

一种OFDM系统PAPR抑制技术简化算法及其FPGA实现

部分传输序列技术对OFDM符号峰均功率比有很好的抑制作用,但由于该算法需要进行多次IFFT运算,硬件实现资源开销较大。针对这个问题,提出了一种简化的方案,在计算旋转系数时,利用 V 次 $L/2$ 点IFFT变换代替原来的 V 次 L 点IFFT变换。这在降低由IFFT变换带来的资源消耗的同时,又很好地将OFDM符号峰均比抑制性能损失控制在很小范围内。最后,简化的PTS方案还在Altera公司的FPGA芯片中实现,相比简化前的PTS技术,可以减少20%左右的资源消耗。

高鸿坚 李建岐 安春燕 陆阳/国网智能电网研究院

0 引言

正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)技术具有传输速率高、抗码间干扰能力强、频谱效率高等优点^[1],广泛用于各种数字传输和通信中,如无线通信、不对称数字用户线系统、电力线通信系统等。但同时OFDM系统也存在一些缺陷,例如OFDM符号峰均功率比(Peak-to-Average Power Ratio, PAPR)较大,会增加D/A的复杂性,降低功率放大器的效率。同时在发射端,放大器的最大输出功率就限制了信号的峰值,若信号峰值进入放大器的非线性区域时,就会使信号变形,破坏子载波间的正交性,产生子载波间干扰,降低系统性能。此外,在一些基于OFDM技术的PLC系统中,为了对抗信道中的突

发脉冲噪声,在接收端会进行脉冲噪声检测和消除^[2-3]。若OFDM符号峰均比过大,则幅值较高的采样点有可能被误认为脉冲噪声而进行削波等处理,系统性能也会因此下降。

目前国内外已经有很多文献针对OFDM系统峰均比大的问题进行了深入的研究,并提出了相应的解决方案。这些降低OFDM符号峰均比的方法大致可以分为三类:信号失真(畸变)的方法^[4]、编码方法^[5]以及信号扰码方法^[6]^[7]。信号失真的方法比较简单,但它将OFDM信号峰值进行非线性畸变,会造成系统性能损失。编码的方法通过使用分组编码来只发送PAPR较低的码字,丢弃高PAPR的码字,虽然可以获得较好的抑制OFDM符号PAPR效果且信号也没有发生失真,但数据传输速率会降低。信号扰码的基本思想是优化OFDM符号子信道的载波相位以寻找PAPR最小的相位组合,典型的方法是选择映射(Selective Mapping, SLM)和部分传输序列(Partial Transmit Sequences, PTS)技术。SLM方法和PTS方法可以极大的降低高峰均比出现的概率,但它们都需要进行多次IFFT变化,这大大增加了系统复杂度。

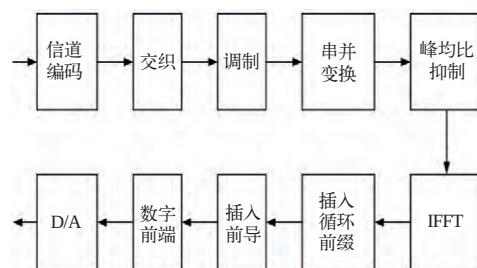


图1 OFDM系统发送端结构

关键词/Keywords

OFDM ·
峰均比抑制 ·
PTS ·
IFFT变换 ·
FPGA ·

资助项目: 国家电网公司科技项目“新型电力线载波通信系统研究与开发”

本文在PTS技术的基础上,提出了一种简化的OFDM峰均比抑制算法。简化的算法把要映射到OFDM有效子载波的调制符号分为 V 组,每一组独立地进行一次 $L/2$ 点IFFT变换(L 为OFDM符号长度),得到 V 个子OFDM符号。OFDM符号峰均比优化器利用这 V 个子OFDM符号,产生 V 个旋转系数。 V 组调制符号分别乘上相应的旋转系数,再进行一次 L 点IFFT变化,则可以获得一个具有较小PAPR的OFDM符号。相比PTS技术采用的 V 次 L 点IFFT变化,简化的PTS技术只采用一次 L 点IFFT变化和 V 次 $L/2$ 点IFFT变化,有效地减少了硬件实现中的资源消耗。最后,简化的PTS方案还在Altera公司低成本、低功耗的Cyclone IV系列FPGA芯片中实现,相比简化前的PTS技术,可减少20%左右的资源消耗。

1 系统模型

图1给出了OFDM系统发送端结构。物理层接收来自上层的数据,首先进行信道编码和交织处理。交织器的输出经过数字调制形成调制符号,再由串并变换和IFFT变换得到OFDM符号。之后,对于每一个OFDM符号,加入循环前缀,用于对抗多径效应。通过串并变换,并加入前导序列用于发送端接收端同步。通过调整数字前端的参数,可以将基带数据帧搬运到指定的频率范围。最后,数模转换器将数字信号转换成模拟信号。

为了降低峰均功率比,在形成OFDM符号过程中可以采用PTS技术,其工作原理如图2所示。设系统IFFT变换的长度为 L ,有效子载波个数为 S 。PTS技术将每 S 个调制符号分成 V 份,独立地映射到 V 个长度为 L 的OFDM符号特定子载波上,分别进行 V 次IFFT变换,得到 V 个长度为 L 的时域OFDM符号(记为 $a_i, 1 \leq i \leq V$)。这 V 个OFDM符号分别乘上 V 个旋转系数后求和,即可得到一个新的OFDM符号

$$a_{\text{new}} = \sum_{i=1}^V a_i \cdot \beta_i \quad (1)$$

其中, $\beta_i (1 \leq i \leq V)$ 为旋转系数。若每个旋转系数均有 M 种情况可选,则由式(1)产生 M^V 个不同OFDM符号。为了从中挑选出一个低峰均比的OFDM符号,峰均比优化器需要找到一组合适的旋转系数

$$[\beta'_1, \beta'_2, \dots, \beta'_V] = \underset{[\beta_1, \beta_2, \dots, \beta_V]}{\operatorname{argmin}} \left(\max_{i=1}^V \left| \sum_{i=1}^V a_i \cdot \beta_i \right|^2 \right) \quad (2)$$

得到这组旋转系数后,就可以得到最终的OFDM符号输出

$$a_{\text{final}} = \sum_{i=1}^V a_i \cdot \beta'_i \quad (3)$$

为了更好的对比分析,令IFFT变换长度

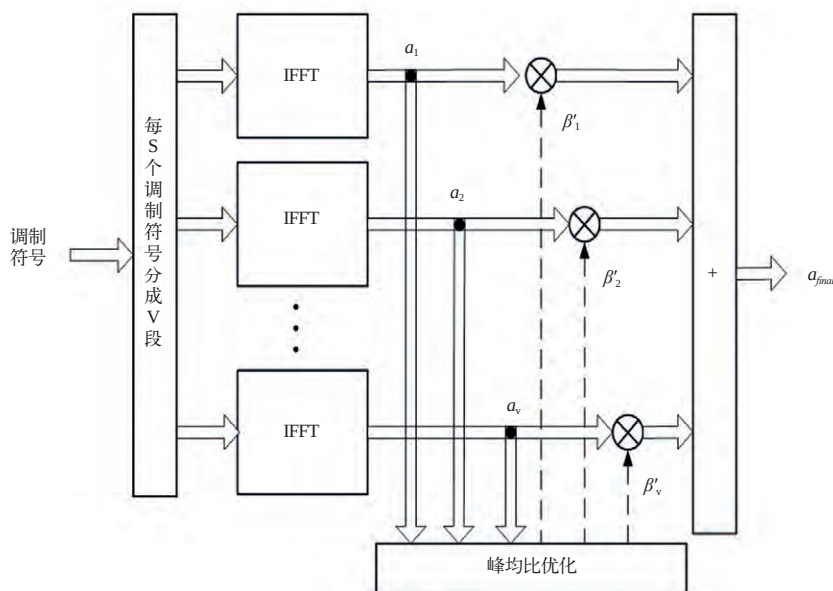


图1 OFDM系统发送端结构

$L=4096$, 有效子载波数 $S=813$, 其分成 $V=3$ 段分别进行IFFT变换, 旋转系数 β_i 属于集合 $\{1, -1, j, -j\}$ 。由于得到 V 个旋转系数后, V 个OFDM符号旋转的情况是相对的, 故为了降低复杂度节约资源, 可令 $\beta_1=1$, 即第一个OFDM符号不需要旋转。

在硬件中实现上述PTS技术时, 若只实现一个4096点的IFFT模块进行复用, 可以减少资源消耗, 但时间开销过大; 若实现三个4096点的IFFT模块进行并行处理, 时间开销小, 但资源消耗将大大增加。所以在应用PTS技术时, 我们需要做一些改变和简化, 以平衡资源消耗和时间开销, 同时能够保证峰均比抑制的效果。

2 简化的PTS技术

PTS技术的关键是找到合适的旋转系数 β_i 。考虑到对某个序列 Q (长度小于1024) 做4096点IFFT变换得到结果的幅度 (或功率), 是对序列 Q 进行1024点IFFT变化得到结果的幅度 (或功率) 的插值, 故可以利用3次1024点变换来计算旋转系数, 即

$$[\beta_2', \beta_3'] = \underset{[\beta_2, \beta_3]}{\operatorname{argmin}} (\max_x |a_1' + a_2' \cdot \beta_2 + a_3' \cdot \beta_3|^2) \quad (4)$$

$$\begin{aligned} a_1' &= \text{IFFT}_{1024} \{A_1\}, & a_2' &= \text{IFFT}_{1024} \{A_2\} \\ a_3' &= \text{IFFT}_{1024} \{A_3\} \end{aligned} \quad (5)$$

其中, IFFTN表示进行长度为 N 的IFFT变换; A_1, A_2 和 A_3 为映射到三个OFDM符号上的调制符号序列 (序列长度均小于1024, 对应的映射子载波序号均不相同), 经过三次1024点的IFFT变换, 得到三个时域OFDM符号 (a_1', a_2' 和 a_3')。这三个OFDM符号进入峰均比优化器, 基于式 (4) 得到优化后的系数 β_1' 和 β_2' 。

得到旋转系数后, 再利用IFFT变换的线性特性, 进行一次4096点IFFT变换, 即可得到最终完整的OFDM符号, 即

$$\begin{aligned} a_{\text{final}}' &= \text{IFFT}_{4096} \{A_1\} + \beta_2' \cdot \text{IFFT}_{4096} \{A_2\} \\ &\quad + \beta_3' \cdot \text{IFFT}_{4096} \{A_3\} \\ &= \text{IFFT}_{4096} \{A_1, A_2, \beta_2', A_3, \beta_3'\} \end{aligned} \quad (6)$$

在硬件中, 简化后的PTS技术可以实现三个并

行的1024点IFFT模块和一个4096点的IFFT模块, 这在资源消耗上比简化前实现三个并行的4096点IFFT模块少, 在时间开销上又比简化前实现一个4096点IFFT进行复用小, 故很好地平衡了硬件实现的资源消耗和时间开销。

图3展示了采用了PTS技术和简化的PTS技术后, OFDM系统峰均比情况。图中横坐标表示一个峰均比门限值, 纵坐标表示OFDM符号峰均比超过这个门限值的概率。纵坐标固定, 若门限值越大, 则表示OFDM符号峰均比越大。图中绿色曲线为不采用PTS技术时的OFDM峰均比效果, 由于仿真中映射到OFDM符号子载波上的数据是随机的, 故这也可以等效为采用了扰码技术时的OFDM峰均比效果。图中红色的曲线为采用简化前的PTS技术后OFDM的峰均比效果。若我们峰均比门限值为9.5 dB, 则采用扰码技术时OFDM符号峰均比大于9.5 dB的概率为45%左右, 而采用简化前的PTS技术时OFDM符号峰均比大于9.5 dB的概率为0.2%左右。因此, 简化前的PTS技术对OFDM符号峰均比抑制效果更加明显, 相对扰码技术至少有2 dB左右的增益 (等效增加40%左右的能量)。图中蓝色曲线为采用三次1024点IFFT变换的简化的PTS技术时OFDM符号峰均比抑制效果, 可以看出虽然相对扰码技术, 其对峰均比抑制的效果更好, 但相比简化前的PTS技术还是有不错的性能损失。

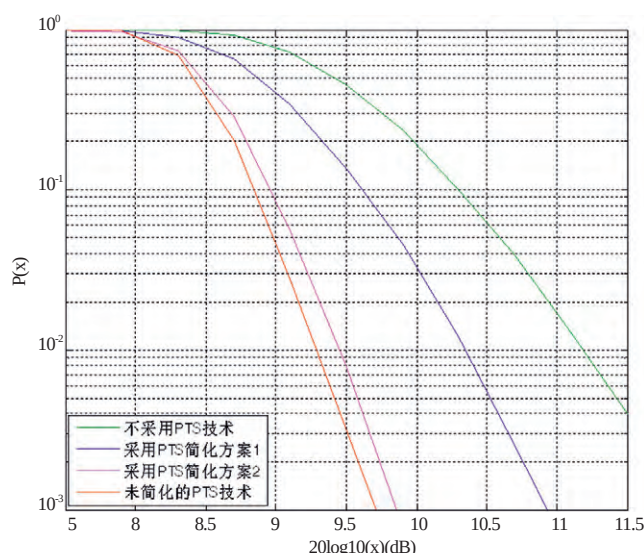
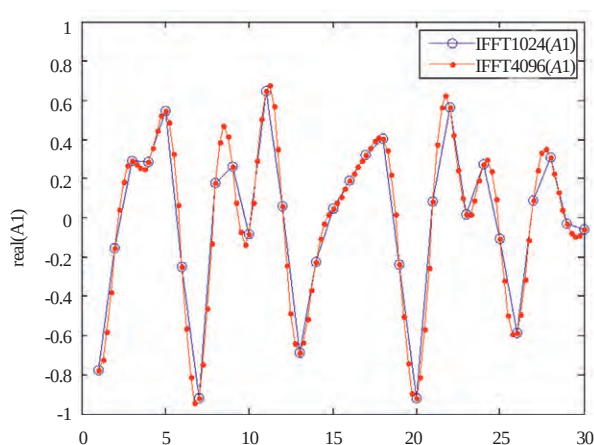


图3 采用PTS技术的OFDM符号峰均比抑制情况 (x轴为峰均比门限值, y轴为OFDM符号峰均比超过这个门限值的概率)

图4 IFFT₄₀₉₆{A₁}和IFFT₁₀₂₄{A₁}实部差别

虽然从幅度上看幅度上看, 4096点IFFT变换结果是1024点IFFT变换的插值, 但从实部(或虚部)上看, 它们在某些子载波上就相差较多(如图4)。随着IFFT₁₀₂₄{A₁}、IFFT₁₀₂₄{A₂}和IFFT₁₀₂₄{A₃}三部分相加, 实部/虚部上的差别就大, 因而两者幅度上的差别也更明显。这就是简化后的PTS

技术与简化前PTS技术所找旋转系数有可能不同的原因, 也是简化后的PTS技术对峰均比抑制的效果不如简化前PTS技术的原因。

综合考虑峰均比抑制性能及实现复杂度, 我们提出了最终的简化PTS方案, 即将式(5)中的三次1024点IFFT改为三次2048点IFFT变换。在图3中, 粉色曲线为采用三次2048点IFFT变换的简化的PTS技术时OFDM符号峰均比抑制效果, 可以看出, 其对峰均比抑制的效果趋近于未简化的PTS技术, 性能损失<0.2 dB。

3 PTS技术实现方案

在简化的PTS算法基础上, 我们设计了PTS技术实现方案, 并在Altera公司的Cyclone IV系列EP4CE115 FPGA芯片中实现。图5给出了PTS技术实现结构, 它包含有一个PTS控制器, 一个数据选择器, 三个2048点IFFT, 一个PTS比较器、一个数据旋转模块和一个4096点IFFT变换。

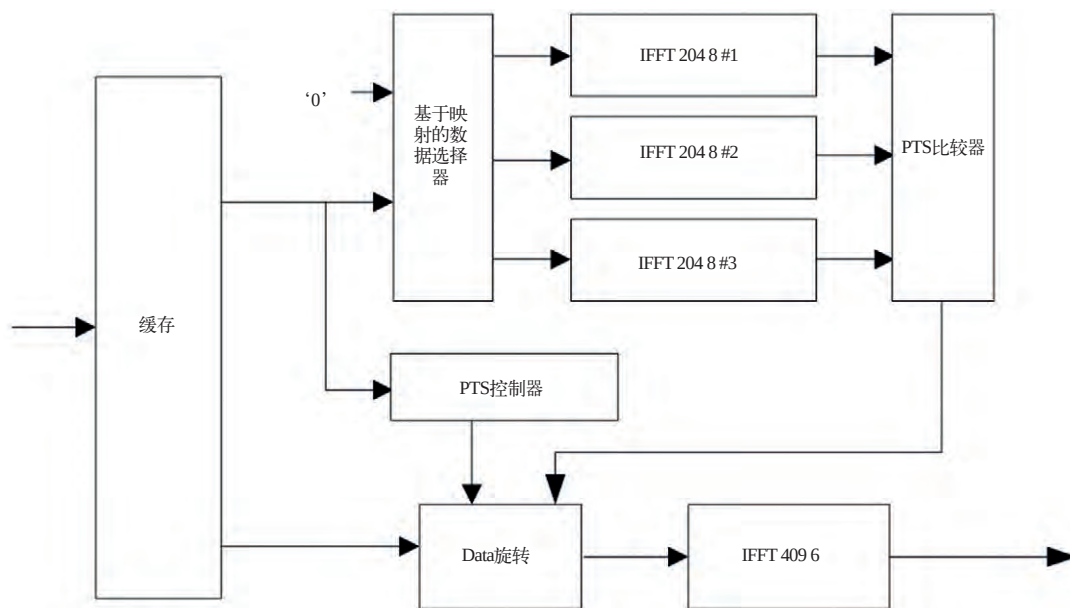


图5 基于FPGA芯片的简化PTS技术实现方案

PTS控制器产生为其余的模块生成基本控制信号, 例如开始指示和地址等; 数据选择器负责为每个FFT块选择数据段; IFFT变换产生OFDM符号; 数据旋转器根据所选参数将输入数据旋转并将数据送至4096点IFFT模块; PTS比较器对16个不同OFDM符号的PAPR结果进行比较并选出最佳的旋转系数组合。其中PTS比较器和IFFT变换占用

资源较多, 下面详细介绍这两个模块的简化方法和实现方案。

3.1 PTS比较器的实现

根据式(4), 比较器需要计算每种OFDM符号组合(共16种)中每个采样点的功率。由于流水操作, 这里我们只需考虑其中一个采样点功率计算的复杂度。假设在同一时间点, a_1 , a_2 和

a_3 的数值为

$$\begin{aligned} x_1 &= a_1 + j \cdot b_1 \\ x_2 &= a_2 + j \cdot b_2 \\ x_3 &= a_3 + j \cdot b_3 \end{aligned} \quad (7)$$

由它们旋转得到一个OFDM符号为:

$$x = x_1 + \beta_1 \cdot x_2 + \beta_2 \cdot x_3 \quad (8)$$

计算 x 的功率需要进行4次实数乘法运算, 7次实数加法运算。对于不同的 β_1 和 β_2 , 式(8)有16种情况, 故总共需要64次实数乘法运算和112次实数加法运算。针对乘法、加法运算较多的情况, 定义

$$\begin{aligned} K_0 &= a_1^2 + a_2^2 + a_3^2 + b_1^2 + b_2^2 + b_3^2 \\ K_1 &= a_1 a_2 + b_1 b_2 \\ K_2 &= a_1 a_3 + b_1 b_3 \\ K_3 &= a_2 a_3 + b_2 b_3 \\ K_4 &= a_1 b_2 - b_1 a_2 \\ K_5 &= a_1 b_3 - b_1 a_3 \\ K_6 &= a_2 b_3 - b_2 a_3 \end{aligned} \quad (9)$$

这样, 16种OFDM符号均可以用 $K_0 \sim K_6$ 的移位和加法运算来表示。以 $\beta_1 = \beta_2 = 1$ 为例

$$x = (a_1 + a_2 + a_3) + j \cdot (b_1 + b_2 + b_3) \quad (10)$$

$$\begin{aligned} |x|^2 &= (a_1^2 + a_2^2 + a_3^2 + b_1^2 + b_2^2 + b_3^2) \\ &\quad + 2 \cdot (a_1 a_2 + b_1 b_2) + 2 \cdot (a_1 a_3 + b_1 b_3) \\ &\quad + 2 \cdot (a_2 a_3 + b_2 b_3) \\ &= K_0 + 2K_1 + 2K_2 + 2K_3 \end{aligned} \quad (11)$$

其余15种情况也可以通过类似的组合表示。由此可知, 简化功率计算后, 只需18次实数乘法运算, 59次加法计算及48次移位操作, 计算复杂度大大降低, 资源消耗也相应减少。

3.2 IFFT的实现

如图6所示为FFT/IFFT的实现结构, 它包括一个FFT控制器, 一个输入缓存模块, 一个输入数据选择器, 一个运算缓存, 4个FFT蝶形运算器, 一个参数ROM和一个输出缓存。

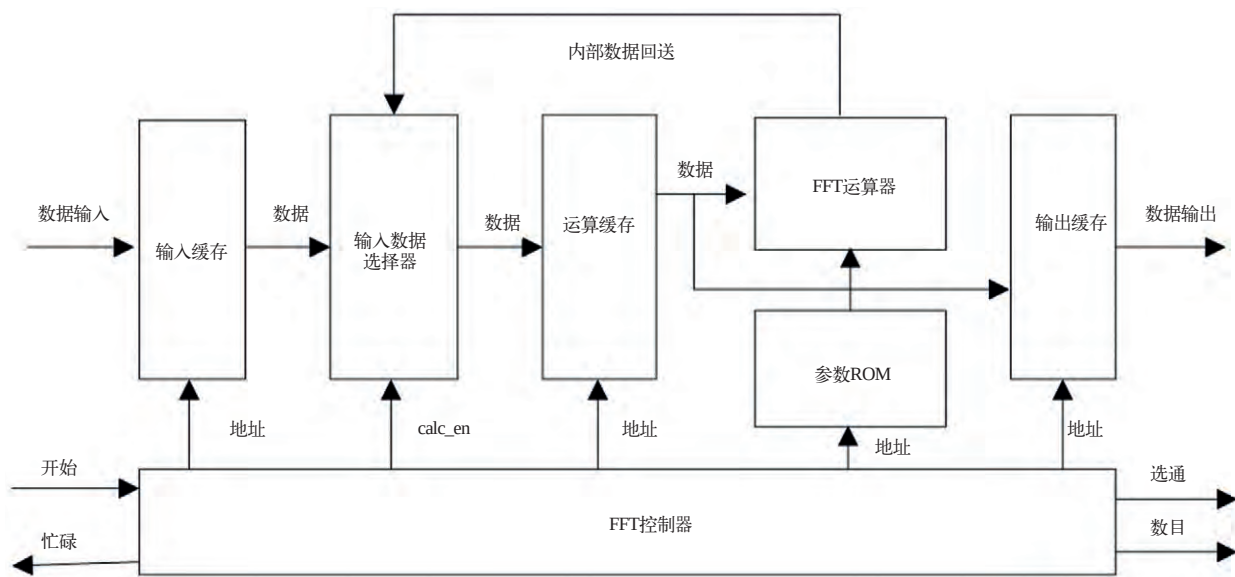


图6 FFT实现结构

输入和输出缓存均由8个双口RAM组成, 用来缓存输入和输出数据; 输出数据选择器即是一个开关, 切换运算缓存的输入数据源; 运算缓存同输入缓存一样也是由8个双口RAM组成的, 但与输入缓存不同的是, 运算缓存用于缓存FFT运算的内部数据; FFT运算器由1个基2运算单元组成, 通过对4个FFT运算器的并行使用, 可减小一个步骤

的运算时间; 参数ROM则为FFT单元存储旋转因子; FFT控制器用来给其余的模块产生相应的控制信号和地址。

3.3 资源消耗

简化的PTS方案最终在Altera公司低成本、低功耗的Cyclone IV系列FPGA芯片中实现, 具体型号为EP4CE115。该型号FPGA具有114408个逻辑

单元，388 8 Kbit存储空间及266个乘法器。

下表给出了PTS方案在FPGA芯片上实现后，整体及各个功能模块的资源消耗情况。可以看出，PTS方案中消耗资源较多的模块是三个204 8点IFFT变换、一个409 6点IFFT变换及比较器。若只考虑PTS算法中由IFFT变换消耗的资源，则与简化前利用3次409 6点IFFT变换的算法相比，简化后的方案相对减少了20%左右的逻辑单元和存储空间，以及17%左右的乘法器。

表 简化的PTS方案FPGA实现消耗资源情况

模块	逻辑单元	存储	乘法器
IFFT 204 8 #1	2.36%	5.69%	3.01%
IFFT 204 8 #2	2.36%	5.69%	3.01%
IFFT 204 8 #3	2.36%	5.69%	3.01%
IFFT 409 6	5.03%	12.33%	6.02%
比较器	4.33%	0.00%	3.38%
选择器	0.15%	0.00%	0.00%
控制器	0.19%	0.00%	0.00%
数据旋转	0.24%	0.00%	0.00%
总计	17.02%	29.4%	18.43%

4 结束语

针对OFDM系统峰均功率比较高的缺点，提出了一种基于部分传输序列技术的简化算法。考虑到PST技术中计算旋转系数需要进行多次L点IFFT变换，硬件实现资源消耗较多的问题，我们采用L/2点IFFT来代替用于计算旋转系数。这不仅简化了算法复杂度，而且将OFDM符号峰均比抑制性能损失控制在0.2 dB以内。此外，简化的PTS方案还在Altera公司低成本、低功耗的Cyclone IV

系列FPGA芯片中实现，相比简化前的PTS技术，可以减少20%左右的资源消耗。

参考文献

[1]R. V. Nee and R. Prasad, OFDM for Wireless Multimedia Communication: Artech House, 2000.

[2] Victor N. Papilaya, A. J. Han vinck, “Investigation on a New Combined Impulsive Noise Mitigation Scheme for OFDM Transmission” , 17th International Symposium on Power Line Communications and Its Applications (ISPLC), 2013.

[3] S. V. Zhidkov, “Analysis and comparison of several simple impulsive noise mitigation schemes for OFDM receivers” , IEEE Trans. Commun., vol. 56, no. 1, pp. 5-9, Jan. 2008.

[4] Hyung Jin Kim, Seong Chul Cho and etc. “Adaptive clipping technique for reducing PAPR on OFDM systems” , IEEE 58th Vehicular Technology Conference (VTC), vol. 3, pp. 1478-1481, 2003.

[5] Tellambura C. “Use of m-sequence for OFDM peak-to-average power ratio reduction” , 1997 IEEE, pp. 1300-1301.

[6]Yang K and Chang S-I, “Peak-to-average power control in OFDM using standard arrays of linear block codes” , IEEE Communications Letters, vol. 7, pp. 174-176, 2003.

[7]S.Muller-Weinfurtner, “OFDM for wireless communications: Nyquist windowing, peak-power reduction, and synchronization” , in Reihe Kommunikations und Informationsstechnik, Ban 16: Shaker Verlag, Aachen, Dissertation Universitaet Erlangen-Nuernberg, 2000.

(收稿日期：2015-05-15) EA

作者简介

高鸿坚（1987-），男，硕士研究生，工程师，主要研究方向为电力线通信等。

李建岐（1969.1-），男，室主任，高级工程师，主要研究方向为电力线通信等。