L/2, L/2-1] = [-768, 767]$
子载波调制方式	QPSK

由图 1, 选用的发送和接收脉冲均为平方根升余弦脉冲(Square Root Raised Cosine, SRRC), 根据 SRRC 的特性, 可知其满足双正交条件(4)。首先根据式(25)~式(27)计算解调输出的有用信号能量、ISI 干扰以及 ICI 干扰。由图 2 的计算结果可以得到在频偏小于 0.3 个载波间隔时, 解调输出以有用信号能量为主, 由于选择的符号能量 $\sigma_s^2 = 1$, 所以频偏为 0 时, 系统输出只有 0 dB 的信号能量。频率同步偏差超过 0.3 个载波间隔时, 解调输出以 ICI 和 ISI 干扰为主。由公式(24)计算解调输出的信干比, 如图 3 所示, 可知系统频偏小于 0.3 个载波间隔时, 信干比在 10 dB 以上, 当频偏大于 0.4 个载波间隔时, 系统输出的信干比小于 0 dB, 此时干扰能量已经掩盖了有用信号能量, 这说明此时已经无法解调出正确发送数据。

为了验证分析模型的正确性, 在 matlab 环境下对频偏引起的误比特率进行仿真。仿真的参数和计算参数一致。仿真的结果见图 4, 可以得到频偏小于 0.12 个载波间隔时, 系统输出的误比特率为 0,

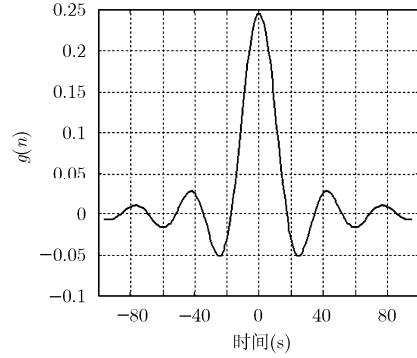


图 1 选用的收发脉冲, 能量归一化为 1

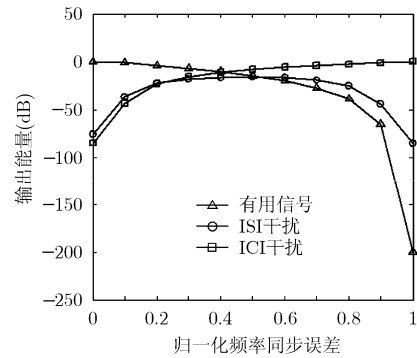


图 2 有频偏时解调输出的各部分能量(dB)

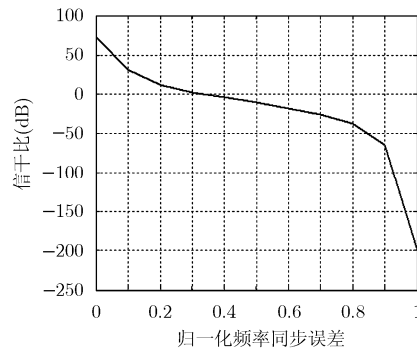


图 3 有频偏时解调输出的信干比(dB)

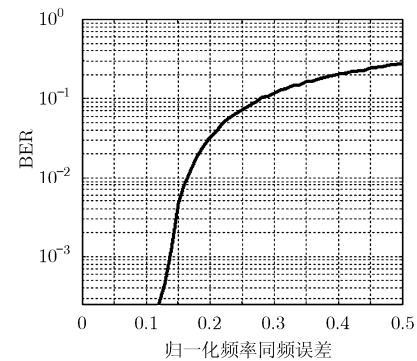


图 4 有频偏时解调输出的 BER

这说明只要频率同步在这个范围内, 不会影响系统的解调输出。但是当频偏大于 0.4 个载波间隔时,

系统输出的误比特率为 0.5, 这个仿真结果是和图 2、图 3 的计算完全一致。因此通过仿真, 验证了分析方法的正确性。

5 结束语

本文提出了一种针对频率同步偏差对 TFL-MC 性能影响的分析方法。该方法首先把解调后的输出分为有用信号部分及频率同步偏差带来的 ICI 和 ISI 部分, 然后基于发送和接收成型脉冲的互模糊函数给出了每个部分的量化分析, 最后利用发送信号的相关统计特性得到解调后输出的信干比。仿真表明, 频率同步偏差带来的系统误比特率和分析方法理论计算得到的信干比是一致的。并且本文提出的计算方法可以适用于各种不同系统参数和选用不同脉冲条件下的 TFL-MC 系统。

参考文献

- [1] Kozek W and Molisch A F. Nonorthogonal pulseshapes for multicarrier communications in doubly dispersive channels [J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 1998, 16(8): 1579-1589.
 - [2] Haas R and Belfiore J C. A time-frequency well-localized pulse for multiple carrier transmission [J]. *Wireless Personal Communications*, 1997, 5(1): 1-18.
 - [3] Matz G, Schafhuber D, Gröchenig K, Hartmann M, and Hlawatsch F. Analysis, optimization, and implementation of low-interference wireless multicarrier systems [J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2007, 6(5): 1921-1931.
 - [4] Hartmann M, Matz G, and Schafhuber D. Wireless multicarrier communications via multipulse gabor riesz bases [J]. *EURASIP Journal on Applied Signal Processing*, 2006, 2006(1): 1-15.
 - [5] Taubock G and Hlawatsch F. On the capacity-achieving input covariance for multicarrier communications over doubly selective channels[C]. *IEEE International Symposium on Information Theory, Nice*, 2007: 2741-2745.
 - [6] Morelli M, Kuo C C J, and Pun M O. Synchronization techniques for orthogonal frequency division multiple access (OFDMA): A tutorial review [J]. *Proceedings of the IEEE*, 2007, 95(7): 1394-1427.
 - [7] Speth M, Fechtel S A, Fock G, and Meyr H. Optimum receiver design for wireless broad-band systems using OFDM—Part I [J]. *IEEE Transactions on Communications*, 1999, 47(11): 1668-1677.
 - [8] Pollet T, Blade M V, and Moeneclaey M. BER sensitivity of OFDM systems to carrier frequency offset and wiener phase noise [J]. *IEEE Transactions on Communications*, 1995, 43(2): 191-193.
 - [9] Gröchenig K. *Foundations of Time-Frequency Analysis* [M]. Birkhäuser Boston, 2001: 138-140.
- 吴 华: 男, 1974 年生, 博士生, 研究方向为移动通信中的多载波技术、同步技术等。
- 陈 卫: 男, 1956 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为移动通信中的信号处理、智能天线、SCDMA 等。
- 曾凡鑫: 男, 1964 年生, 教授, 硕士生导师, 研究方向为移动通信中的序列设计、信号处理、CDMA 等。
- 仲元红: 男, 1981 年生, 博士生, 研究方向为移动通信中的多载波技术、信道估计等。
- 黎 超: 男, 1980 年生, 硕士, 研究方向为宽带无线移动通信中的检测算法等。