

一种保留相位谱的 DS 信号接收方法

王永民, 郭建新

(空军工程大学 电讯工程学院, 陕西 西安 710077)

摘 要:为抑制接收 DS 信号中的窄带干扰,研究了基于 DFT 只保留相位谱的 DS 信号接收方法,给出了该方法的一种迭代实现算法,有效降低了相位谱计算的运算量。讨论了该算法在 DS 系统抑制窄带干扰中的应用原理,分析了该算法在加性高斯白噪声信道中的性能损失,给出了一种计算性能损失的方法。对采用相位谱保留算法接收 DS 信号进行了数值仿真,给出了在窄带干扰和多址干扰情况下,该算法与常规 DS 信号接收方法的对比数值仿真结果。仿真结果表明:采用文中的算法处理后,可有效抑制窄带干扰,在多址干扰情况下,保留相位谱处理后没有引起明显的性能损失。

关键词: DS 扩谱;窄带干扰抑制;相位谱;DFT;迭代算法

DOI:10.3969/j.issn.1009-3516.2009.04.011

中图分类号: TN973.2 **文献标识码:** A **文章编号:** 1009-3516(2009)04-0048-05

自从在 DS 系统中采用实时傅里叶变换的变换域滤波抑制窄带干扰的方法被提出后^[1],已经有大量的研究成果相继发表^[2-9]。重叠变换、小波变换等方法被应用在窄带干扰检测和抑制中,此类方法在抑制干扰之前均要对干扰情况进行检测、估计,然后基于某种准则对干扰加以抑制或删除。文献[2]中给出了基于重叠变换、调制重叠变换的窄带干扰删除方法,但要求变换输入向量边界与数据比特对齐,这隐含了在干扰删除前要完成 PN 码的同步,但在强窄带干扰条件下,这是难以实现的,更多的情况下要求干扰抑制在 PN 码同步之前完成。文献[4]中的方法则需要反复计算 FFT 结果的统计量,直到统计检验结果满足要求。

由于调相信号的信息主要包含在信号的相位信息中,因此本文提出一种只保留信号 DFT 相位谱的 DS 信号接收方法,并给出了一种迭代实现算法。由于只保留相位谱处理后窄带干扰的能量相对信号将被大大削弱,因此该方法可以有效抑制 DS 信号中的窄带干扰。

1 保留相位谱信号处理迭代算法

利用各种傅里叶变换抑制 DS 信号中的强窄带干扰的方法^[3-4,10],其基本的思路都是检测出干扰在频域上的位置,然后对该频点或其附近频点的幅度进行抑制,以削弱干扰的能量。那么,假如将叠加了窄带干扰的接收信号幅频特性进行归一化处理,即对所有频点的幅频特性均取 1,这样也可以将干扰的能量相对大幅削弱,这种对幅频特性归一化处理等效于只保留了相位谱信息,其存在的问题是:这样处理后是否会影响信息的接收,对信号的正常接收会产生什么样的影响。信号的频域特性包括幅频特性和相频特性 2 个部分,而对于相位调制信号来说,其携带的信息几乎完全隐含在相频特性中。例如对于 BPSK 调制的 $s(t)$ 和 $-s(t)$,其携带的信息是不同的,但其幅频特性是完全相同的,而相频特性相差 π 。因此,对于相位调制信号的接收,只保留信号中的相位谱成分就可以恢复出其携带的信息。当然,只保留相位谱处理后,信号的幅频特性有失真,对信号的接收性能会产生一些影响,对这种影响的分析将在第 2 部分进行。文献[7]中给出了频域硬限幅的窄带干扰抑制方法,并讨论了不同限幅幅度情况下,重构信号的能量损失。实际上,当硬限幅幅度

* 收稿日期:2009-02-17

作者简介:王永民(1973-),男,吉林梅河口人,副教授,主要从事军事通信抗干扰技术研究。

E-mail:basuof@yahoo.com.cn

取值很小时,频域的硬限幅就接近于只保留相位谱的信号处理方式。文献[7]中没有讨论实际中限幅幅度的提取方法,而是直接取纯信号的幅度谱最大值。而实际接收信号的幅度谱会受到干扰的影响,因此实际应用该方法时,必须对干扰情况进行检测以提取合适的限幅幅度。只保留相位谱的处理方法则不需要对干扰进行检测。

为了得到信号的相位谱,必须实时计算信号的DFT,并在处理后变换回时域。在未加窗的情况下可以每次截取 N 点数据,进行DFT变换,处理后,执行IDFT恢复出 N 点时域数据。为降低数据截短后干扰的能量泄漏,文献[10]讨论了对截短重叠数据加窗处理方法,加窗后每次只取IDFT中的部分数据,以减小信号的失真。实际上,为降低数据截短后造成的能量泄漏,数据重叠连续变换的处理方法在干扰抑制中被广泛采用^[2,7-8]。这种数据重叠处理的极致则是前后2次 N 点变换的数据有 $N-1$ 点重叠,每次只恢复一个时域数据。此时如果直接利用经典DFT算法,则需要每接收一个数据即要完成一次 N 点DFT运算,需要的运算量非常大,即使采用FFT完成,其运算量也是非常大的。因此本文采用了下面给出的迭代DFT算法。

1.1 迭代DFT算法

关于迭代的DFT算法,前人已经作了相应的研究^[6],这里以相邻的2次运算结果为例,假设采样序列为 $x(n), n=0,1,\dots$,前 N 点 $x(0), x(1), \dots, x(N-1)$ 信号的DFT为:

$$X_N(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)e^{-jnk\frac{2\pi}{N}} \quad (1)$$

当采入一个新的数据 $x(N)$ 后,当前 N 点数据 $x(1), x(2), \dots, x(N)$ 的DFT为:

$$X_{N+1}(k) = \sum_{n=1}^N x(n)e^{-j(n-1)k\frac{2\pi}{N}} = [X_N(k) - x(0) + x(N)]e^{j\frac{2k\pi}{N}} \quad (2)$$

利用上式即可用迭代的方式计算出当前 N 点数据的DFT。设:

$$X_N(k) = X_{rN}(k) + iX_{iN}(k) = |X_N(k)|e^{j\theta_N(k)} = |X_N(k)|[\cos\theta_N(k) + i\sin\theta_N(k)] \quad (3)$$

则迭代DFT的具体计算公式为:

$$X_{rN+1}(k) = [X_{rN}(k) - x(0) + x(N)]\cos\frac{2k\pi}{N} - X_{iN}(k)\sin\frac{2k\pi}{N} \quad (4a)$$

$$X_{iN+1}(k) = [X_{rN}(k) - x(0) + x(N)]\sin\frac{2k\pi}{N} + X_{iN}(k)\cos\frac{2k\pi}{N} \quad (4b)$$

由于实信号的DFT变换具有共轭对称特性,因此,上述迭代计算只需要计算 $k=0,1,\dots,N/2$ 点的变换结果即可。

1.2 相位谱提取方法

相位谱提取处理即将频域幅度归一化,只保留DFT的相位谱信息,得到的结果为:

$$X_{\dot{N}}(k) = X_N(k) / |X_N(k)| = \cos\theta_N(k) + i\sin\theta_N(k) \quad (5)$$

由于 $X_N(k) = X_N^*(N-k)$,容易得到 $X_{\dot{N}}(k) = X_{\dot{N}}^*(N-k)$,即相位谱数据依然满足共轭对称特性,其反变换依然为一实信号,这样,在进行反变换时,只需考虑反变换的实部。

1.3 反变换处理算法

设反变换后的数据为 $x_{\dot{N}}(m)$,则 $x_{\dot{N}}(m) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_{\dot{N}}(k)e^{jmk\frac{2\pi}{N}}$,经变量代换整理后可得 $x_{\dot{N}}(m) = \frac{X_{\dot{N}}(0)}{N} + \frac{X_{\dot{N}}(N/2)}{N}(-1)^m + \frac{1}{N} \sum_{k=1}^{N/2-1} [X_{\dot{N}}(k)e^{jmk\frac{2\pi}{N}} + X_{\dot{N}}^*(k)e^{-jmk\frac{2\pi}{N}}]$ 。由于 $x_{\dot{N}}(m)$ 为一实信号,因此:

$$x_{\dot{N}}(m) = \frac{\cos\theta_N(0)}{N} + (-1)^m \frac{\cos\theta_N(N/2)}{N} + \frac{2}{N} \sum_{k=1}^{N/2-1} \left[\cos\theta_N(k)\cos\left(mk\frac{2\pi}{N}\right) - \sin\theta_N(k)\sin\left(mk\frac{2\pi}{N}\right) \right] \quad (6)$$

在进行反变换时,由于每次DFT都得到 N 点数据,反变换后依然会得到 N 点时域数据。此时,需要在反变换的 N 点时域数据中抽取一个点,做为当前处理后的时域输出。直观上看,取任何一个点似乎都可以得到正常的结果。但是若取最后一个点,则其DFT结果只利用了前面的 $N-1$ 点数据的统计关系,与后续数据无关,而取最前面的数据,也有类似的问题。因此,应取中间点数据更为理想,实际的仿真中也验证了这一点。这样实际的反变换只需要计算第 $N/2+1$ 点的时域数据,此时:

$$x_N(N/2) = \frac{\cos \theta_N(0)}{N} + (-1)^{N/2} \frac{\cos \theta_N(N/2)}{N} + \frac{2}{N} \sum_{k=1}^{N/2-1} (-1)^k \cos \theta_N(k) \quad (7)$$

上式显示计算第 $N/2 + 1$ 点时域数据时,只用到了相位谱的实部。

由于保留相位谱处理中,将所有数字频谱同等看待,因此会使得信号带外的干扰增强,尤其是采样率相对 PN 码切普速率高很多的情况下。对这种影响,可以采用置信号带外谱为 0 的方法来消除。此时在进行迭代 DFT 时,不必计算信号带外谱分量,在反变换运算时相应的数字频域点不参与运算,可以减少迭代时的运算量,同时可以进一步降低带外干扰的影响。

2 加性高斯白噪声信道下的性能分析

设接收信号为 $x(n) = s(n) + v(n)$, $n = 0, 1, \dots, N-1$, 且 $x(n) \Leftrightarrow X(k)$, $s(n) \Leftrightarrow S(k)$, $v(n) \Leftrightarrow V(k)$, 根据 Parseval 定理, 则有: $\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |X(k)|^2 = \sum_{n=0}^{N-1} x^2(n) = \sum_{n=0}^{N-1} [s(n) + v(n)]^2$ 。

设信号与噪声不相关, 则有: $E\left[\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |X(k)|^2\right] = E\left[\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} S^2(k)\right] + E\left[\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} V^2(k)\right]$ 。

设 $\xi = E\left[\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |S(k)|^2\right]$, $\zeta = E\left[\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |V(k)|^2\right]$, 当接收信号的信号与噪声能量比为 r 时, 则有 $\xi/\zeta = r$ 。定义信号的功率谱分布函数 $P_s(k)$, 令 $E[|S(k)|^2] = P_s(k)\xi$, 则有 $N = \sum_{k=0}^{N-1} P_s(k)$ 。类似地, 可以定义噪声功率谱分布函数 $P_v(k)$, 对高斯白噪声序列 $v(n)$, 其功率谱为均匀分布, 有 $P_v(k) = 1$ 。在频域点上的信号信噪比为 $\frac{P_s(k)\xi}{P_v(k)\zeta} = P_s(k) \frac{\xi}{\zeta} = P_s(k)r$ 。当只取 $X(k)$ 的相位谱时, 对应频域点上的信噪比没有变化,

但相应的频域点功率被归一化, 其中每个频点上的信号能量为 $\frac{1}{N} P_s(k)r/(1 + P_s(k)r)$, 幅度谱为 $\sqrt{P_s(k)r/(1 + P_s(k)r)}$; 输出序列中的噪声幅度谱为 $\sqrt{1/(1 + P_s(k)r)}$, 噪声能量为 $\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} 1/(1 + P_s(k)r)$, 变换回时域后, 采样点的噪声平均功率为 $\frac{1}{N^2} \sum_{k=0}^{N-1} 1/(1 + P_s(k)r)$ 。若接收时, 仍采用与未变换信号相匹配的归

一化的匹配滤波器, 匹配滤波器的幅频特性的为 $\sqrt{P_s(k)}$, 匹配输出最大信噪比点的信号功率为:

$$\left(\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \sqrt{P_s(k)} \sqrt{P_s(k)r/(1 + P_s(k)r)}\right)^2 = \left(\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} P_s(k) \sqrt{r/(1 + P_s(k)r)}\right)^2 \quad (8)$$

噪声功率为:

$$\frac{1}{N} \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \frac{1}{1 + P_s(k)r} \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} P_s(k) = \frac{1}{N^2} \sum_{k=0}^{N-1} \frac{1}{1 + P_s(k)r} \quad (9)$$

即变换后的信号经过匹配滤波后输出信噪比为:

$$r' = \frac{\left(\sum_{k=0}^{N-1} P_s(k) \sqrt{r/(1 + P_s(k)r)}\right)^2}{\sum_{k=0}^{N-1} 1/(1 + P_s(k)r)} \quad (10)$$

当原信号在频域内能量均匀分布时有, $P_s(k) = 1$, 相当于不对信号进行处理, 此时 $r' = Nr$ 。当进行 DS 信号接收时, 发送端是否成型或采用不同成型滤波器后, 信号的功率谱分布函数均不相同, 此时可按照其定义进行具体计算得到相应的结果。

3 数值仿真

3.1 高斯白噪声信道下的数值仿真

高斯白噪声信道下的仿真在基带进行, 仿真中取 PN 码为 64 位 M 序列, PN 码切普速率为 1, 采样率为

4, DFT 变换长度取一个 PN 码周期, 为 256 点变换。PN 码调制数据后成型, 并加入高斯白噪声。成型滤波器为 30 阶高斯加窗根升余弦滤波器, 滚降因子为 0.25, 窗函数 $\alpha=0.5$ 。接收端采用本文中的只保留相位谱的方法进行处理, 然后用基带成型匹配滤波器进行接收, 并将结果与未经处理的数据采用基带成型匹配滤波器后的结果进行对比。按照仿真中的成型滤波器参数, 计算后得到在加性高斯白噪声信道中的信噪比对比情况见表 1。

表 1 相位谱保留接收与正常接收的性能比较

Tab.1 Performance comparison between phase spectrum reservation and conventional processing	dB									
输入信噪比	-20	-19	-18	-17	-16	-15	-14	-13	-12	-11
未处理匹配输出信噪比	4.08	5.08	6.08	7.08	8.08	9.08	10.08	11.08	12.08	13.08
保留相位谱匹配输出信噪比	3.88	4.83	5.77	6.69	7.60	8.49	9.35	10.19	10.99	11.76
性能损失	0.20	0.25	0.31	0.38	0.44	0.59	0.73	0.89	1.09	1.32

计算结果显示, 当信噪比越低时, 处理前后的性能越接近。这是因为信噪比越低, 噪声在接收信号中所占的分量越大, 信号在频域内越接近于均匀分布。取相位谱后引起的信号失真越小, 因此而引起的性能损失也越小。

在高斯白噪声信道中的传输仿真性能对比见图 1。由图 1 可见, 相对未经处理的信号, 其性能约有 1 dB 左右的损失。由于只保留相位谱使得信号有一定程度的失真, 因此必然造成高斯白噪声信道下性能的损失, 这是可以理解的。并且在通常情况下, 仿真中性能的损失也是可以接受的。

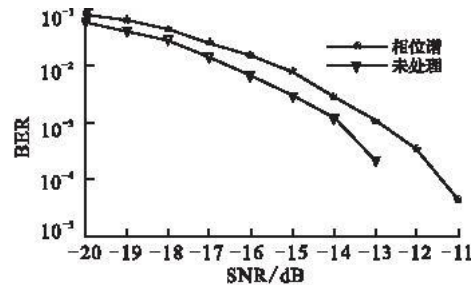


图 1 高斯白噪声信道下的性能对比图

g.1 Performance comparison in AWGN channel

3.2 在窄带干扰下的仿真结果

图 2 给出了叠加 3 个连续波干扰的仿真结果, 仿真中取 PN 码为 64 位 M 序列, PN 码切普速率为 1, 采样率为 8, 载波频率为 2, DFT 变换长度取一个 PN 码周期, 为 512 点变换。仿真中白噪声功率比信号强 3 dB, 同时加入了 3 个连续波干扰, 干扰频率分别为 1.4、2、2.33, 功率分别比信号强 17.8 dB、15 dB 和 17 dB。为了对比方便, 将经过保留相位谱处理及未处理的输出结果画在一个图中, 其中上面的为经过保留相位谱处理后的输出结果, 下面的为未经过处理的接收输出结果, 以下给出的仿真结果与之类似。

图 3 给出了叠加 2 个窄带 BPSK 调制干扰和 1 个连续波干扰时的输出结果, 干扰频率分别为 1.4、2、2.33, 功率分别比信号强 13 dB、13 dB 和 15 dB, 其中频率为 1.4 和 2 的干扰为 BPSK 调制干扰, 数据速率与 DS 信号相等, 即信号带宽为 DS 信号的 1/64, 频率为 2.33 的干扰为连续波干扰。其它仿真条件与图 2 中的仿真条件相同。

由图 2 及图 3 可见, 经过保留相位谱处理后, 可以明显抑制连续波或窄带干扰对信号接收的影响。由于 BPSK 调制的干扰比连续波干扰占据的带宽宽, 信号受到干扰的频带变宽, 因此处理后对干扰的抑制效果相对变差一些。

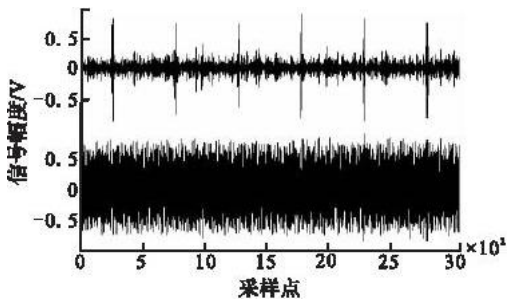


图 2 叠加了 3 个连续波干扰后的匹配滤波输出

Fig.2 Matched filtering output under three CW interference

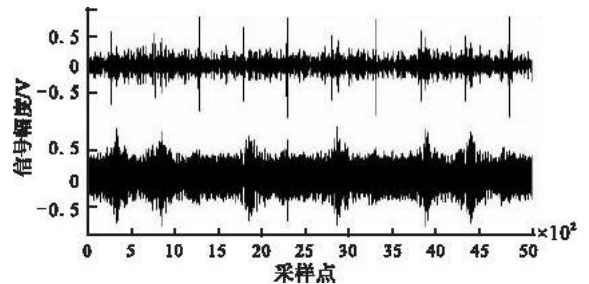


图 3 叠加了 1 个连续波干扰和 2 个窄带干扰后的匹配滤波输出

Fig.3 Matched filtering output under one CW and two narrowband interference

3.3 多址干扰下的仿真

图4给出了信号在叠加了1个多址干扰情况下的仿真结果,仿真中白噪声功率比信号强3 dB,同时加入1个多址干扰。多址干扰采用了与信号不同的另一个64位M序列,PN码速率和信号功率与信号相同,载波与信号同频同相。

由于多址干扰与信号占据的带宽相同,因此信号所有频点的相位都受到影响,因此,保留相位谱处理后,对于干扰基本没有抑制作用。但是由图4的结果可见,此时保留相位谱后的接收效果与未经处理的基本相同,没有很明显的性能恶化现象。

4 结论

DS系统抗窄带干扰的方法一直是DS系统抗干扰研究的重点,本文给出的保留相位谱接收方法可以有效抑制窄带干扰的影响。在加性高斯白噪声信道中,保留相位谱接收方法的性能略有损失,但是损失的程度一般情况下可以承受。

参考文献:

- [1] Milstein L B, Das P K. An Analysis of A Real-time Transform Domain Filtering Digital Communication System—Part I: Narrow-band Interference Rejection[J]. IEEE Trans Commun, 1980, 28(6): 816—824.
- [2] Medley Michael J, Saulnier Gary J, Das Pankaj K. Narrow-band Interference Excision in Spread Spectrum Systems Using Lapped Transforms[J]. IEEE Trans Commun, 1997, 45(11): 1444—1455.
- [3] Davidovici S, Kanterakis E G. Narrow-band Interference Rejection Using Real-time Fourier Transforms[J]. IEEE Trans Commun, 1989, 37(7): 713—722.
- [4] 张春海, 薛丽君, 张尔扬. 基于自适应多门限算法的变换域窄带干扰抑制[J]. 电子与信息学报, 2006, 28(3): 461—465. ZHANG Chunhai, XUE Lijun, ZHANG Eryang. Narrow-band Interference Suppression in Transform Domain Based on Adaptive Multi-threshold Algorithm[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2006, 28(3): 461—465. (in Chinese)
- [5] Mettke M, Medley M J, Saulnier G J, et al. Wavelet Transform Excision Using IIR Filters in Spread Spectrum Communication Systems[C]//In IEEE Globecom'94. [S.l.]: IEEE Press, 1994: 1627—1631.
- [6] 李长江. DFT递归算法与实现研究[J]. 信号处理, 1989, 5(4): 240—249. LI Changjiang. A Study on DFT Recursive Algorithm and Its Realization[J]. Signal Processing, 1989, 5(4): 240—249. (in Chinese)
- [7] 孙永军, 易克初. 直接序列扩谱CDMA系统中盲窄带干扰抑制[J]. 系统仿真学报, 2007, 19(16): 3756—3760. SUN Yongjun, YI Kechu. Blind Suppression of Multiple Narrow-band Interferences in DSS/CDMA Systems[J]. Journal of System Simulation, 2007, 19(16): 3756—3760. (in Chinese)
- [8] 朱丽平, 胡光锐, 朱义胜. 一种新的重叠双正交变换域窄带干扰抑制技术[J]. 上海交通大学学报, 2004, 38(12): 1986—1988. ZHU Liping, HU Guangrui, ZHU Yisheng. A New Lapped Biorthogonal Transform Domain Narrow-band Interference Excision Technique[J]. Journal of Shanghai Jiaotong University, 2004, 38(12): 1986—1988. (in Chinese)
- [9] 柏廷广, 邵定蓉, 李署坚, 等. 变换域窄带干扰抑制技术的研究与仿真[J]. 系统仿真学报, 2008, 20(16): 4390—4416. BAI Tingguang, SHAO Dingrong, LI Shujian, et al. Narrow-band Jamming Suppression Method and Simulation in Transform-Domain[J]. Journal of System Simulation, 2008, 20(16): 4390—4416. (in Chinese)
- [10] 张春海, 卢树军, 张尔扬. 基于加窗DFT的DSSS系统变换域窄带干扰抑制技术[J]. 解放军理工大学学报:自然科学版, 2004, 5(4): 11—15. ZHANG Chunhai, LU Shujun, ZHANG Eryang. Windowed DFT-Based Narrow-band Interference Suppression for DSSS Communication System[J]. Journal of PLA University of Science and Technology: Natural Science Edition, 2004, 5(4): 11—15. (in Chinese)

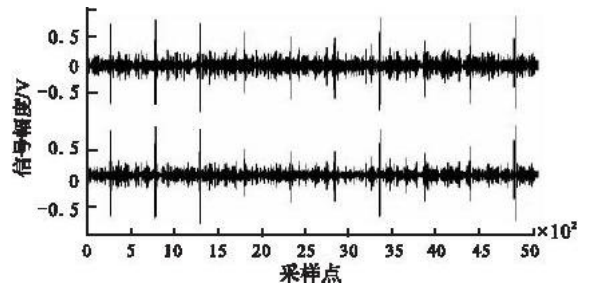


图4 叠加了1个多址干扰后的匹配滤波输出
Fig.4 Matched filtering output under one multi-user interference

(编辑:徐楠楠)

(下转第 57 页)