



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 102338878 B

(45) 授权公告日 2013. 11. 06

(21) 申请号 201110201926. 3

(22) 申请日 2011. 07. 19

(73) 专利权人 电子科技大学

地址 611731 四川省成都市高新区(西区)西
源大道 2006 号

(72) 发明人 何春 徐辉 宗竹林

(74) 专利代理机构 电子科技大学专利中心

51203

代理人 李明光

(51) Int. Cl.

G01S 19/30(2010. 01)

G01S 19/22(2010. 01)

审查员 王海峰

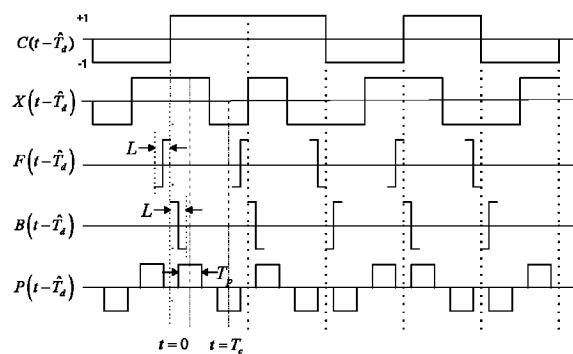
权利要求书4页 说明书12页 附图10页

(54) 发明名称

一种多径抑制 BOC 码跟踪方法以及码跟踪环

(57) 摘要

本发明提供一种根据 BOC 信号的结构特点，有效抑制多径影响的伪随机码相位跟踪方法以及码跟踪环多径抑制 BOC 码跟踪方法，包括伪随机码生成步骤、BOC 码生成步骤、参考波形生成步骤、相关波形构造步骤、互相关步骤、鉴相函数生成步骤、鉴相步骤。本发明在相关波形构造步骤中，构造出的前向相关函数、后向相关函数仅有一个峰值、且具有良好的线性，在存在多径影响的情况下，鉴相曲线的过零点与无多径信号时的过零点无偏离，从而克服跟踪点的偏移，达到精确测距和定位的目的。



1. 一种多径抑制 BOC 码跟踪方法, 其特征在于, 包括以下步骤:

伪随机码生成步骤: 码跟踪环根据鉴相结果, 在本地生成伪随机码;

BOC 码生成步骤: 根据本地产生的伪随机码生成 BOC 码;

参考波形生成步骤: 码跟踪环根据本地生成伪随机码与 BOC 码, 生成前向参考波形、后向参考波形、即时参考波形;

所述前向参考波形为, 宽度为 L 的双极性波形码 F(t), 产生在实际作用的本地产生的伪随机码片之前, 前向参考波形的结束点与本地产生的伪随机码片的开始点对齐; 当实际作用的伪随机码片为 +1, 则前向参考波形先为 -1, 后为 +1, 当实际作用的伪随机码片为 -1, 则前向参考波形先为 +1, 后为 -1;

所述后向参考波形为, 宽度为 L 的双极性波形码 B(t), 产生在实际作用的本地产生的伪随机码片之后, 本地产生的伪随机码片的结束点与后向参考波形的开始点对齐; 当实际作用的伪随机码片为 +1, 则前向参考波形先为 +1, 后为 -1; 当实际作用的伪随机码片为 -1, 则前向参考波形先为 -1, 后为 +1;

所述即时参考波形为, 宽度为 T_p 的矩形方波, 即时参考波形的中心与实际作用的本地产生的 BOC 码片的中心对齐; 当实际作用的 BOC 码片为 -1 时, 即时参考波形的幅值为 -1; 当实际作用的 BOC 码片为 +1 时, 则 P(t) 的幅值为 +1;

相关波形构造步骤: 利用前向参考波形来构造前向相关波形 F_c(t); 利用后向参考波形来构造后向相关波形 B_c(t);

互相关步骤: 码跟踪环接收输入的基带 BOC 副载波已调信号, 将基带 BOC 副载波已调信号分别与前向相关波形、后向相关波形、即时参考波形进行互相关得到前向相关函数、后向相关函数、即时相关函数;

鉴相函数生成步骤: 将前向相关函数与即时相关函数相乘, 得到前向鉴相函数; 将后向相关函数与即时相关函数相乘, 得到后向鉴相函数;

鉴相步骤: 前向鉴相函数值大于 0 且后向鉴相函数值等于 0 时, 则鉴相结果为延迟本地伪随机码的相位; 前向鉴相函数值小于 0 且后向鉴相函数值等于 0 时, 则鉴相结果为提前本地伪随机码的相位。

2. 如权利要求 1 所述多径抑制 BOC 码跟踪方法, 其特征在于, 所述鉴相步骤中, 将前向鉴相函数值除以鉴相器的增益得到的延迟量来延迟本地参考波形的相位; 将后向鉴相函数值除以鉴相器的增益得到的提前量来提前本地参考波形的相位。

3. 如权利要求 1 或 2 所述多径抑制 BOC 码跟踪方法, 其特征在于, 所述相关波形构造步骤中, 利用前向参考波形来构造前向相关波形 F_c(t), $F_c(t)=F(t)+F\left(t-\frac{T_c}{2p}\right)$, 其中, F(t)

为前向参考波形, T_c 为一个伪随机码片的宽度, p 为 BOC 码频率与伪随机码频率之比, t 表示时间变量;

利用后向参考波形来构造后向相关波形 B_c(t), $B_c(t)=B(t)+B\left(t+\frac{T_c}{2p}\right)$, 其中, B(t)

为后向参考波形, T_c 为一个伪随机码片的宽度, p 为 BOC 码频率与伪随机码频率之比。

4. 如权利要求 1 或 2 所述多径抑制 BOC 码跟踪方法, 其特征在于, 所述互相关步骤中,

将基带 BOC 副载波已调信号与前向相关波形进行互相关得到前向相关函数 $\alpha(\varepsilon)$:

$$\alpha(\varepsilon) = \frac{L}{2} - \left| \varepsilon - \frac{L}{2} \right|, 0 \leq \varepsilon \leq L;$$

将基带 BOC 副载波已调信号与后向相关波形进行互相关得到后向相关函数 $\beta(\varepsilon)$:

$$\beta(\varepsilon) = \left| \varepsilon + \frac{L}{2} \right| - \frac{L}{2}, -L \leq \varepsilon \leq 0;$$

将基带 BOC 副载波已调信号与本地产生的即时参考波形的互相关函数 $R_{xp}(\varepsilon)$ 为 :

$$R_{xp}(\varepsilon) = \sum_{i=-p}^{+p} \sum_i (-1)^i \gamma\left(\varepsilon + \frac{iT_c}{2p}\right);$$

$$\text{其中, } \gamma(\varepsilon) = \begin{cases} 2p \frac{T_p}{T_c}, |\varepsilon| \leq \frac{L}{2} \\ 2p \frac{T_p/T_c}{L/2 - T_c/(4p)} \left(|\varepsilon| - \frac{T_c}{4p} \right), \frac{L}{2} \leq |\varepsilon| \leq \frac{T_c}{4p} \end{cases};$$

ε 为相关时间差, p 为 BOC 码频率与伪随机码频率之比, T_c 为一个伪随机码片的宽度, T_p 为即时参考波形的宽度, L 为前向参考波形或后向参考波形的宽度。

5. 码跟踪环, 其特征在于, 包括伪随机码发生器、BOC 码发生器、参考波形发生器、互相关处理模块、鉴相函数生成模块、码环鉴相器 ;

所述伪随机码发生器用于, 接收鉴相结果, 并根据鉴相结果在本地生成伪随机码 ;

BOC 码发生器用于, 根据本地产生的伪随机码生成 BOC 码 ;

所述参考波形发生器用于, 根据本地生成伪随机码与 BOC 码, 生成前向参考波形、后向参考波形、即时参考波形 ; 生成的前向参考波形为, 宽度为 L 的双极性波形码 $F(t)$, 产生在实际作用的本地产生的伪随机码片之前, 前向参考波形的结束点与本地产生的伪随机码片的开始点对齐 ; 当实际作用的伪随机码片为 +1, 则前向参考波形先为 -1, 后为 +1, 当实际作用的伪随机码片为 -1, 则前向参考波形先为 +1, 后为 -1 ; 生成的后向参考波形为, 宽度为 L 的双极性波形码 $B(t)$, 产生在实际作用的本地产生的伪随机码片之后, 本地产生的伪随机码片的结束点与后向参考波形的开始点对齐 ; 当实际作用的伪随机码片为 +1, 则前向参考波形先为 +1, 后为 -1 ; 当实际作用的伪随机码片为 -1, 则前向参考波形先为 -1, 后为 +1 ; 生成的即时参考波形为, 宽度为 T_p 的矩形方波, 即时参考波形的中心与实际作用的本地产生的 BOC 码片的中心对齐 ; 当实际作用的 BOC 码片为 -1 时, 即时参考波形的幅值为 -1 ; 当实际作用的 BOC 码片为 +1 时, 则 $P(t)$ 的幅值为 +1 ; 再利用前向参考波形来构造前向相关波形 $F_c(t)$; 利用后向参考波形来构造后向相关波形 $B_c(t)$;

所述互相关处理模块用于, 接收输入的基带 BOC 副载波已调信号, 将基带 BOC 副载波已调信号分别与前向相关波形、后向相关波形、即时参考波形进行互相关得到前向相关函数、后向相关函数、即时相关函数 ;

所述鉴相函数生成模块用于, 将前向相关函数与即时相关函数相乘, 得到前向鉴相函数 ; 将后向相关函数与即时相关函数相乘, 得到后向鉴相函数 ;

所述码环鉴相器用于, 前向鉴相函数值大于 0 且后向鉴相函数值等于 0 时, 则输出的鉴

相结果为延迟本地伪随机码的相位；前向鉴相函数值小于0且后向鉴相函数值等于0时，则输出的鉴相结果为提前本地伪随机码的相位。

6. 如权利要求5所述码跟踪环，其特征在于，所述互相关处理模块包括乘法器、积分清零器；参考波形发生器的前向相关波形、后向相关波形、即时参考波形输出端分别与对应乘法器一个的输入端相连，各乘法器另一个的输入端连接输入的基带BOC副载波已调信号。

7. 如权利要求6所述码跟踪环，其特征在于，所述鉴相生成模块包括乘法器、积分清零器；输出前向相关函数的积分清零器的输出端、输出即时相关函数的积分清零器的输出端分别连与同一乘法器的两个输入端相连，该乘法器的输出端与对应的积分清零器相连，该积分清零器的输出端与码环鉴相器的一个输入端相连；输出后向相关函数的积分清零器的输出端、输出即时相关函数的积分清零器的输出端分别连与同一乘法器的两个输入端相连，该积分清零器的输出端与码环鉴相器的另一个输入端相连。

8. 如权利要求5所述码跟踪环，其特征在于，所述码环鉴相器还用于，将前向鉴相函数值除以鉴相器的增益得到的延迟量作为输出的鉴相结果；将后向鉴相函数值除以鉴相器的增益得到的提前量作为输出的鉴相结果。

9. 如权利要求5或8所述码跟踪环，其特征在于，所述参考波形发生器用于，利用前向参考波形来构造前向相关波形 $F_c(t)$, $F_c(t)=F(t)+F\left(t-\frac{T_c}{2p}\right)$, 其中, $F(t)$ 为前向参考波形, T_c 为一个伪随机码片的宽度, p 为BOC码频率与伪随机码频率之比, t 表示时间变量；

利用后向参考波形来构造后向相关波形 $B_c(t)$, $B_c(t)=B(t)+B\left(t+\frac{T_c}{2p}\right)$, 其中, $B(t)$

为后向参考波形, T_c 为一个伪随机码片的宽度, p 为BOC码频率与伪随机码频率之比。

10. 如权利要求9所述码跟踪环，其特征在于，所述互相关处理模块用于，将基带BOC副载波已调信号与前向相关波形进行互相关得到前向相关函数 $\alpha(\varepsilon)$ ：

$$\alpha(\varepsilon)=\frac{L}{2}-\left|\varepsilon-\frac{L}{2}\right|, 0 \leq \varepsilon \leq L;$$

将基带BOC副载波已调信号与后向相关波形进行互相关得到后向相关函数 $\beta(\varepsilon)$ ：

$$\beta(\varepsilon)=\left|\varepsilon+\frac{L}{2}\right|-\frac{L}{2}, -L \leq \varepsilon \leq 0;$$

将基带BOC副载波已调信号与本地产生的即时参考波形的互相关函数 $R_{xp}(\varepsilon)$ 为：

$$R_{xp}(\varepsilon)=\sum_{i=-p}^{i=p} \sum_i (-1)^i \gamma\left(\varepsilon+\frac{iT_c}{2p}\right);$$

$$\text{其中, } \gamma(\varepsilon)=\begin{cases} 2p \frac{T_p}{T_c}, |\varepsilon| \leq \frac{L}{2} \\ 2p \frac{T_p/T_c}{L/2-T_c/(4p)} \left(|\varepsilon| - \frac{T_c}{4p} \right), \frac{L}{2} \leq |\varepsilon| \leq \frac{T_c}{4p} \end{cases};$$

其中 ε 为相关时间差; p 为BOC码频率与伪随机码频率之比, T_c 为一个伪随机码片的

宽度, T_p 为即时参考波形的宽度, L 为前向参考波形或后向参考波形的宽度。

一种多径抑制 BOC 码跟踪方法以及码跟踪环

技术领域

[0001] 本发明涉及通信技术,特别涉及副载波 BOC(二进制偏置载波, Binary Offset Carrier) 调制技术。

背景技术

[0002] 一、BOC 副载波调制 :

[0003] 国际电联(ITU)分配给卫星导航系统(GNSS)使用的频段是有限的,越来越多的导航信号占用这本来就很拥挤的卫星导航频带资源,同时信号功率的增加,使得系统间和系统内的干扰越来越严重。这些干扰将导致系统性能下降或者不可用,因此 GNSS 的系统兼容性日益成为困扰导航系统发展的重要问题。为了提高各导航系统的兼容性,需要在信号结构上进行改进,这就引领了 GNSS 信号的现代化进程。经过长期的研究认为对导航信号进行二进制偏置载波 (Binary Offset Carrier) 调制,即副载波 BOC 调制是解决各导航系统信号频谱分离有效措施。BOC 副载波调制是在 BPSK 调制基础上,增加一个以二进制副载波作为被调制信号的调制过程。即,BOC 副载波调制以一个高于或等于一个伪随机码片频率的方波作为副载波,以导航卫星产生的已经过伪随机码调制的扩频信号对副载波进行调制,得到基带 BOC 副载波已调信号;之后,利用基带 BOC 副载波已调信号来调制到主载波,形成最终发送的中频信号。在伪随机码片和副载波相乘之后,信号的频谱分为两部分,因此 BOC 调制又叫分离频谱调制。BOC 调制的主要思想是减少 BPSK (二进制相移键控) 调制信号之间的干扰。由于 BPSK 调制信号有一个 sinc (辛格) 函数形状的频谱。因此 BPSK 调制信号的主要频谱能量集中在载波频率附近。而 BOC 调制的信号在载波频率附近能量低,两个主要的频谱主瓣远离载波。

[0004] 一般地,接收机收到的基带 BOC 副载波已调信号 S(t) 的表示为 :

$$[0005] S(t) = e^{-j\theta_0} \cdot \sum_i a_i \mu_{pT_s}(t - ipT_s - t_0) \cdot C_{T_s}(t - t_0)$$

[0006] 其中 :

[0007] a_i 表示取值为“+1”或“-1”的导航数据, i 为整数;

[0008] $\mu_{pT_s}(t)$ 为周期为 nT_s 的矩形脉冲扩频符号; p 表示一个伪随机码周期内副载波的周期数;

[0009] $C_{T_s}(t)$ 表示周期为 T_s 的副载波;

[0010] θ_0 和 t_0 分别为相移和时移。

[0011] 图 1 给出了一个 BOC 副载波调制示例:

[0012] 导航数据 a_i 为 {1, -1, 1, 1, -1, +1};

[0013] $\sum_i a_i \mu_{pT_s}(t - ipT_s - t_0)$ 表示利用伪随机码调制导航数据得到的扩频序列;

[0014] $C_{T_s}(t - t_0)$ 表示频率为扩频序列 4 倍的副载波;

[0015] $S(t)$ 表示用扩频序列调制副载波得到的 BOC 副载波已调信号。

[0016] 一个已调制 BOC 波形可以表示为 $BOC(pn, n)$ 或 $BOC(m, n)$ (其中 p, n, m 为正整数) 或 $BOC(f_{sc}, f_c)$ (其中 f_{sc} 是副载波频率, f_c 是伪随机码片频率), $m=pn=f_{sc}/f_{ref}$, $n=f_c/f_{ref}$, $p=f_{sc}/f_c$ 。

[0017] 当 $f_{ref}=1.023MHz$ 时, $BOC(10, 5)$ 表示副载波频率 $f_{sc}=10 \times 1.023MHz$ 和扩频码码率 $f_c=5 \times 1.023MHz$ 。其功率谱图如图 2 所示, 主瓣在中心频率的两侧。

[0018] $BOC(pn, n)$ 的自相关函数如下式所示 :

$$[0019] R_X(\epsilon) = \begin{cases} (-1)^{k+1} \left[\frac{1}{p} (-k^2 + 2pk + k - p) - (4p - 2k + 1) \frac{|\epsilon|}{T_c} \right], & |\epsilon| < T_c \\ 0, otherwise \end{cases}$$

[0020] 其中 $k = \left\lceil \frac{2p|\epsilon|}{T_c} \right\rceil$, $\lceil x \rceil$ 表示大于 x 的最小整数 ; ϵ 是自相关时间差 ; $T_c = 1/f_c$, 为一个伪随机码的码片长度 ; $p = f_{sc}/f_c$, 为副载波频率和伪随机码频率之比。

[0021] $BOC(10, 5)$ 相关函数如图 3 所示, $BOC(pn, n)$ 信号有多个自相关峰。由于有多个相关峰, 导致鉴相曲线有多个过零点。

[0022] 二、BPSK 调制下的导航接收机经典 EML 码跟踪环结构 :

[0023] 码跟踪环的目标是保持对接收到的信号中伪随机码的相位跟踪(扩频序列的相位即是伪随机码的相位)。伪随机码用于粗测距。接收机通过比较已知的发射信号中伪随机序列与实际接收的伪随机序列(码跟踪环跟踪到的相位)的相位差来得到导航数据的传播时间, 进而计算出接收机的具体位置。GPS 接收机中的典型的码跟踪环是超前—滞后码跟踪环结构(EML), 如图 4 所示。

[0024] 来自发送端的中频信号输入接收机, 接收机将中频信号与本地振荡器发出的本地载波相乘, 并与本地载波旋转 90 度相位后载波相乘, 恢复出 I、Q 两路基带信号(针对 BPSK 调制的码跟踪环, BPSK 调制没有副载波调制过程, 直接用扩频序列调制主载波得到最终发送的中频信号, 这里的基带信号指扩频序列)。I、Q 两路扩频序列输入至码跟踪环。码跟踪环包括 PRN(伪随机码)码发生器、乘法器、积分清零器、码环路鉴相器。PRN 码发生器用于产生 3 路本地码。该三路本地码分别为超前(E)、即时(P)和滞后(L)码, 通常它们之间的码间距为 $\pm \frac{1}{2}$ 码片长度。

I 支路的基带信号经乘法器, 分别与三路本地码相乘, 再输入至对应的积分清零器进行积分清零, 得到本地码与输入的基带信号的相关结果。积分清零器也叫相关器或者累加清零器。本地超前码和输入的基带信号的相关结果 I_E , 本地滞后码和输入的基带信号的相关结果 I_L 进入码环鉴别器进行比较。Q 支路在码跟踪环的处理过程与 I 支路相同。如图 5 (a) 所示: 滞后码的相关值大于超前码的相关值, 本地码相位需减小, 即码序列需延迟; 反之, 滞后码的相关值小于超前码的相关值, 本地码相位需增加, 码序列需提前; 如滞后码的相关值与超前码的相关值相等, 则码序列不需要任何的调整, 如图 5 (b) 所示。如果码相位需要调整, 码环鉴别器就给 PRN 码发生器反馈以调整馈的码序列的产生的时间。

[0025] 即,码跟踪环的作用是通过码环路鉴相器的输出结果来调整本地输出伪随机码的相位,使得输出伪随机码的相位与接收到的扩频码的相位一致。从而达到对接收的扩频码的相位跟踪。

[0026] 之后, I 路和 Q 路的即时相关结果 I_E 、 I_L 进入载波环路鉴相器后产生本地载波的相位误差,经载波环路滤波器克服噪声后对本地振荡器的相位进行调整。对本地振荡器的相位的调整不是本发明所关心的,在本文中,假定载波跟踪环稳定的跟踪载波,即载波跟踪无偏移。

[0027] 假设载波相位锁定的码跟踪环路,码环鉴别器如果使用点积(DP) 鉴相,其输出为:

[0028] $DP = I_P(I_E - I_L)$

[0029] 超前、滞后相关器(早、迟相关器)的码片间隔为 d , I_P 为即时相关器的输出。

[0030] 三、导航信号的多径效应

[0031] 卫星到接收机的信号经过反射、散射、衍射后,到达接收机的信号含多径成份,称为多径信号。多径信号随环境的不同而变化,在时间和空间上不具有相关性,导致的定位误差不能被诸如 DGPS(差分全球定位系统)的差分技术消除,因此多径造成的测距误差是 GNSS(全球导航卫星系统)定位误差的主要来源。用户接收到的信号中的多径成份会破坏来自导航卫星的直射路径信号,引起码多径造成测距误差,引起载波多径即相位误差,造成多普勒误差和信号衰退,在都市高楼耸立环境和户内环境中尤其明显,这严重影响到导航的连续性和定位的精确性。从理论上讲,在 GNSS 现代调制信号下多径带来的定位误差被限定在实际传播的码片范围 T_c 以内,即 $1/f_c$ 的范围以内。以 GPS 的 BOC(10, 5) 为例,实际码率为速率为 1.023M 的 C/A (扩频码中的粗测距码) 码的 5 倍。这样 C/A 码信号本身多径抑制能力为 300m 以上,而 BOC(10, 5) 信号本身的多径抑制能力为 60m 以上,而对 BOC(1, 1) 信号来讲,多径抑制能力依然为 300m 以上。GNSS 现代调制信号中副载波的频率 f_{sc} 对多径抑制能力没有影响。可见 GNSS 现代调制信号由于多径带来的测距误差依然存在。

[0032] 接收机端的信号模型 $r(t)$ 表示为:

[0033] $r(t) = S(t) + \alpha e^{j\theta} S(t - \delta)$

[0034] 其中, $S(t)$ 为直射径信号, α 为第二径信号相对于直射径信号 $S(t)$ 的相对幅度、 θ 为第二径信号相对于直射径信号 $S(t)$ 的相对相位、 δ 为第二径信号相对于直射径信号 $S(t)$ 的码片延迟;第二径信号为多径信号中最强的一路信号,或者所有多径信号的总和。

[0035] 存在多径信号时,早相关 I_E 和迟相关 I_L 表示为:

[0036] $I_E = R(\varepsilon - d/2) + \alpha \cdot R(\varepsilon - d/2 - \delta) \cos \theta$

[0037] $I_L = R(\varepsilon + d/2) + \alpha \cdot R(\varepsilon + d/2 - \delta) \cos \theta$

[0038] 其中, ε 为本地产生的伪随机序列与接收到的扩频序列的相关时间差, d 为早、迟相关器之间的码距(码片间隔), δ 为第二径信号相对于直射径信号的延迟, θ 为第二径信号相对于直射径信号的相位差, α 为第二径信号相对于直射径信号的相对幅度。

[0039] 根据 EML 点积鉴相原理,当滞后码的相关值与超前码的相关值相等,则码序列不需要任何的调整:

[0040] $DP = I_P(I_E - I_L) = 0$, 则 $I_E = I_L$, 则有:

[0041] $R(\varepsilon - d/2) + \alpha \cdot R(\varepsilon - d/2 - \delta) \cos \theta = R(\varepsilon + d/2) + \alpha \cdot R(\varepsilon + d/2 - \delta) \cos \theta$

[0042] 鉴相器输出 DP 为 0 时对应的 ϵ 为鉴相曲线的过零点。在无任何噪声、多径和干扰的情况下, $\epsilon = 0$ 为码跟踪环中码发生器调制产生随机码相位的过零点。如图 6 所示, EML 结构的码跟踪环使用点积鉴相器时, 应用于 BPSK 调制信号的接收时, $\epsilon = 0$ 为多径的理想信号鉴相曲线的过零点, 并以该过零点为码跟踪环中码发生器调制产生随机码相位的锁定点, 其中码间距是指早、迟相关器之间的时间间隔, T_c 表示伪随机码片宽度。

[0043] 然而在实际中, 这个锁定点显然受多径影响, 在 ϵ 不为零时, $I_E = I_L$ (鉴相器输出 DP 为 0)。在实际中, 用迭代求解方程的未知数 ϵ , ϵ 有多重根。选择 $\text{Min}|\epsilon|$ 为锁定点。 $\text{Min}|\epsilon|$ 为时间表示的码测距误差(长度表示码测距误差可根据相关时间差乘以光速得到, 相关时间差即为时间表示的码测距误差)。

[0044] 在无多径的理想情况下, 使用点积鉴相器的 EML 结构的码跟踪环应用于 BOC(1, 1) 信号的鉴相曲线如图 7 所示, $DP = I_P(I_E - I_L) = 0$ 时, ϵ 为零时 $I_E = I_L$ 。在实际中, 受多径信号的影响, 在 ϵ 不为零时 $I_E \neq I_L$, 过零点偏移(过零点偏移是指在多经影响的情况下, 鉴相曲线的过零点与无多径信号时的过零点相比, 出现偏移), 又由于 BOC(pn, n) 信号有多个相关峰, 鉴相曲线有多个过零点, 导致求得的 $\text{Min}|\epsilon|$ 并不能反映真实的码测距误差, 错误选择锁定点, 从而影响对接收到的信号中伪随机码的相位进行准确跟踪。

[0045] 多径对码跟踪精度的影响通常可以用一个误差包络表示, 假定第二径信号相对于直射径信号的相对幅度 α 为常数, 当第二径信号相对于直射径信号的相位差 $\theta = 0^\circ$ 和 $\theta = 180^\circ$ 时, 多径引起的时间上的伪距测量误差 ϵ 分别达到最大和最小值, 可得多径误差包络曲线或多径误差包络(multipath error envelope, MEE)。如图 8 所示, EML 结构的码跟踪环应用于 BPSK 信号接收的多径误差包络曲线, 图中下包络曲线表示相位差 θ 为 π , 上包络相位差 θ 为 0。如图 9 所示, 对于 BOC(1, 1) 信号使用 EML 结构码跟踪环进行码跟踪时, 多径误差包络曲线在多径延迟的某些范围, 多径误差相比 BPSK 有一定的改善, 如当码间距为 T_c 时, 在多径延迟在 250m 附近时, 伪距误差减小。但应用 EML 结构码跟踪环的 BOC(1, 1) 信号相比 BPSK 信号, 其多径误差范围并没有得到改善。

[0046] 目前, 为了克服多径影响, 将码发生器产生的本地的参考码改为其他的一些波形(而不是伪随机码), 通过一些辅助技术, 选择本地参考波形来构造期望鉴相曲线, 都称为码相关参考波形技术(CCRW 技术)。但至今, 还未出现适用于 BOC 调制信号, 能构造出鉴相特性好的鉴相曲线的码跟踪环。当前的码跟踪环构造的鉴相曲线均会出现过零点偏离原点, 鉴相曲线的线性不好, 鉴相曲线有多个过零点等问题, 导致在接收时无法避免跟踪误差, 难以精确定位。

发明内容

[0047] 本发明所要解决的技术问题是, 提供一种根据 BOC 信号的结构特点, 有效抑制多径影响的伪随机码相位跟踪方法以及码跟踪环。

[0048] 本发明为解决上述技术问题所采用的技术方案是, 一种多径抑制 BOC 码跟踪方法, 其特征在于, 包括以下步骤:

[0049] 伪随机码生成步骤: 码跟踪环根据鉴相结果, 在本地生成伪随机码;

[0050] BOC 码生成步骤: 根据本地产生的伪随机码生成 BOC 码;

[0051] 参考波形生成步骤: 码跟踪环根据本地生成伪随机码与 BOC 码, 生成前向参考波

形、后向参考波形、即时参考波形；

[0052] 所述前向参考波形为，宽度为 L 的双极性波形码 F(t)，产生在实际作用的本地产生的伪随机码片之前，前向参考波形的结束点与本地产生的伪随机码片的开始点对齐；当实际作用的伪随机码片为 +1，则前向参考波形先为 -1，后为 +1，当实际作用的伪随机码片为 -1，则前向参考波形先为 +1，后为 -1；

[0053] 所述后向参考波形为，宽度为 L 的双极性波形码 B(t)，产生在实际作用的本地产生的伪随机码片之后，本地产生的伪随机码片的结束点与后向参考波形的开始点对齐；当实际作用的伪随机码片为 +1，则前向参考波形先为 +1，后为 -1；当实际作用的伪随机码片为 -1，则前向参考波形先为 -1，后为 +1；

[0054] 所述即时参考波形为，宽度为 T_p 的矩形方波，即时参考波形的中心与实际作用的本地产生的 BOC 码片的中心对齐；当实际作用的 BOC 码片为 -1 时，即时参考波形的幅值为 -1；当实际作用的 BOC 码片为 +1 时，则 P(t) 的幅值为 +1。

[0055] 相关波形构造步骤：利用前向参考波形来构造前向相关波形 F_c(t)；利用后向参考波形来构造后向相关波形 B_c(t)；

[0056] 互相关步骤：码跟踪环接收输入的基带 BOC 副载波已调信号，将基带 BOC 副载波已调信号分别与前向相关波形、后向相关波形、即时参考波形进行互相关得到前向相关函数、后向相关函数、即时相关函数；

[0057] 鉴相函数生成步骤：将前向相关函数与即时相关函数相乘，得到前向鉴相函数；将后向相关函数与即时相关函数相乘，得到后向鉴相函数；

[0058] 鉴相步骤：前向鉴相函数值大于 0 且后向鉴相函数值等于 0 时，则鉴相结果为延迟本地伪随机码的相位；前向鉴相函数值小于 0 且后向鉴相函数值等于 0 时，则鉴相结果为提前本地伪随机码的相位。

[0059] 具体的，所述鉴相步骤中，将前向鉴相函数值除以鉴相器的增益得到的延迟量来延迟本地参考波形的相位；将后向鉴相函数值除以鉴相器的增益得到的提前量来提前本地参考波形的相位。

[0060] 具体的，所述相关波形构造步骤中，利用前向参考波形来构造前向相关波形

F_c(t)， $F_c(t)=F(t)+F\left(t-\frac{T_c}{2p}\right)$ ，其中，F(t) 为前向参考波形，T_c 为一个伪随机码片的宽度，p 为 BOC 码频率与伪随机码频率之比；

[0061] 利用后向参考波形来构造后向相关波形 B_c(t)， $B_c(t)=B(t)+B\left(t+\frac{T_c}{2p}\right)$ ，其中，B(t) 为前向参考波形，T_c 为一个伪随机码片的宽度，p 为 BOC 码频率与伪随机码频率之比。

[0062] 具体的，所述互相关步骤中，将基带 BOC 副载波已调信号与前向相关波形进行互

相关得到前向相关函数 $\alpha(\varepsilon)$ ： $\alpha(\varepsilon)=\frac{L}{2}-\left|\varepsilon-\frac{L}{2}\right|, 0 \leq \varepsilon \leq L$ ，L 为前向参考波形的宽度， ε

为相关时间差；

[0063] 将基带 BOC 副载波已调信号与后向相关波形进行互相关得到后向相关函数 $\beta(\varepsilon)$ ：

[0064] $\beta(\varepsilon) = \left| \varepsilon + \frac{L}{2} \right| - \frac{L}{2}, -L \leq \varepsilon \leq 0$, L 为后向参考波形的宽度, ε 为相关时间差;

[0065] 将基带 BOC 副载波已调信号与本地产生的即时参考波形的互相关函数 $R_{XP}(\varepsilon)$ 为:

$$[0066] R_{XP}(\varepsilon) = \sum_{i=-p}^{t=p} \sum_i (-1)^i \gamma\left(\varepsilon + \frac{iT_c}{2p}\right);$$

$$[0067] \text{其中, } \gamma(\varepsilon) = \begin{cases} 2p \frac{T_p}{T_c}, |\varepsilon| \leq \frac{L}{2} \\ 2p \frac{T_p/T_c}{L/2 - T_c/(4p)} \left(|\varepsilon| - \frac{T_c}{4p} \right), \frac{L}{2} \leq |\varepsilon| \leq \frac{T_c}{4p} \end{cases};$$

[0068] ε 为相关时间差, p 为 BOC 码频率与伪随机码频率之比, T_c 为一个伪随机码片的宽度, T_p 为即时参考波形的宽度, L 为前向参考波形或后向参考波形的宽度。

[0069] 本发明构造出的前向相关函数 $\alpha(\varepsilon)$ 、后向相关函数 $\beta(\varepsilon)$ 仅有一个峰值、且具有良好的线性, 在存在多径影响的情况下, 鉴相曲线的过零点与无多径信号时的过零点无偏离, 从而克服跟踪点的偏移, 达到精确测距和定位的目的。

[0070] 为实现上述相位跟踪方法提出一种码跟踪环, 其特征在于, 包括伪随机码发生器、BOC 码发生器、参考波形发生器、互相关处理模块、鉴相函数生成模块、码环鉴相器;

[0071] 所述伪随机码发生器用于, 接收鉴相结果, 并根据鉴相结果在本地生成伪随机码;

[0072] BOC 码发生器用于, 根据本地产生的伪随机码生成 BOC 码;

[0073] 所述参考波形发生器用于, 根据本地生成伪随机码与 BOC 码, 生成前向参考波形、后向参考波形、即时参考波形; 生成的前向参考波形为, 宽度为 L 的双极性波形码 F(t), 产生在实际作用的本地产生的伪随机码片之前, 前向参考波形的结束点与本地产生的伪随机码片的开始点对齐; 当实际作用的伪随机码片为 +1, 则前向参考波形先为 -1, 后为 +1, 当实际作用的伪随机码片为 -1, 则前向参考波形先为 +1, 后为 -1; 生成的后向参考波形为, 宽度为 L 的双极性波形码 B(t), 产生在实际作用的本地产生的伪随机码片之后, 本地产生的伪随机码片的结束点与后向参考波形的开始点对齐; 当实际作用的伪随机码片为 +1, 则前向参考波形先为 +1, 后为 -1; 当实际作用的伪随机码片为 -1, 则前向参考波形先为 -1, 后为 +1; 生成的即时参考波形为, 宽度为 T_p 的矩形方波, 即时参考波形的中心与实际作用的本地产生的 BOC 码片的中心对齐; 当实际作用的 BOC 码片为 -1 时, 即时参考波形的幅值为 -1; 当实际作用的 BOC 码片为 +1 时, 则 P(t) 的幅值为 +1; 再利用前向参考波形来构造前向相关波形 $F_c(t)$; 利用后向参考波形来构造后向相关波形 $B_c(t)$;

[0074] 所述互相关处理模块用于, 接收输入的基带 BOC 副载波已调信号, 将基带 BOC 副载波已调信号分别与前向相关波形、后向相关波形、即时参考波形进行互相关得到前向相关函数、后向相关函数、即时相关函数;

[0075] 所述鉴相函数生成模块用于, 将前向相关函数与即时相关函数相乘, 得到前向鉴相函数; 将后向相关函数与即时相关函数相乘, 得到后向鉴相函数;

[0076] 所述码环鉴相器用于, 前向鉴相函数值大于 0 且后向鉴相函数值等于 0 时, 则输出

的鉴相结果为延迟本地伪随机码的相位；前向鉴相函数值小于0且后向鉴相函数值等于0时，则输出的鉴相结果为提前本地本地伪随机码的相位。

[0077] 具体的，所述互相关处理模块包括乘法器、积分清零器；参考波形发生器的前向相关波形、后向相关波形、即时参考波形输出端分别与对应乘法器一个的输入端相连，各乘法器另一个的输入端连接输入的基带 BOC 副载波已调信号。

[0078] 具体的，所述鉴相生成模块包括乘法器、积分清零器；输出前向相关函数的积分清零器的输出端、输出即时相关函数的积分清零器的输出端分别连与同一乘法器的两个输入端相连，该乘法器的输出端与对应的积分清零器相连，该积分清零器的输出端与码环鉴相器的一个输入端相连；输出后向相关函数的积分清零器的输出端、输出即时相关函数的积分清零器的输出端分别连与同一乘法器的两个输入端相连，该积分清零器的输出端与码环鉴相器的另一个输入端相连。

[0079] 本发明的有益效果是，根据 BOC (pn, n) 现代调制信号的结构特点，基于接收信号和所设计的本地参考波形的实时相关特性，能克服抑制多径信号的 BOC (pn, n) 信号的码多径抑制方法影响，能克服多径信号的影响，在存在多径影响的情况下，鉴相曲线的过零点与无多径信号时的过零点无偏离，正负延迟时只有一个相关峰，保证跟踪点不偏移，达到精确测距和定位的目的。

附图说明

- [0080] 图 1 为一个 BOC 副载波调制示例；
- [0081] 图 2 为 BOC(10, 5) 的功率谱图图；
- [0082] 图 3 为 BOC(10, 5) 相关函数示意图；
- [0083] 图 4 为 GPS 接收机中的典型的码跟踪环的 EML 结构示意图；
- [0084] 图 5 为相位调整中根据滞后码的相关值与超前码的相关值进行比较的示意图；
- [0085] 图 6 为在无多径的情况下鉴相器输出的鉴相曲线示意图；
- [0086] 图 7 为在无多径的情况下，使用点积鉴相器的 EML 结构的码跟踪环应用于 BOC (1, 1) 信号的鉴相曲线；
- [0087] 图 8 为 EML 结构的码跟踪环应用于 BPSK 信号接收的多径误差包络曲线；
- [0088] 图 9 为对于 BOC (1, 1) 信号使用 EML 结构码跟踪环进行码跟踪时的多径误差包络曲线；
- [0089] 图 10 为实施例时域中参考波形信号的相互关系；
- [0090] 图 11 为前向参考波形与 BOC 码的互相关函数以及其组成函数；
- [0091] 图 12 为后向参考波形与 BOC 码的互相关函数以及其组成函数；
- [0092] 图 13 为即时参考波形与 BOC 码的互相关函数以及其组成函数；
- [0093] 图 14 为本实施例码跟踪环结构；
- [0094] 图 15 为采用了本发明方法的鉴相器在理想情况下构造的鉴相曲线；
- [0095] 图 16 为采用了本发明方法的鉴相器在有多径影响时所构造的鉴相曲线；
- [0096] 图 17 为 GT 方案与本发明的多径误差包络比较示意图；
- [0097] 图 18 为 GT 方案与本发明的多径误差包络比较的局部放大图。

具体实施方式

[0098] 本实施例以 BOC (2n, n) 为例, 本地产生的 BOC 码频率与伪随机码频率之比为 2。

[0099] 时域中参考波形信号的相互关系如图 10 所示。

[0100] 图中 $C(t - \hat{T}_d)$ 指的是本地产生的伪随机序列, $X(t - \hat{T}_d)$ 是本地产生的 BOC (2, 1) 码, $F(t - \hat{T}_d)$ 、 $B(t - \hat{T}_d)$ 、 $P(t - \hat{T}_d)$ 分别是本地产生的前向参考波形、后向参考波形和即时参考波形, 这五个信号在接收机中同步产生, 其中 \hat{T}_d 是码鉴相输出的正 / 副延迟(延迟量或提前量)。

[0101] 前向参考波形为, 宽度为 L 的双极性波形码 F(t), 产生在实际作用的本地产生的伪随机码片之前, 前向参考波形的结束点与本地产生的伪随机码片的开始点对齐; 当实际作用的伪随机码片为 +1, 则前向参考波形先为 -1, 后为 +1, 当实际作用的伪随机码片为 -1, 则前向参考波形先为 +1, 后为 -1;

[0102] 后向参考波形为, 宽度为 L 的双极性波形码 B(t), 产生在实际作用的本地产生的伪随机码片之后, 本地产生的伪随机码片的结束点与后向参考波形的开始点对齐; 当实际作用的伪随机码片为 +1, 则前向参考波形先为 +1, 后为 -1; 当实际作用的伪随机码片为 -1, 则前向参考波形先为 -1, 后为 +1;

[0103] 即时参考波形为, 宽度为 T_p 的矩形方波, 即时参考波形的中心与实际作用的本地产生的 BOC 码片的中心对齐; 当实际作用的 BOC 码片为 -1 时, 即时参考波形的幅值为 -1; 当实际作用的 BOC 码片为 +1 时, 则 P(t) 的幅值为 1。

[0104] 三种参考信号与 BOC(pn, n) 信号的互相关性质:

[0105] (1) 前向构造参考波形与 BOC 码的互相关函数 $R_{XF}(ε)$ 及特性:

$$[0106] R_{XF}(\varepsilon) = \begin{cases} \sum_{i=0}^{2p} (-1)^i \alpha\left(\varepsilon - \frac{iT_c}{2p}\right), & 0 \leq \varepsilon < T_c \\ 0, & \varepsilon \geq T_c \end{cases}$$

[0107] 其中, ε 为相关时间差, p 为副载波频率和伪随机码频率之比, T_c 为一个伪随机码片的宽度;

$$[0108] \alpha(\varepsilon) = \frac{L}{2} - \left| \varepsilon - \frac{L}{2} \right|, 0 \leq \varepsilon \leq L$$

[0109] L 为前向参考波形的宽度, ε 为相关时间差;

[0110] 当前向参考波形长为 $0.2T_c$, T_c 为一个伪随机码片的宽度; $\alpha(\varepsilon)$ 和 $R_{XF}(\varepsilon)$ 如图 11 所示, 前向参考波形与 BOC 码的互相关函数 $R_{XF}(\varepsilon)$ 有多个相关峰。 $R_{XF}(\varepsilon)$ 可以由 $\alpha(\varepsilon)$ 线性组合而成, 反之 $\alpha(\varepsilon)$ 也可以由 $R_{XF}(\varepsilon)$ 和它的线性移位组合而成, 即:

$$[0111] R_{XF}(\varepsilon) + R_{XF}\left(\varepsilon - \frac{T_c}{2p}\right) = \alpha(\varepsilon),$$

[0112] 由此, 在前向参考波形的基础上构造一个前向相关函数 $F_c(t)$:

$$[0113] F_c(t) = F(t) + F\left(t - \frac{T_c}{2p}\right)$$

[0114] 所构造前向相关波形 $F_c(t)$ 与本地产生的 BOC 码的互相关函数 $R_{xF_c}(\varepsilon)$ 为 :

$$[0115] R_{xF_c}(\varepsilon) = \alpha(\varepsilon)$$

[0116] 可见, 前向相关函数 $R_{xF_c}(\varepsilon)$ 只有一个峰值, 且有良好的线性性。

[0117] (2) 后向构造参考波形与 BOC 码的相关 $R_{xB_c}(\varepsilon)$ 函数及特性 :

$$[0118] R_{xB}(\varepsilon) = \begin{cases} \sum_{i=0}^{2p} (-1)^i \beta\left(\varepsilon + \frac{iT_c}{2p}\right), & -T_c \leq \varepsilon \leq 0 \\ 0, & \varepsilon > 0 \end{cases}$$

[0119] 其中, ε 为相关时间差, p 为副载波频率和伪随机码频率之比, T_c 为一个伪随机码片的宽度 ;

$$[0120] \beta(\varepsilon) = \left| \varepsilon + \frac{L}{2} \right| - \frac{L}{2}, -L \leq \varepsilon \leq 0$$

[0121] 其中, ε 为相关时间差, L 为后向参考波形的宽度 ;

[0122] 当后向参考波形长为 $0.2T_c$, $\beta(\varepsilon)$ 和 $R_{xB}(\varepsilon)$ 如图 12 所示 : 可见后向参考波形与 BOC 码的互相关函数 $R_{xB}(\varepsilon)$ 有多个相关峰。 $R_{xB}(\varepsilon)$ 可以由 $\beta(\varepsilon)$ 线性组合而成, 反之 $\beta(\varepsilon)$ 也可以由 $R_{xB}(\varepsilon)$ 和它的线性移位组合而成, 即 :

$$[0123] R_{xB}(\varepsilon) + R_{xB}\left(\varepsilon + \frac{T_c}{2p}\right) = \beta(\varepsilon)$$

[0124] 由此, 在后向参考波形的基础上构造一个后向相关函数 $B_c(t)$:

$$[0125] B_c(t) = B(t) + B\left(t + \frac{T_c}{2p}\right);$$

[0126] 所构造的后向相关波形 $B_c(t)$ 和 BOC 码的相关函数为 $R_{xB_c}(\varepsilon)$:

$$[0127] R_{xB_c}(\varepsilon) = \beta(\varepsilon).$$

[0128] 此构造的后向参考波形和 BOC 码的相关函数 $R_{xB_c}(\varepsilon)$ 只有一个峰值, 且有好的线性。

[0129] (3) 即时参考波形与 BOC 码的即时参考波形 $R_{xP}(\varepsilon)$ 及特性 :

$$[0130] R_{xP}(\varepsilon) = \sum_{i=-p}^{i=p} \sum_i (-1)^i \gamma\left(\varepsilon + \frac{iT_c}{2p}\right)$$

[0131] 其中, ε 为相关时间差, p 为副载波频率和伪随机码频率之比, T_c 为一个伪随机码片的宽度 ;

$$[0132] \quad \gamma(\varepsilon) = \begin{cases} 2p \frac{T_p}{T_c}, |\varepsilon| \leq \frac{L}{2} \\ 2p \frac{T_p/T_c}{L/2 - T_c/4p} (|\varepsilon| - T_c/4p), \frac{L}{2} \leq |\varepsilon| \leq \frac{T_c}{4p} \end{cases}$$

[0133] 其中, ε 为相关时间差, T_p 为后向参考波形的宽度, p 为副载波频率和伪随机码频率之比, T_c 为一个伪随机码片的宽度, L 的前向参考波形和后向参考波形的宽度。 $\gamma(\varepsilon)$ 和 $R_{XP}(\varepsilon)$ 如下图 13 所示: $|\varepsilon| \leq \frac{L}{2}$ 时, $\gamma(\varepsilon)$ 为常数; 即时参考波形与 BOC 码的互相关函数 $R_{XP}(\varepsilon)$ 有多个相关峰。 $R_{XP}(\varepsilon)$ 可以由 $\gamma(\varepsilon)$ 线性组合而成。

[0134] $R_{XF_c}(\varepsilon)$ 、 $R_{XB_c}(\varepsilon)$ 和 $R_{XP}(\varepsilon)$ 是下面构建克服多径影响的相位跟踪方法的基础。

[0135] 来自发送端的中频信号(从信道中接收到的 BOC 已调信号调制后的主载波)输入接收机, 接收机将中频信号与本地振荡器发出的本地载波相乘, 并与本地载波旋转 90 度相位后载波相乘, 恢复出 I、Q 两路基带信号(基带信号指 BOC 已调信号 $r_B(t)$)。I、Q 两路 BOC 已调信号两路扩频序列输入至码跟踪环。基于最优线性鉴相曲线的准则, 以及上述分析的参考波形信号与 BOC 码之间的互相关函数特性, 构造如图 14 所示的一个码跟踪环, 由于 I、Q 两路的处理相同, 因此图 14 只示出其中一路信号的处理结构:I、Q 两路扩频序列输入至码跟踪环。码跟踪环包括伪随机发生器、BOC 码发生器、参考波形发生器、互相关处理模块、鉴相函数生成模块、码环鉴相器、互相关处理模块、鉴相函数生成模块均包括乘法器、积分清零器。

[0136] 所述伪随机码发生器用于, 接收鉴相结果 \hat{T}_d , 并根据鉴相结果在本地生成伪随机码;

[0137] BOC 码发生器用于, 根据本地产生的伪随机码生成 BOC 码;

[0138] 所述参考波形发生器用于, 根据本地生成伪随机码与 BOC 码, 生成前向参考波形 $F(t-\hat{T}_d)$ 、后向参考波形 $B(t-\hat{T}_d)$ 、即时参考波形 $P(t-\hat{T}_d)$; 再利用前向参考波形来构造前向相关波形 $F_c(t-\hat{T}_d)$; 利用后向参考波形来构造后向相关波形 $B_c(t-\hat{T}_d)$;

[0139] 互相关处理模块用于, 接收输入的基带 BOC 副载波已调信号, 将基带 BOC 副载波已调信号分别与前向相关波形、后向相关波形、即时参考波形进行互相关得到前向相关函数 $R_{XF_c}(\varepsilon)$ 、后向相关函数 $R_{XB_c}(\varepsilon)$ 、即时相关函数 $R_{XP}(\varepsilon)$;

[0140] 鉴相函数生成模块用于, 将前向相关函数与即时相关函数相乘, 得到前向鉴相函数 $d_{F_c}(\varepsilon)$; 将后向相关函数与即时相关函数相乘, 得到后向鉴相函数 $d_{B_c}(\varepsilon)$;

[0141] 码环鉴相器用于, 前向鉴相函数值大于 0 且后向鉴相函数值等于 0 时, 则输出的鉴相结果为延迟本地伪随机码的相位; 前向鉴相函数值小于 0 且后向鉴相函数值等于 0 时, 则输出的鉴相结果为提前本地伪随机码的相位;

[0142] 为了保证鉴相结果输入至伪随机码发生器时不受干扰, 在码跟踪环中还包括环路滤波器、压控振荡器, 鉴相结果通过环路滤波器、压控振荡器经滤波等信号处理后输入至伪

随机码发生器。

[0143] 互相关处理模块包括乘法器、积分清零器；参考波形发生器的前向相关波形、后向相关波形、即时参考波形输出端分别与对应乘法器一个的输入端相连，各乘法器另一个的输入端连接输入的基带 BOC 副载波已调信号。鉴相生成模块包括乘法器、积分清零器；输出前向相关函数的积分清零器的输出端、输出即时相关函数的积分清零器的输出端分别连与同一乘法器的两个输入端相连，该乘法器的输出端与对应的积分清零器相连，该积分清零器的输出端与码环鉴相器的一个输入端相连；输出后向相关函数的积分清零器的输出端、输出即时相关函数的积分清零器的输出端分别连与同一乘法器的两个输入端相连，该积分清零器的输出端与码环鉴相器的另一个输入端相连。

[0144] 输入的基带信号 $r_B(t)$ 分别与本地产生的相关波形、参考波形

$$F(t - \hat{T}_d), P(t - \hat{T}_d), B(t - \hat{T}_d)$$

相乘，其中。相乘结果分别经过积分清零单元(以提高信噪比增益)获得互相关结果。前向相关波形与即时参考波形相乘得到前向鉴相函数 $d_{FC}(\varepsilon)$ ，后向相关波形与即时参考波形相乘得到后向鉴相函数 $d_{BC}(\varepsilon)$ 。

$$[0145] d(\varepsilon) = d_{F_c}(\varepsilon) + d_{B_c}(\varepsilon)$$

$$[0146] d_{F_c}(\varepsilon) = R_{XF_c}(\varepsilon) \bullet R_{XP}(\varepsilon)$$

$$[0147] d_{B_c}(\varepsilon) = R_{XB_c}(\varepsilon) \bullet R_{XP}(\varepsilon)$$

[0148] 前向鉴相函数 $d_{FC}(\varepsilon)$ 和后向鉴相函数 $d_{BC}(\varepsilon)$ 的鉴相曲线如图 15 所示，鉴相曲线的过零点与无多径信号时的过零点无偏离，在理想情况下，正负延迟时只有一个相关峰。在仿真结果中，存在多径影响时，鉴相曲线的最小过零点也无偏移，如图 16 所示， α 为第二径信号相对于直射径信号的相对幅度、 θ 为第二径信号相对于直射径信号的相对相位。鉴相曲线的最小过零点决定了跟踪的准确性，因此此种多径抑制方法有非常好的性能。

[0149] 前向鉴相函数 $d_{FC}(\varepsilon)$ 和后向鉴相函数 $d_{BC}(\varepsilon)$ 输入码环鉴相器进行鉴相输出。码环鉴相器的鉴相过程如下：

[0150] 1) 当控制端的输入为 $d_{FC}(\varepsilon) > 0$ 且 $d_{BC}(\varepsilon) = 0$ 时，说明本地参考波形的相位(本地参考波形的相位与本地产生的伪随机码、BOC 码的相位相同)比输入的信号相位提前了，此时需要做的就是将本地码延迟。假设检测到此时的 $d_{FC}(\varepsilon) = c_0$ ，则本地载波相位需要延迟的量为 c_0/g_0 ， g_0 是鉴相器的增益，对应于理想曲线线性部分的斜率。

[0151] 2) 当 $d_{BC}(\varepsilon) < 0$ 且 $d_{FC}(\varepsilon) = 0$ 时，说明本地参考波形的码相位滞后于输入信号的相位，此时要做的就是提前本地码。类似地，若检测到后向鉴相器的输出值为 $d_{BC}(\varepsilon) = c_1$ ，则本地码需要提前的相位为 c_1/g_0 。

[0152] 使用多径误差包络(MEE) 进行多径抑制性能的比较：

[0153] 在使用相同的系统前端滤波器带宽情况下，所本发明方法能控制多径误差在 $0.001T_c$ ，和《Nunes, F., Sousa, F., and Leit~ao, J. gating functions for multipath mitigation in GNSS BOC signals, IEEE Transactions on Aerospace and electronic systems vol. 43, No. 3 JULY2007》(用于全球卫星导航系统 BOC 副载波调制信号的基于门函数的多径抑制，简称 GT 方案)提出的方法与本发明方法的多径误差包络比较，如图 17 所示。

为了能更清晰地显现本发明的在多径抑制方面的优势,图 18 是 17 图的一个局部放大后的图像。

[0154] 图中灰线为本发明所提出的方案的多径误差包络曲线,多径误差在 $0.001T_c$ 的范围内;黑线为 GT 方案的多径误差包络曲线,多径误差在 $0.015T_c$ 以内。可见所提出的针对于 BOC (pn, n) 信号的码跟踪环有良好的多径抑制力。

[0155] 本发明适用于接收机在接收 GNSS 现代调制信号 BOC (pn, n) 信号进行多径抑制,这对于军事活动和紧急救援等高精确定位有重要的意义,也有利于地面站在采用 GNSS 现代体制调制信号时提供准确的星历,有助于在城市的移动用户处于复杂多径环境中定位服务质量的改善。

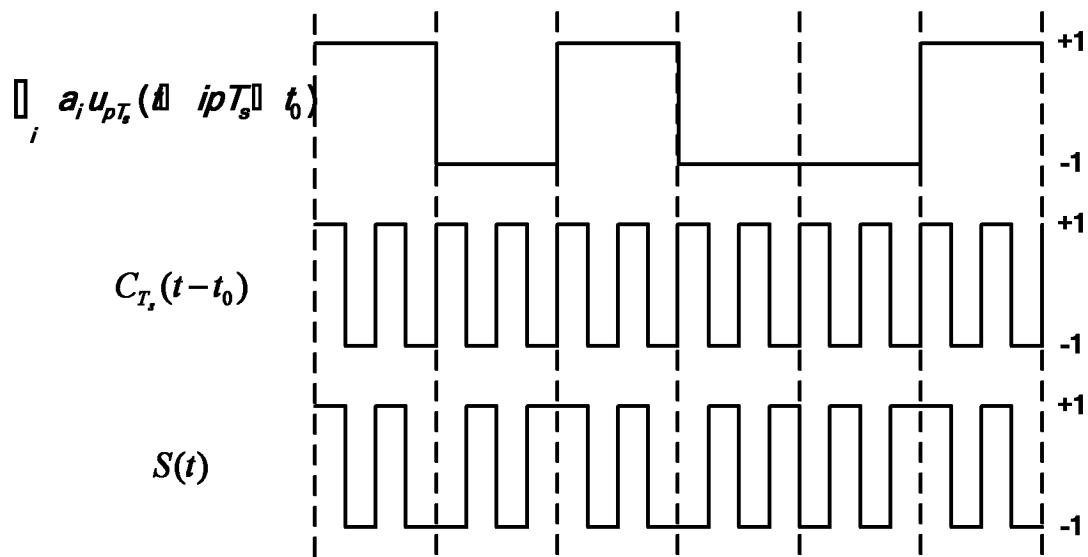


图 1

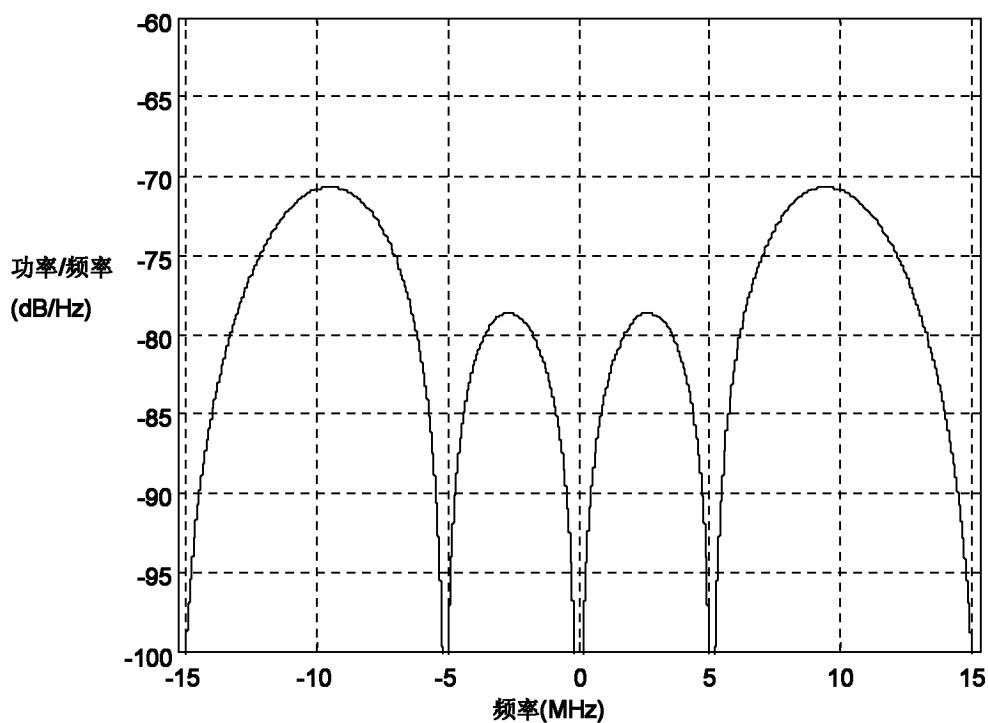


图 2

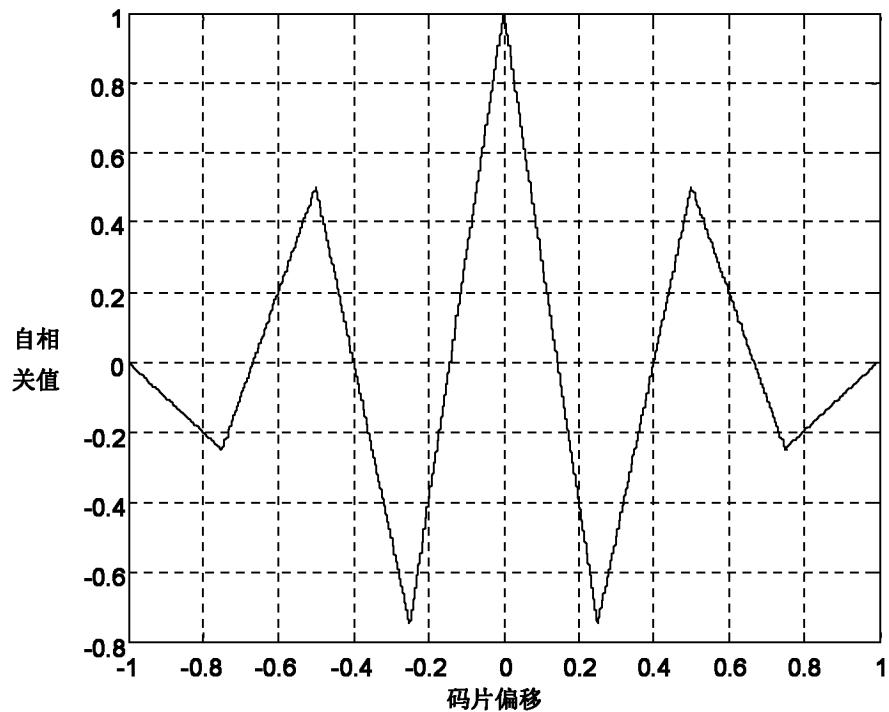


图 3

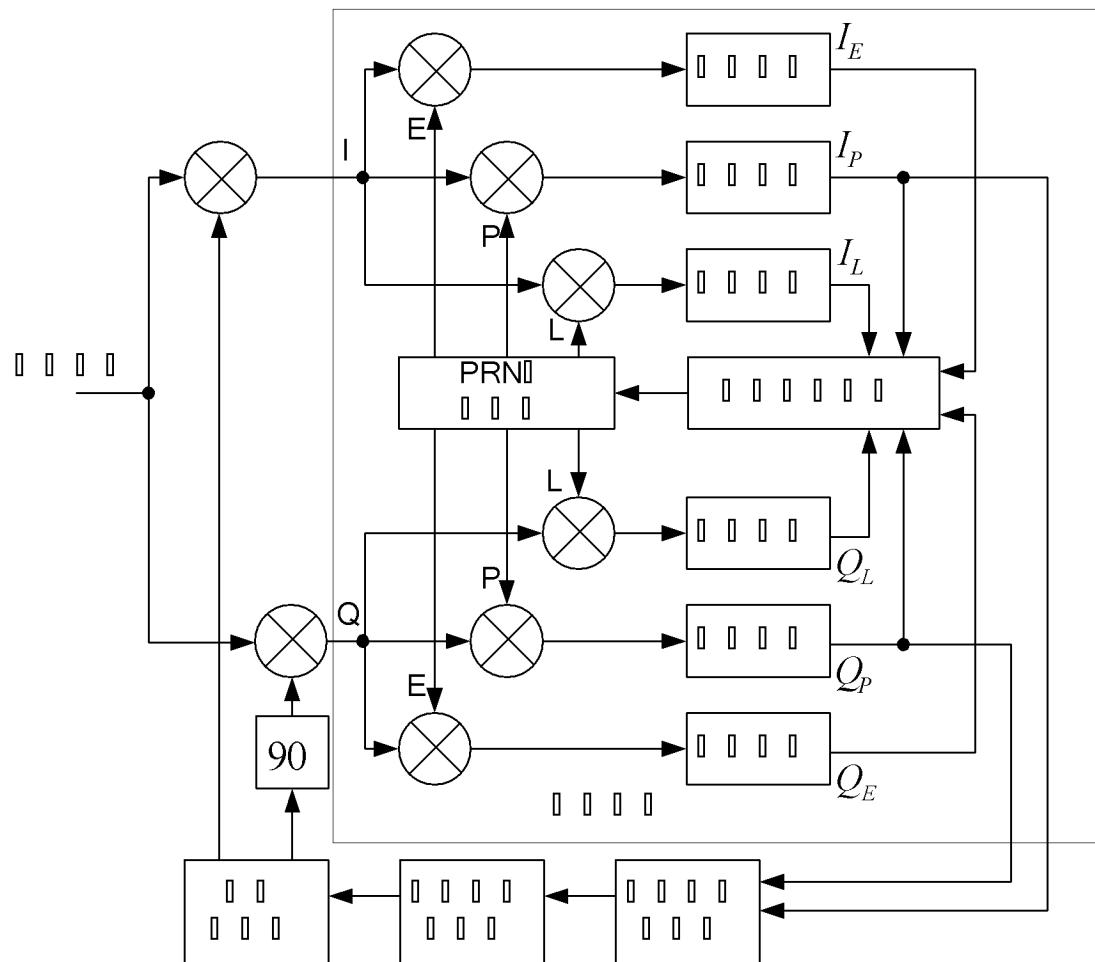


图 4

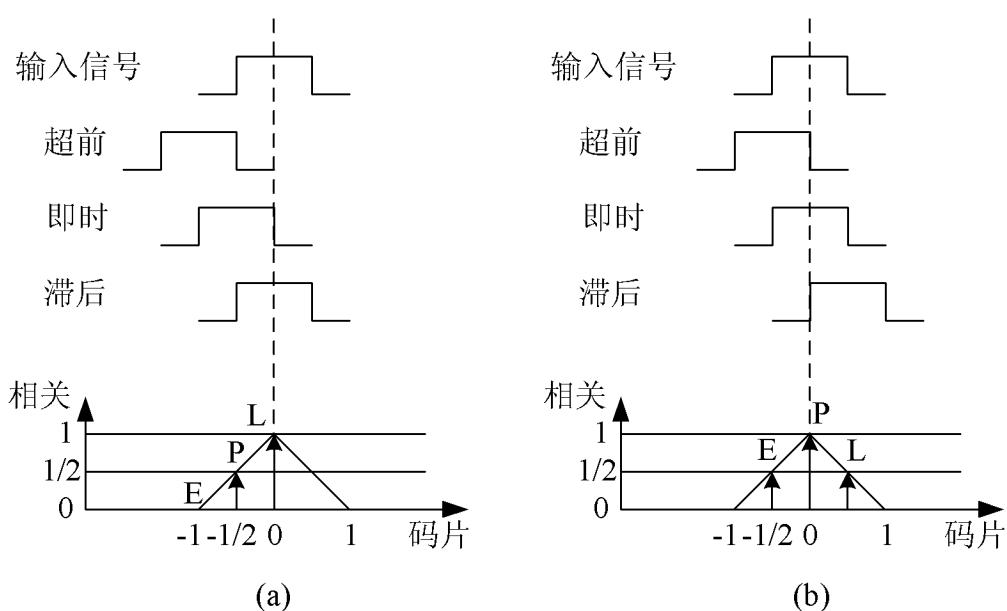


图 5

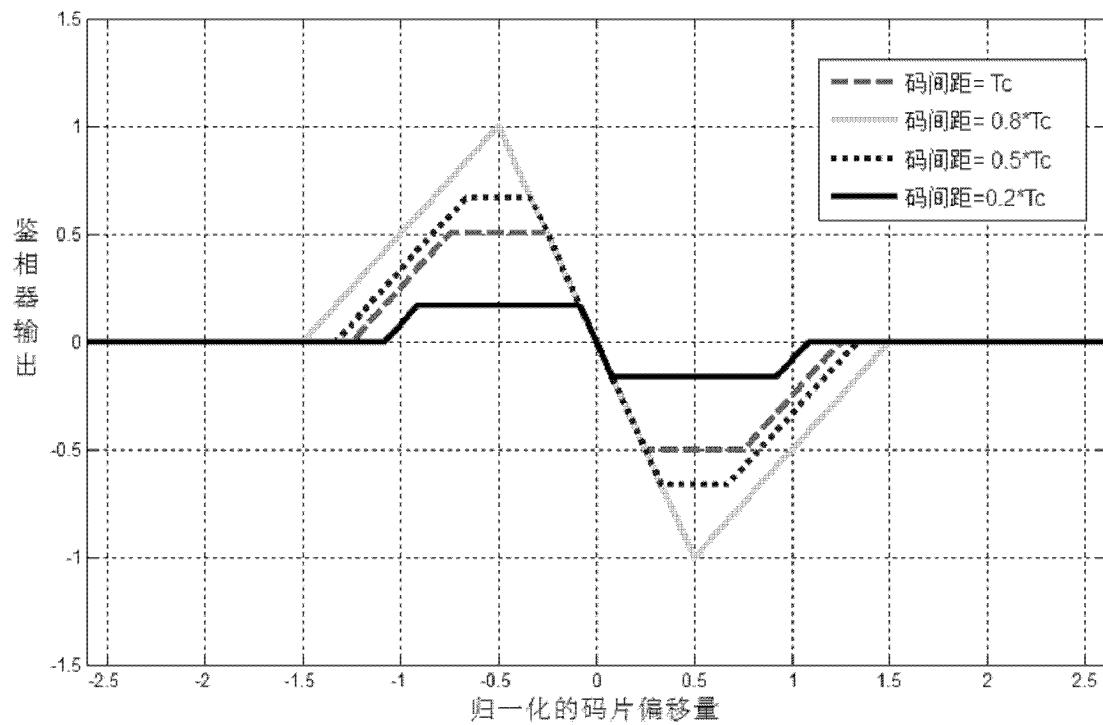


图 6

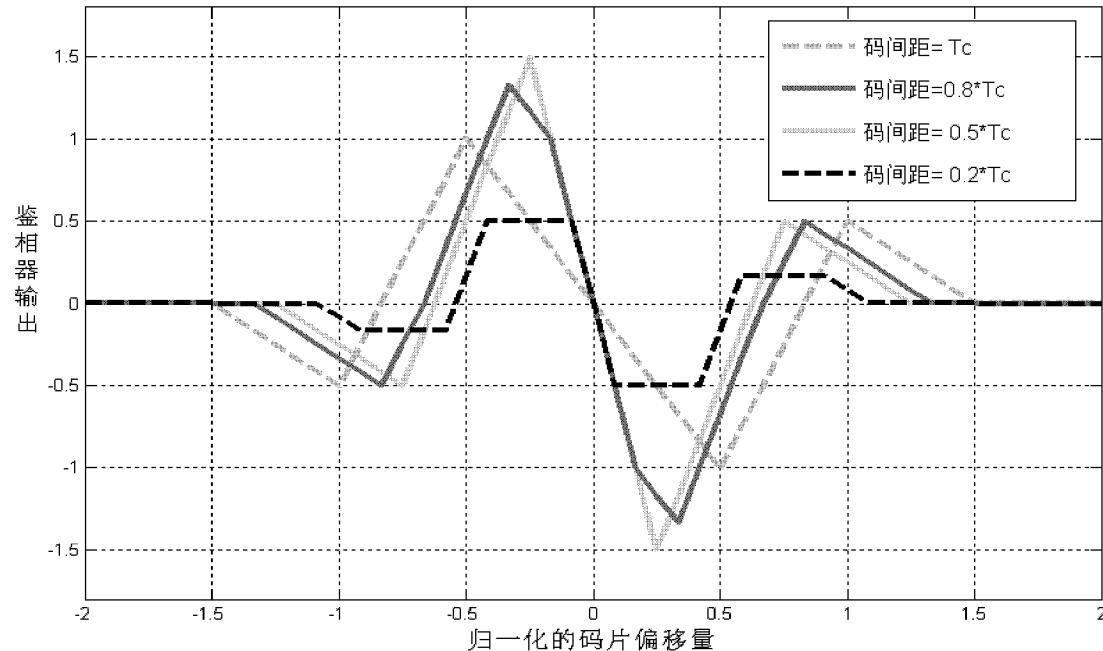
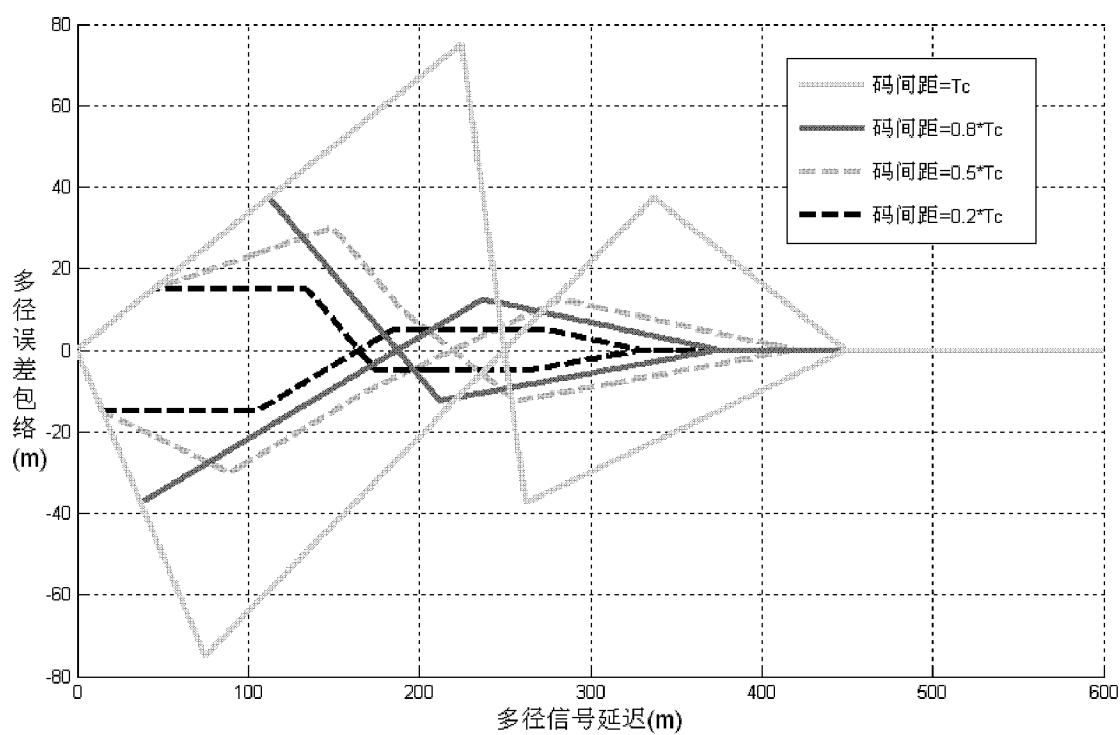
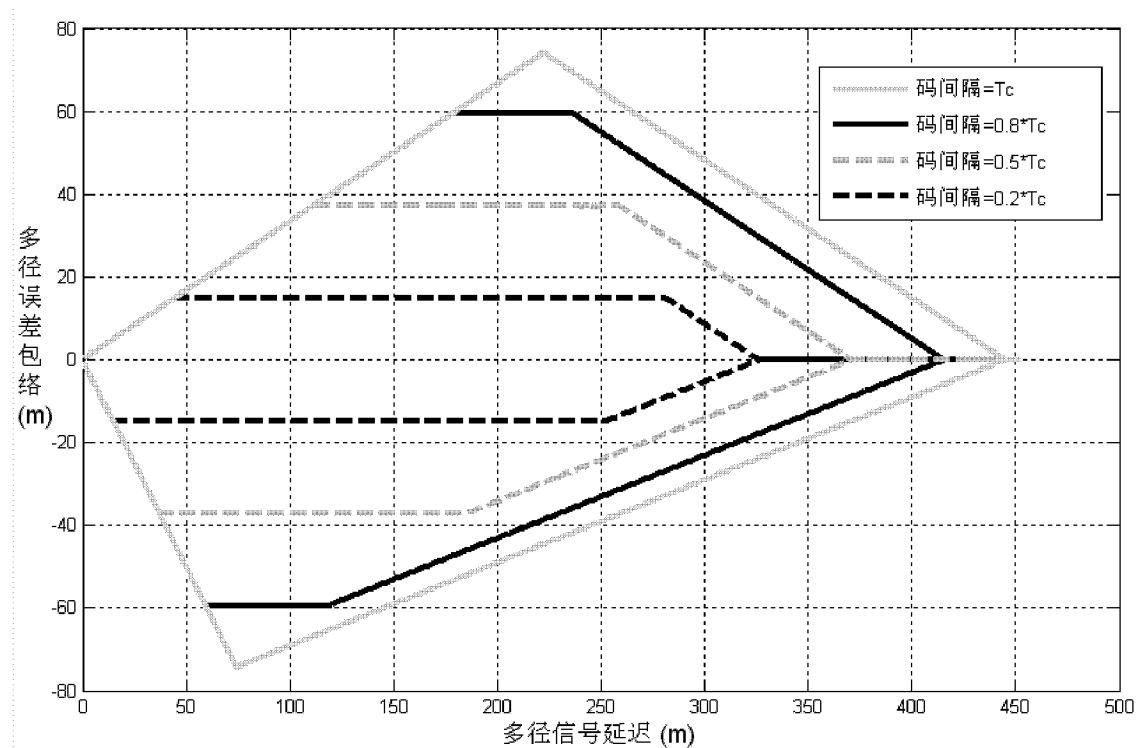


图 7



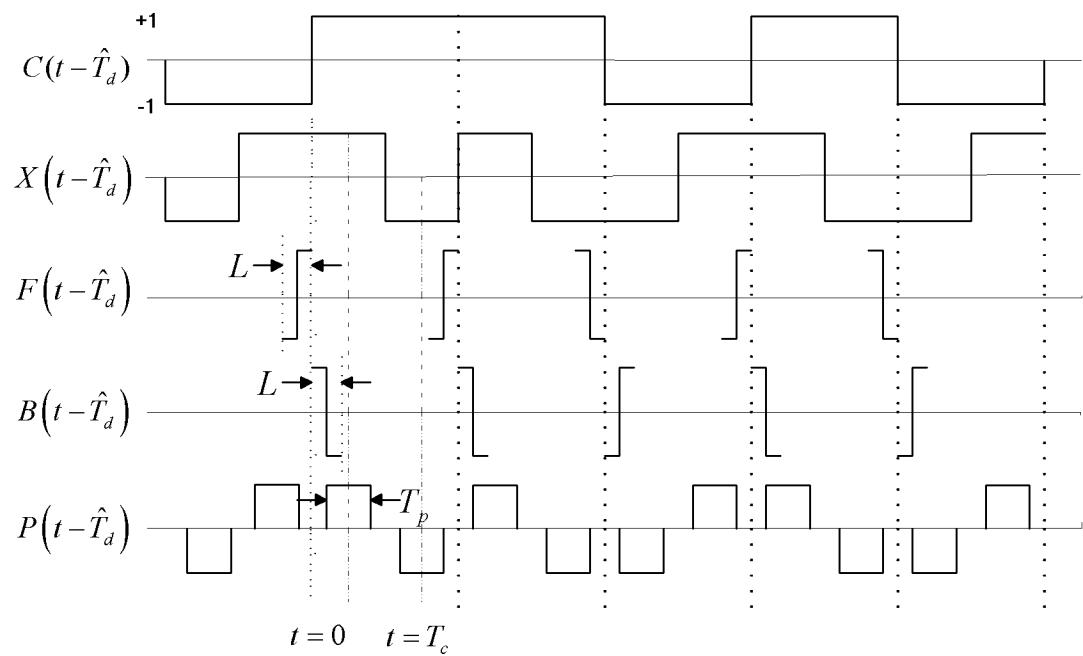


图 10

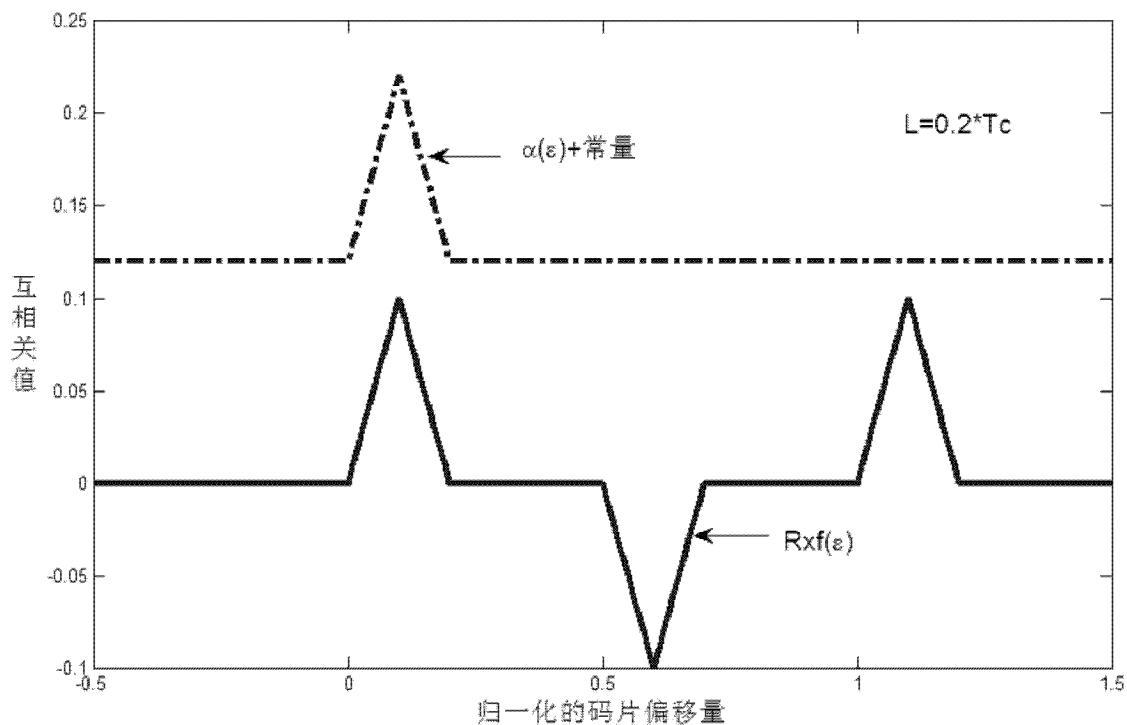


图 11

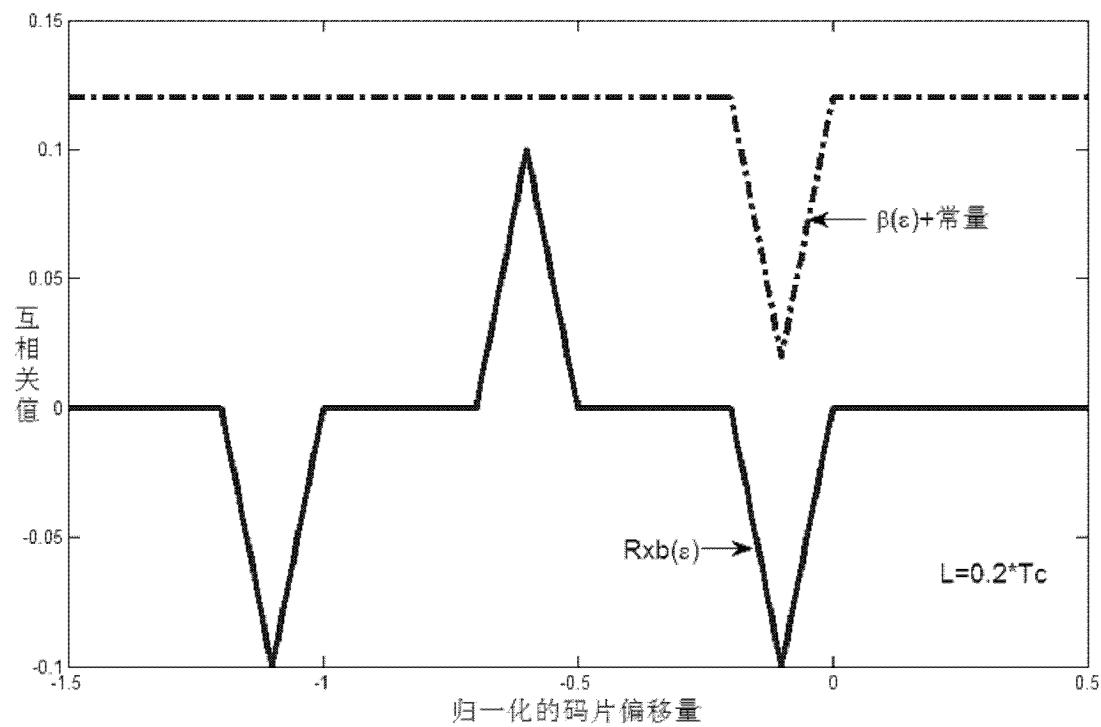


图 12

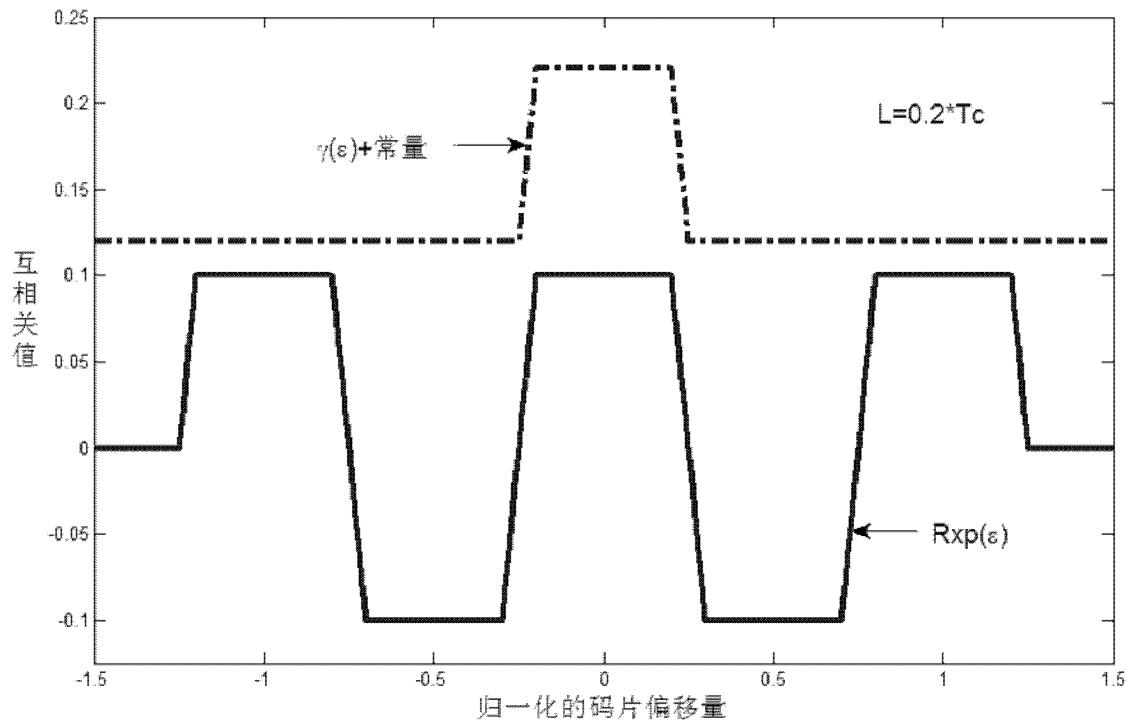


图 13

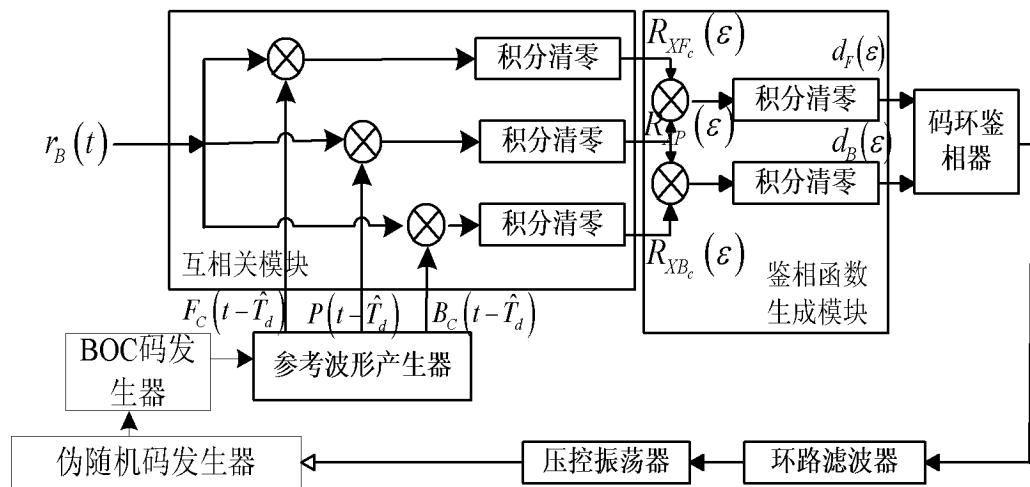


图 14

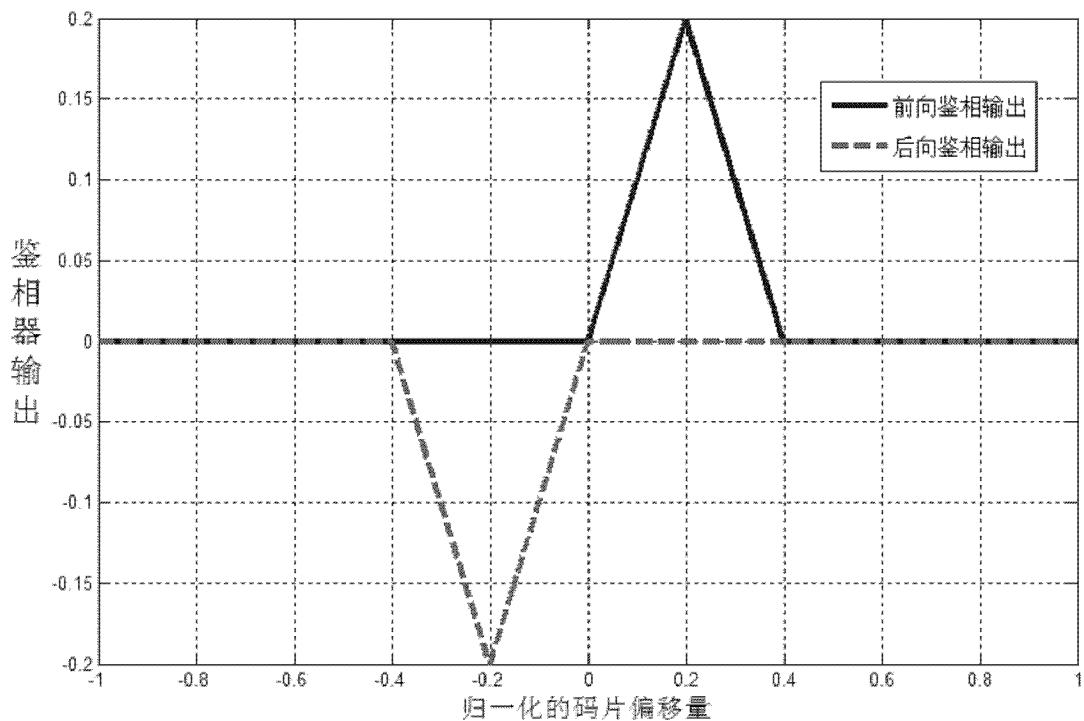


图 15

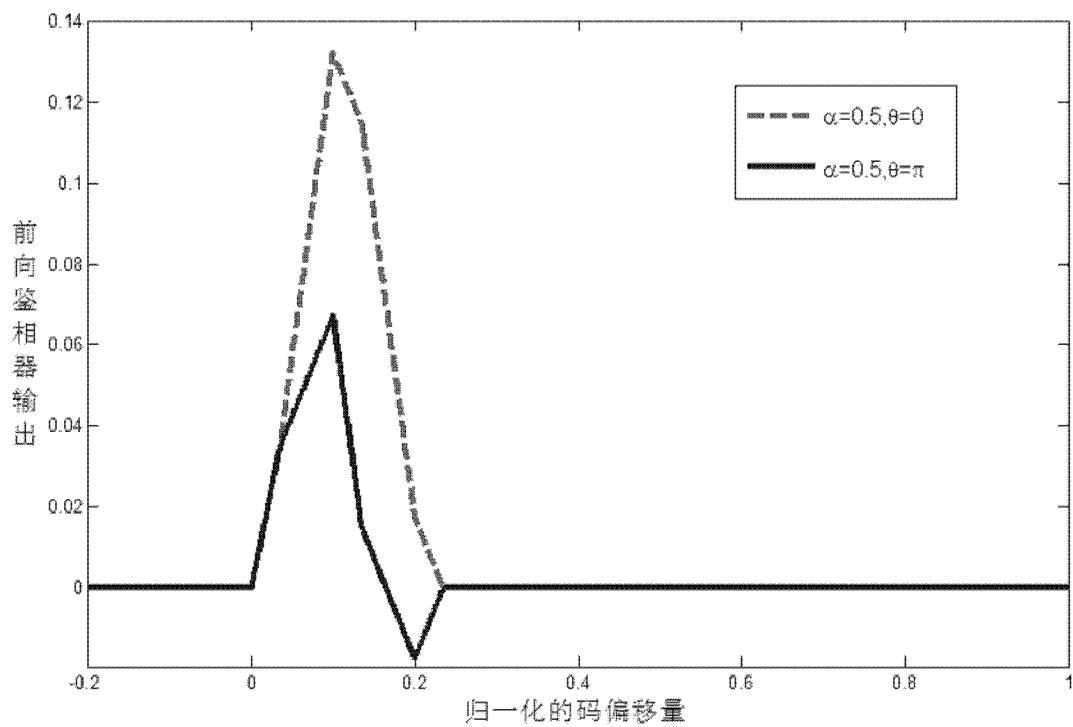


图 16

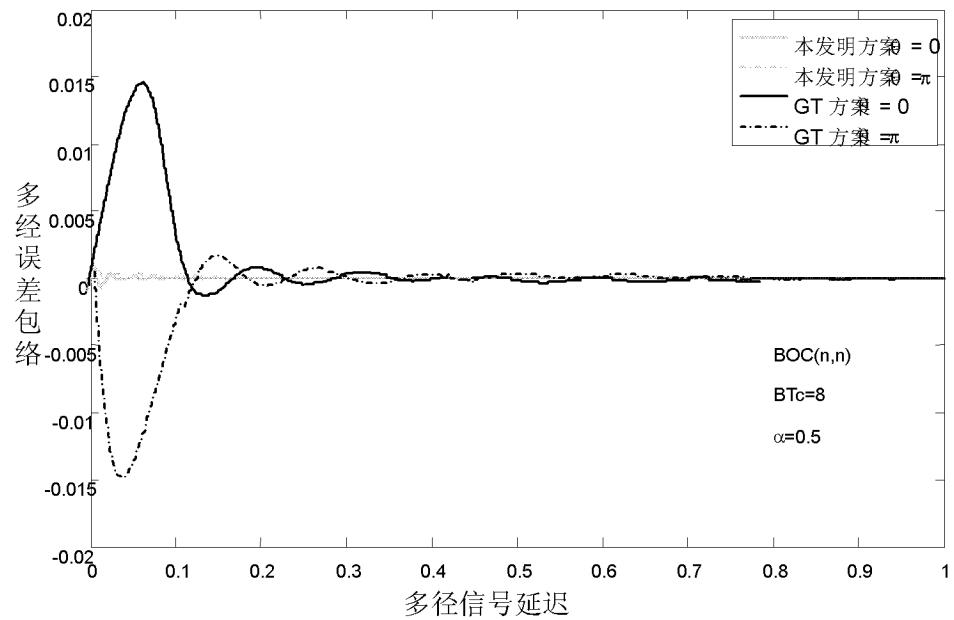


图 17

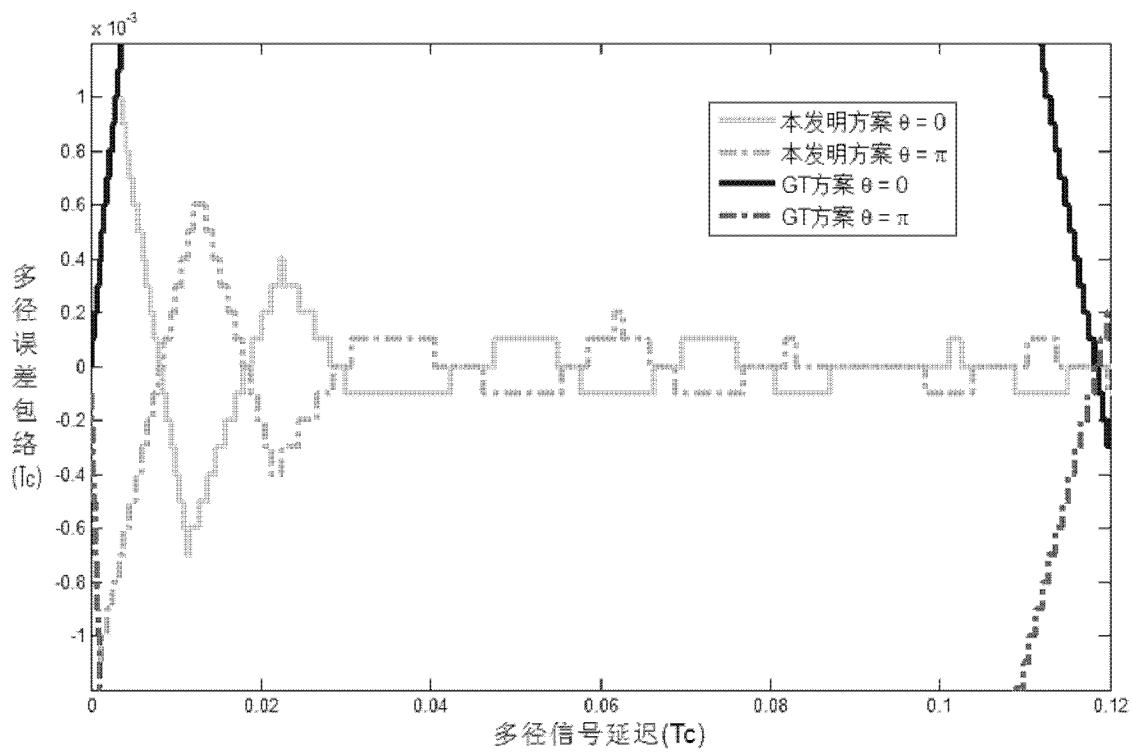


图 18