

一种串联结构数字载波环及其Z域噪声性能分析

韩孟飞,王永庆,吴嗣亮,罗海坤

(北京理工大学信息与电子学院,北京 100081)

摘 要: 提出一种具有串联环路结构的新型数字载波跟踪环,以解决极低载噪比下高动态载波信号的跟踪问题.在输入加性高斯白噪声假设下,通过建立具有一定通用性的Z域全相位模型,对新型载波环的噪声跟踪性能进行了理论分析,推导出相位噪声方差的计算通式.根据新型载波环的具体实例,验证了理论分析结果的正确性.基于上述分析结果,对新型载波环完成了参数优化,并对其与传统载波环进行了性能比较.结果表明,在极低载噪比高动态条件下,新型载波环跟踪性能优于传统载波环.所得结论可用于评估新型载波环的噪声跟踪性能或指导其环路设计.

关键词: 载波跟踪;串联载波环;加性高斯白噪声;Z域全相位模型;相位噪声方差

中图分类号: TN913.6 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2013) 02-0307-07

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.3969/j.issn.0372-2112.2013.02.016

A Series-Connection Structure Digital Carrier Tracking Loop and Analysis of Its Noise Performance in Z Domain

HAN Meng-fei, WANG Yong-qing, WU Si-liang, LUO Hai-kun

(School of Information and Electronic, Beijing Institute of Technology, Beijing 100081, China)

Abstract: A carrier tracking loop with series-connection structure is proposed to solve the tracking problem of carrier signal. The loop's universal phase model is established in Z domain to analyze its tracking performance in the case of AGWN (Additive Gauss White Noise) input, and a general formula is derived for calculating variance of phase tracking noise. The theory analysis results are verified via a specific instance of new loop. Based on the above analysis results, the loop's optimization and the comparison between the traditional and the proposed loop are done, which shows that the proposed is superior to the traditional loop under the condition of high dynamic and very low CNR (Carrier to Noise Ratio). The conclusion can be used to evaluate the receiver's tracking performance or design loop.

Key words: carrier tracking; series-connection carrier tracking loop; AGWN; phase model in Z domain; variance of phase noise

1 引言

在深空背景下,地面站接收机的接收信号载噪比极低、动态极高^[1].为了跟踪接收信号中的高动态成分,传统基于单一锁相环(Phase-Locked-Loop, PLL)的载波跟踪环必须增大环路带宽,但这样会造成输出热噪声误差增大.当载噪比较低时,鉴别器的非线性影响加剧,热噪声误差容易超出环路跟踪门限,引起环路失锁.针对传统PLL在动态和噪声性能之间的上述矛盾,较常见的解决途径是采用锁频环(Frequency-Locked-Loop, FLL)辅助PLL完成载波跟踪.在极低载噪比条件下,由于积分时间较长,上述环路对频率变化率等更高阶动态的跟踪能力仍然十分有限^[2,3].

载波环跟踪性能是接收机设计中的关键指标,因此对环路跟踪性能进行分析是接收机设计的基础.环路的热噪声性能是衡量其工作性能优劣的重要指标^[4],它直接影响环路的跟踪精度和跟踪门限,因此有必要对其深入研究.当前的数字环路设计,普遍是将设计成熟的模拟环路映射到数字域实现,其噪声性能分析结论是根据模拟环路原型在S域分析得到,当环路周期较长时不再适用于数字环路^[5,6].因此,有必要直接建立Z域模型并分析其噪声性能.与分析确定信号不同,由于噪声的类型复杂多变、非线性以及分布和统计特性的不确定性,使得环路噪声性能的分析相对困难,难以定量研究^[4].一般在满足某种假设前提下,近似采用线性系统方法进行研究.现有文献中,单一PLL的热噪声性能分

析方法已较为成熟^[6~10],但是关于组合类环路噪声跟踪性能的研究还比较少.文献[11]通过仿真对 FLL 串联 PLL 载波环的噪声性能进行了定性分析.文献[12]对一种特定实现的 FLL 辅助 PLL 载波环的噪声性能进行了定量推导,所得结论适用范围较窄.因此进一步研究适用范围更广,更具普遍意义的规律和结论,对于指导环路设计意义重大.

本文将在传统 FLL 辅助 PLL 载波环基础上,对环路结构加以改进,增加专门用于跟踪频率变化率的环路,提出一种具有新型环路结构的数字载波跟踪环.然后,在输入加性高斯白噪声(Additive Gauss White Noise, AGWN)的假设下,建立新型载波环的 Z 域全相位模型,基于该模型分析其热噪声跟踪性能,并通过一个具体实例验证上述分析.此外,基于理论分析所得结果,对新型载波环完成参数优化,并与传统载波环进行性能比较.

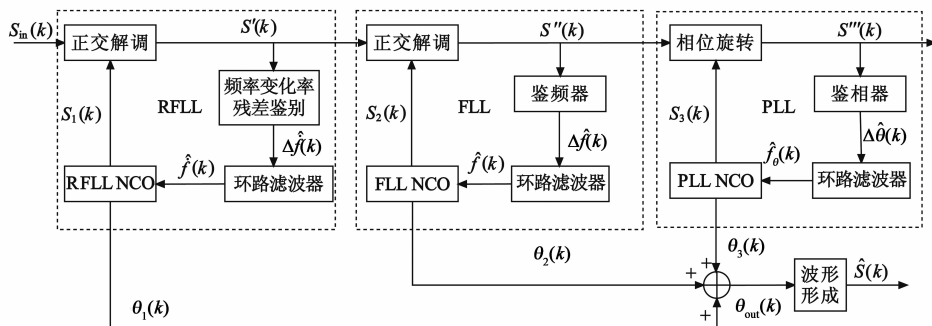


图1 新型载波跟踪环的工作原理

由图 1 可知,新型载波环由 RFL、FLL、PLL 三个环串联构成,RFL 的输入是接收信号 $S_{in}(k)$,FLL、PLL 的输入分别是其前级环路的误差信号.每个环的 NCO 分别产生本地信号 $S_1(k)$ 、 $S_2(k)$ 、 $S_3(k)$,反馈给各自的正交解调模块,与相应的输入信号比较后产生环路误差信号 $S'(k)$ 、 $S''(k)$ 、 $S'''(k)$.当各个环路均入锁后,提取各环本地 NCO 相位 $\theta_1(k)$ 、 $\theta_2(k)$ 、 $\theta_3(k)$,求和即为新型载波环本地再生相位 $\theta_{out}(k)$,进而得到再生载波信号 $\hat{S}(k)$,至此完成载波跟踪.图 1 中, $\Delta\hat{f}(k)$ 、 $\Delta\hat{f}(k)$ 、 $\Delta\hat{\theta}(k)$ 分别为各环残差鉴别结果, $\hat{f}(k)$ 、 $\hat{f}(k)$ 、 $\hat{f}_\theta(k)$ 分别为各环环路滤波器输出.对于接收信号 $S_{in}(k)$,不考虑数据和伪码的调制,其表达式可简化为

$$S_{in}(k) = S(k) + N(k) = A \cdot e^{j\theta_{in}(k)} + N(k) \quad (1)$$

其中 $\theta_{in}(k)$ 为 k 时刻的载波信号相位, A 为载波幅值, $N(k)$ 为加性高斯白噪声序列.

3 新型载波环的 Z 域相位模型

影响环路性能的噪声源有很多^[4],对这里讨论的接收机载波跟踪环路而言,主要考虑随输入信号进入接收机的 AGWN.下面建立 AGWN 输入假设下的环路相

2 新型载波环的工作原理

本文提出的新型载波环,是在传统 FLL 辅助 PLL 载波环的基础上,增加了频率变化率锁定环路(Rate of Frequency Locked Loop, RFL).RFL 专门用于跟踪频率变化率动态,其环路结构与传统 FLL、PLL 相似,包括正交解调、鉴别器、环路滤波器、数控振荡器(Numerical Controlled Oscillator, NCO)等四部分.其中,RFL 鉴别器的作用是估计频率变化率跟踪残差,其余三部分工作原理与传统 FLL^[4]相似,区别仅在于 RFL 的跟踪对象为频率变化率,而 FLL 跟踪对象为频率.新型载波环中后面两个环为传统的 FLL 和 PLL,其具体工作原理参见文献[4].这里把增加 RFL 后所得的新型载波跟踪环称作“RFL + FLL + PLL 数字串联载波跟踪环”(以下简称“新型载波环”),其工作原理如图 1 所示.

位模型.

相比输入为纯载波信号 $S(k)$ 的情况,加性输入噪声 $N(k)$ 对 RFL、FLL、PLL 的影响,是使得各环鉴别结果中分别叠加上鉴别噪声,即频率变化率鉴别噪声 $N_{\Delta f}(k)$ 、鉴频噪声 $N_{\Delta f}(k)$ 、鉴相噪声 $N_{\Delta\theta}(k)$.根据图 1 中各环鉴别器和 NCO 的工作原理,分别建立其 Z 域数学模型,最终可得 AGWN 输入下新型载波环的 Z 域全相位线性化模型,如图 2 所示.

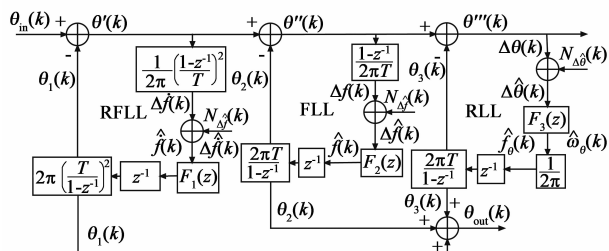


图2 新型载波跟踪环的Z域全相位数学模型(AGWN输入下)

图 2 中, $\theta'(k)$ 、 $\theta''(k)$ 、 $\theta'''(k)$ 分别为 RFL、FLL、PLL 的相位跟踪误差, $\Delta\hat{f}(k)$ 、 $\Delta f(k)$ 、 $\Delta\theta(k)$ 分别为各环的环路残差. $(1-z^{-1})/T$ 、 $T/(1-z^{-1})$ 分别为 Z 域一次微分和积分环节(T 为环路周期), z^{-1} 为从滤波器输出到

NCO 更新的一个环路周期延迟,这里鉴别器增益均归一化为 1. 考虑到实际中常见环路一般不超过 3 阶^[4],这里环路滤波器设计为系数可调的 3 阶通用数字滤波器,在特定参数下它可以退化为 2 阶或 1 阶滤波器. RFL、FLL、PLL 的环路滤波器传递函数 $F_1(z)$ 、 $F_2(z)$ 、 $F_3(z)$ 分别为

$$F_1(z) = \left[a_1 + \frac{a_2 T}{1 - z^{-1}} + \frac{a_3 T^2}{(1 - z^{-1})^2} \right] \cdot \frac{T}{1 - z^{-1}} \quad (2)$$

$$F_2(z) = \left[b_1 + \frac{b_2 T}{1 - z^{-1}} + \frac{b_3 T^2}{(1 - z^{-1})^2} \right] \cdot \frac{T}{1 - z^{-1}} \quad (3)$$

$$F_3(z) = c_1 + \frac{c_2 T}{1 - z^{-1}} + \frac{c_3 T^2}{(1 - z^{-1})^2} \quad (4)$$

其中 $a_i (i=1,2,3)$ 、 $b_i (i=1,2,3)$ 、 $c_i (i=1,2,3)$ 分别为各环数字滤波器系数. 图 2 中其它物理量的含义同图 1.

4 新型载波环的噪声性能分析

4.1 相位跟踪误差分析

由图 2 可知,新型载波环相位跟踪误差即输入相位与本地再生相位之差,即有

$$\Delta\theta(k) = \theta_{in}(k) - \theta_1(k) - \theta_2(k) - \theta_3(k) = \theta''(k) \quad (5)$$

进一步推导,可得 $\Delta\theta(k)$ 与输入相位 $\theta_{in}(k)$ 及各环鉴别噪声 $N_{\Delta f}(k)$ 、 $N_{\Delta f}(k)$ 、 $N_{\Delta\theta}(k)$ 的定量关系,具体如下

$$\begin{aligned} \Delta\theta(k) = & [1 - H_3(z)][1 - H_2(z)][1 - H_1(z)] \cdot \theta_{in}(k) \\ & - [1 - H_3(z)][1 - H_2(z)]H_1(z) \cdot 2\pi \left(\frac{T}{1 - z^{-1}} \right)^2 \cdot N_{\Delta f}(k) \\ & - [1 - H_3(z)]H_2(z) \frac{2\pi T}{1 - z^{-1}} \cdot N_{\Delta f}(k) - H_3(z) \cdot N_{\Delta\theta}(k) \end{aligned} \quad (6)$$

其中 $H_i(z) (i=1,2,3)$ 分别为 RFL、FLL、PLL 的闭环传递函数,即有

$$H_i(z) = \frac{z^{-1}F_i(z)}{1 + z^{-1}F_i(z)}, i=1,2,3 \quad (7)$$

令式(6)中输入相位 $\theta_{in}(k) = 0$, 并对 $\Delta\theta(k)$ 取反,得到仅由输入加性噪声 $N(k)$ 引起的相位跟踪误差(这里称其为“相位跟踪噪声”)为

$$\begin{aligned} \Delta\theta(k) = & H_{nf}(z) \cdot N_{\Delta f}(k) + H_{nf}(z) \cdot N_{\Delta f}(k) \\ & + H_{n\theta}(z) \cdot N_{\Delta\theta}(k) \end{aligned} \quad (8)$$

其中 $H_{nf}(z)$ 、 $H_{nf}(z)$ 、 $H_{n\theta}(z)$ 分别为各环鉴别噪声 $N_{\Delta f}(k)$ 、 $N_{\Delta f}(k)$ 、 $N_{\Delta\theta}(k)$ 到 $\Delta\theta(k)$ 的传递函数,根据式(6)知其表达式分别为

$$H_{nf}(z) = [1 - H_3(z)][1 - H_2(z)]H_1(z) \cdot 2\pi \left(\frac{T}{1 - z^{-1}} \right)^2 \quad (9)$$

$$H_{nf}(z) = [1 - H_3(z)]H_2(z) \frac{2\pi T}{1 - z^{-1}} \quad (10)$$

$$H_{n\theta}(z) = H_3(z) \quad (11)$$

4.2 相位噪声方差的计算通式

由式(8)知,新型载波环的相位跟踪噪声 $\Delta\theta(k)$ 为 RFL、FLL、PLL 各环鉴别噪声的加权和. 考虑一般意义下 $N_{\Delta f}(k)$ 、 $N_{\Delta f}(k)$ 、 $N_{\Delta\theta}(k)$ 之间相关,根据随机信号分析理论,不难证明 $\Delta\theta(k)$ 的方差为

$$\begin{aligned} \sigma_n^2 = & \frac{1}{2\pi j} \oint_{|z|=1} |H_{nf}(z)|^2 \cdot S_{N_{\Delta f}}(z) \frac{dz}{z} + \frac{1}{2\pi j} \oint_{|z|=1} |H_{nf}(z)|^2 \\ & \cdot S_{N_{\Delta f}}(z) \frac{dz}{z} + \frac{1}{2\pi j} \oint_{|z|=1} |H_{n\theta}(z)|^2 \cdot S_{N_{\Delta\theta}}(z) \frac{dz}{z} \\ & + \frac{1}{\pi j} \oint_{|z|=1} H_{nf}(z) H_{nf}(z^{-1}) \cdot S_{N_{\Delta f} \Delta f}(z) \frac{dz}{z} + \frac{1}{\pi j} \oint_{|z|=1} \\ & H_{nf}(z) H_{n\theta}(z^{-1}) \cdot S_{N_{\Delta f} \Delta\theta}(z) \frac{dz}{z} \\ & + \frac{1}{\pi j} \oint_{|z|=1} H_{nf}(z) H_{n\theta}(z^{-1}) \cdot S_{N_{\Delta f} \Delta\theta}(z) \frac{dz}{z} \end{aligned} \quad (12)$$

其中, $S_{N_{\Delta f}}(z)$ 、 $S_{N_{\Delta f}}(z)$ 、 $S_{N_{\Delta\theta}}(z)$ 分别为鉴别噪声 $N_{\Delta f}(k)$ 、 $N_{\Delta f}(k)$ 、 $N_{\Delta\theta}(k)$ 的 Z 域功率谱密度, $S_{N_{\Delta f} \Delta f}(z)$ 、 $S_{N_{\Delta f} \Delta\theta}(z)$ 、 $S_{N_{\Delta\theta} \Delta\theta}(z)$ 分别为鉴别噪声两两之间的 Z 域互功率谱密度. Z 域功率谱密度和互功率谱密度的定义分别为

$$S_N(z) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} R_N(l) z^{-l} \quad (13)$$

$$S_{N_1 N_2}(z) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} R_{N_1 N_2}(l) z^{-l} \quad (14)$$

$R_N(l)$ 为噪声 $N(k)$ 的自相关函数, $R_{N_1 N_2}(l)$ 为噪声 $N_1(k)$ 、 $N_2(k)$ 之间的互相关函数.

式(12)给出了新型载波环相位噪声方差的计算通式. 该式适用于具有类似环路结构,但 RFL、FLL、PLL 鉴别和环路滤波算法可以不同的所有新型载波环. 因此,本节所得新型载波环的数学模型及噪声方差计算通式具有一定的普遍意义. 实际应用时,当已知新型载波环的具体实现后,可按照图 3 所示流程推导相位噪声方差的具体解析式.

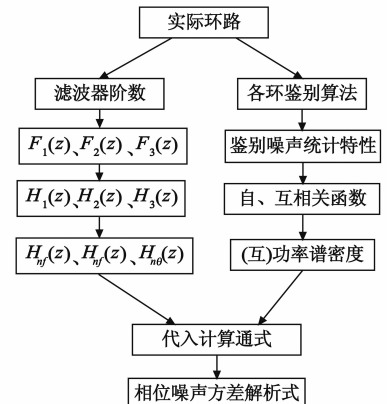


图3 新型载波环相位噪声方差解析式的推导流程

4.3 某特定实现新型载波环的相位噪声方差

这里给出新型载波环的一个具体实例,其配置如表 1 所示.该新型载波环对输入频率一次率动态的稳态相差是零,且 RPLL、FLL、PLL 采用的鉴别算法分别是频率一次率、频率和相位的极大似然估计算法.

表 1 新型载波环的一种具体实现

环路类型	RPLL	FLL	PLL
环路阶数	1 阶	1 阶	1 阶
鉴别算法	约束解线调算法 ^[13]	DFT 鉴频算法 ^[14]	反正切鉴相算法 ^[15]

下面按照图 3 所示流程,推导该具体载波环的相位噪声方差解析式.在 AGWN 输入假设下,各环鉴别噪声均可看成白噪声,故鉴别噪声的 Z 域功率谱和互功率谱密度均与变量 z 无关.根据式(12),此时噪声方差计算式可简化为

$$\sigma_n^2 = I_R \cdot S_{N_{\Delta f}}(z) + I_F \cdot S_{N_{\Delta f}}(z) + I_P \cdot S_{N_{\Delta \theta}}(z) + I_{RF} \cdot S_{N_{\Delta f}}(z) + I_{RP} \cdot S_{N_{\Delta \theta}}(z) + I_{FP} \cdot S_{N_{\Delta \theta}}(z) \quad (15)$$

$$I_R = \frac{4a_1\pi^2 T [a_1^2 T \cdot l_1 + l_2 + a_1(4 + T \cdot l_3)]}{b_1 c_1 (2 - a_1 T)(2 - b_1 T)(2 - c_1 T)(a_1 + b_1 - a_1 b_1 T)(a_1 + c_1 - a_1 c_1 T)(b_1 + c_1 - b_1 c_1 T)} \quad (22)$$

$$I_F = \frac{4b_1\pi^2 T (b_1 c_1 T^2 - b_1 T - c_1 T + 2)}{c_1 (2 - b_1 T)(2 - c_1 T)(b_1 + c_1 - b_1 c_1 T)} \quad (23)$$

$$I_P = \frac{c_1 T}{2 - c_1 T} \quad (24)$$

$$I_{RF} = \frac{4a_1\pi^2 T [2(a_1 + b_1 + c_1) - l_4 \cdot T + l_5 \cdot T^2 - l_6 \cdot T^3]}{c_1 \cdot (2 - b_1 T)(2 - c_1 T)(a_1 + b_1 - a_1 b_1 T)(a_1 + c_1 - a_1 c_1 T)(b_1 + c_1 - b_1 c_1 T)} \quad (25)$$

$$I_{RP} = \frac{2a_1\pi T}{(2 - c_1 T)(a_1 + c_1 - a_1 c_1 T)(b_1 + c_1 - b_1 c_1 T)} \quad (26)$$

$$I_{FP} = \frac{2b_1\pi T}{(2 - c_1 T)(b_1 + c_1 - b_1 c_1 T)} \quad (27)$$

式(22)~式(27)中,变量 $l_1, l_2, l_3, l_4, l_5, l_6$ 的定义分别为

$$l_1 = (1 - b_1 T)(1 - c_1 T)[(b_1 + c_1)T - b_1 c_1 T^2 - 2] \quad (28)$$

$$l_2 = (2 - b_1 T)(2 - c_1 T)(b_1 + c_1 - b_1 c_1 T) \quad (29)$$

$$l_3 = (3b_1 T + 3c_1 T - 2b_1 c_1 T^2 - 8)(b_1 + c_1 - b_1 c_1 T) \quad (30)$$

$$l_4 = 3a_1 b_1 + 3b_1 c_1 + 3a_1 c_1 + b_1^2 + c_1^2 \quad (31)$$

$$l_5 = a_1 b_1^2 + a_1 c_1^2 + b_1 c_1^2 + c_1 b_1^2 + 4a_1 b_1 c_1 \quad (32)$$

$$l_6 = a_1 b_1^2 c_1 + a_1 b_1 c_1^2 \quad (33)$$

当环路周期足够长时,表 1 中所示鉴别算法的鉴别性能可以达到或接近各自克拉美罗下界(CRLB),因此鉴别噪声方差及鉴别噪声之间互协方差可分别用 Fisher 信息矩阵逆矩阵中的对应元素近似.表 2 给出了各环鉴别噪声 Z 域功率谱密度和互功率谱密度的最终推导结果,其中 CNR_{in} 为输入信号载噪比.

式(15)中各圆周积分定义分别如下

$$I_R = \frac{1}{2\pi j} \oint_{|z|=1} H_{nf}(z) H_{nf}(z^{-1}) z^{-1} dz \quad (16)$$

$$I_F = \frac{1}{2\pi j} \oint_{|z|=1} H_{nf}(z) H_{nf}(z^{-1}) \cdot z^{-1} dz \quad (17)$$

$$I_P = \frac{1}{2\pi j} \oint_{|z|=1} H_{n\theta}(z) H_{n\theta}(z^{-1}) z^{-1} dz \quad (18)$$

$$I_{RF} = \frac{1}{\pi j} \oint_{|z|=1} H_{nf}(z) H_{nf}(z^{-1}) z^{-1} dz \quad (19)$$

$$I_{RP} = \frac{1}{\pi j} \oint_{|z|=1} H_{nf}(z) H_{n\theta}(z^{-1}) z^{-1} dz \quad (20)$$

$$I_{FP} = \frac{1}{\pi j} \oint_{|z|=1} H_{nf}(z) H_{n\theta}(z^{-1}) z^{-1} dz \quad (21)$$

由表 1 知, RPLL、FLL、PLL 环路阶数均为 1 阶,代入式(2)~(4)、式(7)、式(9)~(11)可得 $H_{nf}(z)$ 、 $H_{n\theta}(z)$ 的具体表达式,最后将它们代入式(16)~(21),根据留数定理^[16]可得到上述 6 个圆周积分的解析式如下

表 2 RPLL、FLL、PLL 鉴别噪声的 Z 域(互)功率谱密度

$S_{N_f}(z)$	$S_{N_{\Delta f}}(z)$	$S_{N_{\Delta \theta}}(z)$	$S_{N_{\Delta f \Delta \theta}}(z)$	$S_{N_{\Delta \theta \Delta f}}(z)$	$S_{N_{\Delta f \Delta \theta}}(z)$
$\frac{45}{\pi^2 T^5 \text{CNR}_{\text{in}}}$	$\frac{3}{4\pi^2 T^3 \text{CNR}_{\text{in}}}$	$\frac{1}{4T \cdot \text{CNR}_{\text{in}}}$	$\frac{-45}{2\pi^2 T^4 \text{CNR}_{\text{in}}}$	$\frac{15}{2\pi T^3 \text{CNR}_{\text{in}}}$	$\frac{-9}{2\pi T^2 \text{CNR}_{\text{in}}}$

将式(22)~式(27)及表 2 中结果代入式(15),可得该特定载波环相位噪声方差的解析式,它是变量 CNR_{in} 、 T 、 a_1, b_1, c_1 的五元函数(即 $\sigma_n^2 = f(\text{CNR}_{\text{in}}, T, a_1, b_1, c_1)$),具体表达式较复杂,此处不予列出.

5 仿真验证

本节首先对该特定载波环相位噪声方差的理论推导结果进行仿真验证,接着给出不同载噪比下环路参数的优化结果,最后对该载波环与传统载波环进行性能比较.

5.1 相位噪声方差理论结果的验证

为验证本文新型载波环的数学模型及相位噪声方差计算通式,这里在 AGWN 输入假设下,仿真统计表 1 所示特定载波环的相位噪声标准差 $\hat{\sigma}_n$,并与根据式(15)得到的理论值 σ_n 进行对照.

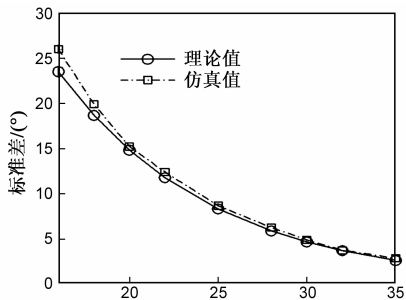
仿真参数默认设置:环路周期 $T = 0.5\text{s}$ 固定不变,

载噪比和环路滤波器系数默认值分别为 $\text{CNR}_{\text{in}} = 25\text{dBHz}$, $a_1 = 0.02$, $b_1 = 1.5$, $c_1 = 2.2$. 当参数 CNR_{in} 、 a_1 、 b_1 、 c_1 中的 3 个取默认值时, 另一个参数变化范围见表 3.

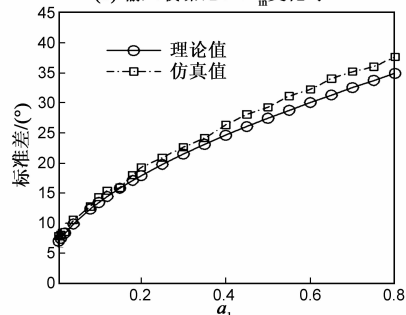
表 3 各仿真参数的变化范围

参数	$\text{CNR}_{\text{in}}/\text{dBHz}$	a_1	b_1	c_1
取值范围	16 ~ 35	0.05 ~ 0.8	0.2 ~ 2.8	0.3 ~ 3.8

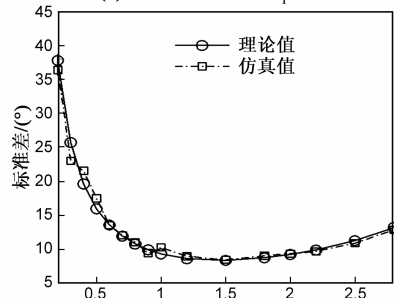
基于上述仿真条件, 分别得到相位噪声标准差仿真值 $\hat{\sigma}_n$ 随上述 4 个参数的变化曲线, 并与对应的理论值 σ_n 变化曲线对比, 仿真结果见图 4.



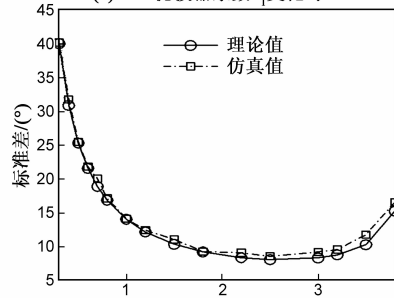
(a) 输入载噪比 CNR_{in} 变化时



(b) RFL 滤波器系数 a_1 变化时



(c) FLL 滤波器系数 b_1 变化时



(d) PLL 滤波器系数 c_1 变化时

图 4 相位噪声标准差随各参数的变化曲线

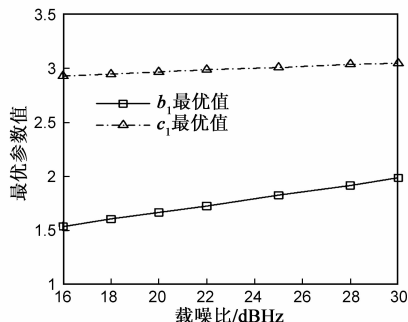
由仿真结果可知, 相位噪声标准差仿真值 $\hat{\sigma}_n$ 与理论值 σ_n 随各参数的变化曲线吻合较好, 这验证了本文环路模型及噪声性能分析结论的正确. 此外, 从图 4 中还可得到新型载波环噪声性能随各参数的变化规律: (1) 相位噪声标准差随载噪比升高和 RFL 滤波器系数减小单调降低; (2) 相位噪声标准差随 FLL 和 PLL 滤波器系数增加均呈现先减小后增大趋势.

5.2 新型载波环的参数优化结果

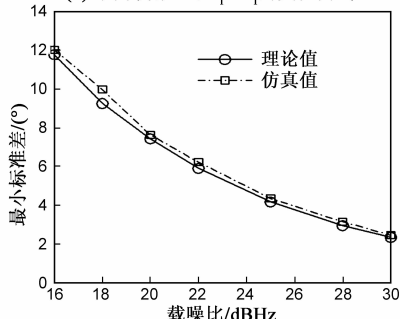
由图 4(c)、图 4(d) 可知, 为使新型载波环相位噪声方差最小, FLL 和 PLL 滤波器系数 b_1 、 c_1 均存在最优取值. 在固定环路周期 T 和 RFL 滤波器系数 a_1 前提下, 该最优化问题即

$$\tilde{b}_1, \tilde{c}_1 = \text{Arg} \{ \text{Min}_{b_1, c_1 \in R_c} [f(\text{CNR}_{\text{in}}, b_1, c_1)] \} \quad (34)$$

其中 $R_c = [0, 2/T]$ 为使环路稳定的参数取值范围. 假设输入载噪比为 $16\text{dBHz} \sim 30\text{dBHz}$, 为保证环路能够工作在极低载噪比下, 环路周期 T 固定为 0.5s , RFL 滤波器系数 a_1 固定为 0.02 . 根据式 (34), 采用数值优化方法, 可得载噪比取不同值时, 环路达到最优性能时的最优参数值 \tilde{b}_1 、 \tilde{c}_1 , 将最优参数 \tilde{b}_1 、 \tilde{c}_1 代入实际环路, 仿真统计出最优参数下的相位噪声标准差 $\hat{\sigma}_n$, 并与相应理论值 $\hat{\sigma}_n$ 作对照. 图 5(a) 给出了不同载噪比下 \tilde{b}_1 、 \tilde{c}_1 的变化曲线, 图 5(b) 为不同载噪比下采用最优参数时所得的最优性能.



(a) 不同载噪比下 \tilde{b}_1 、 \tilde{c}_1 的变化曲线



(b) 不同载噪比下的最小相位噪声标准差

图 5 新型载波环的参数优化结果

由图 5 可知, 载噪比越高, 则滤波器系数 b_1 、 c_1 的最优值越大, 且对应的相位噪声标准差最优值越小. 此

外,最优相位噪声标准差的理论值与仿真值相符较好.

5.3 新型载波环与传统载波环性能比较

为体现新型载波环的性能优势,下面将该特定新型载波环与传统载波环(2阶 FLL 串联 3 阶 PLL)进行性能比较.

比较条件:载噪比分别为 18dBHz 和 22dBHz,输入频率一次率为 30kHz/s.假设捕获后残留频率一次率为 Δf ,使 Δf 逐渐增大,得到对应不同 Δf 取值下两种环路的最优跟踪性能,直至残留动态增大到一定程度后,传统载波环失锁为止.图 6(a)和图 6(b)分别为 18dBHz、22dBHz 下两种环路的跟踪性能比较,横坐标是 Δf .

由图 6(a)知,18dBHz 时,随 Δf 的增加,新型载波环相位噪声标准差保持不变,且小于传统载波环.传统载波环相位噪声标准差的仿真值逐渐偏离理论值,且当 Δf 超过 30Hz/s 时环路失锁(未在图中画出).由图 6(b)知 22dBHz 时传统载波环存在类似问题,当 Δf 超过 130Hz/s 时失锁.因此,传统载波环只能跟踪有限大小的频率一次率,原因是 FLL 鉴别器正常工作的前提是恒频假设,而输入频率一次率动态时不满足该假设,当载噪比较低时鉴别器非线性加剧,即 Δf 越大 FLL 鉴别误差越大,造成传统载波环相位噪声方差远大于理论值,直至环路失锁.

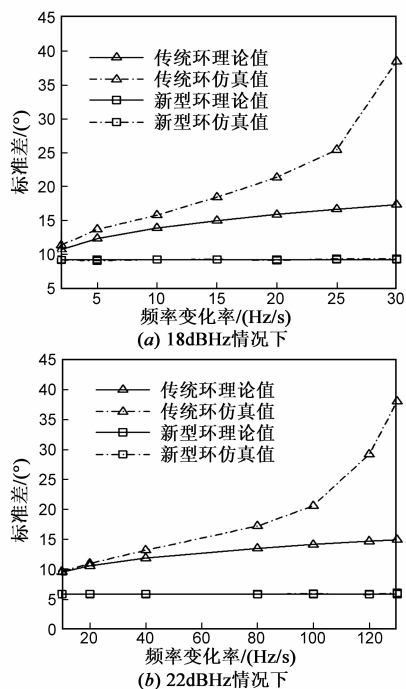


图6 新型载波环与传统载波环的性能比较

上述仿真结果表明,在极低载噪比高动态条件下,新型载波环能跟踪较大的频率一次率动态,而传统载波环能跟踪的频率一次率大小有限,因此新型载波环性能更优.新型载波环的代价是增加了 RFL,使得其实

现复杂度增加,但考虑到 RFL 结构与 FLL 和 PLL 类似,因此采用模块复用等技术可最大程度地降低实现成本.

6 结论

本文提出了一种具有新型环路结构的数字串联载波跟踪环,在 AGWN 输入假设下,通过建立新型载波环的 Z 域全相位数学模型,推导出相位噪声方差的计算通式.将分析结论用于新型载波环的一个具体实例,仿真结果表明,当输入载噪比和环路参数分别变化时,实际跟踪性能与理论性能吻合较好,还得到了噪声跟踪性能随各环路参数的变化规律.为指导环路设计,求出了不同载噪比下使得相位噪声方差达到最小时所得最优参数的变化规律.新型载波环与传统载波环的性能比较结果表明,在极低载噪比高动态条件下,传统载波环受 FLL 鉴别器非线性影响,能跟踪的频率一次率动态大小有限,而新型载波环不存在该问题,因此性能更优.

本文结论可用于评估接收机在 AGWN 输入时的载波跟踪性能,并为环路参数设计等工作提供理论支持.本文分析思路可为同类环路噪声性能分析提供有益的借鉴.

参考文献

- [1] 卢满宏,周三文,等.深空测控通信技术专题研究[J].遥测遥控,2007,28(Suppl.):11-16.
- [2] 向洋,胡修林.基于最大似然估计的高动态 GPS 载波跟踪环[J].电子学报,2010,38(7):1563-1567.
Xiang Yang, Hu Xiu-lin. Maximum likelihood estimation based high dynamic GPS tracking loop[J]. Acta Electronica Sinica, 2010, 38(7): 1563-1567. (in Chinese)
- [3] Alireza R, Demoz G E, Dennis M A. Carrier loop architectures for tracking weak GPS signals[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2008, 44(2): 697-710.
- [4] 谢钢. GPS 原理与接收机设计[M]. 北京:电子工业出版社,2009:131-142.
- [5] Pedro A R, Javier G G. High dynamics and false lock resistant GNSS carrier tracking loops[A]. Ion GNSS 20th International Technical Meeting of the Satellite Division[C]. Fort Worth, TX, USA: ION, 2007. 2364-2375.
- [6] 刘禹圻. 导航信号跟踪理论及高精度测角技术研究[D]. 武汉:华中科技大学,2011.
- [7] Yu W, Lachapelle G, Kone S. PLL performance for signals in the presence of thermal noise, phase noise, and ionospheric scintillation[A]. Ion GNSS 19th International Technical Meeting of the Satellite Division[C]. Fort Worth, TX, USA: ION, 2006. 1341-1354.

- [8] Todd E H, Mark L P, Paul M K, et al. GPS carrier tracking loop performance in the presence of ionospheric scintillations [A]. ION GNSS 18th International Technical Meeting of the Satellite Division[C]. Long Beach, CA, USA: ION, 2005. 156 – 167.
- [9] Markus I, Bernd E. PLL tracking performance in the presence of oscillator phase noise[J]. GPS Solutions, 2002, 5(4): 45 – 57.
- [10] 唐小妹, 徐鹏程, 等. 两种相位鉴别器下的导航接收机跟踪环路性能分析及比较[J]. 国防科技大学学报, 2010, 32(2): 85 – 90.
Tang Xiao-mei, Xu Peng-cheng, et al. Performance comparison of phase detector in navigation receiver's tracking loop [J]. Journal of National University of Defense Technology, 2010, 32(2): 85 – 90. (in Chinese)
- [11] Phillip W W. Performance comparisons between FLL, PLL and a novel FLL assisted PLL carrier tracking loop under RF interference conditions[A]. ION GPS 10th International Technical Meeting of the Satellite Division[C]. Kansas City, MO, USA: ION, 1997. 1473 – 1482.
- [12] 王俊, 李加琪, 等. 锁频环辅助下锁相环的跟踪误差分析[J]. 北京理工大学学报, 2011, 31(7): 838 – 843.
- Wang Jun, Li Jia-qi, et al. Tracking error analysis of FLL-assisted-PLL[J]. Transactions of Beijing Institute of Technology, 2011, 31(7): 838 – 843. (in Chinese)
- [13] 韩孟飞, 王永庆, 等. 一种低信噪比下 LFM 信号参数快速估计算法[J]. 北京理工大学学报, 2009, 29(02): 147 – 151.
Han Meng-fei, Wang Yong-qing, et al. A fast algorithm on parameter estimation of LFM signals under low SNR [J]. Transactions of Beijing Institute of Technology, 2009, 29(02): 147 – 151. (in Chinese)
- [14] 齐国清, 贾欣乐. 基于 DFT 相位的正弦波频率和初相的高精度估计方法[J]. 电子学报, 2001, 29(9): 1164 – 1167.
Qi Guo-qing, Jia Xin-le. High-accuracy frequency and phase estimation of single-tone based on phase of DFT [J]. Acta Electronica Sinica, 2001, 29(9): 1164 – 1167. (in Chinese)
- [15] Scott K E, Olsaz E B. Simultaneous clock phase and frequency offset estimation[J]. IEEE Transactions on Communications, 1995, 43(7): 2263 – 2270.
- [16] Stephens S A, Thomas J B. Controlled-root formulation for digital phase locked loop[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1995, 31(1): 78 – 95.

作者简介



韩孟飞 男, 1982 年生于河南项城. 北京理工大学信息与电子学院博士研究生. 主要研究方向为航天测控通信信号处理理论与应用.

E-mail: hanmengfei@bit.edu.cn



吴嗣亮 男, 1964 年生于安徽绩溪. 北京理工大学信息与电子学院教授、博士生导师. 主要研究方向为雷达系统理论与技术, 现代信号处理理论与应用, 扩频信号处理理论与技术及其在无线电测控与卫星导航定位中的应用等.

E-mail: siliangwu@bit.edu.cn



王永庆(通讯作者) 男, 1981 年生于安徽蚌埠. 北京理工大学信息与电子学院硕士研究生导师, 博士. 主要研究方向为航天测控通信技术, 卫星导航定位技术, 扩频信号处理技术.

E-mail: wangyongqing@bit.edu.cn

罗海坤 男, 1984 年生于云南禄丰. 北京理工大学信息与电子学院博士研究生. 主要研究方向为航天测控技术.

E-mail: luohaikun@bit.edu.cn