

文章编号:1001-893X(2012)05-0726-04

一种新的 2CPFSK 信号极化合成方法^{*}

张 波

(中国西南电子技术研究所,成都 610036)

摘 要:针对低信噪比下连续相位调制信号的极化合成,提出了一种基于多符号检测技术的极化合成新方法。通过把解调和极化合成作为一个整体进行处理,在基带上完成了通常在中频上实现的极化合成过程,避免了连续相位调制信号在低信噪比下载波相位跟踪困难的问题。仿真结果表明,该方法的合成效果与理论值之间的差距小于 0.3 dB。

关键词:多符号检测;极化合成;连续相位调制

中图分类号:TN927 **文献标志码:**A doi:10.3969/j.issn.1001-893x.2012.05.025

Polarization Synthesis Technique for 2CPFSK Signal

ZHANG Bo

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

Abstract: A new polarization synthesis technique for continuous phase modulation signal is discussed. This technique is based on the multi-symbol noncoherent detection, and combines the demodulation with polarization synthesis together. In this new technology, accurate phase tracking of weak continuous phase modulation signal can be avoided. Simulation results show that less than 0.3dB gap between test value and theoretical value can be achieved.

Key words: multi-symbol noncoherent detection; polarization synthesis; continuous phase modulation

1 引 言

极化合成的本质是对接收到的包含相同传输信息相互正交的极化信号进行加权合成,以获得比任何一路信号单独解调更优的性能。理论上,极化合成可以使接收性能提高 3 dB。实际中,由于两路接收信号不是完全一致,且在进行合成时会引入误差,并不能达到 3 dB 的增益^[1]。

目前,对极化合成技术的研究主要集中于以下两个方面:首先是对接收的信号进行相位跟踪,使接收的两路信号保持同频同向^[2],避免两路信号相互抵消,造成性能损失;其次,对调整了相位的信号进行合并,合并方法有选择式相加、等增益合成、中频最大比合成等^[1,3-5]。

上述方法大多是针对 BPSK、QPSK 信号开展研究的,对于此类信号,可以很方便地通过锁相环来实现信号相位跟踪,使两路输入信号相位一致,从而得到较高的合成增益。对于目前应用越来越广泛的连续相位调制信号,目前已有的方法难以直接采用。主要原因在于连续相位调制信号中不包含载波信息,因此要取得相位同步相当困难,低信噪比下尤其如此^[6]。

针对这个问题,本文以 2CPFSK 信号为例设计了一种基于多符号检测技术^[7]的连续相位调制信号极化合成方法,该方法把通常在中频完成的极化合成处理过程转移至基带进行,通过把多符号检测和极化合成合并处理,完成了信号的极化合成处理,合成效果与理论值之间的差距小于 0.5 dB。由于多符号检测本身不需要精确的载波相位同步,采用这种

^{*} 收稿日期:2011-11-01;修回日期:2012-03-26

方法可以避免连续相位调制信号难以实现载波相位跟踪的问题,简化了处理过程。

2 2CPFSK 信号的多符号检测技术

多符号检测技术(MSD)的基本思想是利用信号中相位连续变化的特点,通过对当前码元前后多个符号进行观察来提高对当前信号的判决性能。采用该方法不需要对信号载波相位进行跟踪就可使 2CPFSK 信号达到与 BPSK 相当的解调性能^[7]。

接收信号模型为

$$r(t) = \cos[\omega_c t + f(t) + \theta_0] \tag{1}$$

式中, $r(t)$ 为接收到的信号, ω_c 为载波频率, $f(t)$ 反映的是信号相位的变化,信道中引入的相移 θ_0 是未知量,在几个符号持续时间内可认为其变化很小。

对接收到的中频信号进行下变频滤波后得到基带信号

$$s(t) = \cos(f(t) + \theta_0) + \sin(f(t) + \theta_0) \tag{2}$$

接收端计算 N 个符号持续时间内接收到的信号与本地产生的所有可能波形的相关值,根据最大似然准则输出观察范围内中间比特的判决结果来完成信号的解调。

设本地产生的基带波形为

$$\text{local}(t) = \cos(f(t) + \theta_1) - j \cdot \sin(f(t) + \theta_1) \tag{3}$$

式中, θ_1 是进行相关积分时本地波形的初始相位。当本地产生的波形与接收信号中的波形相匹配时,两者进行复数乘法后得到如下结果:

$$s(t) \cdot \text{local}(t) = \cos(\theta_1 - \theta_0) + j \cdot \sin(\theta_1 - \theta_0) \tag{4}$$

此时, $\cos(\theta_1 - \theta_0)$ 和 $\sin(\theta_1 - \theta_2)$ 在观察的时间段内可认为是常数。假设在观察时间段内采样点数为 N_c ,对进行相关后的 I、Q 两路信号分别进行累加后得到:

$$M = N_c \cdot \cos(\theta_1 - \theta_0) + j \cdot N_c \cdot \sin(\theta_1 - \theta_0) \tag{5}$$

对上式求模后得到:

$$|M| = \sqrt{N_c^2 \cdot (\cos^2(\theta_1 - \theta_0) + \sin^2(\theta_1 - \theta_0))} = N_c \tag{6}$$

比较本地产生的各个波形的相关值,其中最大相关值对应的本地波形所代表的二进制信息即是接收波形中包含的二进制信息。

上面是多符号检测算法的原理,实际系统中在进行多符号检测前首先要对信号中的多谱勒频率和位同步位置进行捕获及跟踪。整个接收结构如图 1 所示。

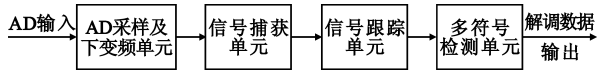


图 1 信号接收框图
Fig.1 The receiver structure

3 基于多符号检测的极化合成技术

3.1 基于多符号检测技术的极化合成方法

目前,常用的极化合成方法在接收时先对接收到的两路信号进行载波跟踪,利用相位调整环将左右旋混频输出两路信号的相位调整到相同,达到同相合成目的,如果两路信号的相位不同步会导致合成性能恶化,甚至不能工作。对于 2CPFSK 信号,精确的相位跟踪是很难实现的,在输入信号信噪比较低时尤其如此,因此现有的方法难以采用。

在上节中我们看到采用多符号检测对 2CPFSK 信号进行接收不需要精确的载波跟踪。在这个基础上,我们提出一种基于多符号检测的极化合成方法。在该方法中,输入的两路信号分别进行下变频、捕获与跟踪以及多符号相关计算,所不同的是多符号相关的结果不是立即进行判决,而是把两路的相关结果进行加权求和,对求和后的相关值进行比较,求和后的最大值对应最终的判决结果。由于两路信号的信噪比可能会有所差异,为了得到最佳的检测性能,需要根据两路信号的信噪比和信号功率来确定加权系数。图 2 给出了整个处理过程框图。

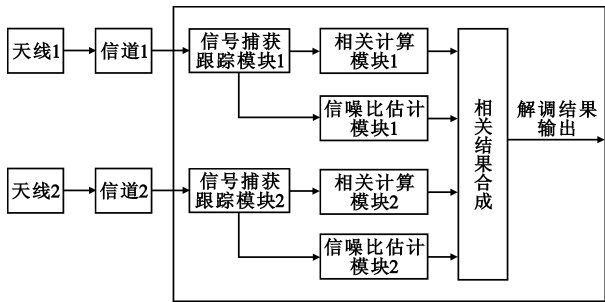


图 2 2CPFSK 信号极化合成原理框图
Fig.2 The 2CPFSK signal polarization synthesis structure

由式(6)可知,多符号检测对收发两端的相位差不敏感,这样在信号接收时只要对载波多谱勒进行粗略跟踪即可,不需要对信号相位进行精确跟踪,避免了低信噪比下相位跟踪难以实现的问题。在两路信号分别与本地波形完成相关计算后,根据两路不同的信噪比产生加权系数,对两路信号与本地不同

波形的匹配相关结果进行加权相加,然后再根据相加结果完成信号判决。

$$C_1 = N^2 \cdot (\cos^2(\theta_1 - \theta_{10}) + \sin^2(\theta_1 - \theta_{10})) \tag{7}$$

$$C_2 = N^2 \cdot (\cos^2(\theta_2 - \theta_{20}) + \sin^2(\theta_2 - \theta_{20})) \tag{8}$$

$$C = a_1 \cdot C_1 + a_2 \cdot C_2 \tag{9}$$

式中, C_1 为第一路信号的相关结果, C_2 为第二路信号的相关结果, C 为 C_1 和 C_2 经过合成后的相关结果, θ_{10} 为通路 1 中接收信号的初始相位, θ_{20} 为通路 2 中接收信号的初始相位, $(\theta_1 - \theta_{10})$ 为通路 1 中本地波形与接收信号的相位差, $(\theta_2 - \theta_{20})$ 为通道 2 中本地波形与接收信号的相位差, N 为相关积分点数, a_1 为第一路的加权系数, a_2 为第二路的加权系数。对各个波形合成后的相关结果进行比较后选择最大的作为最终的判决结果。为了合成后的信噪比达到最佳,需要确定合适的加权系数。

3.2 加权系数的确定

一个双信道最大比值极化合成器的输出信噪比为^[5]

$$(S/N)^2 = (S_1/N_1)^2 + (S_2/N_2)^2 \tag{10}$$

式中, S_1 和 S_2 分别是通路 1 和通路 2 输入端的信号电压, N_1 和 N_2 分别是通路 1 和通路 2 输入端的噪声电压, S 是合成后的信号电压, N 是合成后的噪声电压。

由式(10)可知:

$$\frac{S}{N} = \begin{cases} \sqrt{2} \frac{S_1}{N}, & S_1 = S_2 \\ \frac{S_1}{N}, & S_1 \gg S_2 \\ \frac{S_2}{N}, & S_1 \ll S_2 \end{cases} \tag{11}$$

可以看出,当两支路信号电平相等时,合成增益最高可达3 dB;当一路信号很强,而另一路信号很弱时,输出信噪比与强电平支路的输入信噪比相等。因此适当的加权函数 a_1 和 a_2 由下式确定:

$$\begin{aligned} a_1/a_2 &= (S_1/S_2)^2 \\ a_1 + a_2 &= 1 \end{aligned} \tag{12}$$

式中, a_1 为第一路的加权系数, a_2 为第二路的加权系数, S_1 和 S_2 分别是通路 1 和通路 2 输入端的信号电压。

4 仿真结果及分析

本节采用上述方法对相同信噪比的两路输入信

号进行极化合成处理,通过与极化合成理论值和单路信号的解调性能进行比较来说明新方法的特点。极化合成理论值按照文献[5]中的合成方法进行仿真得到,为了便于分析,仿真时假定两路信号的载波相位已经完全同步。图 3 是具体的仿真结果,图中同时给出了单路信号的误码率曲线。

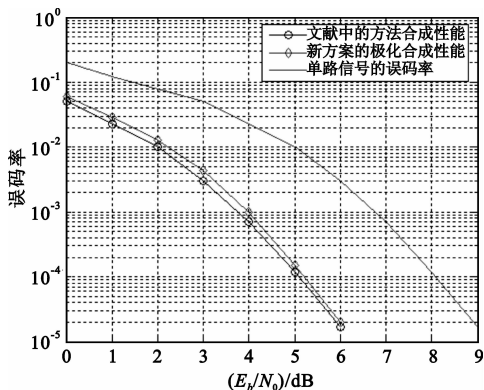


图 3 极化合成后的误码率与单路 MSD 检测误码率比较情况
Fig.3 The BER performance before and after signal polarization synthesis

从图 3 可以看出,与单路信号相比,不同信噪比下按照文献[5]中的方法进行极化合成后信号的误码率性能都提高了3 dB,这与文献中给出的结论一致,也与式(11)吻合。基于多符号检测的极化合成方法与极化合成理论值之间的差距小于0.3 dB,比单路信号的误码率性能提高了2.7 dB以上,可见新方案取得了与理论值非常接近的效果。

下面我们对原有方案与现有方案之间的差异进行比较来说明两者的优缺点。

文献[5]中的方法在进行信号合成时的首要条件是进行合成的信号已经取得了载波同步,合成过程是对信号进行相干累加,这对于 BPSK、QPSK 等易于进行载波同步的信号是没有问题的。对于连续相位调制信号,由于其信号波形中并不包含载波分量,因此要进行载波相位跟踪是非常困难的,在低信噪比下尤其如此^[6]。如果不能完成载波同步,文献[5]中的方法就不能应用于 CPFSK 信号。

新方法是在多符号检测的基础上进行的信号合成,把解调与极化合成作为一个过程来进行,是把两路信号的匹配相关结果进行加权合成然后再进行符号判决的。匹配相关时不需要进行载波同步,只要匹配相关器的积分时间小于 1/10 个多普勒载波周期,信号中残留的多普勒就不会对解调过程造成影响,因此新方法在进行信号合成时也就没有载波同步的要

求了。从上述过程可以看出,此处进行的是非相干累加,与相干累加相比会产生一定的积分损失,这就是仿真结果与理论值之间存在约0.3 dB差距的原因。

图 4 是当两路信号载波相位相差 180°时不同方法的误码率情况,从图中可以看出,此时文献[5]中的方法合成效果严重恶化,甚至不如合成前单路信号的性能,而新方法的性能几乎不受影响。

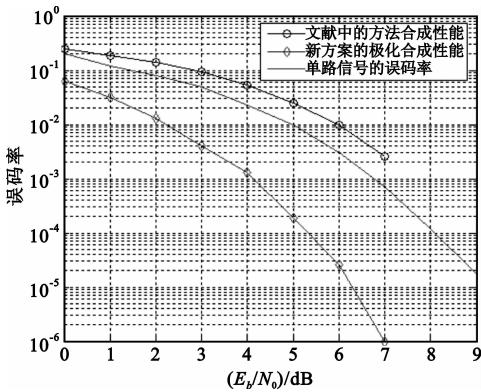


图 4 相位相差 180°时不同方法的极化合成效果
Fig.4 The BER performance of different signal polarization synthesis methods with 180° phase error

5 结束语

本文以 2CPFSK 信号为例设计了一种基于多符号检测技术的极化合成新方法,仿真结果表明该方法与理论值之间的差距小于0.3 dB。与文献[5]中的方案相比,新方法把通常在中频处理的极化合成过程转移到基带来实现,并且在进行信号合成前不需要进行载波相位同步,而在弱信号时连续相位调制信号的载波同步通常是难以实现的[6]。本文提出的方法对于连续相位调制信号的极化合成具有较强的实用性,可以应用于所有连续相位调制信号的极化合成处理。

参考文献:

[1] 张峥嵘.极化合成设计中的问题探讨[J].电光系统,

1994(4):33-38.
ZHANG Zheng-rong. The problem of polarization synthesis [J]. Electrooptics System, 1994(4):33-38.(in Chinese)
[2] 黄英.S 频段测控设备中采用的两种极化合成方案的比较[J].飞行器测控技术,1997(2):20-23.
HUANG Ying. The comparison of two polarization synthesis methods in S-band TT&C receiver. (in Chinese)
[3] 钟涛.最大 S/N 极化合成技术[J].电讯技术,1998,38(3):26-30.
ZHONG Tao. The maximum S/N polarization synthesis technology[J]. Telecommunication Engineering, 38(3):26-30. (in Chinese)
[4] 乔宏章.极化分集接收技术研究[J].无线电工程,1995,25(5):68-73.
QIAO Hong-zhang. The research of polarization synthesis technology[J]. Wireless Engineering, 1995,25(5):68-73. (in Chinese)
[5] 吕弘.最大比值极化合成技术[J].电讯技术,2001,41(2):42-46.
LV Hong. The maximum rate polarization synthesis technology[J]. Telecommunication Engineering, 2001,41(2):42-46. (in Chinese)
[6] 胡敏.MSK 数字化调制解调技术研究[D].长沙:中南大学,2007:23-27.
HU Min. The digitalized modulation and demodulation technology research of MSK[D]. Changsha: Middle Southeast University,2007:23-27. (in Chinese)
[7] Wu Zhulu,Zhao Nan,Li Shuying, et al. A Novel PCM/FM Multi-symbol Detection Algorithm for FPGA Implementation [J]. Information Technology Journal,2009,8(4):583-588.

作者简介:

张波(1982—),男,山西永济人,2007 年于电信科学技术研究院获信号与信息处理专业硕士学位,现为工程师,主要从事扩频测控、调制解调方面的研究。
ZHANG Bo was born in Yongji, Shanxi Province, in 1982. He received the M. S. degree from Telecommunication Science and Technology Research Institute in 2007. He is now an engineer. His research concerns TT&C, modulation and demodulation.
Email: zhangbo_1982@yahoo.com.cn