

文章编号: 1001 - 893X(2010)08 - 0092 - 05

## 扩频系统多通道相位差测量技术\*

王亚涛

(中国西南电子技术研究所, 成都 610036)

**摘要:** 论述了扩频无线电信号侦收和测向等应用领域中, 在多通道天线和接收机后端采用数字处理手段, 在低信噪比下实现多通道相位差精确提取的方法。阐述了多通道相位差提取的基本工程模型、中频信号采样处理方法、普通 ASK 调制信号的相位差提取方法, 以及 BPSK 调制的扩频信号的相位差提取方法, 给出了基于 MATLAB7.0.1 平台的仿真图形和结果。该技术已在工程中成功实现。

**关键词:** 扩频系统; 多通道天线; 相位差测量; 数字中频

**中图分类号:** TN914.4    **文献标识码:** A    doi: 10.3969/j.issn.1001-893x.2010.08.019

## Multi - Channel Phase Difference Measurement Based on Spread Spectrum System

WANG Ya - tao

(Southwest China Institute of Electronic Technology, Chengdu 610036, China)

**Abstract:** The method of acquiring the phase difference of multi - channel in case of low SNR (Signal - to - Noise Ratio) is discussed, by means of using digital processing technique at the back - end of RF antenna and receiver. The method can usually be used in some applications, such as wireless signal detecting or direction measurement. The basic engineering model of multi - channel phase measurement is described as well as the process of A/D sampling on intermediate frequency (IF), the method of acquiring phase difference on ASK modulated signal, and the method of acquiring phase difference on BPSK modulated spread spectrum signal. Simulation based on Matlab7.0.1 is provided. The technique discussed in this paper has been successfully applied in project.

**Key words:** spread spectrum system; multi - channel antenna; phase difference measurement; digital IF

### 1 引言

在航空管制、雷达、电子侦察、电子对抗等领域, 通常都要对目标信号源的方向进行测量, 其主要技术手段就是使用多通道的天线和接收机对同一无线信号进行接收, 提取出一些关键信号参数在不同通道间的差值或比值, 其中最重要的信号参数就是幅度和相位。随着高速 A/D 采样器件及技术、高速数字逻辑器件及技术、高速 DSP 器件及技术的发展, 上述参数的提取过程都可以实现数字化。幅度信号

提取相对直观和简便, 但相位提取比较复杂, 尤其是在信噪比很低、信号淹没在噪声中的扩频通信系统中。文献[1]给出了单脉冲雷达数字接收机幅相不平衡的一种校正方法, 文献[2]提出了基于差分放大器、容阻和容感器件收发通道的相位控制系统, 文献[3]提出了一种基于数字中频、FFT 以及测相算法的短波测向技术, 文献[4]介绍了直扩系统的原理、模型和工作机制, 文献[5]提出了一种基于直接扩频系统的实时定位方案。本文将针对普通 ASK 调制方式的信号, 以及直扩的 BPSK 调制方式的信号, 就提取多接收通道间的相位差的方法进行论述。

\* 收稿日期: 2010 - 05 - 27; 修回日期: 2010 - 07 - 03

## 2 基本工程模型

假设我们要测量  $\Sigma$  和  $\Delta$  两个接收通道输出信号之间的相位差,直接把两路信号进行数字鉴相是不行的,这是因为  $\Sigma$  和  $\Delta$  两路接收通道本身就具有一定的不一致性,即使两路同时输入相同的信号,其输出也会存在相位差,仅靠简单的鉴相无法剔除这种不一致性,必须在鉴相前予以纠正。通常是在两路接收通道输入端同时接入相同的校正源信号,在输出端测量出两路通道之间的固有误差,在正常工作时首先扣除这个误差,再得到两路信号的真实相位差。

相位差提取过程如图 1 所示,其中最关键的环节是相位测量。无论是不一致性校正,还是实际相位差测量环节,都需要对各接收通道的信号相位进行测量。

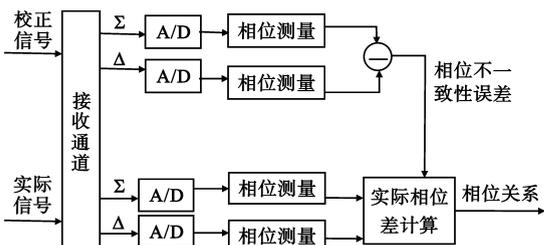


图 1 相位差提取过程  
Fig.1 Process of acquiring phase difference

## 3 信号的采样

来自天线的射频信号首先通过接收机放大,通常下变频到中频,再输出到后端进行信号处理。为论述方便,我们假设接收机输出中频信号的中心频率为 70 MHz,信号带宽为 8 MHz。

为提取信号的相位信息,要求接收机输出正交的两路信号 I 和 Q,设信号相位为  $\theta$ ,则:

$$\theta = \arctan(Q/I) \quad (1)$$

但是,通常情况下,接收机往往没有按 I、Q 通道分别输出中频,这就需要通过数字处理方法,从一路信号中恢复出正交的 I、Q 两路信号来。

对于中频信号数字化处理的框图如图 2 所示。

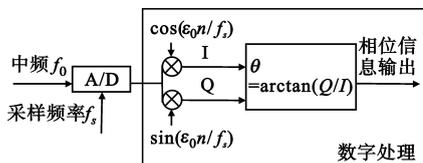


图 2 中频信号数字化处理  
Fig.2 Digital processing of IF signal

根据单个带通信号均匀采样定理:

$$\frac{2f_{\mu}}{N} \leq f_s \leq \frac{2f_L}{N-1}, 1 \leq N \leq \frac{f_{\mu}}{B}, B = f_{\mu} - f_L \quad (2)$$

对于带通信号,当采样率  $f_s$  满足式(2)时就可以恢复出信号来。因为图 2 中的解调部分要构造出  $\cos(\epsilon_0 n / f_s)$  和  $\sin(\epsilon_0 n / f_s)$  来与采样信号进行混频,实现起来比较麻烦。

根据全数字化正交解调的一类方法:

$$f_s = 4f_0 / (2M - 1), M \text{ 为正整数}, f_s \geq 2B \quad (3)$$

式中,  $f_0$  为 70 MHz,  $B = 8$  MHz, 当我们将  $M$  取值为 4, 算出  $f_s$  为 40 MHz, 满足式(2), 而  $\cos(\epsilon_0 n / f_s)$  和  $\sin(\epsilon_0 n / f_s)$  的取值为  $[1, 0, -1, 0]$  与  $[0, 1, 0, -1]$  的周期循环。可以看出, 这些特殊值之间正好是周期循环的正交关系, 因此, 用 40 MHz 频率采样 70 MHz 中频信号简单有效, 而且对解调也带来很大的方便。

在实际使用中, 我们一般将直接采样值作为 I 通道, 将直接采样值延时一个采样时钟周期作为 Q 通道, 简化后的中频数字化处理框图如图 3 所示。

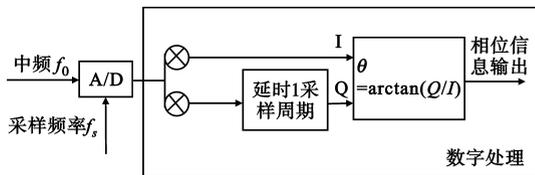


图 3 简化后的中频信号数字化处理  
Fig.3 Simplified digital processing of IF signal

## 4 ASK 调制信号相位差测量

普通 ASK 调制信号采用直接幅度比值法测量相位差。所谓直接幅度比值法,是指在计算相位值  $\theta = \arctan(Q/I)$  时,  $Q$  和  $I$  使用直接采样得到的幅度数据。在实际应用中,反三角函数的计算可通过可编程逻辑器件(如 FPGA)或 DSP 实现,笔者使用的 FPGA 平台,其优点在于处理实时性较好,且可以调用一些通用的 core 来节省开发时间。

由基本的三角函数知识可知,反正切函数  $Y = \arctan x$  的值域范围是  $[-\pi/2, \pi/2]$ , 位于直角坐标系的一和四象限,而我们希望得到的测相值域范围是  $[-\pi, \pi]$ , 即所有 4 个象限,仅靠计算反正切函数是不够的。如图 4 所示的正切函数曲线中,当正切取值为正时无法判断实际相位是第 1 还是第 3 象限,当正切取值为负时无法判断实际相位是第 2 还是第 4 象限。

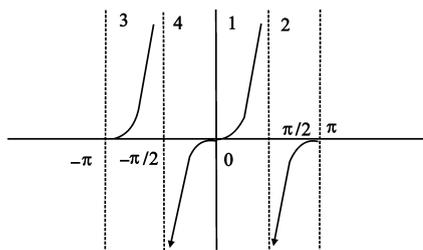


图4 4个象限的正切函数取值

Fig.4 Tangent function value in four quadrants

为得到准确的测相值,我们不仅要计算反正切值,还应结合当前相位的正弦和余弦的符号进行判断。而 I、Q 两通道本来就是正交关系,我们可认为 Q 值与  $\sin\theta$  成正比且符号相同, I 值与  $\cos\theta$  成正比且符号相同。根据正、余弦函数的性质,我们可按表 1 的对应关系得到测得相位的真实象限。

表 1 I、Q 通道符号值与测得角度相位的关系

Table 1 Relationship between function sign of I/Q and quadrant of phase angle

Q 通道符号位 (sin)	I 通道符号位 (cos)	相位角度 所在象限
+	+	1
+	-	2
-	-	3
-	+	4

以下为论述方便,介绍基于仿真平台 MATLAB7.0.1 对相位差值数字提取方法进行仿真,仿真模型如图 5 所示。

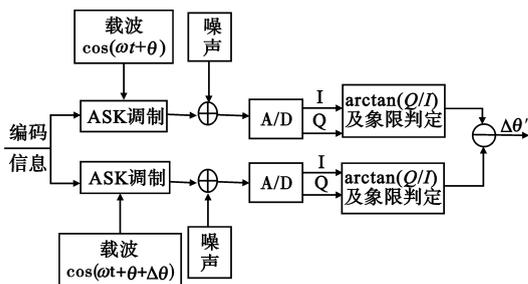


图5 直接幅度比值法相位差值数字提取仿真模型

Fig.5 Simulation model of phase difference acquiring using direct amplitude comparison method

仿真参数为:中频载波 70 MHz;频偏 10 kHz;采样率 40 MHz;初始相位  $\pi/4$ ;信号幅度 1 V;电压偏移 0.1 V;脉冲宽度 9.6  $\mu\text{s}$ 。

在输出仿真图形的同时,对测得的相位差值  $\Delta\theta'$  进行平滑滤波,统计出测相结果。仿真图形如图 6 所示。

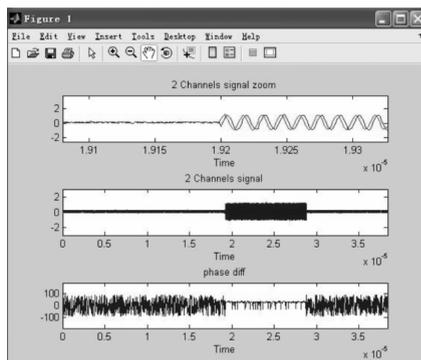


图6 直接幅度比值法仿真波形

Fig.6 Waveform using direct amplitude comparison method

改变信噪比和输入相位差  $\Delta\theta$ ,将测相值  $\Delta\theta'$  统计入表 2 所示。

表 2 直接幅度比值法测相数据

Table 2 Phase measurement data using direct amplitude comparison method

信噪比/dB	相位差指定值 $\Delta\theta/(\circ)$	相位差测得值 $\Delta\theta'/(\circ)$
20	20	20.95
20	70	70.57
20	120	121.28
20	170	169.14
10	20	24.20
10	70	65.98
10	120	116.44
10	170	154.36
5	20	30.15
5	70	58.51
5	120	132.02
5	170	153.81

由此仿真数据可知,使用直接幅度比值法测量相位差时,测得相位的精度跟输入信号的质量密切相关。想要比较精确地测得信号的相位,输入信号应具有良好的信噪比,一般 10 dB 以上方可取得较好的效果。因此,直接幅度比值法可以应用于接收信号幅度较强的非扩频系统相位提取中。

## 5 BPSK 直扩信号的相位差测量

如果我们要处理的信号是 BPSK 调制的直扩信号,且该信号的信噪比不理想,那么要像上述方法那样直接通过 I、Q 的幅度比值测得相位将非常困难,这是因为:

(1) BPSK 信号是抑制载波的双边带信号,不存在载频分量,无法直接提取载波相位,需要采用载波

恢复电路来恢复载波,硬件的复杂性大大增加;

(2)即使使用平方环或 Costas 环的方法恢复载波,也会由于相位模糊问题,恢复出的载波可能与所需要的理想本地载波同相,也可能反向,而在后端无法甄别处理,这是用锁相环从抑制了载波的 BPSK 信号中恢复载波时不可避免的共同问题;

(3)在信噪比很低时,恢复正确的载波非常困难,也就无法在后端测量其相位。

笔者在研究过程中发现了一种在信号解扩时使用数字相关技术进行相位测量的有效方法,不但可以省掉载波恢复电路,而且同时避免了相位模糊问题,以下将对其进行介绍。

假设信号脉冲的宽度是  $9.6 \mu\text{s}$ ,其中包含 96 个码片(这里采用 96 bit 的伪随机序列),每个码片 100 ns,即扩频码速率为 10 MHz。

在 70 MHz 中频上、使用 40 MHz 时钟采样,96 级相关器进行解扩。

对信号幅度进行相关解扩的算法为

$$|A_t| = \sqrt{\left(\sum_{i=1}^{96} S_i C_{i+t}\right)^2 + \left(\sum_{i=1}^{96} S_i C_{i+t+1}\right)^2}, \quad t = 0, 1, 2, \dots \quad (4)$$

式中,  $S$  为本地伪随机码,  $C$  为  $t$  时刻相关器滑窗内的采样值。

相关解扩过程的示意图见图 7。

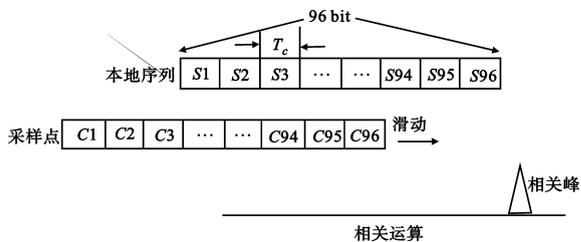


图 7 相关解扩示意图

Fig.7 Illustration of de-correlation for spread spectrum signal

相关幅度值其实就是正交的 I、Q 两路的相关值的平方和开根号:

$$I_t = \sum_{i=1}^{96} S_i C_{i+t}, \quad t = 0, 1, 2, \dots \quad (5)$$

$$Q_t = \sum_{i=1}^{96} S_i C_{i+t+1}, \quad t = 0, 1, 2, \dots \quad (6)$$

那么我们在测量该扩频信号的实时相位时,可采取相关后幅度比值法,即是在计算相位值  $\theta = \arctan(Q/I)$  时,  $Q$  和  $I$  使用经过相关器计算后的幅度数据。由于扩频增益的贡献,使得相位计算的精度大大提高,可

以在极低的信噪比下得到理想的相位值。另外,由于本地扩频码  $S_i$  的取值为  $+1$  或  $-1$ ,而实时采样值  $C_i$  也是相对应的带正负符号的数值,两者相乘就避免了 BPSK 调制带来的载波相位模糊问题。

$$\theta = \arctan\left(\frac{\sum_{i=1}^{96} S_i C_{i+t}}{\sum_{i=1}^{96} S_i C_{i+t+1}}\right) \quad (7)$$

基于 MATLAB7.0.1 仿真平台对相位差值数字提取方法进行了仿真,仿真模型如图 8 所示。

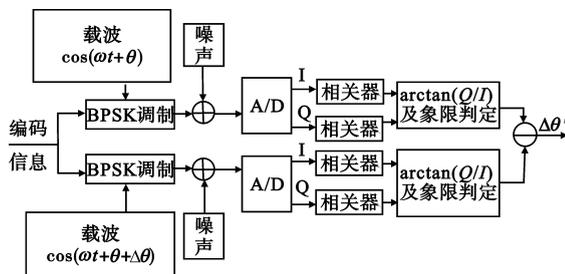


图 8 相关后幅度比值法相位差值数字提取仿真模型  
Fig.8 Simulation model of phase difference acquiring using correlated amplitude comparison method

仿真参数为:中频载波 70 MHz;频偏 10 kHz;采样率 40 MHz;扩频码率 10 MHz;初始相位  $\pi/4$ ;信号幅度 1 V;电压偏移 0.1 V;脉冲宽度  $9.6 \mu\text{s}$ 。

在输出仿真图形的同时,对测得的相位差值  $\Delta\theta'$  进行平滑滤波,统计出测相结果。

仿真图形如图 9 所示。

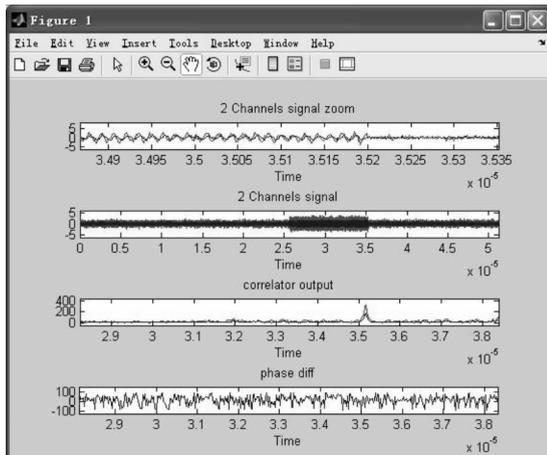


图 9 相关后幅度比值法仿真波形

Fig.9 Waveform using correlated amplitude comparison method

改变信噪比和输入相位差  $\Delta\theta$ ,将测相值  $\Delta\theta'$  统计入表 3。

表3 相关后幅度比值法测相数据

Table 3 Phase measurement data using correlated amplitude comparison method

信噪比/dB	相位差指定值	相位差测得值
	$\Delta\theta/(\circ)$	$\Delta\theta'/(\circ)$
20	20	19.94
20	70	70.25
20	120	120.00
20	170	170.16
10	20	20.20
10	70	70.09
10	120	119.82
10	170	170.21
0	20	19.35
0	70	70.39
0	120	119.87
0	170	168.27

由此仿真数据可知,使用相关后幅度比值法的效果远远好于直接幅度比值法,达到了相当精确的测量精度,且测量精度受接收信号信噪比的影响很小,完全可以满足低信噪比下提取 BPSK 直扩信号相位的要求。

另外,我们知道在 BPSK 扩频信号解扩时,频率偏移也是影响解扩精度的重要因数,因此也针对中频信号的频率进行了拉偏仿真测试,信噪比为 0,频率偏移从 0~100 kHz 时测相误差见表 4。

表4 频率偏移影响

Table 4 Influence of frequency excursion

序号	载频频移/kHz	相位差测量误差/ $(\circ)$
1	0	0.09
2	20	1.25
3	40	-0.87
4	60	-0.41
5	80	-4.53
6	100	-44.22

由仿真结果可知,当载频频偏小于 60 kHz 时,都能测得比较准确的相位差;当频偏大于 60 kHz 时,误差急剧加大,100 kHz 后基本无法正常使用。根据目前的技术水平,频率源器件的精度已相当高,能够轻松达到 10 kHz 以内的误差,因此完全不影响该技术在工程中的使用。

## 6 结束语

本文介绍了一种多接收通道相位差数字提取技

术,其中直接幅度比值法应用于接收机中频输出信噪比高的普通系统,而相关后幅度比值法应用于接收机中频输出信噪比低的扩频系统。由于采用了全数字处理方法,使得系统复杂度和成本大大降低,同时在测量 BPSK 信号相位时既避免了使用载波恢复电路又解决了相位模糊问题,具有非常理想的技术效果。目前,该技术已经在 Xilinx FPGA 硬件平台得到了工程实现,应用于多通道接收测向领域,并取得了良好的使用效果,具有一定参考和推广价值。

## 参考文献:

- [1] 梁士龙,郝祖全.单脉冲雷达数字接收机幅相不平衡的一种校正方法[J].系统工程与电子技术,2003(2):137-139.  
LIANG Shi-long, HAO Zu-quan. A Correction Method of Amplitude-phase Imbalance for Digital Receiver of a Monopulse Radar[J]. Systems Engineering and Electronics, 2003(2):137-139. (in Chinese)
- [2] 徐满,田建生,康勇,等.高频地波雷达相位补偿系统[J].现代雷达,2006(9):80-84.  
XU Man, TIAN Jian-sheng, KANG Yong, et al. Phase Compensation System for HF Ground Wave Radar[J]. Modern Radar, 2006(9):80-84. (in Chinese)
- [3] 张文东,江炜宁.基于数字中频的短波测向技术[J].理论与方法,2009(3):25-27.  
ZHANG Wen-dong, JIANG Wei-ning. Shortwave Direction Finding Based on Digital Intermediate Frequency Technique [J]. Theory and Method, 2009(3):25-27. (in Chinese)
- [4] 张国云,周映霞.直扩技术分析及其应用[J].现代电子技术,2007(3):25-27.  
ZHANG Guo-yun, ZHOU Ying-xia. Analysis and Application of Direct Sequence Spread Spectrum Technology [J]. Modern Electronic Technology, 2007(3):25-27. (in Chinese)
- [5] 钱汉望,杨中根,董丽华,等.基于直接序列扩频的实时定位方法研究[J].RFID 技术与应用,2008(2):31-33.  
QIAN Han-wang, YANG Zhong-geng, DONG Li-hua, et al. A Research on the DSSS Technology based Real Time Locating System [J]. Radio Frequency Identification Technologies and Applications, 2008(2):31-33. (in Chinese)

## 作者简介:

王亚涛(1976-),男,四川三台人,工程师,主要研究方向为二次雷达。

WANG Ya-tao was born in Santai, Sichuan Province, in 1976. He is now an engineer. His research direction is secondary surveillance radar.

Email: wyt0811@sina.com