

# 一种消除 hangup 现象的数字相位跟踪环<sup>1</sup>

黄敬禹 陈雅琴 樊延虎\* 冯正和

(清华大学工程系微波与数字通信国家重点实验室 北京 100084)

\*(延安大学物电系 陕西延安 716000)

**摘要** 为实现对输入信号相位的快速捕捉,提出了一种有效消除高信噪比下 hangup 现象的数字相位跟踪环(DPTL)并应用有限状态 Markov 链理论求解其响应时间,计算和仿真结果均表明,环路克服了 hangup 效应,比常规采用死区(dead zone)量化器的过零采样数字锁相环(ZC-DPLL)具有更短的稳定时间,该 DPTL 可应用于测距等接收信号频率已知的场合。

**关键词** 相位跟踪环, 相位捕捉, Markov 链, 测距  
**中图分类号** TN919

## 1 引言

PLL 进行相位捕捉时,如果本地信号和输入信号的初始相位差处于系统的不稳定平衡点附近,由于此时鉴相器的输出,即控制环路趋于稳定平衡的电压很小,环路的稳定时间将延长,在信噪比高时系统甚至可以长期处于不稳定平衡点,导致稳定时间长到不可接受的程度,此即为 hangup 现象<sup>[1]</sup>。

hangup 现象过去常被忽略,这是因为输入信号频率未知时,相位捕捉时间通常远小于频率捕获时间,研究重点一般都放在频率的快速入锁上。但是实际应用中常有一些输入信号频率可以精确预知的场合,如连续波测距、TDMA 位同步等,此时快速相位捕捉上升为主要矛盾。随着数字锁相环,尤其是为降低稳态跟踪误差而采用死区(dead zone)量化器的过零采样数字锁相环(ZC-DPLL,如图 1 所示)的普遍应用,该现象越发突出<sup>[2,3]</sup>。量化使不稳定平衡点扩展为  $\pi$  附近的一个区间,增加了滞留概率。虽然可采用图 2(b)所示的无死区量化器来消除不稳定平衡点,但此时系统的稳定平衡点也随之消失,跟踪误差加大。因此,该 DPLL 在消除 hangup 现象,达到快速相位锁定和降低稳态误差两方面是矛盾的。

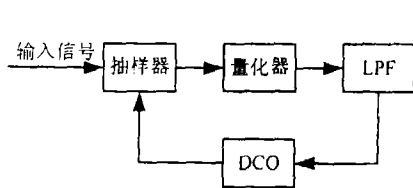


图 1 ZC-DPLL 框图

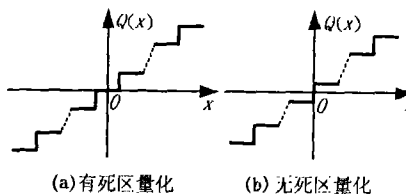


图 2 死区量化特性

克服 hangup 现象的方法之一是在主环路之外附加两路正交的相位估计支路<sup>[4]</sup>,根据相位所在象限,给本地振荡器的控制端叠加一电压,使其相位以确定方向趋于稳定平衡点。但是该方法过于复杂,此外,对于载波频率已知的场合,DPLL 一般也需先经频率捕捉才能进行相位捕捉,延长了瞬态响应时间。

<sup>1</sup> 2000-06-07 收到, 2000-12-20 定稿  
国家 863 基金项目 (863-317-03-01-15-99)

为了实现接收信号频率已知这类应用的快速相位捕捉, 作者借鉴锁相环窄带跟踪滤波的特性, 吸收数字方法的优点, 针对 ZC-DPLL 的不足之处, 提出了一种数字相位跟踪环 (DPTL), 该环路能有效消除 hangup 现象, 使稳定时间大大缩短。系统特点如下:

(1) 采用双环结构, 并引入单片机 (MCU), 使环路兼有相位跟踪和相位估计的功能, 通过有效识别和脱离不稳定平衡点而克服了 hangup 现象;

(2) 由于接收信号频率已知, 误差信号只控制相位调整, 用基于直接数字频率合成器 (DDS) 的数字移相器代替数控振荡器 (DCO), 不需频率调整, 不但省去了频率锁定时间, 而且简化了设备复杂度。

本文将在第 2 节提出 DPTL 结构并进行无噪分析, 在第 3 节应用有限状态 Markov 链理论计算环路到达稳态的时间, 并和 DPLL 的结果对照, 仿真和计算结果均说明该 DPTL 在抗 hangup 方面的优越性; 最后给出结论并提出改进方法。

## 2 数字相位跟踪环路结构及其无噪分析

由于 hangup 的影响在高信噪比较突出, 并且考虑到前级和环路对噪声的有效滤除和抑制, 本文仅限于讨论信噪比较高时的情况。

消除 hangup 现象的前提是系统可以识别并脱离不稳定平衡区域, 由于锁相环的单环结构并不能区分相位差为 0 和  $\pi$  这两种鉴相器输出为 0 的情况, 环路就有可能滞留在相差为  $\pi$  的状态, 这是产生 hangup 现象的根本原因。解决方法是采用图 3 所示的双环结构。

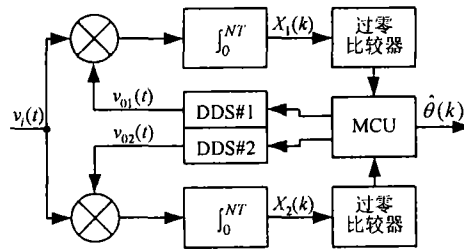


图 3 数字相位跟踪环路

图中  $T$  是信号周期,  $N$  为整数。系统由两个子环路构成, 每个环路包括相乘鉴相器、积分-清除器、比较器及 DDS, 在每个调整周期里, 两路 DDS 在 MCU 控制下, 产生和输入信号同频、相位相差  $\Delta = \pi/M$  ( $M$  是自然数) 的本地信号并和输入信号进行鉴相, 相差信号由积分器进行积累以减小噪声干扰, 经过零比较器完成二元量化, MCU 根据两路比较器输出决定 DDS 在下一周期的相位调整量 (最小调整量为  $+\Delta$ 、 $-\Delta$  或 0)。由此可见,  $\Delta$  是最小相位分辨率。环路引入 MCU 一方面可结合 DDS 完成数字移相, 控制灵活, 响应快; 另一方面可进行实时数据处理, 兼具测量和控制功能。

设输入信号为

$$v_i(t) = V_i \sin(\omega t + \theta) + n(t) \quad (1)$$

其中  $\omega$  已知,  $\theta \in [-\pi, \pi]$  是待测相位,  $n(t)$  是零均值、方差  $\sigma_n^2$  的平稳高斯白噪声。无噪分析时令  $n(t) = 0$ 。设 DDS 在第  $k$  个校正周期内产生的两路本地信号分别为

$$v_{oj}(t) = V_o \cos(\omega t + \hat{\theta}(k) \pm \Delta/2) \quad (2)$$

$\hat{\theta}(k) \in \Phi = \{-\pi + i\Delta, i = 1, 2, \dots, 2M\}, \forall k, j = 1, \text{“+”}; j = 2, \text{“-”}$ 。积分-清除器的输出为

$$X_j(k) = K_d NT \sin(\theta - \hat{\theta}(k) \mp \Delta/2) = K_d NT \sin(\phi(k) \mp \Delta/2), \quad j = 1, \text{“-”}; j = 2, \text{“+”} \quad (3)$$

这里  $K_d \triangleq (1/2)K_m V_i V_o$ ,  $K_m$  是相乘器的相乘系数,  $\phi(k) = \theta - \hat{\theta}(k) \bmod 2\pi$ 。可知积分-清除器输出  $X_j(k)$  与  $\phi(k)$  的关系为

$$\left. \begin{aligned} X_1(k) < 0 \text{且} X_2(k) < 0, & \quad \pi + \Delta/2 < \phi(k) < -\Delta/2 \\ X_1(k) > 0 \text{且} X_2(k) > 0, & \quad \Delta/2 < \phi(k) < \pi - \Delta/2 \\ X_1(k) < 0 \text{且} X_2(k) > 0, & \quad -\Delta/2 < \phi(k) < \Delta/2 \\ X_1(k) > 0 \text{且} X_2(k) < 0, & \quad -\pi < \phi(k) < -\pi + \Delta/2 \text{ 或 } \pi - \Delta/2 < \phi(k) < \pi \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

如果根据两路比较器的输出规定本地估计相位  $\hat{\theta}(k)$  的调整规则为

$$\phi(k+1) = \begin{cases} \phi(k) - \Delta, & -\pi + \Delta/2 < \phi(k) < -\Delta/2 \\ \phi(k) + \Delta, & \Delta/2 < \phi(k) < \pi \text{ 或 } -\pi < \phi(k) < -\pi + \Delta/2 \\ \phi(k), & -\Delta/2 < \phi(k) < \Delta/2 \end{cases} \quad (5)$$

则易知  $\phi(k+1)$  和  $\phi(k)$  的关系为

$$\phi(k+1) = \begin{cases} \phi(k) - \Delta, & -\pi + \Delta/2 < \phi(k) < -\Delta/2 \\ \phi(k) + \Delta, & \Delta/2 < \phi(k) < \pi \text{ 或 } -\pi < \phi(k) < -\pi + \Delta/2 \\ \phi(k), & -\Delta/2 < \phi(k) < \Delta/2 \end{cases} \quad (6)$$

当  $\phi(k+1) = \phi(k)$  时, 表示输出相位不再随时间变化, 系统达到平衡, 此时平衡区域为

$$|\phi_o| < \Delta/2 \quad (7)$$

由此可见, 无噪情况下, 系统只有一个稳定平衡区域, 稳态输出和输入相位仅相差  $\Delta/2$ , 只要  $M$  足够大, 该误差便可控制在精度允许范围之内。

对比图 1 中采用死区量化器的 DPLL 知, 欲使 DPLL 具有与 DPTL 相同的稳定平衡区域  $\phi_o$ , 必然会产生另外两个不稳定平衡区域  $\phi'_o, \phi''_o$ :

$$\left. \begin{aligned} \pi - \Delta/2 \leq \phi'_o \leq \pi \\ -\pi < \phi''_o \leq -\pi + \Delta/2 \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

当初始相位误差落在此区域时, 由于量化器输出为 0, 必然会产生 hangup 现象。

### 3 有噪声时环路稳定时间分析

$n(t) \neq 0$  时, 考虑相位误差状态  $\phi(k) = \theta - \hat{\theta}(k) \bmod 2\pi$ , 使得  $\phi(k) \in (-\pi, \pi]$ ,  $M$  很大时, 可近似认为  $\phi(k) \in \Phi = \{-\pi + i\Delta, i = 1, 2, \dots, 2M\}, \forall k$ , 此时  $\{\phi(k), k = 1, 2, \dots\}$  可看作状态空间为  $\Phi$  的齐次 Markov 链, 其一步转移概率矩阵  $\mathbf{P}$  有以下形式:  $P_{ij} \neq 0$ , 当  $j = i$  或  $j = i \pm 1 \bmod 2M$ ; 其余元素均为 0。Markov 链特性由初始分布  $\Pi(0)$  及  $\mathbf{P}$  唯一决定。

可以根据转移概率矩阵  $P$  求得从任一状态出发, 达到稳定状态  $\phi = 0$  的时间. 将  $\phi = 0$  设为吸收态, 原 Markov 链转化为一吸收链, 其一步概率转移矩阵  $\tilde{P}$  除第  $M$  行如 (24) 式外, 其余各元素与  $P$  相同.

$$\left. \begin{aligned} \tilde{P}_{M,M-1} = \tilde{P}_{M,M+1} = 0 \\ \tilde{P}_{M,M} = 1 \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

由有限 Markov 链理论知<sup>[5]</sup>, 如经行、列置换, 将  $\tilde{P}$  重新排列为以下形式的分块矩阵:

$$\tilde{P} = \left[ \begin{array}{c|c} \mathbf{1} & \mathbf{0}_{1 \times (2M-1)} \\ \hline \mathbf{R}_{(2M-1) \times 1} & \mathbf{Q}_{(2M-1) \times (2M-1)} \end{array} \right] \quad (10)$$

这里子矩阵  $Q$  对应  $2M - 1$  个非吸收态间的转移概率, 称为该吸收链的基本矩阵, 则可由  $Q$  求得由非吸收态进入吸收态的平均时间 (即稳定时间):

$$N = (I - Q)^{-1}e \quad (11)$$

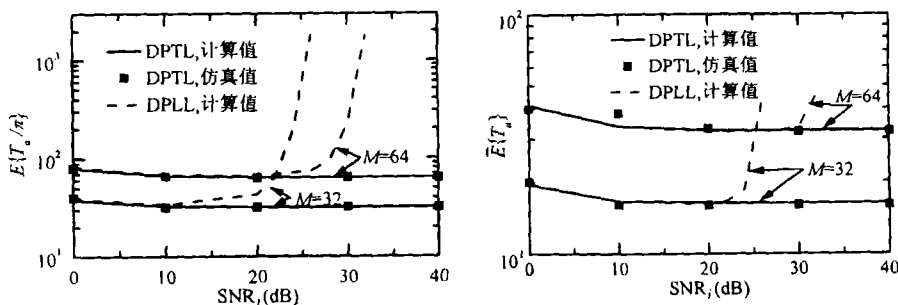
式中  $e = [1, 1, \dots, 1]^T$  是  $2M - 1$  维列向量,  $N$  的元素对应于初始状态  $\varphi_i$  时的平均稳定时间  $E\{T_a/\varphi_i\}$ ,  $i = 1, 2, \dots, M - 1, M + 1, \dots, 2M$ . 现将最坏情况  $E\{T_a/\varphi_{2M}\} = E\{T_a/\pi\}$  以及平均稳定时间  $\bar{E}\{T_a\} = \sum_{i=1}^{2M} E\{T_a/\varphi_i\}/(2M)$  (假设  $\phi$  符合均匀分布  $U(-\pi, \pi)$ , 并认为  $E\{T_a/0\} = 0$ ) 作为环路稳定时间的度量. 不同  $M$  时, 二者随信噪比的变化情况如图 4 所示.

由上可知:

(1) 调整步长相同时, ZC-DPLL 的稳定时间均大于 DPTL; 信噪比增加到一定程度, ZC-DPLL 出现 hangup 现象; 步长越大,  $\phi = \pi$  附近的死区越大, 环路变化越迟钝, 稳定时间越长.

(2) 对于 DPTL, 稳定时间随输入信噪比的增加而单调减小; 且调整步长越大, 稳定时间越短. hangup 现象得以消除.

为进一步减少环路稳定时间, 可以采用变步长方法, 在迭代初期的相位调整量大一些, 之后逐步缩小改变量, 直至以最小步长进入相位跟踪状态. 这样可以有效稳定时间与稳态误差之间的矛盾, 类似于改变 PLL 中的环路增益. 由于引入了 MCU, 控制可以更加灵活.



(a)  $E\{T_a/\pi\}$  与输入信噪比的关系 (b)  $\bar{E}\{T_a\}$  与输入信噪比的关系

图 4 稳定时间和输入信噪比的关系 ( $N=60, TB_i=0.1, SNR_i = V_i^2/2/\sigma_i^2$ )

## 4 结 论

经计算和仿真表明, 本文提出的数字相位跟踪环 (DPTL) 没有频率锁定过程, 有效消除了高信噪比下的 hangup 现象, 稳定时间比 ZC-DPLL 的明显缩短。虽然较后者多了一个环路, 但是它集成了相位测量功能, 因此总体复杂度是降低的, 非常适于测距等信号频率已知的应用场合。系统采用二元量化, DDS, 环中 MCU 等措施实现, 不但使得系统简单, 成本低, 而且易于控制, 便于数据处理。该系统已经在国家气象局重点科研项目“L 波段二次测风雷达”中获得了实际应用, 取得了良好效果<sup>[6]</sup>。

**致谢** 感谢国家气象局气象科学研究所高空探测实验室轧良赫高级工程师对系统研制和实验提供的大力支持。

## 参 考 文 献

- [1] F. M. Gardner, Hangup in phase-locked loops, *IEEE Trans. on Commun.*, 1980, COM-25(10), 1210-14.
- [2] N. A. D'Andrea, *et al*, Multilevel quantized DPLL behavior with phase-and frequency-step plus noise input, *IEEE Trans. on Commun.*, 1980, COM-28(8), 1373-1382.
- [3] M. P. Fitz, *et al*, A performance analysis of a digital PLL based MPSK demodulator, *IEEE Trans. on Commun.*, 1995, COM-43(2/3/4), 1192-1201.
- [4] H. Meyr, L. Popken, Phase acquisition statistics for phase-locked loops, *IEEE Trans. on Commun.*, 1980, COM-28(8), 1365-72.
- [5] J. G. Kemeny, *et al*, Finite Markov Chains, Princeton, NJ, D. Van Nostrand Com. Inc., 1960, chapt. 3.
- [6] Feng Zhenghe, Huang Jingyu, Chen Yaqin, *et al*, A novel narrow-bandwidth high-accuracy ranging system for weather balloon, *Proc. of ICMMT'2000*, Beijing, 2000, 553-556.

## A NOVEL DIGITAL PHASE-TRACKING LOOP ELIMINATING HANGUP EFFECT

Huang Jingyu    Chen Yaqin    Fan Yanhu\*    Feng Zhenghe

(State Key Lab. on Microwave & Digital Comm., Tsinghua Univ., Beijing 100084, China)

\*(Yan'an University, Yan'an, Shanxi, 716000, China)

**Abstract** A novel Digital Phase-Tracking Loop(DPTL) thoroughly eliminating “hangup” effect in high SNR is proposed to fulfil fast phase acquisition. The theory of finite Markov chains is utilized to evaluate the phase acquisition time in the presence of additive band-limited white Gaussian noise. Both of the calculated and simulated results indicate that the “hangup” effect leading to prolonged phase transients owing to the presence of the dead zone around  $\pi$  rad is effectively removed so phase acquisition time of the described DPTL is much shorter than that of the conventional zero-crossing DPLL utilizing a dead zone quantizer. The DPTL can be used in such applications as distance measurement where the frequency of the received signal is known.

**Key words** Phase-tracking loop (PTL), Phase acquisition, Markov chains, Distance measurement

黄敬禹: 男, 1973 年生, 博士生, 专业为电磁场与微波技术。

陈雅琴: 女, 1946 年生, 副教授, 主要从事高频电子线路与系统的教学与科研工作。

樊延虎: 男, 1958 年生, 副教授, 主要从事电子测量的教学与科研工作。

冯正和: 男, 1945 年生, 教授, 博士生导师, 主要从事微波毫米波技术及无线通信的教学与科研工作。