

存在多流干扰的水声信道信号检测初探

侯 芳

(厦门大学 信息科学与技术学院, 水声通信与海洋信息技术教育部重点实验室, 福建 厦门 361005)

摘要: 为提高海洋水声通信系统的传输速率, 采用并行多发射源技术是可行方案之一, 其存在的困难是接收信号存在多流干扰, 海洋水声信道又存在比较严重的多途径干扰, 因此须对接收端信号检测器的抗多流及抗多径性能进行全面考察. 初步研究了正交动态滤波器的抗多流和多径干扰的能力, 在无多径干扰的情况下, 理论分析和仿真结果均显示其在检测信号的同时可以完全抑制多流信号的干扰, 在存在多途径干扰的情况下, 仿真结果显示其信号检测能力及抗多流干扰能力虽有所下降, 但是, 在多途径效应不是特别严重的情况下, 仍可正确地检测出所需信号.

关键词: 正交动态滤波器; 多流干扰; 多途径干扰; 水声信道

中图分类号: TN 929. 3

文献标志码: A

文章编号: 0438-0479(2012)05-0844-05

水声通信对海战信息化具有重要意义, 但由于水声信道(尤其在浅海域)存在着多径传输等因素, 长期以来制约着水声通信的发展. 围绕的中心问题是提高可靠的数据传输速率, 以及水声通信网能够抑制邻近节点干扰以得到高效可靠性能.

本文提出独立多源并行发送数据, 显然它能几倍(与信源数目有关)提高数据传输速率. 但是在实现上接收端存在着多流干扰的问题. 前面提到的水声通信网中节点干扰, 事实上它与多流干扰的特性是相同的. 因此, 要实现独立多源并行传输水声通信系统, 首先要解决抑制多流干扰的问题, 不言而喻, 解决了多流干扰, 水声通信网中的节点干扰问题也就迎刃而解. 因此, 抑制多流干扰的研究工作, 对提高水声数据传输速率以及水声通信网能否高效运行有着重要意义.

多流干扰是指通信系统的接收端同时收到在同一频段内的多个发送信号的情况, 此时, 接收端的信号检测器应具备可以正确检测其目标信号并抑制其他信号干扰的能力. 在当今无线通信的热点领域多输入多输出(MIMO)通信系统中, 由于多发射源同时工作, 各接收端必然都会受到多流干扰的影响^[3], 所以, 需对可抗多流干扰的信号检测方法进行细致的研究.

海洋水声信道是复杂的随机时、空、频变信道, 常可简化为具有随机时延的稀疏多径信道^[2], 因此, 若要正确解调出水声信道中多个独立源发射的信号, 该检测器应同时具有抗多流干扰与抗多径干扰的能力.

正交动态滤波器是 $Q \rightarrow \infty$ 的带通滤波器, 是识别矩形包络正弦信号存在与否的最佳匹配网络, 本文分析了它对具有多流及多径干扰的输入信号的响应情况. 为叙述方便, 本文先着重叙述正交动态滤波器的基本原理, 再分析: 它在多流干扰下的响应及在多途径干扰下的响应.

1 正交动态滤波器

1.1 原理

由正交相关法实现的正交动态滤波器原理如图 1 所示^[1], 分析如下:

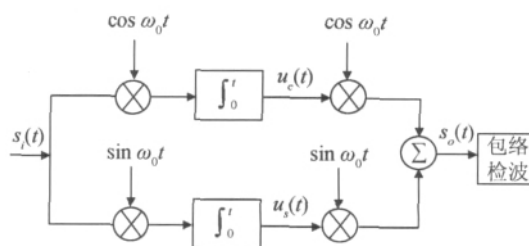


图 1 正交动态滤波器原理图

Fig. 1 Schematic of orthogonal dynamic filter

假设滤波器的输入信号为

$$s_i(t) = A \cos(\omega t + \varphi), 0 < t \leq T_b,$$

其中 T_b 为信号波形宽度, 则输出信号为

$$s_o(t) = \cos \omega_0 t \cdot u_c(t) + \sin \omega_0 t \cdot u_s(t),$$

$$0 < t \leq T_b, \quad (1)$$

收稿日期: 2012-02-16
Email: frosyhx@xmu.edu.cn

其中

$$u_c(t) = \int_0^t S_i(t) \cos \omega_0 t dt = \int_0^t A \cos(\omega t + \varphi) \cos \omega_0 t dt = \frac{A}{2} \left\{ \frac{\sin[(\omega + \omega_0)t + \varphi] - \sin \varphi}{\omega + \omega_0} + \frac{\sin[(\omega - \omega_0)t + \varphi] - \sin \varphi}{\omega - \omega_0} \right\}$$

由于 $\frac{1}{\omega + \omega_0} \ll \frac{1}{\omega - \omega_0}$, 可以略去上式中的第一项, 又令 $\Delta\omega = \omega - \omega_0$, 则得到:

$$u_c(t) \approx \frac{A}{2} \frac{\sin(\Delta\omega t + \varphi) - \sin \varphi}{\Delta\omega}, \quad 0 < t \leq T_b, \quad (2)$$

类似地可以推导出:

$$u_s(t) \approx \frac{A}{2} \frac{\cos(\Delta\omega t + \varphi) - \cos \varphi}{\Delta\omega}, \quad 0 < t \leq T_b, \quad (3)$$

将式(2)与(3)代入(1)得:

$$s_0(t) = \frac{At}{2} \left[\frac{\sin \frac{\Delta\omega}{2} t}{\frac{\Delta\omega}{2} t} \right] \cos \left[\left(\omega_0 + \frac{\Delta\omega}{2} \right) t + \varphi \right], \quad 0 < t \leq T_b, \quad (4)$$

所以, 正交动态滤波器的幅度响应为

$$H(\omega, t) = \frac{A}{2} t \left[\frac{\sin \frac{\Delta\omega}{2} t}{\frac{\Delta\omega}{2} t} \right],$$

相位响应为 $\Phi(\omega, t) = \frac{\Delta\omega}{2} t$.

1.2 分析

其幅度响应的具体分析如下:

1) 当 $\Delta\omega = 0$ 时, 即输入信号频率 ω 与滤波器中心频率 ω_0 相同时, 其振幅响应为

$$H(\omega_0, t) = \lim_{\Delta\omega \rightarrow 0} \frac{A}{2} t \left[\frac{\sin \frac{\Delta\omega}{2} t}{\frac{\Delta\omega}{2} t} \right] = \frac{A}{2} t, \quad 0 < t \leq T_b,$$

此式说明, 当滤波器的输入信号频率恰好等于其中心频率时, 输出信号的振幅是随时间而线性增长的, 并且与输入信号的幅度成正比. 在输入波形结束的時刻 T_b , 输出信号的振幅为 $\frac{A}{2} T_b$.

2) 当 $\Delta\omega \neq 0$ 时, 滤波器的振幅响应

$$H(\omega_0 + \Delta\omega, t) = \frac{A}{2} t \left[\frac{\sin \frac{\Delta\omega}{2} t}{\frac{\Delta\omega}{2} t} \right], \quad 0 < t \leq T_b.$$

它是 $\Delta\omega$ 和 t 的函数. 图 2(a) 为在输入波形的结束时刻 T_b (即判决的采样点时刻), 对应于不同 $\Delta\omega$ 的输出包络幅度, 特别地, 若 $\Delta\omega = k \cdot \frac{2\pi}{T_b}$ (k 是不为 0 的整数), 则由公式(2)与(3)可得 $u_c(T_b) = u_s(T_b) = 0$, 从而 $s_0(T_b) = 0$, 由图亦可见, 该频率信号在 T_b 时刻采样值为 0. 图 2(b) 画出了 $\Delta\omega$ 分别等于 $0, \frac{2\pi}{T_b}, \frac{4\pi}{T_b}$ 时的输出信号包络随时间变化的曲线.

2 对多流信号的响应

由前一节的分析得到了正交动态滤波器的振幅响应, 以及它的重要特性: 当输入信号的频率为滤波器的中心频率 ω_0 时, 在 T_b 时刻的输出波形包络为最大; 当输入信号的频率为 $\omega_0 + k \frac{2\pi}{T_b}$ ($k = 1, 2, 3, \dots$) 时, 在

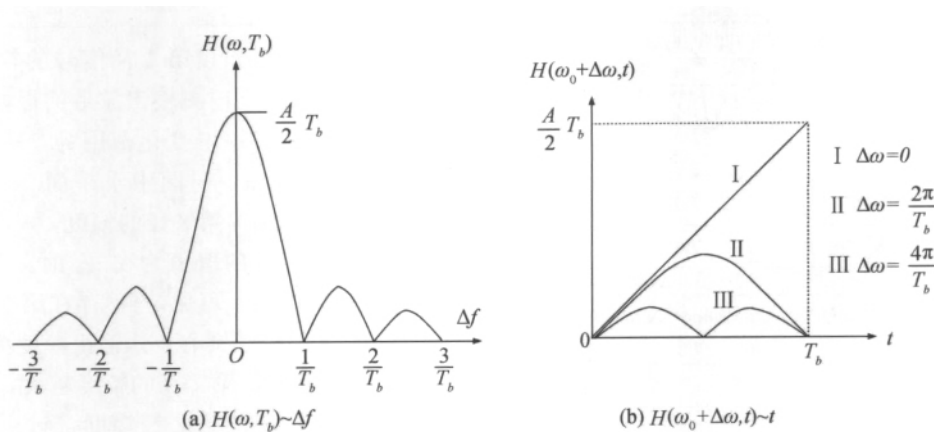


图 2 正交动态滤波器的振幅响应
Fig. 2 Amplitude response of orthogonal dynamic filter

$t = T_b$ 时刻采样值为 0. 并且, 观察图 1, 从正交动态滤波器的原理图可以看到, 显然 u_c 和 u_s 对输入信号具有线性响应, 其输出为各输入信号的响应的叠加. 因此, 若多源并发的频点其频间按 $k \cdot \frac{1}{T_b}$ 设置, 则滤波器的输出信号包络在采样时刻 T_b 的值只与频率为中心频率的信源相关, 其他信源发出的信号对此时的输出没有影响, 这样, 只要使多个正交动态滤波器的中心频率与多个发射源的频点一致, 就能准确地检测出对应的信号而不受其他信源所发送信号的影响, 即, 正交动态滤波器可以非常有效地抑制多流相互干扰, 并能很好地解调出某一对应发送源的信息.

现举例说明如下: 假设通信系统 $T_b = 10$ ms, 则各多源并发的频点频间应设置为 $\Delta f = \frac{1}{T_b} = 100$ Hz, 以 3 个独立发送源为例, 假设发送端的频点分别为: 4.9, 5.0, 5.1 kHz, 则在接收端可以用 3 个正交动态滤波器来解调, 其中心频率分别对准上述各频点. 图 3 为仿真波形图, 图 3(a)、(b)、(c) 为以中心频率 4.9 kHz 正交动态滤波器检测幅度均为 1, 频率分别为 4.9, 5.0, 5.1 kHz 信号的输出波形, 图 3(d) 为 4.9, 5.0, 5.1 kHz 的合成信号波形, 图 3(e)、(f)、(g) 分别为以合成信号作为输入信号, 由中心频率分别为 4.9, 5.0, 5.1 kHz 的各滤波器解调输出的波形, 从图中可以看到, 与图 3(a) 不同, 图 3(e)、(f)、(g) 中波形的振幅不是线性增长的, 但是在波形的结束时刻其振幅均与以中心频率输入时相等 (与图 3(a) 图相同). 即, 正交动态滤波器在检测点 T_b 处的输出不受多流信号干扰影响.

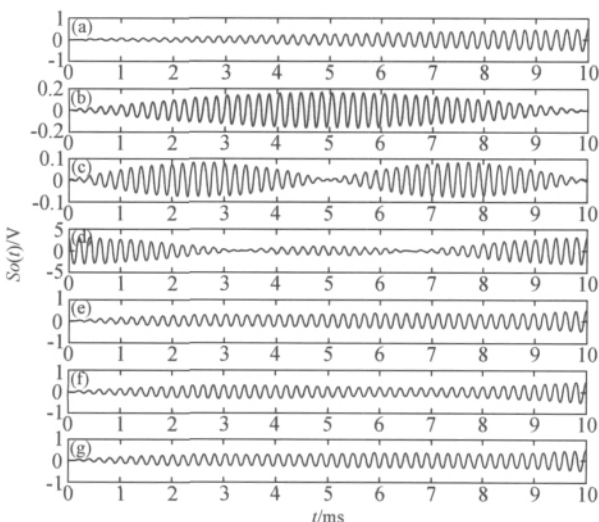


图 3 多源发送、检波仿真波形图

Fig. 3 Simulation waveforms of multi-source transmission and detection

此例清楚地表明, 正交动态滤波器在理想情况下可以完全抑制多流干扰的影响, 并且正确地解调出对应的信号. 所以, 如果各并行发送源的信号频点频间按 $k \cdot \frac{1}{T_b}$ ($k=1, 2, 3, \dots$) 配制, 那么各个独立的发送源的信息都能在其相应的检测器处得以有效地检测出, 并能排除自己以外的信源的干扰.

3 对多途径信号的响应

在海洋水声信道中普遍存在着比较严重的多途径效应现象, 因此本节来研究正交动态滤波器对存在多途径效应的输入信号的响应.

多途径效应本身带有随机性质, 是非常复杂的. 本文为直观地分析其影响, 将其简化为只有两径信号, 其中第 1 径在码片的起始时刻到达, 在码片的终止时刻结束, 第 2 径在码片的中间时刻 ($T_b/2$) 到达, 持续时间为 T_b , 即延迟到终止时刻之后, 但是, 由于在码片的终止时刻滤波器会对最终结果进行采样并且对积分器进行清洗, 所以对第 2 径信号只考虑其中 $T_b/2 \sim T_b$ 时刻的波形. 由于第 1 径信号传播时间最短, 传播路径也最短, 吸收损耗最小, 所以通常情况下 (频率选择性衰落不严重背景下) 第 1 径信号相对较强, 因此, 在以下的讨论中假设第 2 径信号的幅度小于第 1 径. 下面讨论其中具有代表性的 2 种情况.

3.1 当输入信号对准中心频率并且存在多途径效应时的响应

假设输入信号为:

$$S_i(t) = \begin{cases} A_1 \cos \omega_0 t, & 0 < t \leq T_b/2, \\ A_1 \cos \omega_0 t + A_2 \cos(\omega_0 t + \varphi), & T_b/2 \leq t \leq T_b, \end{cases}$$

不失一般性, 可以假设第 1 径信号的幅度 $A_1 = 1$ V, $T_b = 4$ s. 图 4 为在 T_b 时刻输出波形的振幅的仿真结果, 其中第 2 径的幅度 A_2 的变化范围为 $0 \sim 1$ V, 初始相位 φ 的变化范围为 $-\pi \sim \pi$. 图中水平面 xoy 为输入信号信息, 与原点的距离为第 2 径的幅度, 与 x 轴的夹角为第 2 径的相位, 在 z 轴的取值为在 T_b 时刻正交动态滤波器的输出幅度, 由图 4 可见, 当不存在第 2 径时 (即第 2 径的幅度为 0, 对应于圆心点), 输出幅度为 2 V; 对于不变的 φ 值, 一般来说, 第 2 径的幅度越大, 与圆心点的差值越大; 对应于固定的第 2 径幅度, 当 $|\varphi|$ 较小时, 总输出增大, 当 $|\varphi|$ 较大时, 总输出减小; 当第 2 径信号的幅度为 1 V, 并与第 1 径同相 ($\varphi=0$) 时, 滤波器的输出取最大值, 为 3 V; 当第 2 径的幅度为 1 V, 并与第 1 径反相 (φ

$=\pi$)时,滤波器的输出取最小值,为 1 V.

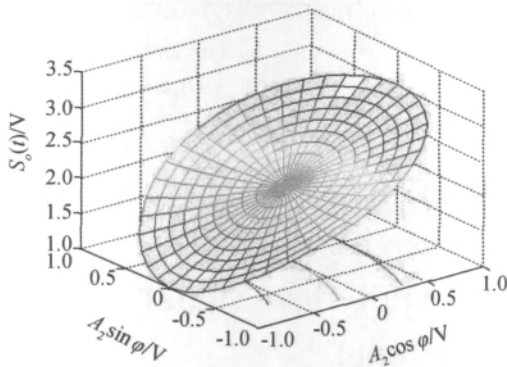


图 4 当 $\omega=\omega_0$ 时 T_b 时刻输出波形振幅的仿真结果
Fig. 4 Amplitude of $S_0(t)$ when $\omega=\omega_0$ and $t=T_b$ in simulation

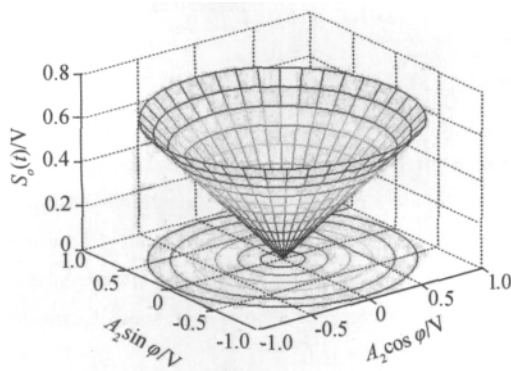


图 5 当 $\omega=\omega_0 + \frac{2\pi}{T_b}$ 时 T_b 时刻输出波形振幅的仿真结果

Fig. 5 Amplitude of $S_0(t)$ when $\omega=\omega_0 + \frac{2\pi}{T_b}$ and $t=T_b$ in simulation

3.2 当输入信号与中心频率相差一个频间并且存在多途径效应时的响应

假设输入信号为:

$$S_i(t) = \begin{cases} \cos\left(\omega_0 t + \frac{2\pi}{T_b} t\right), & 0 \leq t \leq T_b/2, \\ \cos\left(\omega_0 t + \frac{2\pi}{T_b} t\right) + A \cos\left(\omega_0 t + \frac{2\pi}{T_b} t + \varphi\right), & T_b/2 \leq t \leq T_b, \end{cases}$$

图 5 为 T_b 在时刻输出波形的振幅的仿真结果,其中第 2 径信号的幅度 A 的变化范围为 $0 \sim 1$ V,初始相位 φ 的变化范围为 $-\pi \sim \pi$, $T_b/2=2$ s. 由图可见,当没有多径信号影响时(即圆心点),输出为 0;当第 2 径的幅度为 1 V 且相位任意时,滤波器的输出最大,约为 0.65 V.

3.3 讨论

综合以上两图的结果可知,在第 2 径信号幅度不

大于第 1 径的前提下,滤波器可以清晰地分辨出对准中心频率的信号和相邻频间的信号. 所以,正交动态滤波器检测法在存在多途径干扰的情况下在一定程度上仍旧可以有效地检测出对应的输入信号.

在超浅海域(水深 10 m 以内),传输途径远多于 2 径,邻近频点的干扰无疑将会更复杂化,在我们的相关研究中,对此,我们根据解调输出信号的波峰、波谷特性采用微分信号滤波及相应处理方法予以解决,但这超出了本文的范围.

4 结 论

综合以上分析,可得到如下结论:1) 为对抗多流干扰,只需将输入信号按照频间为 $k \cdot \frac{1}{T_b}$ ($k=1, 2, 3, \dots$) 设置,正交动态滤波器输出就可以完全不受影响. 2) 当存在多途径干扰时,其输出幅度会在原输出基础上产生一定程度的波动,波动量是随机变量,随多径信号的幅度及相位不同而有差异,使输出信号不再满足正交关系,但是,在多途径效应不是特别严重(比如,多径信号幅度不大于原信号幅度)的情况下,仍可能正确地检测出所需信号.

参考文献:

- [1] 郭梯云. 数据传输[M]. 北京:人民邮电出版社,1998.
- [2] Urick R J. 水声原理[M]. 洪申,译. 哈尔滨:哈尔滨船舶工程学院出版社,1990.
- [3] 黄韬. MIMO 相关技术与应用[M]. 北京:机械工业出版社,2007.
- [4] Proakis J G, Sozer E M, Rice J A, et al. Shallow water acoustic networks[J]. IEEE Communications Magazine, 2001, 39(11): 114-119.
- [5] Tan B A, Quek S S, Zou N. Characterization of multipath acoustic channels in very shallow waters for communications [C]//OCEANS 2006. Singapore, IEEE Press, 2007: 1-8.
- [6] Roy S, Duman T M, McDonald V, et al. High-rate communication for underwater acoustic channels using multiple transmitters and space-time coding: receiver structures and experimental results[J]. IEEE Journal of Oceanic Engineering, 2007, 32(3): 663-688.
- [7] 程恩,袁飞,苏为,等. 水声通信技术研究进展[J]. 厦门大学学报:自然科学版, 2011, 50(2): 271-275.
- [8] 梁国龙,惠俊英. 瞬时频率方差检测器(VIFD) 及其性能评价[J]. 声学学报, 1999, 24(2): 183-190.
- [9] Geng X Y, Zielinski A. An eigenpath underwater acoustic

- communication channel model[C]//OCEANS'95, MTS/IEEE, Challenges of Our Changing Global Environment Conference Proceedings. San Diego, CA: IEEE Press, 1995:1189-1196.
- [10] Stamatiou K, Proakis J G, Zeidler J R. Channel diversity in random wireless networks[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2010, 9(7): 2280-2289.
- [11] Radosevic A, Duman T M, Proakis J G, et al. Channel prediction for adaptive modulation in underwater acoustic communications [C]//OCEANS 2011. Santander: IEEE Press, 2011: 1-5.

A Preliminary Study on Detection of Multi-flow Signal in Underwater Acoustic Channel

HOU Fang

(Key Laboratory of Underwater Acoustic Communication and Marine Information Technology,
Ministry of Education, School of Information Science and Technology, Xiamen University,
Xiamen 361005, China)

Abstract: To improve transfer rate of underwater acoustic communication using multi-source is one of the possible options, but there exists multi-flow interference in received signal. Again there is serious multi-path interference in ocean underwater acoustic channel. So performance of receiver detector should be examined under multi-flow and multi-path signal. A preliminary study of orthogonal dynamic filter are conducted. In the case of no multi-path interference, the theoretical analysis and simulation results show that it can correctly detect signal and completely suppress influence of multi-flow interference. In the case of multi-path interference existing, simulation results show that its capability on the signal detection and anti-multi-flow interference decreased in some degree, however, as long as the multi-path interference is not very serious, signal could still be correctly detected.

Key words: orthogonal dynamic filter; multi-flow signal; multi-path interference; underwater acoustic channel