

【自动化技术】

QPSK、SQPSK 信号解调相位模糊及其对 Viterbi 译码的影响

保 骏

(中国电子科技集团公司第十研究所 航天事业部,成都 610036)

摘要: QPSK 及 SQPSK 调制方式已被广泛应用于各类数传通信系统中。在这类通信系统中通常会采用卷积编码等信道编码方式。由于 QPSK 调制信号在解调时存在相位模糊,此相位模糊就会对 Viterbi 译码的 G2 倒向等参数造成影响。针对该问题,根据在某卫星系统中 QPSK 调制及卷积编码的实际应用情况,分析了此类相位模糊的成因,并提出了解决方案。

关键词: QPSK、SQPSK 调制体制;解调相位模糊;卷积编码;G2 倒向

中图分类号: TN911

文献标识码: A

文章编号: 1006-0707(2011)03-0053-03

随着我国航天工业的发展,在航天测控通信系统中数传通信设备的应用也愈发广泛,由于 QPSK 调制方式具有较高的频谱利用率、较强的抗干扰性等特点,国内航天数传通信系统也大多采用了 QPSK 调制体制, SQPSK 调制除具有 QPSK 调制的一切优点外,还消除了已调信号突然相移 180° 的现象,所以包络起伏变动最小,不会象 QPSK 调制那样有包络瞬间为零的现象^[1-3]。因此, SQPSK 调制体制在数传通信系统中也应用逐渐增多。由于一些数传通信系统的天线口径和功率受到限制,为满足数据传输的误码率要求,还需要采用较高编码增益的纠错编码技术,例如卷积编码。

但由于 QPSK 调制信号在解调时都会产生相位模糊,在收端必须对数据增加相应的解模糊处理,如果在发端采用了卷积编码,还需要在解模糊处理时考虑卷积编码的相关参数,如 G2 倒向。在我所研制的某卫星地面设备与用户终端对接时就发现 G2 倒向的设置发生了相反的现象,经分析与接收端解模糊处理方式相关,本研究中针对此类由解调相位模糊引起的问题进行分析。

1 QPSK、SQPSK 调制数据处理流程

对于 QPSK 或 SQPSK 单数据源,根据控制参数,对 I 路进行卷积编码处理,并将卷积编码的 C1 路分配至 I 路, C2 路分配至 Q 路, Q 路数据可根据参数选择分别设置“倒向”或“不倒向”,然后将 I、Q 路数据送调制模块进行调制^[4-6],如图 1 所示。

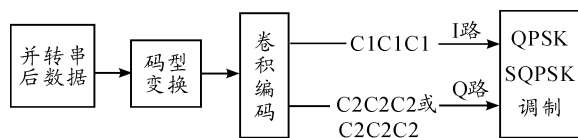


图 1 卷积编码模块及调制原理框图

在得到待调制的 I、Q 数据后,调制器根据控制参数将 I、Q2 路数据进行中频的 QPSK 调制。按照 QPSK 调制方式

$$V = \sin(W_0t + \Phi_1) + \cos(W_0t + \Phi_2)$$

其实现电路见图 2。

在图 2 的模块中, I、Q 数据根据各自 0、1 值的变化改变各自 DCO 的初相,当数据为 0 时载波初相为 0,当数据为 1 时载波初相为 π ; I 路信息调制正弦波, Q 路信息调制余弦波,最后将 2 个调制中频信号相加则实现了 I、Q 数据的 QPSK 调制,调制信号通过 D/A 转换为模拟信号后输出。

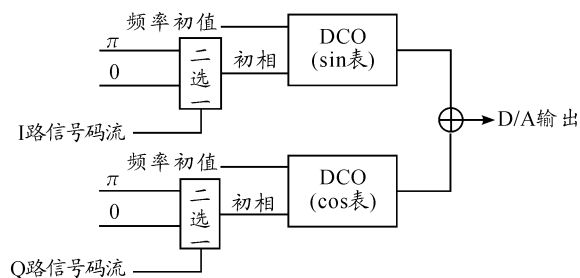


图 2 QPSK 调制原理框图

2 QPSK 调制数据与调制后载波相位关系

SQPSK、QPSK 等调制方式是利用载波的 4 种相位表征不同的数据,数据与载波的相位关系分析如下。

假设 QPSK 调制信号为

$$V1 = \sin(W_0t + \Phi_1) + \cos(W_0t + \Phi_2)$$

其中, Φ_1 、 Φ_2 为调制后载波 I、Q 2 路的初相,此初相与 I、Q 2 路数据的关系如表 1。

表1 QPSK 调制信号相位关系

I	Φ_1	Q	Φ_2
0	0	0	0
1	π	1	π

那么,当 I、Q 分别取值 00、01、10、11 时, QPSK 信号形式为

取值为 00 时

$$V1 = \sin(W_0t + \Phi_1) + \cos(W_0t + \Phi_2) = \sin(W_0t) + \cos(W_0t) = \sqrt{2}\sin(W_0t + 45^\circ)$$

取值为 01 时

$$V1 = \sin(W_0t + \Phi_1) + \cos(W_0t + \Phi_2) = \sin(W_0t) + \cos(W_0t + \pi) = \sqrt{2}\sin(W_0t - 45^\circ)$$

取值为 10 时

$$V1 = \sin(W_0t + \Phi_1) + \cos(W_0t + \Phi_2) = \sin(W_0t + \pi) + \cos(W_0t) = \sqrt{2}\sin(W_0t + 135^\circ)$$

取值为 11 时

$$V1 = \sin(W_0t + \Phi_1) + \cos(W_0t + \Phi_2) = \sin(W_0t + \pi) + \cos(W_0t + \pi) = \sqrt{2}\sin(W_0t - 135^\circ)$$

星座图如图 3 所示。

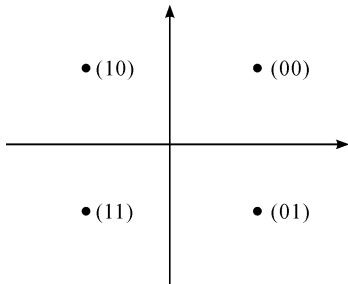


图3 信号 V1 星座图

若 QPSK 调制信号为

$$V2 = \cos(W_0t + \Phi_1) + \sin(W_0t + \Phi_2)$$

那么根据同样的分析,可以得到星座图如图 4 所示。

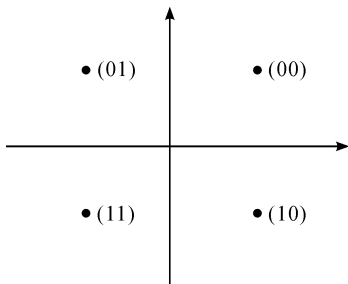


图4 信号 V2 星座图

3 接收端解模糊处理分析

对于 QPSK/SQPSK,一般采用图 5 所示的 COSTAS 环路解调。

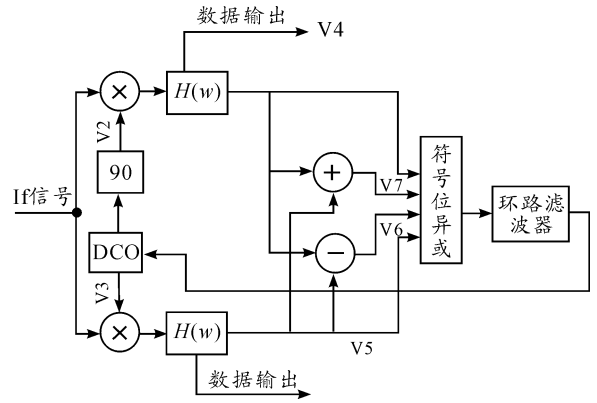


图5 COSTAS 解调环路结构

1) 假设由 A/D 输入的 QPSK 信号定义为

$$V1 = X(t)\cos(W_0t + \beta_1) + Y(t)\sin(W_0t + \beta_1)$$

数控振荡器 DCO 的输出频率为

$$u_c = U_c\cos(W_0t + \beta_2)$$

那么可以得到

$$V2 = U_c\sin(W_0t + \beta_2)$$

$$V3 = U_c\cos(W_0t + \beta_2)$$

则 I、Q 两路信号 V4、V5 分别为

$$V4 = \frac{K_m U_c}{2} [X(t)\sin\beta + Y(t)\cos\beta]$$

$$V5 = \frac{K_m U_c}{2} \left[X(t)\sin\left(\beta + \frac{\pi}{2}\right) + Y(t)\cos\left(\beta + \frac{\pi}{2}\right) \right]$$

其中, $\beta = \beta_2 - \beta_1$, 当 $\beta = 0, \frac{\pi}{2}, \frac{3\pi}{2}, \pi$ 时, 环路均可以锁定。

由表 2 可以看出,解调输出的 I、Q 路信号需要进行相应的解模糊处理^[7],用表 2 所示的 4 种解模糊处理方式分别验证解调输出,只有采用了正确的解模糊方式才能得到正确的输出。

2) 假设由 A/D 输入的 QPSK 信号为

$$V1 = X(t)\sin(W_0t + \beta_1) + Y(t)\cos(W_0t + \beta_1)$$

数控振荡器 DCO 的输出频率为

$$u_c = U_c\cos(W_0t + \beta_2)$$

那么可以得到

$$V2 = U_c\sin(W_0t + \beta_2)$$

$$V3 = U_c\cos(W_0t + \beta_2)$$

则 I、Q 2 路信号 V4、V5 分别为

$$V4 = \frac{K_m U_c}{2} [X(t)\cos\beta + Y(t)\sin\beta]$$

$$V5 = \frac{K_m U_c}{2} \left[X(t)\cos\left(\beta + \frac{\pi}{2}\right) + Y(t)\sin\left(\beta + \frac{\pi}{2}\right) \right]$$

其中, $\beta = \beta_2 - \beta_1$, 当 $\beta = 0, \frac{\pi}{2}, \frac{3\pi}{2}, \pi$ 时, 环路均可以锁定。

由表 3 可以看出,由于在调制输出的 I 路为 $\sin(W_0t + \beta_1)$; Q 路为 $\cos(W_0t + \beta_1)$ 。那么解调输出的 I、Q 路信号需要进行与表 2 不相同的解模糊处理,在地面终端的解调器中,对上述 8 种相位模糊均作了处理,因此都可以正常解调,若只采用表 2 的解模糊处理,当调制信号为

$$V1 = X(t)\sin(W_0t + \beta_1) + Y(t)\cos(W_0t + \beta_1)$$

就会导致 C2 倒向不一致。

表 2 QPSK/SQPSK 解调的 4 种相位模糊

β	0	$\frac{\pi}{2}$	π	$\frac{3\pi}{2}$
V4	$Y(t)$	$X(t)$	$-Y(t)$	$-X(t)$
V5	$X(t)$	$-Y(t)$	$-X(t)$	$Y(t)$
解模糊	I、Q 互换	Q 路取反	I、Q 互换 I、Q 路取反	I 路取反

表 3 QPSK/SQPSK 解调的另外 4 种相位模糊

β	0	$\frac{\pi}{2}$	π	$\frac{3\pi}{2}$
V4	$X(t)$	$Y(t)$	$-X(t)$	$-Y(t)$
V5	$Y(t)$	$-X(t)$	$-Y(t)$	$X(t)$
错误解模糊 造成 C2 反向	Q 路取反	I、Q 互换 I、Q 路取反	I 路取反	I、Q 互换
正确解模糊	保持	I、Q 互换 I 路取反	I、Q 路取反	I、Q 互换 Q 路取反

4 结束语

从上述分析可以看出,针对 QPSK、SQPSK 一类调制信号,在解调时必须考虑解相位模糊,若未对调制信号调制数据与载波相位做明确约定,就需要考虑 8 种相位模糊的可能性,否则会带来数据解调错误,在有卷积编码等信道编码时还会对编码形式设置产生影响,混淆错误。

参考文献:

[1] 张显辉,沈国松. SQPSK 调制体制在跟踪与数据中继卫星中的应用[J]. 遥测遥控,2007,28(11):26-29.
 [2] 于志坚,冯贵年. 跟踪与数据中继卫星系统的现状和发展[C]//第九届全国遥感遥测遥控学术研讨会. 出版

地不详:[出版社不详],2004.

[3] 中国电子科技集团公司第十研究所. 统一测控讲义[Z]. [S.l.]:[s.n.],1998.
 [4] 辛洁,赵健东,孙运强. 基于 FPGA 的四相移键控调制解调器的建模与设计[J]. 研究与开发,2009,28(1):52-54.
 [5] 刘秀兰,王淑敏. 基于软件无线电的 QPSK 调制的设计[J]. 计算机仿真,2008,28(11):309-311.
 [6] 李冰清,冯小平,王俊刚,等. 基于 FPGA 的 QPSK 及 OQPSK 信号调制和解调电路设计[J]. 电子元器件应用,2008(4):41-43.
 [7] 施为华. TDRSS 系统反向链路 PN 码的捕获研究[C]//2002 年航天测控技术研讨会论文集. 出版地不详:[出版社不详],2002.

(责任编辑 周江川)

(上接第 40 页)主模态信息,有些局部模态可能反映不出来。而利用有限元方法则可将所有的模态(整体与局部模态)全部反映出来,不会漏掉结构的模态信息,与试验法相比具有更大的优越性。同时,高射机枪实体有限元模型的建立是进行结构动力响应计算和结构参数优化的基础。

参考文献:

[1] 王庆五,左昉,胡仁喜,等. ANSYS10.0 机械设计高级应用实例[M]. 北京:机械工业出版社,2006:46-52.
 [2] 沈华. 复合材料身管结构分析及优化[D]. 南京:南京理工大学,2004:12-20.
 [3] 邵蕴秋. ANSYS8.0 有限元分析实例导航[M]. 北京:

中国铁道出版社,2004:145-150.

[4] 龚曙光,黄云清. 有限元分析与 ANSYS APDL 编程及高级应用[M]. 北京:机械工业出版社,2009:112-150.
 [5] 王晓天,高星亮. 大口径机枪结构动力学建模方法研究[J]. 军械工程学院学报,2005,17(6):1-5.
 [6] 张军娜. 某型重机枪结构动力学仿真与参数优化[D]. 石家庄:军械工程学院,2007:10-52.
 [7] 王瑞林. 大口径机枪动力学特性与射击精度研究[D]. 南京理工大学,2003.
 [8] 李永建. 三脚架式机枪动态特性综合分析[D]. 石家庄:军械工程学院,1999:8-15.

(责任编辑 周江川)