

# 低复杂度部分传输序列算法及其现场可编程门阵列实现

刘军君,袁 著,马 腾,周建红

(电子科技大学 电子科学技术研究院,成都 610054)

(yjfc@126.com)

**摘 要:**在传统的部分传输序列(PTS)算法中,计算复杂度高,且需传送边带信息,不利于硬件实现。针对传统PTS算法的这些缺点,设计出一种基于导频信息传送相位旋转因子并结合m序列降低复杂度的PTS算法。其中,m序列作为相位旋转因子,可以降低序列产生硬件实现资源的消耗;导频传送相位旋转因子可以免除边带信息的发送。采用Matlab仿真验证了该算法的可行性,并设计出适合在现场可编程门阵列(FPGA)中实现的正交频分复用(OFDM)系统峰均比抑制模块。通过硬件测试,此模块在降低OFDM系统的复杂度的同时,也能够很好完成峰均比抑制功能。

**关键词:**正交频分复用;峰均功率比;部分传输序列;m序列;导频

**中图分类号:** TP393 **文献标志码:** A

## Low complexity partial transmit sequence algorithm and realization on field programmable gate array

LIU Jun-jun, YUAN Zhu, MA Teng, ZHOU Jian-hong

(Research Institute of Electronic Science and Technology, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu Sichuan 610054, China)

**Abstract:** The conventional Partial Transmit Sequence (PTS) approaches get high computational complexity and need to transmit side information, which is difficult for hardware implementation. Concerning these problems, this paper proposed an algorithm of using m sequences as phase rotation factors and transferring them by pilot information. The m sequence can reduce the complexity of Field Programmable Gate Array (FPGA) implementation and the pilot transferring phase rotation factor need no side information. The Matlab simulation proves the algorithm is effective. Meanwhile, a Peak-to-Average Power Ratio (PAPR) suppression module was designed to be implemented on FPGA, and the results show that this module not only reduces the complexity of OFDM systems, but also works well in PAPR suppression.

**Key words:** Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM); Peak-to-Average Power Ratio (PAPR); Partial Transmit Sequence (PTS); m-sequence; pilot

## 0 引言

正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)<sup>[1]</sup>作为一项多载波调制(Multi-Carrier Modulation, MCM)技术,在无线通信领域得到了广泛的应用。但是,OFDM信号是由多个不同频率、不同振幅的信号叠加而来的,系统存在高峰均功率比(Peak-to-Average Power Ratio, PAPR)问题,极大地影响了系统性能。同时对功放等器件提出很高的要求,因此必须设法降低信号的峰均比<sup>[2]</sup>。目前国内外学者已经提出了许多不同的算法来解决OFDM系统中的峰均比问题。现有的降低PAPR算法大致可分为三大类:信号预畸变方法、编码类方法和扰码类方法。

## 1 部分传输序列

部分传输序列(Partial Transmit Sequence, PTS)算法<sup>[2]</sup>的基本思想是将输入的数据符号分为若干分组,对这些分组进行加权后合并,以减小OFDM系统中的PAPR值。

### 1.1 传统PTS算法简介

传统PTS算法将原始的频域数据向量序列 $X$ 分成 $V$ 个子

集,分别用向量 $\{X_v, v = 1, 2, \dots, V\}$ 表示,则有 $X = \sum X^{(v)}$ ,引入加权系数 $\{b_v, v = 1, 2, \dots, V\}$ ,且 $b_v = e^{j\psi_v}$  ( $\psi_v \in [0, 2\pi]$ ),通常称 $b_v$ 为边带信息(side information),也可称之为权值。

经过加权合并后的序列 $Y$ 可以表示为:

$$Y = \sum_{v=1}^V b_v X_v \quad (1)$$

根据式(1)以及快速傅里叶反变换(Inverse Fast Fourier Transform, IFFT)的线性性质,可得到经IFFT后的时域信号 $y'$ :

$$y' = \sum_{v=1}^V b_v IFFT(X_v) = \sum_{v=1}^V b_v x_v \quad (2)$$

PTS算法的实质就是通过选择适当的加权因子 $b_v$ ,使合并后序列的PAPR值最小。令OFDM系统信号具有最小PAPR值的加权系数应该满足式(3):

$$\{b_v, v = 1, 2, \dots, V\} = \arg \min_{\{b_v, v = 1, 2, \dots, V\}} \left( \max \left| \sum_{v=1}^V b_v \cdot x_v \right|^2 \right) \quad (3)$$

不难得到,对于子载波数目为 $N$ 的OFDM系统,每实施

收稿日期:2011-05-10;修回日期:2011-07-04。

**作者简介:**刘军君(1985-),男,湖南邵阳人,硕士研究生,主要研究方向:数字信号处理、第四代移动通信、FPGA设计;袁著(1983-),男,四川成都人,硕士,主要研究方向:SoC设计、数字信号处理、FPGA设计;马腾(1984-),男,河北唐山人,硕士,主要研究方向:信号与信息处理、FPGA设计;周建红(1986-),男,湖南衡阳人,硕士研究生,主要研究方向:数字信号处理、无线通信、FPGA设计。

一次PTS算法,将计算 $V$ 个 $N$ 点IFFT, $N \cdot W \cdot V$ 次复乘运算和 $V \cdot W^V$ 次复加运算,随着 $V, W$ 值的增加,PTS算法的计算量将呈指数上升<sup>[2]</sup>。这些对于OFDM系统是一个非常沉重的负担,因此需要降低PTS方法的计算复杂度。

### 1.2 改进的PTS算法描述

针对PTS算法计算复杂度的缺点,许多文献提出了有效的解决方案。文献[4]中利用复杂的相位因子产生算法,在不影响性能的前提下,减少了一次计算中相位因子的个数;文献[5]更是提出一种利用简化边带信息传送的设计方案,从而简化了设计的难度;文献[6]利用统计规律,减少了乘加运算量。这些方案降低了计算复杂度,但最终的硬件实现仍较为困难。而改进的PTS算法主要是从降低硬件的实现复杂度出发,其主要思想是如何产生相位旋转因子以及是否发送边带信息。

#### 1.2.1 m序列

如图1所示,m序列是由 $n$ 级串接的移位寄存器和反馈逻辑线路组成动态移位寄存器,带线性反馈逻辑的移位寄存器设定初始状态后,在时钟触发下,每次移位后各级寄存器状态会发生变化。m序列是最常用的一种伪随机序列,它的自相关性较好,具有伪随机性,容易产生和复制。 $n$ 级线性反馈移位寄存器的输出序列是一个周期序列,其周期长短由移位寄存器的级数、线性反馈逻辑和初始状态决定。

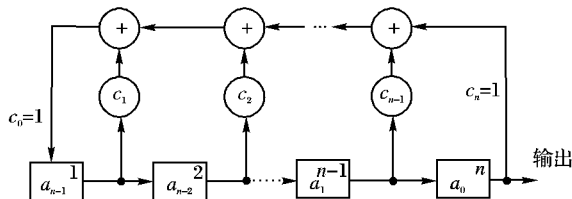


图1 线性移位寄存器

其中线性移位寄存器递推公式如下:

$$a_n = c_1 a_{n-1} + c_2 a_{n-2} + \dots + c_{n-1} a_1 + c_n a_0 = \sum_{i=1}^n c_i a_{n-i} \quad (4)$$

在PTS算法中,如果按照一定的规则把这些m序列加入到发送序列中,这样就打散了传输信息一致性的问题,使得很高的峰值功率不再出现,并通过选择器选出PAPR最小的一组。

#### 1.2.2 导频传送相位旋转因子

OFDM系统中,将边带信息直接加在数据后面传输会造成峰值的再生,主要原因是相位优化过程中没有考虑边带信息对数据的影响。而导频传送相位旋转因子将能很好解决峰值再生问题,其核心的思想是基于使用长训练序列<sup>[2]</sup>来进行信道估计,对接收的数据包括导频进行信道均衡。然后,使用均衡后的导频对发送端相位旋转因子的符号进行判断,求出 $b_v$ 的值。但OFDM符号还会存在一定的剩余频率偏差,且偏差会随着时间的积累而积累,会造成一定的相位偏转。导频的作用就是用于不断地对参考相位进行跟踪。当然,在相当多的参考文献中,导频也可用于信道估计的。不过此处的导频,在OFDM系统中主要是用于发送端相位旋转因子的符号判断,同时也用于最后剩余相位跟踪。其过程如下所示:

首先,在理想的符号同步和采样时钟同步条件下经过信道的信号经过采样得到的接收信号为:

$$y(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} H_k X_k \exp\{j \cdot 2\pi kn/N\} + X_{\text{noise}}(n);$$

$$n = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (5)$$

对 $y(n)$ 作快速傅里叶变换(Fast Fourier Transform, FFT)运算,得到:

$$Y_k = H_k X_k + n_k; k = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (6)$$

其中: $n_k$ 为第 $k$ 个子信道中的加性噪声, $X_k$ 为第 $k$ 个子信道的发送频域数据, $H_k$ 为第 $k$ 个子信道对应的频域处的频域响应。此时,各子信道带宽很窄,可以认为在整个子信道频带范围内其特性是一个常数 $H_k$ ,忽略干扰的影响,则可以还原原始发送数据。

$$X_k = (1/H_k) * Y_k = W_k Y_k; k = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (7)$$

对导频和发送的数据来说,在进入信道之前会先乘以一个相位旋转因子<sup>[6]</sup>,因而实际接收的信号如下:

$$Y_k = H_k b_v X_k + n_k; k = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (8)$$

其中 $b_v$ 为分组时所对应的最优m序列的旋转值,取+1或-1。

当对信号进行完信道均衡之后,求出 $\hat{H}_k$ ,再将接收到的信号 $Y_k$ 乘以 $\hat{H}_k$ 的导数,从而可以得到:

$$Y_k * (1/\hat{H}_k) = (H_k b_v X_k + n_k) * (1/\hat{H}_k) \approx b_v X_k + n_k'; k = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (9)$$

提取出相应的导频信号:

$$RPI_k * (1/\hat{H}_k) \approx b_v SPI_k + n_k'; k = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (10)$$

$RPI_k$ 和 $SPI_k$ 分别为发送端导频信号和接收端信道均衡之后的导频信号。

而对于导频来说,接收端是已知的。假设发送的导频矩阵 $PI$ 为 $[PI_1, PI_2, \dots, PI_k]$ ,对应的m序列相位旋转因子 $b_v$ 矩阵为 $[B_1, B_2, \dots, B_v]$ ,本地接收端的导频矩阵亦为 $[PI_1, PI_2, \dots, PI_k]$ ,且幅值都为1。对应位置相乘:

$$SPI_k * B_k * SPI_k = B_k * SPI_k * SPI_k = B_k; k = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (11)$$

从式(11)可以看出,接收的导频信号与本地导频相乘后所得信号的符号位即为 $b_v$ 的取值。同时由于只需要判断 $b_v$ 的符号位,因而对其精度要求并不是很高,只需使用接收导频的符号位与本地导频符号位相乘就可以得到 $b_v$ ,即求出发送端的相位旋转因子。

#### 1.2.3 复杂度分析

在改进的PTS算法中,不失一般性可以假设 $b_1 = 1$ ,那么相应的只有 $V-1$ 个辅助参数需要决定。假如知道了 $n$ 位的m序列的本原多项式,根据初始序列可以生成 $2^n - 1$ 个m序列,用生成的m序列代替PTS中的 $\{b_v, v = 1, 2, \dots, V\}$ ,则旋转相位序列 $\{b_v, v = 1, 2, \dots, V\}$ 的取值可以减少为 $V-1$ 种;而 $b_v$ 的相位值在 $[+1, -1]$ 中取值时,传统PTS的旋转相位序列 $\{b_v, v = 1, 2, \dots, V\}$ 的取值共有 $2^V$ 种。改进方案中只有 $2^{V-1}$ 种,即相位因子取值的搜索范围可减少50%。从硬件实现角度来看, $b_v$ 采用随机相位序列时,对于 $b_v$ 信号产生的设计十分复杂,难度较大。而采用m序列只需要简单的组合逻辑和时序逻辑便可实现。并且加权系数从集合 $[+1, -1]$ 中选取,不再需要执行乘法运算,可极大地降低系统的硬件复杂度。PTS的另一个问题是要有一个传送过程,即让接收端获知与传送的OFDM符号相对应的最优旋转相位序列的值。因而对于分割组数为 $V, b_v$ 只取-1和+1两种旋转相位值的PTS,需要 $V$ 个冗余比特传最优旋转相位序列的值,即要占用一定的带宽资源。在冗余比特参与调制和解调过程

当中,也需要消耗一定的硬件资源。而采用导频来传送相应的相位因子,则不再需要传送冗余比特数,硬件实现的复杂度很大程度降低,减少了相应资源占用。最终硬件资源消耗从现场可编程门阵列实现(Field Programmable Gate Array, FPGA)实现中可以看出,其资源消耗比传统的PTS算法减少将近70%,效果显著。

## 2 系统 Matlab 仿真及性能分析

采用 IEEE 802.11.a 标准<sup>[2]</sup> OFDM 系统下进行 Matlab 仿真。发送 10000 个 16QAM 调制的 OFDM 符号,子载波数  $N = 64$ , 旋转相位的因子只取 +1 和 -1。分别比较随机相位序列和 m 相位序列,其 PAPR 性能仿真结果如图 2 所示。

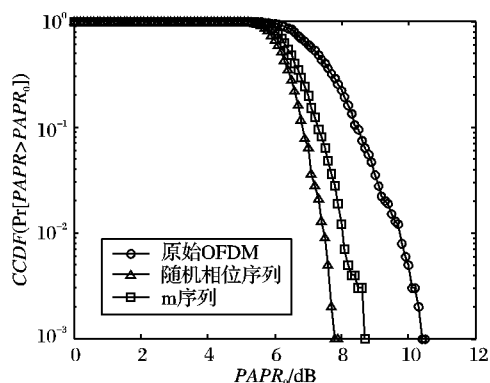


图2 m序列与传统序列 PTS 算法仿真比较

图中,在  $CCDF = 10^{-3}$  时, m 序列相位下的  $PAPR = 8.5$  dB, 随机相位序列下的  $PAPR = 8.2$  dB。相对来说,随机分相位序列的 PAPR 性能优于 m 序列的,但采用随机相位序列在实现过程中较为复杂,而采用 m 序列相位则可以降低计算的复杂度。一般情况下,在对 PAPR 性能要求不是很苛刻的条件下,采用 m 序列相位,尽管损失了一定性能,但复杂度可降

低近一半。

同时,在理论上分组数<sup>[8]</sup>越多得到的 OFDM 信号的 PAPR 性能就越好,但是需要的 IFFT 数也就越多,计算复杂度和硬件实现难度也就越高。为了给最终的硬件实现分组数的选择提供依据,仿真了在 2 位相位因子情况下的 3 种不同分组数的仿真结果,如图 3 所示。图中,在  $CCDF = 10^{-3}$  时,  $V$  分别取 2、4、8 时的 PAPR 由图中原信号的 10 dB 以上降低到 8.4 dB、7.6 dB 与 7.3 dB。尽管  $V = 8$  时, PAPR 比  $V$  取 4 的最优 PTS 算法提高约 0.4 dB,但其算法需计算量远大于  $V$  取 4 时。因而最终硬件实现选择折中的方式,即将整个数据流分为 4 块,这样的计算量在最终的硬件实施中是能够实现的且效果更佳。

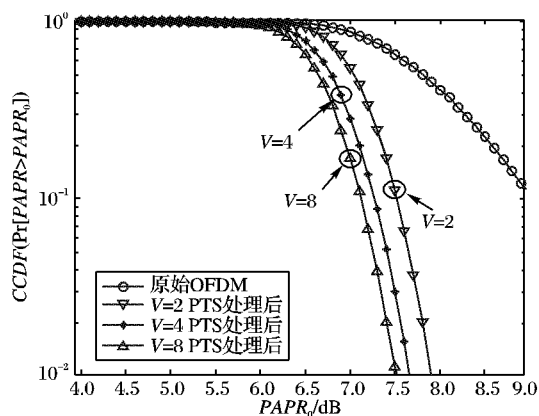


图3 不同分组数 m 序列 PTS 算法仿真

## 3 FPGA 硬件实现

### 3.1 发射机和接收机系统框图

硬件实现采用的是 Xilinx 公司的 Virtex 系列芯片中的 XC4VFX60T 芯片,其系统框图如图 4 所示。

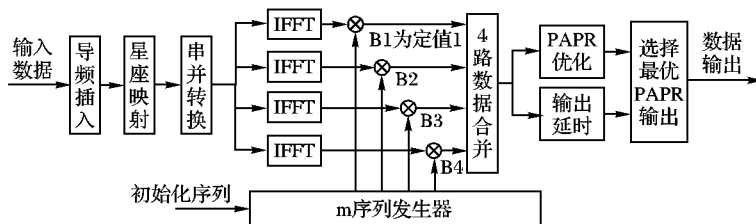


图4 改进 PTS 算法 FPGA 发送端系统框图

图 4 是改进 PTS 算法发送端的系统框图。首先将采集的数据经过相关的变换,插入 4 个导频,然后进行 16QAM 星座映射<sup>[9]</sup>,再将数据分为 4 组进行 IFFT 运算。其中 IFFT 是采用 IP 核来实现的。接下来就是改进 PTS 算法的模块,然后计算出 PAPR 最小的一组输出。延时模块的作用是为了使得选择输出模块的数据能在地址有效时到达,即达到一个同步的功能。

图 5 对应着该算法的解调模块的系统框图。与调制模块不同的是,这里先将数据串并转换进行 FFT 运算,使信号从时域变换到频域,然后再进行相关的处理操作。其中,需要注意的是导频提取中的导频信号是经过信道估计之后的导频信号,而  $\hat{H}$  值是由发送的长训练序列通过信道估计来完成的。

### 3.2 FPGA 资源消耗及 PAPR 性能比较

在传统的 PTS 算法<sup>[10]</sup>中, FPGA 实现需要上万的逻辑资源,且需要上占用大量的片上存储 RAM。改进 PTS 算法的 FPGA 资源占用如表 1 所示,其中 LUT 只有 2724,片上 RAM

使用不到 1%。可见,改进的 PTS 算法在 FPGA 硬件资源的使用上也是相当少,相对于传统的 PTS 算法,资源使用优势明显。

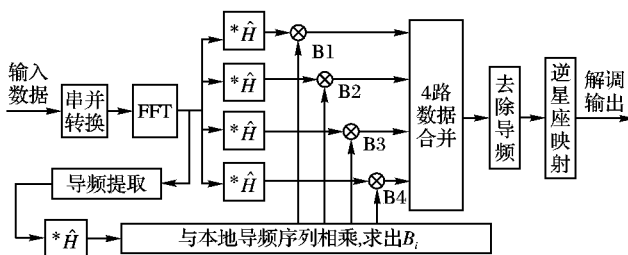


图5 改进 PTS 算法 FPGA 接收端系统框图

同时,在整个算法的实现过程中,复数乘法器的使用相当多。因而为了节省乘法器资源,对复数乘法器进行了改进。通过 3 个乘法器以及一些额外的加法器运算就能完成复数乘法器(虽然 FPGA 带有复数乘法器 IP 核,但 IP 核生成时间过长,不利于代码的维护和修改)的工作,从而在一定程度上节

省了硬件资源的开销。并采用流水线技术,整个系统延时很小。

表 1 FPGA 实现布局布线后资源的使用

逻辑资源	占用	可用	占用率/%
触发器	2 724	50 560	5
4 输入查找表	4 144	50 560	8
可用分块数	2 395	25 280	9
FIFO/内部 RAMB16s	8	232	3

图 6 是 OFDM 调制信号在峰均比抑制模块处理前和处理后,通过内嵌逻辑分析仪 Chipscope 所采集的波形仿真图,其中采样深度为 16 384。上半部分对应的是峰均比抑制模块处理前的信号,下半部分对应峰均比抑制模块处理之后的信号。从图中可以看到经过 PTS 模块处理后,那些幅值高的峰值信号明显降低,OFDM 信号的峰均比得到了很好抑制,很大程度上降低了射频端功放器件的要求。

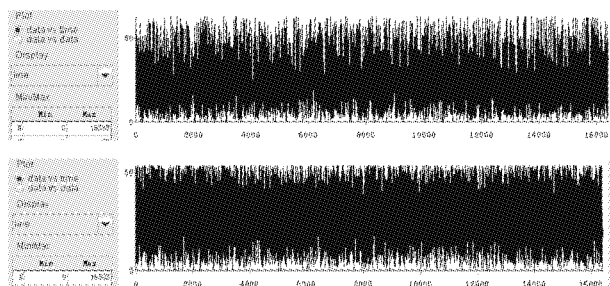


图 6 FPGA 实现峰均比抑制效果图

### 3.3 解调性能比较及分析

最后将 Chipscope 中的数据输出,导入 Matlab 并通过相应进制转换,可得到在高斯加性白噪声信道条件下,采用传统的 PTS 算法和改进的 PTS 算法误比特率性能曲线,如图 7 所示。由于信道估计的准确性对最终的相位旋转因子判断有决定性的作用,因而当 SNR 较低时,改进 PTS 算法相对于传统的 PTS 算法误比特率略高一些;但在信噪比较好的信道条件下,两者的误比特率基本上趋于一致。

## 4 结语

改进的 PTS 算法采用  $m$  序列,由于相位数目的减少,损失了一定的性能。但系统复杂度降低,硬件实现较为容易,也减少了整个系统的延时。同时,通过导频来传送相位旋转因子,免去了边带冗余信息的传输,一定程度上提高了数据的传输速率。所设计的 PAPR 抑制模块,在实际的无人机无线视

频传输工程项目中得到很好的应用,工作性能较优。因而,整个系统具有很好的实用价值,可直接作为一个独立的 PAPR 抑制模块运用于相关的 OFDM 系统当中。

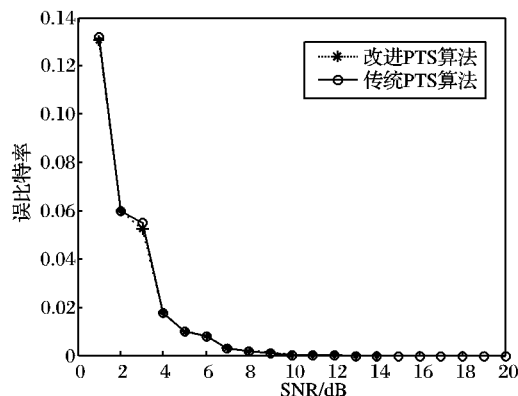


图 7 传统和改进 PTS 算法性能比较

### 参考文献:

- [1] 佟学俭, 罗涛. OFDM 移动通信技术原理与应用[M]. 北京: 人民邮电出版社, 2003.
- [2] 史治国, 洪少华, 陈抗生. 基于 XILINX FPGA 的 OFDM 通信系统基带设计[M]. 杭州: 浙江大学出版社, 2009.
- [3] TSAI Y R, HUANG S J. PTS with nonuniform phase factors for PAPR reduction in OFDM systems[J]. IEEE Communications Letters, 2008, 12(1): 20–22.
- [4] WANG YA-JUN, CHEN WEN. PAPR reduction method based on parametric minimum cross entropy for OFDM signals[J]. IEEE Communications Letters, 2010, 14(6): 563–565.
- [5] DAN LILIN, WANG JIN, HE XU, *et al.* A phase recovering scheme for blind PTS-OFDM receiver over pilot symbols[C]// 2010 International Conference on Communications and Mobile Computing. Washington, DC: IEEE Computer Society, 2010, 2: 408–412.
- [6] 李万臣, 田毅辉. 改进 PTS 算法降低 OFDM 峰均功率比的研究[J]. 通信技术, 2009, 42(1): 42–45.
- [7] WANG LINGYIN, LIU JU, ZHANG GUOWEI. Reduced computational complexity PTS scheme for PAPR reduction of OFDM signals[J]. IEEE Signal Processing, 2010, 1(4): 373–376.
- [8] 黄淑梅, 朱瑾瑜, 刘海燕. 使用联合算法来降低 OFDM 系统的峰均比[J]. 计算机应用, 2007, 27(8): 1874–1876.
- [9] 丛伟. OFDM 在无人机通信链路中应用的关键技术研究[D]. 西安: 西北工业大学, 2007.
- [10] 王进祥, 吴新春, 毛志刚, 等. 降低 OFDM 信号 PAPR 的低复杂度 PTS 方法[J]. 西安电子科技大学学报: 自然科学版, 2010, 37(2): 155–160.

(上接第 3222 页)

- [3] GUNDAVELLI S, LEUNG K, DEVARAPALLI V, *et al.* RFC 5213. Proxy mobile IPv6[S]. IETF, 2008: 9–17.
- [4] 3GPP. 3GPP TS 23.002. Network Architecture (Release 8)[S]. 3GPP, 2008: 69–78.
- [5] WiMAX Forum network architecture stage 2: Architecture tenets, reference model and reference points[S], 2008: 115–121.
- [6] LAMPROPOULOS G, SALKINTZIS A K, PASSAS N. Media-independent handover for seamless service provision in heterogeneous networks[J]. IEEE Communications Magazine, 2008, 46(1): 64–71.
- [7] de la OLIVA A, BANCHS A, SOTO I, *et al.* An overview of IEEE

802.21: media-independent handover services[J]. IEEE Wireless Communications, 2008, 15(4): 96–103.

- [8] ALIREZA T, TAT-CHEE W, RAHMAT B. Scalable network controlled handover with aggregated binding scheme in IP-based cellular networks[C]// Proceedings of the 6th Asian Internet Engineering Conference. New York: ACM, 2010: 72–79.
- [9] WANG WENYE, AKYILDIZ F. Intersystem location update and paging schemes for multiter wireless networks[C]// Proceedings of the 6th Annual International Conference on Mobile Computing and Networking. New York: ACM, 2000: 99–109.