

联合小波变换与残留干扰白化的测距仪脉冲干扰抑制方法

李冬霞 高贝贝 刘海涛

(中国民航大学天津市智能信号与图像处理重点实验室, 天津 300300)

摘要: 针对测距仪(DME)脉冲信号对 L 频段数字航空通信系统 1(L-DACS1)接收机产生干扰的问题, 提出一种联合小波变换与残留干扰白化的测距仪脉冲干扰抑制方法。首先通过小波变换将正交频分复用(OFDM)接收机接收的信号转换到小波域; 然后利用有用信号与干扰信号小波系数的差别提取 DME 信号小波系数, 重构 DME 信号, 并在时域进行脉冲干扰消除; 最后, 接收机通过信号解交织器与逆正交变换器将残留的脉冲干扰转换为白噪声, 避免了残留干扰信号造成的突发性解调错误。仿真结果显示: 所提出的联合干扰抑制方法可有效消除 DME 信号干扰, 在相同误比特率(10^{-2})条件下, 本文方法较常规脉冲熄灭方法可获得 5 dB 以上的性能改善, 提高了 L-DACS1 系统链路传输的可靠性。

关键词: L 波段数字航空通信系统 1; 正交频分复用; 测距仪脉冲干扰; 小波变换

中图分类号: TN929.5 **文献标识码:** A **文章编号:** 1003-0530(2015)06-0710-10

DME Impulse Interference Mitigation Method Based on Joint Wavelet Transform and Whitening of Residual Interference

LI Dong-xia GAO Bei-bei LIU Hai-tao

(Tianjin Key Lab for Advanced Signal Processing, Civil Aviation University of China, Tianjin 300300, China)

Abstract: To mitigate the deleterious influence of Distance Measure Equipment (DME) impulse signal on the receiver of L-band Digital Aeronautical Communications System 1 (L-DACS1), a new DME interference suppression method based on joint Wavelet transform and whitening of residual interference was proposed in this paper. Firstly, the received time-domain signal was transformed into wavelet-domain via wavelet transform at the Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) receiver. Secondly, the wavelet coefficients of DME impulse signal were extracted according to their differences with those of useful OFDM signal. Then, the DME impulse interference signal was reconstructed and eliminated from the received signal in time domain. Finally, to avoid the burst errors of demodulator, the residual impulse interference was converted into white Gaussian noise by using the de-interleaver and inverse orthogonal transformer. Simulation results showed that the system performance can be improved over 5 dB by using the proposed method in this paper than the conventional pulse blanking method under the condition of the same bit error rate(10^{-2}). Therefore, the link transmission reliability of the L-DACS1 system can be improved significantly with the proposed method.

Key words: L-band digital aeronautical communications system 1; orthogonal frequency division multiplexing; distance measure equipment impulse interference; wavelet transform

1 引言

为保障民航新一代空中交通管理系统安全、

可靠、高效的运行, 国际民航组织(ICAO)提出了地空数据链候选技术方案:L 频段数字航空通信系统 1 (L-DACS1)^[1], 它基于多载波正交频分复用

(OFDM)技术,用于实现民用航空器与地面基站间高速有效的数据传输。为应对地空数据链频率资源匮乏问题,L-DACS1系统被部署于航空L频段(960~1164 MHz),与该频段目前已有的导航测距仪(DME)系统和其他军用通信系统共存,且以非连续内插(Inlay)方式^[2-3]工作于测距仪系统频道之间。由于存在部分频谱重叠,测距仪发射的突发脉冲信号不可避免地会对L-DACS1系统OFDM接收机产生干扰^[4]。

针对这一问题,文献[5]给出了测距仪脉冲信号模型,并研究脉冲干扰对通信系统传输性能的影响,结果表明测距仪脉冲干扰显著恶化链路传输可靠性;文献[6-7]提出脉冲熄灭法消除DME干扰,研究结果表明脉冲熄灭法在可降低DME对OFDM接收机影响,但同时会使OFDM接收机产生子载波间干扰(ICI);文献[8]基于信干比最大化准则提出自适应脉冲熄灭门限设置方法,但该方法在频率选择性衰落信道环境下,脉冲熄灭门限不易设置。文献[9]提出频域迭代脉冲干扰抑制算法,其性能优于时域脉冲熄灭算法,但算法复杂度较高。小波变换是克服单纯的时域或频域分析技术缺陷的一种时频分析方法。小波由一族小波基函数构成,它可以描述信号时间(空间)和频率(尺度)域的局部特性,因此采用小波变换可对信号进行实施局部分析,能在任意的时间或频率域中分析信号。其在图像压缩和信号降噪方面有很好的应用^[10]。文献[11]将小波变换应用于全球卫星导航系统中脉冲干扰信号的检测与消除,实现了干扰信号的抑制,但依然存在较强的残留干扰。

考虑到已有算法的优势与不足,本文提出联合小波变换与残留干扰白化的测距仪脉冲干扰抑制方法。一方面通过小波变换重构测距仪脉冲信号,降低其对有用信号的干扰;另一方面,通过增加交织器和逆正交变换实现残留干扰的白化,最终达到消除DME脉冲对L-DACS1系统OFDM接收机产生影响的目的。

2 系统模型

2.1 测距仪脉冲干扰模型

DME脉冲信号是由高斯型脉冲对组成,DME

脉冲对表示为^[5]

$$b^{\text{DME}}(t) = e^{-\varepsilon t^2/2} + e^{-\varepsilon(t-\Delta t)^2/2} \quad (1)$$

式中, Δt 代表脉冲对时间间隔, Δt 取值由DME系统的传输模式决定,可能的取值为12 μs ,36 μs ;参数 $\varepsilon=4.5 \times 10^{11} \text{ s}^{-2}$,其取值保证脉冲对的半幅宽度为3.5 μs 。

考虑到DME干扰的载波频率相对L-DACS1接收机的载波频率存在500 kHz的偏移,则接收机接收到的DME建模为^[5]

$$d(t) = \sum_{i=0}^{N_1-1} \sum_{u=0}^{N_{U,i}-1} \sqrt{P_i} b^{\text{DME}}(t-t_{i,u}) e^{j2\pi f_{c,i}t + j\varphi_{i,u}} \quad (2)$$

其中, N_1 代表测距仪基站总数; $N_{U,i}$ 代表第*i*个测距仪基站在观测时间内发射的脉冲对总数; $t_{i,u}$ 代表第*i*个测距仪基站发射的第u个脉冲对的出现时刻, $t_{i,u}$ 服从泊松分布; $f_{c,i}$ 代表第*i*个测距仪基站发射信号的频率偏移量, $f_{c,i} = \pm 500 \text{ kHz}$; $\varphi_{i,u}$ 代表第*i*个测距仪基站发射的第u个脉冲对的初始相位, $\varphi_{i,u}$ 服从 $[0, 2\pi]$ 的均匀分布; P_i 代表第*i*个测距仪基站发射信号的功率。在接收机中,信道输入测距仪脉冲信号 $d(t)$ 进一步通过中频滤波器和抗混叠滤波器滤波后,对L-DACS1系统进行干扰。

2.2 联合正交变换与信号交织的OFDM发射机

图1给出了联合正交变换与交织器的OFDM发射机原理框图。首先,调制器对比特序列进行调制,调制后的符号以 $L \times K$ 为单元进行分组,其中 K 代表调制符号分组的数目, L 代表每个符号分组包含的符号数目。分组中第*k*个调制符号分组记为 $\mathbf{x}_k = [x_{1,k}, x_{2,k}, \dots, x_{L,k}]^T$,其中, $x_{l,k}$ 代表第*k*个调制符号分组中第*l*个调制符号。调制符号分组 \mathbf{x}_k 经正交变换器进行预处理,常见的正交变换如DFT,输出信号矢量为 $\mathbf{g}_k = [g_{1,k}, g_{2,k}, \dots, g_{L,k}]^T$,如下式:

$$\mathbf{g}_k = \mathbf{Q}\mathbf{x}_k \quad (3)$$

式中, \mathbf{Q} 是 $L \times L$ 正交变换矩阵,且 $\mathbf{Q}^H \mathbf{Q} = \mathbf{I}_L$ 。 \mathbf{g}_k 进入信号交织器进行交织处理,输出的信号矢量记为 $\{\mathbf{m}_k, k=1, \dots, K\}$:

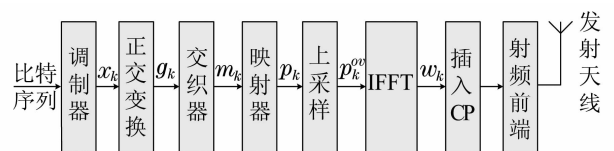


图1 OFDM发射机原理框图

Fig. 1 The OFDM transmitter principle diagram

$$[\mathbf{m}_1, \dots, \mathbf{m}_k, \dots, \mathbf{m}_K] = \Pi([\mathbf{g}_1, \dots, \mathbf{g}_k, \dots, \mathbf{g}_K]) \quad (4)$$

其中, $\Pi(\cdot)$ 代表信号交织器; $\mathbf{m}_k = [m_{1,k}, m_{2,k}, \dots, m_{L,k}]^T$ 为交织器输出的第 k 个信号矢量。 \mathbf{m}_k 进入映射器映射到 OFDM 发射机的 N 个数据子信道, 其他 $N-L$ 个子信道为导频子信道或空符号子信道, 映射后第 k 个信号矢量记为 \mathbf{p}_k , 为避免测距仪脉冲信号在接收机采样时产生频谱混叠, 影响 OFDM 信号的解调, \mathbf{p}_k 需要频域上采样, 通过两端补零得到 \mathbf{p}_k^{ov} :

$$\mathbf{p}_k^{ov} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{\frac{(V-1)N}{2} \times N} \\ I_{N \times N} \\ \mathbf{0}_{\frac{(V-1)N}{2} \times N} \end{bmatrix} \cdot \mathbf{p}_k \quad (5)$$

其中 V 为上采样因子, \mathbf{p}_k^{ov} 经 VN 点 IFFT 后输出信号矢量 \mathbf{w}_k , \mathbf{w}_k 随后被插入循环前缀并且通过 D/A 转换成模拟基带信号, 再通过射频单元转变为射频信号经天线进行发射。

2.3 联合小波变换与残留干扰白化的 OFDM 接收机

图 2 显示给出联合小波变换与残留干扰白化的 OFDM 接收机原理框图。天线接收的射频信号, 经射频前端转换为模拟基带信号, 模拟基带信号通过 A/D 转换为数字基带信号, 为避免测距仪脉冲信号采样产生频谱混叠干扰 OFDM 信号的接收, 在 A/D 采样过程中接收机采用了四倍过采样。在移除循环前缀后 OFDM 符号的第 k 个接收信号矢量表示为 $\mathbf{y}_k = [\mathbf{y}_{1,k}, \dots, \mathbf{y}_{n,k}, \dots, \mathbf{y}_{VN,k}]^T$:

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{h}'_k * \mathbf{w}_k + \mathbf{i}'_k + \mathbf{n}'_k, k = 1, 2, \dots, K \quad (6)$$

其中, V 为过采样因子 ($V=4$), \mathbf{w}_k 代表第 k 个发射信号矢量, \mathbf{h}'_k 代表 \mathbf{w}_k 传输期间信道的传输函数, \mathbf{i}'_k

代表 \mathbf{w}_k 传输期间信道输入测距仪脉冲信号矢量, $\mathbf{i}'_k = [\mathbf{i}'_{1,k}, \dots, \mathbf{i}'_{n,k}, \dots, \mathbf{i}'_{VN,k}]^T$, \mathbf{n}'_k 代表复高斯白噪声矢量 $\mathbf{n}'_k = [\mathbf{n}'_{1,k}, \dots, \mathbf{n}'_{n,k}, \dots, \mathbf{n}'_{VN,k}]^T$, \mathbf{n}'_k 各分量均值为 0, 方差为 σ_n^2 。

由 \mathbf{y}_k 经过小波变换重构出脉冲信号, 记为 $\hat{\mathbf{i}}'_k$ (详见 2.4 节), 消除脉冲干扰后得到:

$$\tilde{\mathbf{y}}_k = \mathbf{y}_k - \hat{\mathbf{i}}'_k = \mathbf{h}'_k * \mathbf{w}_k + \mathbf{n}'_k + (\mathbf{i}'_k - \hat{\mathbf{i}}'_k) \quad (7)$$

记残留干扰 $\Delta \mathbf{i}'_k = \mathbf{i}'_k - \hat{\mathbf{i}}'_k$, 则上式可表示为:

$$\tilde{\mathbf{y}}_k = \mathbf{h}'_k * \mathbf{w}_k + \mathbf{n}'_k + \Delta \mathbf{i}'_k \quad (8)$$

$\tilde{\mathbf{y}}_k$ 进行 VN 点 FFT 变换完成 OFDM 解调, 输出信号矢量 $\tilde{\mathbf{s}}_k$, $\tilde{\mathbf{s}}_k = [\tilde{\mathbf{s}}_{1,k}, \dots, \tilde{\mathbf{s}}_{n,k}, \dots, \tilde{\mathbf{s}}_{VN,k}]^T$:

$$\tilde{\mathbf{s}}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{p}_k^{ov} + \mathbf{n}_k + \Delta \mathbf{i}_k \quad (9)$$

其中, \mathbf{H}_k 为信道的频域传输矩阵, 可通过信道估计获得。 \mathbf{p}_k^{ov} 为接收机第 k 个接收信号矢量 \mathbf{w}_k 的频域表示符号, \mathbf{n}_k 为第 k 个 OFDM 符号传输期间复高斯白噪声矢量的频域表示符号, $\Delta \mathbf{i}_k$ 为第 k 个 OFDM 符号传输期间残留 DME 干扰 $\Delta \mathbf{i}'_k$ 的频域表示符号。

信号矢量 $\tilde{\mathbf{s}}_k$ 进入线性迫零均衡器进行均衡处理, 得到均衡后信号矢量 $\tilde{\mathbf{p}}_k^{ov} = [\tilde{p}_{1,k}^{ov}, \dots, \tilde{p}_{n,k}^{ov}, \dots, \tilde{p}_{VN,k}^{ov}]^T$:

$$\tilde{\mathbf{p}}_k^{ov} = \mathbf{H}_k^{-1} \tilde{\mathbf{s}}_k = \mathbf{H}_k^{-1} (\mathbf{H}_k \mathbf{p}_k^{ov} + \mathbf{n}_k + \Delta \mathbf{i}_k) = \mathbf{p}_k^{ov} + \mathbf{H}_k^{-1} \mathbf{n}_k + \mathbf{H}_k^{-1} \Delta \mathbf{i}_k \quad (10)$$

均衡后信号 $\tilde{\mathbf{p}}_k^{ov}$ 经理想低通滤波器得到频域下采样信号 $\tilde{\mathbf{p}}_k^{[12]}$:

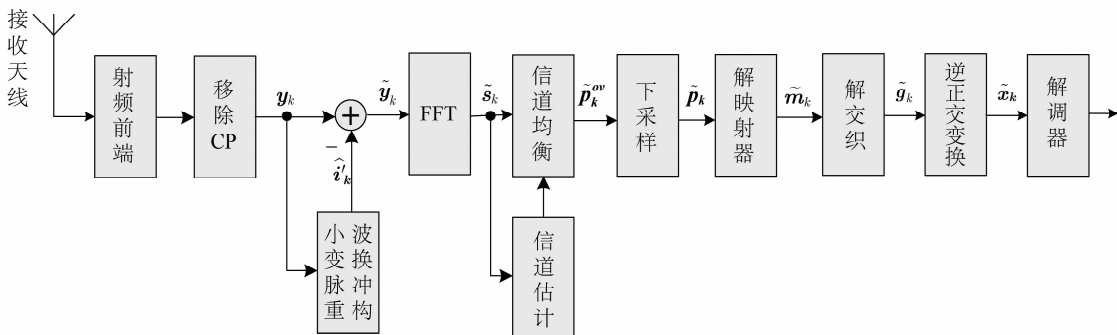


图 2 OFDM 接收机原理框图

Fig. 2 The OFDM receiver principle diagram

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{p}}_k[n] &= \frac{1}{\sqrt{V}} F^{\text{LP}}[n+N(V-1)/2] \cdot \tilde{\mathbf{p}}_k^{\text{ov}}[n+N(V-1)/2] = \\ & \frac{1}{\sqrt{V}} \tilde{\mathbf{p}}_k[n+N(V-1)/2], n=0, \dots, N-1; k=1, \dots, K \end{aligned} \quad (11)$$

其中 $1/\sqrt{V}$ 为归一化因子, $F^{\text{LP}}[n]$ 为理想低通滤波器的频率响应, 表达式为:

$$F^{\text{LP}}[n] = \begin{cases} 1 & n = N(V-1)/2, \dots, N(V-1)/2 + N - 1 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (12)$$

$\tilde{\mathbf{p}}_k$ 通过解映射器提取数据子信道发送符号矢量的估计值 $\tilde{\mathbf{m}}_k, k=1, \dots, K$ 。 $\tilde{\mathbf{m}}_k$ 经解交织器, 输出符号矢量记为 $\tilde{\mathbf{g}}_k, k=1, \dots, K$, 过程如下:

$$[\tilde{\mathbf{g}}_1, \dots, \tilde{\mathbf{g}}_k, \dots, \tilde{\mathbf{g}}_K] = \Pi^{-1}([\tilde{\mathbf{m}}_1, \dots, \tilde{\mathbf{m}}_k, \dots, \tilde{\mathbf{m}}_K]) \quad (13)$$

$\tilde{\mathbf{g}}_k$ 经过逆正交变换, 得到信号矢量 $\tilde{\mathbf{x}}_k$:

$$\tilde{\mathbf{x}}_k = \mathbf{Q}^H \tilde{\mathbf{g}}_k \quad (14)$$

式中 \mathbf{Q}^H 为接收机逆正交变换矩阵。 $\tilde{\mathbf{x}}_k$ 送入解调器进行解调, 输出的比特序列即为发送比特序列的估计值。

2.4 基于小波变换的测距仪脉冲重构

2.4.1 测距仪脉冲重构流程

图 3 给出了小波变换脉冲信号重构单元的实现流程框图。包括信号的小波变换, 小波系数处理以及小波逆变换。

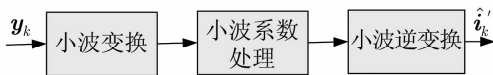


图 3 基于小波变换的脉冲信号重构框图

Fig. 3 Block diagram of pulse signal reconstruction based on wavelet transform

(1) 小波变换

本文选用离散小波变换的快速算法—Mallat 分解算法^[13]对式(6)的接收信号矢量 \mathbf{y}_k 进行 j 层小波分解, 得到小波系数集合 $\{a_j, d_j, d_{j-1}, \dots, d_1\}$, 如图 4 所示。其中, a_j 为信号 \mathbf{y}_k 在第 j 层近似部分(低频部

分)的小波系数, d_j 为信号 \mathbf{y}_k 在第 j 层细节部分(高频部分)的小波系数。将 \mathbf{y}_k 分解到一系列子带后, 各子带范围由采样频率决定。

在 L-DACS1 系统中采样频率 f_s 为 625 kHz, 4 倍过采样为 2.5 MHz^[5]。根据 Mallat 分解算法的频带二进划分特性^[13], 采样频率为 $4f_s$ 时, \mathbf{y}_k 经 j 层小波分解分解后, a_j 对应频带为 $0 \sim f_s/2^{j-1}$, d_j 对应频带为 $f_s/2^{j-1} \sim f_s/2^{j-2}$ 。易知, 在分解层数为 3 时, 近似系数 a_3 对应子带范围为 $0 \sim 156$ kHz, 细节系数 d_3, d_2, d_1 对应子带范围为 156 kHz ~ 1 MHz。

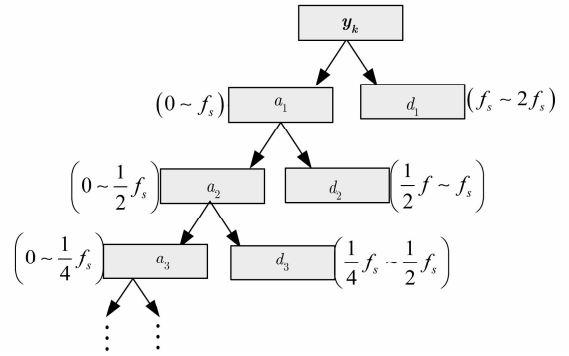


图 4 Mallat 算法的各子带频率范围

Fig. 4 Sub band frequency range of Mallat algorithm

(2) 小波系数的处理

由 L-DACS1 系统的频谱分布^[5]可知, 近似系数 a_3 对应的频带内主要包含 OFDM 信号, d_3, d_2, d_1 对应频带内包含 DME 信号和部分 OFDM 信号。将 a_3 置零可最大限度的去除 OFDM 信号, 避免其影响 DME 重构时的准确性。

在 L-DACS1 接收机中, OFDM 信号功率为 -100 dBm, 而 DME 基站发射信号经过链路传输到达 L-DACS1 接收机的功率为 -70 dBm, 高于 OFDM 信号功率达 30 dB^[21]。由于信号的时域能量与其小波域能量守恒且小波域的能量可由小波系数的能量统计表示^[14], 因此 DME 信号集中频带, 即 d_3, d_2, d_1 对应的 156 kHz ~ 1 MHz 间, DME 对应细节系数远大于 OFDM 对应的细节系数。对细节系数 d_3, d_2, d_1 进行硬阈值处理, 提取出 DME 信号的细节系数, 据此重构 DME 信号。设第 j 层的阈值为 λ_j , 则硬阈值处理方法为:

$$\tilde{d}_j = \begin{cases} d_j, & |d_j| > \lambda_j \\ 0, & |d_j| \leq \lambda_j \end{cases} \quad (15)$$

(3) 小波逆变换

由于 a_3 中数值已全部置零,因此 \tilde{d}_3 与相同点数的零值通过 Mallat 重构算法计算出 \hat{a}_2 , 然后 \tilde{d}_2 再与 \hat{a}_2 依照 Mallat 重构算法 \hat{a}_1 。以此类推直到重构至顶层,此时即为 \hat{i}'_k 。

2.4.2 小波函数的选取及阈值设置方法

小波变换中可选小波基众多,不同小波基在处理同一问题时会产生不同的效果,在具体处理某个问题时常常存在一个最优小波基。针对需要提取并重构的 DME 信号的特性及小波变换的常见要求,论文对最优小波基的选择遵循以下原则:

(1) 正交性:严格正交性能减小小波之间的线性相关性,为 OFDM 接收机接收信号提供最理想的线性展开或逼近,减小分解和重构时的误差;

(2) 非对称性:根据 DME 信号模型可知其为瞬态信号,Burrus 曾研究得出非对称小波函数是瞬态信号提取的最佳选择^[15];

(3) 正则性:正则性是对小波函数光滑程度的一种描述,主要影响着小波系数重构的稳定性,良好的正则性可获得较精确的 DME 重构信号。

表1 常见小波函数及其特性

Tab.1 Common wavelet functions and their characteristics

小波 性质	db1	dbN	symN	biorNr. Nd
	正交性	是	是	是
对称性	是	否	是	是
正则指数	0	N/5	----	----

表1显示给出了常见小波函数及其特性^[14],显然只有 dbN (N=2,3,……10) 小波族符合上述原则。dbN 族的各个小波在重构 DME 时依然会有差

表2 基于小波变换的测距仪脉冲重构的 NMSE 性能比较(SIR=-20 dB)

Tab.2 Comparison of NMSE performance of DME pulse reconstruction based on wavelet transform

NMSE/dB 门限设置	小波									
	db2	db3	db4	db5	db6	db7	db8	db9	db10	
启发式阈值原则	-18.8	-22.1	-24.6	-26.2	-27.2	-27.8	-28.1	-28.3	-28.5	
无偏似然原则	-19.1	-22.7	-25.6	-28.1	-29.3	-30.5	-31.2	-31.5	-31.9	
固定阈值原则	-18.8	-22.1	-24.6	-25.3	-27.2	-27.8	-28.0	-28.3	-28.4	
极值阈值原则	-19.2	-22.9	-25.8	-28.8	-29.5	-30.7	-31.6	-32.1	-32.9	

别,需要继续从中选出一个最优小波基。

依照上节所述脉冲重构流程将 dbN 中各个小波逐个应用于接收机接收信号的分解,针对每个小波基分解后得到的小波系数,本文采用小波变换中常用的四种阈值设置原则^[13]分别处理,并经逆变换重构出 DME。以重构 DME 信号与原始 DME 信号之间的归一化均方误差(NMSE)为标准,对各个小波函数重构 DME 的性能进行评估,定量的选出最优小波基。之后,用最优小波基进行脉冲重构,对比各阈值设置原则下重构的 DME 信号与原始 DME 信号之间的 NMSE,选出最佳阈值门限设置原则。NMSE 具体求法如下:

$$NMSE = 10 \log_{10} \frac{\sum_{n=1}^{VN} [\mathbf{i}'_k - \hat{\mathbf{i}}'_k]^2}{\sum_{n=1}^{VN} [\mathbf{i}'_k]^2} \quad (16)$$

其中, VN 为测距仪信号长度, \mathbf{i}'_k 为测距仪原始信号, $\hat{\mathbf{i}}'_k$ 为重构的测距仪信号。

表2显示给出了在信干比(SIR)为-20 dB 时,四种阈值门限设置方法下 dbN 各小波函数重构 DME 时所对应的 NMSE。针对表2的结果作如下两点讨论:

(1) 在任意一种阈值门限原则下 DME 脉冲重构的 NMSE 值均从 db2 到 db10 均递减,db10 小波对应最小的 NMSE 值,即重构信号与原始信号吻合度最高,重构效果最好。从定量角度选取 db10 小波为最佳小波基;

(2) 由(1)知 db10 为最优小波基,选用 db10 进行小波变换时对比四种阈值门限设置方法,在极值阈值原则下 NMSE 取得最小值,即重构效果最好,因此选择极值阈值原则为最佳阈值门限设置方法。

2.5 残留 DME 干扰的白化

接收机接收信号 y_k 减去小波变换重构出的 DME 信号 \hat{i}' 后即可消除 DME 信号对系统的影响,但由于小波变换重构法并不能精确的重构出原始 DME 信号,固 \tilde{y}_k 中会存在部分残留的 DME 信号,为定量分析残余干扰,引入如下定义,残余信干比:

$$\text{SIR}_{\text{rest}} = \frac{P_{\text{OFDM}}}{P_{\Delta\text{DME}}} \quad (17)$$

式中, P_{OFDM} 和 $P_{\Delta\text{DME}}$ 分别为原始 OFDM 信号与残余的 DME 干扰的功率,求法如下:

$$P_{\text{OFDM}} = \frac{1}{\text{VN}} \sum_{n=1}^{\text{VN}} (p_k)^2 \quad (18)$$

$$P_{\Delta\text{DME}} = \frac{1}{\text{VN}} \sum_{n=1}^{\text{VN}} [i'_k - \hat{i}'_k]^2 \quad (19)$$

其中, p_k 为 OFDM 原始信号, i'_k 为测距仪原始信号, \hat{i}'_k 为重构的测距仪信号, VN 为 OFDM 和 DME 信号的长度。

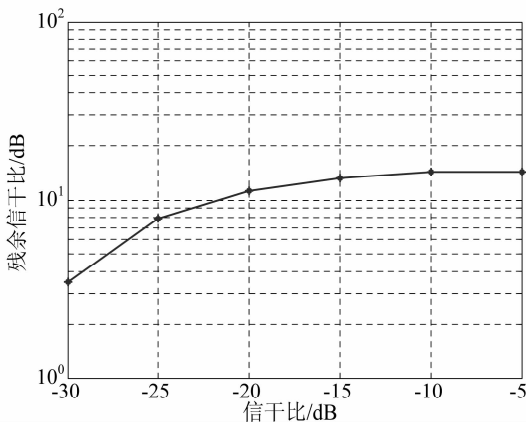


图 5 脉冲干扰重构消除后残留 SIR 性能

Fig. 5 Performance of residual SIR after pulse interference reconstruction and cancellation

图 5 显示给出信噪比 (SNR) 为 20 dB 条件下,经小波变换重构并消除 DME 干扰时,不同信干比 (SIR) 所对应的残留信干比。其中,横坐标为 SIR,纵坐标为残留信干比。由图可知,在 SNR 固定的情况下,针对不同功率的 DME 信号,小波抑制后残留信干比基本稳定在 10 dB。相对于 OFDM 信号功率,该强度的残余 DME 干扰对 OFDM 接收机仍有

一定程度的影响,导致解调时出现突发差错。

为避免残留 DME 干扰造成接收机突发解调错误,在接收机解调器之前通过解交织器与逆正交变换器将残留的干扰白化。具体流程如下:

(1) 在发射机对信号进行预处理:将符号分组 x_k 做正交变换 (常见的如 DFT) 得到 g_k ,再通过交织器进行随机信号交织,得到 m_k 。

(2) 在接收机对残留干扰进行白化处理:接收机解映射器后的信号 \tilde{m}_k 包含残余 DME 信号和来自发射机信号 m_k 。通过解交织,将残留的簇状 DME 干扰转化为非相关脉冲,再经逆正交变换 (常见如 IDFT) 将幅度较大的非相关脉冲平均到每个符号上。至此,残留的干扰即转化为白噪声。

3 仿真结果及讨论

3.1 仿真环境及参数

为验证论文提出的联合干扰抑制方法的正确性,论文设计实现联合小波变换脉冲干扰消除与残留干扰白化的 L-DACS1 仿真系统。仿真系统主要技术参数如下:传输带宽为 498.05 kHz,采样频率为 2.5 MHz,过采样因子为 4,子载波间隔为 9.76 kHz,FFT 点数 64 (有用子载波 50,空子载波 14),循环前缀点数 11,无信道编码, QPSK 调制,符号分组为 814,正交变换方法离散傅立叶变换,随机信号交织器;信道模型:AWGN 信道、航空移动 Parking 信道,信道中存在单个 DME 干扰源,带宽 1 MHz,载波偏移量为 +500 kHz,信干比为 -20 dB。接收机中脉冲重构方法小波变换脉冲重构,脉冲干扰消除为时域干扰消除,信道估计为理想信道估计,均衡器为线性迫零均衡器。

3.2 基于小波变换的时域信号脉冲干扰抑制效果

采用 db10 小波函数和极值阈值门限设置方法,时域测距仪脉冲干扰消除效果局部对比如图 6 所示。图中横坐标为时间轴,纵坐标为各信号幅值。其中,绿线表示原始 OFDM 信号 (实部),蓝线代表被测距仪干扰的 OFDM 信号 (实部),红线代表恢复的 OFDM 信号 (实部)。曲线比较表明:① 在没有测距仪干扰信号的区域,绿线和红线完全重合即恢复

的 OFDM 信号与原始 OFDM 信号几乎完全重合。

②在有测距仪干扰的区域,绿线和红线基本一致即恢复的 OFDM 信号与原始 OFDM 信号基本一致,说明基于小波变换方法抑制测距仪脉冲信号的效果良好,但仍有部分残余干扰。

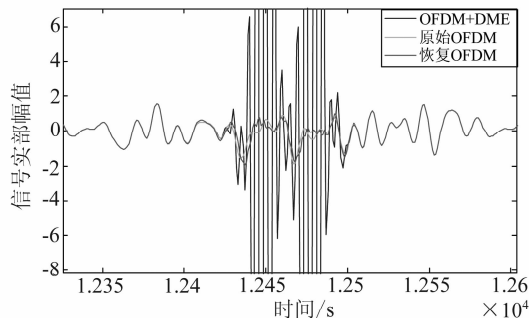


图6 基于小波变换的脉冲干扰消除效果
(db10, SIR=-20 dB,无白噪声)

Fig.6 The effect of pulse interference cancellation based on wavelet transform (db10, SIR=-20 dB, without white noise)

3.3 残留干扰的白化效果

图7-a,7-b,7-c 显示给出了接收机中残留干扰白化过程中各步骤的波形,其中横坐标为时间,纵坐标为信号的幅度。图7-a 为解交织前残留的簇状 DME 干扰波形信号,其幅度在-1.3 到 1.4 之间,图7-b 为解交织后残余干扰信号波形,其幅度-1.3 到 1.4 之间,图7-c 为逆正交变换后的残余干扰信号波形,幅度在-0.2 到 0.2 之间。图7-a 和图7-b 比较表明:通过接收机解交织处理簇状的残余 DME 干扰转化为非相关脉冲,图7-b 与图7-c 比较表明:通过接收机逆正交变换处理,非相关脉冲信号幅度被平均到每个符号上而大幅减小。

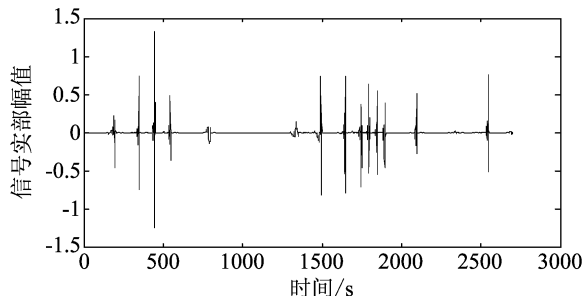


图7-a 残余干扰信号解交织前的波形

Fig.7-a The waveform of residual interference before deinterleaving

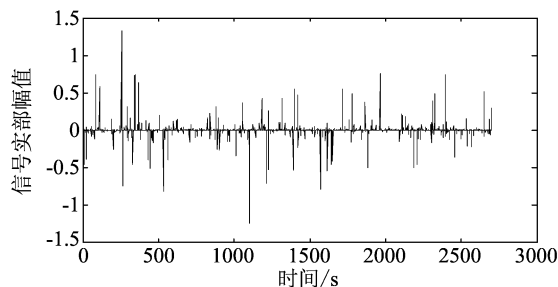


图7-b 残余干扰解交织后波形

Fig.7-b The waveform of residual interference after deinterleaving

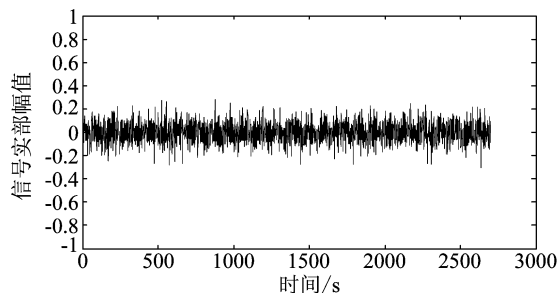


图7-c 残留干扰逆正交变换后的波形

Fig.7-c The waveform of residual interference after inverse orthogonal transformation

图8 显示给出了 OFDM 信号逆正交后的波形,其幅度在-0.8 到 0.8 之间。图7-c 与图8 对比表明残留干扰白化后幅值远小于 OFDM 信号的幅值,对 OFDM 信号的影响接近于白噪声的影响。

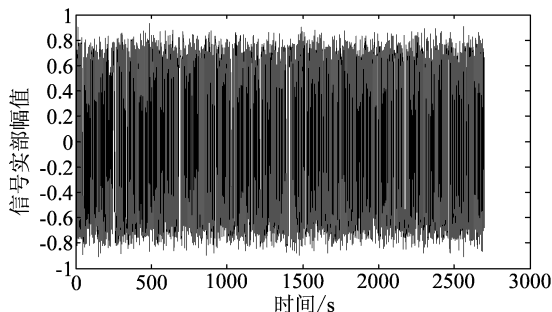


图8 OFDM 信号逆正交变换后的波形

Fig.8 The waveform of OFDM after inverse orthogonal transformation

3.4 比特差错性能曲线

图9 显示给出了 AWGN 信道下 OFDM 系统的比特差错性能曲线。其中,曲线横坐标代表信噪比,纵坐标代表 OFDM 系统的比特差错概率。图9 中包含五条曲线,其中标有“+”的曲线代表存在测

距仪脉冲干扰,接收机不使用干扰抑制方法的比特差错性能曲线;标有“ Δ ”的曲线代表采用脉冲熄灭方法的比特差错性能曲线;标有“ \diamond ”的曲线代表用小波变换方法的比特差错性能;标有“ \circ ”的曲线代表本文提出方法的比特差错性能;标有“ \square ”代表不存在测距仪干扰时的比特差错性能曲线。曲线比较表明:在 AWGN 信道环境下,①本文采用的基于 db10 的小波变换法相对于常规脉冲熄灭算法小波变换法在比特差错性能为 10^{-2} 时,可获得 6 dB 的性能改善;②联合小波变换与残余干扰白化法相对于仅用小波变换法在比特差错性能为 10^{-3} 时可获得 5 dB 的性能改善。可见,在 AWGN 信道环境下联合小波变换与残余干扰白化法更能有效克服 DME 干扰,提高 OFDM 系统链路传输可靠性。

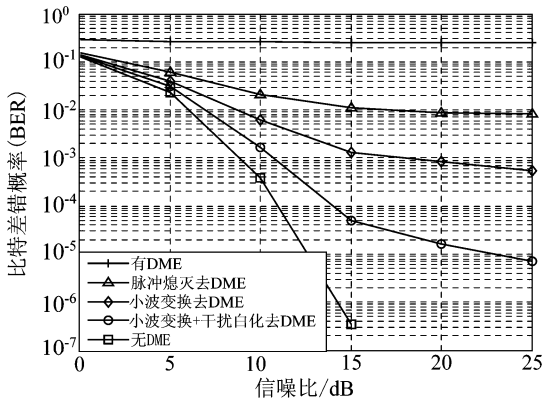


图 9 比特性能差错曲线

(AWGN 信道, QPSK, SIR = -20 dB)

Fig. 9 Bit error performance curve

(AWGN channel, QPSK, SIR = -20 dB)

为进一步研究 AWGN 信道下不同信干对比比特差错性能的影响,图 10 给出 SIR 分别为 -15 dB、-20 dB 和 -25 dB 条件下联合小波变换与残留干扰白化的测距仪脉冲干扰抑制方法的比特差错性能曲线,其中,曲线横坐标代表信噪比,纵坐标代表 OFDM 系统的比特差错概率。其中,标有“ \square ”代表 SIR 为 -25 dB 时的比特差错性能曲线;标有“ \diamond ”代表 SIR 为 -20 dB 时的比特差错性能曲线;标有“+”代表 SIR 为 -15 dB 时的比特差错性能曲线。曲线比较表明,本文所提出的方法在较低信干比条件下性能更好。

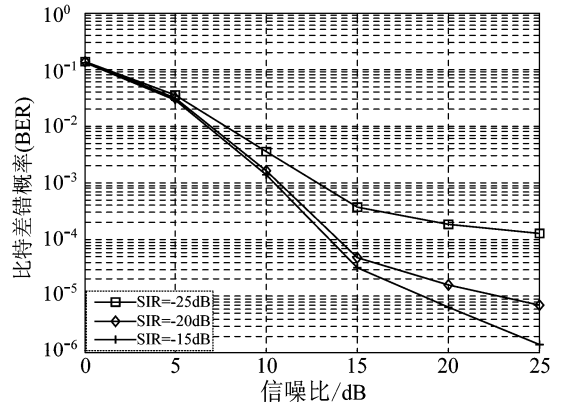


图 10 信号与干扰比值对比特性能的影响

(AWGN 信道, QPSK)

Fig. 10 The influence of signal to interference ratio on bit performance (AWGN channel, QPSK)

图 11 显示给出了多径信道下 OFDM 系统的比特差错性能曲线(理想信道估计),其中,曲线横坐标代表信噪比,纵坐标代表 OFDM 系统的比特差错概率。图 11 中包含五条曲线,其中标有“+”的曲线代表存在测距仪脉冲干扰,接收机不使用干扰抑制方法的比特差错性能曲线;标有“ \star ”的曲线代表采用脉冲熄灭方法的比特差错性能曲线;标有“ \diamond ”的曲线代表小波变换法的比特差错性能;标有“ Δ ”的曲线代表本文提出方法的比特差错性能;标有“ \square ”代表不存在测距仪干扰时的比特差错性能曲线。曲线比较表明:在多径信道下,①本文采用的基于 db10 的小波变换法相对于常规脉冲熄灭算法小波变换法在比特差错性能为 10^{-2} 时,可获得 8 dB 的性能改善;②联合小波变换与残余干扰白化法相对于仅用小波变换法在比特差错性能为 10^{-3} 时可获得约 5 dB 的性能改善。可见,在多径信道下联合小波变换与残余干扰白化法更能有效克服 DME 干扰,提高 OFDM 系统链路传输可靠性。

为进一步研究多径信道下不同信干对比系统比特差错性能的影响,图 12 给出 SIR 分别为 -15 dB、-20 dB 和 -25 dB 时联合小波变换与残留干扰白化的测距仪脉冲干扰抑制方法的比特差错性能曲线,其中,标有“ \diamond ”代表 SIR 为 -25 dB 时的比特差错性能曲线;标有“ \star ”代表 SIR 为 -20 dB

时的比特差错性能曲线;标有“□”代表 SIR 为 -15 dB 时的比特差错性能曲线。可见,在多径信道环境下,本文所提出的方法在较低信干比的条件下性能更好。

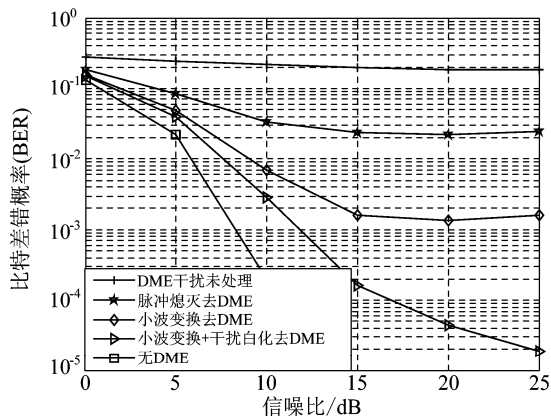


图 11 比特性能差错曲线(多径信道,QPSK, SIR=-20 dB,理想信道估计)

Fig. 11 Bit error performance curve (Multipath channel, QPSK, SIR=-20 dB, ideal channel estimation)

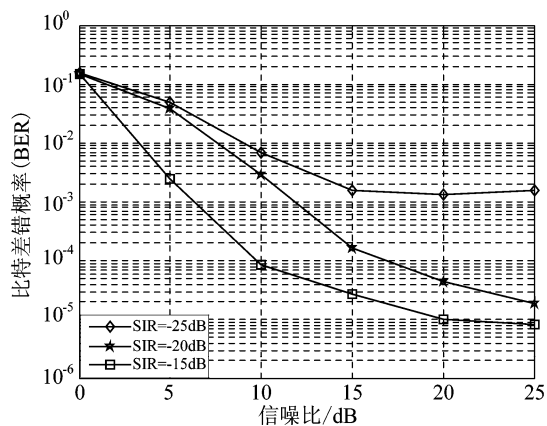


图 12 信号与干扰比值对比特性能的影响(多径信道,QPSK)

Fig. 12 The influence of signal to interference ratio on bit performance (Multipath channel, QPSK)

4 结论

本文提出联合小波变换与残留干扰白化的测距仪脉冲干扰抑制方法,该方法依据 Mallat 算法多分辨率及频带二进划分的特性,对接收信号逐层分解,利用 DME 信号与 OFDM 信号频谱分布的不同以及二者小波系数的差别,提取 DME 信号小波系数并重构出 DME 信号,进而消除其对接收信号的干

扰;针对残留的簇状干扰,论文通过解交织器将其转化为非相关脉冲,再经逆正交变换后实现白化。仿真结果显示:小波变换法可有效重构并消除测距仪脉冲信号,相对于常规脉冲熄灭法在误比特率为 10^{-2} 时可获得 6 dB 以上的性能改善;联合小波变换与残留干扰白化的测距仪脉冲干扰抑制方法相对于仅用小波变换法在误比特率为 10^{-3} 时,可获得约 5 dB 的性能改善。论文提出的联合干扰抑制方法可有效抑制测距仪脉冲干扰,提高 L-DACS1 系统链路传输可靠性。

参考文献

- [1] Neji N, De Lacerda R, Azoulay A, et al. Survey on the Future Aeronautical Communication System and its development for continental communications[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2013, 62(1): 182-191.
- [2] Sajatovic M, Haindl B, Ehammer M. et al. L-DACS1 System Definition Proposal Deliverable D2[M]. Europe: EURO-CONTRO, 2009: 1-173.
- [3] Schnell M, Epple U, Shutin D, et al. LDACS: future aeronautical communications for air-traffic management [J]. IEEE Communications Magazine, 2014, 52(5): 104-110.
- [4] Epple U, Schnell M. Overview of legacy systems in L-band and its influence on the future aeronautical communication system L-DACS1 [J]. IEEE Aerospace and Electronic Magazine, 2014, 29(2): 31-37.
- [5] Brandes S, Schnell M. Mitigation of pulsed interference in OFDM based systems [C] // 13th International OFDM Workshop. Germany: Essen, 2008: 193-197.
- [6] Epple U, Brandes S, Gligorevic S, et al. Receiver optimization for L-DACS1 [C] // IEEE/AIAA 28th Digital Avionics Systems Conference. USA: Orlando, 2009: 4. B. 1-1-4. B. 1-12.
- [7] Brandes S, Epple U, Schnell M. Compensation of the impact of interference mitigation by pulse blanking in OFDM systems [C] // IEEE Global Telecommunications Conference. USA: Honolulu, 2009: 1-6.
- [8] Epple U, Schnell M. Adaptive threshold optimization for a blanking nonlinearity in OFDM receivers [C] // Global Communications Conference (GLOBECOM). USA, Ana-

- heim, 2012;3661-3666.
- [9] Epple U, Shutin D, Schnell M. Mitigation of impulsive frequency-selective interference in OFDM based systems [J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2012, 1(5): 484-487.
- [10] Parmar J M, Patil S A. Performance evaluation and comparison of modified denoising method and the local adaptive wavelet image denoising method[C]//Intelligent Systems and Signal Processing (ISSP), 2013 International Conference on. USA:IEEE, 2013;101-105.
- [11] Anyaegbu E, Brodin G, Cooper J, et al. An integrated pulsed interference mitigation for GNSS receivers [J]. Journal of Navigation, 2008, 61(2): 239-255.
- [12] Brandes S. Suppression of Mutual Interference in OFDM Based Overlay Systems [D]. University of Karlsruhe, Germany, 2009.
- [13] 杨建国. 小波分析及其工程应用[M]. 北京:机械工业出版社,2005;27-30,108-111.
Yang J G. Wavelet analysis and its engineering applications [M]. Beijing: China Machine Press, 2005;27-30, 108-111. (in Chinese)
- [14] 魏东兴,殷福亮. 采用离散小波变换的认知无线电频谱能量检测[J]. 信号处理,2014,30(3):306-313.
Wei D X, Yin F L. Spectrum energy detection using dis-

crete wavelet transform for cognitive radios[J]. Journal of Signal Processing, 2014, (30)3: 306-313. (in Chinese)

- [15] Burrus C S, Gopinath R A, Guo H T. Introduction to Wavelets and Wavelet Transforms: A Primer[M]. USA: Prentice Hall, 1998;152-159.

作者简介



李冬霞 女,1971年生,陕西绥德人。中国民航大学,天津市智能信号与图像处理重点实验室,副教授,硕士生导师,研究方向为航空移动通信、甚高频数据链。

E-mail: dxli@cauc.edu.cn



高贝贝 男,1987年生,河南洛阳人。中国民航大学,天津市智能信号与图像处理重点实验室,硕士研究生,研究方向为航空移动通信、宽带移动通信。

E-mail: caucgaobeibei@126.com



刘海涛 男,1966年生,河北沧县人。中国民航大学,天津市智能信号与图像处理重点实验室,教授,硕士生导师,研究方向为航空移动通信系统、宽带移动通信。

E-mail: htliu@cauc.edu.cn