

π/4-DQPSK 调制快速位定时 捕获算法的 DSP 实现

厦门大学电子工程系(361005) 苏立国 刘振宇 卢刚 程恩

摘要: 阐述利用一种新的 π/4-DQPSK 调制快速位定时捕获算法进行低速率数字移动突发通信,并利用 TMS320C54x DSP 芯片实现该算法的关键技术。实验表明,较之常规算法,该算法能够更加有效地克服多普勒频移并快速实现位定时捕获。

关键词: π/4-DQPSK 调制 位定时 数字信号处理器

π/4-DQPSK (π/4 Shift Differentially Encoded Quadrature Phase Shift Keying) 是在 1962 年由贝尔实验室 P. A. Baker 首先提出的。作为一种线性窄带数字调制技术,同 GMSK 和 TFM 等恒包络调制技术相比,π/4-DQPSK 调制技术具有更高的频谱利用率和抗衰落、抗多径效应和遮蔽效应等优点。在近年来陆地移动通信与数字卫星移动通信、DAB 等系统中受到广泛的重视与研究。美国 Qualcomm 公司推出的第一个实用 CDMA 系统(Q-CDMA 系统)就将其作为调制方式。

但是,在移动通信中,由于电台载体的快速运动,接受信号中存在较大的多普勒频移,这给接收检测时位同步带来了一定困难。因此如何准确、快速进行信号能量检测、多普勒频移校正和位定时信号的捕获与跟踪成为正确检测信号的关键所在。

近年来对如何克服多普勒频移、位定时的捕获和跟踪提出了很多算法。文献[3]提出的 MPSK 差分检测算法较具代表性:先利用突发帧报头的 CR(Carrier Recovery)信号获取载波误差,然后再从报头 BTR(Bit Timing Recovery)信号来获取位定时信息^[3]。但是 MPSK 算法并未很好地解决多普勒频移的初始捕获问题,而且不适合 π/4-DQPSK 调制方式。文献[4]中的位定时算法跟踪特性好,并且较易实现,然而在频差存在的情况下,校正后容易存在残余频差,受其影响较大。为此本文选用文献[6]提出的算法,该算法在跟踪过程中与频差无关,并可以在较短周期内实现多普勒频移和位定时的联合捕获。

随着数字信号处理技术的发展,DSP 对数字信号的处理运算精度和速度也越来越高,特别适用于通信等实时运算要求较高的领域,本文采用 TI 公司出品的 TMS320C542 数字信号处理器实现快速位定时捕获算法。TMS320C542 是美国 TI 公司生产的 TMS320 系列第五代数字信号处理芯片,运算速度达 100MIPS,采用六级流水线形式,并具有大批适合数字信号处理运算的指令,性能价格比高,目前国内已广泛应用。本

文在 TMS320C542 芯片上实现了 π/4-DQPSK 调制信号的快速位同步算法,实验结果表明,利用 DSP 芯片实现的该算法能够有效地实现多普勒频移和位定时信号的快速捕获,具有广泛的应用价值。

1 π/4-DQPSK 调制的基本原理

π/4-DQPSK 调制原理框图和信号星座图分别如图 1 和图 2 所示。可以看出:π/4-DQPSK 的最大相移为 3π/4;带限的 π/4-DQPSK 的包络波动较小;非线性信道频谱扩散不严重;当有多径衰落存在时,它的工作敏感性小,有利于信号传输^[4]。

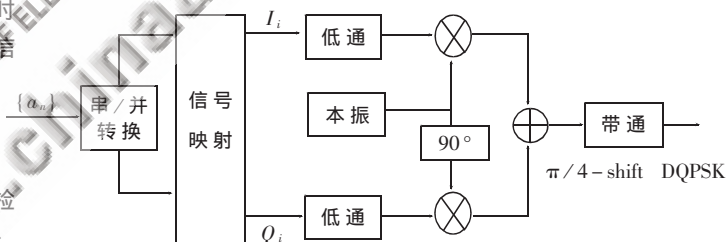


图 1 π/4-DQPSK 调制原理框图

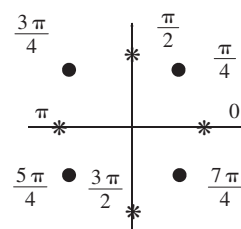


图 2 π/4-DQPSK 信号星座图

假设载波初相位为 0,输出序列为:

$$S(t) = \sum_k g(t-kT_s) \cos \theta(t) \cos \omega t - \sum_k g(t-kT_s) \sin \theta(t) \sin \omega t = \sum_k g(t-kT_s) \cos [\omega t + \theta(t)]$$

其中: $g(t)$ 为频谱,是平方根升余弦基带脉冲; ω 为载波角频率; T_s 为码元宽度; $\theta(t)$ 为调制相位。 $\theta(t) = \theta(t-T_s) + \Delta\theta(t)$,当 $kT_s \leq t \leq (k+1)T_s$ 时, (X_k, Y_k) 与

$\Delta\theta(t)$ 关系如表 1 所示。

表 1 相位关系表

X_k	Y_k	$\Delta\theta(k)$
1	1	$-3\pi/4$
0	1	$3\pi/4$
0	0	$\pi/4$
1	0	$-\pi/4$

考虑多普勒频移情况，令多普勒频移为 $\Delta\omega$ ；包络信号为 $A(t) = \sum_k g(t-kT_s)$ ；则依据原理框图可得受多普勒效应影响的已调基带信号实部与虚部分别为：

$$S_{ri}(t) = A(t) \cos[\Delta\omega t + \theta(t) - \phi]$$

$$S_{rq}(t) = A(t) \sin[\Delta\omega t + \theta(t) - \phi]$$

其中 ϕ 为收发固定相差；改写成复数形式表示为：

$$S_r(t) = A(t) e^{j[\Delta\omega t + \theta(t) - \phi]}$$

2 快速位定时捕获算法

根据文献[6]，首先定义 $x(t) = s_r(t) \hat{s}_r^*(t-2T_s)$ ，其中 $\hat{s}_r^*(t)$ 为 $s_r(t)$ 复共轭。则有：

$$x(t) = A^2(t) e^{j[2\Delta\omega t + \theta(t) - \theta(t-2T_s)]}$$

对于利用差分检测突发帧，不需要 CR 码参与检测算法的计算，而只需 BTR 码。当 BTR 码为“... $x_{k-1}y_{k-1}x_k y_k x_{k+1} y_{k+1} \dots = \dots 11001100 \dots$ ”时，可近似认为 $A(t-2T_s) = A(t)$ 。由表 1 可推出：

$$\theta(t) - \theta(t-2T_s) = -\pi/2$$

因此： $x_i(t) = A^2(t) \sin(2\Delta\omega T_s)$

$$x_q(t) = A^2(t) \cos(2\Delta\omega T_s)$$

$x_i(t)$ ， $x_q(t)$ 分别为 $x(t)$ 的实部和虚部。

讨论接收机匀速直线运动情况，此时 $\Delta\omega$ 在 BTR 期间保持不变，当 $t = t_0 + kT$ 时，定义：

$$Acq_i(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x_i(t_0 + kT + nT_s)$$

$$Acq_q(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x_q(t_0 + kT + nT_s)$$

$$Amp(k) = Acq_i^2(k) + Acq_q^2(k)$$

其中： $k=0, 1, 2, \dots, (m-1)$ ； t_0 为起始时刻， $0 \leq t_0 \leq T_s$ ； T 为抽样间隔， $T_s = mT$ ， m 为一个码元内的抽样点数； N 为窗口宽度，且 $L/2 \leq N \leq L$ ， L 为 BTR 长度。

BTR 期间， $Acq_i(k)$ 、 $Acq_q(k)$ 、 $Amp(k)$ 都将迅速增加，而其他噪声对应均值为零，另门限值为 A_{th} ，因此判断突发帧到达的准则为：

$$\max\{Amp(k) | k=0, 1, \dots, m-1\} \geq A_{th}$$

令 $Amp(k_0) = \max\{Amp(k) | k=0, 1, \dots, m-1\}$ ； $A_0 = A^2(t_0 + k_0T + nT_s)$ ， $n=0, 1, \dots, N-1$ ；则多普勒频移可由下式计算：

$$\Delta\omega T_s = (1/2) \tan^{-1}\{acq_i(k_0)/acq_q(k_0)\}$$

其中： $acq_i(k_0) = NA_0 \sin(2\Delta\omega T_s)$ ； $acq_q(k_0) = NA_0 \cos(2\Delta\omega T_s)$

接收机匀加速直线运动时，即 $\Delta\omega$ 在 BTR 期间变化时，令 $\Delta\omega = \Delta\omega_0 + \beta t$ ，其中 $\Delta\omega_0$ 为起始频差， β 为角速度，同样可计算：

$$S_r(t) = A(t) e^{j[\Delta\omega_0 + \beta t + \theta(t)]}$$

$$x(t) = A^2(t) e^{j[2\Delta\omega_0 T_s + 4\beta T_s t - 4\beta T_s^2 - \pi/2]}$$

$$x_i(t) = A^2(t) \sin(2\Delta\omega_0 T_s) \cos[4\beta T_s(t-T_s)] + A^2(t) \cos(2\Delta\omega_0 T_s) \sin[4\beta T_s(t-T_s)]$$

$$x_q(t) = A^2(t) \cos(2\Delta\omega_0 T_s) \cos[4\beta T_s(t-T_s)] + A^2(t) \sin(2\Delta\omega_0 T_s) \sin[4\beta T_s(t-T_s)]$$

假设当 $t=0$ 时报头出现，又： $|4\beta T_s^2(N-1)| \leq 0.01$ 时， $\sin[4\beta T_s(t-T_s)] \approx 0$ ， $0 \leq t \leq Nt_s \cos[4\beta T_s(t-T_s)]$ ；令 $\max\{\sin[4\beta T_s(t-T_s)]\} = \sin[4\beta T_s^2(N-1)]$ 则有：

$$\cos\{4\beta T_s(t_0 + kT - T_s)\} \approx \cos\{4\beta T_s(t_0 + kT)\} \approx \dots \approx \cos\{4\beta T_s[t_0 + kT + (N-2)T_s]\}$$

令 $\lambda = \cos\{4\beta T_s(t_0 + kT - T_s)\}$ ，多普勒频移可由下式计算：

$$\Delta\omega_0 T_s = (1/2) \tan^{-1}\{acq_i(k_0)/acq_q(k_0)\}$$

其中： $acq_i(k_0) = N\lambda A_0 \sin(2\Delta\omega T_s)$ ； $acq_q(k_0) = N\lambda A_0 \cos(2\Delta\omega T_s)$

由于假设 $|4\beta T_s^2(N-1)| \leq 0.01$ ，根据多普勒频移与接收机运动速度 v 关系式 $f_D = (f_c/c)v$ (f_c 为载波频率； c 为光速)，对时间 t 求导可推出： $v' = (\beta/2\pi)(c/f_c)$ 。对于普通接收机的运动加速度，完全满足假设条件。

由上面推导可以得出结论：在接收机匀直运动与加速运动中，依照该算法，信号能量的检测、多普勒频移、位定时信号可以实现联合捕获。该算法在 DSP 上的实现表明，捕获周期较短，可以快速进行位定时。

3 系统的 DSP 实现

3.1 硬件设计

整个捕获系统的算法部分用 TI 公司的 TMS320C542 DSP 芯片实现。TMS320C542 的运算速度为 100MIPS，采用先进的修正哈佛结构，指令为 6 级深度流水线作业。在同一机器周期可有 1~6 条不同指令并行工作。此外还含有两个带缓冲的串口，6 个 DMA 控制器，2 个 16 位可编程定时器，8 位并行主机接口 HPI。外部总线具有关断控制，以断开外部的数据总线、地址总线和控制信号。片内资源包括 2K 的 ROM 和 10K 的 DRAM。C542 的指令功能强大，可以完成存储块搬移、并行存储、并行装入和快速中断返回等诸多功能^{[1][2][5]}。

硬件系统框图如图 3 所示。来自前端的信号经高速 A/D 变换和串口 1 送至 TMS320C542 DSP 芯片，在 DMA 控制器作用下送到采样数据缓冲器。时钟用于突发帧接收的定时控制。C542 DSP 除了完成位定时捕获算法以外，还要完成捕捉之前的系统初始化；通过辅助控制电路选择抽样时钟和选择算法相关参数。BUS 总线主要完成 PC 与 DSP 接口、数据 I/O、提供时钟等功能。输出缓冲是码流的暂时存储区。接口电路分为两部分：一部分控制编码输出缓冲，另一部分是通过串口 0 与 C542 DSP 连接的接口。接口使用 RS232 接口芯片，完成 DSP 串口与 C542 串口的连接，完成地址译码及与 C542 DSP 交换控制命令等功能。

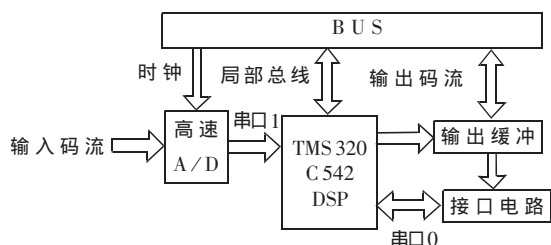


图3 DSP实现的硬件系统框图

3.2 软件设计

软件设计是快速位定时捕获算法的核心。完成信号能量的检测、多普勒频移、位定时信号捕获，绝大部分依靠 DSP 实时处理运算的结果。软件流程图如图 4 所示。

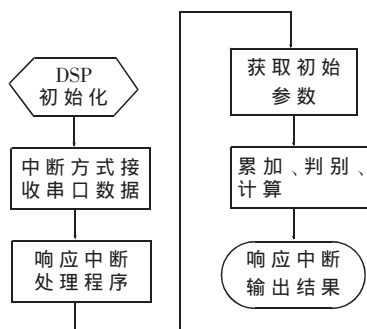


图4 软件流程图

程序执行采用中断方式。DSP 及时响应来自总线的中断和控制命令，实时调用相应的算法模块更改参数、计算，并由串口将得出的捕获结果输出。

输入数据由 MATLAB 通信仿真产生的含多普勒频移和高斯白噪声信号，假设已经过串/并转换，并将信息码流定为 4.8kbps；符号速率 2.4ksymbols/s，抽样频率 9.6 samples/s，由总线送出，运算时采取先累加再乘方的方法，窗口宽 N 取 16，同 BTR 码的长度 L 相同。

将内部数据存储单元化为 I、Q 两个区，对两个区同时进行读写操作。总线送出的系统参数放至第三区，在初始化时调用。将串口数据分别送入 I、Q 存储区，指针初始化后，DSP 的运算步骤为：

(1) 指针指向第一个值 $x_i(0), x_q(0)$ 起始时指针 $i=0$ ；

(2) 累加： $Acq_i = x_i(0) + x_i(1) + x_i(2) + \dots + x_i(N-1)$ ；

$Acq_q = x_q(0) + x_q(1) + x_q(2) + \dots + x_q(N-1)$ ；

(3) 计算 $Amp(k)$ ，与门限值 A_{th} 比较：大于则转向计算 $\Delta\omega$ ，否则计算 $t=t_0+(k+1)T_s$ 时刻情形。

计算 $\Delta\omega$ 的 \tan^{-1} 的近似公式如下：

$$\Delta\omega = \frac{1}{2T_s} \{ [acq_i(k_0)/acq_q(k_0)] - \frac{1}{3} [acq_i(k_0)/acq_q(k_0)]^3 + \frac{1}{5} [acq_i(k_0)/acq_q(k_0)]^5 + 0(x^7) \}$$

对于多组数据进行运算，结果表明随着信噪比的不同，位定时捕获能力不同。但在较宽的范围内，移动台的加速度不超过 $5m/s^2$ 时，多普勒频移小于或等于 $0.25R_s$ （符号速率）时，在 16~24 个符号内都能够实现多普勒频移的快速捕获，将捕获结果保存。在同一参数的解调系统中送至位定时跟踪和匹配滤波器，能够成功实现 $\pi/4$ -DQPSK 的解调仿真。

4 实验结果和结论

采用信道加白噪声方法进行仿真，白噪声依据 MATLAB 信号处理工具产生，仿真参数如前所述，可得到仿真结果如图 5 所示。选取大多普勒频移 500Hz，可以看出实际随着码流的加长，频移误差越来越小，达到捕捉效果。

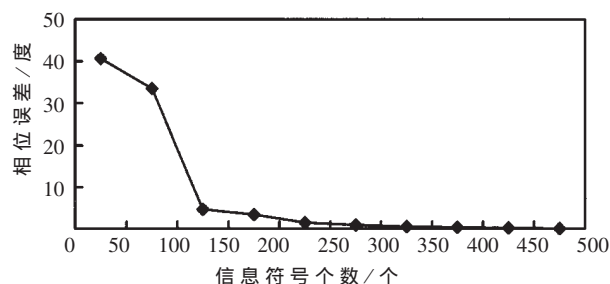


图5 仿真误差结果

越小，达到捕捉效果。

本文讨论了一种可应用在陆地或卫星移动通信中的快速位定时捕获算法的 DSP 实现技术，并进行了详尽理论、设计阐述。实验表明，这种算法的效率较高，能够在较短的周期内实现多普勒频移的计算、位定时的捕获。与传统的位定时捕获算法相比：捕获周期短，有利于缩短报头，利用 DSP 实时处理稳定性更高、抗干扰能力强、系统升级方便、更利于 $\pi/4$ -DQPSK 调制技术在移动通信、卫星通信等带限信道中的潜力。然而，由于时间的关系，没有研究利用 DSP 实现匹配滤波器、位定时信号的跟踪算法等技术。但是相信位定时捕获算法的 DSP 实现对其他 $\pi/4$ -DQPSK 调制技术的整体 DSP 实现都提供了一定的参考价值，仿照该技术，也可对其进行有益的研究。

参考文献

- 1 Texas Instruments Incorporated. TMS320C54x DSP CPU and Peripherals.[B]. Custom Printing Company, Owensville, Missouri, U.S.A., Aug. 1997: 6.18~6.24
- 2 Texas Instruments Incorporated. TMS320C54x DSP Applications Guide.[B]. Custom Printing Company, Owensville, Missouri, U.S.A., Oct. 1996: 3.1~3.28
- 3 Marvin K., Dariush Divsalar. Doppler-corrected differential detection of MPSK.[J]. IEEE Trans. On Communications, 1989; 37(2): 99~109
- 4 I.S. Xezonakis, M.S. Sangriotis. Algorithm for the construction of an all-digital early-late BPSK/QPSK symbol synchronizer. INT.[J]. Electronics, 1991; 70(1): 1~10
- 5 彭启琮, 李玉柏. DSP 技术.[B]. 成都: 电子科技大学出版社, 1999: 268~305
- 6 赵杭生, 甘仲民, 屈德新. $\pi/4$ -DQPSK 调制的快速位同步捕获和位同步跟踪.[J]. 电子学报, 1999; 4: 24~27

(收稿日期: 2001-02-27)