

# 基于扩频技术降低 OFDM 信号峰值功率 并改善信噪比的方法

赵迎新, 吴岳, 吴虹

(南开大学信息技术科学学院, 天津 300071)

**摘要:** 正交频分复用(orthogonal frequency division multiplexing, OFDM)技术具有频带利用率高、抗多径干扰能力强等优势,但具有较高的峰值功率是限制其应用的一个主要问题。针对 OFDM 信号具有高峰值,提出一种新型的降低 OFDM 信号峰值功率的方法。该方法基于混合信号扩频技术,将 OFDM 时域信号分解为若干段,其中有一段为连续信号,其余几段为离散信号,这些信号经交织后发送。在接收端,提出新的部分信号恢复法对信号解交织和重新组合。仿真表明,该方法能够有效地降低 OFDM 信号的峰值功率,同时可以获得扩频处理增益,从而改善系统的误码性能。

**关键词:** 正交频分复用; 扩频; 峰值功率; 信噪比

**中图分类号:** TN 914.4

**文献标志码:** A

**DOI:**10.3969/j.issn.1001-506X.2012.10.29

## Method of reducing peak power of OFDM signal and improving SNR based on spread spectrum technique

ZHAO Ying-xin, WU Yue, WU Hong

(College of Information Technical Science, Nankai University, Tianjin 300071, China)

**Abstract:** The Orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) technology has the advantages of high bandwidth efficiency, resistance to multipath interference and so on. But its higher peak power is a major problem. A new mix signal spread spectrum technique is suggested to reduce the peak power of OFDM signals. By means of the technique, the time domain signals are divided into one continuous part and several discrete parts and sent out after interleaving. A partial signal restoration method is proposed to restore the signals in the receiver. Simulation results show that the peak power is decreased and the processing gain of the system can be gotten, thus improving the performance of the bit error ratio.

**Keywords:** orthogonal frequency division multiplexing(OFDM); spread spectrum; peak power; signal-to-noise ratio (SNR)

## 0 引言

正交频分复用(orthogonal frequency division multiplexing, OFDM)采用并行数据传输和频分复用技术,是一种高效的多载波传输方式,采用 OFDM 技术的无线数据通信系统能够很好地对抗频率选择性衰落或窄带干扰,还具有频谱利用率高等优点,在现代通信领域中得到了广泛应用<sup>[1-2]</sup>。但是,由于 OFDM 信号由多个独立的经过调制的子载波信号叠加而成,这样的合成信号可能产生较大的峰值功率,而峰值功率过大,将会增加数模转换器和模数转换器的复杂性,而且会降低射频功率放大器的效率<sup>[3]</sup>。同时,

由于放大器的最大输出功率限制了信号的峰值,使得 OFDM 信号与相邻频段信号之间产生干扰,从而限制了 OFDM 技术的应用。

人们对在信号平均功率不变的情况下降低 OFDM 信号的峰值功率进行了大量研究<sup>[4-6]</sup>。目前此类技术分为两大类,一类为信号预畸变技术,典型的方法为限幅法<sup>[7]</sup>和压缩扩张法<sup>[8]</sup>;另一类为非畸变技术,包括编码法<sup>[9]</sup>,部分传输序列法(partial transmit sequence, PTS)<sup>[10-13]</sup>和选择性映射法(selected mapping, SLM)<sup>[14-15]</sup>。限幅方法虽然简单,但会引起系统误码性能的降低,尤其是在限幅电平接近平均功率时。编码法、PTS 和 SLM 算法复杂而且增加多余

收稿日期:2011-11-14; 修回日期:2012-09-10。

基金项目:中央高校基本科研业务费专项基金(65121011)资助课题

作者简介:赵迎新(1983-),女,讲师,博士,主要研究方向为无线通信。E-mail:zhaoyingxin4074@gmail.com

的比特以传送辅助信息,从而降低频带利用率。因此,采用有效的方法抑制 OFDM 信号的高峰值功率显得尤为重要。

### 1 混合信号扩频技术

扩频是一种信息处理传输技术,经过扩频技术处理后

的信号带宽超过被传送信号的最小带宽。本文基于扩频通信技术的相关原理,提出一种混合信号扩频方法,以降低 OFDM 信号的峰值功率并改善信噪比。

#### 1.1 混合信号分解

图 1 为混合信号扩频 OFDM 系统框图。

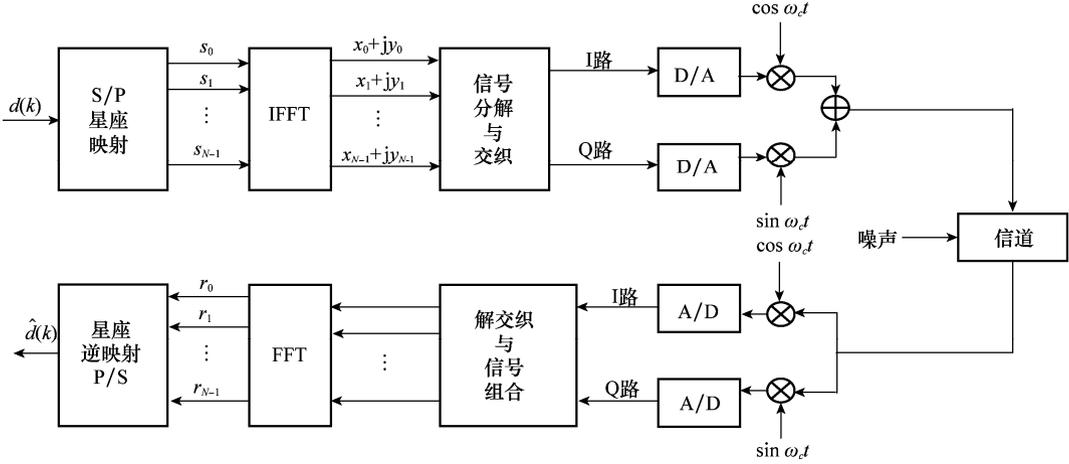


图 1 混合信号扩频 OFDM 系统结构图

二进制数字信号  $d(k)$  经过串并变换和星座映射,如正交相移键控(quadrature phase shift keying, QPSK)或正交幅度调制(quadrature amplitude modulation, QAM)变为  $N$  路并行信号  $s_0, s_1, \dots, s_{N-1}$ ,经逆快速傅里叶变换(inverse fast Fourier transform, IFFT)后成为  $N$  点复数时域信号  $x_0 + jy_0, x_1 + jy_1, \dots, x_{N-1} + jy_{N-1}$ ,对此信号进行分解和交织后输出的 I 路和 Q 路信号为  $x_{i1}, x_{i2}, \dots, x_{iK}$  和  $y_{i1}, y_{i2}, \dots, y_{iK}$ ,原时域信号被分解为  $K$  段,信号点数增加为原来信号点数的  $K$  倍,I 路信号和 Q 路信号分别经 D/A(digital to analog)转换器成为时域信号,此信号与载波相乘后进入信道中传输。接收信号经过正交解调后,经 A/D(analog to digital)转换器成为 I 路和 Q 路数字信号,采用提出的部分信号恢复法对信号解交织和重新组合后,再进行 FFT 得到频域接收信号。

IFFT 输出信号  $x_i + jy_i (i=0, 1, 2, \dots, N-1)$  为分辨率很高的数字信号,将此信号的实部和虚部分别分解为若干段,本文以分解为两段和四段信号为例,式(1)为  $x_i$  的两段分解,式中  $a$  为某一确定的正数,式(2)为  $x_i$  的四段分解,式中  $b$  为某一确定的正数,虚部  $y_i$  的分解方法与实部分解方法相同。

$$\begin{aligned}
 & \text{当 } x_i > 2a \text{ 时} & x_{i1} = a, x_{i2} = a \\
 & \text{当 } a < x_i \leq 2a \text{ 时} & x_{i1} = a, x_{i2} = x_i - a \\
 & \text{当 } -a \leq x_i \leq a \text{ 时} & x_{i1} = 0, x_{i2} = x_i \\
 & \text{当 } -2a \leq x_i < -a \text{ 时} & x_{i1} = -a, x_{i2} = x_i + a \\
 & \text{当 } x_i < -2a \text{ 时} & x_{i1} = -a, x_{i2} = -a
 \end{aligned} \tag{1}$$

当  $x_i > 4b$  时

$$x_{i1} = b, x_{i2} = b, x_{i3} = b, x_{i4} = b$$

当  $3b < x_i \leq 4b$  时

$$x_{i1} = b, x_{i2} = b, x_{i3} = b, x_{i4} = x_i - 3b$$

当  $2b < x_i \leq 3b$  时

$$x_{i1} = b, x_{i2} = b, x_{i3} = 0, x_{i4} = x_i - 2b$$

当  $b < x_i \leq 2b$  时

$$x_{i1} = b, x_{i2} = 0, x_{i3} = 0, x_{i4} = x_i - b$$

当  $-b \leq x_i \leq b$  时

$$x_{i1} = 0, x_{i2} = 0, x_{i3} = 0, x_{i4} = x_i$$

当  $-2b \leq x_i < -b$  时

$$x_{i1} = -b, x_{i2} = 0, x_{i3} = 0, x_{i4} = x_i + b$$

当  $-3b \leq x_i < -2b$  时

$$x_{i1} = -b, x_{i2} = -b, x_{i3} = 0, x_{i4} = x_i + 2b$$

当  $-4b \leq x_i < -3b$  时

$$x_{i1} = -b, x_{i2} = -b, x_{i3} = -b, x_{i4} = x_i + 3b$$

当  $x_i < -4b$  时

$$x_{i1} = -b, x_{i2} = -b, x_{i3} = -b, x_{i4} = -b \tag{2}$$

$a$  和  $b$  的取值与  $x_i$  的平均功率有关,若  $x_i$  的平均功率为  $\sigma^2$ ,两段分解时,可以取  $a = \sigma$ ,四段分解时,可以取  $b = 0.5\sigma$ 。因为  $y_i$  和  $x_i$  具有相同的平均功率,所以  $y_i$  分解时  $a$  和  $b$  的取值与  $x_i$  相同。

从式(1)和式(2)可以看出,当信号幅度大于  $2a$  或  $4b$  时,分解将对信号进行限幅,这种限幅将产生一定的过载噪声,影响系统的误码性能,但在这里限幅不会产生  $x_i$  对

$x_{i-1}$  或  $x_{i+1}$  的信号间干扰。

显而易见,当信号分解为两段时,前一段信号取值为离散值,来自离散集合  $\{a, 0, -a\}$ ,后一段信号为分辨率很高的数字量,可以视为连续值;当信号分解为四段时,前三段信号取值为离散值,来自离散集合  $\{b, 0, -b\}$ ,最后一段信号取值为  $[-b, b]$  区间内的某个数,因而也是连续值,本文称信号的这种分解方法为混合信号分解法。

从式(1)和式(2)还可以看出两种情况下对应的原信号  $x_i$  或  $y_i$  的限幅值均为  $2\sigma$ ,即 I 路信号或 Q 路信号的峰值功率为  $4\sigma^2$ ,若采用两段信号分解法,取  $a = \sigma$ ,峰值功率降为  $\sigma^2$ ,等于信号的平均功率,相当于峰值功率下降了 6 dB;若采用四段信号分解法,取  $b = 0.5\sigma$ ,峰值功率降为  $0.25\sigma^2$ ,相当于峰值功率下降了 12 dB。如果情况允许还可以适当加大限幅电平,以降低限幅噪声,如在进行两段分解时,可按下式进行:

$$\begin{aligned} \text{当 } x_i > 2.2a \text{ 时} & \quad x_{i1} = a, x_{i2} = 1.2a \\ \text{当 } a < x_i \leq 2.2a \text{ 时} & \quad x_{i1} = a, x_{i2} = x_i - a \\ \text{当 } -a \leq x_i \leq a \text{ 时} & \quad x_{i1} = 0, x_{i2} = x_i \\ \text{当 } -2.2a \leq x_i < -a \text{ 时} & \quad x_{i1} = -a, x_{i2} = x_i + a \\ \text{当 } x_i < -2.2a \text{ 时} & \quad x_{i1} = -a, x_{i2} = -1.2a \end{aligned} \quad (3)$$

式(3)中,原信号  $x_i$  或  $y_i$  的 I 路信号或 Q 路信号的峰值功率为  $4.84\sigma^2$ ,采用分解法后,峰值功率降为  $1.44\sigma^2$ ,相当于峰值功率下降了 5 dB。

### 1.2 信号交织

为了使形成的新的发送信号接近具有  $KN$  个子载波的 OFDM 信号,  $x_i$  和  $y_i$  经分解后再进行交织,信号分解为两段时,交织后 I 路信号为  $\{x_{01}, x_{11}, \dots, x_{N-1,1}, x_{02}, x_{12}, \dots, x_{N-1,2}\}$ , Q 路信号为  $\{y_{01}, y_{11}, \dots, y_{N-1,1}, y_{02}, y_{12}, \dots, y_{N-1,2}\}$ ;信号分解为四段时,交织后 I 路信号为  $\{x_{01}, x_{11}, \dots, x_{N-1,1}, x_{02}, x_{12}, \dots, x_{N-1,2}, x_{03}, x_{13}, \dots, x_{N-1,3}, x_{04}, x_{14}, \dots, x_{N-1,4}\}$ , Q 路信号为  $\{y_{01}, y_{11}, \dots, y_{N-1,1}, y_{02}, y_{12}, \dots, y_{N-1,2}, y_{03}, y_{13}, \dots, y_{N-1,3}, y_{04}, y_{14}, \dots, y_{N-1,4}\}$ , I 路和 Q 路信号一一对应,同时进入各自的 D/A 转换器。

### 1.3 部分信号恢复法

相应于以上信号分解和交织方法,接收端可以将信号解交织后,各分段值相加,再将对应的实部和虚部组成  $N$  个复数,进行 FFT 运算。本文提出一种新的部分信号恢复的方法,使得在信道噪声较小时,系统具有改善的误码性能。在接收端,先对前面的几段与离散信号对应的混有噪声的接收信号进行判决,将它们恢复成离散的值,将恢复出的离散值和对应的最后一段接收信号相加,再将对应的实部和虚部组成个  $N$  复数,进行 FFT

运算。下面以两段分解为例说明。 $x'_{i1}$  为接收信号中与离散信号对应的混有噪声的一段信号,对该信号进行判决:

$$x'_{i1} = \begin{cases} -a, & \text{当 } x'_{i1} \leq -0.5\sigma \text{ 时} \\ 0, & \text{当 } -0.5\sigma < x'_{i1} < 0.5\sigma \text{ 时} \\ a, & \text{当 } x'_{i1} \geq 0.5\sigma \text{ 时} \end{cases} \quad (4)$$

$x'_{i2}$  为接收信号中另外一段信号,则  $x'_i = x'_{i1} + x'_{i2}$  ( $i = 0, 1, \dots, N-1$ ),虚部  $y'_i$  的处理方法与实部相同。恢复出的频域接收信号为  $r_i = \text{fft}(x'_i + jy'_i)$ 。

部分信号恢复法在恢复离散值时,由于信道噪声干扰会引起误码,从而产生误码噪声。但是,恢复离散值后信道噪声将被去除,信道噪声将不再对后面的信号处理产生影响,故在信道噪声干扰较小时,即信噪比较大时适合采用此方法。

## 2 混合信号扩频处理增益

混合信号扩频技术不但能够降低 OFDM 信号峰值功率,而且可以获得处理增益,提高信噪比,从而改善系统误码性能。本文在对扩频处理增益的分析过程中,考虑加性信道噪声对其的影响,采用混合信号分解法后处理增益为

$$\text{处理增益} = 10 \lg \frac{\text{分解前信号的平均功率}}{\text{分段信号总的平均功率}} \quad (5)$$

如果  $f(x)$  是  $x_i$  或  $y_i$  的分布函数,分解后两段信号总的平均功率为

$$P_{K=2} = 4 \left\{ \int_0^a x^2 f(x) dx + \int_a^{2a} [(x-a)^2 + a^2] f(x) dx + \int_{2a}^{\infty} 2a^2 f(x) dx \right\} \quad (6)$$

四段信号总的平均功率可用类似的方法计算,如果 FFT 点数  $N$  较大,则  $f(x)$  服从正态分布:

$$f(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}} \quad (7)$$

当  $N=64, K=2, a=\sigma$  时,计算可得扩频处理增益为 2.07 dB,即系统信噪比可提高 2.07 dB。

## 3 仿真结果

针对前面所述的混合信号扩频 OFDM 系统,本文对其性能进行了仿真,其中,星座映射方式采用 QPSK 和 16QAM。

表 1 为仿真生成 10 000 个 QPSK-OFDM 和 16QAM-OFDM 符号时,采用混合信号分解法降低信号峰值功率的结果。

表 1 峰值功率值(10 000 个 OFDM 符号)

调制方式	$\sigma$	$K$	原信号 峰值功率	分解法信号 峰值功率	降低的峰值 功率/dB
QPSK	0.088 4	2	0.031 3	0.007 8	6
		4	0.031 3	0.001 9	12
16QAM	0.124 5	2	0.075 0	0.022 3	5
		4	0.075 0	0.007 6	10

图 2 为采用 QPSK 数字调制时,系统的误码率曲线图,其中,混合信号扩频 OFDM 系统采用两段分解法。为了比较系统性能,对普通 OFDM 系统和采用限幅方法降低峰值功率的 OFDM 系统进行了仿真,从图中可以看出采用本文提出的混合信号扩频技术的系统与限幅系统相比,信噪比约有 2 dB 的改善。当接收端采用部分信号恢复法时,改善的信噪比约为 5.5 dB。表 2 为系统误码率是  $1 \times 10^{-4}$  时的系统信噪比。从表中可以清晰地看到信噪比改善的情况,采用部分信号恢复法的混合信号扩频 OFDM 系统具有最好的误码性能,在达到同样的误码率时,所需的信噪比最低。

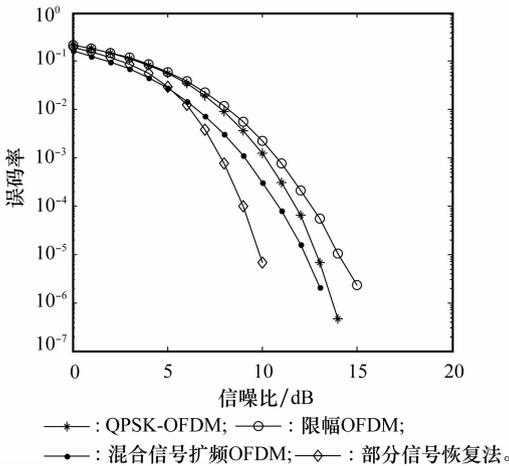


图 2 QPSK-OFDM 系统误码性能曲线图( $K=2, a=\sigma, N=64$ ,限幅点为  $2\sigma$ ,AWGN 信道)

表 2 信噪比值(误码率为  $1 \times 10^{-4}$ )

系统	信噪比/dB
QPSK-OFDM	11.7
限幅 QPSK-OFDM	12.6
混合信号扩频 OFDM 系统	10.7
采用部分信号恢复法	
混合信号扩频 OFDM 系统	9.0

图 3 为混合信号扩频 OFDM 系统采用四段分解法时,各系统的误码性能比较。与限幅 OFDM 系统相比,混合信号扩频 OFDM 系统信噪比提高约 4 dB,当采用部分信号恢复法时,信噪比改善约为 7 dB。

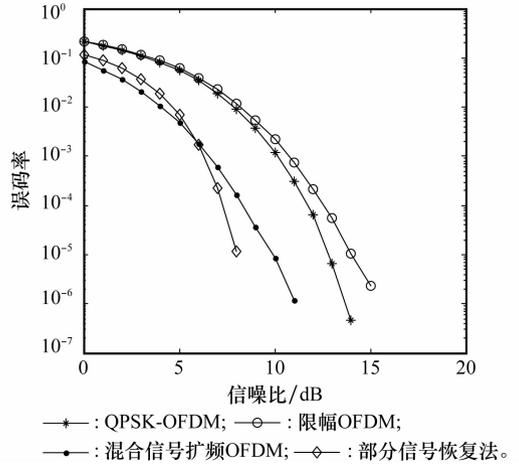


图 3 QPSK-OFDM 系统误码性能曲线图( $K=4, b=0.5\sigma, N=64$ ,限幅点为  $2\sigma$ ,AWGN 信道)

图 4 为采用 16QAM 数字调制时,系统的误码率曲线图,其误码性能与系统采用 QPSK 调制时的情况类似。由于 16QAM-OFDM 系统的限幅噪声较大,仿真将限幅点由  $2\sigma$  提高至  $2.2\sigma$ ,此时对应的限幅噪声可计算得到为  $1.256 \times 10^{-2} \sigma^2$ ,此限幅噪声仍然较高,从图中可以看到由限幅噪声产生的地板效应。可以根据系统中放大器的线性要求适当提高限幅点或采用软限幅方法,以减小限幅噪声。

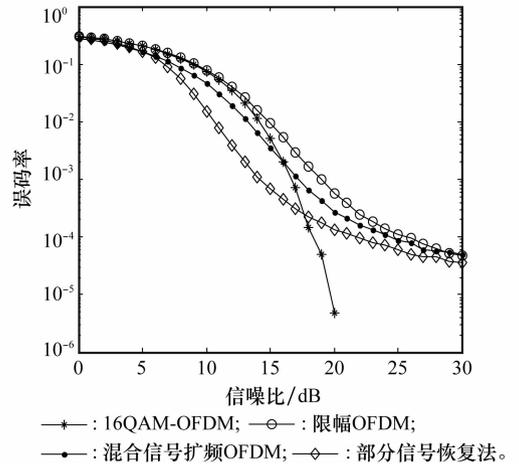


图 4 16QAM-OFDM 系统误码性能曲线图( $K=2, a=\sigma, N=64$ ,限幅点为  $2.2\sigma$ ,AWGN 信道)

### 4 结 论

基于扩频技术相关原理,本文提出了一种混合信号扩频方法,降低 OFDM 信号的峰值功率,同时可以获得扩频处理增益,提高系统信噪比,从而改善系统误码性能。理论分析和仿真结果表明,采用两段信号分解法时,峰值功率能够降低 6 dB,信噪比改善约 5.5 dB,采用四段信号分解法

时,峰值功率能够降低 12 dB,信噪比改善约 7 dB。该降低 OFDM 信号峰值的方法简单有效,具有广泛的适用性和实用价值。

### 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: 30 - 32. (Tong X J, Luo T. *OFDM mobile communication theory and application* [M]. Beijing: Post & Telecom Press, 2003: 30 - 32.)
- [2] Da Costa P F, Scoralick F S O, De Campos F P V, et al. A low lost OFDM based modulation schemes for data communication in the passband frequency[C]// *Proc. of the IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications*, 2011: 424 - 429.
- [3] Jiang Y. New companding transform for PAPR reduction in OFDM[J]. *IEEE Communications Letters*, 2010, 14(4): 282 - 284.
- [4] Wang C L, Ku S J, Yang C J. A low-complexity papr estimation scheme for ofdm signals and its application to SLM-based PAPR reduction[J]. *IEEE Journal on Selected Topics in Signal Processing*, 2010, 4(3): 637 - 645.
- [5] Wong K T, Wang B, Chen J C. OFDM PAPR reduction by switching null subcarriers and data-subcarriers[J]. *Electronic Letters*, 2011, 47(1): 62 - 63.
- [6] Ghassemi A, Gulliver T A. A low-complexity PTS-based radix FFT method for PAPR reduction in OFDM systems[J]. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2008, 56(3): 1161 - 1165.
- [7] 张凡, 邓建国, 李巍. 一种降低 OFDM 峰均比的编码方法[D]. 西安: 西安交通大学, 2005. (Zhang F, Deng J G, Li W. A blocking scheme for reducing peak-to-average power ratio in OFDM[D]. Xi'an: Xi'an Jiaotong University, 2005.)
- [8] Sumithra M G, Sarumathi M. Comparative analysis of PAPR reduction techniques for multicarrier systems[C]// *Proc. of the International Conference on Computer Communication and Informatics*, 2012: 1 - 5.
- [9] Sun E C, Yang R Z, Si P B. Raised cosine-link companding scheme for peak-to-average power ratio reduction of SCFDMA signals[C]// *Proc. of the Global Mobile Congress*, 2010: 1 - 5.
- [10] Muller S H, Huber J B. OFDM with reduced peak-to-average power ratio by optimum combination of partial transmit sequences[J]. *Electronics Letters*, 1997, 33(5): 368 - 369.
- [11] 叶斌. 降低 OFDM 峰均比的无边信息传输低复杂度 PTS 算法[J]. 无线通信技术, 2011, 1(2): 6 - 10. (Ye B. A low-complexity PTS-based PAPR reduction technique for OFDM signals without transmission of side information[J]. *Wireless Communication Technology*, 2011, 1(2): 6 - 10.)
- [12] Ghassemi A, Gulliver T. PAPR reduction of OFDM using PTS and error-correcting code subblocking[J]. *IEEE Trans. on Wireless Communications*, 2012, 9(3): 679 - 685.
- [13] Varahram P, Al-Azzo W F, Ali B M. A low complexity partial transmit sequence scheme by use of dummy signals for PAPR reduction in OFDM systems[J]. *IEEE Trans. on Consumer Electronics*, 2010, 56(4): 2416 - 2420.
- [14] Bauml R W, Fischer R, Huber J B. Reducing the peak-to-average power ratio of multicarrier modulation by selected mapping[J]. *Electronics Letters*, 1996, 32(22): 2056 - 2057.
- [15] Jeon H B, Kim K H, No J S, et al. Bit-based SLM schemes for PAPR reduction in QAM modulated OFDM signals[J]. *IEEE Trans. on Broadcasting*, 2009, 55(3): 679 - 685.