

USB/ 双捕0新方法))) / 随扫斜率0判决法

刘嘉兴

(中国电子科技集团第十研究所, 四川成都 610036)

摘要: 本文提出/ 随扫斜率判决0和随扫斜率的算法, 并采用/ 启扫方向选择0 / 最短路径回零0等措施来加快 / 双捕0速度, 这种方法可用软件实现. 文中进行了理论分析, 给出了数学表达式、设计方法和应用结果. 采用这种新方法的双捕方案, 经工程实践证明, 具有捕获速度快, 成本低、可编程等优点.

关键词: USB (统一 S 频段测控系统); 双向载波捕获 (双捕); 阿仑方差; 随扫判决

中图分类号: V556. 3 **文献标识码:** A **文章编号:** 037222112 (2004) 0320499203

A New Tway Acquisition Method for USB) Scan Slope Decision Method

LIU Jiaxing

(The Electronic 10th Institute of CETC, Chengdu, Sichuan 610036, China)

Abstract: This paper introduces a following scan slope decision method and following scan slope algorithm and some measures used to improve twoway acquisition speed such as selecting scan initiation direction and returning to zero in the shortest path, which can be implemented by software. Theoretic analysis, mathematical expression, design method and experiment results are provided. Practical engineering application shows the twoway acquisition using this new method has many advantages such as fast speed, low cost and programmability.

Key words: USB; twoway carrier acquisition; allan variance; following scan decision

1 引言

航天测控系统中, 快速、可靠的捕获目标是十分关键的问题. 而系统捕获中, 正向和反向载波捕获锁定(简称/ 双捕0)又是其中的核心问题. 美国的测控系统以上行和下行载波锁相环的/ 双锁0指示来判断是否双捕^[1,2], 在这种方案中, 航天器上应答机的锁定指示经遥测通道传至地面测控站, 使得传输时间较长, 可靠性也降低. 我国的统一载波测控系统, 采用了地面扫频捕获的工作方式, 相应的双捕判决方法为上、下行频率随扫判决, 即在锁相接收机锁定后, 将其 VCO 的随扫波形与发射机的扫频波形比较, 判决它们是否类似, 该/ 随扫波形0判决法判决时间较长, 且随扫判决信号的 S/N 低, 也就影响了其捕获概率和虚警概率.

鉴于上述两种方法存在着缺陷, 本文提出一种新的/ 双捕0方法))) / 随扫斜率0判决法, 它首先是在对上行调制器和下行载波接收机进行数字化以后, 利用数字载波锁相环的数控本振(DCO)频率码变化斜率的计算值与已知的上行扫频斜率设置值相比较, 以判决/ 随扫0. 这在数字化以后, 可用软件实现. 由于/ 随扫斜率0的计算是较快的, 并可选择适当的算法, 对所需信号进行过滤, 提高它的 S/N, 因而能实现快速、高捕获概率的双捕.

2 / 双捕0判据

本双捕方案中, 双捕判据选择为: (1) 自动双捕时, 选/ 随扫0判决或/ 双锁0双重判决; (2) 人工双捕时, 为确保可靠地双捕, 采用叁重判决, 即/ 随扫指示灯0或/ 双锁指示灯0或/ 随扫电压指示0判决.

/ 双捕0完成后, 其上、下行频率满足下列关系:

$$f_D = m f_u \tag{1}$$

式中: f_D 是下行频率, f_u 是上行频率, m 为相干转发比, 都是已知量.

当地面接收机采用三阶数字载波环时, 对于线性扫频 \hat{f}_u , DCO 无静差地随下行频率随扫, 即:

$$\hat{f}_{DCO} = \hat{f}_D = n \hat{f}_u \tag{2}$$

上式的右端为已知常数, 故当求得 \hat{f}_{DCO} 满足上式时, 就判为随扫. 但是, 实际工作时, \hat{f}_{DCO} 中存在着干扰 $n(t)$, 即:

$$\hat{f}_{DCO} = n \hat{f}_u + n(t) \tag{3}$$

$n(t)$ 中, 包含下列成分: (1) 信号相位噪声引起的干扰, 用 $n_T(t)$ 表示; (2) 接收机热噪声引起的干扰, 用 $n_R(t)$ 表示; (3) 数字量化噪声, 用 $n_D(t)$ 表示; (4) 目标多卜勒频率变化率带来的影响, 用 $n_d(t)$ 表示.

/ 双捕0判决中的信号/干扰比(S/N), 就由式(3)右端的

第一项(信号)和第二项(干扰)决定, S 为扫频信号的斜率, N 为频率起伏噪声, 当 S/N 愈大时, 捕获概率愈高, 虚警概率愈小, S/N 与扫频斜率 \dot{f}_u 的大小及其 \dot{f}_{DCO} 的算法有关, 扫频速度愈快, S/N 愈高.

3 随扫斜率算法

对于线性扫频信号, 如图 1 所示. 图中, $f(t)$ 为三角波扫频信号, $f(t)$ 的扫频速率为 \dot{f} , 由于扫频振荡器已数字化, 其线性精度和稳定度可作得很高. $C(t)$ 为采样信号, 其采样时间为 $T_1 = T_2 = T_3 = \dots = T$, 为无间隔连续采样. 其测量方法为:

(1) 在每个采样时间 T 内, 测得频率的平均值 $f_1, f_2, f_3, \dots, f_{n-1}, f_n$

(2) 由于是线性扫描, 故扫频斜率为:

$$\dot{f} = a = \frac{f_2 - f_1}{T} = \frac{f_3 - f_2}{T} = \dots = \frac{f_n - f_{n-1}}{T} \quad (4)$$

$$(f_n - f_{n-1})^2 = a^2 T^2 \quad (5)$$

线性扫频时: $3(f_n - f_{n-1})^2 = 4a^2 T^2$
式中, 3, 4 为平均值. 因为阿仑方差为:

$$R_{ys}^2(T) = \frac{1}{2} \cdot 3 \left[\frac{f_n}{f_0} - \frac{f_{n-1}}{f_0} \right]^2 = \frac{1}{2f_0^2} 3(f_n - f_{n-1})^2 \quad (6)$$

故 $3(f_n - f_{n-1})^2 = 2f_0^2 R_{ys}^2(T)$ 将式(5)代入得:

$$a = \sqrt{\frac{2}{3}} f_0 R_{ys}(T) \quad (7)$$

式(7)指出了有一个很有意义的结果: 线性扫频信号的扫频斜率等于其阿仑方差与 $\left[\frac{\sqrt{2}}{T} f_0 \right]$ 的乘积. 因此, 测得阿仑方差的值 $R_{ys}(T)$, 也就测得了扫频速率 a (T 和 f_0 为已知). 采用这种算法的优点是:

(1) 去掉了多卜勒频移的影响: 当目标匀速运动时, 设多卜勒频移为 f_d , 则由式(6)有

$$R_{ys}^2(T) = \frac{1}{2f_0^2} 3[(f_n - f_d) - (f_{n-1} - f_d)]^2 = \frac{1}{2f_0^2} 3(f_n - f_{n-1})^2$$

可见, 阿仑方差的值未变. 此外对于缓慢频率分量, 由于相邻采样值相减, 其大部份影响也会被抵消.

(2) 在所有的方差形式中, 阿仑方差的测量时间是最短的^[3], 故上述计算可以在短时间内完成, 从而大大缩短了双捕时间.

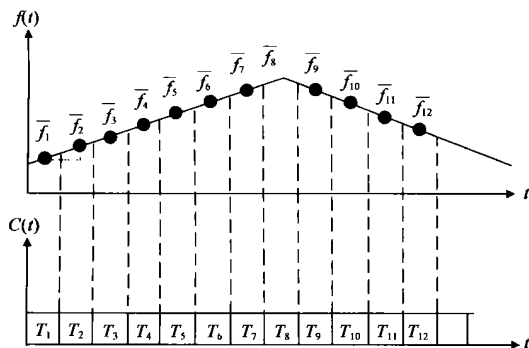


图 1 线性扫频, 阿仑方差计算

(3) 对于信号相位噪声 $n_r(t)$ 的影响, 这种方法将信号的短稳指标与随扫判决的 (S/N) 联系起来, 便于工程设计和测量, 它们间的关系推导如下: 双捕程序开始以前, 地面接收机的载波锁相环锁定于航天器发射的信标信号上, 它的短稳为 $R_{yr}(T)$, 是产生虚警的主要原因之一, 根据它来设计判决门限. 当启动双捕程序后, 地面站发出扫频信号, 使应答机和地面接收机随扫, 随扫信号为 $R_{ys}^2(T)$ 则:

$$S/N = \frac{R_{ys}^2(T)}{R_{yr}^2(T)} = \frac{a^2 T^2}{2f_0^2 R_{yr}^2(T)} \quad (8)$$

(4) 对于接收机噪声 $n_r(t)$, 它实现了 $H(X) = [\sin^2(XT/2)] / (XT/2)$ 的滤波^[3], 从而提高了随扫判决信号的 S/N , $H(X)$ 的特性如图 2 所示.

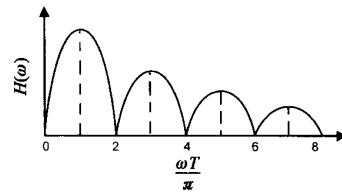


图 2 阿仑方差的频域特性

由接收机噪声(设为加性的高斯白噪声)引起的相位噪声谱密度为 $S_u(X) = N_0/P_s$, P_s/N_0 为接收信号的信号噪声功率谱密度比, 其频率起伏噪声的阿仑方差为:

$$\begin{aligned} R_{yr}^2(T) &= \frac{1}{2P_s X_0^2} \int_{-X_0}^{X_0} S_u(X) X^2 |H(X)|^2 dX \\ &= \frac{N_0}{P_s X_0^2 P_s} \int_{-X_0}^{X_0} \frac{X^2 \sin^4(XT/2)}{(XT/2)^2} dX \\ &= \frac{2N_0}{P_s X_0^2 P_s} \left[\frac{3X_0 T}{4} - \frac{3}{4} \sin X_0 T - \sin^3 \frac{X_0 T}{2} \cos \frac{X_0 T}{2} \right] \end{aligned} \quad (9)$$

式中, X_0 为锁相环带宽. 这时, 随扫判决信号的 S/N 为:

$$\begin{aligned} S/N &= \frac{R_{ys}^2(T)}{R_{yr}^2(T)} = \frac{a^2 T^2}{2f_0^2 R_{yr}^2(T)} \\ &= a^2 P_s^3 T^5 P_s / N_0 \left[\frac{3X_0 T}{4} - \frac{3}{4} \sin X_0 T - \sin^3 \frac{X_0 T}{2} \cos \frac{X_0 T}{2} \right] \end{aligned} \quad (10)$$

它们的总噪声功率为 $(R_{ys}^2 + R_{yr}^2)$, 实际工作时, 通常 $R_{ys} \gg R_{yr}$, 而数字化噪声 $n_D(t)$ 可以忽略. 式(10)可用计算机求值, 也可用图 2 进行图解. 工程实用中, 还可对上述算法简化, 从而进一步简化方案并缩短计算时间. 由于扫频速率存在有正、负, 因此计算时取 $|f_n - f_{n-1}|/4$, 由于 $n(t)$ 存在, 须设计双门限 H_{c0} 和 H_{d0} 以减小虚警, 如图 3 所示, 当 $H_{d0} > 3|a|/4 > H_{c0}$ 判为随扫, 双门限 0 的间隔愈窄, 则错捕概率愈小, 但捕获概率相应减小, 为确保可靠双捕, 应尽量减小错捕概率. 双门限间隔要考虑 $n(t)$ 的影响, 对于加速度较大的目标, 主要是 n_d 的影响, 即 $H_{d0} \geq a + n_d$, $H_{c0} \geq a - n_d$, 其中 $a = n \dot{f}_u$ 为已知值, 而对于加速度较小的目标, 主要考虑 $n_r(t)$ 的影响, 图 3 中的矩形脉冲即为/ 已随扫的判决信号, 回零以后, 由另外的电路进行/ 双捕保持 0. 上述计算和判决都可由软件实现, 从而省去了硬判决设备, 获得了经济效益.

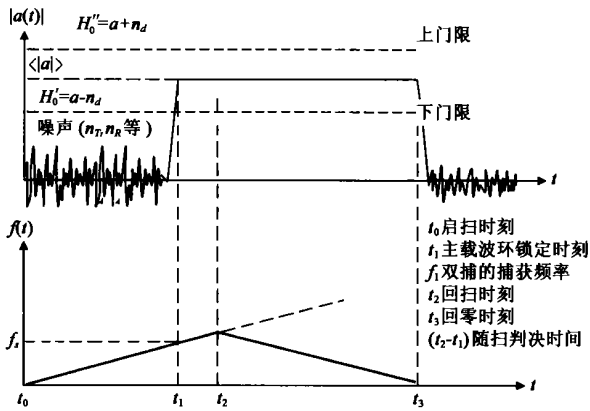


图 3 双门限判决波形图

4 双捕程序

在不考虑空间传输的时间延迟时,双捕过程的程序为图 4 示,图中: t_{角引导}) 角引导后,对准目标时刻; t_{信标捕获}) 地面天线对准目标后,地面载波环捕获应答机信标时刻。FFT 引导和锁相环捕获时间为 T_F; t_{角捕获}) 角跟踪系统捕获跟踪目标时刻,角捕获时间为 T_A; t₀) 启扫时刻,对应的频率为地面站的发射中心频率 f₀; t₁) 地面站载波环捕获时刻。T_F 为扫频捕获时间

$$T_F = t_1 - t_0 = \frac{f_s - f_0}{\dot{f}} + T_F$$

式中, f_s 为应答机锁相环的接收中心频率,它包含了应答机 VCXO 的频率不稳定性度和不准确度,以及目标的多卜勒频率 f_d, \dot{f} 为扫频速率。

t₂) 随扫判决完成时刻,并同时停止扫频。随扫判决时间 T_D = t₂ - t₁; t₃) 回零扫频起始时刻。其中 T_S = t₃ - t₂ 为扫频暂停 0 时刻,用以保证在回零扫频方向由正变负时,不致因频率变化速率的阶跃而使各锁相环失锁; t₄) 回零 0

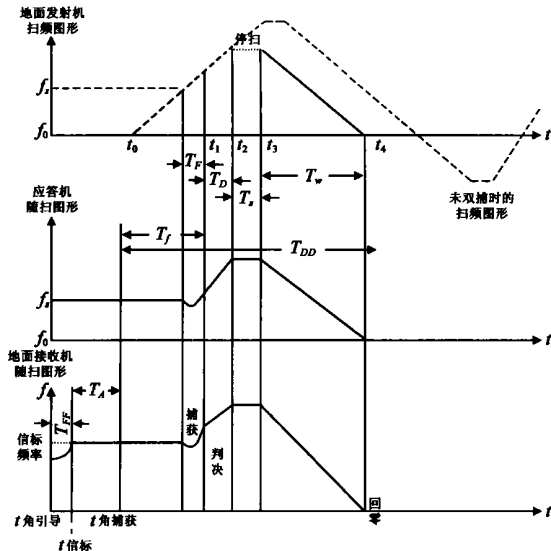


图 4 / 双捕0程序图

完成时刻。T_W = t₄ - t₃ 为回零时间,为保证锁相环能正常跟踪,应在 T_W 时期中,仍保持原扫频速率(方向可能相反)匀速回零,在回零点也不能产生频率突跳,否则将引起频率瞬时失锁。从上图可得, T_W = (t₂ - t₁) + (t₁ - t₀) = T_D + T_F, 双捕时间 T_{DD} 为 (t₄ - t₀), T_{DD} = 2T_F + 2T_D + T_S + T_延 + T_{传播}, 其中, T_延 为电路延迟时间, T_{传播} 为电波传播时间。

在上述/双捕0扫频图形中,为加快双捕速度,尚采取了下列措施:

- (1)/ 启扫方向选择0: 启扫时,选择扫频方向往 f_s 值运动,如果向相反方向运动,则要多扫 T/2。
- (2)/ 最短路径匀速回零0: 为节省时间,使回零方向往 f₀ 值运动,这是按原速率回零的最短路径。

本方案采用 DDS 器件实现扫频,它是可编程的,通过软件设计可实现:

- (1)在/启扫0时,按预置的多卜勒频率选择扫频方向;(2)在/回零0时,根据停扫时刻的频率与中心频率 f₀ 之差的正负,选择回零方向;(3)在/停扫0时暂停 100ms,再进行/回零0扫频;(4)由于 DDS 的短稳和长稳都很高,它可作为频率源的一部分,因此/回零0可直接用 DDS 的频率匀速回到中心频率而完成。此外,采用 DDS 扫频时,其扫频线性和扫频斜率的准确度都很高,并可编程地准确控制扫频起点、停扫点、扫频的速率和范围,这有利于/随扫斜率计算0和快速双捕,可见 DDS 扫频和数字载波环的采用,是本方案实现的基础。

5 结论

本文所提出的方案已在工程中成功应用,其随扫判决时间为 200ms,与国内外常用方案相比,自动双捕时间缩短为它们的 1/4,系统捕获时间缩短为 1/21.5,而且软件化以后,硬件设备得到了简化,可靠性得到了提高,成本得到了降低。

理论分析和工程应用的实践均说明,这是一种捕获速度快、可靠性高、成本低的双捕新方法。

参考文献:

- [1] Goddard Range and Range Rate System, Design Evaluation Report [R]. USA: NASA CR- 107905, November 1962.
- [2] 梁德文,黄克安.法国国家空间研究中心的 2GHz 测控站网的性能评价[J].电讯技术,1992,(4): 1- 25.
- [3] 杨大豪.频率稳定度特性和测量技术[M].上海:微型电脑编辑部,1982. 44- 67,463- 466.
- [4] 刘嘉兴,等.数字化软件化的 USB 快速捕获技术[R].四川成都:信息产业部电子第十研究所,1994.

作者简介:



刘嘉兴 男,1940 年 6 月生于重庆市,现为 中国电科集团第十研究所研究员,政府特殊津贴获得者,曾担任多个航天测控系统总设计师、副总设计师,获国家科学技术进步奖、国防科学技术奖、电子部科技进步奖 6 项,在国内外发表学术论文 50 余篇,有著作 3 本。