

中国优秀硕士学位论文全文数据库
信息科技辑
(月刊)
2020 年 第06期
2020-05-16—2020-06-15出版

电信技术

北斗三号导航接收机B2a信号跟踪环路设计及其FPGA验证

吴程昊 1136-712

共 1 条 < 1 >

主 管: 教育部

主 办: 清华控股有限公司

编辑出版: 中国学术期刊(光盘版)电子杂志社

地 址:

邮政编码: 100084

电 话:

E-mail:

发 行: 同方知网技术有限公司

发行范围: 国内外公开发行

刊 号: ISSN 1674-0246 CN 11-9144/G

订 购 处:

订购电话:

开户银行:

账 号:

本期定价:

第4章 北斗三号 B2a 信号跟踪环路码跟踪环设计与仿真

第三章中本文介绍了北斗 B2a 跟踪环路载波跟踪的构造，在本章中主要会对码跟踪环的结构进行研究。首先会介绍伪随机码与伪距的关系，继而分析延迟锁定环路的结构与特性，对于积分方法、鉴相方法和器件间距的设计进行了详细分析。接着分析测量误差与门限的选择。本章结尾将对设计的码跟踪环路进行仿真实验。

4.1 伪距与测距码相位

北斗卫星接收机对每颗卫星产生的基本测量单位为载波相位和伪距。伪距代表北斗卫星和接收机之间距离的近似值。北斗卫星信号接收器将尝试测量四颗卫星的范围，以及它们的位置数据传输时的位置。利用信息中的历书提供的卫星轨道参数，可以计算任何时间点的每个位置。每个卫星的伪距是通过将每个信号到达接收器所用的时间乘以光速得到的。但由于测量时间不可避免地会有精度误差，所以使用了伪距这个术语。然而，在大多数卫星接收机中，用于定时的石英振荡器最多只能精确到 1ppm。这意味着如果时钟一周内没有被修正，那么距离误差将是巨大的。即使时钟被修正，一秒钟后误差也可能达到数百米。幸运的是，在北斗卫星接收机中，时钟的时间被用来同时测量几个不同卫星的距离，因此所有测量范围都有相同的误差。具有相同错误的范围称为伪范围。通过寻找第四颗卫星的伪距，也可以估计时间误差。

伪距包括了：北斗时和钟面时的偏移、北斗时和导航卫星时钟的偏差以及北斗卫星和接收机的距离。从计算角度来说，几何距离的表达式为：

$$r = c(T_r - T_t) = c\Delta t \quad (4.1)$$

式中， c 为光速， T_r 为接收机在接收到信号的北斗时， T_t 为发射信号时刻的北斗时； Δt 表示接收机钟面时与北斗时之间的差值。

伪距表达式为：

$$\begin{aligned} \rho &= c[(T_r + \delta t_u) - (T_t + \delta t_s)] \\ &= c[(T_r - T_t) + (\delta t_u - \delta t_s)] \\ &= r + c(\delta t_u - \delta t_s) \end{aligned} \quad (4.2)$$

δt_s 表示北斗时与卫星钟面时的差值， δt_u 表示接收机钟面时与北斗时之间的钟差，差值的正负由时间超前或者滞后决定。在北斗三号导航系统中，地面控制站会向卫星反馈的信息为计算卫星时钟与北斗之间的偏差校正信息，并通过卫星发送到用户所使用的接收机。因为在式(4.2)中有四个变量的值未给出，因此想要确定卫星信号接收机的位置，需要获得四个不同卫星发出的信号。接收到卫星信号之后，通过解码得到的伪随机码相位可以计算出接收机与卫星之间的伪距。码相位表示接收机接收到信号的时时刻伪码在周期性伪码中所处的位置，其值在 0~10230 码片之间，在大部分情况下，码相位的值不是整数。图 4.1 给出了出码相测量过程。

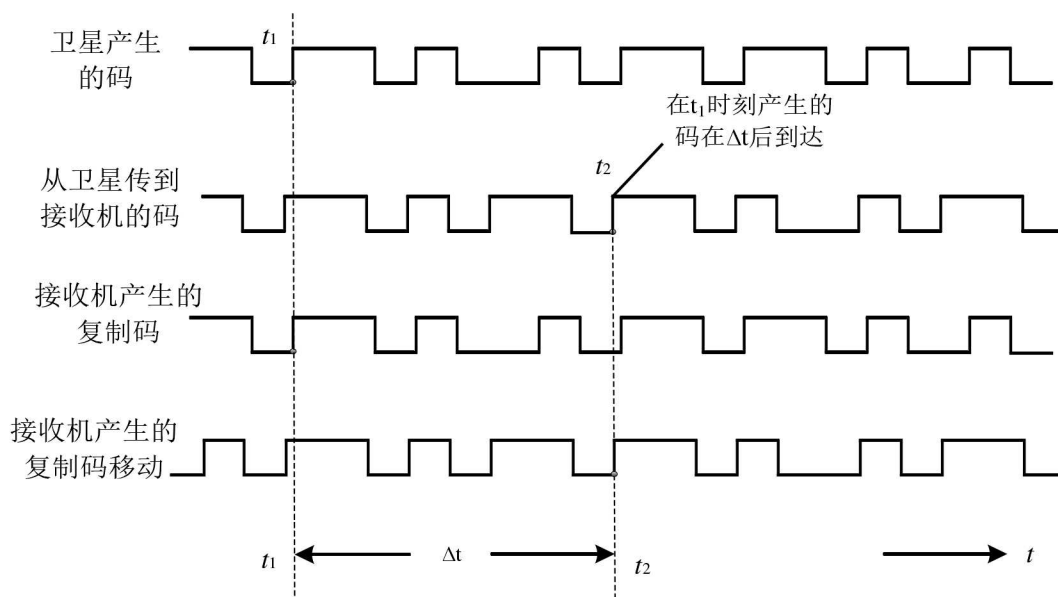


图 4.1 测量码相位过程产生的码

如图 4.1, 在卫星时钟 t_1 时生成的码经过 Δt 时间的传播后在 t_2 时被传送到卫星信号接收机。在 t_2 时刻, 接收机会拷贝与接收信号相同的伪随机码, 直到生成的码与由卫星生成的伪随机码相关值达到峰值为止。接收机在测量伪随机码相并将接收到的信号同步到子帧之后, 可获得卫星时钟发送信号时间 t_1 , 计算信号的传送时长 Δt , 并乘以光速来计算接收器和卫星之间的伪距。如果在同一时间使用至少四个不同的可见卫星的伪距离测量值, 则接收机可以实现三维绝对定位和定时。

4.2 延迟锁定环路设计

如图 4.2 所示为延迟锁相环结构图, $s(n)$ 代表数字中频信号, $s(n)$ 与 \sin 和 \cos 信号相乘将中频信号剥离产生 I、Q 两路信号, I、Q 两路信号分别与 E、P 和 L 路信号进行相关运算得到 I_E 、 I_P 、 I_L 、 Q_E 、 Q_P 和 Q_L 六路信号, 相关运算的计算过程是先相乘, 再把得到的乘积进行累加即可。累加的目的是为了提高信号的信噪比, 将之前得到的六路信号经过相干积分的积分-清除处理。

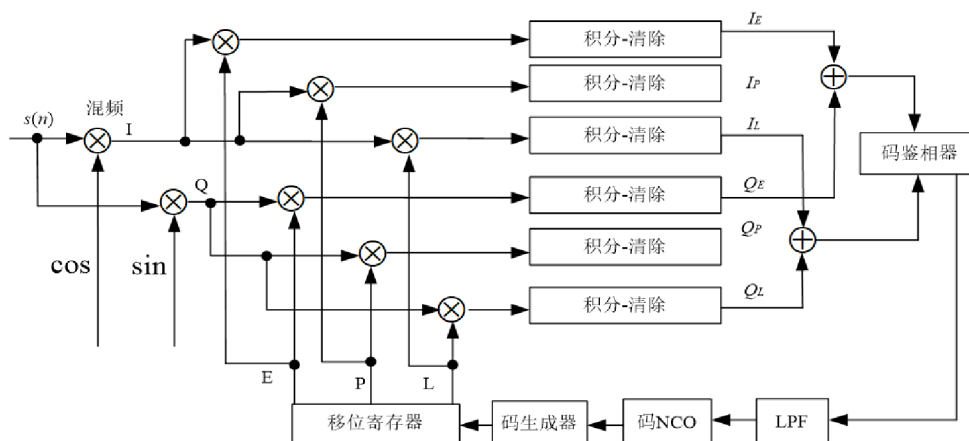


图 4.2 延迟锁相环结构

在第 2 章中已经分析过，北斗三号的卫星测距码有良好的自相关特性，在信号进入码环时，首先本地码产生器会对于跟踪的卫星所发送的一定延迟的伪代码序列进行复制，输入信号经由相关器乘以本地产生的伪代码，然后进行码相识别。鉴相器的作用是在接下来去检测相关结果大小是否达到峰值，由此估计本地复现码和输入信号码的相位差；把获得的相位差进行低通滤波，滤除高频噪声后的信号被传送到数控振荡器，向伪代码生成器输出复制伪代码的频率和相位，以不断的反馈进行调整，最终完全对齐复制代码和输入代码的相位。

码跟踪环主要是通过延迟锁相环实现的，其用于跟踪两个相关波形的延迟差的最好的选择。通过复制超前、滞后、当前的三个本地码来执行相关运算，以确定复制码和输入信号之间的相关结果是否达到峰值，并分别用 E、P、L 来表示编码。其从先到后的顺序为：E、P、L，最终目的是 P 码相位与输入信号号码的相位匹配，将多个支路的相关结果进行比较，可以从相关系数推断出主峰前端位置。

在延迟锁相环中，运算之后得到的六路信号为：

$$I_E(n) = aD(n)R(\Delta\tau_n + \delta) \frac{\sin(\omega_e T_{coh}/2)}{\omega_e T_{coh}/2} \cos(\omega_e t_{n-1} + \omega_e T_{coh}/2 + \varphi_e) + n_i(n) \quad (4.3)$$

$$I_P(n) = aD(n)R(\Delta\tau_n) \frac{\sin(\omega_e T_{coh}/2)}{\omega_e T_{coh}/2} \cos(\omega_e t_{n-1} + \omega_e T_{coh}/2 + \varphi_e) + n_i(n) \quad (4.4)$$

$$I_L(n) = aD(n)R(\Delta\tau_n - \delta) \frac{\sin(\omega_e T_{coh}/2)}{\omega_e T_{coh}/2} \cos(\omega_e t_{n-1} + \omega_e T_{coh}/2 + \varphi_e) + n_i(n) \quad (4.5)$$

$$Q_E(n) = aD(n)R(\Delta\tau_n + \delta) \frac{\sin(\omega_e T_{coh}/2)}{\omega_e T_{coh}/2} \sin(\omega_e t_{n-1} + \omega_e T_{coh}/2 + \varphi_e) + n_q(n) \quad (4.6)$$

$$Q_P(n) = aD(n)R(\Delta\tau_n) \frac{\sin(\omega_e T_{coh}/2)}{\omega_e T_{coh}/2} \sin(\omega_e t_{n-1} + \omega_e T_{coh}/2 + \varphi_e) + n_q(n) \quad (4.7)$$

$$Q_L(n) = aD(n)R(\Delta\tau_n - \delta) \frac{\sin(\omega_e T_{coh}/2)}{\omega_e T_{coh}/2} \sin(\omega_e t_{n-1} + \omega_e T_{coh}/2 + \varphi_e) + n_q(n) \quad (4.8)$$

在式(4.3)至(4.8)中， $R(\cdot)$ 表示归一化的相关函数， a 代表幅值， $\Delta\tau_n$ 表示输入码与 P 码的相位差值， D 代表导航数据， ω_e 是本地载波和输入载波之间的频率差值， φ_e 代表输入与本地载波之间的相位差值， n_i 代表 I 路的噪声， n_q 表示 Q 路的噪声，本小节假设 n_q 全部是高斯白噪声。 δ 表示 L、P 和 Q 之间的时间间隔。

4.3 相干与非相干积分比较

在规定的积分时间内积分 I 分支和 Q 分支中的信号并且把积分得到的结果进行输出，与直接把两路信号混合不同，将该积分称为相干积分，将对应的积分时间称为相干积分时间 T_{coh} 。

高频噪声在通过相干积分后可以被成功地过滤，以此来提高信噪比，但是通过方程(4.3)至方程

(4.8)可以看出, 不仅涉及 $R(\cdot)$ 的大小不是影响相干积分值的大小的唯一因素, 频率误差 ω_e 和相位误差 ϕ_e 也会对相干积分结果产生影响。在接收机进行工作时, 载波环和码环同时工作, 在还未能稳定跟踪信号之前, 相位误差与频率误差不是零, 同时也不是一个确定值的可能性高, 输入信号的能量在 I 分支或 Q 分支中随机分散。由于仅基于 I 分支上的相干积分值或 Q 分支上的相干积分值, 编码无法检测到可靠的相关值的大小, 因此只基于一路的积分值很容易发生失锁现象, 造成不能成功跟踪码相位的局面。

载波环相位测量的误差时常存在, 为了减少误差对测量结果的干扰, 码跟踪环通常使用非相干方法的延迟锁定来检测相关结果。将应于 E、P、L 的分支的 I、Q 的两个相干积分值相乘后相加, 以此来求得伪码的自相关功率, 该结果的平方根是自相关振幅值。L 与 E 支路的自相关幅值表示为式 (4.9)、(4.10):

$$E(n) = \sqrt{I_E^2(n) + Q_E^2(n)} \quad (4.9)$$

$$L(n) = \sqrt{I_L^2(n) + Q_L^2(n)} \quad (4.10)$$

自相关振幅不受相位误差的正余弦值与载波的频率不精准误差影响, 并且增强码环的跟踪能力, 并且从相关振幅中 $D(n)$ 是作为绝对值呈现, 因此码跟踪环不再限于导航数据比特跳跃。由此, 导频接收机在相干积分后能够进行长时间的相干积分。

非相干积分是码跟踪环路进一步累积 N 个自相关振幅的结果:

$$E = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N E(n) \quad (4.11)$$

$$L = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N L(n) \quad (4.12)$$

公式(4.11)和(4.12)表示的结果(自相关幅值)是选取的非相干积分的个数 N 正好是 1 时的特殊情况。非相干积分可以进一步提高基于相干积分的信噪比, 同时非相干积分可以通过软件来实现, 因为非相干积分的数据输入率较低, 而相干积分要实现必须满足的条件为数据输入率必须达到一定的阈值。因为输入率高, 输入率的值必须大于 1kHz, 只能用硬件进行相干积分的积分-消除操作。在本论文中, 码跟踪环采用了积分个数 N 取 1, 相干积分时间取 1ms。

4.4 码跟踪鉴相方法的比较

在码跟踪环路中, 在前面的内容中提到会产生 E、L 和 P 三路信号, 码环鉴别器在收到三路信号的相干积分结果之后, 会先会它们进行非相干积分, 利用得到的自相关幅值上的采样点估算出码相位差异。如果输入信号的伪和本地复制码的相位相等, 则相关器的自相关值会达到最高峰, 如果码相差较大, 则在超过一个码片的情况下生成的相关值非常的小。因为码环的自相关函数为偶数函数, 因此只能判别自相关数是否同步, 因为无法判别是领先还是滞后性, 因此在码环中会生成三个本地测距码。码跟踪环的相位识别器是根据相关值的大小输出结果, 其能够正确反映输入信号的伪

码相位和本地码的差的误差控制信号。在获得三路信号输出的相干积分结果后，码鉴相器首先将它们积分，使用积分值 E、P、L 估计码相位差，并使用输入信号的伪代码的开头本地码的相位。

输入信号与本地复现码之间的自相关幅值对应关系如图 4.3 所示^[8]

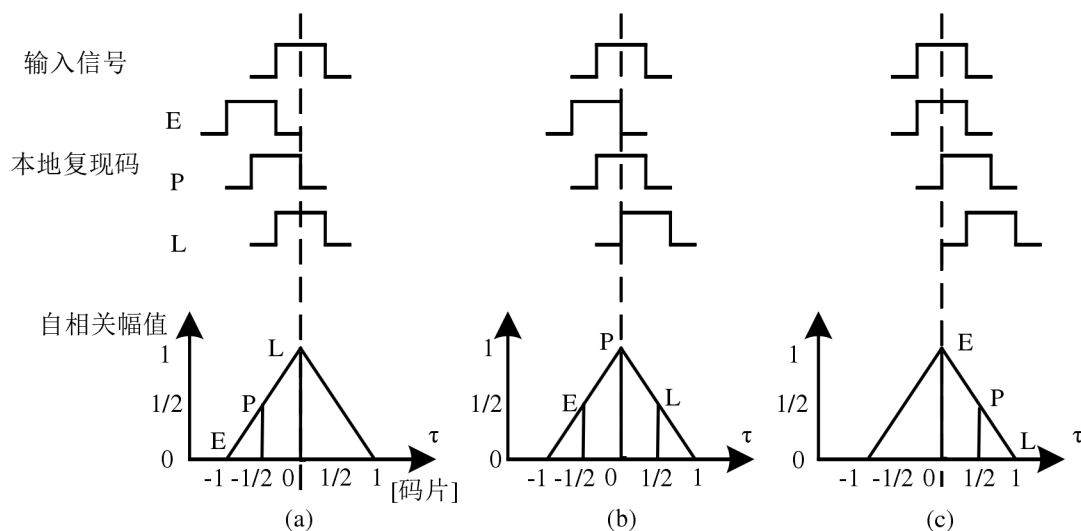


图 4.3 不同输入信号与三路本地复现码之间的自相关幅值

如图 4.3 所示， τ 表示本地复现码与伪码的相位差值，图 4.3(a)、4.3(b)和 4.3(c)分别表示了三种不同的输入信号情况下的自相关幅值的不同。

图 4.3(a)中，L 支路的自相关幅值最大，P 支路的自相关幅值次之，E 支路的之相关幅值最小，表明输入信号的相位与 L 支路的相位最接近，因此输入信号滞后于本地信号，需要减小本地码的码相位。

图 4.3(b)中，P 支路的自相关幅值最大表明输入信号的相位与 P 支路的相位最接近，此时本地复制码与输入码相位同步。

图 4.3(c)中，E 支路的自相关幅值最大，P 支路的自相关幅值次之，L 支路的之相关幅值最小，表面输入信号的相位与 E 支路的相位最接近，因此输入信号超前于本地信号，需要增加本地码的码相位。

在码跟踪环路中，鉴相器的作用是以输入码与本地码之间的相位差为基础，通过反馈的方式来调节数控振荡器。数控振荡器是一种数字信号发生器，它产生同步(即时钟)、离散时间、离散值的波形表示，通常是正弦波形。数控振荡器通常配合输出端的数模转换器一起使用，以创建直接数字合成器。在灵活性、准确性、稳定性和可靠性方面，数控振荡器比其他类型的振荡器有几个优势。数控振荡器用于许多通信系统，包括 3G 无线和软件无线电系统中使用的数字上/下转换器、数字锁相环、雷达系统、光或声传输驱动器。常见的延迟锁相环的鉴相算法如下：

实现码相位的调整，常用的 DLL 鉴相算法有以下四种：

(1)非相干超前减滞后幅值法：其计算公式为式(4.13)，这是使用的最多的鉴别算法。

$$\Delta\tau = \frac{1}{2}(E - L) \quad (4.13)$$

对(4.13)式进行归一化处理可以得到式(4.14)：

$$\Delta\tau = \frac{1}{2} \frac{E - L}{E + L} \quad (4.14)$$

在使用非相干超前减滞后幅值法的情况下，当在输入相位的误差在正负半个码片之内的时候，码跟踪环路的效果能达到要求，在归一化的情况下，原本鉴相结果幅值所具有的敏感性和易变性得到了减弱，在信号强度不稳定的情况下，码跟踪环路也可以完成任务；非相干超前减滞后幅值法所具有的最大的缺点是运算量比较大，因此在使用此算法的时候通常取近似值。

(2)非相干超前减滞后功率法：计算公式为式(4.15)，其原理是取超前和滞后支路上积分功率的差值。

$$\Delta\tau = \frac{1}{2} \frac{E^2 - L^2}{E^2 + L^2} \quad (4.15)$$

与非相干超前减滞后幅值法相比，本算法的最大优势在于可以免去开根号的操作，因此在计算的复杂度上进行了很大程度的降低，非相干超前减滞后功率法的本质是对于码相位调整，使得 L 支路和 E 支路信号的功率相同。由于功率和幅值的曲线不完全相等，因此在降低复杂度的同时，此种算法的误差也大大增加。

(3)似相干点积功率法：其表达式为式(4.16)，此算法不采用非相干积分结果，创新点在于只需要利用 L、P 和 E 三条支路上的相干积分值就可以进行鉴别。

$$\Delta\tau = \frac{1}{4} \left(\frac{I_E - I_L}{I_P} + \frac{Q_E - Q_L}{Q_P} \right) \quad (4.16)$$

似相干点积功率法的特点在于，在已介绍过的三种算法中，这种算法的复杂度最小，然而需要的相关器的对数从两对增加为三对^[37]

(4)相干点积功率法：其表达式为式(4.17)，此算法的理论依据为，当锁相环工作在稳态时，I 支路上具有信号的所有功率，同时 Q 支路的功率应当约等于 0。

$$\Delta\tau = \frac{1}{4} \frac{I_E - I_L}{I_P} \quad (4.17)$$

相干点积功率法的计算复杂度最小，然而使用这种算法需要具有一定的前提，即需要载波环处于稳定跟踪状态，在这种情况下 I 支路近似具有输入信号的全部功率，不满足条件的时候，Q 支路功率将不会运用于计算，这种算法的准确程度会下降。

如图 4.4 为其中三种鉴相器算法的比较，由仿真图像可得知，从线性角度而言，单位化的非相干超前减滞后幅值法的效果最好，接下来是单位化的相干点积功率法，单位化的非相干超前减滞后功

率法的线性度最差。结合本论文主要研究的北斗 B2a 频段信号的特点，本次研究决定采用非相干超前减滞后幅值算法。

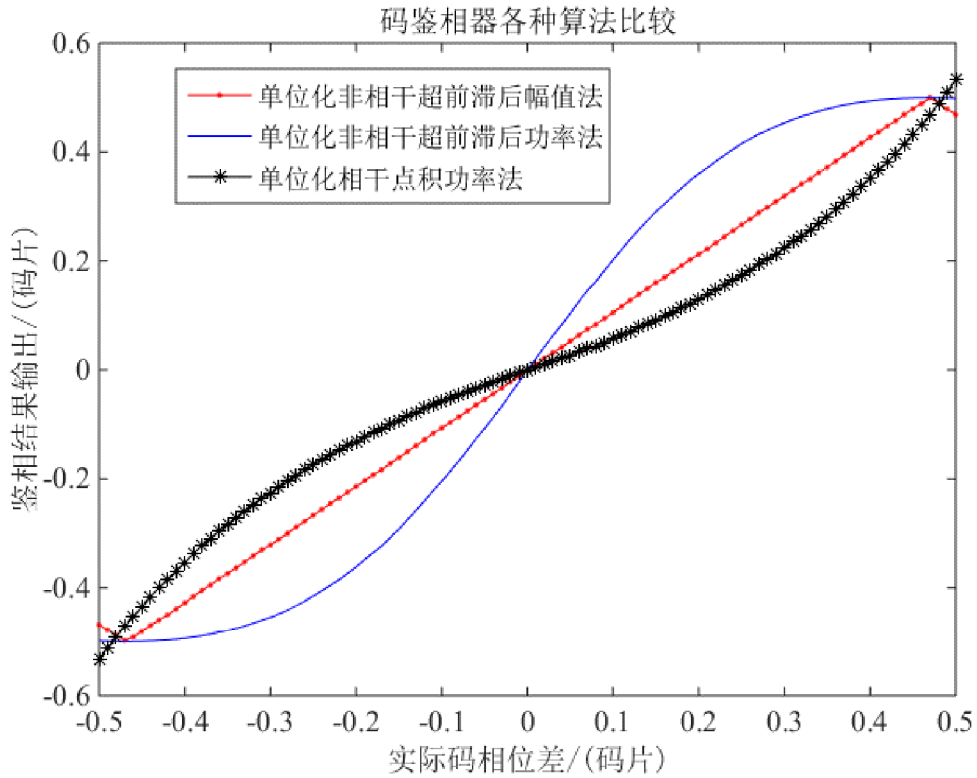


图 4.4 不同鉴相器算法比较

4.5 相关器间距设计

在码跟踪环路工作期间，载波环的作用是剥离输入信号中的多普勒频移与载波，在工作过程中，码环相比之下不太容易受到动态环境的影响。因此，在载波环可以稳定工作的前提下，码环所受到的动态应力影响就可以忽略不计，所以码跟踪环路的误差主要是基于热噪声的码相位抖动所造成的。

如果不将多径效应和其它干扰噪声纳入考虑范围，则码跟踪环路门限阈值的经验估计方法为式 (4.18)：

$$3\sigma_{DLL} = 3\sigma_{iDLL} + R_e \leq d \quad (4.18)$$

式中， σ_{iDLL} 代表热噪声的均方差， σ_{DLL} 代表测量出相位误差的均方差， d 表示相关器的间距， R_e 代表码环在动态情况下产生的误差。所选择鉴相法的牵入范围为 $2d$ ，式 4.18 中所使用的单位全部为码片。

其中 σ_{iDLL} 的计算公式为：

$$\sigma_{iDLL} = \begin{cases} \sqrt{\alpha D \left(1 + \frac{2\beta}{2-D}\right)} & D \geq \frac{\pi}{\gamma} \\ \sqrt{\alpha \left(\frac{1}{\gamma} + \frac{\gamma}{\pi-1} \left(D - \frac{1}{\gamma}\right)^2\right) \left(1 + \frac{2\beta}{2-D}\right)} & \frac{1}{\gamma} < D < \frac{\pi}{\gamma} \\ \sqrt{\frac{\alpha}{\gamma} (1+\beta)} & D \leq \frac{1}{\gamma} \end{cases} \quad (4.19)$$

式(4.19)中的参数表达式为:

$$\alpha = \frac{B_{L_DLL}}{2 \cdot C / N_0} \quad (4.20)$$

$$\beta = \frac{1}{T_{coh} \cdot C / N_0} \quad (4.21)$$

$$\gamma = B_{fe} \cdot T_c \quad (4.22)$$

上述公式中, D 代表相邻相关器的间隔, $D=2d$, B_{L_DLL} 表示环路带宽, T_{coh} 代表积分时间长度, B_{fe} 表示射频前端的频带宽度, T_c 表示码片宽。由式(4.19)至式(4.22)可知, 积分使用的时间越长, 噪声的带宽越窄, 信噪比越强, 相关器之间的间距越短, σ_{iDLL} 的值越小。

图 4.5 是在码环的环路带宽 B_{L_DLL} 为 2Hz, 码宽 T_{coh} 取 1ms 以及 γ 取 4 的条件下, 得到的噪声均方差在相关器间距不同的情况下与载噪比的关系。

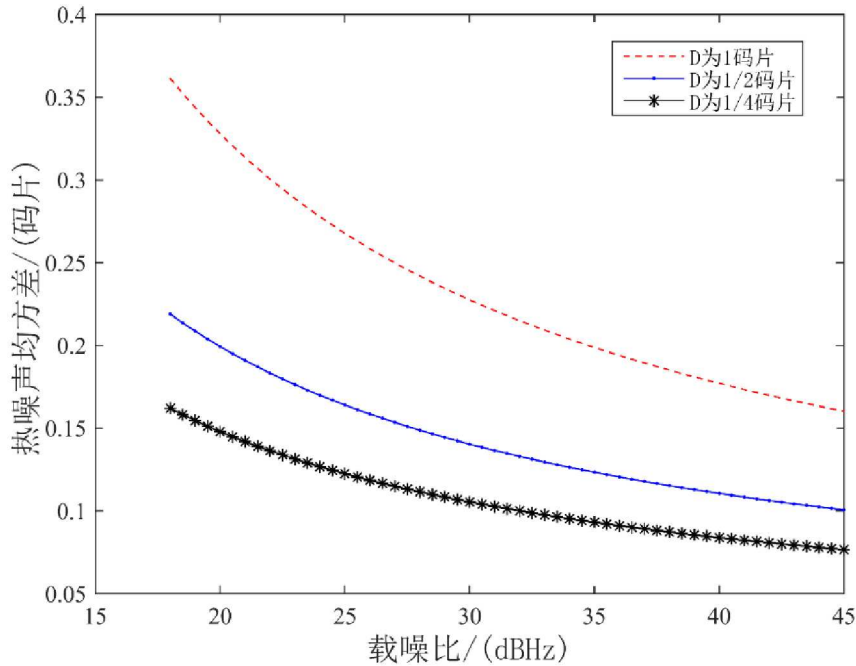


图 4.5 热噪声均方差

通过 Matlab 仿真得到的图像可以看出, 在一定范围内, 减小相关器的间距可以减小噪声, 减小的数值同时受到射频前端带宽的影响。如果带宽很小, 那么伪码的中高频部分的信号有一部分会被

滤除造成信息的丢失。为了避免这种情况，若是选择窄的相关器间距则需要宽的前端射频带宽来配合工作。非相干超前减滞后幅值算法的工作牵入范围为 $-d$ 至 d ，并且因为相关器间距为 $D = 2d$ ，因此 D 的值假设减小，在环路中的码环鉴相器的牵入范围也会随着相关器间距的缩小而变窄，如果碰到环路的输入码相位差在牵入范围外的情况会导致环路失锁。正常情况下，相关器间距取值为1码片，那么鉴相器的牵入范围则相对应为 $-1/2 \sim 1/2$ 码片。

4.6 北斗三号 B2a 信号码跟踪环路仿真

本节将对北斗三号 B2a 信号码跟踪环路进行 Matlab 仿真，并对仿真结果进行分析。参数设置：载噪比为 $40\text{dB}\cdot\text{Hz}$ ，射频前端带宽是码率的4倍；相关器间隔 d 为1/2码片，跟踪环路带宽 $_{DLL}=2\text{Hz}$ ；具有载波环辅助。最大跟踪时间长度为5000ms。

(1) 假设多普勒频移 2000Hz ，在捕获完成后，多普勒频率差值设置为 0.2Hz ；码初始相位差设为 0.4 码片；导航数据码码宽为 2ms ，在初始状态下，输入信号中伪码与导航数据码对齐。如图 4.6 所示为仿真结果。

(2) 假设多普勒频移 2000Hz ，并具有加速度为 2m/s^2 ，刚进入跟踪阶段时多普勒频率差值设置为 0.2Hz ；频差变化率为 0.02Hz/s ；初始相位差设为 0.4 码片；导航数据码码宽为 2ms 在初始状态下，输入信号中伪码与导航数据码对齐。如图 4.7 所示为仿真结果。

由图 4.6 以及图 4.7 所知，码跟踪环设定的相位误差测量精度门限值为 $1/3d$ ，即 $1/6$ 码片，在考虑多普勒频移以及频率动态变化的环境里，上述的码跟踪环结构的仿真结果相位跟踪精度可以达到所预期的相位测量精度的门限值，符合要求。

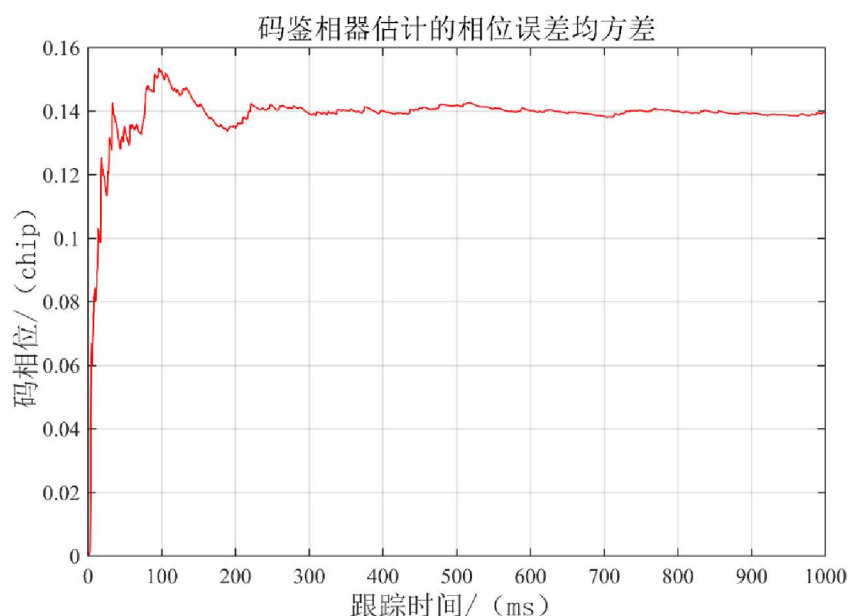


图 4.6 多普勒频差为 0.2Hz ；初始相位差为 0.4 码片时相位误差均方差

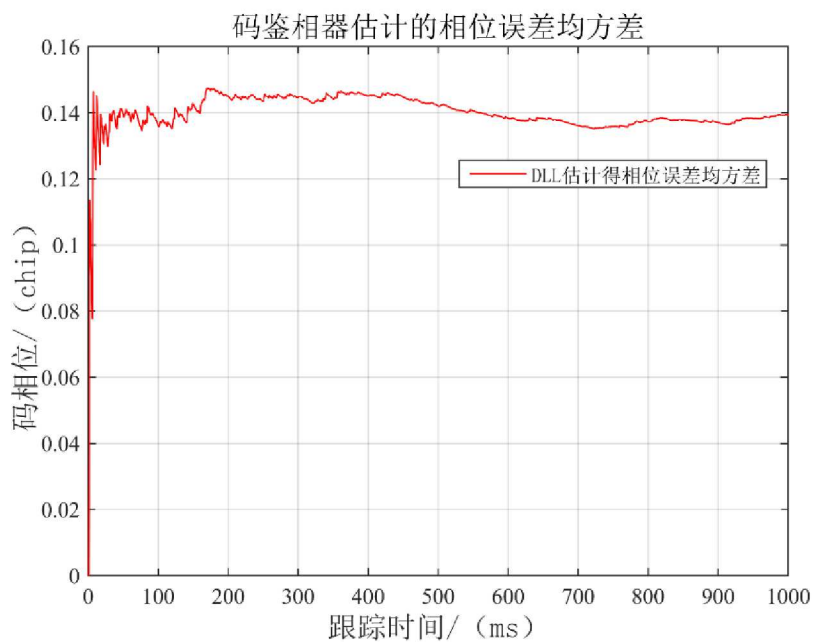


图 4.7 多普勒频差为 0.2Hz；频差变化率为 0.02Hz/s；初始相位差为 0.4 码片时相位误差均方差

4.7 本章小结

本章首先分析了伪码相位与伪距之间的关系，以及测定伪距的原理，然后从整体分析了码跟踪环的组成结构，对于延迟锁相环进行了详细介绍，研究了码跟踪环中的积分清除模块，并且对比了不同的鉴相算法，分析了相关器间距。然后设计了整体的跟踪结构为载波跟踪辅助码跟踪环。最后对于整体的码跟踪环路性能进行了仿真测试，符合所预期的要求。