

基于互补对称滤波器的 APCMA 信号的盲分离算法

刘秋红, 许漫坤, 李天昀, 陆明明

(中国人民解放军战略支援部队信息工程大学, 河南郑州 450001)

摘要: 针对小站信号带宽大于主站信号的新非对称成对载波多址 (Asymmetric Paired Carrier Multiple Access, APCMA) 信号背景, 在一种低复杂度的盲抵消结构基础上, 提出基于互补对称滤波器的盲分离算法. 该算法采用互补对称滤波器从时频域上将混合信号分解为同时含主站信号与小站信号, 以及只含小站信号的两路分量信号, 在保证采样率不变的情况下对含主站信号的信号分量做进一步的信号分离, 通过两路分量信号的同步处理确保了分离之后的两路信号分量中小站信号的可加性和完整性. 仿真结果表明, 与原低复杂度算法相比, 本文算法有效地提升了混合信号的分离性能. 此外, 本文提出的具有信息不变性的互补对称滤波器有较广泛的应用前景, 可用于宽带多信号抵消、信道估计以及隐蔽传输下的扩频检测等问题中.

关键词: 成对载波多址; 盲分离; 时频域; 互补对称滤波器; 信息不变性

中图分类号: TN911.6

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112 (2020) 12-2394-08

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.3969/j.issn.0372-2112.2020.12.015

Blind Separation of APCMA Signal Based on Complementary Symmetric Filters

LIU Qiu-hong, XU Man-kun, LI Tian-yun, LU Ming-ming

(PLA Strategic Support Force Information Engineering University, Zhengzhou, Henan 450001, China)

Abstract: For the new asymmetric paired carrier multiple access (APCMA) signal with the station signal bandwidth greater than the main station signal, on the basis of a low-complexity blind separation structure, an efficient blind separation algorithm based on the complementary symmetric filters is proposed. By constructing the complementary symmetric filters, the algorithm decomposes the mixed signal into two component signals in the time-frequency domain, one containing both the main station signal and the station signal, and the other containing only the station signal. Further, it separates the signal component containing the main station signal in the case of the same sample rate. Then, it synchronizes the two signal components under the same parameters, which ensures the additivity and integrity of the station signals in the two signal components after the separation. The experimental results show that compared with the original low-complexity separation algorithm, the proposed algorithm effectively improves the separation performance of the mixed signal. In addition, the complementary symmetric filters with information invariance proposed in this paper have a wide application prospect, which can be used in broadband multi-signal cancellation, channel estimation and spread spectrum detection under covert transmission.

Key words: paired carrier multiple access; blind separation; time-frequency domain; complementary symmetric filters; information invariance

1 引言

随着卫星通信需求的急剧增加, 为了提高带宽资源利用率, Viasat 公司于 1998 年提出了一种新型的卫星通信多址接入技术 PCMA^[1] (Paired Carrier Multiple

Access), 通过在时频域叠加主站信号与小站信号, 在有效地提高频带利用率的同时, 增强了小站信号的抗截获能力. 其非对称应用模式 APCMA (Asymmetric PCMA) 中, 主站信号的功率远大于小站. 如何在非协作通信下实现 APCMA 信号的盲分离一直是一个重要的研究热

点.目前的分离算法都是针对传统的 APCMA 体制,即小站信号的带宽和功率皆小于主站信号.随着扩频技术的成熟和发展,其抗干扰能力强、隐蔽性好、可实现码分多址等优点使其逐渐应用于小站.在这种新的应用背景下,弱信号的带宽被拓宽,再加上主站信号采用了成熟的传输协议而限制了其带宽,此时小站信号的带宽会大于主站信号.本文讨论的即为小站信号带宽大于主站信号的 APCMA 盲分离问题.

传统的 APCMA 盲分离算法多源于多用户串行干扰抵消思想.文献[2]针对同频不同功率的 BPSK (Binary Phase Shift Keying) 信号,利用大信号解调过程中得到的参数信息对原信号重新调制,而后从混合信号中减去视为干扰的大信号,提取出小信号.文献[3]利用相似的方法对正交振幅调制信号进行了分离解调.文献[4]提出一种 APCMA 截获方法,将弱信号作为强信号的一种干扰,对强信号进行解调,然后利用解调信息对其波形重构,最后从混合信号中减去重构的强信号,得到弱信号.该波形重构算法实现环节多、复杂度高.文献[5]在此基础上提出了一种迭代波形重构算法,通过对分离得到的弱信号解调,重构其波形,再从混合信号中减去重构的弱信号使得新一轮的强功率信号解调性能有所提升.算法复杂度高且分离精度依赖于弱信号的解调性.文献[6]基于波形重构的思路,具体分析了强信号解调的环节中参数估计误差对弱信号解调性能的影响.文献[7]提出一种基于同步挤压小波变换的盲分离算法,该算法在对混合信号按强信号同步后,通过同步挤压小波变换提取强信号时频曲线,降低了强信号解调误码率.文献[8]研究了覆盖于强信号之下的弱信号检测问题,对接收信号以强信号参数做同步后,从符号值中减去强信号的硬判决值,对剩下的信息按照信号噪声的能量差异检测其中的弱信号,复杂度较低.文献[9]将文献[8]的思想应用于小站信号为扩频且带宽小于主站的混合信号中,实现了 DVB-CID 信号的分离.文献[10]在文献[8]的基础上,提出一种利用软信息修正信号判决值的盲分离算法,算法通过修正强信号的硬判决值来降低强弱信号符号误码率.

本文在不考虑小站信号解调性和主站信号译码性的前提下,针对小站信号带宽大于主站信号的 APCMA 信号盲分离问题,基于文献[8]提取强、弱信号的信息,对接收信号按强信号同步后,采用硬判决得到强信号的符号信息,而后从同步后的混合信号中减去该硬判决值得到弱信号,以较低的复杂度实现了 APCMA 信号的盲分离.由于小站信号带宽大于主站,因此对信号按主站信号进行匹配滤波和同步抽样都会给小站信号带来不可逆的信息损失.本文拟采用互补对称滤波器将混合信号在时频域上分为两路信号分量,对同时含有

主站和小站信息的信号分量按星座映射的思想提取强信号符号信息,而后通过还原强信号的采样率获得该信号分量中的弱信号.此外,在对含强信号的信号分量做定时和载波同步时,同步处理只含有弱信号的另一路信号分量,保证两路信号分量中弱信号的可加性和不变性.在确保小站信号完整性的同时,有效地解决了新信号体制下的信号分离抵消问题.

2 信号模型

本文假设 APCMA 信号的频谱叠加情况如图 1 所示,即主站信号的功率大于小站信号,带宽小于小站信号,且小站通过扩频调制后传输功率较低,可完全掩藏在强信号和噪声中,该通信系统在有效提高频谱利用率的同时满足了通信的隐蔽性.

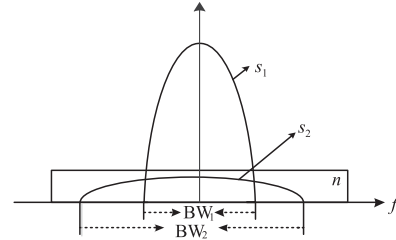


图1 APCMA信号频谱

为简化分析,本文假设主站强信号为 QPSK 调制,小站弱信号为 BPSK 调制,则混合信号模型为

$$s(t) = s_1(t) + s_2(t) + n(t) \quad (1)$$

$$s_1(t) = A_1 \exp(j2\pi f_1 t + \varphi_1) \sum_i a_i g_1(t - iT_1 - \tau_1(t)) \quad (2)$$

$$s_2(t) = A_2 \exp(j2\pi f_2 t + \varphi_2) \sum_i b_i g_2(t - iT_2 - \tau_2(t)) \quad (3)$$

其中, $s(t)$ 为混合信号, $s_1(t)$ 为主站信号, $s_2(t)$ 为小站信号, $n(t)$ 为噪声; A_1 、 A_2 分别表示强、弱信号幅度; T_1 、 T_2 分别为强、弱信号的符号周期; f_1 、 f_2 分别为强、弱信号载频; φ_1 、 φ_2 分别为强、弱信号相位; τ_1 、 τ_2 分别为强、弱信号延时; a_i 为强信号的归一化符号序列, b_i 为弱信号经扩频调制后的归一化符号序列; g_1 、 g_2 分别表示强、弱信号的成型滤波器,本文假设均为根升余弦.

对混合信号 $s(t)$ 以满足奈奎斯特定理^[11]的周期 T_s 进行采样后,得到其离散模型为

$$s_k = s_{1,k} + s_{2,k} + n_k \quad (4)$$

$$s_{1,k} = A_1 \exp(j2\pi f_1 k T_s + \varphi_1) \sum_i a_i g_1(k T_s - iT_1 - \tau_1 T_s) \quad (5)$$

$$s_{2,k} = A_2 \exp(j2\pi f_2 k T_s + \varphi_2) \sum_i b_i g_2(k T_s - iT_2 - \tau_2 T_s) \quad (6)$$

其中, $s_k = s(kT_s)$, $n_k = n(kT_s)$. 本文在无其他先验信息且不考虑弱信号解调和信道译码的情况下, 研究从混合信号 s_k 中分离强、弱信号的方法.

3 新 APCMA 信号体制盲分离算法

3.1 低复杂度 APCMA 盲分离算法

文献[8]对混合信号按强信号进行解调, 首先按其符号速率进行匹配滤波(匹配滤波器通带增益为 0dB), 然后进行定时同步和载波同步得到以强信号符号速率为采样率的信息值. 因主站信号功率强于小站信号, 该星座图上的信息值硬判决即为强信号的符号信息序列. 由于 QPSK 信号为恒模调制且在理想的定时判决点不存在符号串扰, 即无噪声、无干扰的理想强信号在定时判决点的幅度应保持不变, 若幅度出现抖动, 则这些抖动必然是由噪声和弱信号干扰引起的. 因此用信息值减去强信号的硬判决值即为弱信号和噪声. 与传统的波形重构算法相比, 该算法避开了较为复杂的波形重构环节, 具体的算法流程如图 2 所示.

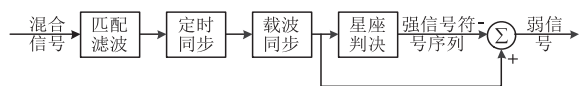


图2 低复杂度APCMA盲分离算法

采用图 2 算法对主站信号匹配滤波和同步处理后, 混合信号中小站信号的原相位、频偏和时延将会发生改变. 文献[8, 10]给出了对接收信号按主站信号同步采样后的信号模型.

$$\tilde{s}_k = A_1 a_k + \tilde{s}_{2,k} + \tilde{n}_k \quad (7)$$

$$\tilde{s}_{2,k} = A_2 \exp(j2\pi\tilde{f}_2 kT_1 + \tilde{\varphi}_2) \sum_i \tilde{b}_i \tilde{g}_2(kT_1 - iT_2 - \tilde{\tau}_2 T_1) \quad (8)$$

其中, $\tilde{s}_k = s(kT_1)$, $\tilde{n}_k = n(kT_1)$, $\tilde{\tau}_2$, $\tilde{f}_1$, $\tilde{\varphi}_2$ 分别为弱信号新的时延、频偏和相偏.

当弱信号带宽小于强信号时, 即 $T_1 < T_2$, 对主站信号匹配滤波时, 弱信号相当于过一个通带带宽大于信号本身的低通滤波器, 无频带损失, 即 $\tilde{g}_2$ 为弱信号的原成型滤波器; 对混合信号按强信号同步采样后, 式(8)中, 遍历 k 能取到所有的 i , 即对接收信号按强信号同步采样不会丢失弱信号的符号信息; 当弱信号带宽大于强信号时, 即 $T_1 > T_2$, 对强信号匹配滤波时, 弱信号宽于强信号的频带部分会被滤除, 即 $\tilde{g}_2$ 不再是弱信号的原成型滤波器; 式(8)中, 遍历 k 的同时只能取到部分的 i , 即对混合信号按强信号同步采样会丢失弱信号部分符号信息. 基于以上分析, 在小站信号宽于主站信号的背景下, 按图 2 算法对混合信号分离时, 会造成弱信号频带信息和符号信息的不可逆损失, 对于扩频体制的小站信号会造成扩频增益的大幅下降.

3.2 基于互补对称滤波器的 APCMA 盲分离算法

由 3.1 节的分析可知, 对于本文研究的小站带宽大于主站的 APCMA 盲分离问题, 原低复杂度算法会造成小站部分信息损失. 为此, 本文将通过构造互补对称滤波器来完整地提取小站信号的频带信息, 避免强信号解调中小站信号的频带损失; 其次, 通过对强信号的硬判决符号信息内插的方法避免对强信号抽样带来的小站信息丢失.

3.2.1 互补对称滤波器

3.2.1.1 原理特性

若信号 s 通过一对滤波器 h_A 和 h_B 后, 信号无幅度失真和相位失真, 即满足信息时频域不变性

$$\begin{cases} s = s \otimes h_A + s \otimes h_B \\ S(w) = S(w) \cdot H_A(w) + S(w) \cdot H_B(w) \end{cases} \quad (9)$$

则称 h_A 与 h_B 为一对互补对称滤波器. $\otimes$ 表示卷积.

由式(9)可知, 互补滤波器的时频域满足

$$h_A + h_B = \delta(k), H_A(e^{jw}) + H_B(e^{jw}) = 1 \quad (10)$$

上式表明, 互补对称滤波器的幅频响应满足

$$|H_A(e^{jw})| = |H_B(e^{jw})| = 1 \quad (11)$$

以上分析表明, 为避免信号幅度失真, 互补对称滤波器需满足频域归一化条件, 即通带增益为 0dB; 为避免信号相位失真, 互补滤波器应具有严格的线性相位. 满足以上条件的滤波器类型不限, 如低通、带通、高通、多带等均可. 图 3 即为一对低通、高通互补滤波器, 在频域等效为全通特性.

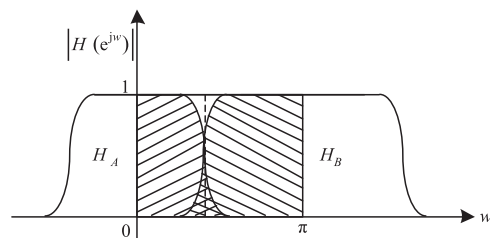


图3 互补对称滤波器（低通和高通）

由于 FIR 系统^[11]稳定, 更容易获得严格的线性相位特性, 且允许设计多通带(或多阻带)滤波器, 因此工程实现中可采用 FIR 滤波器. 对于线性相位 FIR 滤波器 h_A , h_B , 其相频响应分别为

$$\begin{cases} \theta_A(w) = -(N_A - 1)w/2 + \beta_A \\ \theta_B(w) = -(N_B - 1)w/2 + \beta_B \end{cases} \quad (12)$$

其中 N_A , N_B 分别为 h_A 与 h_B 的滤波器阶数, 为避免相位失真, 两滤波器的相位特性需相同, 即满足

$$N_A = N_B, \beta_A = \beta_B \quad (13)$$

由式(10)、(12)、(13)可知, 当互补对称滤波器为第一类线性相位偶对称 FIR 滤波器^[11]时, 满足

$$\begin{cases} h_A = \{h_1, h_2, h_3, h_4, \dots, h_{2N+1}\} \\ h_B = \{-h_1, \dots, -h_N, 1 - h_{N+1}, \dots, -h_{2N+1}\} \end{cases} \quad (14)$$

图 4(a)、(b) 为 13 阶归一化 FIR 互补对称滤波器,二者在频域上构成一个具有连续线性相位的全通 0dB

滤波器,如图 4(c),因此信号过该对滤波器后,无幅度、相位失真,严格满足信息不变性。

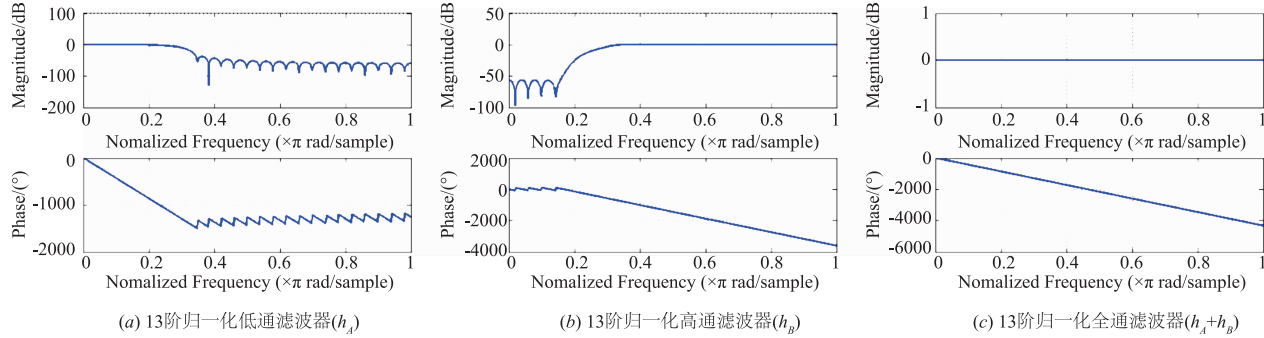


图4 滤波器幅频响应

若 h_A 为有限长度的归一化根升余弦滤波器,由式 (14) 构造其互补滤波器 h_B ,则不同阶数下高斯白噪声过该对滤波器后的重构误差如表 1 所示。

表 1 不同滤波器阶数下的重构误差

阶数	11	51	101
重构误差	4×10^{-17}	12×10^{-17}	17×10^{-17}

表 1 表明,无论滤波器阶数大小,通过互补对称滤波器后的重构误差都非常小,即重构后的信号信息几乎保持严格不变,与上述理论分析一致。

3.2.1.2 混合信号双滤波

根据强信号符号周期 T_1 构造其归一化匹配滤波器 h_A ,混合信号过该滤波器可得

$$\begin{aligned} s_{A,k} &= [s_{1,k} + s_{2,k} + n_k] \otimes h_A \\ &= s_{1,k} \otimes h_A + s_{2,k} \otimes h_A + n_k \otimes h_A \\ &= s_{1A,k} + s_{2A,k} + n_{A,k} \end{aligned} \quad (15)$$

按照式 (14),由滤波器 h_A 构造其互补对称滤波器 h_B ,混合信号过该滤波器后,同理可得

$$s_{B,k} = s_{1B,k} + s_{2B,k} + n_{B,k} \quad (16)$$

由于 h_A 是对强信号的完整滤波,因此 $s_{B,k}$ 中不含强信号信息,即 $s_{1B,k} = 0$,则式 (16) 可写为

$$s_{B,k} = s_{2B,k} + n_{B,k} \quad (17)$$

由互补滤波器对信息的严格不变性可知

$$s_{1,k} = s_{1A,k}, s_{2,k} = s_{2A,k} + s_{2B,k}, n = n_A + n_B \quad (18)$$

式 (15)、(17)、(18) 表明,强信号 $s_{1,k}$ 只存在于 $s_{A,k}$ 中,弱信号 $s_{2,k}$ 则同时存在于 $s_{A,k}$ 和 $s_{B,k}$ 中,且满足滤波后重构信息的不变性。因此可通过分离 $s_{A,k}$ 中的强弱信号,提取强信号 $s_{1,k}$,并确保从 $s_{A,k}$ 中分离的弱信号 $s_{2A,k}$ 仍与 $s_{B,k}$ 中的弱信号 $s_{2B,k}$ 满足相加不变性,即可实现 APCMA 信号的无损分离。

3.2.2 强弱信号分离

由上节分析可知,需在满足弱信号可加性的前提下对匹配滤波后的混合信号 $s_{A,k}$ 进行强弱信号分离。因强信号功率大于弱信号,所以可将弱信号视为强信号

的干扰,按照强信号的解调流程实现强信号的符号提取。首先,将式 (5) 代入 (15) 可得

$$\begin{aligned} s_{A,k} &= A_1 \exp(j2\pi f_1 k T_s + \varphi_1) \\ &\quad \cdot \sum_i a_i h_1(kT_s - iT_1 - \tau_1 T_s) + s_{2A,k} + n_{A,k} \end{aligned} \quad (19)$$

其中, h_1 为强信号匹配滤波后的升余弦滤波器。

对 $s_{A,k}$ 在不改变采样率的前提下按照强信号进行定时同步和载波同步,得到

$$\begin{aligned} s'_{A,k} &= A_1 \sum_i a_i h_1(kT_s - iT_1) \\ &\quad + (s_{2A,k} + \tau_1 + n_{A,k} + \tau_1) \exp(-j2\pi(k + \tau_1)f_1 T_s - \varphi_1) \end{aligned} \quad (20)$$

对 $s'_{A,k}$ 按照强信号的符号速率进行 T_1/T_s 倍抽样,则信号在强信号最佳判决点处的值为

$$\tilde{s}'_{A,k} = A_1 a_k + \tilde{s}_{2A,k} + \tilde{n}_{A,k} \quad (21)$$

因强信号能量强于噪声和弱信号,所以式 (21) 判决值的实部和虚部的正负号将由强信号的符号值 $A_1 a_k$ 决定。对于 QPSK 强信号,当其叠加高斯噪声时,信号的星座点将在每个象限以圆的方式向四周散开,圆心即为强信号的实际星座点,且由于扩频调制的小站具有伪噪声特性,因此可基于文献 [8],取每个象限的质心作为强信号 $A_1 a_k$ 的估计值。记 $U_l (l=1,2,3,4)$ 为象限, N_l 为第 l 象限内的星座点数, m_l 为第 l 象限内所有星座点的质心,则

$$m_l = (\sum_{\tilde{s}'_{A,k} \in U_l} \tilde{s}'_{A,k}) / N_l \quad (22)$$

由式 (22) 得到的强信号符号值做 T_1/T_s 倍内插,得到与 $s'_{A,k}$ 同样采样率的强信号

$$s'_{1,k} = A_1 \sum_i a'_i h_1(kT_s - iT_1) \quad (23)$$

将其代入式 (20),可得

$$\begin{aligned} s''_{A,k} &= s'_{A,k} - s'_{1,k} = (s_{2A,k} + \tau_1 + n_{A,k} + \tau_1) \\ &\quad \cdot \exp(-j2\pi(k + \tau_1)f_1 T_s - \varphi_1) + \Delta s_{1,k} \end{aligned} \quad (24)$$

其中, $\Delta s_{1,k}$ 表示强信号由于星座硬判决估计引起的残留信息。由式 (24) 可知,对 $s_{A,k}$ 同步后采用先抽样后内插的

方法抵消强信号信息后, $s_{A,k}$ 中弱信号的信息 $s_{2A,k}$ 没有受到任何采样带来的损失, 只做了与强信号相同的同步参数处理. 为了满足式(18)中弱信号信息不变的可加性, 需同步对 $s_{B,k}$ 做如上强信号的同步参数调整, 得

$$s'_{B,k} = (s_{2B,k+\tau_1} + n_{B,k+\tau_1}) \exp(-j2\pi(k+\tau_1)f_1T_s - \varphi_1) \quad (25)$$

将式(24)、(25)相加后可得

$$s''_k = (s_{1,k+\tau_1} + n_{1,k+\tau_1}) \exp(-j2\pi(k+\tau_1)f_1T_s - \varphi_1) + \Delta s_{1,k} \quad (26)$$

由式(26)可知, 本文基于互补对称双滤波的信号分离算法实现了小站带宽大于主站的混合信号的盲分离, 且避免了弱信号在整个抵消过程的.

3.2.3 算法流程

根据以上分析, 总结本文算法的流程. 首先对混合

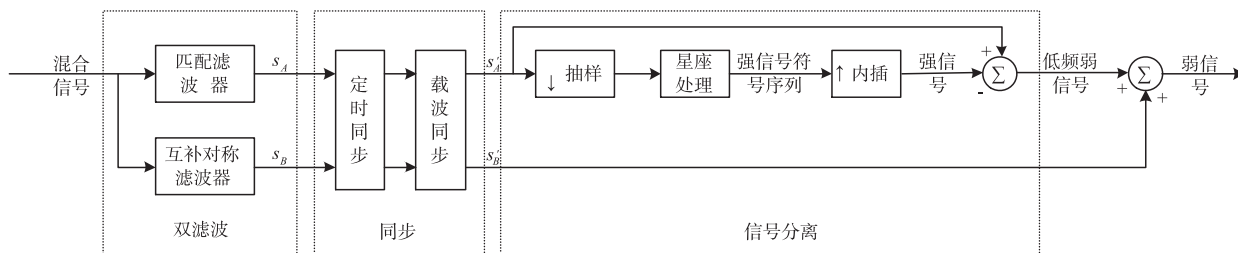


图5 基于互补对称滤波器的APCMA盲分离算法

4 仿真及性能分析

本文算法与原低复杂度算法在获取主站符号信息时都是将弱信号作为强信号的干扰, 对强信号的符号信息直接进行硬判决, 因此对强信号的解调性能没有差别, 不同点在于对小站信号的保留和提取. 因此本文将主要从弱信号的解调性能出发, 对比分析算法在不同参数下的解调性能. 其中, 原低复杂度算法有两种运用情形, 一种是为了提高强信号解调性能, 按照强信号带宽进行滤波, 记为低复杂度算法1; 另一种是为了保留弱信号全部信息, 按照弱信号带宽进行滤波, 记为低复杂度算法2.

4.1 算法性能分析

由于弱信号解调性能受强弱信号功率比、带宽比、信噪比的影响, 因此将在不同功率比、带宽比、信噪比下, 仿真分析本文算法的弱信号解调误码率. 其中, 弱信号为BPSK调制的短码单用户直接序列扩频, 扩频码为长度50的截断m序列, 强、弱信号均为根升余弦成型, 滚降系数为0.35. 载波同步采用L&R算法^[12], 定时同步采用O&M算法^[13], 小站信号的解扩采用矩阵分解相关解扩算法^[14].

实验1 互补滤波器参数对解调性能的影响

决定滤波器性能的参数主要有滤波器的阶数、过

信号同步过一对由强信号匹配滤波器构造的互补对称滤波器, 得到 s_A 和 s_B . 因 s_A 中含有全部的强信号和部分弱信号, s_B 中只含有部分弱信号, 所以只需对 s_A 中的强弱信号进行分离. 为了提取 s_A 中的强信号, 在不改变采样率的前提下对 s_A 按照强信号进行定时、载波同步得到 s'_A , 此时为了保证后续小站信号的可加性, 需同时对含有小站信号的 s_B 做相同的同步处理得到 s'_B . 按强信号的符号速率对 s'_A 抽取, 并根据强信号的星座分布特性求得强信号符号信息. 由于弱信号的符号速率大于强信号, 为了避免抽样带来的 s'_A 中弱信号的信息损失, 用 s'_A 减去升采后的强信号, 此时即可得到 s'_A 中完整的弱信号信息, 通过与 s'_B 相加, 即可得到完整的弱信号, 从而实现小站信息完全无损的 APCMA 盲分离. 算法具体流程如图5所示.

渡带的陡峭程度, 由于本文算法采用的是根升余弦滤波器, 因此过渡带的陡峭程度用滚降系数来衡量. 图6为算法在不同滤波器阶数、不同滚降系数下分别进行1000次蒙特卡罗实验后弱信号的解调性能. 其中, 带宽比表示强信号带宽比上弱信号的带宽, 功率比表示强信号功率比上弱信号的功率, 信噪比表示弱信号与高斯噪声功率之比.

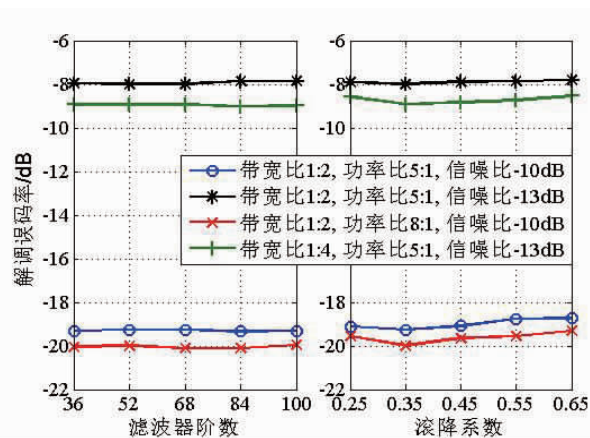


图6 不同滤波器参数下弱信号的解调误码率

实验结果表明, 在固定信噪比、带宽比以及功率比下, 随着滤波器阶数的改变, 弱信号的解调性能几乎不

变,说明该阶数对算法的抵消性能没有影响.与 3.2.1.1 节分析一致.实际应用中,可选取阶数较小的滤波器以减少运算量.此外,其他参数固定的情况下,当匹配滤波器的滚降系数设定为强信号的成型滤波器滚降系数 0.35 时,由匹配滤波原理可知,此时强信号带内信噪比达到最大,因此算法的性能最好;当设定的滚降系数在一定范围内偏移时,算法的性能变化较小.因此,在实际工程中,如果已知强信号的滚降系数,可将其设为算法中滤波器的滚降系数;如果未知,可在信号成型常用的滚降系数范围内取值.

实验 2 强弱信号带宽比对解调性能的影响

固定强弱信号的功率比为 5:1,弱信号的信噪比 E_b/N_0 为 -10dB ,在不同带宽比下分别进行 1000 次蒙特卡罗实验,弱信号的误码率变化情况如图 7 所示.其中,带宽比值为弱信号的带宽比上强信号的带宽,无强信号理想抵消表示同样信噪比和功率下不叠加强信号的弱信号.

从图 7 可以看出,固定功率比、信噪比下,随着带宽比的增大,本文算法的弱信号解调误码率在逐渐下降.这是由于强弱信号功率比一定下,带宽比较小时,与强信号频谱重叠的弱信号的功率较大,对于强信号解调而言,相当于强信号的信噪比较低,造成硬判决误码率较高,从而导致弱信号中残留的强信号较多,相应的弱信号的误码率较大;固定弱信号带宽,随着强信号带宽的减小,其带内信噪比越来越大,硬判决误码率越来越小,弱信号的误码率也就越来越小.对于低复杂度算法 1,其误码率是先减小再增大,这是因为在固定强弱信号功率比的情况下,当弱信号带宽保持不变而强信号带宽逐渐减小时,匹配滤波后带内强信号的信噪比在增大,因此硬判决误码率降低,抵消性能变好,弱信号的误码率随之降低.随着强信号带宽的继续减小,算法按强信号匹配滤波后丢失的弱信号信息越来越多,造成弱信号的误码率又逐渐变高.对于低复杂度算法 2,其误码率逐渐增加,这是因为算法 2 是按照弱信号带宽进行匹配滤波,当强弱信号功率比不变时,强信号的信噪比就会保持不变,此时,随着强信号带宽的减小,算法对混合信号按强信号符号速率进行抽样的过程中就会损失越来越多的弱信号,从而导致弱信号的误码率越来越高.

此外,本文算法的性能远优于低复杂度算法 1 和算法 2,这是因为,与算法 1 相比,本文算法避免了滤波和抽样带来的弱信号的信息损失;与算法 2 相比,虽然二者均保留了弱信号完整的频带信息,但是算法 2 由于保留了更多强信号带外的弱信号干扰,因此强信号的硬判决误码率更高,造成抵消后弱信号中强信号干扰更大,再加上抽样带来的弱信号信息损失,最终造成

其性能低于本文算法.

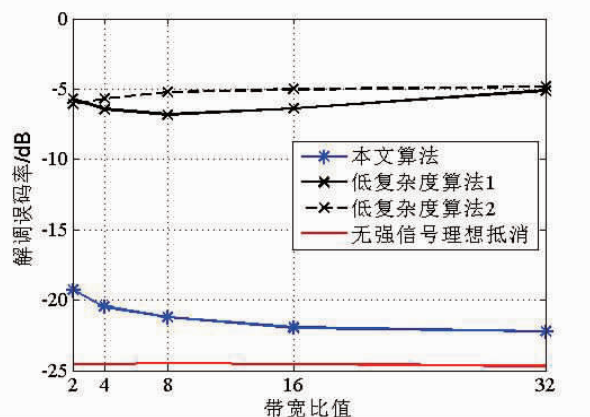


图7 不同带宽比下弱信号的解调误码率

实验 3 强弱信号功率比对解调性能的影响

固定强信号带宽比上弱信号带宽为 1:2,弱信号的信噪比为 -10dB ,在不同强弱信号功率比下的算法性能,分别进行 1000 次蒙特卡罗实验,弱信号的解调误码率如图 8 所示.其中,功率比值为强信号的功率比上完整弱信号的功率.

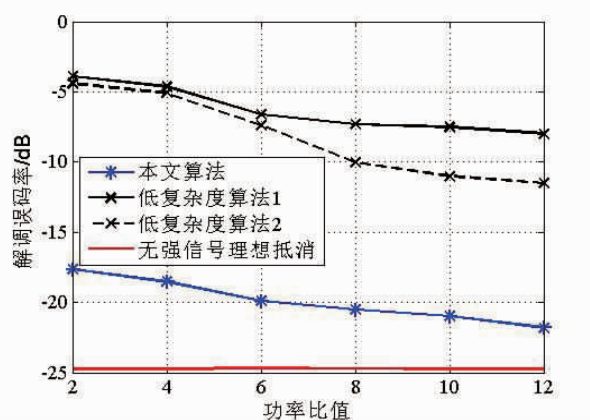


图8 不同功率比下弱信号的解调误码率

图 8 表明,固定带宽比下,随着功率比的增加,本文算法与原低复杂度算法性能都在逐渐提升,这是由于在强弱信号功率比较小时,相当于强信号的信噪比较低,导致强信号硬判决误码率较高,从而引起弱信号误码率较高.随着强弱信号功率比的增大,强信号误码率逐渐降低,弱信号的误码率也随之降低.此外,与完全消除强信号的理想弱信号的误码率相比,本文算法误码率较高,这是由于强信号硬判决带来了抵消残余,但随着强信号功率的逐渐增加,由硬判决引起的误差在逐渐减小;与低复杂度算法 1 相比,由于避免了弱信号的损失,本文算法的误码率更低;与低复杂度算法 2 相比,本文算法可以得到更准确的强信号判决值以及避免强信号抽样带来的弱信号信息损失,因此性能更优.

实验4 信噪比对弱信号解调性能的影响

固定强信号的功率比上弱信号为 5:1, 强信号的带宽比上弱信号为 1:2, 在不同信噪比下, 分别进行 1000 次蒙特卡罗实验, 弱信号的解调性能如图 9 所示. 其中, 信噪比为弱信号与噪声的功率比.

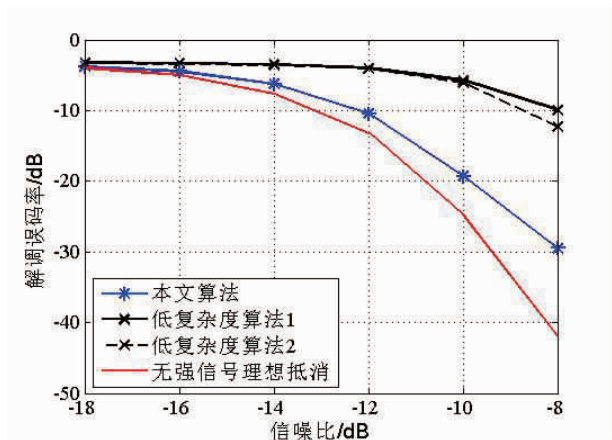


图9 不同信噪比下弱信号的解调误码率

图9表明, 固定功率比和带宽比下, 随着弱信号信噪比 E_b/N_0 的增加, 本文算法与低复杂度算法性能逐渐提升. 与实验3相似, 由于强信号硬判决带有误差, 因此本文算法与理想抵消情况下的性能相比, 有一定的差距, 但由于避免了弱信号的损失以及获得更准确的强信号硬判决值, 本文算法性能远优于原低复杂度算法1和算法2.

实验5 定时同步误差对解调性能的影响

固定强信号的功率比上弱信号为 5:1, 强信号的带宽比上弱信号为 1:2, 弱信号信噪比为 -10dB, 在不同强信号定时同步误差下, 进行 1000 次蒙特卡罗实验, 弱信号的解调误码率如图 10 所示.

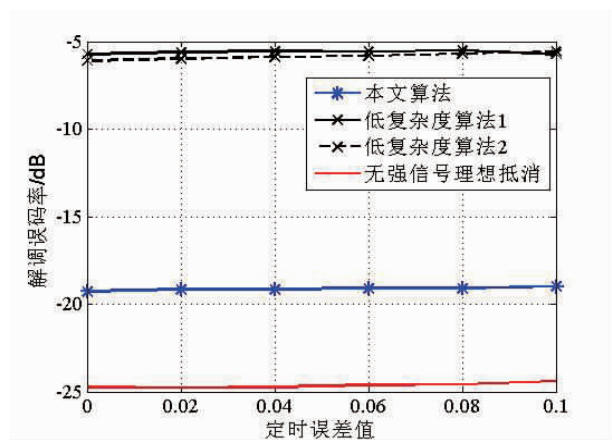


图10 不同定时误差下弱信号的解调误码率

图10表明, 固定功率比、带宽比、信噪比下, 随着定时同步误差的增加, 本文算法与低复杂度算法相对稳定, 这是由于该定时误差相远小于每个符号的采样点

数, 在接收数据有限的情况下不影响符号的判决, 因此性能相对稳定. 此外, 与实验3结论一致, 本文算法性能远优于低复杂度算法1和算法2, 但与理想抵消下的弱信号相比仍有待提升.

实验6 载波同步误差对解调性能的影响

固定强信号功率比上弱信号为 5:1, 强信号带宽比上弱信号为 1:2, 弱信号信噪比为 -10dB, 在不同强信号载波同步误差下, 进行 1000 次蒙特卡罗实验, 弱信号的解调误码率如图 11 所示.

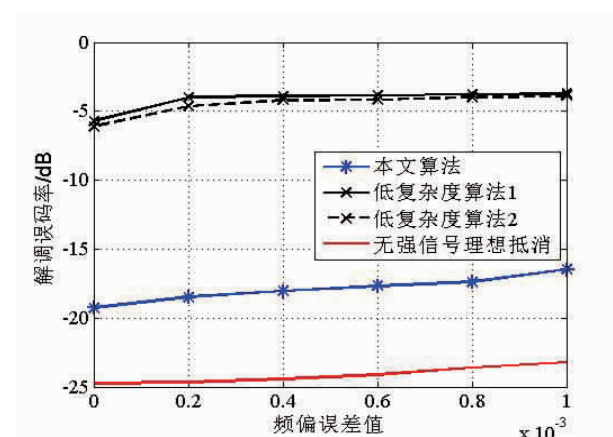


图11 不同载频误差下弱信号的解调误码率

由图11可知, 固定功率比、带宽比、信噪比下, 随着载频误差的增加, 本文算法与低复杂度算法的误码率整体呈现小幅度的上升趋势, 这是由于随着载频误差的增加, 强信号的硬判决误差增大, 弱信号中的残留强信号就越来越大, 对弱信号进行解调时, 相当于弱信号的信噪比在降低, 因此误码率逐渐增加. 与实验3结论一致, 本文算法性能低于理想抵消, 但远优于低复杂度算法1和算法2.

4.2 算法复杂度分析

本文算法通过构造双滤波器的方法避免了原低复杂度算法带来的小站信息损失, 但同时增加了原算法的复杂度, 以下将以复数乘法的次数为依据简要分析低复杂度算法和本文算法的计算复杂度.

由于三种算法都需要定时同步和载波同步等环节, 因此算法的复杂度差异主要集中在匹配滤波环节. 假设在采样周期 T_s 下, 接收到的混合信号的总数据量为 N_s , 根升余弦滤波器的拖尾保留 L 个. 对于算法1, 由于需要按照强信号带宽进行滤波, 即匹配滤波器的脉冲响应长度为 $2L(T_1/T_s) + 1$, 因此算法共需要 $N_s(2L(T_1/T_s) + 1)$ 次乘法运算. 对于本文算法, 由于需要按强信号匹配滤波器构造同阶互补滤波器, 因此复杂度为 $2N_s(2L(T_1/T_s) + 1)$. 对于原低复杂度算法2, 由于算法按弱信号带宽进行匹配滤波, 因此复杂度为 $N_s(2L(T_2/T_s) + 1)$. 由于本文讨论的是弱信号带宽大

于强信号的 APCMA, 即 $T_1 > T_2$, 因此算法 2 复杂度最低, 本文算法复杂度最高. 可见, 本文算法在提升分离性能的同时增加了算法的复杂度. 但由于该复杂度的增加是在信号过滤波器环节, 因此可通过快速卷积算法进行改善. 综合 4.1 节算法性能分析, 本文算法较优.

5 结论

本文针对小站信号带宽大于主站信号的 APCMA 信号, 提出一种基于互补对称滤波器的盲分离算法. 首先采用互补对称滤波器从时频域上将混合信号分解为同时含主站和小站信号, 以及只含小站信号的两路分量信号, 在保证采样率不变即小站信息无损的情况下对含主站信号的信号分量做信号分离, 且通过同步处理确保了分离强信号后的信号分量与原只含小站信号的信号分量相加后小站信号的完整性. 与原始复杂度算法相比, 有效地提升了小站信号的解调性能. 如何改善强信号硬判决带来的分离性能的下降是下一步的研究重点. 此外, 本文提出的具有信息不变性的互补对称滤波器有较广泛的应用前景, 可用于宽带多信号抵消、信道估计以及隐蔽传输下的扩频检测等问题中.

参考文献

- [1] Dankberg M. Paired carrier multiple access (PCMA) for satellite communication [A]. Pacific Telecommunications Conference [C]. Honolulu, Hawaii: ViaSat, 1998. 787 - 791.
- [2] Janssen G J M. Receiver structure for simultaneous reception of two BPSK modulated cochannel signals [J]. Electronic Letters, 1993, 29 (12): 1095 - 1097.
- [3] Gooch R P, Sublett B J. Demodulation of cochannel QAM signals [A]. International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing [C]. Glasgow: IEEE, 1989. 1392 - 1395.
- [4] 付迪. 非对称 PCMA 卫星信号的截获方法 [J]. 现代电子技术, 2007, 30 (7): 28 - 30.
Fu Di. Signal interception method for asymmetric PCMA satellite communication systems [J]. Modern Electronics Technique, 2007, 30 (7): 28 - 30. (in Chinese)
- [5] Jiang W, Li D. Iterative single-antenna interference cancellation: algorithms and results [J]. IEEE Trans on Vehicular, 2009, 58 (5): 2214 - 2224.
- [6] 徐星辰, 程剑, 唐璟宇. 非对称 PCMA 信号解调性能分析 [J]. 通信技术, 2018, 51 (4): 768 - 773.
Xu Xingchen, Cheng Jian, Tang Jingyu. Performance analysis of asymmetric PCMA signals demodulation [J]. communications technology, 2018, 51 (4): 768 - 773. (in Chinese)
- [7] 彭闯, 杨晓静, 姜丽. 一种非对称 PCMA 信号盲分离算法 [J]. 宇航学报, 2019, 40 (5): 554 - 561.
Peng Chuang, Yang Xiaojing, Jiang Li. An asymmetric PCMA signal blind separation algorithm [J]. Journal of Astronautics, 2019, 40 (5): 554 - 561. (in Chinese)
- [8] 廖灿辉. 从强信号掩盖中检出弱信号的一种新检测算法 [J]. 系统仿真学报, 2010, 22 (4): 986 - 990.
Liao Canhui. Novel algorithm for activity detection of weak signals covered by strong signal [J]. Journal of System Simulation, 2010, 22 (4): 986 - 990. (in Chinese)
- [9] 谢云飞. DVB-CID 信号解调算法与性能研究 [J]. 信号处理, 2019, 35 (7): 1250 - 1258.
Xie Yunfei. Researching on demodulation algorithm and performance of DVB-CID signal [J]. Journal of Signal Processing, 2019, 35 (7): 1250 - 1258. (in Chinese)
- [10] 黄强, 彭华. 基于软信息联合修正的非对称 PCMA 盲分离算法 [J]. 通信学报, 2017, 38 (4): 178 - 189.
Huang Qiang, Peng Hua. Blind separation of asymmetric PCMA signal based on soft information joint correction [J]. Journal on Communications, 2017, 38 (4): 178 - 189. (in Chinese)
- [11] 吴瑛, 张莉, 等. 数字信号处理 [M]. 西安: 西安电子科技大学出版社, 2009. 165 - 171.
- [12] Luise M, Reggiani R. Carrier frequency recovery in all-digital modems for burst-mode transmissions [J]. IEEE Transactions on Communications, 1995, 43 (2): 1169 - 1178.
- [13] Oerder M, Meyr H. Digital filter and square timing recovery [J]. IEEE Trans on Communications, 1988, 36 (5): 605 - 612.
- [14] 张天骐, 李立忠, 等. 直扩信号的盲处理 [M]. 北京: 国防工业出版社, 2012. 68 - 72.

作者简介



刘秋红 女, 1991 年出生, 江苏连云港人, 现为战略支援部队信息工程大学研究生. 研究方向为通信信号分析与处理.
E-mail: 1217283177@qq.com

许漫坤 女, 1977 年出生, 河南安阳人, 现为战略支援部队信息工程大学副教授. 研究方向为智能信号、图像处理与模式识别.

李天昀 男, 1979 年出生, 江西萍乡人, 现为战略支援部队信息工程大学副教授、硕士生导师. 研究方向为软件无线电、通信信号处理.

陆明明 男, 1987 年出生, 河南上蔡人, 现工作于战略支援部队信息工程大学科研处. 研究方向为信号分析与处理.