

一种峰均比抑制方法的研究

刘 璐^{1,2}, 赵国庆¹

(1. 西安电子科技大学电子工程学院, 陕西西安 710071; 2. 西安邮电大学通信与信息工程学院, 陕西西安 710121)

摘 要: 数字波束形成中, 高的峰均比会使功率放大器工作非线性区域, 造成发射信号的失真. 针对现阶段的信号预畸变抑制峰均比的方法会造成严重的带内干扰和带外噪声等问题, 本文提出了一种基于保角压缩的峰均比抑制的方法. 该方法首先构造稀疏阵列流型, 压缩波束形成过程中的数据量, 然后利用保角解析变换的性质, 在信号的解析域进行限幅滤波, 在信号通过功率放大器后, 重构信号. 该方法对信号进行了压缩采样, 降低了运算的复杂度; 同时, 在一定程度上抑制了传统限幅滤波算法所造成的带内干扰和带外噪声, 提高了信号的抗干扰能力. 实验仿真验证了本方法的可行性.

关键词: 数字波束形成; 保角变换; 限幅滤波; 峰均比抑制

中图分类号: TN951 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2018)10-2443-07

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn> **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2018.10.018

A Method on Peak-to-Average Power Ratio Reduction

LIU Lu^{1,2}, ZHAO Guo-qing¹

(1. School of Electronic Engineering, Xidian University, Xi'an, Shaanxi 710071, China;

2. School of Telecommunication and Information Engineering, Xi'an University of Posts and Telecommunication, Xi'an, Shaanxi 710121, China)

Abstract: The purpose of the present study is to reduce the high Peak-to-Average Power Ratio (PAPR) in Digital Beam-Forming (DBF). We propose a method based on conformal transformation and compressive sensing (CS). We make a sparse array manifold, following that sampling the DBF signal compressively. Then we clip and filter the sampled signal in the analytic domain which is gotten through the conformal transformation. Reconstructing the previous signal could be accomplished through CS. Compared with the former ways, the test experiment results show that by the presented method, the operation speed is faster; the out-band noise and the in-band jamming are much lower.

Key words: digital beam-forming (DBF); conformal transformation; clipping and filtering; peak-to-average power ratio (PAPR) reduction

1 引言

数字波束形成技术能够充分利用阵列天线所获取的空间信息, 通过信号处理技术获得超分辨率和低副瓣的性能, 同时可以在干扰方向自适应的形成干扰零陷, 抗干扰能力较强. 然而, 在数字波束形成中, 会出现峰均比 PAPR (Peak-to-Average Power Ratio, PAPR) 较高的问题, 这将影响发射端高功率放大器的性能. 使高功率放大器工作非线性区域, 从而会造成形成的波束失真, 抗干扰性能降低. 传统的 PAPR 抑制方法主要有: 信号预畸变技术, 信号编码技术, 概率类技术等^[1-7]. 其中信号预畸变技术中的限幅滤波方法是一种非线性的

处理方法, 将导致严重的带内干扰和带外噪声, 使整个系统的误码率增加, 同时降低了频谱效率和信号的抗干扰能力. 文献[3]提出的改进 Reed-Muller 码和 Golay 互补集的方法在限幅滤波的基础上对误码率和峰均比抑制上有所改善, 但是这种算法存在着运算复杂度高, 运算量大等缺陷. 而概率类抑制 PAPR 的方法, 如选择映射法 SLM (Selected Mapping, SLM), 部分传输序列法 PTS (Partial Transmit Sequences, PTS) 等, 由于需要传输相应的边带信息和产生相位序列, 则会造成频带利用率低, 发送端运算复杂度较高等问题^[4,5]. 文献[8]提出的改进限幅滤波的方法, 需要增加滤波的次数, 且会出现由于多次滤波带来的带内干扰, 降低了信号的抗干

扰能力. 文献[9]提出的阶递推限幅滤波的方法虽然降低了带内干扰, 提高了信号的抗干扰性能, 但是运算的复杂度较高.

本文提出一种基于保角压缩的峰均比抑制方法. 该方法首先构造稀疏阵列流型, 通过稀疏阵列流型压缩采样波束形成信号, 然后利用保角解析变换的性质, 在信号的解析域进行限幅滤波, 在信号通过功率放大器后, 重构出数字波束形成的信号. 本方法不但减少了运算复杂度且有效地抑制了带内干扰和带外噪声.

2 数字波束形成和峰均比抑制

2.1 数字波束形成模型

在一维均匀线阵的阵列天线中, 入射平面电磁波到达各相邻天线的波程差相同. 各个被相位补偿的信号经过叠加, 接收阵列增益达到最大, 此时的电磁波入射方向就是阵列波束形成的方向^[10,11].

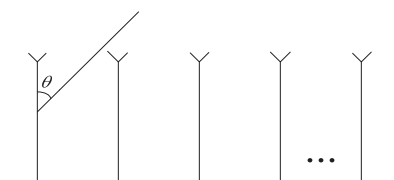


图1 阵列天线的波束形成

由图(1)可知, θ 为电磁波信号的入射方向, 阵元间距为 d , 电磁波波长为 λ . 将相邻的阵列单元相位差记为 φ_A :

$$\varphi_A = \frac{2\pi}{\lambda} d \sin(\theta) \quad (1)$$

均匀线阵波束形成后输出的阵列为:

$$\mathbf{Y}(t) = \mathbf{W}^H \mathbf{X}(t) = s(t) \mathbf{W}^H(t) \mathbf{a}(\theta) \quad (2)$$

其中 \mathbf{W} 为阵列天线的权矢量. 而

$\mathbf{P}(\theta) = \mathbf{W}^H \mathbf{a}(\theta)$ 称为阵列天线的方向图.

在有 K 个远场回波信号入射到天线阵面时, 其复幅度和入射角分别为: $s_k(t)$ 和 θ_k , ($k=0, 1, \dots, K-1$).

假设均匀阵列天线有 M 个阵元, 则有: $\mathbf{X}(t) = \sum_{k=1}^K s_k(t) \mathbf{a}(\theta_k)$, 而 $\mathbf{a}(\theta_k)$ 为阵列在 θ_k ($k=0, 1, \dots, K-1$) 方向的方向矢量.

由导向矢量组成的阵列流型 $\mathbf{A}(\theta_k)$ 可以表示为:

$$\mathbf{A}(\theta_k) = \begin{bmatrix} e^{j\frac{2\pi}{\lambda} d \sin(\theta_0)} & \dots & e^{j\frac{2\pi}{\lambda} (M-1) d \sin(\theta_0)} \\ \dots & \dots & \dots \\ e^{j\frac{2\pi}{\lambda} d \sin(\theta_{k-1})} & \dots & e^{j\frac{2\pi}{\lambda} (M-1) d \sin(\theta_{k-1})} \end{bmatrix} \quad (3)$$

2.2 传统的限幅滤波方法及峰均比抑制标准

传统的限幅滤波 CCF (Conventional Clipping and Filtering) 的方法是设定一个门限阈值^[8], 进而对时域信号进行限幅, 将超过门限阈值的峰值限制在门限阈值

以下, 再通过滤波器滤去限幅产生的带外噪声. 原理框图见图(2)所示.



图2 传统限幅滤波原理图

而波束的形成是由各路阵元的信号通过一定的优化准则加权而成, 它的 PAPR 可以被定义为:

$$\text{PAPR}(X) = 10 \log_{10} \frac{\max\{|X|^2\}}{E\{|X|^2\}} \quad (4)$$

其中 X 表示阵列阵元形成的波束信号. 由于大的峰值出现频率是概率事件, 则 PAPR 为随机的变量, 假设信号样本之间彼此独立, 则 PAPR 小于某一特定门限峰均比的累积概率分布函数为:

$$P\{\text{PAPR} \leq \text{PAPR}_0\} = (1 - e^{-\lambda})^N \quad (5)$$

它的互补累积概率分布函数 CCDF (Complementary Cumulative Distribution Function) 来表示 PAPR 的分布, 它表示统计的峰均比值超过所限定的峰均比门限的概率.

$$P\{\text{PAPR} > \text{PAPR}_0\} = 1 - (1 - e^{-\lambda})^N \quad (6)$$

可以看出, 当天线阵列阵元越多的时候, N 越大, 大的峰均比出现的概率越大, 因而限制大的峰均比越必要.

3 保角压缩的算法原理

3.1 压缩采样原理与信号重构

压缩感知 CS (Compressive Sensing) 理论^[12,13] 是由 Candes, Romberg, Tao 和 Donoho 等人在 2004 年提出, 并将其应用于信号处理中. 该理论证明了只要信号是可压缩的或在某个变换域是稀疏的, 那么就可以用一个与变换基不相关的观测矩阵将高维信号投影到一个低维空间上, 并且当观测矩阵满足限制等容性条件时, 通过求解一个优化问题就可以从这些少量的投影中以高概率重构出原信号^[14]. 文献[14]证明这样重构的信号包含了原始信号的足够信息.

而重构信号的算法也有很多种类. 其中, 基于局部最优化迭代逐步逼近原始信号的算法具有重构精度较高和收敛性较好被广泛应用^[15]. 该类算法主要有在基于匹配追踪 MP (Matching Pursuit) 算法上进行改进的正交匹配追踪 OMP (Orthogonal Matching Pursuit) 算法, 分段正交匹配追踪算法和正则化算法; 还有基于凸优化类算法, 该类算法针对范数的优化问题进行求解, 通过约束项的设定获得稀疏解. 研究这方面算法已经很多^[16], 本文不再赘述.

3.2 基于保角压缩的峰均比抑制模型

在本文中, 提出一种基于保角压缩的峰均比抑制方法. 本算法对形成的波束进行了压缩采样, 利用保角

变换的性质,在映射解析域内分别对信号的实部和虚部进行限幅滤波,在信号通过功率放大器后,重构恢复出原始的波束形成信号.本方法对采样的数据进行了压缩,因此减少了峰均比抑制过程的运算量.同时,相较于限幅滤波方法,减少了带内的干扰和带外噪声,提高了限幅滤波过程的抗干扰性.同时,峰均比抑制的效果也较传统的限幅滤波有了一定的改进.

假设 M 个阵元均匀排列,阵元间距为 d . 现有 K 个远场回波信号入射到天线阵列面上,幅度和入射角分别为 $s_k(t)$ 和 θ_k . 在 K 个信号中只有一个是目标信号,剩余的 $K-1$ 个信号为不相关的信号^[8,9]. 从而,接收的信号在自相关域上是稀疏信号,满足压缩感知的基本条件.

而接收到的信号为:

$$X(t) = \sum_{k=1}^K s_k(t) a(\theta_k) \quad (7)$$

其中, $A(\theta_k)$ 为阵列在 θ_k 方向上的阵列流型.

$$A(\theta_k) = \begin{bmatrix} e^{j\frac{2\pi}{\lambda} d \sin(\theta_k)} & \dots & e^{j\frac{2\pi}{\lambda} M d \sin(\theta_k)} \\ \dots & \dots & \dots \\ e^{j\frac{2\pi}{\lambda} d \sin(\theta_{k-1})} & \dots & e^{j\frac{2\pi}{\lambda} M d \sin(\theta_{k-1})} \end{bmatrix} \quad (8)$$

其中 θ_k 为第 k 个信号的波达角.

根据假设可知,在 K 个信号中只有一个是目标信号,剩余的 $K-1$ 个信号与目标信号为互不相关的信号. 从而,接收的目标信号在其自相关域上是稀疏信号. 因此,对信号求自相关,可得:

$$\begin{aligned} R_{xx} &= E[X(t) * X^H(t)] \\ &= E\left[\sum_{k=1}^K s_k(t) A(\theta_k) * \sum_{k=1}^K A^H(\theta_k) s_k^H(t)\right] \\ &= A(\theta) R_s A^H(\theta) \end{aligned} \quad (9)$$

其中, $A(\theta)$ 代表 $A(\theta_k)$, R_s 代表: $\sum_{k=1}^K E[s_k(t) * s_k^H(t)]$, 是自相关函数的求和. 设观测矩阵 G 为: $[s_{k_1}, s_{k_2}, \dots, s_{k_K}]$, 其中, s_k 为目标信号. 从而得到式(10):

$$\begin{aligned} Y &= G * R_{xx} \\ &= G * A(\theta) R_s A^H(\theta) \\ &= A(\theta) A^H(\theta) R_{s_{k_1}} \end{aligned} \quad (10)$$

在式(10)中, $R_{s_{k_1}}$ 是稀疏矩阵. 因为:

$$\begin{aligned} Y &= A(\theta) A^H(\theta) R_{s_{k_1}} \\ &= R_{s_{k_1}} * \begin{bmatrix} e^{j\frac{2\pi}{\lambda} d \sin(\theta_0)} & \dots & e^{j\frac{2\pi}{\lambda} M d \sin(\theta_0)} \\ \dots & \dots & \dots \\ e^{j\frac{2\pi}{\lambda} d \sin(\theta_{K-1})} & \dots & e^{j\frac{2\pi}{\lambda} M d \sin(\theta_{K-1})} \end{bmatrix} \\ & * \begin{bmatrix} e^{j\frac{2\pi}{\lambda} d \sin(\theta_0)} & \dots & e^{j\frac{2\pi}{\lambda} M d \sin(\theta_0)} \\ \dots & \dots & \dots \\ e^{j\frac{2\pi}{\lambda} d \sin(\theta_{K-1})} & \dots & e^{j\frac{2\pi}{\lambda} M d \sin(\theta_{K-1})} \end{bmatrix}^H \end{aligned} \quad (11)$$

其中,

$$e^{j\frac{2\pi}{\lambda} d \sin(\theta_k)} = \cos\left(\frac{2\pi}{\lambda} d \sin(\theta_k)\right) + j \sin\left(\frac{2\pi}{\lambda} d \sin(\theta_k)\right) \quad (12)$$

同时,令:

$$T = \begin{bmatrix} e^{j\frac{2\pi}{\lambda} d \sin(\theta_0)} & \dots & e^{j\frac{2\pi}{\lambda} M d \sin(\theta_0)} \\ \dots & \dots & \dots \\ e^{j\frac{2\pi}{\lambda} d \sin(\theta_{K-1})} & \dots & e^{j\frac{2\pi}{\lambda} M d \sin(\theta_{K-1})} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} e^{j\frac{2\pi}{\lambda} d \sin(\theta_0)} & \dots & e^{j\frac{2\pi}{\lambda} M d \sin(\theta_0)} \\ \dots & \dots & \dots \\ e^{j\frac{2\pi}{\lambda} d \sin(\theta_{K-1})} & \dots & e^{j\frac{2\pi}{\lambda} M d \sin(\theta_{K-1})} \end{bmatrix}^H$$

由式(12)知,波束形成的波束叠加,可以分别从实数域和虚数域上进行叠加进而:

$$\begin{aligned} T(n, m) &= m \sum_{k=1}^K \cos\left(\frac{2\pi}{\lambda} d \sin(\theta_k)\right) \\ & + jn \sum_{k=1}^K \sin\left(\frac{2\pi}{\lambda} d \sin(\theta_k)\right) \end{aligned} \quad (13)$$

(n, m) 为阵列阵元的位置. 一维阵列 $n=1$. 而保角变换中指数映射的性质^[17]为:

$$w = \exp(z) \quad (14)$$

z 的单叶性区域为: $0 < \text{Im}(z) < 2\pi$. 且 $z = \cos(\theta) + j \sin(\theta)$. θ 的取值范围为 $[0, 2\pi)$.

因为:

$$\sin(\theta) = - \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \cos(\theta) d\theta \quad (15)$$

则 z 的实部和虚部满足:

$$\text{Im}(Y) = - \int_{\pi/2}^{\pi/2} \text{Re}(Y) d\theta \quad (16)$$

由式(15)和式(16)可知, z 的实部与虚部互为希尔伯特变换. 因而 z 满足解析条件.

而指数映射可以将带形区域映射成解析域:

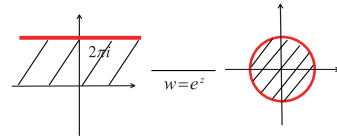


图3 保角映射的解析域转换图

图(3)中,红色线条表示收敛域值,阴影部分表示收敛范围.用 $w = \exp(z)$ 表示本文所应用的指数保角映射公式.

$w = \exp(z)$ 的收敛域为整个圆域 $[0, 2\pi)$.

根据保角映射的性质可知,若对波束形成的信号在其解析域正弦信号和余弦信号上进行分路限幅,则由于分路限幅所造成波束形成信号幅角的变化,仍然会落在信号的映射域 $[0, 2\pi)$ 内. 由于信号辐角解析域为 $[0, 2\pi)$, 限幅门限一定在此范围内. 将波束形成信号

分为实部和虚部两个解析域,定义 I 路信号为 $\cos\varphi$, Q 路信号为 $\sin\varphi$, φ 代表信号的角度变化. 则分别在 IQ 两路的幅度范围内进行限幅滤波. 此时 IQ 两路信号为单频信号的叠加, 则滤波器的边带抖动较指数信号的频域特性要小^[18], 则带内干扰会减少. 本文所提出的方法的框图模型见图(4), 图中红色圆圈区域表示为保角解析域.

本方法在限幅的过程中, 对形成的波束 Y 在 IQ 两路分别进行. 同时, 对阵列信号进行了采样压缩, 则在一定程度是减少了运算量.

相对于传统的限幅滤波, 本方法避免了复指数函数的取模运算, 减少了取模运算过程的乘法和加法运算量 ($L^2 + M^2 + ML$), L 为阵列的维数, M 为阵列每一维上阵元的个数. 同时, 通过压缩采样, 获取的采样点从 $K \times M \times L$, 变为 $1 \times M \times L$. 则本文的方法较传统的限幅滤波的运算量减少了, $KML((L^2 + M^2 + ML))$.

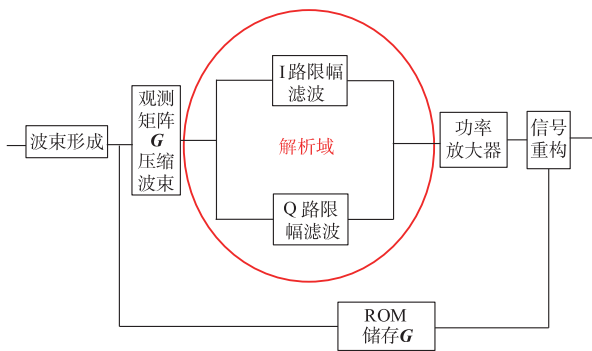


图4 本文所提出的方法的框图模型

因此, 本文提出的方法在运算复杂度上优于传统的限幅滤波和一次迭代限幅滤波.

综合上述的讨论过程, 基于保角压缩的峰均比抑制方法可以总结如下:

(1). 对波束形成的信号进行自相关运算, 得到自相关矩阵 Y .

(2). 获取观测矩阵 G , 对形成波束自相关矩阵 Y 进行压缩采样, 并且将观测矩阵 G 存储在存储单元 ROM 里.

(3). 对压缩采样的数据分别在 IQ 两路进行限幅滤波.

(4). 限幅滤波后的信号通过高功率放大器后, 通过信号重构算法, 恢复出压缩前的信号.

4 实验仿真

4.1 压缩采样过程的仿真

假设共有六组信号, 其中五组信号为干扰信号, 一组信号为目标信号, 目标信号的波达方向为 60° , 干扰信号的波达方向分别为: $20^\circ, 34^\circ, 70^\circ, 23^\circ, 10^\circ$ 则六组

信号的波达方向图, 见图(5). 在图(5)中, 蓝色波达方向图为干扰信号方向, 红色波达方向图为目标信号方向. 而经过压缩采样后的数据图为图(6).

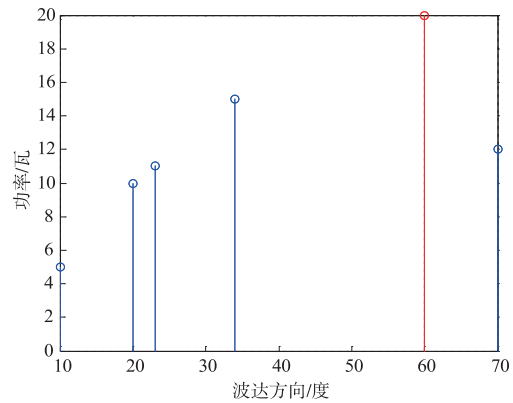


图5 六组信号的波达方向图

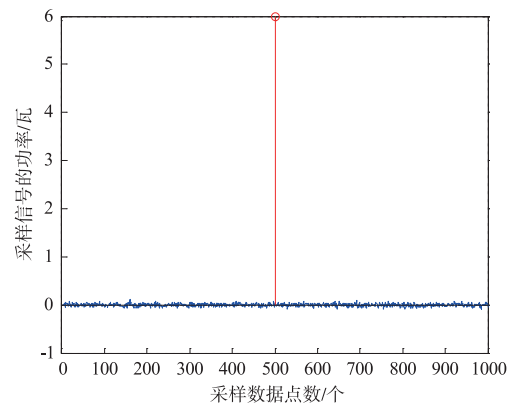


图6 压缩采样后的数据图

从仿真结果图(5)和图(6)可以得出, 经过压缩采样后, 有效的数据量在一定程度上减少了很多, 绝大多数的信号数据几乎在零值附近. 压缩采样为后续相应的运算极大的减少了运算量.

4.2 本方法的 PAPR 抑制性能的仿真

仿真条件: 假设空间的波束形成方向为 60° , 干扰信道为加性高斯白噪声 AWGN (Additive White Gaussian Noise) 信道, 信噪比为 10dB. 设一个均匀的直线天线阵列, 阵元数为 10, 阵元间距为 $\lambda/2$. 按照本文方法中所提到的对 IQ 两路信号分别进行限幅滤波. 本实验仿真将通过本文方法 PAPR 抑制性能与传统限幅滤波方法的 PAPR 抑制性能进行了对比.

由仿真图(7)可以看出, 在相同的实验条件下, 在设定的门限峰均 $PAPR_0$ 比为 10dB 时, 通过本文的方法较传统的限幅滤波方法大约有 1dB 的改善, 所得到的峰均比抑制效果本文的方法较好.

4.3 蒙特卡洛法误码率分析

在限幅滤波后, 会造成信号的失真, 则采用蒙特卡洛方法对算法的误码率 BER (Bit Error Rate) 进行仿真

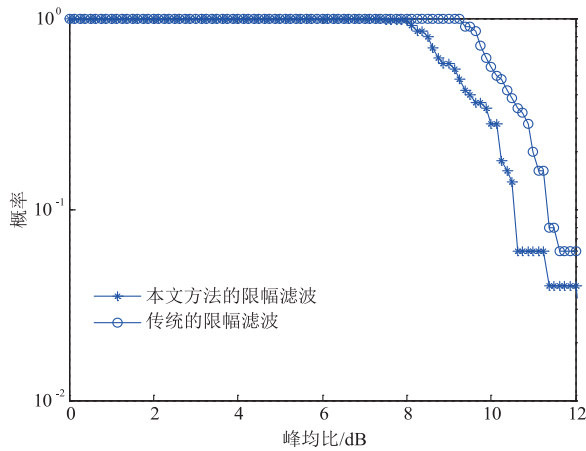


图7 本文方法和传统限幅滤波方法的PAPR抑制效果比较

及验证研究. 对比在同一组波束形成的数据, 本文方法的 BER 与传统限幅滤波, 以及一次迭代限幅滤波的 BER. 仿真实验的条件为: 蒙特卡洛次数为 200 次, 信噪比变化范围为: $[-20\text{dB}, 10\text{dB}]$. 由仿真的结果图(8)可以知道, 在信噪比环境逐渐变好的情况下, 本文方法的误码率逐渐从 0.35% 逐渐减小. 而总体趋势看来, 本文提出方法的 BER 和传统限幅滤波的 BER 以及一次迭代限幅滤波 BER 基本相同, 但在信噪比 $[-20\text{dB}, 0\text{dB}]$ 之间, 本文所提的方法的限幅误码率略优于另外两种限幅滤波的方法. 因此, 本文所提出的方法在一定信噪比范围内对降低 PAPR 具有一定的可行性, 且不会造成过大的信号失真现象.

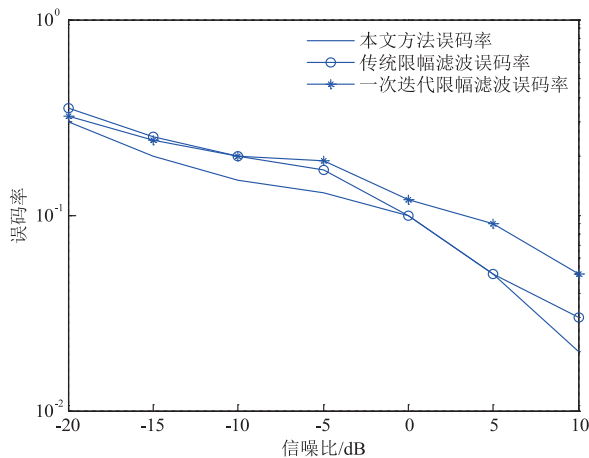


图8 三种方法的BER比较

4.4 带内干扰的分析仿真

仿真条件: 假设信道内本身的信噪比分别为 -10dB , 0dB , 20dB . 分别按照本文方法和传统限幅滤波的方法进行实验, 阈值峰均比为 5dB . 本过程将经过本文方法带内干扰与传统限幅滤波法带内干扰进行了对比.

仿真条件 1: 信噪比为 -10dB 时, 信道带宽为 8MHz . 仿真结果如图(9).

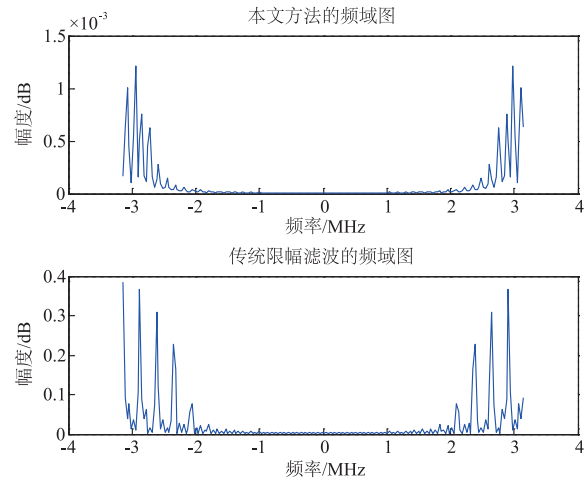


图9 本文方法和传统限幅方法的带内干扰比较

仿真条件 2: 信噪比为 0dB , 信道带宽为 8MHz . 仿真结果如图(10).

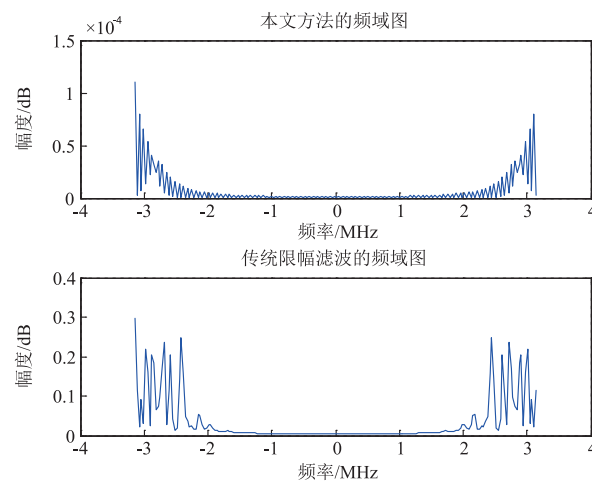


图10 本文方法和传统限幅方法的带内干扰比较

仿真条件 3: 信噪比为 20dB , 信道带宽为 8MHz . 仿真结果如图(11).

通过仿真图(9), (10)和(11)可以得出, 随着信道的信噪比逐渐变好, 本文所提出的方法所造成的带内干扰逐渐变小, 频带内的信号受干扰的影响也逐渐变小. 在 $2\text{MHz} \sim 3\text{MHz}$ 的带宽范围内, 随着信噪比的变好, 带内干扰逐渐减小, 在信噪比为 20dB 时, 带内干扰基本为零. 而传统的限幅滤波法的带内干扰随着信道信噪比的变好, 并没有显著的变化, 信号在带内受干扰的影响比较大. 在 $2\text{MHz} \sim 3\text{MHz}$ 的带宽范围内, 干扰基本在信号周围存在. 同时, 在相同的信噪比下对比本文的方法和传统限幅滤波方法的带内干扰结果, 经过本文提出的方法进行限幅后的信号频域性质较好, 在 $2\text{MHz} \sim 3\text{MHz}$ 的带宽范围内, 产生的干扰少于传统限幅滤波法.

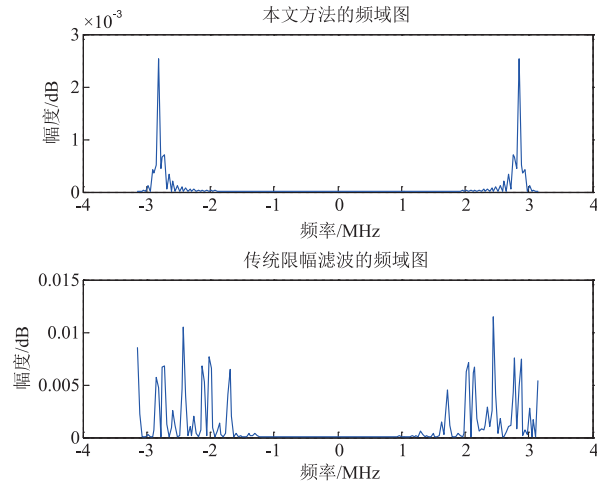


图11 本文方法和传统限幅方法的带内干扰比较

4.5 本文方法运算复杂度的实验验证

经过计算机 MATLAB 仿真,本文方法的仿真条件与传统限幅滤波以及一次迭代限幅滤波的仿真条件一致;实验过程在三组不同的信噪比下进行.其中,在信噪比均为 10dB 的条件下, MATLAB 仿真实验完成本文方法所用时间大约为 $10e-6s$,而完成一次迭代限幅滤波算法的过程时间为 $10e-3s$.充分说明,本文方法的运算复杂度远远低于一次迭代限幅滤波的运算复杂度.详细的程序仿真时间如表(1)所示.经过实验的仿真验证,本文的方法在运算复杂度上较传统限幅滤波和一次迭代限幅滤波等方法的复杂度要低,本文方法的收敛速度比传统限幅滤波方法快约 1.2%,较一次迭代限幅滤波方法收敛快约 4.1%.

表1 不同仿真信噪比下各种方法的运行时间

信噪比 /dB	本文方法 运行时间/s	限幅滤波 运行时间/s	一次迭代限幅 滤波运行时间/s
SNR = 10	$10e-6$	$10e-5$	$10e-3$
SNR = 15	$10e-7$	$10e-6$	$10e-4$
SNR = -5	$10e-5$	$10e-4$	$10e-1$

5 结论

本文提出了一种基于保角压缩的峰均比抑制方法.首先对波束形成的信号进行自相关运算.其次对自相关信号进行压缩采样.同时,将信号恢复所需的观测矩阵信息存储在存储器内,在波束通过功率放大器后,对信号进行重构.然后通过保角映射的性质,分别在实部虚部两个解析域上分别进行限幅滤波,限幅滤波后的信号经过功率放大器,重构出波束信号.通过仿真结果可以得知,本方法能够有效地抑制由于限幅带来的带内干扰.而在对 PAPR 的抑制效果上较传统限幅滤波有约 1dB 的改善,同时在运算过程中处理压缩采样后

的数据,减少了运算复杂度,在一定程度上提高了运算速度.

参考文献

- [1] FALLAHZADEH Milad, FERDOSIZADEH Mahmoud. Blind SLM for PAPR reduction of alamout DSFBC systems[J]. IET Communications, 2016, 451 - 457.
- [2] 袁建国, 申茜, 邱飘玉, 等. CO-OFDM 系统中一种低复杂度的 SLM 峰均比抑制技术[J]. 激光杂志, 2016, 37(4): 107 - 110.
YUAN Jian-guo, SHEN Qian, QIU Piao-yu, et al. A PAPR reduction technology with low amplexity for CO-OFDM systems[J]. Laser Journal, 2016, 37(4): 107 - 110. (in Chinese)
- [3] ALI Mofteh, RAO Raveendra K, PARSE Vijay. PAPR Reduction in OFDM systems using clipping based on symbol statistics[A]. IEEE 30th Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering[C]. Canada, 2017. 357 - 361.
- [4] 刘剑飞, 王少影, 曾祥焯, 等. 基于改进蝙蝠算法的 CO-OFDM 系统峰均比抑制技术[J]. 光子学报, 2016, 45(10): 1 - 6.
LIU Jian-fei, WANG Shao-ying, ZENG Xiang-ye, et al. PAPR reduction method for CO-OFDM system based on improved BAT algorithm[J]. Acta Photonica Sinica, 2016, 45(10): 1 - 6. (in Chinese)
- [5] ZHOU Ji, QIAO Yao-jun. Low-PAPR asymmetrically clipped optical OFDM for intensity-modulation/direction systems[J]. IEEE Photonics Journal, 2015, 7(3): 235 - 244.
- [6] ZHI Xiao-huan, HAO Huan, XIAO Yu. Peak-to-average power ratio analysis and reduction in transformation in communication system[J]. IEEE Transactions on Signal, 2016, 1191 - 1195.
- [7] 刘芳, 王勇. 联合星座扩展的预留子载波 OFDM 信号峰均比抑制算法[J]. 通信学报, 2016, 37(3): 1 - 7.
LIU Fang, WANG Yong. Tone reservation technique combined with active constellation extension for PAPR reduction of OFDM signal[J]. Journal on Communications, 2016, 37(3): 1 - 7. (in Chinese)
- [8] 王红星, 陆发平, 刘传辉, 等. 一种椭圆球面波调制信号自适应峰均比抑制方法[J]. 电子与信息学报, 2017, 39(1): 77 - 81.
WANG Hong-xing, LU Fa-ping, LIU Chuan-hui, et al. Adaptive peak-to-average power ratio reduction method for prolate spheroidal wave function orthogonal modulation signal[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2017, 39(1): 77 - 81. (in Chinese)
- [9] 韩东升, 杨维, 刘薇. 一种改进的限幅滤波降低 PAPR 算法[J]. 北京邮电大学学报, 2016, 37(4): 44 - 48.
HAN Dong-sheng, YANG Wei, LIU Wei. Improved clip-

- ping and filtering algorithm applied to reduce PAPR [J]. Journal of Beijing University of Posts and Telecommunication, 2016, 37(4): 44 – 48. (in Chinese)
- [10] 林玉川, 张剑云, 武拥军, 等. 双基星载 HRWS-S 俯仰系统 DBF 处理技术 [J]. 电子与信息学报, 2017, 39(10): 2319 – 2323.
LIN Yu-chuan, ZHANG Jian-yun, WU Yong-jun, et al. Digital beam-forming scheme on elevation for bistatic spaceborne high resolution wide swath SAR [J]. Journal of Electronics and Information Technology, 2017, 39(10): 2319 – 2323. (in Chinese)
- [11] 李娜, 殷兴辉, 高文昀. 基于小波变换的智能天线波束形成算法 [J]. 西北大学学报, 2016, 46(5): 662 – 666.
LI Na, YIN Xing-hui, GAO Wen-jun. A smart antennas beamforming algorithm based on wavelet transform [J]. Journal of Northwest University (Natural Science Edition), 2016, 46(5): 662 – 666. (in Chinese)
- [12] Donoho D L. Compressed sensing [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2006, 52(4): 1289 – 1306.
- [13] Richard G Baraniuk. Compressive sensing [J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2007, 24(4): 118 – 124.
- [14] Emmanuel J Candès, Justin Romberg, Terence Tao. Stable signal recovery from incomplete and inaccurate measurements [J]. Communications on Pure and Applied Mathematics, 2006, 59(8): 1207 – 1223.
- [15] Bayati M, Andrea Montanri. The dynamics of message passing on dense graphs with applications to compressed sensing [J]. IEEE Trans Inform Theory, 2011, 57(2): 764 – 785.
- [16] Candès E, Donoho D. New tight frames of curvelets and optimal representations of objects with piecewise singularities [J]. Communications on Pure and Applied Mathematics, 2004, 57: 219 – 266.
- [17] XIONG Hui-lin, YU Wen-xian, XIN Yang, et al. Learning the conformal transformation kernel for image recognition [J]. IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems, 2017, 28(1): 149 – 163.
- [18] 赵艳飞, 周春霞, 郭欣, 等. 基于基片集成波导的四通带滤波器设计 [J]. 微波学报, 2017, 33(8): 152 – 156.
ZHAO Yan-fei, ZHOU Chun-xia, GUO Xin, et al. Four passband filter design using substrate integrated waveguide [J]. Microwave Letters, 2017, 33(8): 152 – 156. (in Chinese)

作者简介



刘 璐 女, 1988 年 1 月出生, 陕西兴平人. 2012 年毕业于西安电子科技大学电子工程学院, 获硕士学位. 西安邮电大学工程师, 主要研究方向为信号处理.
E-mail: liulu88131@163.com



赵国庆 男, 1953 年 10 月出生, 上海人, 西安电子科技大学教授、博士生导师, 主要研究方向为电子对抗、电子干扰等.