

文章编号: 1001-2486 (2002) 02-0027-04

一种适于 DSPs 实现的 BPSK 载波同步方法*

方继承, 郑林华, 雷 菁

(国防科技大学电子科学与工程学院, 湖南 长沙 410073)

摘要: 提出了全数字接收机中一种软件实现的 BPSK 载波同步方法, 并给出了性能分析, 适合于在存储空间和实时性都有要求的背景下的应用。该方法充分利用软件实现的优势, 克服了传统方法的一些弱点, 适合于在数字信号处理器 (DSPs) 上实现。

关键词: 相干解调; 载波同步; 软件实现

中图分类号: TP391 **文献标识码:** A

A BPSK Carrier Synchronization Method Based on DSPs

FANG Ji-Cheng, ZHENG Lin-hua, LEI Jing

(College of Electronic Science and Engineering, National Univ. of Defense Technology, Changsha 410073, china)

Abstract: This paper introduces a BPSK carrier synchronization method and its performance analysis for software implementation in all digital receiver. This method is adapt to systems in which both time and memory are limited. The software methods can overcome many weaknesses of the traditional methods and is fit for implementation on Digital Signal Processors (DSPs).

Keywords: coherent demodulation; carrier synchronization; software implementation

对于采用相干解调的全数字接收机而言, 如何从接收信号中提取载波是系统实现的关键技术之一。常用的途径有两个, 一是将多个不同功能的硬件模块组合起来实现, 二是采用专用芯片。随着数字信号处理器 (DSPs) 的日益成熟, 纯软件的实现方法成为了另一条重要的途径。和前两种途径比较, 软件实现具有调试容易、修改方便、开发快、成本低等优点, 尤其对于参数可变的应用场合更有优势。基于数字锁相环的软件载波同步技术是目前较为成熟和应用较为广泛的技术, 然而由于锁相环本身具有捕获时间长、同步带宽和捕获带宽相对较窄等弱点, 使得寻求一种全新的软件载波同步技术成为了很迫切的需要。本文提出了一种软件实现载波同步的方法。

如图 1 所示, 经前端模块处理过的 BPSK 模拟信号首先经 A/D 转换器变为数字信号, 并经接口电路送入 DSP。转换后的数字信号先与正弦波产生器产生的数字正弦波进行正交混频, 再经低通滤波器将高频分量滤除。然后两路基带信号分别做归一化处理, 以便于相位信息的提取。相位的提取可以采用反正切函数直接计算得到, 但由于一次反正切运算会耗费大量的指令周期, 不利于解调实时性的保证, 因此可采用查表的办法实现。计算出接收信号与本地载波之间的频差和相差, 再转换为相应的频率和相位控制字控制正弦波产生器输出频率和相位均与接收信号一致的本地载波信号。

1 频差与相差捕获

设低通滤波后的样值分别用 I_t 和 Q_t 表示, 相应的相位用 θ_t 表示, 采样间隔用 T_s 表示。A/D 变换后的信号为

$$r(mT_s) = A(mT_s) \cos(\omega_0 mT_s + \Delta\omega mT_s + \psi) \quad (1)$$

则本地载波与接收信号混频后的输出为

* 收稿日期: 2001-12-19
基金项目: 国家重点项目基金资助
作者简介: 方继承 (1976—), 男, 硕士生。

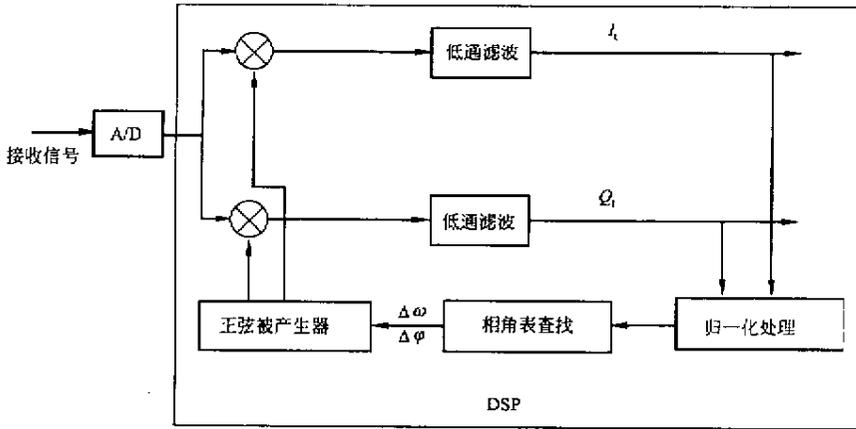


图1 载波同步结构框图

Fig.1 Block diagram of carrier synchronization

$$\begin{aligned}
 \bar{K}(mT_s) &= A(mT_s) \cos(\omega_0 mT_s + \Delta\omega mT_s + \phi) \cos(\omega_0 mT_s) \\
 &= \frac{A(mT_s)}{2} [\cos(2\omega_0 mT_s + \Delta\omega mT_s + \phi) + \cos(\Delta\omega mT_s + \phi)] \\
 \bar{Q}(mT_s) &= A(mT_s) \cos(\omega_0 mT_s + \Delta\omega mT_s + \phi) \sin(\omega_0 mT_s) \\
 &= \frac{A(mT_s)}{2} [\sin(2\omega_0 mT_s + \Delta\omega mT_s + \phi) - \sin(\Delta\omega mT_s + \phi)]
 \end{aligned} \quad (2)$$

经低通滤波后,二倍频分量已被滤除,再对 \$Q\$ 路取负号,得

$$\begin{cases}
 I_t = I'(nT_s) = \frac{A'(nT_s)}{2} \cos(\Delta\omega nT_s + \phi) \\
 Q_t = Q'(nT_s) = \frac{A'(nT_s)}{2} \sin(\Delta\omega nT_s + \phi)
 \end{cases} \quad (3)$$

对 \$I'(nT_s)\$ 和 \$Q'(nT_s)\$ 做归一化处理

$$\begin{cases}
 \bar{K}(nT_s) = I'(nT_s) / \sqrt{I'(nT_s)^2 + Q'(nT_s)^2} = \pm \cos(\Delta\omega nT_s + \phi) \\
 \bar{Q}(nT_s) = Q'(nT_s) / \sqrt{I'(nT_s)^2 + Q'(nT_s)^2} = \pm \sin(\Delta\omega nT_s + \phi)
 \end{cases} \quad (4)$$

用 \$\bar{K}(nT_s)\$ 和 \$\bar{Q}(nT_s)\$ 作为相角表的地址进行二维寻址,即可求得 \$\theta_t = \theta_{nT_s} = \Delta\omega nT_s + \phi\$, \$\theta_t\$ 的精度取决于样点值的位长。频差 \$\Delta\omega\$ 可由以下算法得到

$$\Delta\omega = (\theta_{(n+1)T} - \theta_{nT}) / T_s \quad (5)$$

为降低信道噪声等的影响,实际需作平均处理,如已求出 \$n\$ 个频差

$$\Delta\omega_i = (\theta_{(i+1)T} - \theta_{iT}) / T_s, \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (6)$$

对这 \$n\$ 个频差作算术平均,得实际的频差值

$$\overline{\Delta\omega} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \Delta\omega_i \quad (7)$$

在频差得到调整之后,继续对两路信号进行采样,按频差捕获的方法得到 \$\theta_t\$ 之后,频差已经消除,故 \$\theta_t = \phi\$, 再对连续 \$M\$ 个 \$\phi\$ 做平均处理,得相差值

$$\bar{\phi} = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M \phi_i \quad (8)$$

将频差和相差转换为相应的频率控制字和相位控制字控制正弦波发生器,即实现载波同步。

2 载波跟踪

在数据段,当载波频率或相位出现偏移时,为使载波继续保持同步,需要进行载波跟踪。载波跟

踪的方法与载波捕获的方法基本相同，只是在噪声的影响下，为防止频繁地调整本地载波，需要做失步检测。当 θ_i 大于相位调整的最小步长时，启动失步检测程序。失步检测程序连续跟踪 N 个 θ_i 值，若发现每个值都大于最小步长时，便认为载波已经失步，随即产生一个失步信号，启动本地载频调整程序；否则认为是随机噪声的影响，不对本地载频进行调整。 N 值的选取决定于样值点的密度。

3 核心算法仿真波形

图 2(a) 为经调制过的 BPSK 信号波形，图 2(b) 为本地在同步之前产生的载波波形，仿真时引入了 5Hz 的频差，图 2(c) 为混频并滤波之后的一路输出波形，图 2(d) 为该路输出经归一化后的波形，由于低通滤波器输出的延时效应，在输出的开始是一段无规律的杂波，因此归一化后开始阶段也是杂乱的，实际应用中需将这一段从计算中排除；图中 x_1 、 x_2 两点为相位突跳点，将突跳点做 180° 的反转，即为一个正弦波形，其频率和相位分别为接收信号载频与本地产生载频的频差和相差。

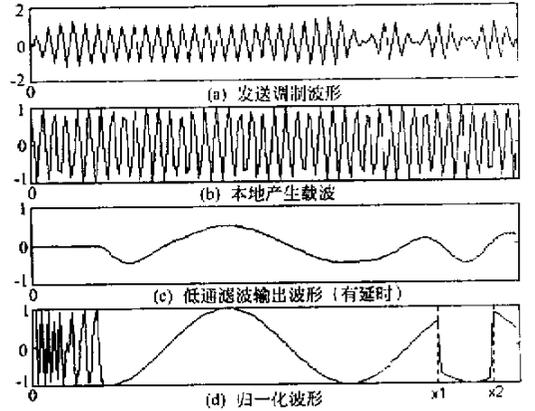


图 2 核心算法仿真波形

Fig. 2 Emulation waveforms of key algorithm

4 同步带宽和捕获带宽分析

4.1 载波同步捕获带宽

由于频差的计算由下式得到：

$$\Delta\omega = \frac{[\theta_{(n+1)T} - \theta_{nT}]}{T_s} \quad (9)$$

其中 $\theta_{nT} = \Delta\omega nT$ 为经查表也即三角函数反变换后的相位值。由于 $\arccos x$ 的值域为 $[0, \pi)$ ，所以 $0 \leq \theta_{(n+1)T} < \pi$ ， $0 \leq \theta_{nT} < \pi$ ，故

$$-\pi < \Delta\omega T_s = \theta_{(n+1)T} - \theta_{nT} < \pi$$

如果实际的 $\Delta\omega T$ 超出此范围，则在此算法下捕获的频差是不正确的。

$$|\Delta\omega| < \frac{\pi}{T_s} \quad (10)$$

又由于在码元由 0 到 1 的转换过程会发生弧度的相位突变，为能够将相位突变和频差区别开来，算法还要求频差满足：

$$|\Delta\omega T_s| < \frac{\pi}{2} \quad (11)$$

上述两个条件联立可得

$$|\Delta\omega| < \frac{\pi}{2T_s} \quad (12)$$

$$|\Delta f| = \left| \frac{\Delta\omega}{2\pi} \right| < \frac{1}{4T_s} = \frac{f_s}{4} \quad (13)$$

因此捕获带宽为

$$\Delta f_{\max} = \frac{f_s}{4}$$

4.2 载波同步跟踪带宽

假设要求本地载波对信号载波每 f Hz 的步进进行跟踪，则载波同步的剩余频差必须满足 $|\Delta f_{\min}| < f/2$ Hz，此条件即为跟踪阶段对允许频差的约束条件。

设 $\Delta\omega T_s$ 的最小值为 $\Delta\theta_{\min}$ ， $\Delta\theta_{\min}$ 即为相角表中相邻单元的相位间隔，则有

$$|\Delta f_{\min}| = \left| \frac{\Delta\theta_{\min}}{2\pi T_s} \right| < f/2 \quad (14)$$

$$f_s = \frac{1}{T_s} < \frac{\pi}{\Delta\theta_{\min}} \cdot f$$

此 f_s 即为达到 1/2Hz 的剩余频差所支持的最高取样频率,也是进入跟踪阶段后计算频差所支持的最高取样频率,再将其代入式(13)中,得 $|\Delta f| < \frac{f_s}{4} < \frac{\pi}{4\Delta\theta_{\min}} \cdot f$,因此跟踪带宽为 $\Delta f_{\max} = \frac{\pi}{4\Delta\theta_{\min}} \cdot f$ 。当此值低于捕获带宽时,需在捕获阶段之后,降低取样频率,以达到跟踪要求;当此值高于或等于捕获带宽时,按原采样频率的频率跟踪,此时跟踪带宽等于捕获带宽,即跟踪带宽 $\Delta f_{\max} = \min\left(\frac{\pi}{4\Delta\theta_{\min}} \cdot f, \frac{f_s}{4}\right)$ Hz。

5 精度分析

5.1 频差调整精度

假设相角表中相邻单元间的间隔为 $\Delta\theta_{\min}$,所以 $\Delta\omega T_s$ 最小为 $\Delta\theta_{\min}$,即

$$\Delta\omega T_s \geq \Delta\theta_{\min}, 2\pi \cdot \frac{\Delta f}{f_s} \geq \Delta\theta_{\min}, \Delta f \geq \frac{\Delta\theta_{\min}}{2\pi} \cdot f_s$$

其中 f_s 为采样频率。

5.2 相差调整精度

最小相差调整范围就是起始地址单元存放的相角,也就是相角表中相邻单元间的间隔,即 $\Delta\theta_{\min}$ 。

6 结束语

怎样在存储空间和运算时间都有限的情况下发挥算法的最大性能是关键所在。本文的算法已在基于 TMS320C6000 系列 DSP 芯片的系统中实现,并在测试中达到了较好的性能。所给出的算法是基于 BPSK 调制方式的,但是稍加处理不难推广到其他线性调制方式中。

当前,各种电子设备的小型化要求迫使数字接收设备尽可能的软件化和集成化,新型 DSPs 的高性能恰恰适应了这种需要,因此基于 DSPs 的各种接收算法应运而生。本文仅讨论了在载波同步这一领域的一种方法,我们相信,在整个数字接收的软件实现方面,将会有更多更好的方法出现。

参考文献:

- [1] Lee L-N, Shenoy A, Eng M K. Digital signal processor-based programmable bpsk/qpsk/offset-qpsk modems [J]. Comsat technical review, 1989, 19(2).
- [2] Poklenba J J, Faris F R. A digitally implemented modem: theory and emulation results [J]. Comsat technical review, 1992, 22(1).
- [3] John G. Proakis. Digital Communications [M]. 3rd ed., Publishing House of Electronics Industry, 1998.
- [4] TMS320C6000 Programmer's Guide [CP]. Texas Instruments, 2000.

