

用部分传输序列方法降低实数 OFDM 信号峰均值比

卢光跃^① 邵朝^① 罗琳^②

^①(西安邮电学院通信工程系 西安 710061)

^②(东南大学无线电工程系 南京 210096)

摘要: 该文分析了部分传输序列方法(PTS)用于降低实数 OFDM 信号峰均值比(PAPR)时存在的问题, 分别研究并提出用于降低实数 OFDM 信号 PAPR 的相邻分割 PTS(APTS)及交织分割 PTS(IPTS)具体实现方法。仿真结果表明, APTS 和 IPTS 能够有效降低信号的 PAPR; 在相同待选传输序列情况下, APTS 算法性能与 IPTS 算法基本相当; APTS 算法需要多次的 IDFT 运算, 而 IPTS 仅需要一次 IDFT 运算。

关键词: OFDM; 峰均值比(PAPR); 部分发送序列法(PTS)

中图分类号: TN919.72

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2007)04-0971-04

Peak-to-Average Power Ratio Reduction in Real-Valued OFDM Systems Using PTS Method

Lu Guang-yue^① Shao Chao^① Luo Lin^②

^①(Xi'an Institute of Posts and Telecommunications, Xi'an 710061, China)

^②(Southeast University, Nanjing 210096, China)

Abstract: This paper firstly discusses the problem when using Partial Transmit Sequence (PTS) in the Peak-to-Average Power Ratio (PAPR) reduction of real-valued OFDM systems. Secondly, the Adjacent-partition PTS (APTS) and Interleaved-partition PTS (IPTS) are proposed for real-valued OFDM systems. The simulation results confirm the effectiveness of APTS and IPTS in PAPR reduction for real value OFDM systems.

Key words: OFDM; Peak-to-Average Power Ratio (PAPR); Partial Transmit Sequences (PTS)

1 引言

多载波调制技术具有频带利用率高、抗多径衰落能力强等优点, 近年来, 越来越多地引起了人们的关注, 并得到了广泛的应用^[1](如 DVB, DAB, 基于离散多音频(DMT)的 ADSL 及多频带 MB-OFDM^[2]等)。在 DMT 和 MB-OFDM 中, 系统生成的基带信号为实数, 因此这样的系统通常称为实数 OFDM 系统^[3]。多载波信号是由多个不同频率、不同振幅的信号叠加而得到的, 于是, 具有大的峰均值比(PAPR), 对实数 OFDM 系统而言, 大 PAPR 问题更为严重^[3,4]。这样, 在系统实现时, 必须采用具有大动态范围的线性高功率放大器, 以保证输出信号的线性放大, 这就增加了系统的造价和实现难度。为此, 很多学者从多方面进行了分析, 提出了很多有效的降低 PAPR 方法^[1], 主要有: (1) 信号失真技术^[1], 通过对峰值附近的信号进行非线性失真实现, 例如剪切法和压扩方法; (2) 编码技术^[5], 通过信号编码可有效地降低 PAPR, 同时具有编码增益, 但编码需要发送大量的冗余信息, 使信息速率下降; (3) 通过选择映射法(SLM)^[6], 部分发送序列法(PTS)^[7,8]和基于时域循环卷积的方法^[9], 这些方法

在发送端产生包含同一信息的多个序列, 从中选择具有最小 PAPR 的序列来发送, 这类方法属于无失真的方法; (4) 载波预留技术^[10], 发送端预留一定的载波用于降低信号的 PAPR。不同算法在 PAPR 降低性能、运算复杂度及系统传输效率等方面是不同的。

上述方法基本针对一般的多载波系统, 因此大部分方法都适用于基带信号为复数及实数的多载波系统。但对于实数 OFDM 系统而言, 由于多载波频域信号应满足共轭对称性, 因此当采用 PTS 和 SLM 方法时, 也就要求 SLM 及 PTS 所采用的相位序列满足共轭对称性以保证传输信号为实数, 这就给算法的实现(尤其是 PTS 方法)带来一定的难度。

本文首先讨论 PTS 算法在实数 OFDM 系统中应用时遇到的问题, 然后利用实数 OFDM 信号的傅里叶变换性质, 分别研究相邻分割 PTS(APTS)方法及交织分割 PTS(IPTS)方法在实数 OFDM 信号 PAPR 降低的实现。最后, 方法的性能通过计算机仿真来验证。

2 PTS 及 SLM 方法降低 PAPR 的原理

假定实数 OFDM 系统有 N 个子载波, 设发送的基带频域数据为 $X_k(k=0, \dots, N-1)$, 对于实数 OFDM 信号而言, X_k 应满足共轭对称性, 即 $X_k = X_{N-k}^*$ (其中 * 表示共轭)。相应地, 其时域信号 $x_n = \text{IDFT}\{X_k\}$, ($n=0, \dots, N-1$) 为实

2005-06-20 收到, 2005-11-30 改回

国家自然科学基金(60372036), 国家重点实验室基金(51473020203 QT6702)和陕西省自然科学基金(2002F24)资助课题

数。于是, x_n 的 PAPR 可表示为

$$\text{PAPR}(x_n) = 10 \lg \frac{\max\{x_n^2\}}{E\{x_n^2\}} \quad (1)$$

其中 $\max(\cdot)$ 是取最大值, 而 $E(\cdot)$ 是计算均值。

为降低 x_n 的 PAPR, 可以考虑将 X_k 进行相位扰动, 即将 X_k 与 M 个相位序列 $P_k^\mu = [P_0^\mu, P_1^\mu, \dots, P_{N-1}^\mu]$ ($k = 0, \dots, N-1, \mu = 1, \dots, M$) 相乘,

$$X_k^\mu = [P_0^\mu X_0, P_1^\mu X_1, \dots, P_{N-1}^\mu X_{N-1}], \quad \mu = 1, \dots, M \quad (2)$$

其中辅助信息 $P_k^\mu = \exp(j\phi_k^\mu)$ ($k = 0, 1, \dots, N-1$), ϕ_k^μ 在 $[0, 2\pi)$ 之间均匀分布。于是, 可得到 M 个待选传输序列为 $x_n^\mu = \text{IDFT}\{X_k^\mu\}$, ($n = 0, \dots, N-1, \mu = 1, \dots, M$)。于是, 可以从 M 个待选序列中选择具有最小 PAPR 的序列进行传输, 相应的相位序列的编号要作为辅助信息传送给接收端。根据相位序列的不同选取方法, 可得到不同的方法:

(1) 若 M 个随机相位序列 P_k^μ 是独立的, 则上述方法即为 SLM 方法^[6]。当然, 如果采用 SLM 方法降低实数 OFDM 信号的 PAPR 时, 还要求 M 个相位序列均为共轭对称的。

(2) 若相位序列具有如下结构:

$$P_k = [\underbrace{b_1, \dots, b_1}_{N/V}, \underbrace{b_2, \dots, b_2}_{N/V}, \dots, \underbrace{b_V, \dots, b_V}_{N/V}] \quad (3)$$

其中 V 为选取的整数 (要求 N/V 也为整数), $b_1=1, b_v \in \{\pm j, \pm 1\}$ ($v = 2, \dots, V$)。根据 b_v 的取值范围, 通过穷尽搜索方法, 可得到 $M = 4^{V-1}$ 个不同的相位序列 P_k^μ ($\mu = 1, \dots, M$)。

于是, 若通过相邻分割^[7]将 X_k 分割成 V 个子段, 分别用 $\{X^{(v)}, v = 1, \dots, V\}$ 表示, 则

$$X_k^\mu = P_k^\mu X_k = \sum_{v=1}^V b_v X^{(v)}, \quad \mu = 1, \dots, M \quad (4)$$

可见, 对同一子段 $X^{(v)}$ 采用相同的相位扰动因子 b_v 。于是, 待选传输序列可通过对式(4)进行 IDFT 运算得到

$$x_n^\mu = \sum_{v=1}^M b_v x_n^{(v)}, \quad \mu = 1, \dots, M \quad (5)$$

其中 $x_n^{(v)} = \text{IDFT}\{X^{(v)}\}$ 为 $X^{(v)}$ 的 N 点 IDFT, 称为部分传输序列。式(3)和式(5)表明, 正是由于对同一子段 $X^{(v)}$ 各元素采用相同的相位扰动 b_v , 所以 M 个待选传输序列 x_n^μ 才可表示为式(5)所示的部分传输序列 $x_n^{(v)}$ 加权求和的形式。可见, 按式(3)选取相位序列, 即得到将 X_k 通过相邻分割方法分成 V 个子数据块时的 PTS (APTS) 方法^[7]。

(3) 若相位序列具有如下结构:

$$P_k = [\underbrace{D, D, \dots, D}_{N/V}] \quad (6)$$

其中 $D = [b_1, b_2, \dots, b_V]$, V 和 b 的取值同式(3)。根据 b_v ($v = 2, \dots, V$) 的取值范围, 通过穷尽方法, 可得到 $M = 4^{V-1}$ 个不同的相位序列。可以证明^[8,9], 此时, 上述方法即为将 X_k 通过交织分割方法分成 V 个子数据块时的 PTS (IPTS) 方法。

然而, APTS 及 IPTS 方法都是直接针对复数信号的多载波系统, 为将 PTS 用于降低实数 OFDM 信号的 PAPR,

要求式(3)和式(6)相位序列还要满足共轭对称性, 即 $P_k = P_{N-k}^*$ 。不过, 可用下面的例子说明, 此时待选传输序列不能如式(5)那样通过部分传输序列的加权求和得到。假定 $N=16$, 考虑将实数 OFDM 信号 X_k 用相邻分割方法分成 $V=4$ 段, 若相位序列前 $(N/2+1)$ 个值为

$$P_k = \begin{cases} b_0, & k = 0 \\ b_1, & k = 1, \dots, N/4 - 1 \\ b_2, & k = N/4, \dots, N/2 - 1 \\ b_3, & k = N/2 \end{cases}$$

根据共轭对称性的要求, 则完整的相位序列可表示为

$$P_k = [b_0, b_1, b_1, b_1, b_2, b_2, b_2, b_2, b_3, b_3^*, b_3^*, b_3^*, b_2^*, b_2^*, b_1^*, b_1^*] \quad (7)$$

在相位序列中, 共有 4 个相位 (b_0, b_1, b_2, b_3) 需要选择, 为降低运算量, 可以选择 $b_0 = b_1$ 及 $b_3 = b_2^*$ 以保证 P_k 前 $N/4$ 元素及 $(N/2+1, \dots, 3N/4)$ 元素相同。但遗憾的是, 第 $(3N/4+1, \dots, N)$ 元素不可能都相同, 因此相邻分割 PTS 无法通过式(5)实现, 即待选传输序列不能简单地通过部分传输序列的加权求和得到, 这就为算法的实现带来一定的困难。

下面我们分别讨论如何采用 APTS 及 IPTS 方法来降低实数 OFDM 信号 PAPR。

3 PTS 方法降低实数 OFDM 信号 PAPR

3.1 相邻分割 PTS (APTS) 方法

考虑实数 OFDM 信号 X_k 的共轭对称性, 即 $X_k = X_{N-k}^*$, 于是, 构造新序列:

$$Y_k = \begin{cases} X_k/2, & k = 0, N/2 \\ X_k, & k = 1, \dots, N/2 - 1 \\ 0, & k = N/2 + 1, \dots, N - 1 \end{cases} \quad (8)$$

可以证明

$$x_n = 2 \text{Re}\{y_n\} \quad (9)$$

其中 x_n 和 y_n 分别为 X_k 和 Y_k 的 N 点 IDFT, $\text{Re}\{\cdot\}$ 表示取实部。式(9)表明实数 OFDM 时域信号 x_n 可通过 Y_k 的 N 点 IDFT 得到。亦即实数 OFDM 信号 PAPR 的降低可通过 Y_k 进行。

由于 Y_k 仅有前 $N/2+1$ 个元素为非零值, 因此对 Y_k 进行 APTS 时, 不存在相位序列共轭对称的约束。于是, 相位序列可表示为 (同样以 $N=16$ 及 $V=4$ 为例), $P_k = [b_0, b_1, b_1, b_1, b_2, b_2, b_2, b_2, b_3, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0]$ 。但对 Y_k 进行相邻分割时, 第 3 子段仅有一个非零元素, 为降低运算量, 可考虑不搜索相位 b_3 , 而直接令 $b_3 = b_0 = b_1$ 。因此当我们仍将 Y_k 直接分割成 $V=4$ 子段, 第 1 子段通过下面的方式确定:

$$Y^{(1)} = [Y_0, Y_1, Y_2, Y_3, 0, \dots, 0, Y_8, 0, \dots, 0]$$

对其他子段的选取, 仍采用原来分割方法获得 (通过这样分段, 后两段是全零序列, 故有效子段数为 2)。实际上, 对某些实数信号的多载波系统 (如 DMT ADSL 及 MB-OFDM), $X_{N/2}$ 通常为零值 (即不用第 $N/2$ 载波传输数据), 即 $Y_{N/2}$ 也

为零值,这时,第1子段和原来分割方法得到的子段完全相同。

显然,此时,对同一子段 $Y^{(v)}$ 各元素采用了相同的相位扰动,因此,借助于式(8)和式(9),APTS方法降低 x_n 的PAPR转化为原来意义下APTS方法。

至此,可将APTS方法降低实数OFDM信号PAPR的方法(发送端)步骤归纳如下:

- (1) 根据式(8)构造新序列 Y_k ;
- (2) 对 Y_k 用相邻分割方法进行分段(分 V 段)。第1子段为

$$Y^{(1)} = [Y_0, Y_1, \dots, Y_{\frac{N}{V}-1}, 0, \dots, 0, Y_{\frac{N}{V}}, 0, \dots, 0] \quad (10)$$

$v = 2, \dots, V/2$ 子段 $Y^{(v)}$ 仍通过与常规相邻分割方法获得,而 $v = V/2 + 1, \dots, V$ 为零序列(所以有效子段数目仅为 $V/2$);通过 $V/2$ 次 N 点IDFT得到相应的部分传输序列;

(3) 通过穷尽搜索,获得不同的相位序列,借助于部分传输序列的加权求和获得待选传输序列,选择具有最小PAPR的实数OFDM信号进行发送,相应的相位 $b_1, b_2, \dots, b_{V/2}$ 作为辅助相位信息传输到接收端。

在接收端,系统接收到辅助相位信息 $(b_1, b_2, \dots, b_{V/2})$ 后,根据相位序列的共轭对称性,即可构造出相位序列,从而完成对原始信号的恢复。

3.2 交织分割PTS方法(IPTS)

采用交织分割时,需要构造出类似式(6)的具有重复结构的、共轭对称的相位序列,直接在频域形成这样的序列比较困难。文献[9]利用重复结构相位序列IDFT的特点,可以在时域直接生成待传输序列。具体来说,式(6)所示的相位序列的IDFT可表示为

$$p_n = \text{IDFT}\{P_k\} = \begin{cases} d(n/L), & n = 0, L, 2L, \dots, (V-1)L \\ 0, & n \text{ 为其它} \end{cases}$$

$$= \sum_{i=0}^{V-1} d_i \delta(n - iL), \quad n = 0, \dots, N-1 \quad (11)$$

其中 $L = N/V$, $d_i = \text{IDFT}\{[b_1, b_2, \dots, b_V]\}$ 。可见,选择 M 个不同的实值序列 $d_i^\mu (i = 0, \dots, V-1, \mu = 1, \dots, M)$ 就得到满足式(6)的 M 个相位序列 P_k^μ 。于是,待选序列可表示为

$$x_n^\mu = \text{IDFT}\{P_k^\mu X_k\} = x_n \otimes p_n^\mu = \sum_{i=0}^{V-1} d_i^\mu [x_n \otimes \delta(n - iL)]$$

$$= \sum_{i=0}^{V-1} d_i^\mu \{x((n - iL)_N) R_N(n)\} \quad (12)$$

其中 \otimes 表示两序列的 N 点循环卷积, $((n)_N)$ 表示 n 对 N 取余数。由式(12)可见,待选序列 x_n^μ 可通过对 x_n 循环移位序列的加权求和得到,权系数为 d_i^μ 。由此可见,在时域内搜索实数 d_i^μ ,即可得到具有重复结构的、共轭对称的相位序列,从而借助于式(12)可生成IPTS方法中的待选传输序列。

在接收端,一旦接收端收到辅助相位信息 d_i ,就可以得到 $\text{DFT}\{d_i\}$ 以及长度为 N 的相位序列 P_k (如式(6)示),于是

利用 P_k 可以恢复出原始发送数据。

在IPTS方法具体实现时,为降低对加权系数搜索时的运算量,从有限多个元素的实数集合中搜索 d_i ,取 $d_i \in \{\pm 1, 0\}$ (若某个 $d_i = 0$,则对应的移位序列 $x((n - iM)_N) R_N(n)$ 不参与式(12)的运算,从而能进一步降低运算量)。同时,为了能够在接收端恢复出原始的发送信号,就必须要求 P_k 中不能包含有零值元素。故算法的重点在于如何得到 M 个加权系数序列 $d_i^\mu (i = 0, \dots, V-1, \mu = 1, \dots, M)$ 。

为此,在离线状态下,通过计算机穷尽搜索,来获得使 $\text{DFT}\{d_i\}$ 无零值元素的加权序列 d_i^μ 的集合 Q (实际上,集合 Q 的元素个数很大,尤其是 V 较大时)。原则上讲,可以利用得到的所有加权序列来获得待选传输信号,但这一方面会造成方法复杂度大,同时,随着所采用的加权序列数目的增加,算法在PAPR降低方面的性能改善不大,因此只需从所得到的集合 Q 中选出 M 个加权序列(比如 $M=32$ 或 64)。不过,集合 Q 中大量可用的加权序列使我们有很大的灵活性来选取 M 个序列,例如,在仿真实验中取 $V=8$,选用序列本身包含有3个0值元素的 $M(32$ 或 $64)$ 个加权序列,相应地,此时参与式(12)计算的仅包含5个移位序列,从而大大降低运算量。

至此,可将IPTS方法降低实数OFDM信号PAPR的方法(发送端)步骤归纳如下:

- (1) 确定分组数目 V (比如取 $V=8$),通过离线穷尽搜索得到集合 Q ,并从中选取 M 个加权序列 $d_i^\mu (i = 0, \dots, V-1, \mu = 1, \dots, M)$;
- (2) 利用式(12)在时域计算 M 个待选的实数OFDM信号 $x_n^\mu (\mu = 1, 2, \dots, M)$;
- (3) 从 M 个信号 x_n^μ 中选取具有最小PAPR的信号进行发送,并将相应序列的编号作为辅助信息发送到接收端。

4 性能仿真

下面用计算机对APTS和IPTS方法在降低实数OFDM信号PAPR的性能进行仿真分析。在APTS及IPTS仿真中,采用穷尽搜索方法得到辅助相位;同时,采用随机方式生成 M_1 个独立的共轭对称相位序列以进行SLM算法仿真。每组仿真结果都采用 10^4 个独立的实数OFDM信号,不同方法的性能采用互补累积分布函数(CCDF)进行描述。

图1显示的是APTS, IPTS及SLM方法的CCDF性能。在该仿真中,假定子载波数为128, $X_{N/2} \neq 0$, SLM方法中取 $M_1=4$, APTS方法中取 $V=8$ (有效子段数为4), IPTS方法中取 $V=8$ 。对 $V=8$ 的IPTS方法而言,集合 Q 的元素个数很大,从中选取64个,包含3个零值元素($N_0=3$, N_0 表示零值元素的个数)的相位序列 d_i 用于IPTS的仿真计算。于是,SLM, APTS及IPTS方法生成待选传输信号个数分别为4个, $4^3=64$ 和64个,但此时SLM和APTS所需的IDFT次数均为4次,而IPTS方法仅需要一次IDFT。由图1可

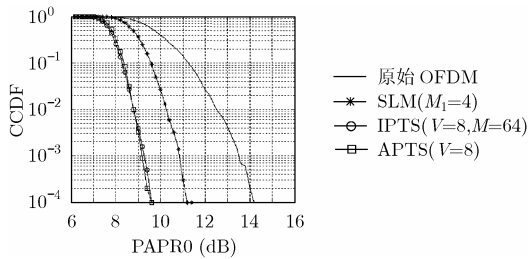


图 1 APTS, IPTS及SLM方法性能比较($N=128$, $X_{N/2} \neq 0$)

知, 3 种方法都能够降低实数OFDM信号的PAPR; 采用相同次数IDFT时, APTS方法性能要优于SLM方法(如在 $CCDF=10^{-3}$ 时, APTS($V=8$)和SLM($M_1=4$)的性能分别为 9.1dB和 10.9dB)。对比APTS($V=8$)和IPTS($V=8$, $M=64$), 在 $CCDF=10^{-3}$ 时, APTS和IPTS的性能分别为 9.1dB和 9.2dB, 即在采用同样多的待选传输序列时, APTS性能与 IPTS性能基本相当。

图 2 显示的是采用MB-OFDM信号时 3 种方法的性能比较, 此时 $X_{N/2}=0$ 。对APTS和IPTS方法都分别取 $V=4$ 和 8, 其他参数和图 1 相同。对 $V=4$ 的 IPTS 方法而言, 通过搜索得到的集合 Q 的元素个数仅为 6 个, 所以选用所有 6 个相位序列用于 IPTS 仿真, 而 APTS ($V=4$) 方法中仅有 4 个可用的相位序列。从图 2 可见, APTS 和 IPTS 都能有效降低 MB-OFDM 信号的 PAPR; 而且, 随分组数目的增大, APTS 和 IPTS 的性能随之显著提高。如在 $CCDF=10^{-3}$ 时, APTS($V=4$) 和 APTS($V=8$) 的性能分别为 11.5dB 和 9.1dB)。

由于在 IPTS 方法中, 算法的性能与分组数及相位序列的选择方式有关。图 3 给出在给定分组数目 ($V=8$) 时, IPTS 方法性能随相位序列选择方式的变化情况。在 IPTS 方法,

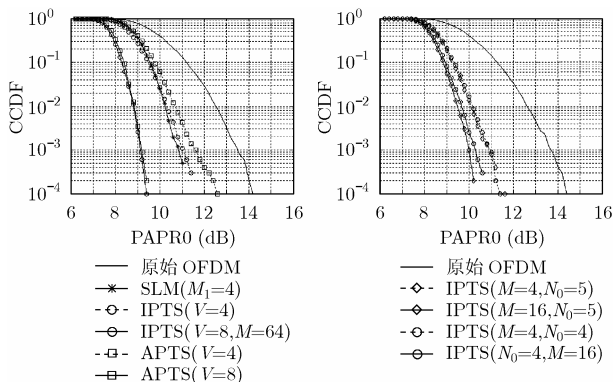


图 2 APTS 及 IPTS 方法性能随分组数的变化 ($N=128$, $X_{N/2}=0$)

图 3 IPTS 算法性能随相位序列选择方式的变化 ($N=128$, $X_{N/2}=0$)

我们可以选择相位序列的个数 M 以及每序列中所包含的 0 值元素的个数 N_0 。图 3 分别表示取出 4 及 16 个包括 $N_0=4$ 和 5 时 IPTS 的性能。可见, 算法性能随 N_0 的变化不明显 ($N_0=5$ 时性能稍好于 $N_0=4$); 算法性能随 M 的变化而提高 ($M=16$ 时性能好于 $M=4$); 而采用 $N_0=5$, 算法的运算量要小。因此在 $V=8$ 时选用 IPTS 算法, 可以采用 $N_0=5$, $M=16$ 。

5 结束语

本文分别研究用相邻分割和交织分割 PTS 方法在降低实数 OFDM 信号 PAPR 方面存在的问题及相应的解决方法。对于 APTS 方法, 通过构造新的频域数据将实数 OFDM 信号 PAPR 降低问题转换为常规的 PTS 方法; 对 IPTS 方法, 借助相位序列 DFT 的特点, 在时域生成待选的传输序列。两种方法比较而言, APTS 方法需要多次的 IDFT 运算, IPTS 方法仅需要一次的 IDFT 运算, 运算量较 APTS 方法要小; 在具有相同数目的待选传输序列情况下, APTS 方法与 IPTS 方法性能基本相当。与 SLM 方法相比, 在相同次数的 IDFT 时, APTS 方法要好于 SLM 方法。

参考文献

- [1] Han Seung Hee and Lee Jae Hong. An overview of peak-to-average power ratio reduction techniques for multicarrier transmission. *IEEE Wireless Communication*, 2005, 12(2): 56–65.
- [2] Batra A, et al. Multi-band OFDM physical layer proposal for IEEE 802.15 Task Group 3a. Sep.14, 2004, www.multibandofdm.org/papers/MultiBand_OFDM_Physical_Layer_Proposal_for_IEEE_802.15.3a_Sept_04.pdf
- [3] Yu Hua, Chen Min, and Wei Gang. Distribution of PAR in DMT systems. *Electronics Letters*, 2003, 39(10): 799–801.
- [4] Mcst dagh D J G and Spruyt P M P. A method to reduce the probability of clipping in DMT-based transceivers. *IEEE Trans. on Communications*, 1996, 44(10): 1234–1238.
- [5] Davis J A and Jedwab J. Peak-to-mean power control and error correction for OFDM transmission using Golay sequences and Reed-Muller codes. *Electronics Letters*, 1997, 33(4): 267–268.
- [6] Marco B, Stefan H M W, and Johannes B H. SLM peak-power reduction without explicit side information. *IEEE Communications Letters*, 2001, 5(6): 239–241.
- [7] Muller S H and Huber J B. OFDM with reduced peak to average power ratio by optimum combination of partial transmit sequences. *Electronics Letters*, 1997, 33(5): 368–369.
- [8] Kim Kang S G and Joo E K. A novel subblock partition scheme for partial transmit sequence OFDM. *IEEE Trans. on Broadcasting*, 1999, 45(3): 333–338.
- [9] 卢光跃, 邵朝, 周诠. OFDM 系统新的无损峰均值比降低方案. *通信学报*, 2005, 26(8): 51–56.
- [10] Gatherer A and Polley M. Controlling clipping probability in DMT transmission. Proc. Asilomar Conf. on Signals, Systems, and Computer, Pacific Grove, Calif., USA, Nov 1997, Vol.1: 578–584.

卢光跃: 男, 1971 年生, 博士, 副教授, 主要研究方向为雷达成像技术、OFDM 及 CDMA 关键技术。

邵朝: 男, 1955 年生, 博士, 教授, 主要研究方向为 CDMA、OFDM 及阵列信号处理。

罗琳: 女, 1969 年生, 博士, 副教授, 主要研究方向为通信中信号处理技术、图像与视频信号处理。