

# 基于输出多普勒扩展函数的 OFDM 载波间干扰分析

陈霞, 谈振辉

(北京交通大学现代通信研究所, 北京 100044)

**摘要:** 正交频分复用(OFDM)应用在移动通信系统中时,信道多普勒效应造成的载波间干扰(ICI)是引起性能下降的重要原因.本文分析了信道多普勒效应引起 OFDM ICI 的机制.基于输出多普勒扩展函数输入输出关系,给出一种接收信号结构的三维图形表示,并提出一种的计算连续多径信道中 OFDM 任意子载波上 ICI 的简单方法.

**关键词:** OFDM; 载波间干扰; 移动信道

**中图分类号:** TN914.5      **文献标识码:** A      **文章编号:** 0372-2112 (2004) 04-0665-04

## Analysis of OFDM ICI Based on Output Doppler-Spread Function

CHEN Xia, TAN Zhen-hui

(Modern Communication Institute, Beijing Jiaotong University, Beijing 100044, China)

**Abstract:** Performance degradation due to Inter-Carrier Interference (ICI) resulted from channel Doppler effects is significant for Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) when used in mobile communication systems. In this paper, the mechanism of OFDM ICI caused by Doppler effects is discussed. Based on the I/O relationship of channel output Doppler-spread function, a 3-dimensional graphic form for visualizing the received OFDM signal structure and a simple method for calculating ICI levels of arbitrary subcarrier in channels, esp. with a continuum of multipath components, are proposed.

**Key words:** OFDM; Inter-Carrier Interference (ICI); mobile channels

### 1 引言

正交频分复用(OFDM)在移动环境中的应用是近年来研究的热点之一.虽然抗多径信道频率选择性衰落是 OFDM 最突出的一个优点,但信道的任何时变特性都会降低系统性能.移动 OFDM 系统时变失真的原因包括收/发载波频偏、取样时钟频偏、振荡器相位噪声和信道多普勒展宽等<sup>[1]</sup>.其中,多普勒效应造成的 OFDM 载波间干扰(ICI)是引起性能下降的重要原因.以往有些文献用频谱/功率谱函数平移法计算 ICI<sup>[2]</sup>,或者不同时考虑频率选择衰落的影响<sup>[1]</sup>;也有文献提出使用时变传输函数<sup>[8]</sup>和扩展函数<sup>[9]</sup>来计算 ICI 的.本文基于输出多普勒扩展函数,给出一种接收信号结构的三维图形表示,并提出一种计算连续多径信道中 OFDM 任意子载波上 ICI 的简单方法.

文章第 2 节描述 OFDM 系统模型,并在频域分析多普勒频偏和多普勒扩展引起 ICI 的不同机制;第 3 节介绍输出多普勒扩展函数,推导 WSSUS 信道模型下的基本形式;第 4 节以离散二径信道、8 载波 OFDM 传输为例,给出基于频谱平移法和输出多普勒扩展函数输入输出关系的 OFDM ICI 分析的结果;在第 5 节给出结论.

### 2 多普勒效应引起的 OFDM ICI

#### 2.1 OFDM 系统模型

OFDM 基带传输模型如图 1.输入符号周期为  $T_b$ ,串/并变换路数为  $P$ ,OFDM 符号周期  $T_s = PT_b$  (不考虑保护间隔),相邻子载波频率间隔为  $\Delta f = 1/T_s$ .各子载波频率为:

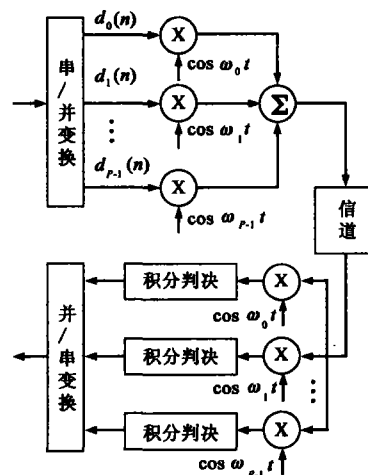


图 1 OFDM 基带传输系统模型

收稿日期:2002-06-13;修回日期:2003-06-24

基金项目:国家自然科学基金(No.90104016);北京交通大学“人才”科研基金(No.2003RC052).

$$f_p = f_0 + p/T_s \quad (1)$$

其中  $f_p = 0, p = 0, 1, \dots, P-1$ , 角频率  $\omega_p = 2\pi f_p$ ,  $d_p(n)$  表示第  $n$  个符号块的  $p$  个符号, 基带信号为:

$$s(t) = \sum_n \sum_{p=0}^{P-1} d_p(n) \cdot \mu_{T_s}(t - nT_s) \cdot e^{j2\pi f_p t} \cdot e^{j\theta_p} \quad (2)$$

其中  $\theta_p$  是第  $p$  个载波的初始相位, 后面都设为 0. 为分析简单, 设基带脉冲  $\mu_{T_s}(t)$  是  $[0, T_s]$  上的矩形波, 则信号频谱可表达为:

$$S(f) = \sum_n \sum_{p=0}^{P-1} d_p(n) \cdot \text{sinc}[T_s(f - f_p)] \quad (3)$$

### 2.2 多普勒频移引起 ICI

在 OFDM 信号带宽与载波之比很小的情况下, 可假设各子载波受到相同的多普勒频移. 因此, 在理想频率同步的情况下可认为受多普勒频移的接收信号仍然保持子载波之间的正交性.

如图 2 所示, 图中为经信道传输后仍保持正交性的两个子载波, 左边的子载波标识为  $f_i$ , 右边的子载波标识为  $f_j$ ,  $f_i$  是第  $i$  个子载波接收频率. 但具有随机特性的多普勒频移往往造成频率同步误差, 如图中的  $f_c = f_i - f_i$ . 如图 2 上面圈出, 这个频率偏差使得目标子载波上传输信号有效成分衰减(及相移), 并引入了 ICI(如图 2 下面圈), 导致有效信噪比进一步降低<sup>[3]</sup>.

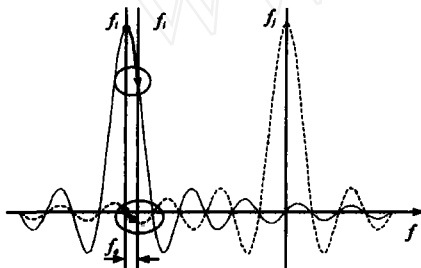


图 2 多普勒频移引起 OFDM ICI

已有的 OFDM ICI 一般分析方法是用频谱或功率谱平移叠加. 该方法假定一个频偏值, 利用多个平移的子载波频谱或功率谱函数(视不同的脉冲形状而定)在某一子载波(通常位于中间位置, 干扰最大)处取值之和为 ICI. 为了满足中心极限定理的要求, 通常设子载波个数足够大, 从而得到 ICI 的高斯白噪声特性, 有时甚至假设子载波数目为无穷或以推导闭式解<sup>[4]</sup>.

### 2.3 多普勒扩展引起 ICI

根据宽平稳非相干散射(WSSUS)假设, 多普勒扩展可以看成是多个具有不同多普勒频偏的信号叠加, 多普勒扩展造成的 ICI 也可以看成是多组不同频偏的信号造成的 ICI 的叠加<sup>[2]</sup>, 因此其中任一组载波对目标接收频率处的 ICI 可用 2.2 中的方法计算.

多普勒扩展破坏 OFDM 子载波正交性的情况如图 3. 图中是  $P$  个正交子载波中的任意两个, 载波频率分别为  $f_n$  和  $f_m$ . 假设接收端各子载波同步于标称频率. 可以看到, 经 3 条路径传播后,  $f_n$  的能量分散到 3 条路径上(右边的图), 假设总能量恒定, 从而目标载波  $f_n$  处有用信号的能量降低. 若以标

称频率接收子载波  $f_m$  的信号,  $f_n$  上两个频移不为 0 的复本便不再与子载波  $f_m$  正交(左边的图), 从而造成 ICI.

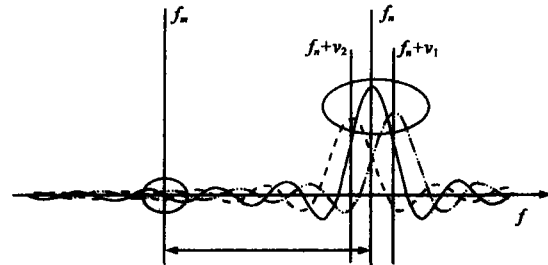


图 3 多普勒扩展破坏子载波之间的正交性

因此, 对于多普勒扩展的情况, 即使频率同步的精度和跟踪速度都足够, 也不可能完全消除 ICI. 因为这时的 ICI 是由多个受到不同多普勒频移的信号造成, 无论接收频率同步于哪个路径, 其它路径的信号依然会引起干扰. 在多普勒扩展的情况下, 频率同步/调整的作用是调整接收频率, 使之在有一个信号强度最大路径时“瞄准”该路径, 或者在某种准则下以适当算法选择一个接收频率, 使 ICI 最小; 对于非对称多普勒扩展进行频率校正使 ICI 最小<sup>[5]</sup>.

## 3 信道输出多普勒扩展函数

在一个离散多径 WSSUS 移动信道中, 信源发出的信号经过  $K$  个路径到达移动台, 多个信号副本在经过不同的时间延迟( $\tau_k$ )到达接收天线, 具有各不相同的幅度衰减( $\alpha_k$ )、相位偏移( $\phi_k$ )和统计独立的多普勒频移( $\nu_k$ ), 因而信号在时域弥散导致码间干扰, 频域弥散出现多普勒扩展. 对于 Rayleigh 衰落信道, 幅度衰减因子  $\alpha_k$  为 Rayleigh 分布, 随机相位  $\phi_k$  在  $[0, 2\pi]$  上均匀分布, 相对延迟  $\tau_k$  在  $[0, T_m]$  上均匀分布. 慢衰落条件下信道时变冲激响应表达<sup>[4]</sup>:

$$h(t, \tau) = \sum_{k=0}^{K-1} \alpha_k \cdot e^{j\phi_k} \cdot e^{j2\pi\nu_k t} \cdot \delta(\tau - \tau_k) \quad (4)$$

其中  $f_c$  是射频载波频率, 载波在路径延迟作用下的相移  $\phi_k = -2\pi f_c \tau_k$ .

时变冲激响应和输出多普勒扩展函数都是描述移动信道特性的系统函数, 后者可表示为  $B(\nu, f)$ . 另外两个分别是: 时变传输函数  $H(t, f)$  和扩散函数  $s(\nu, \tau)$ , 其中 4 个参数的物理意义分别是:  $t$ , 时间;  $\tau$ , (多径)时延;  $f$ , 频率;  $\nu$ , (多普勒)频偏. 系统函数之间具有傅立叶变换关系<sup>[6]</sup>.  $B(\nu, f)$  可由  $h(t, \tau)$  经二维傅立叶变换得到:

$$B(\nu, f) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} h(t, \tau) e^{-j2\pi\nu t} e^{-j2\pi f \tau} dt d\tau \quad (5)$$

将式(4)代入式(5), 得离散多径 WSSUS 信道  $B(\nu, f)$  的一般形式:

$$B(\nu, f) = \sum_{k=0}^{K-1} \alpha_k \cdot e^{j\phi_k} \cdot e^{-j2\pi\nu\tau_k} \cdot \delta(\nu - \nu_k) \quad (6)$$

与  $h(t, \tau)$  用相对延迟区分路径不同的是, 在  $B(\nu, f)$  中, 用多普勒频移来区分不同路径. 这两种情况下路径数目可能会不同, 但都可统一于 WSSUS 假设下<sup>[6]</sup>. 常用的多普勒扩展模型, 如经典谱、离散二径(discrete 2-path)谱和均匀谱等, 都可

以给出相应的  $B(\nu, f)$  表达. 例如, 根据式(6)可直接得到图 4 中离散二径信道的  $B(\nu, f)$  为:

$$B_2(\nu, f) = \alpha_0 \cdot e^{j\theta_0} \cdot e^{-j2\pi f \tau_0} \cdot \delta(\nu - \nu_0) + \alpha_1 \cdot e^{j\theta_1} \cdot e^{-j2\pi f \tau_1} \cdot \delta(\nu - \nu_1) \quad (7)$$

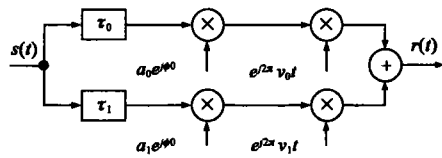


图 4 离散二径信道模型

### 4 基于输出多普勒扩展函数的 ICI 分析

#### 4.1 接收信号的 3 维表示

基于  $\nu-f$  的 3 维图形能够非常直观地表达离散多径-多普勒信道中 OFDM 信号的衰减和干扰情况. 本节以 8 载波 OFDM 系统和离散二径信道为例, 不考虑噪声和其它时变因素的情况下, 给出接收信号的 3 维图形表示如图 5.

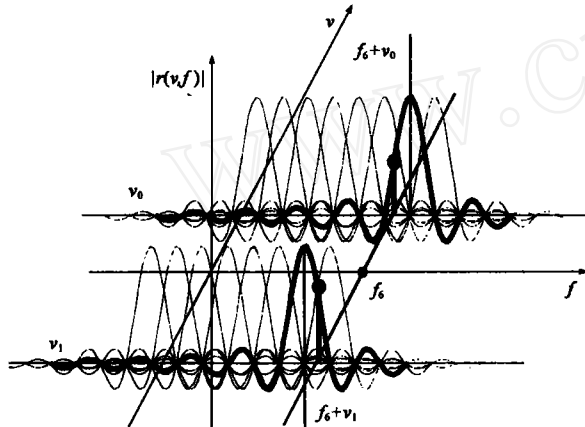


图 5 离散二径多普勒扩展的三维 OFDM 接收信号

其中, 两条路径多普勒频移分别为  $\nu_0$  和  $\nu_1$ , 且  $\nu_0 \neq \nu_1$ . 假定第 6 个载波为接收目标. 带端点粗线标出接收载频处有用信号的两个分量. 可清楚地看到两条路径上其余载波在  $f_6$  处的干扰. 在线性系统假设下, 目标载波有用信号是两个经衰减和相移分量之和, 而 ICI 是两条路径干扰之和:

$$E_6 = E_6^0 + E_6^1 \quad (8a)$$

$$I_6 = \sum_{p=0, p \neq 6}^7 I_{6,p}^0 + \sum_{p=0, p \neq 6}^7 I_{6,p}^1 \quad (8b)$$

其中上标 0 和 1 标识不同路径, 下标 6 标识目标接收载波.

#### 4.2 平移频谱 sinc 函数

由图 5 结合图 4 的信道模型, 用频谱平移法写出第 0 条路径有用信号和 ICI 分别为:

$$E_6^0 = d_6(n) \alpha_0 e^{j\theta_0} e^{-j2\pi(f_6 - \nu_0)\tau_0} \text{sinc}[-T_p \nu_0] \quad (9)$$

$$I_{6,p}^0 = d_p(n) \alpha_0 e^{j\theta_0} e^{-j2\pi(f_6 - \nu_0)\tau_0} \text{sinc}[T_s(f_6 - f_p - \nu_0)] \quad (10)$$

其中,  $e^{-j2\pi(f_6 - \nu_0)\tau_0}$  是被频移的载波在路径延迟作用下的相位变化. 因此有用信号和干扰分别为:

$$E_6 = d_6(n) [\alpha_0 e^{j\theta_0} e^{-j2\pi(f_6 - \nu_0)\tau_0} \text{sinc}(-T_p \nu_0) + \alpha_1 e^{j\theta_1} e^{-j2\pi(f_6 - \nu_1)\tau_1} \text{sinc}(-T_p \nu_1)] \quad (11)$$

$$I_6 = \sum_{p=0, p \neq 6}^7 d_p(n) \left\{ \alpha_0 e^{j\theta_0} e^{-j2\pi(f_6 - \nu_0)\tau_0} \text{sinc}[T_s(f_6 - f_p - \nu_0)] + \alpha_1 e^{j\theta_1} e^{-j2\pi(f_6 - \nu_1)\tau_1} \text{sinc}[T_s(f_6 - f_p - \nu_1)] \right\} \quad (12)$$

#### 4.3 基于 $B(\nu, f)$ 的 ICI 分析

下面我们用解析方法推导接收信号中的有用成分和干扰表达.  $B(\nu, f)$  有如下输入输出关系<sup>[5]</sup>:

$$Y(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} X(f - \nu) \cdot B(\nu, f - \nu) d\nu \quad (13)$$

设  $P=8$ , 对于任意  $n$ , 将式(3)和(7)代入上式得:

$$R(f) = \sum_{p=0}^7 d_p(n) \left\{ \alpha_0 e^{j\theta_0} e^{-j2\pi(f - \nu_0)\tau_0} \text{sinc}[T_s(f - f_p - \nu_0)] + \alpha_1 e^{j\theta_1} e^{-j2\pi(f - \nu_1)\tau_1} \text{sinc}[T_s(f - f_p - \nu_1)] \right\} \quad (14)$$

对于目标接收载波 ( $f=f_6$ ), 有用信号和 ICI 分别为:

$$E_6 = d_6(n) [\alpha_0 e^{j\theta_0} e^{-j2\pi(f_6 - \nu_0)\tau_0} \text{sinc}(-T_p \nu_0) + \alpha_1 e^{j\theta_1} e^{-j2\pi(f_6 - \nu_1)\tau_1} \text{sinc}(-T_p \nu_1)] \quad (15)$$

$$I_6 = \sum_{p=0, p \neq 6}^7 d_p(n) \left\{ \alpha_0 e^{j\theta_0} e^{-j2\pi(f_6 - \nu_0)\tau_0} \text{sinc}[T_s(f_6 - f_p - \nu_0)] + \alpha_1 e^{j\theta_1} e^{-j2\pi(f_6 - \nu_1)\tau_1} \text{sinc}[T_s(f_6 - f_p - \nu_1)] \right\} \quad (16)$$

结果与式(12)一样. 实际上, 平移法可以看作本方法的特殊形式, 在理解移动多径信道信号传播的基础上直接得出信号和干扰表达, 两者在离散多径-多普勒情况下等效. 而接收信号的  $\nu-f$  三维表达 (如图 5) 有助于从频域理解信道多普勒效应引起 OFDM ICI 机制.

当多普勒谱趋于连续时, 无穷多个子载波频谱的平移叠加会使平移法的结果逼近式(13)的积分形式. 当连续多径信道的  $B(\nu, f)$  已给定时, 平移法计算需要对多普勒频率取样, 其计算结果不可避免地具有近似误差, 而本方法则可以方便地精确计算任意连续多径信道中任意频率上的期望信号和 ICI 信号.

本方法的缺点主要有两个, 一是对某些情况, 可能难以给出足够准确的  $B(\nu, f)$  函数表达, 但这是解析方法都会遇到的; 其次, 目标信道的  $B(\nu, f)$  函数或信号的频谱表达式可能非常复杂, 使得式(11)求解困难, 通常这个问题可以用数值方法来解决.

### 5 结论

OFDM 及基于 OFDM 的各种多载波传输技术是下一代移动通信系统研究领域研究的重要课题, 多普勒效应引入的 ICI 是造成这些系统性能下降的重要原因. 本文推导了离散路径 WSSUS 信道输出多普勒扩展函数的基本形式. 利用输出多普勒扩展函数输入输出关系, 提出一种容易理解的 OFDM 信号和 ICI 的三维图形表示和一种简单的 OFDM ICI 计算方法. 该方法可以利用数值方法计算出任意连续多径信道中任意子载波的 ICI 强度, 并且在离散多径-多普勒信道中的 ICI 时等效与常用的平移叠加法. 对于 OFDM 类传输系统, 这种基于频移-频率的分析还具有更重要意义, 它更清楚地表明了多普勒分集<sup>[7]</sup>、发掘无线多载波传输系统潜在传输能力和研究新检测技术的可能性.

另外,这种方法还可以应用到基于 OFDM 调制的其它多载波传输系统,如正交多载波码分多址(MC-CDMA)和多载波直扩码分多址(MC-DS-CDMA)等,以及单载波信号在多径-多普勒环境中的性能分析。

#### 参考文献:

- [ 1 ] B Stantchev, G Fettweis. Time-variant distortions in OFDM [J]. IEEE Comm. Letters, 2000, 4(9): 312 - 314.
- [ 2 ] J P Linnartz. Synchronous MC-CDMA in Dispersive, Mobile Rayleigh Channels [A], Proc. of 2<sup>nd</sup> IEEE Signal Processing Symposium [C]. 2000. S001 - S004.
- [ 3 ] T Pollet, et al. BER Sensitivity of OFDM Systems to Carrier Frequency Offset and Wiener Phase Noise [J]. IEEE Trans. Commun., Feb./ March/April, 1995, 43(2/3/4): 191 - 193.
- [ 4 ] P Robertson, S Kaiser. The effects of doppler spreads in OFDM (A) mobile radio systems [A]. Proc. of IEEE VTC [C]. 1999. 329 - 333.
- [ 5 ] P Robertson, S Kaiser. Analysis of the loss of orthogonality through doppler spread in OFDM systems [A]. Proc. of IEEE GLOBECOM [C]. 1999. 701 - 706.
- [ 6 ] F Molisch. Wideband Wireless Digital Communications [M]. Prentice Hall PTR, 2001.
- [ 7 ] A M Sayeed, B Aazhang. Joint multipath-doppler diversity in mobile wireless communications [J]. IEEE Trans. Commun., Jan. 1999, 47 (1): 123 - 132.

- [ 8 ] Junsong Li, M Kavehrad. Effects of time selective multipath fading on OFDM systems for broadband mobile applications [J]. IEEE Commun. Letters, 2000, 3(12): 332 - 334.
- [ 9 ] A Muller. OFDM transmission over time-variant multipath channels [A]. Proc. of IEE International Broadcasting Convention [C]. Sept. 1994. 533 - 538.

#### 作者简介:



陈霞 女, 1975 年出生于上海松江, 工学博士, 1997 年毕业于北方交通大学通信与控制工程系, 现为该校现代通信研究所助教, 研究方向为移动通信。



谈振辉 男, 1944 年出生于上海, 北方交通大学通信系教授、工学博士、博士生导师、中国通信学会会士。