

# 重叠频分复用系统循环前缀的设计和分析

王 键, 李道本, 杨 讯, 张曦林

(北京邮电大学信息工程学院 北京 海淀区 100876)

**【摘要】**研究了在时变多径频率选择性衰落信道条件下, 重叠频分复用/非正交频分复用系统的离散傅里叶变换实现, 并对OvFDM-DFT系统的循环前缀进行了分析和设计, 讨论了两种不同的循环前缀设计方法, 即普通循环前缀和补零方式循环前缀对系统性能的影响。分析和仿真结果表明, 在时变多径频率选择性衰落信道条件下补零方式的循环前缀远好于普通方式的循环前缀, 仿真结果也验证了OvFDM符号具有明显的抗衰落性能。

**关键词** 循环前缀; 离散傅里叶变换; 非正交频分复用; 重叠频分复用  
中图分类号 TN919 文献标识码 A

## Prefix Design and Performance Analysis of the Overlapped Frequency Division Multiplexing System

WANG Jian, LI Dao-ben, YANG Xun, and ZHANG Xi-lin

(School of Information Engineering, Beijing University of Posts and Telecommunications Haidian Beijing 100876)

**Abstract** This paper gives the discrete Fourier transform (DFT) implementation of the overlapped frequency division multiplexing (OvFDM) of non-orthogonal frequency division multiplexing (NOFDM) systems. This paper investigates the impact of conventional cyclic-prefix and zero-padding cyclic-prefix for DFT-OvFDM/DFT-NOFDM systems in the time-variant frequency-selective fading channels, respectively. Theoretical analysis and simulation results show that the zero-padding cyclic-prefix can exploit much more frequency diversity than the conventional cyclic-prefix.

**Key words** cyclic-prefix; discrete Fourier transform; non-orthogonal frequency division multiplexing; overlapped frequency division multiplexing

移动通信的不断发展以及新业务的层出不穷, 使用户对通信系统的服务质量和数据传输速率提出了越来越高的要求。但是移动传播环境千变万化, 移动通信的频率资源也十分有限, 在未来的移动通信设计中, 频谱效率成为必须考虑的首要问题。频谱效率是指在给定系统带宽时, 系统中每个空间信道所能支持的最大(峰值)传信率, 其度量单位为比特/秒/赫兹/天线(b/s/Hz/Antenna)。

目前, 正交频分复用(orthogonal frequency division multiplexing, OFDM)技术依靠其较高的数据传输速率和抗多径能力, 成为无线通信中的热门技术<sup>[1-4]</sup>。OFDM系统通过子载波上的高阶调制(如M-QAM)可以获得较高的传输速率。由于子载波间相互叠加, OFDM系统的频谱效率要比普通的FDM系统高一倍。但从本质上说, OFDM系统是并行的窄带系统, 在复杂的无线环境下, 使用高阶调制

OFDM系统不是最优的信号方式。

文献[5]设计了一种新的多载波系统, 即重叠频分复用(overlapped frequency division multiplexing, OvFDM)/非正交频分复用(non-orthogonal frequency division multiplexing, NOFDM)系统。OvFDM/NOFDM系统的子载波相互重叠形成调制信号, 在接收端对接收信号采用最大似然序列检测<sup>[6]</sup>。通过减小子载波间隔, OvFDM/NOFDM系统在相同的系统带宽内可提供更多的可承载用户信号的子载波, 因此大幅度地提高了系统的频谱效率。另外, 在频率选择性信道条件下, OvFDM/NOFDM系统的子载波能够远大于系统的相关带宽, 因此OvFDM/NOFDM信号本身可以提供频率隐分集来提高系统性能。

为了实现OvFDM系统的数字化传输, 本文从理论上分析OvFDM系统的离散傅里叶变换(discrete Fourier transform, DFT)实现<sup>[7-8]</sup>, 针对DFT-OvFDM

收稿日期: 2007-09-17; 修回日期: 2008-03-25

基金项目: 国家自然科学基金(90604035)

作者简介: 王 键(1980-), 男, 博士生, 主要从事下一代移动通信相关技术方面的研究

系统的特点, 研究在时变多径频率选择性衰落信道条件下DFT-OvFDM系统循环前缀的设计, 并进行仿真验证。

### 1 DFT-OvFDM系统的分析和设计

OFDM和OvFDM系统的频谱分别如图1a和1b所示。OFDM系统的符号持续时间为 $T_s$ ; 子载波间隔为 $\Delta f = 1/T$  Hz, 此时 $\Delta f \times T = 1$ ; 而在OvFDM/NOFDM系统中,  $\Delta f T < 1$ 。

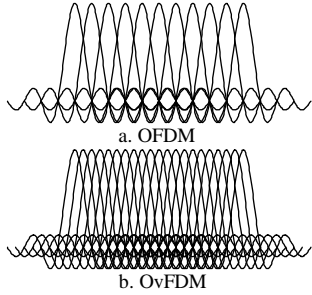


图1 OFDM和OvFDM系统频谱示意图

一般来说, 假设有一个 $\Delta f T = a (a < 1)$ 的系统, 系统将会满足 $f_n = f_0 + na/T$  或者  $f_n = f_0 + na\Delta f$ 。由于每个子载波的带宽和OFDM系统相同, 系统的传信率和OFDM系统相同, 但是所占用的带宽变为原来的 $a$ , 因此提高了系统的频谱效率; 或者子载波间隔 $\Delta f$ 同OFDM系统相同。但是, 由于 $a < 1$ , 每个子载波的带宽扩大为原OFDM系统的 $1/a$ , 在系统传信率不变的情况下, 每帧信号的持续时间变为原来的 $a$ , 因此提高了系统的频谱利用率。

基于DFT的OvFDM/NOFDM系统的频谱效率可以通过式(1)给定:

$$\eta = \frac{R}{W} = \frac{QB/[1/T_s K_f]}{T_s B} = QK_f \quad (1)$$

式中  $Q$  是每子载波承载的比特数;  $K_f = 1/a$  是系统的频率重叠复用系数;  $B$  是系统频率域总带宽;  $T_s$  是每帧信号的发送时间。式(1)表明, 系统的频谱效率与每子载波承载比特数 $Q$ 和频率域重叠复用系数 $K_f$ 成正比。因此, 通过增大频率域重叠复用系数 $K_f$ , OvFDM/NOFDM系统的频谱效率会得到显著提高。

可以从理论上分析基于DFT的OvFDM/NOFDM系统。设发射信号的复包络(即调制信号频谱左移后的“基带”信号)为:

$$\tilde{m}(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \sum_{n=0}^{f_B K_f T_s - 1} \sqrt{2E} \tilde{A}_{n,k} x(t - kT_s) e^{j \frac{2\pi}{K_f T_s} n(t - kT_s)}$$

式中  $x(t) = \begin{cases} 1/\sqrt{T_s} & 0 < t < T_s \\ 0 & \text{否则} \end{cases}$ ;  $k$  代表数据帧;  $E$

是每子载波符号发射的信号能量;  $\tilde{A}_n$  是每子载波的调制信号;  $f_B$  是系统频率域总带宽;  $K_f$  被定义为系统在频率域的重叠复用系数;  $T_s$  是每帧信号的发送时间; 系统的子载波数为  $N = \frac{f_B}{1/T_s} K_f = f_B K_f T_s$ , 频率域内的相对频移量(子载波间隔)为  $\Delta B = \frac{1/T_s}{K_f} = 1/(T_s K_f)$ 。

为不失一般性, 对第一帧信号进行处理, 此时,

信号可表示为  $\tilde{m}_0(t) = \sum_{n=0}^{f_B K_f T_s - 1} \sqrt{2E} \tilde{A}_n x(t) e^{j \frac{2\pi}{K_f T_s} nt}$ , 其时间域以频率 $f_B$ 采样所得的时间信号序列 $\tilde{m}$ 为:

$$\tilde{m} = \frac{\sqrt{2E}}{\sqrt{T_s}} \left[ \sum_{n=0}^{N-1} \tilde{A}_n, \sum_{n=0}^{N-1} \tilde{A}_n e^{j \frac{2\pi}{K_f T_s} n \frac{1}{f_B}}, \dots, \sum_{n=0}^{N-1} \tilde{A}_n e^{j \frac{2\pi}{K_f T_s} n \frac{f_B T_s - 1}{f_B}}, 0, 0, \dots, 0 \right] =$$

$$\sqrt{2E} [\tilde{A}_0, \tilde{A}_1, \dots, \tilde{A}_{N-1}] \times \frac{1}{\sqrt{T_s}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 1 & e^{j \frac{2\pi}{K_f T_s} \times 1 \times \frac{1}{f_B}} & \dots & e^{j \frac{2\pi}{K_f T_s} \times 1 \times \frac{f_B T_s - 1}{f_B}} & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ 1 & e^{j \frac{2\pi}{K_f T_s} (N-1) \frac{1}{f_B}} & \dots & e^{j \frac{2\pi}{K_f T_s} (N-1) \frac{f_B T_s - 1}{f_B}} & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}$$

$\tilde{m}$  的离散傅里叶变换[9]  $\tilde{M}$  为:

$$\tilde{M} = \sqrt{2E} [\tilde{A}_0, \tilde{A}_1, \dots, \tilde{A}_{N-1}] [X^T \quad X_{(i)}^T \quad \dots \quad X_{(N-1)}^T]^T \quad (2)$$

式中  $X$  是  $x = \frac{1}{\sqrt{T_s}} [1, 1, \dots, 1, 0, 0, \dots, 0]$  的离散傅里叶变换;  $X_{(n)}$  是  $X$  的 $n$ 位循环移位向量。令:

$$\tilde{F} = [X^T \quad X_{(i)}^T \quad \dots \quad X_{(N-1)}^T]^T$$

$$\tilde{A} = [\tilde{A}_0, \tilde{A}_1, \dots, \tilde{A}_{N-1}]$$

则有  $\tilde{M} = \sqrt{2E} \tilde{A} \tilde{F}$ 。此时,  $\tilde{m}$  和  $\tilde{M}$  是一对离散傅里叶变换<sup>[10-11]</sup>, 即  $\tilde{m} \leftrightarrow \tilde{M}$ ,  $\tilde{m} = \sqrt{2E} \text{IDFT}(\tilde{A} \tilde{F})$ 。根

据以上分析,有以下定义:

向量  $\mathbf{X}$  为OvFDM系统的频率域编码约束向量;  
 $\tilde{\mathbf{F}}$  是OvFDM系统的频率域重叠复用矩阵;  
 $\tilde{\mathbf{A}}$  是OvFDM系统子载波调制信号向量。

综上所述,可以发现DFT实现的OvFDM系统有如下特点:(1) OvFDM系统的频率域重叠复用矩阵由OvFDM系统的频率域编码约束向量  $\mathbf{X}$  的循环移位向量构成;(2) OvFDM系统时间采样序列可由子载波调制信号向量与频率域重叠复用矩阵相乘所得序列的离散傅里叶反变换得到;(3) 该采样序列的后  $(K_f - 1)T_s f_B$  位数据全部为零,发射机不占用时间发送信号,提高了频谱效率;(4) 频率域编码约束向量  $\mathbf{X}$  及其循环移位向量在系统的各个子载波上都有分量,对于每一个信息比特,系统的每一个载波都会荷载一定的信息,所以系统在随机时变信道中会有频率分集增益,具有较强的抗衰落能力。

最后,接收机采用最大似然序列检测<sup>[5]</sup>对接收信号进行检测,得到子载波信号  $\tilde{\mathbf{A}}$  的估计值  $\hat{\mathbf{A}}$ ,从而恢复原始的发送数据。

## 2 DFT-OvFDM系统循环前缀设计

在多载波系统中,循环前缀的重要性体现在两方面<sup>[12-13]</sup>:(1) 插入的循环前缀能够有效地消除前一个符号对当前符号的干扰,防止符号间干扰(ISI)的产生;(2) 循环前缀使信道引起的信号失真变为信道的冲击响应对输入信号的循环卷积过程,防止了载波间干扰(ICI)的产生。

在OvFDM/NOFDM系统中,通常的循环前缀设计。(即简单地将传输符号尾部的信号加到该传输信号的头部)会恶化系统的性能。通过本文第2部分的分析可以发现,一个完整的基于DFT的OvFDM/NOFDM的传输符号的后  $(K_f - 1)T_s f_B$  位是0,对每个符号尾部的0信号,发射机不占用发送时间,可节省系统的时间资源,提高频谱效率。接收端接收信号的尾部实际上是一个完整的基于DFT的OvFDM/NOFDM信号的中间部分的信号。如果简单地将发射机需要发射的信号的尾部加到该传输信号的头部,经过多径传播信道,各载波间的频率域编码约束波形发生改变,将恶化系统的性能。可以通过在发送符号头部补零的循环前缀设计方法解决该问题。补零的循环前缀既能够保证信号的完整性,又不需要在保护间隔内发送信号,可进一步节省发送能量。

普通循环前缀方式和补零循环前缀方式的基于DFT的OvFDM/NOFDM系统的发射机如图2所示。

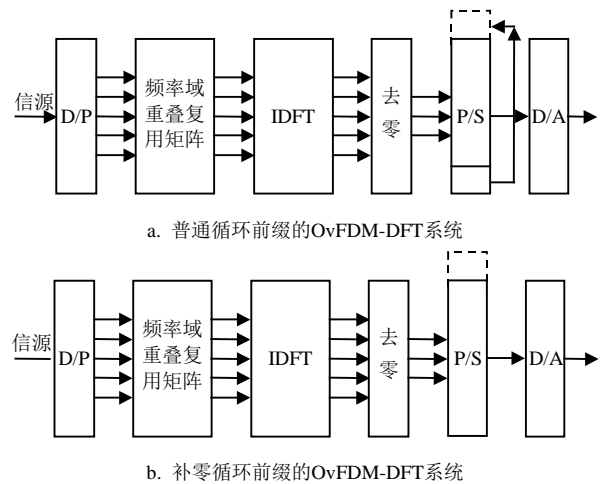


图2 基于DFT的OvFDM系统的发射信机

## 3 仿真设计、仿真结果和数据分析

针对上面的分析,在不同的多径衰落信道条件下,对基于DFT的OvFDM系统分别进行不同载波数、不同频谱效率的仿真。系统参数如表1所示。

表1 OvFDM系统参数

$B_c / f_B$	载波数	$K_f$	调制	帧长
1	16,18	2,3	QPSK	8,6
1/2	16,18	2,3	QPSK	8,6
1/4	16,18	2,3	QPSK	8,6
1/6	18	3	QPSK	6
1/8	16	2	QPSK	8

表1中,  $B_c / f_B$  代表信道相关带宽和系统自载波带宽比,从理论上讲,该值越小,则系统符号可以利用的频率分集越充分,系统性能越好。 $K_f$  代表频率域重叠复用系数,系统和谱效率与该值成正比。

图3和图4是频率域重叠复用系数  $K_f$  分别为2和3、载波数CN分别为16和18、子载波QPSK调制时,普通循环前缀方式和补零循环前缀方式的OvFDM/NOFDM系统,在不同的信道相关带宽的误码率性能曲线。图中,实线代表补零循环前缀方式,虚线代表普通循环前缀方式。

结果表明,在两种循环前缀方式下,OvFDM/NOFDM系统的误码率性能都随着信道相关带宽的降低而改善,补零循环前缀方式OvFDM/NOFDM系统比普通的循环前缀方式OvFDM/NOFDM系统性能的改善更加明显。根据本文第2部分的阐述,信噪比增益是因为OvFDM/NOFDM系统子载波的带宽大于信道的相关带宽,OvFDM/NOFDM符号本身具有频率分集作用,并且MLSD接收机充分利用了OvFDM/NOFDM符号的频率分集的特性。从仿真结

果可以看出, 在相同的信道相干带宽情况下, 补零循环前缀方式OvFDM/NOFDM系统要优于普通的循环前缀方式OvFDM/NOFDM系统, 并且信道相干带宽越小, 补零循环前缀比普通循环前缀的性能增益越大。

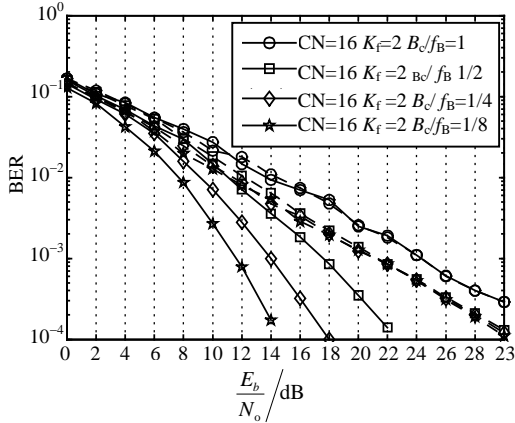


图3 频率域重叠复用系数为2的16载波 OvFDM系统多径衰落信道性能曲线

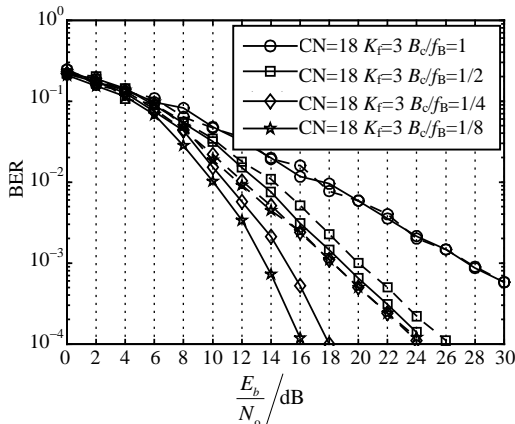


图4 频率域重叠复用系数为3的18载波 OvFDM系统多径衰落信道性能曲线

通过图3和图4的仿真结果可以看到, 对于普通循环前缀, 频率域重叠复用系数分别为2和3的OvFDM/NOFDM系统, MLSD接收机只能分别获取2重和3重频率域分集, 如果信道相干带宽进一步降低, MLSD接收机已经不能充分利用由此带来的进一步的频率域分集增益。如图3所示, 复用系数为2的16载波频率域重叠系统在相干带宽与系统带宽比小于1/2时, 系统的误码率曲线已经近似重合; 如图4所示, 复用系数为3的18载波频率域重叠系统在相干带宽与系统带宽比小于1/4时, 系统的误码率曲线近似重合。而对于补零循环前缀系统, 从图3和图4可以看出, 随着信道相干带宽的进一步降低, MLSD接收机仍然可以利用进一步的频率域分集增益。以上结果与本文第3部分的阐述相吻合。

## 5 结束语

本文分析了OvFDM/NOFDM系统的DFT实现, 并在多径无线衰落信道条件下, 针对DFT-OvFDM系统的特点, 对普通循环前缀和补零循环前缀两种循环前缀方式的性能进行了分析和仿真验证。分析和仿真结果都表明, 在移动多径衰落信道条件下, 补零循环前缀方式要优于普通循环前缀方式。此外, 基于DFT的OvFDM/NOFDM系统的一个重要的特点是系统的子载波带宽和系统的总带宽相等, 因此在移动多径衰落信道条件下, OvFDM/NOFDM信号本身具有的频率分集特性可以被接收机充分利用, 从而提高系统的性能, 仿真结果也验证了这一点。

### 参 考 文 献

- [1] 邱永红. 宽带MISO/OFDM传输系统的性能分析[J]. 电子科技大学学报, 2006, 35(5): 34-37.  
QIU YONG-hong. Performance analysis of a broadband miso/ofdm transmission system[J]. Journal of University of Electronic Science and Technology of China, 2006, 35(5): 34-37.
- [2] VAN N R, PRASAD R. OFDM for wireless multimedia communications[M]. [S.l.]: Artech House, 2000.
- [3] 徐海波, 杜 欢, 张振仁. OFDM信道估计的子空间方法[J]. 电子科技大学学报, 2006, 35(5): 38-41.  
XU Hai-bo, DU Huan, ZHANG Zhen-ren, Subspace methods in OFDM channel estimation[J]. Journal of University of Electronic Science and Technology of China, 2006, 35(5): 38-41.
- [4] 尹长川, 罗 涛, 乐光新, 等. 多载波宽带无线通信技术[M]. 北京: 北京邮电大学出版社, 2004.  
YIN Chang-chuan, LUO Tao, YUE Guang-xin. Multicarrier broad band wireless communication technology[M]. Beijing: Beijing University of Posts and Telecommunications Press, 2004.
- [5] 李道本. 一种高频谱效率的重叠频分复用传输技术与方法: PCT/CN2006/002012[P]. 2006.  
LI Dao-ben. A high spectrum efficiency overlapped frequency division multiplexing technology. PCT/ CN2006/ 002012[P]. 2006.
- [6] 李道本. 信号的统计检测与估计理论[M]. 2版. 北京: 科学出版社, 2004: 422-425.  
LI Dao-ben. The statistical theory of signal detection and estimation[M]. 2nd ed. Beijing: Science Press, 2004: 422-425.
- [7] LIN YUAN-Pei, PHOONG S M. OFDM transmitters: analog representation and DFT-based implementation[J]. IEEE Trans. on Signal Processing, 2003, 51(9): 2450-2453.

(下转第39页)