

# 实现 $\pi/4$ -DQPSK调制的一种快速算法

王军梅, 钟洪声, 周国勇

(电子科技大学电子工程学院 成都 610054)

【摘要】针对 $\pi/4$ -DQPSK调制数字化实现的运算量大、高速调制难的问题, 提出了一种适合于数字调制的快速算法。该算法基于TMS320C54x DSP处理器, 应用查找表的方法完成 $\pi/4$ -DQPSK的差分编码与符号映射, 应用波形存储的方法完成I、Q通道的成形滤波, 用选通直读的方法实现载波调制, 整个调制过程中不需要乘法运算, 节约了调制时间。仿真结果验证了该方法的有效性。

关键词  $\pi/4$ -DQPSK; 查表法; 波形存储; 选通直读法

中图分类号 TN713 文献标识码 A

## A Fast $\pi/4$ -DQPSK Modulation Arithmetic

WANG Jun-mei, ZHONG Hong-sheng, ZHOU Guo-yong

(School of Electronic Engineering, UEST of China Chengdu 610054)

**Abstract** Aiming at that the  $\pi/4$ -DQPSK digital modulation need large amount of operation and fast modulation is achieved difficultly. A fast arithmetic based on digital modulation is present in this paper. The arithmetic bases on TMS320C54x DSP processor. Difference coding and signal mapping is completed by look-up tables, Shaping FIR filtering for channel I and Q is completed by wave storage and Carrier modulation is completed by strobe and reading directly. There are no multiplications in whole modulation. The speed of modulation is faster. Simulating result proves the effectivity of the arithmetic.

**Key words**  $\pi/4$ -DQPSK; look-up table; wave storage; strobe and reading directly

$\pi/4$ -DQPSK( $\pi/4$  Shift Differentially Encoded Quadrature Phase Shift Keying)调制方式具有频谱利用率高及解调方法简单等特性, 适合于移动通信, 其实现的方法也是近来研究的热点问题, 如: 文献[1]介绍了实现 $\pi/4$ -DQPSK的基本调制方法及非线性无线射频放大。随着数字电路的发展, 数字方法也越来越受到重视, 如文献[2]介绍了利用TMS320C54x实现该调制方法, 及滤波器器的设计。

现有的 $\pi/4$ -DQPSK数字化设计方法中, 其调制部分需要在数字滤波和载波调制两处应用乘法运算。由于乘法运算比较耗时, 影响了其调制速度, 本文的设计思路是以空间换取时间, 在调制过程中, 节省所有乘法运算, 只保留加法运算和“取反”运算, 理论分析运算量只需要100个单指令周期, 当然需要增加一定的存储空间。

### 1 $\pi/4$ -DQPSK调制原理

$\pi/4$ -DQPSK编码电路实现调制的目的是将信号映射到星座点上, 其信号星座如图1所示。图中有8个相位状态, 分成偶数和奇数组, 分别用  $\circ$  和  $\bullet$  表示。两信号点之间的连线

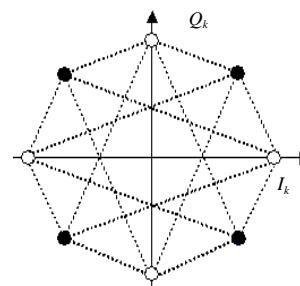


图1  $\pi/4$ -DQPSK信号星座图

表示可能的相位跳变。相位跳变只能在偶数组和奇数组之间发生，在偶数组和奇数组内没有跳变。这使得 $\pi/4$ -DQPSK的最大相位跳变为 $3\pi/4$ ，与QPSK相比，有较小的包络起伏，在非线性信道有更优的频谱效率。

$\pi/4$ -DQPSK调制框图如图2所示。图中输入数据( $A_1B_1A_2B_2\dots$ )首先经过串并转换变成奇信号流( $A_1A_2\dots$ )和偶信号流( $B_1B_2\dots$ )两路并行信号。信号再经过映射和差分编码电路，形成I&Q两路信号，经成形滤波器消除码间干扰和频谱扩散，再经过载波调制和D/A变换输出 $\pi/4$ -DQPSK信号。

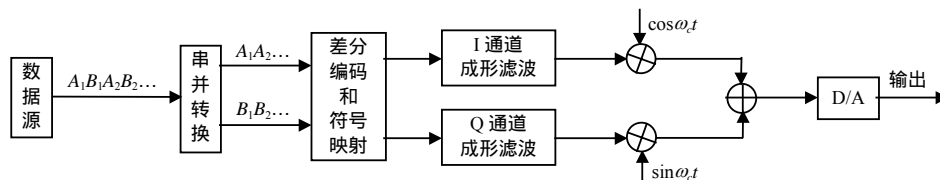


图2  $\pi/4$ -DQPSK调制框图

## 2 编码与映射的原理与实现

$A_kB_k$ 经格雷编码控制着输出信号的编码偏移量 $\Delta\theta$ ，其取值只有4种，即 $+\pi/4$ 、 $-\pi/4$ 、 $+3\pi/4$ 和 $-3\pi/4$ 。输入数据和相位偏移量之间的关系如表1所示：

表1 输入数据和相位偏移量的关系

$A_kB_k$	00	01	10	11
$\Delta\theta$	$5\pi/4(-3\pi/4)$	$3\pi/4$	$7\pi/4(-\pi/4)$	$\pi/4$

表中用正值表示相位偏移量，即 $-3\pi/4$ 用 $5\pi/4$ 表示， $-\pi/4$ 用 $7\pi/4$ 表示。设 $S_{k-1}$ 为前一时刻符号的载波， $\theta$ 为绝对相位，可以得出：

$$S_{k-1} = A \cos(\omega_c t - \theta) \quad (1)$$

当前时刻为：

$$S_k = A \cos(\omega_c t - (\theta + \Delta\theta)) = A \cos(\theta + \Delta\theta) \cos \omega_c t + A \sin(\theta + \Delta\theta) \sin \omega_c t = I_k \cos \omega_c t + Q_k \sin \omega_c t \quad (2)$$

式中：

$$I_k = A \cos(\theta + \Delta\theta) = A \cos \theta \cos \Delta\theta - A \sin \theta \sin \Delta\theta = I_{k-1} \cos \Delta\theta - Q_{k-1} \sin \Delta\theta \quad (3)$$

$$Q_k = A \sin(\theta + \Delta\theta) = Q_{k-1} \cos \Delta\theta + I_{k-1} \sin \Delta\theta \quad (4)$$

表2 绝对相位与 $I_k Q_k$ 的对应关系

$N$	0	1	2	3	4	5	6	7
$\theta$	0	$\pi/4$	$\pi/2$	$3\pi/4$	$\pi$	$5\pi/4$	$3\pi/2$	$7\pi/4$
$I_k$	1	0.707	0	-0.707	-1	-0.707	0	0.707
$Q_k$	0	0.707	1	0.707	0	-0.707	-1	-0.707

由以上推导可知，进入载波调制器的 $I_k$ 和 $Q_k$ 不仅与输入数据( $\Delta\theta$ )有关，而且与 $I_{k-1}$ 和 $Q_{k-1}$ 有关。利用星座中前一时刻的绝对相位 $\theta$ 和由当前时刻输入 $A_kB_k$ 决定相位偏移量 $\Delta\theta$ ，找到由当前绝对相位 $\theta + \Delta\theta$ 决定的输出 $I_k$ 和 $Q_k$ 。相位偏移量 $\Delta\theta$ 可以转化为相应的编号偏移量 $\Delta N$ 。 $\Delta\theta$ 与 $\Delta N$ 的对应关系如表3所示，具体为，由表3根据 $A_kB_k$ 决定 $\Delta\theta$ 和 $\Delta N$ ，每一时刻 $N$ 由上一时刻 $N$ 和 $\Delta N$ 决定，

$$N = \text{mod}(N_p + \Delta N, 8) \quad (5)$$

式中 前一时刻的 $N$ 编号为 $N_p$ 。同时保存 $N$ 作为下次查找时的 $N_p$ 。用16个存储单元分别存放8个 $I$ 和 $Q$ 的值。这样便通过查找表的方法实现了 $\pi/4$ -DQPSK的编码与映射。

表3  $\Delta\theta$ 与 $\Delta N$ 的对应关系

$A_k B_k$	00	01	10	11
$\Delta\theta$	$5\pi/4$	$3\pi/4$	$7\pi/4$	$\pi/4$
$\Delta N$	5	3	7	1

### 3 波形存储成形滤波的原理及其实现

单位冲击响应 $h(n)=T[\delta(n)]$ , 滤波器的输入输出关系为线性卷积  $y(n)=x(n)*h(n)$ ,  $h(n)$ 为一个有限长的序列, 线性卷积可用如下式子表示:

$$y(n) = \sum_{k=0}^{N-1} x(n-k)h(k) \tag{6}$$

式中  $N$ 为滤波器的抽头数。将 $x(0)h[n]$ 看作第0个波形, 用 $w_0[n]$ 表示,  $x(1)h[n]$ 看作第1个波形, 用 $w_1[n]$ 表示,  $x(2)h[n]$ 看作第2个波形用 $w_2[n]$ 表示, 依此类推。式(6)为:

$$y(n) = x(n-0)h(0) + x(n-1)h(1) + \dots + x(n-k)h(k) + \dots + x(n-N+1)h(N-1) = w_n(0) + w_{n-1}(1) + \dots + w_{n-k}(k) + \dots + w_{n-N+1}(N-1) = \sum_{k=0}^{N-1} w_{n-k}(k) \tag{7}$$

式中  $w_{n-k}(k)=x(n-k)h(k)$ , 每个当前的输出 $y(n)$ 都是当前时刻 $n$ 之前的 $N$ 个波形延迟后对应点相加而得到的, 也就是波形存储的方法进行滤波计算。

波形存储法就是将滤波器的所有可能的输入波形 $w_n[R]$ 均存储起来, 并设置一个滤波缓冲区, 在滤波时只需将输入对应的波形 $w_n[R]$ 延迟加到这个缓冲区中, 取出其对应的输出 $y(n)$ 即可。

通过表2可知, I和Q通道输入到成形滤波器仅有5个值(0,  $\pm 0.707$ ,  $\pm 1$ ), 由于零波形的输入对滤波结果没有影响, 只需存储4个波形即可, 对应关系如表4所示。

表4 输入与波形对应关系

$x(n)$	0	0.707	-0.707	+1	-1
$w_n[R]=x(n)h[n]$	0	$0.707h[n]$	$-0.707h[n]$	$h[n]$	$-h[n]$

本文滤波器为16点采样, 相当于原始输入的两个数据之间插入15个零, 所以本文每次延迟16点, 即完成一次波形相加, 相当于完成了16点的滤波输出。这样既省去了大量的插零运算, 又省去了最耗时的乘法运算, 提高了成形滤波的速度。

定义专门的滤波缓冲区FIR\_IBUFF, 在滤波时只需将输入对应的输出波形延迟加到这个缓冲区中即可。将波形加入到滤波器缓冲区之后, 要将缓冲区的输入指针(FIR\_INP)后移并保存作为下次滤波的起始地址。滤波器指针后移16点的算法可由下式完成:

$$FIR\_INP = FIR\_IBUFF\text{首地址} + \text{mod}(FIR\_INP - FIR\_IBUFF\text{首地址} + 16, 080\text{ h}) \tag{8}$$

式中 080 h为滤波器缓冲区长度。

### 4 选通直读法实现载波调制

载波调制从滤波缓冲区中输入数据, 由滤波缓冲区的输出指针标定其起始地址。DA缓冲区作为载波调制与DA变换之间的一个长度为200 h缓冲。在这个缓冲区中同样存在两个指针: 载波调制后数据的输入指针与DA变换的输出指针。

载波调制每次从滤波缓冲区取出的点数(这里取32点)大于成形滤波的采样点数(16点), 所以在作载波调制之前只要判断滤波缓冲区是否被读空, DA缓冲区是否被装满即可。这通过两个缓冲的输入输出指针的距离进行判断。

每个正、余弦波周期中取4个点： $0, \pi/2, \pi, 3\pi/2$ 进行载波调制。余弦载波的幅度为+1、0、-1、0四个值的循环。对应的正弦载波的幅度为0、+1、0、-1，4个值的循环。载波调制信号 $S(t)$ 可由下式表示：

$$S(t) = I_A \cos(\omega t) + Q_A \sin(\omega t) \quad (9)$$

由式(9)可知载波调制不需要做乘法运算。即第1点输出为 $I_A$ ，第2点输出为 $Q_A$ ，第3点输出为 $-I_A$ ，第4点输出为 $-Q_A$ 。如此循环，如图3所示。从图中看出，一次完成32点的载波调制运算，在成形滤波器的缓冲区中输出数据为循环寻址，每读出一点后FIR\_IBUFF和FIR\_QBUFF相应的位置被清零，作为新的滤波输入缓冲区。32点做完后将新的滤波器输出指针(原滤波器输出指针循环向后移位32点)保存，作为下次载波调制输入的起始地址。

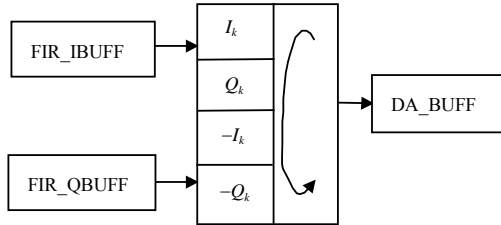


图3 选通法载波调制示意图

同时将DA缓冲区的输入指针循环向后移位32位后保存，作为下次载波调制输出的起始地址。

DA缓冲区输出指针以64 kHz的采样频率向DA变换器输出数据。这样便完成了 $\pi/4$ -DQPSK全数字调制。

## 5 算法比较与仿真运行结果

本文提出的算法完成16点的滤波，仅需要65次的加法运算，而用普通的滤波算法计算一个点要用到65次乘加运算，计算16个点时就要用到 $65 \times 16$ 次乘加运算；本文算法完成四点的载波调制仅用2次取反运算，而普通算法完成一点载波调制就要用2次乘法和一次加法运算。可见本快速算法在节省运算上的有效性。本文所实现的 $\pi/4$ -DQPSK调制系统的设计参数如下：输入信号码率8 Kb/s；采样频率为64 kHz，载波频率为16 kHz。其仿真结果如图4所示，用MATLAB编写的解调程序能够对此结果正确的解调出原始数据。证明了本文所提出的基于TMS320C54x的 $\pi/4$ -DQPSK调制的快速算法，是一种行之有效的方法。

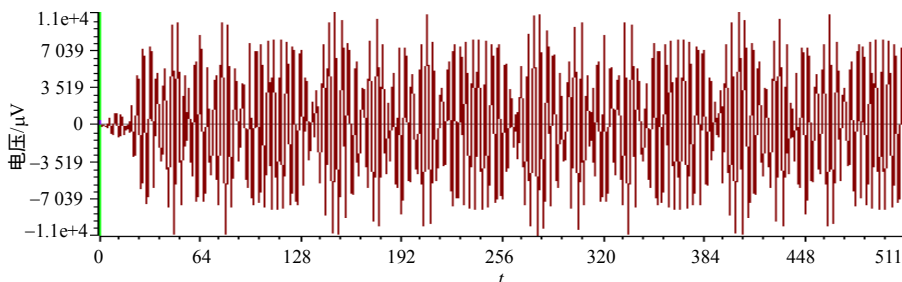


图4 仿真波形

## 参 考 文 献

- [1] Mao Y, Feher K.  $\pi/4$ -FQPSK: An efficiency improved, standardized  $\pi/4$ -DQPSK compatible modulation/nonlinearly amplified RF wireless[J]. IEEE Transactions on Broadcasting, 1996, 42(2): 95-101
- [2] 廖长清, 卢建川, 曾 利. 基于TMS320C54x实现 $\pi/4$ -DQPSK调制[J]. 电讯技术, 2002, (1): 1-4

编 辑 刘文珍