(19)中华人民共和国国家知识产权局

(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 103117978 B
(45)授权公告日 2015.10.07

(21)申请号 201310027563.5
(22)申请日 2013.01.24
(73)专利权人 中国科学院声学研究所
地址 100190 北京市海淀区北四环西路21号
(72)发明人 武岩波 朱敏 朱维庆
(74)专利代理机构 北京亿腾知识产权代理事务所 11309
代理人 陈霁
(51)Int.Cl.
*H04L 27/26*(2006.01)
*H04L 25/02*(2006.01)
(56)对比文件
CN 101350682 A,2009.01.21, 全文.
US 2009/0067514 A1,2009.03.12, 全文.
CN 101552620 A,2009.10.07, 全文.
审查员 高洁

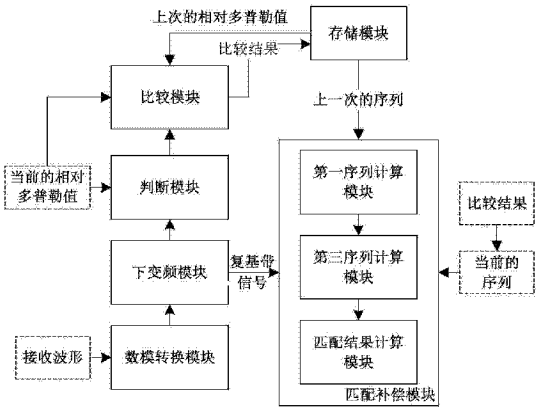
权利要求书2页 说明书6页 附图4页

(54)发明名称

基于多普勒频移补偿的水声通信多载波匹配方法及装置

(57)摘要

本发明涉及一种基于多普勒频移补偿的水声通信多载波匹配方法，包括：对接收的多载波模拟信号进行模数转换，得到多载波数字信号；对所述多载波数字信号进行下变频，得到所述多载波的复基带信号；以及对所述复基带信号同时进行多普勒频移补偿和子载波匹配，得到补偿了多普勒频移后的所述多载波信号中的各子载波匹配结果。本发明通过采用快速算法对下变频后的复基带信号同时进行多载波匹配和多普勒频移补偿，将多载波匹配和多普勒频移补偿的功能合二为一，降低了计算复杂度和存储容量的要求，简化了接收机的结构。




CN 103117978 B

1. 一种基于多普勒频移补偿的水声通信多载波匹配方法，包括：

对接收的多载波模拟信号进行模数转换，得到多载波数字信号；

对所述多载波数字信号进行下变频，得到所述多载波的复基带信号；以及

对所述复基带信号同时进行多普勒频移补偿和子载波匹配，得到补偿了多普勒频移后的所述多载波中的各子载波匹配结果；

其中，对所述复基带信号同时进行多普勒频移补偿和子载波匹配的步骤包括：

根据所述复基带信号 $r_{bb}(n)$、相对多普勒值 δ、所述多载波的发送端的中心频率 $f_C$、所述多载波的发送端的子载波间隔 Δf 和所述模数转换的采样率 Fs，计算出第一序列 f(n)，其中，所述相对多普勒值 δ 是预先得到的且不为 0，其反映了所述多载波的发送端和接收端的相对运动状况；

将所述第一序列 f(n) 与第二序列 FFT{h(n)} 进行卷积得到第三序列 g(k)，所述第二序列 FFT{h(n)} 是根据相对多普勒值 δ、所述多载波的发送端的子载波间隔 Δf 和所述模数转换的采样率 Fs 预先计算得出的；以及

根据所述第三序列 g(k)、相对多普勒值 δ、所述多载波的发送端的子载波间隔 Δf 和所述模数转换的采样率 Fs 对所述复基带信号同时进行多普勒频移补偿和子载波匹配，计算出补偿了多普勒频移后的所述多载波中的各子载波匹配结果 $\tilde{d}_k$。

2. 根据权利要求 1 所述的方法，其中，

$$f(n)=r_{bb}(n)A^{-n}W^{\frac{n^2}{2}},\quad A=\exp\left\{-j2\pi\left(\delta f_c-\frac{M}{2}\Delta f\right)\frac{1}{Fs}\right\},\quad W=\exp\left\{-j2\pi(1+\delta)\Delta f\frac{1}{Fs}\right\},$$

$g(k) = IFFT\{FFT\{h(n)\}*FFT\{f(n)\}\}$，$h(n)=W^{-\frac{n^2}{2}}$，$\tilde{d}_k=W^{\frac{k^2}{2}}g(k)$，$0 \leqslant k \leqslant M-1$，

IFFT{} 表示逆快速傅里叶变换，FFT{} 表示快速傅里叶变换，M 为所述多载波的子载波数量。

3. 根据权利要求 2 所述的方法，还包括：

存储 $A^{-n}W^{\frac{n^2}{2}}$、FFT{h(n)}、$W^{\frac{k^2}{2}}$ 和相对多普勒值 δ 的当前值；

将所述相对多普勒值 δ 的当前值与上一次存储的相对多普勒值进行比较；

如果比较结果为相等，则用上一次存储的 $A^{-n}W^{\frac{n^2}{2}}$、FFT{h(n)}、$W^{\frac{k^2}{2}}$ 的值进行当前的所述 f(n)、所述 g(k) 和所述 $\tilde{d}_k$ 的计算。

4. 根据权利要求 1 所述的方法，其中，所述对所述复基带信号同时进行多普勒频移补偿和子载波匹配，计算出补偿了多普勒频移后的所述多载波中的各子载波匹配结果的步骤包括：

在相对多普勒值为 0 的情况下，对所述复基带信号 $r_{bb}(n)$ 进行时频变换得到所述多载波中的各子载波匹配结果，其中，所述相对多普勒值是预先得到的，其反映了所述多载波的发送端和接收端的相对运动状况。

5. 一种基于多普勒频移补偿的水声通信多载波匹配装置，包括：

模数转换模块，用于对接收的多载波模拟信号进行模数转换，得到多载波数字信号；

下变频模块，用于对所述多载波数字信号进行下变频，得到所述多载波的复基带信号；以及

补偿匹配模块，用于对所述复基带信号同时进行多普勒频移补偿和子载波匹配，得到补偿了多普勒频移后的所述多载波中的各子载波匹配结果；

其中，所述补偿匹配模块包括：

第一序列计算模块，用于根据所述复基带信号 $r_{bb}(n)$、相对多普勒值 δ、所述多载波的发送端的中心频率 $f_C$、所述多载波的发送端的子载波间隔 Δf 和所述模数转换的采样率 Fs，计算出第一序列 f(n)，其中，所述相对多普勒值 δ 是预先得到的且不为 0，其反映了所述多载波的发送端和接收端的相对运动状况；

第三序列计算模块，用于将所述第一序列 f(n) 与第二序列 FFT{h(n)} 进行卷积得到第三序列 g(k)，所述第二序列 FFT{h(n)} 是根据相对多普勒值 δ、所述多载波的发送端的子载波间隔 Δf 和所述模数转换的采样率 Fs 预先计算得出的；以及

匹配结果计算模块，用于根据所述第三序列 g(k)、相对多普勒值 δ、所述多载波的发送端的子载波间隔 Δf 和所述模数转换的采样率 Fs 对所述复基带信号同时进行多普勒频移补偿和子载波匹配，计算出补偿了多普勒频移后的所述多载波中的各子载波匹配结果 $\tilde{d}_k$。

6. 根据权利要求 5 所述的装置，其中，

$$f(n)=r_{bb}(n)A^{-n}W^{\frac{n^2}{2}},\quad A=\exp\left\{-j2\pi\left(\delta f_c-\frac{M}{2}\Delta f\right)\frac{1}{Fs}\right\},\quad W=\exp\left\{-j2\pi(1+\delta)\Delta f\frac{1}{Fs}\right\},$$

$g(k) = IFFT\{FFT\{h(n)\}*FFT\{f(n)\}\}$，$h(n)=W^{-\frac{n^2}{2}}$，$\tilde{d}_k=W^{\frac{k^2}{2}}g(k)$，$0 \leqslant k \leqslant M-1$，

IFFT{} 表示逆快速傅里叶变换，FFT{} 表示快速傅里叶变换，M 为所述多载波的子载波数量。

7. 根据权利要求 6 所述的装置，还包括：

存储模块，用于存储 $A^{-n}W^{\frac{n^2}{2}}$、FFT{h(n)}、$W^{\frac{k^2}{2}}$ 和相对多普勒值 δ 的当前值；

比较模块，用于将所述相对多普勒值 δ 的当前值与上一次存储的相对多普勒值进行比较；

如果比较结果为相等，则所述匹配补偿模块用上一次存储的 $A^{-n}W^{\frac{n^2}{2}}$、FFT{h(n)}、$W^{\frac{k^2}{2}}$ 的值进行当前的所述 f(n)、所述 g(k) 和所述 $\tilde{d}_k$ 的计算。

8. 一种接收机，包括如权利要求 5-7 之一所述的基于多普勒频移补偿的水声通信多载波匹配装置，和解映射模块，所述解映射模块用于对所述各子载波匹配结果进行解映射，得到所述多载波上承载的信息。

# 基于多普勒频移补偿的水声通信多载波匹配方法及装置

## 技术领域

[0001] 本发明涉及水声通信接收领域，尤其涉及一种基于多普勒频移补偿的水声通信多载波匹配方法及装置。

## 背景技术

[0002] 在水声信道中，由于多径传播造成的水声传播多径效应较为严重，同时具有较大的多普勒频移。采用多载波方式的水声通信能够提高符号持续时间，从而降低了信道多径造成的符号间干扰。然而，多载波水声通信容易受多普勒频移的影响，需要采取有效的补偿措施。

[0003] 现有的多载波水声通信接收方法，是在接收端信号下变频之前完成对多普勒频移的补偿，然后对补偿后的各个载波进行匹配接收。这种做法面临的问题在于下变频前数据采样率高，数据量大，而且对多普勒频移的补偿和匹配接收是由两个独立的处理模块来执行的，从而对处理平台的存储容量和计算能力都有较高的要求，进而导致接收机模块多，并且结构复杂。

## 发明内容

[0004] 本发明的目的是提供一种能够克服上述缺陷的基于多普勒频移补偿的水声通信多载波匹配方法及装置。

[0005] 在本发明的第一方面，提供了一种基于多普勒频移补偿的水声通信多载波匹配方法，包括：对接收的多载波模拟信号进行模数转换，得到多载波数字信号；对所述多载波数字信号进行下变频，得到所述多载波的复基带信号；以及对所述复基带信号同时进行多普勒频移补偿和子载波匹配，得到补偿了多普勒频移后的所述多载波信号中的各子载波匹配结果。

[0006] 在本发明的第二方面，提供了一种基于多普勒频移补偿的水声通信多载波匹配装置，包括：模数转换模块，用于对接收的多载波模拟信号进行模数转换，得到多载波数字信号；下变频模块，用于对所述多载波数字信号进行下变频，得到所述多载波的复基带信号；以及补偿匹配模块，用于对所述复基带信号同时进行多普勒频移补偿和子载波匹配，得到补偿了多普勒频移后的所述多载波信号中的各子载波匹配结果。

[0007] 在本发明的第三方面，提供了一种接收机，包括：模数转换模块，用于对接收的多载波模拟信号进行模数转换，得到多载波数字信号；下变频模块，用于对所述多载波数字信号进行下变频，得到所述多载波的复基带信号；补偿匹配模块，用于对所述复基带信号同时进行多普勒频移补偿和子载波匹配，得到补偿了多普勒频移后的所述多载波信号中的各子载波匹配结果；以及解映射模块，用于对所述各子载波匹配结果进行解映射，得到所述多载波上承载的信息。

[0008] 本发明通过采用快速算法对下变频后的复基带信号同时进行多载波匹配和多普勒频移补偿，将多载波匹配和多普勒频移补偿的功能合二为一，降低了计算复杂度和存储

容量的要求，简化了接收机的结构。

## 附图说明

[0009] 图 1 是根据本发明实施例的多载波水声通信系统的示意框图；

[0010] 图 2 是根据本发明实施例的基于 chirp-z 变换的匹配示意图；

[0011] 图 3 是根据本发明实施例的多载波匹配方法的流程图；

[0012] 图 4 是根据本发明实施例的多载波匹配装置的示意框图；

[0013] 图 5 是根据本发明的多载波匹配方法输出的星座图与直接匹配未做多普勒补偿输出的星座图的对比图；以及

[0014] 图 6 根据本发明的多载波匹配方法和现有技术的计算量的对比图。

## 具体实施方式

[0015] 下面通过附图和实施例，对本发明的技术方案做进一步的详细描述。

[0016] 图 1 是根据本发明实施例的多载波水声通信系统的示意框图。

[0017] 发送端 / 发射机将各路编码信号映射到对应的多载波调制的子载波上，映射后的编码信号经过串并转换之后，再进行逆傅里叶变换 IFFT 以完成对其的调制，然后经过数字模拟 DA 转换后经由天线发射。最终，发送端同时在 M 个子载波上发射调制符号，M 个子载波的频率分别为：

[0018] $$f_m = f_C + \left(m - \frac{M}{2}\right)\Delta f,\quad 0 \le m \le M-1$$

[0019] 其中 $f_C$ 为发送端中心频率，Δf 为子载波间隔。各载波上的调制符号为 $d_m$，0 ≤ m ≤ M-1，则发送端经过 DA（数字 - 模拟转换器）输出的多载波调制波形为

[0020] $$s(t) = \mathrm{REAL}\left[\sum_{m=0}^{M-1} d_m \exp\{j2\pi f_m t\}\right], 0 \le t \le \frac{1}{\Delta f}$$

[0021] 其中 REAL[] 代表求实部计算，exp{} 代表指数函数。假设接收端与发送端相对运动速度为 v，声传播速度为 c，则相对多普勒大小为 $\delta = \frac{v}{c}$。

[0022] 发射的多载波调制波形 s(t) 经过水声信道传输之后，由接收端 / 接收机接收，接收到的波形为 r(t)，$r(t) = s((1+\delta)t) = \mathrm{REAL}\left[\sum_{m=0}^{M-1} d_m \exp\{j2\pi f_m (1+\delta)t\}\right]$。

[0023] 接收端 / 接收机接收的波形经过模拟数字 AD 转换之后，对其进行下变频得到接收的多载波的复基带信号 $r_{bb}(n)$，

[0024] $$r_{bb}(n) = \sum_{m=0}^{M-1} d_m \exp\left\{j2\pi\left[f_m(1+\delta) - f_c\right]\frac{n}{Fs}\right\}$$

[0025] $$= \sum_{m=0}^{M-1} d_m \exp\left\{j2\pi\left[\left(\delta f_c - \frac{M}{2}\Delta f\right) + (1+\delta)m\Delta f\right]\frac{n}{Fs}\right\}$$

[0026] $$(0 \le n \le N-1)$$

[0027] 其中 Fs 为采样率，$N = \frac{Fs}{\Delta f}$ 为符号周期内的采样点数。在接收复基带信号中，最低

频率的子载波为第 0 号子载波，其频率为$\left(\delta f_c - \frac{M}{2}\Delta f\right)$，各载波间隔为（1+δ）Δf。对带有频偏的复基带信号进行各子载波匹配接收，就是完成以下的计算：

[0028]

$$\tilde{d}_k = \sum_{n=0}^{N-1} r_{bb}(n)\exp\left\{-j2\pi\left[\left(\delta f_c - \frac{M}{2}\Delta f\right) + (1+\delta)k\Delta f\right]\frac{n}{Fs}\right\},\quad 0 \le k \le M-1 \tag{1}$$

[0029] 当 δ=0 时，各频点均为 Δf 的整数倍，因而可通过对 $r_{bb}(n)$ 进行快速傅里叶变换（FFT）得到上式的计算结果，即

[0030]

$$\tilde{d}_k = \mathrm{FFT}\{r_{bb}(n)\},\quad 0 \le k \le M-1 \tag{2}$$

[0031] 其中 FFT{} 代表对序列做快速傅里叶变换处理。

[0032] 当 $\delta \neq 0$ 时，令

[0033]

$$A = \exp\left\{-j2\pi\left(\delta f_c - \frac{M}{2}\Delta f\right)\frac{1}{Fs}\right\} \tag{3}$$

[0034]

$$W = \exp\left\{-j2\pi(1+\delta)\Delta f\frac{1}{Fs}\right\} \tag{4}$$

[0035] 根据式（3）、（4）对式（1）进行简化得到：

[0036]

$$\tilde{d}_k = \sum_{n=0}^{N-1} r_{bb}(n)A^{-n}W^{nk},\quad 0 \le k \le M-1 \tag{5}$$

[0037] 为了简化计算量，利用 Chirp-z 变换的原理，做以下序列的定义。

[0038]

$$f(n) = r_{bb}(n)A^{-n}W^{\frac{n^2}{2}} \tag{6}$$

[0039]

$$h(n) = W^{-\frac{n^2}{2}} \tag{7}$$

[0040]

$$g(k) = \sum_{n=0}^{N-1} f(n)h(k-n),\quad 0 \le k \le M-1 \tag{8}$$

[0041] 根据式（8），g(k) 为 f(n) 和 h(n) 的卷积结果，因而可以根据快速傅里叶算法进行快速计算：

[0042] g(k)=IFFT{FFT{h(n)}*FFT{f(n)}} (9)

[0043] 其中 IFFT{} 代表对序列做逆快速傅里叶变换处理。式（1）的计算过程可以简化为：

[0044]

$$\tilde{d}_k = W^{\frac{k^2}{2}}g(k),\quad 0 \le k \le M-1 \tag{10}$$

[0045] 根据式(6)、式(7)、式(9)和式(10)，对该复基带信号 $r_{bb}(n)$ 进行基于Chirp-z变换的多普勒补偿和子载波匹配得到子载波匹配结果 $\tilde{d}_k$，最后对 $\tilde{d}_k$ 进行解映射。

[0046] 应当指出，整个匹配算法的计算量主要可分为两部分：一种仅与相对多普勒 δ 有关，与基带波形 $r_{bb}(n)$ 无关的参的计算，即参数A、W，及序列 $A^{-n}W^{\frac{n^2}{2}}$、FFT{h(n)}、$W^{\frac{k^2}{2}}$ 的计算，另一种是需要基带波形 $r_{bb}(n)$ 参与的计算，即计算式(6)、式(9)、式(10)。相对多普勒 δ 反映收发端的相对运动速度，在连续的多次补偿计算中相对多普勒 δ 有时不会发生变化，因而，仅与相对多普勒 δ 有关的参量计算不必重复计算。

[0047] 图2是根据本发明实施例的基于chirp-z变换的匹配示意图。

[0048] 图3是根据本发明实施例的多载波匹配方法的流程图。

[0049] 下面结合图2和图3对根据本发明实施例的多载波匹配方法进行详细阐述。

[0050] 在步骤301，获得相对多普勒值 δ 和复基带信号 $r_{bb}(n)$，n=0,1,…,N-1。多载波的复基带信号 $r_{bb}(n)$ 是对接收到的多载波进行模数转换和采样，再进行下变频得到的(改图)；而相对多普勒值 δ 既可以根据复基带信号 $r_{bb}(n)$ 估计得出，也可以根据多载波的发送端和接收端的相对运动速度计算得出，其反应了多载波的发送端和接收端之间的相对运动状况。例如，假设多载波的接收端与发送端相对运动速度为v，声传播速度为c，则相对多普勒值为 $\delta=\frac{v}{c}$。

[0051] 在步骤302，判断相对多普勒值 δ 是否为0，如果是，则流程进行到步骤307，否则流程进行到步骤303。

[0052] 在步骤303，判断相对多普勒值 δ 与上次计算时相比是否更新，如果是，则流程进行到步骤304，否则流程进行到步骤306。

[0053] 在步骤304，计算参数A和M，

[0054]
$$A=\exp\left\{-j2\pi\left(\delta f_c-\frac{M}{2}\Delta f\right)\frac{1}{Fs}\right\} \tag{3}$$

[0055]
$$W=\exp\left\{-j2\pi(1+\delta)\Delta f\frac{1}{Fs}\right\} \tag{4}$$

[0056] 其中，exp{}代表指数函数，$f_C$ 为发送端的中心频率，Δf为发送端的子载波间隔，Fs为接收端对接收到的波形进行模数AD转换的采样率。

[0057] 在步骤305，计算序列 $W^{\frac{k^2}{2}}$、$A^{-n}W^{\frac{n^2}{2}}$ 和FFT{h(n)}。

[0058] $h(n)=W^{-\frac{n^2}{2}}$，再对其做快速傅里叶变换FFT得到序列FFT{h(n)}。

[0059] 在步骤306，对复基带信号 $r_{bb}(n)$ 进行chirp-z变换。

[0060] 在此，结合图2对基于chirp-z变换的多普勒补偿和子载波匹配进行阐述。

[0061] 首先，将 $r_{bb}(n)$ 与 $A^{-n}W^{\frac{n^2}{2}}$ 相乘得到序列f(n)，$f(n)=r_{bb}(n)A^{-n}W^{\frac{n^2}{2}}$。接下来，对f(n)和FFT{h(n)}进行卷积得到序列 $g(k)=\sum_{n=0}^{N-1}f(n)h(k-n),\ 0\le k\le M-1$。由于

g(k) 为 f(n) 和 h(n) 的卷积结果，因而可以根据快速傅里叶算法进行快速计算出 g(k)，g(k)=IFFT{FFT{h(n)}*FFT{f(n)}}，其中 IFFT{} 代表对序列做逆快速傅里叶变换处理，FFT{} 代表对序列做逆快速傅里叶变换处理。最后，将 g(k) 与$W^{\frac{k^2}{2}}$相乘得到最终的多载波匹配结果$\tilde{d}_k$，$\tilde{d}_k = W^{\frac{k^2}{2}} g(k)$，$0 \le k \le M-1$。

[0062] 图 4 是根据本发明实施例的多载波匹配装置的示意框图。

[0063] 数模转换模块将接收到的多载波波形进行数模转换后，再由下变频模块对其进行下变频，得到接收到的多载波的复基带信号 $r_{bb}(n)$，n=0,1,…,N-1。

[0064] 应当指出，在当前计算中，相对多普勒值 δ 既可以根据复基带信号 $r_{bb}(n)$ 估计得出，也可以根据多载波的发送端和接收端的相对运动速度计算得出，其反应了多载波的发送端和接收端之间的相对运动状况。例如，假设多载波的接收端与发送端相对运动速度为 v，声传播速度为 c，则相对多普勒值为$\delta = \frac{v}{c}$。另外，估计 / 计算出的相对多普勒值 δ 被存储在存储模块中。

[0065] 判断模块判断相对多普勒值 δ 是否为 0。如果相对多普勒值 δ 不为 0，则由判断模块判断当前的相对多普勒值 δ 与上次计算时相比是否更新。如果相对多普勒值已经发生变化，则计算参数值 A 和 M。

[0066]

$$A = \exp\left\{-j2\pi\left(\delta f_c - \frac{M}{2}\Delta f\right)\frac{1}{Fs}\right\} \tag{3}$$

[0067]

$$W = \exp\left\{-j2\pi(1+\delta)\Delta f\frac{1}{Fs}\right\} \tag{4}$$

[0068] 其中，exp{} 代表指数函数，$f_C$为发送端的中心频率，Δf 为发送端的子载波间隔，Fs 为接收端对接收到的波形进行模数 AD 转换的采样率。

[0069] 然后，根据参数 A 和 M 计的计算结果计算序列$W^{\frac{k^2}{2}}$、$A^{-n}W^{\frac{n^2}{2}}$和 FFT{h(n)}，计算结果被存储在存储模块中。这样，在比较模块发现相对多普勒值与上一次计算相比没有变化的情况下，可以直接调用上一次存储的序列$W^{\frac{k^2}{2}}$、$A^{-n}W^{\frac{n^2}{2}}$和 FFT{h(n)}。

[0070] $h(n) = W^{-\frac{n^2}{2}}$，再对其做快速傅里叶变换 FFT 得到序列 FFT{h(n)}，计算得到的序列值被存储在存储模块中。

[0071] 接下来，匹配补偿模块对复基带信号 $r_{bb}(n)$ 进行 chirp-z 变换。

[0072] 首先，第一序列计算模块将 $r_{bb}(n)$ 与 $A^{-n}W^{\frac{n^2}{2}}$ 相乘得到序列 f(n)，$f(n) = r_{bb}(n)A^{-n}W^{\frac{n^2}{2}}$。

[0073] 接下来，第三序列计算模块对 f(n) 和 FFT{h(n)} 进行卷积得到序列 $g(k) = \sum_{n=0}^{N-1} f(n)h(k-n)$，$0 \le k \le M-1$。由于 g(k) 为 f(n) 和 h(n) 的卷积结果，因而可以根

据快速傅里叶算法进行快速计算出 g(k)=IFFT{FFT{h(n)}*FFT{f(n)}}，其中 IFFT{} 代表对序列做逆快速傅里叶变换处理，FFT{} 代表对序列做逆快速傅里叶变换处理。

[0074] 最后，匹配结果计算模块将 g(k) 与 $W^{\frac{k^2}{2}}$ 相乘得到最终的多载波匹配结果 $\tilde{d}_k$，$\tilde{d}_k = W^{\frac{k^2}{2}} g(k),\ 0 \le k \le M-1$。

[0075] 图 5 是根据本发明的多载波匹配方法输出的星座图与直接匹配未做多普勒补偿输出的星座图的对比图。

[0076] 如图 5 所示，左图为直接匹配未做多普勒补偿的输出星座图，右图为根据本发明方法匹配后输出的星座图。在此，发送端中心频率 $f_C$ = 8kHz，子载波间隔 Δf = 31.25Hz，基带信号采样率 Fs = 8kHz，符号周期内的采样点数 N = 256，子载波数 M = 120。各子载波采用二进制相移键控 (BPSK) 调制，多普勒为大小为 δ = 0.001。可以看出，本发明可以对多普勒做出补偿，匹配输出接近理想效果。

[0077] 图 6 根据本发明的多载波匹配方法和现有技术的计算量的对比图。

[0078] 传统方法采用线性插值进行多普勒补偿，再进行诸如基于 FFT 的正交匹配之类的接收匹配，其计算总量包括乘法 48152，加法 47104。

[0079] 本发明的匹配方法中包括参数初始化、和复基带波形的 chirp-z 变化，其计算总量包括乘法 9216，加法 9216。

[0080] 可以看出，根据本发明的匹配方法的计算量已大大降低，大约为传统匹配方法的 1/5 左右。

[0081] 专业人员应该还可以进一步意识到，结合本文中所公开的实施例描述的各示例的单元及算法步骤，能够以电子硬件、计算机软件或者二者的结合来实现，为了清楚地说明硬件和软件的可互换性，在上述说明中已经按照功能一般性地描述了各示例的组成及步骤。这些功能究竟以硬件还是软件方式来执行，取决于技术方案的特定应用和设计约束条件。专业技术人员可以对每个特定的应用来使用不同方法来实现所描述的功能，但是这种实现不应认为超出本发明的范围。

[0082] 结合本文中所公开的实施例描述的方法或算法的步骤可以用硬件、处理器执行的软件模块，或者二者的结合来实施。软件模块可以置于随机存储器（RAM）、内存、只读存储器（ROM）、电可编程 ROM、电可擦除可编程 ROM、寄存器、硬盘、可移动磁盘、CD-ROM、或技术领域内所公知的任意其它形式的存储介质中。

[0083] 以上所述的具体实施方式，对本发明的目的、技术方案和有益效果进行了进一步详细说明，所应理解的是，以上所述仅为本发明的具体实施方式而已，并不用于限定本发明的保护范围，凡在本发明的精神和原则之内，所做的任何修改、等同替换、改进等，均应包含在本发明的保护范围之内。

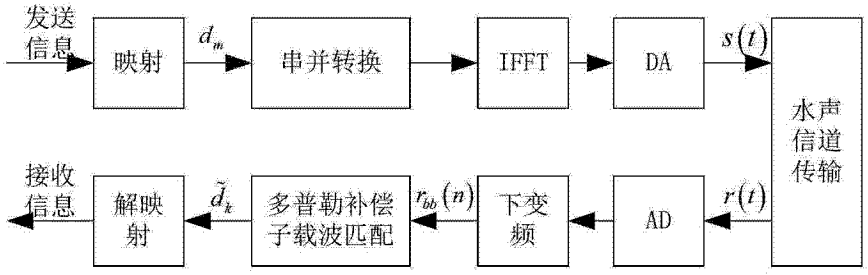

发送信息
映射
$d_m$
串并转换
IFFT
DA
$s(t)$
水声信道传输
接收信息
解映射
$\tilde{d}_k$
多普勒补偿子载波匹配
$r_{bb}(n)$
下变频
AD
$r(t)$

图 1

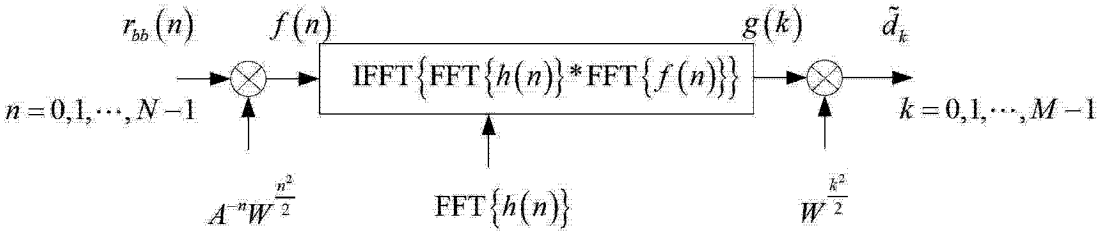

$r_{bb}(n)$
$f(n)$
$g(k)$
$\tilde{d}_k$
$n=0,1,\cdots,N-1$
$\mathrm{IFFT}\{\mathrm{FFT}\{h(n)\}*\mathrm{FFT}\{f(n)\}\}$
$k=0,1,\cdots,M-1$
$A^{-n}W^{\frac{n^2}{2}}$
$\mathrm{FFT}\{h(n)\}$
$W^{\frac{k^2}{2}}$

图 2

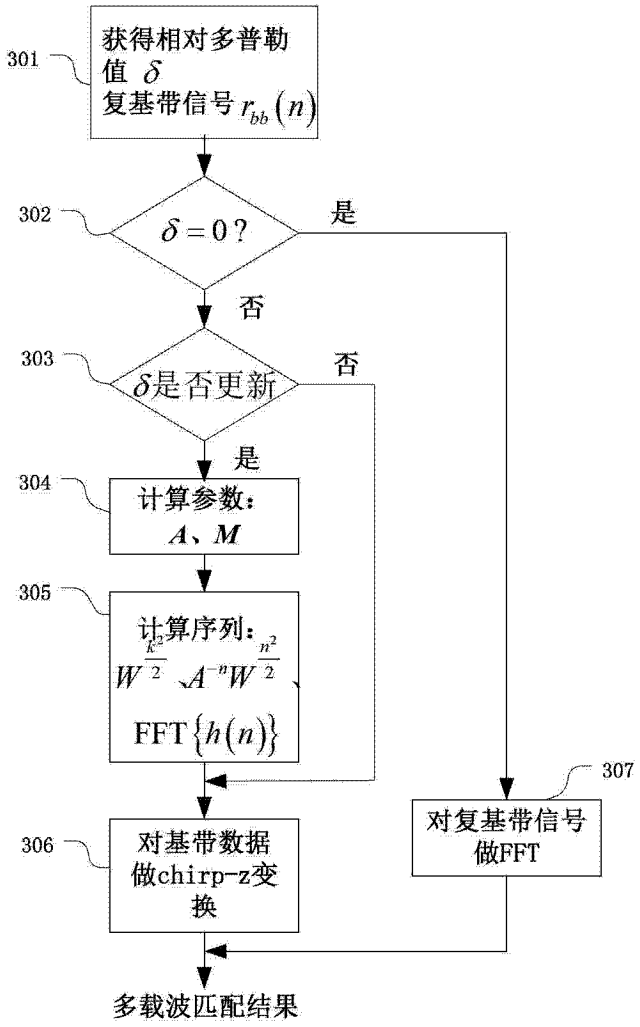

301
获得相对多普勒值 $\delta$
复基带信号 $r_{bb}(n)$
302
$\delta=0$?
是
否
303
$\delta$是否更新
否
是
304
计算参数：
$A$、$M$
305
计算序列：
$W^{\frac{k^2}{2}}$ $A^{-n}W^{\frac{n^2}{2}}$
$\mathrm{FFT}\{h(n)\}$
306
对基带数据做chirp-z变换
307
对复基带信号做FFT
多载波匹配结果

图 3

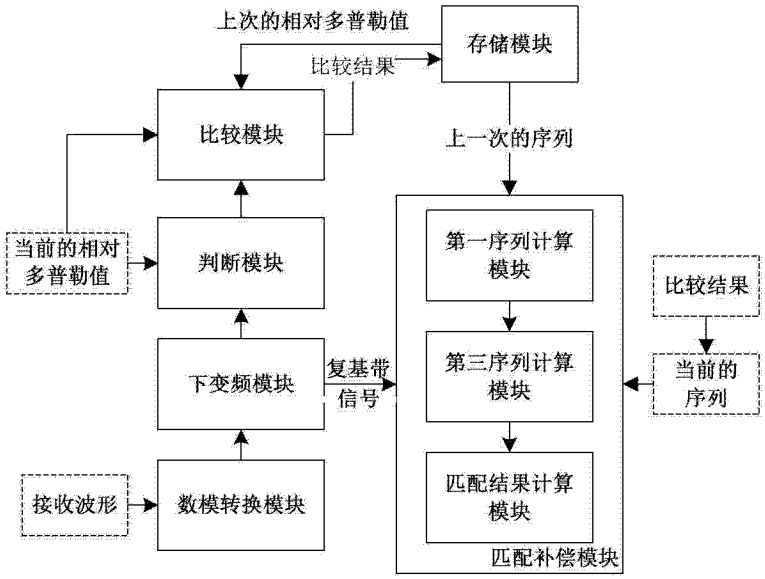

上次的相对多普勒值
存储模块
比较结果
比较模块
上一次的序列
当前的相对多普勒值
判断模块
第一序列计算模块
比较结果
第三序列计算模块
当前的序列
下变频模块
复基带信号
匹配结果计算模块
接收波形
数模转换模块
匹配补偿模块

图 4

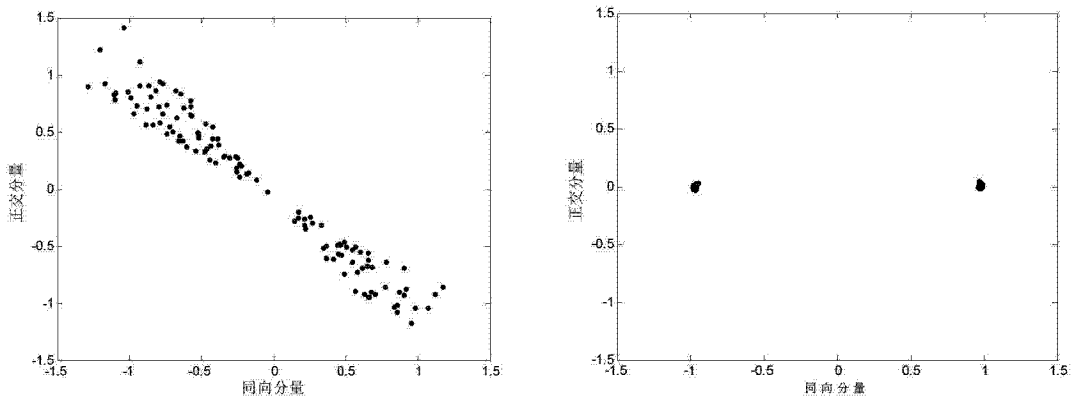

正交分量
同向分量
正交分量
同向分量

图 5

| 现有技术 | | 本发明 | |
|---|---|---|---|
| 模块名称 | 计算量 | 模块名称 | 计算量 |
| 线性插值多普勒补偿 | 乘法：4096<br>加法：2048 | 参数初始化 | 乘法：1024<br>加法：1024 |
| 基于FFT的正交匹配 | 乘法：45056<br>加法：45056 | 复基带波形Chirp-z变换 | 乘法：8192<br>加法：8192 |
| 总计 | 乘法：49152<br>加法：47104 | 总计 | 乘法：9216<br>加法：9216 |

图 6