

基于复包络提取的波束形成方法

许小芳¹, 姜建平², 朱安珏¹

(1. 中国科学院声学研究所东海研究站, 上海 200032; 2. 广东湛江 91388 部队, 广东湛江 524022)

摘要: 结合带通信号的特性, 提出了一种基于复包络提取的波束形成方法。首先, 提取各阵元接收的信号的同相分量和正交分量; 其次, 分别对上述同相分量和正交分量进行相移; 最后再对移相之后的同相分量和正交分量进行延时相加, 从而形成入射方向的波束。该方法有效降低了波束形成器的输入和输出采样率以及数字处理的复杂度。

关键词: 波束形成; 带通信号; 复包络; 时延; 相移

中图分类号: TB556

文献标识码: A

文章编号: 1000-3630(2009)-02-0184-04

DOI 编码: 10.3969/j.issn1000-3630.2009.02.020

A beamforming method by extraction of complex envelope

XU Xiao-fang¹, JIANG Jian-ping², ZHU An-jue¹

(1. Shanghai Acoustic Laboratory, Institute of Acoustics, Chinese Academy of Sciences, Shanghai 200032, China;

2. Unit 91388, PLA, Jianjiang 524022, Guangdong, China)

Abstract: According to the characteristic of bandpass signal, a beamforming method by extraction of complex envelope is proposed. This method contains three necessary processes to obtain complex envelope beam signals, namely, down conversion to in-phase and quadrature, phase rotation of in-phase and quadrature, time delay and sum of in-phase and quadrature after phase rotation. Then, the beam in the direction of an incidence angle is formed. The method can efficiently reduce the sampling rate and the complexity of digital processing.

Key words: beamforming; bandpass signal; complex envelope; time-delay; phase-rotation

1 引言

波束形成系统是声纳具有良好的战术、技术性能的基础, 通过它可以获得足够高的信噪比和高精度的目标分辨力。常规的波束形成方法通常有着输入输出的采样率高、数字处理复杂等缺点, 不便于硬件实现。本文提出了一种新的波束形成算法——基于复包络提取的波束形成方法, 该方法主要利用带通信号的特性, 通过获取波束信号的同相分量和正交分量, 并对同相分量和正交分量进行时延和相移而形成波束, 从而降低了波束形成器的输入和输出的采样率。本文对该算法进行了详细地介绍, 并通过仿真进行了验证。

2 波束形成方法

2.1 延迟求和波束形成^[1,2]

对于等间距均匀线阵, 其极大值方向是基阵的法线方向。如果让极大值偏离法线方向 α_0 , 那么必

须使各阵元分别延迟一段时间 τ_i (即在阵元之间插入时延), 才能使波束控制在不同的方位。图 1 为等间距线阵波束形成几何关系图。

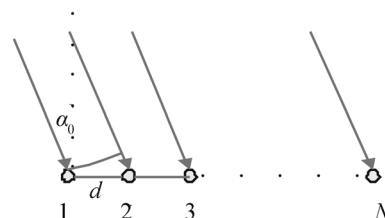


图 1 等间距线阵波束形成几何关系图

Fig.1 Geometrical relation of a linear array beamforming

设均匀线阵由 N 个灵敏度相同且阵元间距均为 d 的阵元组成, 如图 1 所示。阵元 1 最先接收到信号, 然后依次是 2, $\dots$, $N-1$, N , 即声波到达阵元 2 比到达阵元 1 要多走一段距离 S , S 为阵元 2 与阵元 1 之间的声程差; 类推可知, 声波到达阵元 N 比到达阵元 1 要多走 $(N-1)*S$, 声程差为 $(N-1)*S$ 。

将声程差换算成时间差, 要在 α_0 方向得到最大值, 相邻阵元的时间延迟为:

$$\Delta\tau = \frac{d \sin \alpha_0}{c} \quad (1)$$

那么 i 号阵元相对于 1 号阵元的时间延迟 τ_i 为:

$$\tau_i = (i-1)\Delta\tau \quad (2)$$

收稿日期: 2008-11-18; 修回日期: 2009-03-19

作者简介: 许小芳(1984-), 女, 安徽东至人, 硕士研究生, 研究方向为信号与信息处理。

通讯作者: 许小芳, E-mail: xxjzzit@126.com

式中: d 为阵元间距; c 为声速; i 为阵元号。

若各阵元输出信号为 $x_1(t), x_2(t), \dots, x_n(t)$, 则波束形成器的输出为:

$$y(t) = \sum_{i=1}^N w_i x_i(t - \tau_i) \quad (3)$$

式中 w_i 为不同阵元的幅度加权系数, 它主要是用来改善指向性或抑制某种特定的干扰。由于本文中主要讨论波束形成的方法, 因此对幅度加权系数不做详细叙述, 具体的请参见参考文献[1]。

2.2 内插波束形成^[3]

由于延迟求和波束形成中输入采样率由最小波束控制角决定, 因而采样频率远大于奈奎斯特频率。从信号恢复的角度考虑, 采样率可以大大的降低。所以提出一个问题, 能否有一种方法, 既不提高输入采样率, 又能保证波束形成足够的精确。数字内插波束形成正是解决这一问题的方法。

数字内插波束形成主要是根据数字内插滤波的原理进行波束形成的^[4]。主要步骤为: 首先将采样频率由 f_s 提高到 $L \times f_s$, L 为插值倍数; 然后通过内插滤波器补上所缺的数据后, 再送入波束形成器按所需要的延迟进行补偿、相加, 最后在波束形成器输出端再降低采样频率至 f_s 。这样, 输入输出的采样率均为 f_s , 与时延波束形成不同的是它不是利用 A/D 转换器直接获得的数据, 而是利用内插滤波器的输出数据进行运算, 从而形成波束。

该方法的优点是无需对阵元数据进行密采样, 只需满足奈奎斯特采样定理即可, 但这是以增加数字处理的复杂性为代价的。

2.3 复包络提取波束形成^[5]

前述的波束形成方法分别有着输入采样率高和数字处理复杂的缺点, 使之在实际硬件中不容易实现, 下面介绍一种同时使输入采样率与数字处理复杂性降低的方法—基于复包络提取的波束形成方法, 该方法主要是利用带通信号的特性, 通过获取波束信号的同相分量和正交分量, 然后再对同相分量和正交进行时延和移相而形成波束的。

2.3.1 复包络波束形成方法的步骤

水听器阵列里第 i 个阵元所接收到的带通信号可以用式(4)表示:

$$x_i(t) = I_i(t) \cos(\omega_c t) - Q_i(t) \sin(\omega_c t) \quad (4)$$

其中, $I_i(t)$ 和 $Q_i(t)$ 分别为带通信号 $x_i(t)$ 的同相分量和正交分量, ω_c 为载波频率, 令:

$$\tilde{x}_i(t) = I_i(t) + jQ_i(t) \quad (5)$$

$\tilde{x}_i(t)$ 称为 $x_i(t)$ 的复包络^[1]。

令式(4)的带通信号延时为 τ_i , 得:

$$x_i(t - \tau_i) = I_i(t - \tau_i) \cos(\omega_c(t - \tau_i)) - Q_i(t - \tau_i) \sin(\omega_c(t - \tau_i)) \quad (6)$$

将式(6)进行三角函数展开可得:

$$x_i(t - \tau_i) = I_{Di}(t) \cos(\omega_c t) - Q_{Di}(t) \sin(\omega_c t) \quad (7)$$

其中

$$\begin{bmatrix} I_{Di}(t) \\ Q_{Di}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega_c \tau_i) & \sin(\omega_c \tau_i) \\ -\sin(\omega_c \tau_i) & \cos(\omega_c \tau_i) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_i(t - \tau_i) \\ Q_i(t - \tau_i) \end{bmatrix} \quad (8)$$

最后将式(7)和式(8)代入式(3), 即可得到波束形成器的输出 $y(t)$ 。

从式(8)可以看出, 获得复包络输出的三个步骤为: (1)获取带通信号的同相分量和正交分量; (2)对同相分量和正交分量进行 τ_i 延时; (3)对延时之后的同相分量和正交分量进行移相并相加。下面分别介绍。

2.3.2 提取同相分量和正交分量

常规提取带通信号的同相分量和正交分量的方法如图2所示:

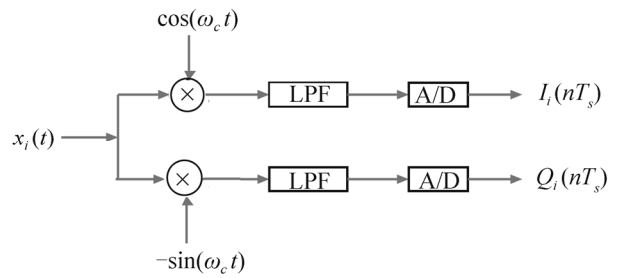


图2 常规正交解调
Fig.2 A conventional quadrature demodulator

图2所示的正交解调方法最大的好处是可以使得两个通道之间的增益和相位达到平衡, 它的相位误差范围一般在 $2^\circ \sim 3^\circ$ 之间^[6]。

如果 A/D 转换器的孔径时间足够的小从而避免了孔径误差, 就可对带通信号用图2所示方法来获取带通信号的同相分量和正交分量。但是, 由于理想的带通信号的采样率不仅与载频有关, 而且与带通信号的带宽有关, 因此, 图2所示的常规正交解调方法会随着数量级的增加, 而使得相位误差逐渐增大^[5]。

然而, 由式(4)可以看出, 通过使 $\sin(\omega_c t) = 0$ 可以得到 $I_i(t)$, 同理, 若 $\cos(\omega_c t) = 0$, 就可得到 $Q_i(t)$, 为了均匀采样, 可结合式(9)和(11)选取采样率 f_s , 如果取:

$$f_s = \frac{4f_c}{4m+3}, \quad m=0, 1, 2, \dots \quad (9)$$

当 $m=0$ 时, 令采样周期 $T_s = 1/f_s$, 载波信号周期 $T_c = 1/f_c$, 代入式(9)可以得出 $T_s = (3/4)T_c$; 由图3

所示的载波信号 $\cos(\omega_c t)$ 和 $-\sin(\omega_c t)$ 的波形图可知, 当 $t=0$ 时, $\cos(\omega_c t)=1$, $-\sin(\omega_c t)=0$, 代入式(4)可得 $x_i(t)=I_i(t)$; 当 $t=(3/4)T_c$ 时, $\cos(\omega_c t)=0$, $-\sin(\omega_c t)=1$, 代入式(4)可得 $x_i(t)=Q_i(t)$, 这时相当于对信号进行周期为 $T_s=(3/4)T_c$ 的采样, 所以若按此采样周期对信号进行采样, 则紧接着 $Q_i(t)$ 的样本值依次为: $-I_i(t)$, $Q_i(t)$, $I_i(t)\cdots$ 。

那么按上述采样率所得的带通信号 $x_i(t)$ 的样本值就为:

$$\{I_i(t), Q_i(t), -I_i(t), -Q_i(t), I_i(t), \cdots\} \quad (10)$$

同理若取:

$$f_s = \frac{4f_c}{4m+1}, \quad m=0, 1, 2, \quad (11)$$

当 $m=0$ 时, 代入式(11), 可得 $T_s=(1/4)T_c$, 根据图3所示的载波信号 $\cos(\omega_c t)$ 和 $-\sin(\omega_c t)$ 的波形图可知, 当 $t=0$ 时, $\cos(\omega_c t)=1$, $-\sin(\omega_c t)=0$, 代入式(4)可得 $x_i(t)=I_i(t)$; 当 $t=(1/4)T_c$ 时, 可得 $\cos(\omega_c t)=0$, $-\sin(\omega_c t)=-1$, 代入式(4), 得 $x_i(t)=-Q_i(t)$, 所以若取采样周期 $T_s=(1/4)T_c$ 对信号采样, 那么就可以得到以下样本值:

$$\{I_i(t), -Q_i(t), -I_i(t), Q_i(t), I_i(t), \cdots\} \quad (12)$$

因此根据式(10)和式(12)中样本值的规律, 对它们进行4倍的抽取就可以得到所需要的 $I_i(t)$ 和 $Q_i(t)$ 。随着 m 取值的不同, 由式(9)和(11)分别得到以下两组不同的采样率: $\{(3/4)T_c, (1+3/4)T_c \cdots (m+3/4)T_c\}$ 和 $\{(1/4)T_c, (1+1/4)T_c \cdots (m+1/4)T_c\}$, 然而, 为了避免抽取得到的样本值产生混叠, 实际仿真中所取用的采样率为两组采样率中的某一个值, 且该值必须大于等于宽带信号的带宽4倍。在本论文的仿真分析中的采样周期 T_s 取 $(1+1/4)T_c$, 即 $f_s=(4/5)f_c$ 。

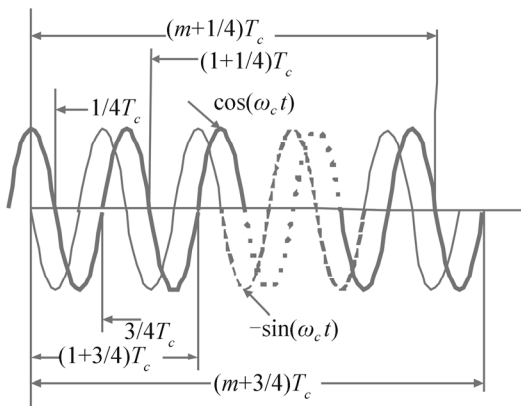


图3 不同采样率下的 I_i 和 Q_i 样本值图解, 图示下半部分的标示指的是按式(9)计算得出的采样周期, 上半部分的标示是按式(11)计算得出的采样周期

Fig.3 Illustration of the sampling point in I_i and Q_i samples. The points shown at the bottom in the figure refer to (9) and the points at the top refer to (11)

2.3.3 时延、相移同相分量和正交分量

通过 2.3.2 节的方法得到带通信号的同相分量和正交分量之后, 为了使得水听器各个阵元的接收信号在入射角方向达到最大值, 还需要对同相分量和正交分量进行延时和相移。所以根据式(2)先对 I_i 和 Q_i 进行延时 τ_i 得到 $I_i(t-\tau_i)$ 和 $Q_i(t-\tau_i)$, 然后, 再结合式(8)分别对延时之后的同相分量和正交分量进行移相并相加(其中时延和相移的顺序是可以调换的), 结构如4图所示。

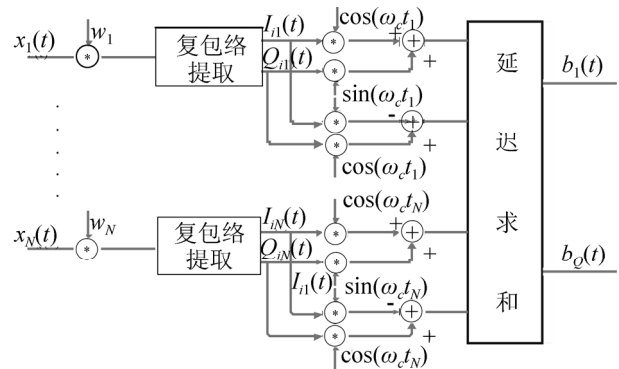


图4 波速形成框图

Fig.4 The illustration of beamforming

3 仿真

用 Matlab 进行模拟仿真, 模拟输入信号为带宽 6kHz、脉宽 3ms、频率为 37.5kHz 的带通信号, 采样频率为 30kHz, 阵元数为 4, 仿真时入射角为 10° 。图 5、6 为用复包络提取方法进行波束形成过程中各个步骤得到的仿真图:

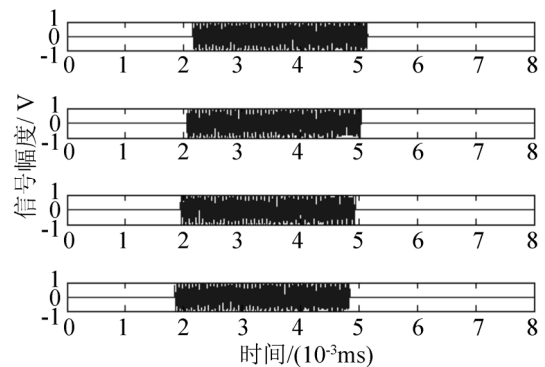


图5 各阵元接收到的原始信号

Fig.5 Original received signal by each array element

根据 2.3.2 节的同相分量和正交分量提取方法, 对图5所示的各阵元的接收信号求取同相分量和正交分量, 图6为各阵元接收信号的同相分量和正交分量, 其中实线为正交分量 I_i , 虚线为同相分量 Q_i 。

获取各阵元的同相分量和正交分量之后, 为了得到入射方向的最大值, 分别对同相分量和正交分量进行移相和时延, 图7和图8分别为阵元接收信

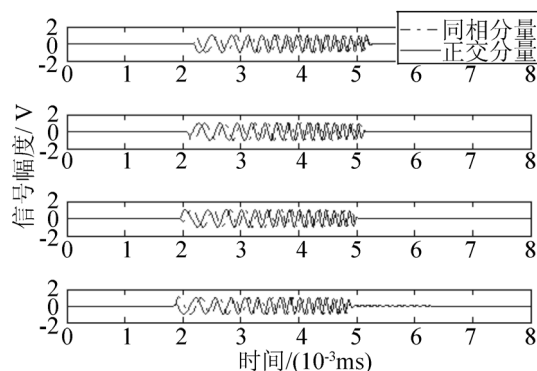


图6 各阵元接收到的信号的同相分量和正交分量

Fig.6 In-phase and quadrature components of the received signals

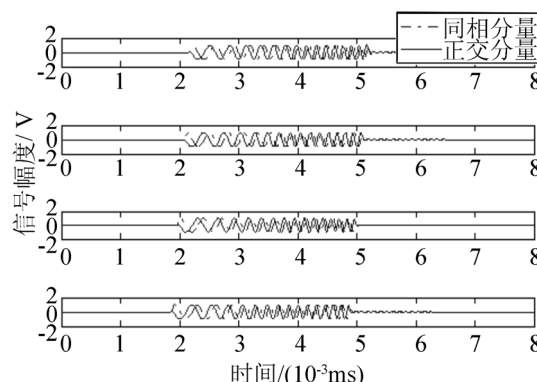


图7 移相之后的同相分量和正交分量

Fig.7 In-phase and quadrature after phase shift

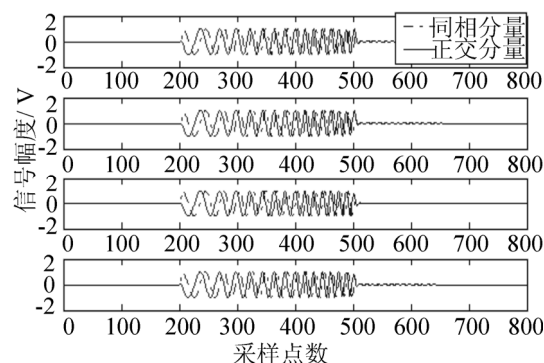


图8 时延之后的同相分量和正交分量

Fig.8 In-phase and quadrature after time-delay

号经过移相和延时之后的图形, 同样, 图中实线为正交分量 I_i , 虚线为同相分量 Q_i 。

对各阵元接收信号进行延时、相移之后, 将它们进行相加, 就得到如图9所示的波束图。

4 结论

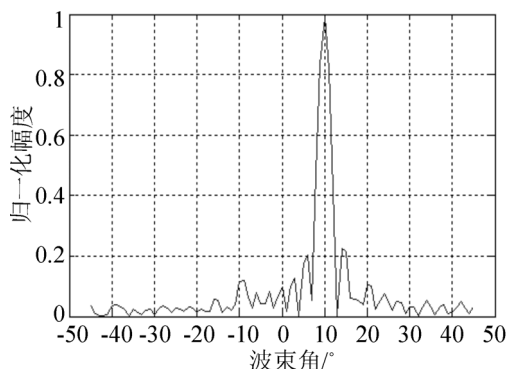


图9 基于复包络提取的波束形成

Fig.9 Beamforming by extraction of complex envelope

本文根据带通信号的采样特性, 描述了一种新的波束形成方法——基于复包络提取的波束形成方法。仿真结果表明: 在给定信号频率 37.5kHz 的条件下, 该方法中带通信号的采样率为只需取 30kHz, 比常规波束形成方法中所需取用的 100kHz 的采样率低, 因此, 基于复包络提取的波束形成方法有效地降低了波束形成器的输入和输出采样率以及数字处理的复杂度。

参 考 文 献

- [1] 田坦, 刘国枝, 孙大军. 声纳技术[M]. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学出版社, 2000. 64-120.
TIAN tan, LIU Guozhi, SUN Dajun. Technique of sonar[M]. Harbin: Harbin Engineering University Press, 2000. 64-120.
- [2] 罗玉兰, 景永刚. 多波束形成方法及其实现[J]. 声学技术, 2007, 26(2): 315-318.
LUO Yulan, JING Yonggang. Multi-beam forming technique and application[J]. Acoustics Technology, 2007, 26(2): 315-318.
- [3] 宋鑫. 时延、相移波束形成技术研究[J]. 信息技术, 2005, (9): 85-87.
SONG Xin. A method of time-delay and phase-shift beamforming technology[J]. Information Technology, 2005, (9): 85-87.
- [4] 胡广书. 数字信号处理——理论、算法与实现[M]. 清华大学出版社, 2003.
HU Guangshu. Digital signal processing-theory, Arithmetic and Implement, Second edition[M]. Tsinghua University Press, 2003.
- [5] Dion C. M. Horvat, Joho S. Bird, Martie M. Goulding. True time-delay bandpass beamforming[J]. IEEE Journal of Oceanic Engineering, 1992, 17(2): 185-187.
- [6] Waters W. M, Jarrett B. R. Bandpass signal sampling and cohere detection[J]. IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst., 1982, AES-18(4): 731-736.
- [7] Rice D. W, Wu K. H. Quadrature sampling with high dynamic range[J]. IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst., 1982, AES-18(4): 736-739.