



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 103809193 B

(45) 授权公告日 2016. 06. 29

(21) 申请号 201410040252. 7

(22) 申请日 2014. 01. 27

(73) 专利权人 中国电子科技集团公司第十研究所

地址 610036 四川省成都市金牛区茶店子东街 48 号

(72) 发明人 刘田 周文涛 黄凌 陈晓萍

(74) 专利代理机构 成飞(集团)公司专利中心 51121

代理人 郭纯武

(51) Int. Cl.

G01S 19/30(2010. 01)

审查员 田晓敏

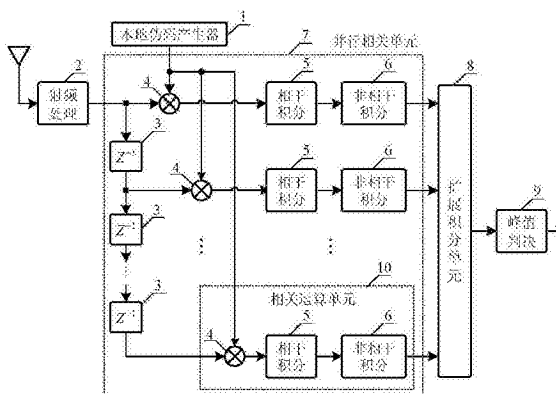
权利要求书2页 说明书5页 附图2页

(54) 发明名称

提高微弱 GNSS 信号处理增益的捕获系统

(57) 摘要

本发明提出的一种提高微弱 GNSS 信号处理增益的捕获系统,旨在一种能够增加 GNSS 捕获系统处理增益,并能避免积分运算相关损失的处理增益捕获系统。本发明通过下述技术方案予以实现:并行相关单元(7)与峰值判决模块(9)之间设有由数据存储模块(11)串联组合相加模块(12)组成的扩展积分单元(8);并行相关运算单元(7)对来自射频处理单元(2)的接收信号和来自本地伪码发生器(1)的本地扩频码进行并行相关运算,将运算处理结果送入扩展积分单元(8)进行扩展积分,并将扩展积分结果送入峰值判决模块(9)与门限电路设置的相关峰判决门限进行比较,峰值判决单元通过门限比较,执行捕获是否完成的判断,完成信号捕获。



1. 一种提高微弱GNSS信号处理增益的捕获系统,包括:本地伪码产生器(1)、射频处理单元(2)、抽头延迟线模块(3)、乘法器(4),并行相关单元(7)、峰值判决模块(9)和相关运算单元(10),其特征在于:并行相关单元(7)与峰值判决模块(9)之间设有由数据存储模块(11)串联组合相加模块(12)组成的扩展积分单元(8);并行相关运算单元(7)对来自射频处理单元(2)的接收信号和来自本地伪码发生器(1)的本地扩频码进行并行相关运算,将运算处理结果送入扩展积分单元(8)进行扩展积分,在扩展积分单元(8)中,数据存储模块(11)将来自并行相关运算单元(7)M条支路的N次相关运算输出结果,依次存储在N个独立的存储空间,得到一个具有M个输入、更新频率为NT的M×N数据矩阵,其矩阵元素表示为 $D_{i,j}$, $1 \leq i \leq M, 1 \leq j \leq N$,i、j表示第i条支路输出的第j个相关结果;组合相加模块(12)将数据存储模块(11)中M×N数据矩阵的元素组合相加,完成M个相位的N次扩展积分,输出M个扩展积分结果,并将扩展积分结果送入峰值判决模块(9)与门限电路设置的相关峰判决门限进行比较,峰值判决模块(9)通过门限比较,执行捕获是否完成的判断,完成信号捕获。

2. 如权利要求1所述的提高微弱GNSS信号处理增益的捕获系统,其特征在于:相关运算单元(10)包括串联在乘法器(4)输出端与扩展积分单元(8)之间线路上的相干积分模块(5)和非相干积分模块(6)。

3. 如权利要求1所述的提高微弱GNSS信号处理增益的捕获系统,其特征在于:本地伪码产生器(1)将本地扩频伪码送入并行相关单元(7),进行1:M的复制后,分别与M路接收信号进行乘法运算。

4. 如权利要求1所述的提高微弱GNSS信号处理增益的捕获系统,其特征在于:射频处理单元(2)将基带I、Q信号送入并行相关单元(7)中的抽头延迟线模块(3)组成的M路抽头延迟线电路,得到并行相关运算所需要的M路接收信号。

5. 如权利要求1所述的提高微弱GNSS信号处理增益的捕获系统,其特征在于:本地伪码产生器(1)通过相关运算单元(10)中的乘法器(4)完成本地扩频伪码和接收信号的相关运算,相关运算单元(10)的积分总时间 $T \leq T_0$, T_0 为多普勒频移引起接收信号和本地伪码之间相对滑动达到1/2码片的时间, T_0 根据系统最大载波多普勒频移的绝对值 f_d^{\max} 计算:

$$T_0 = 1 / \left(2 f_d^{\max} R_c / f_c \right), \text{ 式中, } R_c \text{ 为GNSS码速率, } f_c \text{ 为载波频率。}$$

6. 如权利要求1所述的提高微弱GNSS信号处理增益的捕获系统,其特征在于:扩展积分单元(8)将1~M个相关运算单元(10)输出的数据存入数据存储模块(11)中,数据存储模块(11)将N次相关运算的输出依次存储在N个独立的存储空间,组合相加模块(12)将数据存储模块(11)中M×N数据矩阵的元素进行组合相加,完成M个相位的N次扩展积分。

7. 如权利要求6所述的提高微弱GNSS信号处理增益的捕获系统,其特征在于:在以NT为更新周期的M×N数据矩阵中,组合相加模块(12)输出的第p条支路扩展积分 $D_p(N)$ 为:

$$D_p(N) = \max \{ G_p^+(N) \cup G_p^-(N) \}$$

且有 $1 \leq p \leq M$;式中, $D_p(N)$ 为第p条支路扩展积分, \cup 为集合求并运算符, $\max \{ \}$ 表示在集合所有元素中取最大者,集合 $G_p^+(N)$ 和 $G_p^-(N)$ 分别表示码多普勒为正(+)和负(-)时,N次扩展积分的组合相加结果,其集合 $G_p^+(N)$ 和 $G_p^-(N)$ 元素个数均为 2^{N-1} ,N为自然数。

8. 如权利要求7所述的提高微弱GNSS信号处理增益的捕获系统,其特征在于: $G_p^+(N)$ 和 $G_p^-(N)$ 由下述递推步骤获得:

$$(1) \text{ 当 } N=1 \text{ 时, } G_p^+(1) = \{D_{p,1}\}, G_p^-(1) = \{D_{p,1}\};$$

(2) 当 $N>1$ 时,对 $\forall d_i^+ \in G_p^+(N-1), 1 \leq i \leq 2^{(N-1)-1}$,集合 $G_p^+(N)$ 中第 $2i-1$ 和第 $2i$ 个元素分别为 $d_i^+ + D_{p+i,k}$ 和 $d_i^+ + D_{p-i,k}$;同理,对 $\forall d_i^- \in G_p^-(N-1), 1 \leq i \leq 2^{(N-1)-1}$,集合 $G_p^-(N)$ 中第 $2i-1$ 和第 $2i$ 个元素分别为 $d_i^- + D_{p-i,k}$ 和 $d_i^- + D_{p+i,k}$; d_i^+ 和 d_i^- 分别表示集合 $G_p^+(N-1)$ 和 $G_p^-(N-1)$ 中第 i 个元素, $1 \leq i \leq 2^{(N-1)-1}$ 。

提高微弱GNSS信号处理增益的捕获系统

技术领域

[0001] 本发明关于导航通信领域,微弱全球导航卫星系统GNSS信号捕获系统。

技术背景

[0002] 微弱GNSS信号捕获技术是实现弱信号GNSS导航的核心技术之一,也是全球导航卫星系统(GNSS)领域的研究难点之一。对于卫星导航信号,在地表附近空旷的条件下卫星导航信号的强度在-130dBm左右,其载噪比大约为45dB-Hz,当有建筑物或植被的遮蔽时信号强度会衰减。通常把载噪比大于45dB-Hz的信号视为强信号,把小于28dB-Hz的信号视为微弱信号。对于GNSS民用卫星信号来说,信号功率的大幅衰落使接收机无法检测信号完成定位。信号能量的衰减是高灵敏度卫星导航接收机面临的主要问题。

[0003] 扩频通信系统由于在发送端扩展了信号频谱,在接收端解扩还原了信息,这样的系统带来的好处是大大提高了抗干扰容限。理论分析表明,各种扩频系统的抗干扰性能与信息频谱扩展后的扩频信号带宽比例有关。一般把扩频信号带宽 W 与信息带宽 ΔF 之比称为处理增益 GP ,它表明了扩频系统信噪比改善的程度。除此之外,扩频系统的其他一些性能也大都与 GP 有关。因此,处理增益是扩频系统的一个重要性能指标。抗干扰容限 MJ 与扩频处理增益 GP 成正比,扩频处理增益提高后,抗干扰容限大大提高,甚至信号在一定的噪声湮没下也能正常通信。通常的扩频设备总是将用户信息(待传输信息)的带宽扩展到数十倍、上百倍甚至千倍,以尽可能地提高处理增益。

[0004] 以GPS、GALILEO、GLONASS为代表的全球导航卫星系统(GNSS)均以直接序列扩频技术为基础。信号捕获是一个对伪码和多普勒频偏进行二维搜索的过程,通过对不同多普勒频偏下的伪码进行相关运算,实现时频同步。在微弱信号电平下,常需要采用较长的积分时间以增加处理增益,并采用并行相关器结构以优化捕获时间。由于码多普勒会造成接收信号与本地伪码的相对滑动,导致长时间积分运算出现相关损失。现有研究提出了利用载波和码多普勒间的比例关系,根据载波频偏搜索的频率间隔进行码多普勒频移补偿,以减小积分过程中由码多普勒频移造成的相位滑动。

[0005] 在现有技术中,多普勒补偿后仍存在码多普勒残差,受载波频率搜索步长的限制,载波频偏搜索步长越大,码多普勒残差越大。码多普勒残差同样会引起码相位滑动,从而限制了微弱信号电平下积分时间的进一步增加:当伪码相位滑动超过一个码片时,积分能量将不能积累到同一码相位上,导致延长积分时间达不到提高处理增益的目的。

发明内容

[0006] 为了克服微弱信号捕获中,码多普勒频偏限制了积分时间,导致处理增益受限的问题,本发明提供一种能够增加GNSS捕获系统处理增益,并能避免积分运算相关损失的微弱GNSS信号处理增益捕获系统。

[0007] 本发明的上述目的可以通过以下措施来实现,本发明提供一种提高微弱GNSS信号处理增益的捕获系统,包括:本地伪码产生器1、射频处理单元2、抽头延迟线模

块3、乘法器4,并行相关单元7、峰值判决模块9和相关运算单元10,其特征在于:并行相关单元7与峰值判决模块9之间设有由数据存储模块11串联组合相加模块12组成的扩展积分单元8;并行相关运算单元7对来自射频处理单元2的接收信号和来自本地伪码发生器1的本地扩频码进行并行相关运算,将运算处理结果送入扩展积分单元8进行扩展积分,并将扩展积分结果送入峰值判决模块9与门限电路设置的相关峰判决门限进行比较,峰值判决模块9通过门限比较,执行捕获是否完成的判断,完成信号捕获。

[0008] 本发明相比于现有技术具有如下有益效果。本发明通过并行相关单元7与峰值判决模块9之间设置的扩展积分单元8,能够以较少的硬件资源消耗开销,增加GNSS捕获系统的处理增益,相对于传统GNSS捕获技术,在实现微弱信号快速捕获方面具有如下明显优势:

[0009] 第一,利用所述扩展积分技术,可有效地减小码多普勒引起的相位滑动对相关运算积分时间的限制,突破传统GNSS捕获系统的积分时间上限,从而提高捕获灵敏度。

[0010] 第二,本发明实现简单,只需要在传统捕获系统中增加扩展积分单元(8),对其余电路不需要重新设计;从复杂度和资源开销的角度,该算法在可编程门阵列芯片(FPGA)上实现时,只需消耗少量加法逻辑和存储器。

[0011] 由于码多普勒频偏限制了传统相关运算的最大积分时间。在传统相关运算的基础上,本发明利用扩展积分单元实现了积分时间增加,从而解决了处理增益受限的问题。本发明资源消耗少,只需要在传统捕获系统中增加扩展积分单元8,对其余电路无须重新设计。

附图说明

[0012] 图1是本发明提高微弱GNSS信号处理增益的捕获系统电路原理示意图。

[0013] 图2是图1扩展积分单元8内部结构示意图。

[0014] 图3是图1数据存储模块11中 $M \times N$ 数据矩阵存储示意图。

[0015] 图4是图1扩展积分单元8的工作原理示意图。

[0016] 图5是图4扩展积分原理示意图。

具体实施方式

[0017] 下面结合附图和实施例对发明进一步说明。

[0018] 参阅图1、图2。在以下描述的实施例中,提高微弱GNSS信号处理增益的捕获系统,包括:本地伪码产生器1、射频处理单元2、抽头延迟线模块3、乘法器4、相干积分模块5、非相干积分模块6、并行相关单元7、扩展积分单元8、峰值判决模块9和相关运算单元10。其中相关运算单元10包括串联在乘法器4输出端与扩展积分单元8之间线路上的相干积分模块5和非相干积分模块6;展积分单元8由图2所示数据存储模块11串联组合相加模块12组成,并串联在并行相关单元7与峰值判决模块9之间。在上述扩展积分单元8中,数据存储模块(11)将来自并行相关运算单元7M条支路的N次相关运算输出结果,依次存储在N个独立的存储空间,得到一个如图3所示,更新频率为NT的 $M \times N$ 的数据矩阵,其元素表示为 $D_{i,j}$, $1 \leq i \leq M$, $1 \leq j \leq N$, i,j 表示第i条支路输出的第j个相关结果 $D_{i,j}$ 。组合相加模块(12)将数据存储模块(11)中 $M \times N$ 数据矩阵的元素 $D_{i,j}$ 按照下文给出的操作步骤进行组合相加,完成M个相位的N次扩展积分,输出M个扩展积分结果。

[0019] 本地伪码产生器1将本地扩频伪码送入并行相关单元7,进行1:M的复制后,分别与

M路接收信号进行乘法运算,该乘法运算可以用异或逻辑实现。射频处理单元2将基带I、Q信号送入并行相关单元7中的抽头延迟线模块3组成的M路抽头延迟线电路,得到并行相关运算所需要的M路接收信号;本地伪码产生器1通过相关运算单元10中的乘法器4完成本地扩频伪码和接收信号的相关运算,相关运算单元10的积分总时间 $T \leq T_0$, T_0 为多普勒频移引起接收信号和本地伪码之间相对滑动达到1/2码片的时间, T_0 可根据系统最大载波多普勒频移的绝对值 f_d^{\max} 计算: $T_0 = 1 / (2f_d^{\max} R_c / f_c)$,式中, R_c 为GNSS码速率, f_c 为载波频率。图2所示扩展积分单元8将1~M个相关运算单元10输出的数据存入的数据存储模块11中,数据存储模块11将N次相关运算的输出依次存储在N个独立的存储空间,组合相加模块12将数据存储模块11中 $M \times N$ 数据矩阵的元素进行组合相加,完成M个相位的N次扩展积分;峰值判决模块9中的门限电路将得到的扩展积分结果与门限比较,得到大于门限的相关峰对应的码相位,完成信号捕获。

[0020] 参阅图3。在NT的 $M \times N$ 数据矩阵中,组合相加模块12输出的第p条支路扩展积分 $D_p(N)$ 为:

$$[0021] \quad D_p(N) = \max \{G_p^+(N) \cup G_p^-(N)\}$$

[0022] 且有 $1 \leq p \leq M$;式中, $D_p(N)$ 为第p条支路扩展积分, \cup 为集合求并运算符, $\max\{\}$ 表示在集合所有元素中取最大者,集合 $G_p^+(N)$ 和 $G_p^-(N)$ 分别表示码多普勒为正(+)和负(-)时,N次扩展积分可能的组合相加结果,其集合 $G_p^+(N)$ 和 $G_p^-(N)$ 元素个数均为 2^{N-1} ,N为自然数。

[0023] $G_p^+(N)$ 和 $G_p^-(N)$ 可由下述递推步骤获得:

$$[0024] \quad (1) \text{当} N=1 \text{时, } G_p^+(1) = \{D_{p,1}\}, \quad G_p^-(1) = \{D_{p,1}\};$$

[0025] (2)当 $N > 1$ 时,对 $\forall d_i^+ \in G_p^+(N-1), 1 \leq i \leq 2^{(N-1)-1}$,集合 $G_p^+(N)$ 中第 $2i-1$ 和第 $2i$ 个元素分别为 $d_i^+ + D_{p+i,k}$ 和 $d_i^+ + D_{p-i,k}$;同理,对 $\forall d_i^- \in G_p^-(N-1), 1 \leq i \leq 2^{(N-1)-1}$,集合 $G_p^-(N)$ 中第 $2i-1$ 和第 $2i$ 个元素分别为 $d_i^- + D_{p-i,k}$ 和 $d_i^- + D_{p+i,k}$; d_i^+ 和 d_i^- 分别表示集合 $G_p^+(N-1)$ 和 $G_p^-(N-1)$ 中第i个元素, $1 \leq i \leq 2^{(N-1)-1}$

[0026] 图4进一步描述了扩展积分单元8的工作原理。相邻支路的时间间隔 $T_d = aT_c$, T_c 是一个码片时间, $0 < a \leq 0.5$ 。其中P-2、P-1、P和P+1分别表示并行相关器的四条相邻支路。为最大化微弱GNSS信号捕获的处理增益,相关运算时间T应取最大值 T_0 。假设载波多普勒频移 $f_d = -f_d^{\max}$ 且在积分起始时(零时刻)P支路接收信号与本地伪码对齐,则当相关运算单元10输出第一个积分结果时(T_0 时刻),P支路接收信号将与本地伪码相对错开1/2码片,而(P-1)支路接收信号将与本地伪码对齐,之后积分能量将在(P-1)支路持续累积。以此类推,到 $2T_0$ 时刻,(P-2)支路将与本地伪码对齐,积分能量将在(P-2)支路持续累积...因此,从最大

化积分总能量的角度,支路P的N次扩展积分结果为 $D_p(N) = \sum_{k=1}^N D_{P-k,k}$ 。

[0027] 由上述分析可知,对于 $f_d \in [-f_d^{\max}, f_d^{\max}]$,扩展积分由存储模块11中 $M \times N$ 数据矩阵不同列的元素组合相加而成。N次扩展积分共有 $2^N - 1$ 种组合方式。

[0028] 参阅图4、图5。网格图可以很容易扩展到 $N > 4$ 的情况,但从资源消耗和性能提升折中的角度,建议扩展积分次数N不超过6次。从 $t=0$ 开始,扩展积分会沿着不同路径在网格中前进,选择不同的 $D_{i,j}$ 进行组合累加。考虑到相关积分时间多普勒频移不会发生突变,即不存在多普勒频移突然改变正负号的问题,路径在每个节点上只有两条分支(标示 $f_d=0$ 的路径除外),如图5中箭头方向所示。其含义为:当 $f_d < 0$ 时,当前驻留节点 $D_{i,j}$ 的下一个积分节点是 $D_{i,j+1}$ 和 $D_{i-1,j+1}$;当 $f_d > 0$ 时, $D_{i,j}$ 的下一个积分节点为 $D_{i,j+1}$ 和 $D_{i+1,j+1}$ 。

[0029] 对支路P实现N次扩展积分,需要该支路其前后 $(N-1)$ 路的相关结果。因此,当伪码周期大于M时,数据存储模块11的深度应扩展到 $M+2(N-1)$,用于存储M路码相位前后各 $(N-1)$ 路码相位的相关运算结果,若该结果不存在,则在存储空间的相应位置填写零。

[0030] 下面以GPS信号L1频段为例,载波频率 $f_c = 1575.42\text{MHz}$,码速率 $R_c = 10.23\text{MHz}$,载波多普勒频偏 $f_d = 2\text{kHz}$ 。当相干积分时间为 1ms ,为保证载波频偏引起的相关性能损耗小于 1dB ,传统GPS捕获系统一般采用 500Hz 的频偏搜索步长,并按照载波频偏和码频偏之间的比例关系对码多普勒频偏进行补偿,可计算相关运算的积分时间上限为

$$T_0 = 1 / \left(2 f_d^{\max} R_c / f_c \right) = 308 \text{ ms}, \text{ 其中 } f_d^{\max} = 250 \text{ Hz 为载波频偏搜索间隔的一半。}$$

[0031] 为了使捕获系统工作在更微弱的GNSS信号电平下,进一步延长积分时间,将上述积分时间再扩大3倍($N=3$),扩展后积分时间为 924ms !不失一般性,设并行相关单元7的并行度 $M=100$,具体处理步骤如下:

[0032] 射频处理单元2将基带I、Q信号送入并行相关单元7中由抽头延迟线模块3组成的100路抽头延迟线电路,得到并行相关运算所需要的100路接收信号。相邻支路的时间间隔 $T_d = T_c / 2 = 1 / 2R_c$ 。本地伪码产生器1将本地扩频伪码送入并行相关单元7,进行1:100的复制后,分别与100路接收信号进行乘法运算。相关运算单元10完成本地扩频伪码和接收信号的相关运算。相关运算单元10的积分总时间T取最大值 $T_0 = 308\text{ms}$ 。扩展积分单元8将100个相关运算单元10的输出的数据存入数据存储模块11,数据存储模块11将3次相关运算的输出依次存储在3个独立的存储空间,得到一个 100×3 的数据矩阵,其更新周期为 $NT = 924\text{ms}$ 。

[0033] 考虑到伪码周期远大于 $M=100$,数据存储模块11的深度扩展到 $M+2(N-1) = 104$,用于存储100路码相位前后各 $(N-1) = 2$ 路码相位的相关运算结果。由于数据存储模块11以 $NT = 924\text{ms}$ 为周期,所以当前100路码相位之前 $N-1 = 2$ 路码相位的相关运算结果可在上一次更新周期中得到,并予以保留。捕获起始的一段时间,数据存储模块11中扩展的 $2(N-1) = 4$ 个存储单元应填写为0。组合相加模块12将数据存储模块11中 104×3 数据矩阵的元素进行组合相加。以支路p为例, $1 \leq p \leq 100$,有

[0034]

$$D_p(N) = \max \left\{ \begin{array}{l} D_{p,1} + D_{p,2} + D_{p,3} \\ D_{p,1} + D_{p,2} + D_{p-1,3}, D_{p,1} + D_{p-1,2} + D_{p-1,3}, D_{p,1} + D_{p-1,2} + D_{p-2,3} \\ D_{p,1} + D_{p,2} + D_{p+1,3}, D_{p,1} + D_{p+1,2} + D_{p+1,3}, D_{p,1} + D_{p+1,2} + D_{p+2,3} \end{array} \right\}$$

[0035] 峰值判决模块9将步骤5得到的扩展积分结果与门限比较,得到大于门限的相关峰对应的码相位,从而完成信号捕获。本发明不限制门限电路具体实现方式。

[0036] 以上对本发明实施例进行了详细介绍,本文中应用了具体实施方式对本发明进行了阐述,以上实施例的说明只是用于帮助理解本发明的方法及设备;同时,对于本领域的一般技术人员,依据本发明的思想,在具体实施方式及应用范围上均会有改变之处,综上所述,本说明书内容不应理解为对本发明的限制。

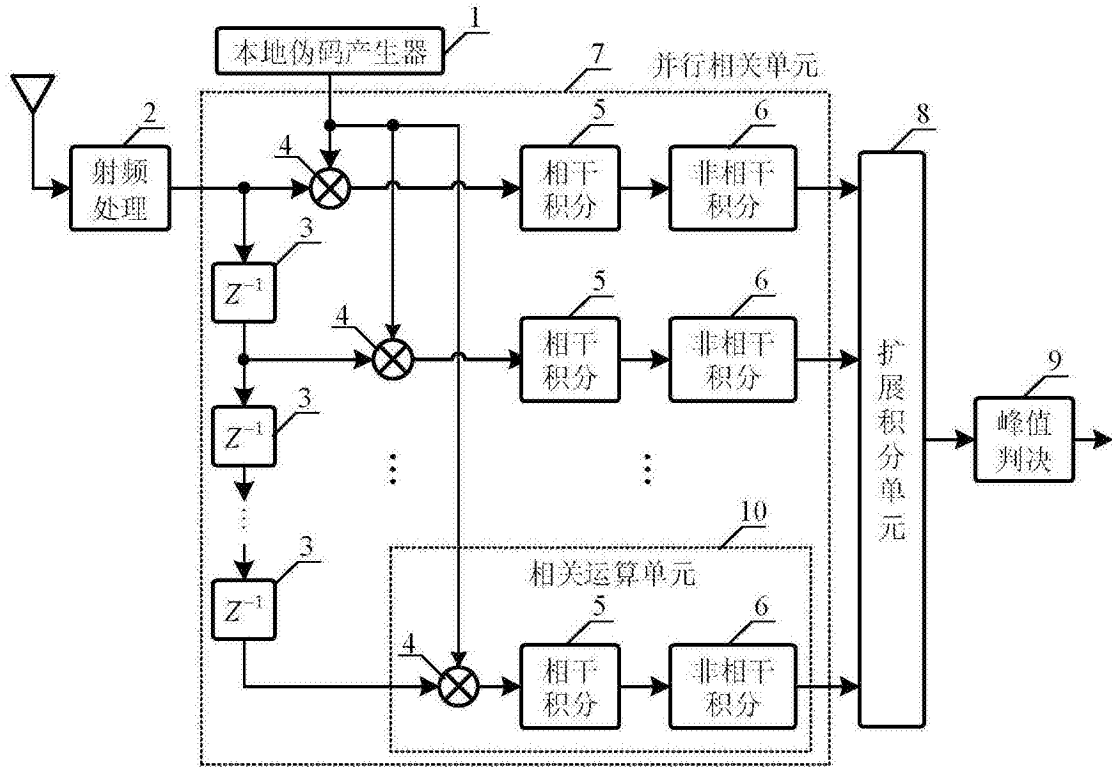


图1

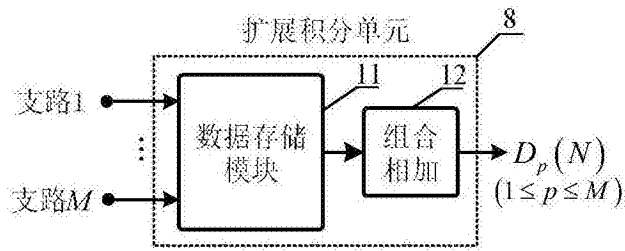


图2

$D_{1,1}$	$D_{1,2}$...	$D_{1,N}$
$D_{2,1}$	$D_{2,2}$...	$D_{2,N}$
$D_{3,1}$	$D_{3,2}$...	$D_{3,N}$
...	...	$D_{i,j}$...
$D_{p,1}$	$D_{p,2}$...	$D_{p,N}$
...
$D_{M,1}$	$D_{M,2}$...	$D_{M,N}$

图3

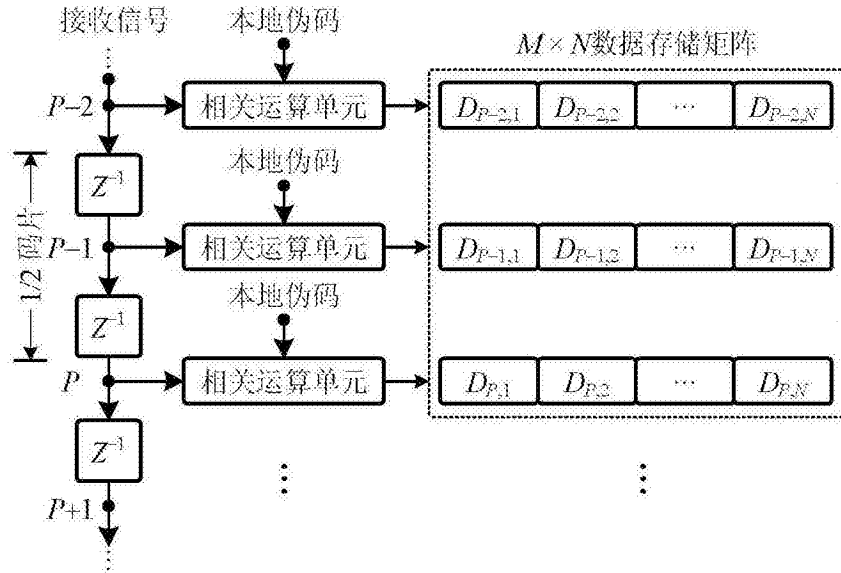


图4

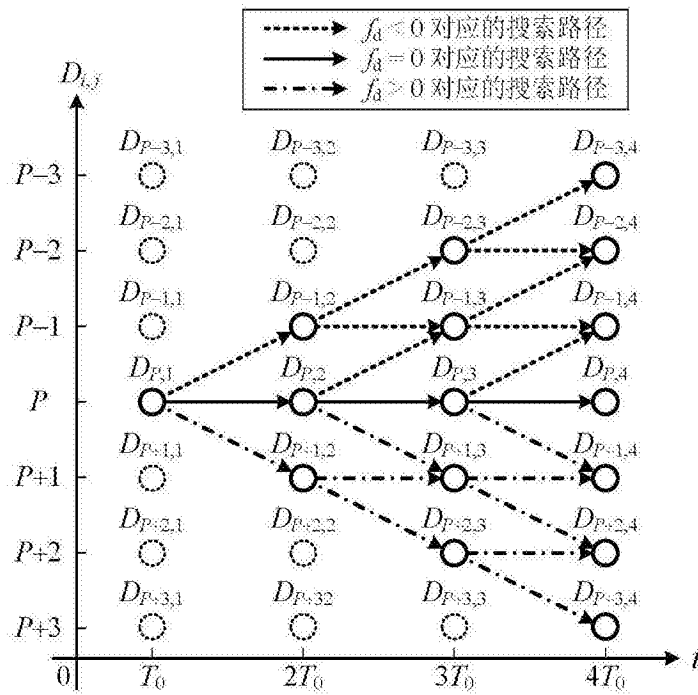


图5