



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 103338024 B

(45) 授权公告日 2016. 01. 20

(21) 申请号 201310228724. 7

[0007]-[0129] 及附图 1-2.

(22) 申请日 2013. 06. 08

US 2010/0285735 A1, 2010. 11. 11, 全文.

CN 102055512 A, 2011. 05. 11, 全文.

(73) 专利权人 中国科学院国家天文台
地址 100012 北京市朝阳区大屯路甲 20 号

审查员 林坚

(72) 发明人 孔德庆 张洪波 苏彦 朱新颖
李臣 戴舜 王松根

(74) 专利代理机构 中科专利商标代理有限责任
公司 11021

代理人 宋焰琴

(51) Int. Cl.

H03H 17/00(2006. 01)

(56) 对比文件

CN 101098164 A, 2008. 01. 02, 说明书第 2 页
第 7 行 - 第 5 页第 20 行, 附图 1.

CN 101969329 A, 2011. 02. 09, 说明书第

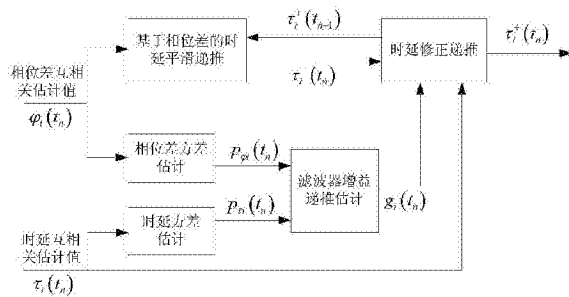
权利要求书 2 页 说明书 7 页 附图 3 页

(54) 发明名称

天线组阵中时延的互补卡尔曼滤波装置与方法

(57) 摘要

本发明公开了一种天线组阵中时延的互补卡尔曼滤波装置,其包括:相位差方差估计模块,用于实时计算天线信号相位差互相关估计值的均方差,得到相位差方差估计值;时延方差估计模块,用于实时计算时延互相关估计值的均方差,得到时延方差估计值;滤波器增益递推估计模块,用于根据所得到的相位差方差估计值和时延方差估计值,递推计算互补卡尔曼滤波器增益值;基于相位差的时延平滑递推模块,用于根据相邻时刻的相位差互相关估计值之间的差分,对时延进行平滑递推,得到经相位差差分平滑的延时估计值;时延修正递推模块,利用时延互相关估计值和滤波器增益值以及经相位差差分平滑的时延估计值,获得当前时刻的时延卡尔曼滤波估计值。



1. 一种天线组阵中时延的互补卡尔曼滤波装置, 所述天线组阵包括多个接收天线单元, 该互补卡尔曼滤波装置用于对天线组阵中天线的信号进行估计, 其包括:

相位差方差估计模块, 用于实时计算天线信号相位差互相关估计值的均方差, 得到相位差方差估计值;

时延方差估计模块, 用于实时计算时延互相关估计值的均方差, 得到时延方差估计值;

滤波器增益递推估计模块, 用于根据所得到的相位差方差估计值和时延方差估计值, 递推计算互补卡尔曼滤波器增益值;

基于相位差的时延平滑递推模块, 用于根据相邻时刻的相位差互相关估计值之间的差分, 对时延进行平滑递推, 得到经相位差差分平滑的时延估计值;

时延修正递推模块, 利用时延互相关估计值和滤波器增益值以及经相位差差分平滑的时延估计值, 获得当前时刻的时延卡尔曼滤波估计值;

所述相位差方差估计模块根据下式获得相位差方差估计值:

$$p_{\varphi_i}(t_n) = \begin{cases} \frac{1}{n} \sum_{k=0}^{n-1} [\varphi_i(t_{n-k}) - \bar{\varphi}_i(t_n)]^2, & n \leq K \\ \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} [\varphi_i(t_{n-k}) - \bar{\varphi}_i(t_n)]^2, & n > K \end{cases}$$

其中, n 为采样点序号, 且 $n = 1, 2, 3, \dots$; t_n 为第 n 个采样时刻; $i = 1, 2, \dots, L$ 为天线序号, L 为天线组阵中的天线数量; $p_{\varphi_i}(t_n)$ 为 t_n 时刻相位差方差估计值; K 为选取的天线信号样本长度; $\varphi_i(t_{n-k})$ 为相位差互相关估计值; $\bar{\varphi}_i(t_n)$ 为相位差互相关估计值的平均值, 且

$$\bar{\varphi}_i(t_n) = \begin{cases} \frac{1}{n} \sum_{k=0}^{n-1} \varphi_i(t_{n-k}), & n \leq K \\ \bar{\varphi}_i(t_{n-1}) + \frac{1}{K} [\varphi_i(t_n) - \varphi_i(t_{n-K})], & n > K \end{cases}$$

2. 如权利要求 1 所述的装置, 其特征在于, 所述时延方差估计模块根据下式获得时延方差估计值:

$$p_{\tau_i}(t_n) = \begin{cases} \frac{1}{n} \sum_{k=0}^{n-1} [\tau_i(t_{n-k}) - \bar{\tau}_i(t_n)]^2, & n \leq K \\ \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} [\tau_i(t_{n-k}) - \bar{\tau}_i(t_n)]^2, & n > K \end{cases}$$

其中, n 为采样点序号, 且 $n = 1, 2, 3, \dots$; t_n 为第 n 个采样时刻; $i = 1, 2, \dots, L$ 为天线序号, L 为天线组阵中的天线数量; $p_{\tau_i}(t_n)$ 为 t_n 时刻的时延方差估计值; K 为选取的样本长度; $\tau_i(t_{n-k})$ 为时延互相关估计值; $\bar{\tau}_i(t_n)$ 为时延互相关估计值的平均值, 且

$$\bar{\tau}_i(t_n) = \begin{cases} \frac{1}{n} \sum_{k=0}^{n-1} \tau_i(t_{n-k}), & n \leq K \\ \bar{\tau}_i(t_{n-1}) + \frac{1}{K} [\tau_i(t_n) - \tau_i(t_{n-K})], & n > K \end{cases}$$

3. 如权利要求 1 所述的装置, 其特征在于, 滤波器增益递推估计模块根据下式获得互补卡尔曼滤波器增益值:

$$\begin{cases} q_i(t_n) = [1 - g_i(t_{n-1})] q_i(t_{n-1}) + p_{\varphi_i}(t_n) \\ g_i(t_n) = q_i(t_n) [q_i(t_n) + p_{\varphi_i}(t_n)]^{-1} \end{cases}$$

其中, n 为采样点序号, 且 $n = 1, 2, 3, \dots$; t_n 为第 n 个采样时刻; $i = 1, 2, \dots, L$ 为天线序号, L 为天线组阵中的天线数量; $p_{\varphi_i}(t_n)$ 为 t_n 时刻相位差方差估计值; $p_{\tau_i}(t_n)$ 为 t_n 时刻的时延方差估计值; $q_i(t_n)$ 为 t_n 时刻经相位差差分平滑后的时延估计值; $\bar{\tau}_i(t_n)$ 估计误差的方差估计值; $g_i(t_n)$ 为互补卡尔曼滤波器增益值。

4. 如权利要求 1 所述的装置, 其特征在于, 基于相位差的时延平滑递推模块通过下式获得经相位差差分平滑后的时延估计值:

$$\tau_i^-(t_n) = \tau_i^+(t_{n-1}) + [\varphi_i(t_n) - \varphi_i(t_{n-1})]$$

式中, n 为采样点序号, 且 $n = 1, 2, 3, \dots$; t_n 为第 n 个采样时刻; $i = 1, 2, \dots, L$ 为天线序号, L 为天线组阵中的天线数量; $\tau_i^-(t_n)$ 为经相位差差分平滑后 t_n 时刻的时延估计值; $\tau_i^+(t_{n-1})$ 为上一时刻时延互补卡尔曼滤波估计值; $\varphi_i(t_n)$ 为相位差互相关估计值。

5. 如权利要求 1 所述的装置, 其特征在于, 时延修正递推模块根据下式获得时延互补卡尔曼滤波估计值:

$$\tau_i^+(t_n) = \tau_i^-(t_n) + g_i(t_n) [\tau_i(t_n) - \tau_i^-(t_n)]$$

其中, n 为采样点序号, 且 $n = 1, 2, 3, \dots$; t_n 为第 n 个采样时刻; $i = 1, 2, \dots, L$ 为天线序号, L 为天线组阵中的天线数量; $\tau_i^+(t_n)$ 为 t_n 时刻的时延互补卡尔曼滤波估计值, $\tau_i^-(t_n)$ 为经相位差差分平滑后 t_n 时刻的时延估计值; $g_i(t_n)$ 为互补卡尔曼滤波器增益值; $\tau_i(t_n)$ 为时延互相关估计值。

天线组阵中时延的互补卡尔曼滤波装置与方法

技术领域

[0001] 本发明涉及深空探测技术领域,特别涉及深空信号接收中的天线组阵中时延的互补卡尔曼滤波装置与方法。

背景技术

[0002] 深空探测中远距离的通信对射电望远镜的性能提出了新的需求。由于开发成本的提高和技术的限制,单个天线 G/T 值的提高已经到了停滞状态。美国深空网 (DSN) 战略计划已经明确了可能的增长途径:采用射频频段,通过大量小天线组阵的方法获得更高的天线增益。天线组阵所提供的优点是,能以比用单个天线所接收的更高数据率接收数据,它具有许多令人渴望的优势:更好的性能、更强的工作稳健性、更低的建造费用、更好的计划灵活性和对射电天文科学研究更广泛的支持。天线组阵可以降低对单天线指向精度等指标的要求,采用大规模的小天线可以大大降低建设成本。

[0003] 天线阵的输出是进入合成器所有输入信号的加权和。时延的估计精度对信号的合成性能有直接的影响,且所需要的延迟精度随信号码速率而变化。而随着深空探测科学与技术的发展,对深空网下行数传码速率的要求越来越高。目前,通过组阵的方式,美国深空探测火星的最大码速率(距离地球 0.6Au 时)为 60Mbps,预计 2020 年在 X 频段和 Ka 频段分别最大可达 400Mbps 和 1.2Gbps。如此高的码速率对时延精度提出了极高要求。

[0004] 由大量小天线组成的大型天线阵中,天线单元的数量经常数以百计。阵中的天线口径一般较小,信号非常微弱,在没有航天器精确轨道数据的情况下,单靠相关算法很难获得足够高精度的时延估计。而根据时延与相位差估计值的关系和不同特性,可以实现时延的更精确的估计。

发明内容

[0005] 为了提高深空探测天线组阵中信号合成时延的估计精度,本发明提出了一种天线组阵中时延的互补卡尔曼滤波装置与方法。

[0006] 天线接收到的信号之间的时延和相位差都与天线之间的延迟路径存在直接的关系;同时时延测量值没有多值性问题,但测量噪声较大;相位差测量值噪声较小,但存在多值问题。如果将时延和相位差两组测量值结合起来,充分利用相位差的测量噪声小的特点,对时延测量值进行平滑滤波,则可以获得精度高得多的平滑的时延估计值。本发明针对时延和相位差的互相关估计值,在对估计误差进行实时计算的基础上,利用互补卡尔曼滤波对时延进行平滑递推,通过相位差的低噪声特点实现时延精度的大幅度提高。

[0007] 有鉴于此,本发明提出一种天线组阵中时延的互补卡尔曼滤波装置,所述天线组阵包括多个接收天线单元,该互补卡尔曼滤波装置用于对天线组阵中天线的时延进行估计,其包括:

[0008] 相位差方差估计模块,用于实时计算天线信号相位差互相关估计值的均方差,得到相位差方差估计值;

[0009] 时延方差估计模块,用于实时计算时延互相关估计值的均方差,得到时延方差估计值;

[0010] 滤波器增益递推估计模块,用于根据所得到的相位差方差估计值和时延方差估计值,递推计算互补卡尔曼滤波器增益值;

[0011] 基于相位差的时延平滑递推模块,用于根据相邻时刻的相位差互相关估计值之间的差分,对时延进行平滑递推,得到经相位差差分平滑的延时估计值;

[0012] 时延修正递推模块,利用时延互相关估计值和滤波器增益值以及经相位差差分平滑的时延估计值,获得当前时刻的时延卡尔曼滤波估计值。

[0013] 本发明还公开了一种天线组阵中时延的互补卡尔曼滤波方法,所述天线组阵包括多个接收天线单元,该互补卡尔曼滤波方法用于对天线组阵中天线的时延进行估计,其包括:

[0014] 相位差方差估计步骤,用于实时计算天线信号相位差互相关估计值的均方差,得到相位差方差估计值;

[0015] 时延方差估计步骤,用于实时计算时延互相关估计值的均方差,得到时延方差估计值;

[0016] 滤波器增益递推估计步骤,用于根据所得到的相位差方差估计值和时延方差估计值,递推计算互补卡尔曼滤波器增益值;

[0017] 基于相位差的时延平滑递推步骤,用于根据相邻时刻相位差的互相关估计值之间的差分,对时延进行平滑递推,得到经相位差差分平滑的延时估计值;

[0018] 时延修正递推步骤,利用时延互相关估计值和滤波器增益值以及经相位差差分平滑的时延估计值,获得当前时刻的时延卡尔曼滤波估计值。

[0019] 本发明还公开了一种包含时延的互补卡尔曼滤波装置的天线接收系统,其包括:

[0020] 至少一个天线接收单元,用于接收并获得天线信号;

[0021] 时延和相位差互相关估计装置,其用于获得天线信号与参考信号的时延互相关估计值和相位差互相关估计值;

[0022] 时延互补卡尔曼滤波装置,其用于根据所述相位差互相关估计值之间的差分对时延进行平滑递推,并利用互补卡尔曼滤波增益对经平滑后的时延进行修正,进而得到时延互补卡尔曼滤波估计值;

[0023] 时延和相位调整装置,其用于根据天线信号的所述时延互补卡尔曼滤波估计值和所述相位差估计值对所述天线信号进行时延和相位调整,进而输出调整后的天线信号。

[0024] 本发明还公开了一种天线组阵中利用时延的互补卡尔曼滤波的信号接收方法,其包括:

[0025] 天线信号接收步骤,用于接收天线信号;

[0026] 时延和相位差互相关估计步骤,用于获得天线信号与参考信号的时延互相关估计值和相位差互相关估计值;

[0027] 互补卡尔曼滤波时延估计步骤,用于根据所述相位差互相关估计值之间的差分对时延进行平滑递推,并利用互补卡尔曼滤波增益对经平滑后的时延进行修正,进而得到时延互补卡尔曼滤波估计值;

[0028] 时延和相位调整步骤,用于根据天线信号的所述时延互补卡尔曼滤波估计值和所

述相位差估计值对所述天线信号进行时延和相位调整,进而输出调整后的天线信号。

[0029] 本发明的有益效果:本发明提出的天线组阵中时延的互补卡尔曼滤波装置与方法,利用低噪声的相位差测量值对时延进行平滑递推,在保持无模糊度的同时实现测量噪声的降低。与传统的估计相比,能够以较小的计算量实现时延估计精度的大幅度提高,从而大大降低由于时延误差导致的天线组阵信号合成损失,尤其对低信噪比情况下的天线组阵具有更加重要的意义。

附图说明

[0030] 图 1 是本发明中天线组阵天线单元信号接收的几何关系示意图;

[0031] 图 2 是包含本发明时延互补卡尔曼滤波装置的天线组阵信号接收系统的结构示意图;

[0032] 图 3 是本发明中时延互补卡尔曼滤波装置的结构示意图;

[0033] 图 4 是仿真实验时延互相关估计误差示意图;

[0034] 图 5 是仿真实验相位差互相关估计误差示意图;

[0035] 图 6 是仿真实验时延互补卡尔曼滤波后的误差示意图。

具体实施方式

[0036] 为使本发明的目的、技术方案和优点更加清楚明白,以下结合具体实施例,并参照附图,对本发明作进一步的详细说明。

[0037] 本发明公开了一种天线组阵中时延的互补卡尔曼滤波装置及方法。

[0038] 图 1 示出了天线组阵中天线单元信号接收的几何关系示意图。如图 1 所示,其中, b_i 是天线 i 到天线阵相位中心点 o 的基线矢量, $e(t)$ 是 t 时刻信号到达方向的单位矢量, $d_i(t)$ 是天线 i 相对相位中心 o 的信号延迟路径长度。其中, $i = 1, 2, \dots, L$, L 为天线阵中的天线数量。由于深空探测器到地球的距离非常远,可以认为信号到达各天线的方向是相同的,则延迟路径、基线矢量和信号到达方向存在如下几何关系:

$$[0039] \quad d_i(t) = b_i \cdot e(t) \quad (1)$$

[0040] 由式 (1) 可知,时延测量值与信号到达方向的关系可表示为

$$[0041] \quad \tau_i(t) = b_i \cdot e(t) + n_{\tau_i} \quad (2)$$

[0042] 式中, $\tau_i(t)$ 为时延互相关估计值,且以距离的形式进行表示; n_{τ_i} 为时延互相关估计误差,假设其服从零均值正态分布; $i = 1, 2, \dots, L$, L 为天线阵中的天线数量。

[0043] 如果采用天线之间的相位差对式 (1) 进行描述,可得

[0044]

$$\varphi_i(t) = b_i \cdot e(t) + m_{\varphi_i} \lambda + n_{\varphi_i} \quad (3)$$

[0045] 式中, φ_i 为天线相对于相位中心的相位差的测量值,且以距离的形式进行表示; m_{φ_i} 为相应不确定的载波整周多值性; n_{φ_i} 为相位差的测量误差; λ 为信号载波波长; $i = 1, 2, \dots, L$, L 为天线阵中的天线数量。

[0046] 在上面的阐述中,分别建立了时延和相位差测量值与延迟路径关系的两组模型。在这两组模型中,第一组时延模型没有多值性问题,但测量噪声较大;第二组相位差模型测量噪声较小,但存在多值问题。如果将时延和相位两组测量值结合起来,则可以获得精度高

得多的平滑的时延测量值。

[0047] 图 2 示出了包含本发明时延互补卡尔曼滤波装置的天线组阵信号接收系统示意图。如图 2 所示,该接收系统由天线、低噪声放大器 (LNA)、下变频器、数字采集卡 (模数转换器, ADC)、频率和时统模块、时延和相位差互相关估计模块、时延互补卡尔曼滤波模块、时延和相位调整模块、减法器、信号合成模块以及解调接收机等组成。各天线接收到的探测器信号,经过低噪声放大器进行的功率放大、下变频器进行的下变频和数字采集卡进行的中频信号采样后得到的数字信号被称作天线信号。频率和时统模块为天线组阵信号接收系统中的下变频器、ADC 等模块提供频标信号,并为后续的处理提供时间标准。

[0048] 应该注意,所述信号合成模块所处理的天线信号是经过预处理所得的数字天线信号,而前述低噪声放大器 (LNA)、下变频器、数字采集卡、时延和相位差互相关估计及频率和时统模块所进行的处理只是示例性的预处理。本领域技术人员可以理解,所述预处理不限于这一种方式,而可以通过添加其它的装置或去掉某一装置 (例如,低噪声放大器) 或者调整执行预处理的装置的次序来改变预处理的方式。

[0049] 时延和相位调整模块通过从时延互补卡尔曼滤波模块获得的时延互补卡尔曼滤波估计值和从时延和相位差互相关估计模块获得的相位差互相关估计值,对各路天线信号进行时延和相位调整后得到调整后的信号。时延和相位差互相关估计模块采用成熟的互相关估计方法,获得时延互相关值和相位差互相关值。

[0050] 其中,本发明提供了新的时延获取方式,而相位差是按照现有技术来获取的。多路调整后的信号经由信号合成器进行信号合成以获得合成信号并送往解调接收机进行解调等后续处理。

[0051] 其中,时延和相位差互相关估计模块如下产生时延和相位差的互相关估计值:作为参考信号的合成信号通过减法器 (图 2 中以减号加圆圈表示) 与每路调整后的信号相减得到差值,之后时延和相位差互相关估计模块对所得到的差值和对应的此路调整后的信号进行处理以获得下一时刻的相位差互相关估计值和时延互相关估计值,相位差互相关估计值提供给时延和相位调整模块和时延互补卡尔曼滤波模块,时延互相关估计值提供给时延互补卡尔曼滤波模块,时延互补卡尔曼滤波模块根据接收到的时延互相关估计值和相位差互相关估计值,对其进行处理并生成时延互补卡尔曼滤波估计值,并提供给时延和相位调整模块。

[0052] 图 3 示出了本发明中时延互补卡尔曼滤波装置的结构示意图。如图 3 所示,时延互补卡尔曼滤波装置包括:

[0053] 相位差方差估计模块,用于实时计算天线之间的相位差互相关估计值的均方差,获得相位差方差估计值;

[0054] 时延方差估计模块,用于实时计算时延互相关估计值的均方差,得到时延方差估计值;

[0055] 滤波器增益递推估计模块,用于根据所计算得到的相位差方差估计值和时延方差估计值,递推计算互补卡尔曼滤波器增益值;

[0056] 基于相位差的时延平滑递推模块,用于根据相位差的互相关估计值之间的差分,实现对时延的平滑递推,得到经相位差差分平滑的延时估计值;

[0057] 时延修正递推模块,利用时延互相关估计值和滤波器增益值以及经相位差差分平

滑的时延估计值,计算当前时刻的时延卡尔曼滤波估计值。

[0058] 其中,由时延和相位差互相关估计模块获得的时延互相关估计值和相位差互相关估计值,分别经时延方差估计模块、相位差方差估计模块处理获得实时的时延和相位差互相关估计值的均方差,经滤波器增益递推估计模块实现卡尔曼滤波器增益的实时估计和递推。同时,相位差互相关估计值还经基于相位差的时延平滑递推模块处理实现时延的平滑递推,处理后的时延估计值经时延修正递推模块处理获得最终的时延互补卡尔曼滤波估计值。

[0059] 相位差方差估计模块的具体处理方法描述如下:

[0060] 相位差方差估计模块实现对相位差互相关估计值方差的实时估计,其通过下式获得相位差互相关估计值的方差:

[0061]

$$p_{\varphi_i}(t_n) = \begin{cases} \frac{1}{n} \sum_{k=0}^{n-1} [\varphi_i(t_{n-k}) - \bar{\varphi}_i(t_n)]^2, & n \leq K \\ \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} [\varphi_i(t_{n-k}) - \bar{\varphi}_i(t_n)]^2, & n > K \end{cases} \quad (4)$$

[0062] 式中, n 为采样点序号,且 $n = 1, 2, 3, \dots$; t_n 为第 n 个采样时刻; $i = 1, 2, \dots, L$ 为天线序号, L 为天线组阵中的天线数量; $p_{\varphi_i}(t_n)$ 为 t_n 时刻相位差方差估计值; K 为选取的天线信号样本长度,可根据信号特征进行选择; $\varphi_i(t_{n-k})$ 为相位差互相关估计值; $\bar{\varphi}_i(t_n)$ 为相位差互相关估计值的平均值,且

[0063]

$$\bar{\varphi}_i(t_n) = \begin{cases} \frac{1}{n} \sum_{k=0}^{n-1} \varphi_i(t_{n-k}), & n \leq K \\ \bar{\varphi}_i(t_{n-1}) + \frac{1}{K} [\varphi_i(t_n) - \varphi_i(t_{n-K})], & n > K \end{cases} \quad (5)$$

[0064] 时延方差估计模块的具体处理方法描述如下:

[0065] 时延方差估计模块实现对时延互相关估计值方差的实时估计,其通过下式获得时延互相关估计值的方差:

$$p_{\tau_i}(t_n) = \begin{cases} \frac{1}{n} \sum_{k=0}^{n-1} [\tau_i(t_{n-k}) - \bar{\tau}_i(t_n)]^2, & n \leq K \\ \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} [\tau_i(t_{n-k}) - \bar{\tau}_i(t_n)]^2, & n > K \end{cases} \quad (6)$$

[0067] 式中, $p_{\tau_i}(t_n)$ 为 t_n 时刻的时延方差估计值; K 为选取的样本长度; $\tau_i(t_{n-k})$ 为时延互相关估计值; $\bar{\tau}_i(t_n)$ 为时延互相关估计值的平均值,且

$$\bar{\tau}_i(t_n) = \begin{cases} \frac{1}{n} \sum_{k=0}^{n-1} \tau_i(t_{n-k}), & n \leq K \\ \bar{\tau}_i(t_{n-1}) + \frac{1}{K} [\tau_i(t_n) - \tau_i(t_{n-K})], & n > K \end{cases} \quad (7)$$

[0069] 滤波器增益递推估计模块的具体处理方法描述如下:

[0070] 滤波器增益递推估计模块采用如下式所示的递推方法获得互补卡尔曼滤波器增益值：

[0071]

$$\begin{cases} q_i(t_n) = [1 - g_i(t_{n-1})]q_i(t_{n-1}) + p_{\varphi_i}(t_n) \\ g_i(t_n) = q_i(t_n)[q_i(t_n) + p_{\tau_i}(t_n)]^{-1} \end{cases} \quad (8)$$

[0072] 式中, $q_i(t_n)$ 为 t_n 时刻经相位差估计值差分平滑后的时延估计值 $\tau_i^-(t_n)$ 估计误差的方差估计; $g_i(t_n)$ 为互补卡尔曼滤波器增益值。

[0073] 基于相位差的时延平滑递推模块的具体处理方法描述如下：

[0074] 基于相位差的时延平滑递推模块利用相位差互相关估计值的差分把平滑的时延估计值递推到当前时刻。由于对相位差估计值进行了差分, 可以消除相位估计的周期多值性问题, 即推导出的平滑时延估计值仍然是无多值性的, 但其观测噪声可以得到较大程度的降低。具体递推方法如下式所示：

[0075]

$$\tau_i^-(t_n) = \tau_i^+(t_{n-1}) + [\varphi_i(t_n) - \varphi_i(t_{n-1})] \quad (9)$$

[0076] 式中, $\tau_i^-(t_n)$ 为经相位估计值差分平滑后 t_n 时刻的时延估计值; $\tau_i^+(t_{n-1})$ 为上一时刻时延互补卡尔曼滤波估计值。

[0077] 时延修正递推模块的具体处理方法描述如下：

[0078] 时延修正递推模块将当前时延互相关估计值 $\tau_i(t_n)$ 与当前经相位差差分平滑后的时延估计值 $\tau_i^-(t_n)$ 的差值经由互补卡尔曼滤波器增益 $g_i(t_n)$ 加权后, 对 $\tau_i^-(t_n)$ 进行修正获得时延互补卡尔曼滤波估计值 $\tau_i^+(t_n)$, 递推公式如下式所示

$$\tau_i^+(t_n) = \tau_i^-(t_n) + g_i(t_n)[\tau_i(t_n) - \tau_i^-(t_n)] \quad (10)$$

[0080] 式中, $\tau_i^+(t_n)$ 为 t_n 时刻的时延互补卡尔曼滤波估计值。

[0081] 本发明还公开了一种天线组阵中时延的互补卡尔曼滤波方法, 所述天线组阵包括多个接收天线单元, 该互补卡尔曼滤波方法用于对天线组阵中天线的时延进行估计, 其包括：

[0082] 相位差方差估计步骤, 用于实时计算天线信号相位差互相关估计值的均方差, 得到相位差方差估计值；

[0083] 时延方差估计步骤, 用于实时计算时延互相关估计值的均方差, 得到时延方差估计值；

[0084] 滤波器增益递推估计步骤, 用于根据所得到的相位差方差估计值和时延方差估计值, 递推计算互补卡尔曼滤波器增益值；

[0085] 基于相位差的时延平滑递推步骤, 用于根据相邻时刻相位差的互相关估计值之间的差分, 对时延进行平滑递推, 得到经相位差差分平滑的时延估计值；

[0086] 时延修正递推步骤, 利用时延互相关估计值和滤波器增益值以及经相位差差分平滑的时延估计值, 获得当前时刻的时延卡尔曼滤波估计值。

[0087] 本发明还公开了一种天线组阵中利用时延的互补卡尔曼滤波的信号接收方法, 其

包括：

[0088] 天线信号接收步骤,用于接收天线信号；

[0089] 时延和相位差互相关估计步骤,用于获得天线信号的时延互相关估计值和与参考信号的相位差估计值；

[0090] 互补卡尔曼滤波时延估计步骤,用于根据所述相位差互相关估计值之间的差分对时延进行平滑递推,并利用互补卡尔曼滤波增益对经平滑后的时延进行修正,进而得到时延互补卡尔曼滤波估计值；

[0091] 时延和相位调整步骤,用于根据天线信号的所述时延互补卡尔曼滤波估计值和所述相位差估计值对所述天线信号进行时延和相位调整,进而输出调整后的天线信号。

[0092] 为验证互补卡尔曼滤波的效果,进行了仿真实验。实验条件为,信号的码速率为10Mbps,中心频率为2GHz,时延相关估计均方差取为 $0.2T_c$,相位差估计均方差取为 30° , T_c 为信号码宽。

[0093] 图4示出了上述仿真实验时延互相关估计误差示意图;图5示出了上述仿真实验相位差互相关估计误差示意图;图6示出了上述仿真实验时延互补卡尔曼滤波后的误差示意图。从图中可以看出,利用相位差的较高估计精度,通过时延互补卡尔曼滤波,可以大大降低时延的估计误差。

[0094] 以上所述的具体实施例,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,应理解的是,以上所述仅为本发明的具体实施例而已,并不用于限制本发明,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。

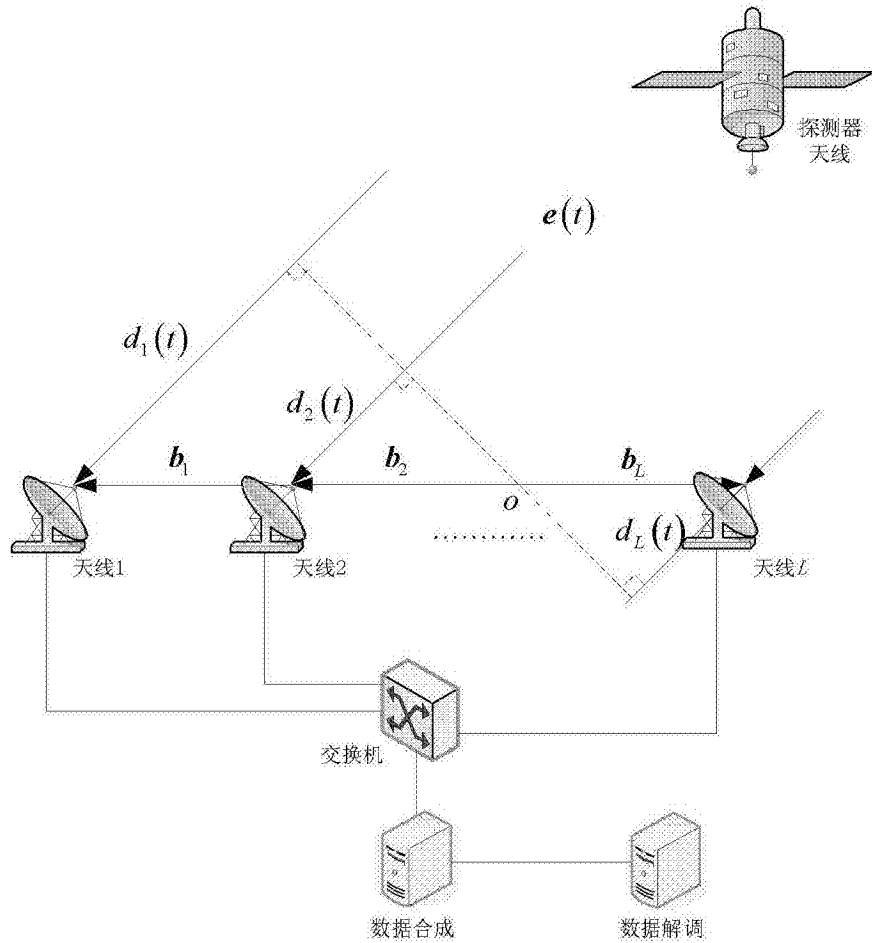


图 1

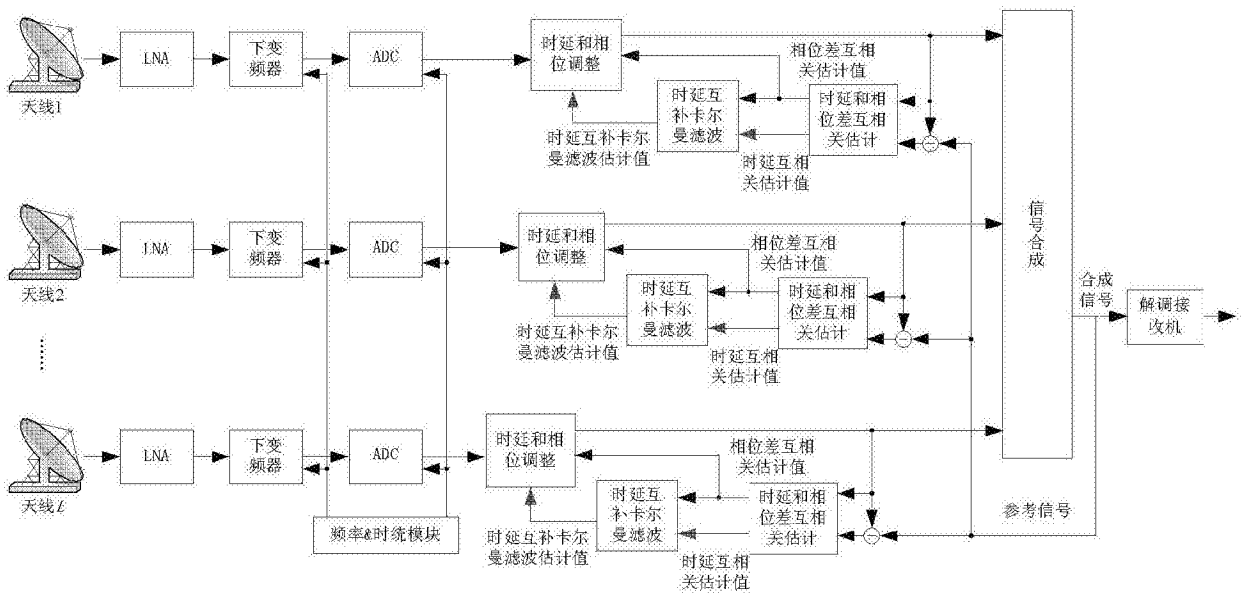


图 2

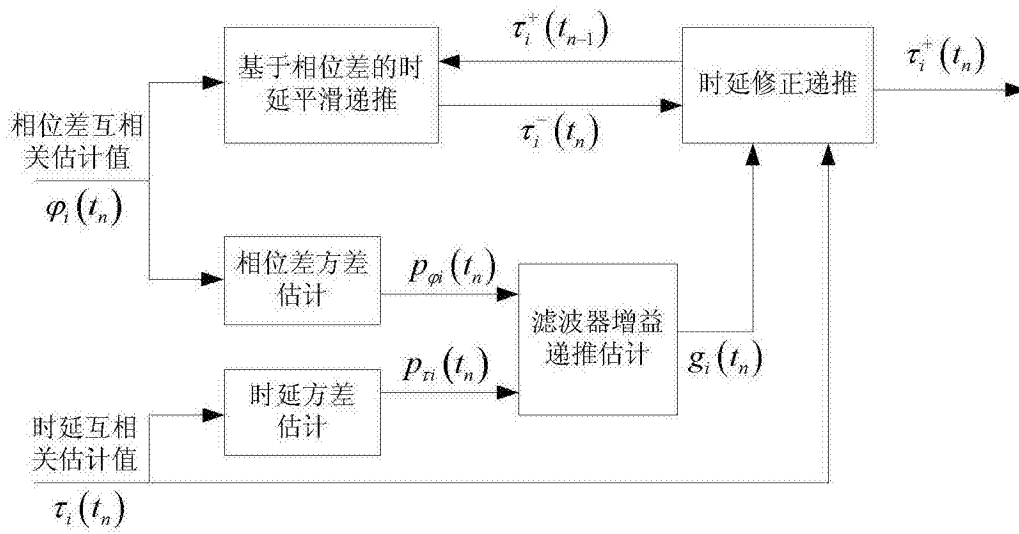


图 3

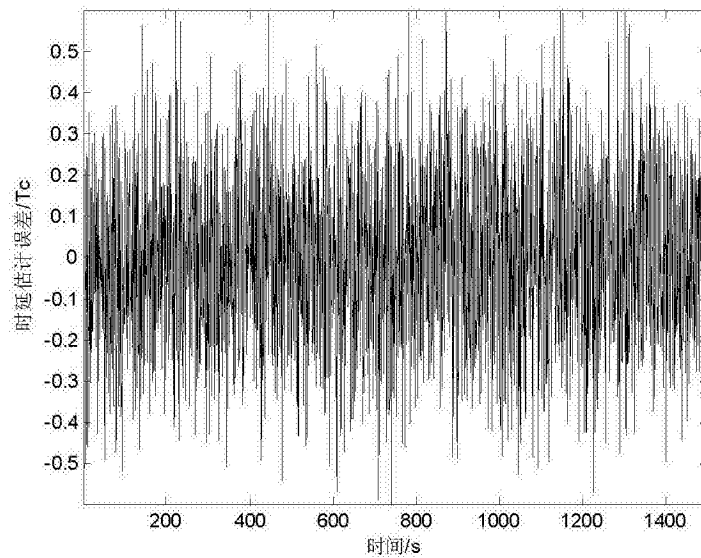


图 4

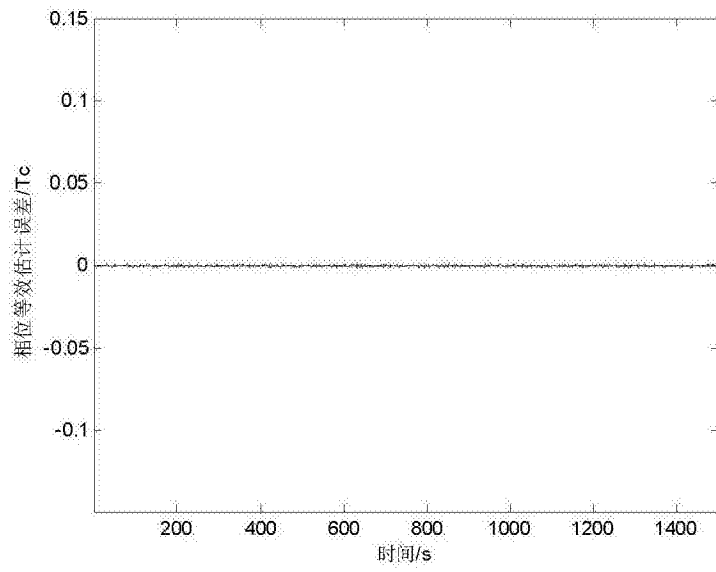


图 5

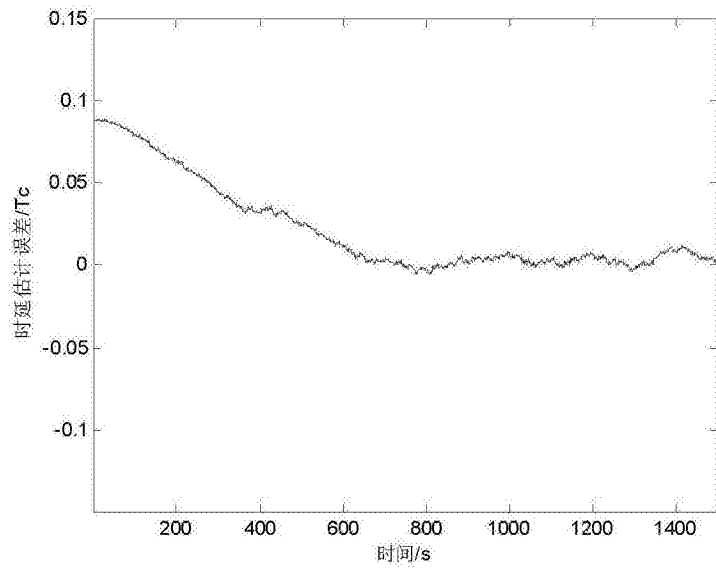


图 6