

doi: 10.11918/j.issn.0367-6234.2015.03.005

积分判决的高效协同信号调制解调方法

刘晨¹, 沙学军¹, 张文彬¹, 陈叶菁²

(1.哈尔滨工业大学 通信技术研究所, 150001 哈尔滨; 2. 空军第二通信团, 95880 部队)

摘要: 为了解决传统调制方式误码率和谱效率互相制约的问题,设计了一种以余弦信号和线性调频信号为载波的高效协同信号调制解调方式.在调制端,在传统的正交相移键控(QPSK)调制的两信号上各增加一路线性调频信号进行混频调制,从原有的两路信号传输变成四路信号同时传输;在解调端,通过载波信号的组合,设计了8个积分器,对积分后结果通过比较取最大值,以此对信号进行判决.仿真结果表明:这种信号调制解调方式的误码率和比特通过率较传统调制方式均有改善.说明本文设计的信号调制解调方式在误码率与谱效率之间取得综合优势,提升了系统有效容量.

关键词: 线性调频信号;调制解调;误码率;协同传输

中图分类号: TN911

文献标志码: A

文章编号: 0367-6234(2015)03-0029-07

An efficient signal modulation and demodulation method based on integral judgments

LIU Chen¹, SHA Xuejun¹, ZHANG Wenbin¹, CHEN Yejing²

(1.Communication Research Center, Harbin Institute of Technology, 150001 Harbin, China;

2. Air force 2nd communication regiment, 95880 troops, China)

Abstract: In order to solve the problem that the BER and spectral efficiency restrict each other in the traditional modulation methods, we design a novel signal modulation and demodulation method where the cosine signal and the chirp signal are used as carriers to transmit cooperatively. In the modulation, each signal of the traditional QPSK modulation is inserted by a chirp signal to form the mix modulation. In this case, the new modulation will permit the four signals to transmit simultaneously; In the demodulation, consisting of the carrier signals, we design eight integrators. Moreover, the signals will be estimated by the maximum value of integral results. Numerical results imply that this modulation and demodulation method improves both BER and the bit pass rate. It means that the modulation and demodulation method we design in this paper obtains the comprehensive advantages between BER and spectral efficiency, and enhances the effective capacity of the system.

Keywords: chirp signal; modulation and demodulation; the BER performance; cooperative transmission

数字调制解调技术,在误码率和谱效率上一直互相制约,误码率特性好的谱效率低,高阶调制提升了谱效率,但却牺牲了误码率指标^[1].近年来,误码率与谱效率的综合性能提高问题得到广泛关注^[2-6].为解决这一问题,本文设计一种基于

余弦信号和线性调频(chirp)信号协同传输的高效信号调制解调方式.在原有正交相移键控(QPSK)调制的两路信号上分别增加一路 chirp 信号作为载波调制基带信号,调制端由原来的两路调制增加到四路调制.并且在解调端,设计8个积分器,利用余弦信号和 chirp 信号进行积分判决滤波.最后将仿真的误码率和比特通过率曲线与几种现有的数字调制系统的理论曲线进行对比.仿真结果表明,本文设计的这种信号调制解调方式达到误码率和谱效率综合性能提高.在优于

收稿日期: 2014-02-18.

基金项目: 国家自然科学基金(61171110).

作者简介: 刘晨(1990—),女,硕士研究生;

沙学军(1966—),男,教授,博士生导师.

通信作者: 沙学军, shaxuejun@hit.edu.cn.

16PSK 谱效率的条件下,达到 8PSK 误码率指标,提升了高阶调制性能。

1 系统模型

1.1 波形协同信号调制过程

本文设计的波形协同信号调制解调方式的调制过程由以下步骤实现:

1) 将基带信号进行串/并转换变成四路并行的码元,即:第 a 路码元、第 b 路码元、第 c 路码元和第 d 路码元。

2) 将第 a 路码元进行余弦载波调制,采用的余弦载波为 $\cos \omega_1 t$,获得调制后的第 a 路信号;将第 b 路码元进行 chirp 载波调制,采用的 chirp 载波为

$$\cos[(\omega_1 - 2\pi \cdot B/2)t + kt^2]. \quad (1)$$

式中: ω_1 为瞬时频率, B 为 chirp 信号带宽, k 为 chirp 信号的调频率,为保证 chirp 信号从零点开始扫频,故将其频率延迟 $B/2$ 。

至此获得调制后第 b 路信号,将调制后第 a 路信号和调制后第 b 路信号进行合成,获得第一路

合成信号;

将第 c 路码元进行正弦载波调制,采用正弦载波为 $\sin \omega_1 t$,获得调制后第 c 路信号;将第 d 路码元进行 chirp 载波调制,采用 chirp 载波为

$$\sin[(\omega_1 - 2\pi \cdot B/2)t + kt^2]. \quad (2)$$

至此获得调制后第 d 路信号,将调制后第 c 路信号和调制后的第 d 路信号进行合成,获得第二路合成信号。

3) 将步骤 2) 获得的第一路合成信号与第一路相干载波进行混频处理^[7],第一路相干载波为 $\cos \omega_0 t$,其中 ω_0 为相干载波的瞬时频率,获得第一路混频信号;

将步骤 2) 获得的第二路合成信号与第二路相干载波进行混频处理,其中第二路相干载波为 $-\sin \omega_0 t$,获得第二路混频信号.将所述第一路混频信号和第二路混频信号进行合成,获得基带信号的调制信号,完成基于余弦信号和 chirp 信号的波形协同信号调制。

信号调制过程框图见图 1。

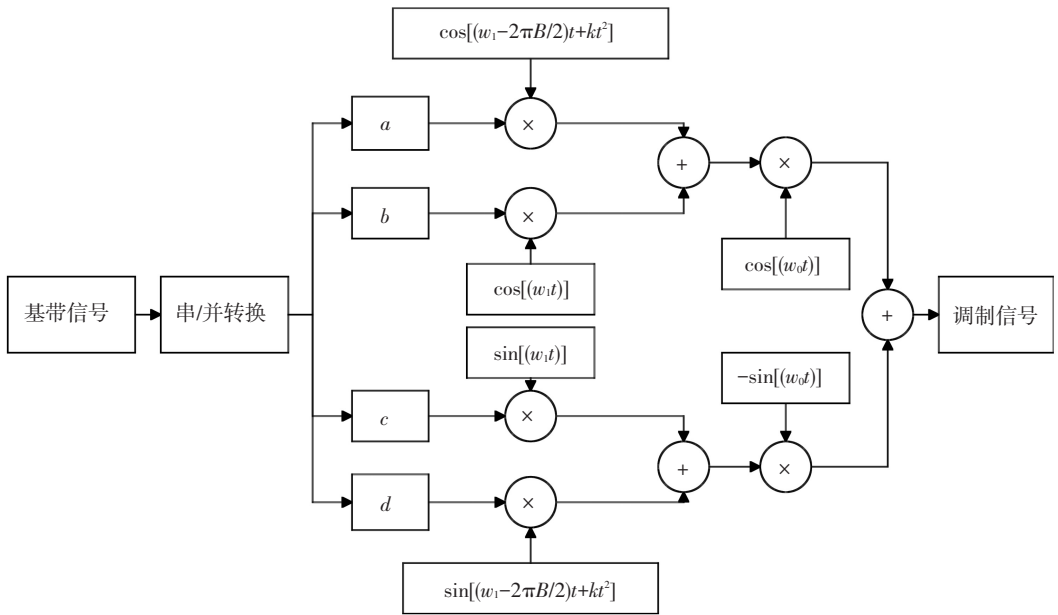


图 1 波形协同的信号调制过程框图

1.2 波形协同的信号解调过程

本文设计的波形协同信号调制解调方式的解调过程由以下步骤实现:

1) 将调制信号采用相干载波进行解调,获得第一路解调信号和第二路解调信号.用来获得第一路解调信号的相干载波为 $\cos \omega_0 t$,用来获得第二路解调信号的相干载波为 $-\sin \omega_0 t$ 。

经过低通滤波(Low-pass filter, LPF)获得第

一路解调信号为

$$d_1 \cos \omega_1 t + d_2 \cos[(\omega_1 - 2\pi \cdot B/2)t + kt^2]. \quad (3)$$

第二路解调信号为

$$d_3 \sin \omega_1 t + d_4 \sin[(\omega_1 - 2\pi \cdot B/2)t + kt^2]. \quad (4)$$

其中 d_1 、 d_2 、 d_3 和 d_4 为基带信号码元。

2) 将步骤 1) 中的第一路解调信号同时采用四路积分器进行积分,获得四路积分结果为

$$v_1 = \int_0^T \left\{ d_1 \cos \omega_1 t + d_2 \cos \left[\left(\omega_1 - 2\pi \cdot \frac{B}{2} \right) t + kt^2 \right] \right\} \left\{ \cos \omega_1 t + \cos \left[\left(\omega_1 - 2\pi \cdot \frac{B}{2} \right) t + kt^2 \right] \right\} dt, \quad (5)$$

$$v_2 = \int_0^T \left\{ d_1 \cos \omega_1 t + d_2 \cos \left[\left(\omega_1 - 2\pi \cdot \frac{B}{2} \right) t + kt^2 \right] \right\} \left\{ \cos \omega_1 t - \cos \left[\left(\omega_1 - 2\pi \cdot \frac{B}{2} \right) t + kt^2 \right] \right\} dt, \quad (6)$$

$$v_3 = \int_0^T \left\{ d_1 \cos \omega_1 t + d_2 \cos \left[\left(\omega_1 - 2\pi \cdot \frac{B}{2} \right) t + kt^2 \right] \right\} \left\{ -\cos \omega_1 t + \cos \left[\left(\omega_1 - 2\pi \cdot \frac{B}{2} \right) t + kt^2 \right] \right\} dt, \quad (7)$$

$$v_4 = \int_0^T \left\{ d_1 \cos \omega_1 t + d_2 \cos \left[\left(\omega_1 - 2\pi \cdot \frac{B}{2} \right) t + kt^2 \right] \right\} \left\{ -\cos \omega_1 t - \cos \left[\left(\omega_1 - 2\pi \cdot \frac{B}{2} \right) t + kt^2 \right] \right\} dt. \quad (8)$$

积分器中余弦信号和 chirp 信号前的系数对应着基带信号码元符号,即 v_1 对应的基带信号码元为(1,1), v_2 对应的基带信号码元为(1, -1), v_3 对应的基带信号码元为(-1,1), v_4 对应的基带

信号码元为(-1, -1).

将步骤 1) 中的第二路解调信号同时采用四路积分器进行积分,获得四路积分结果为

$$u_1 = \int_0^T \left\{ d_3 \sin \omega_1 t + d_4 \sin \left[\left(\omega_1 - 2\pi \cdot \frac{B}{2} \right) t + kt^2 \right] \right\} \left\{ \sin \omega_1 t + \sin \left[\left(\omega_1 - 2\pi \cdot \frac{B}{2} \right) t + kt^2 \right] \right\} dt, \quad (9)$$

$$u_2 = \int_0^T \left\{ d_3 \sin \omega_1 t + d_4 \sin \left[\left(\omega_1 - 2\pi \cdot \frac{B}{2} \right) t + kt^2 \right] \right\} \left\{ \sin \omega_1 t - \sin \left[\left(\omega_1 - 2\pi \cdot \frac{B}{2} \right) t + kt^2 \right] \right\} dt, \quad (10)$$

$$u_3 = \int_0^T \left\{ d_3 \sin \omega_1 t + d_4 \sin \left[\left(\omega_1 - 2\pi \cdot \frac{B}{2} \right) t + kt^2 \right] \right\} \left\{ -\sin \omega_1 t + \sin \left[\left(\omega_1 - 2\pi \cdot \frac{B}{2} \right) t + kt^2 \right] \right\} dt, \quad (11)$$

$$u_4 = \int_0^T \left\{ d_3 \sin \omega_1 t + d_4 \sin \left[\left(\omega_1 - 2\pi \cdot \frac{B}{2} \right) t + kt^2 \right] \right\} \left\{ -\sin \omega_1 t - \sin \left[\left(\omega_1 - 2\pi \cdot \frac{B}{2} \right) t + kt^2 \right] \right\} dt. \quad (12)$$

其中: u_1 对应的基带信号码元为(1,1), u_2 对应的基带信号码元为(1, -1), u_3 对应的基带信号码元为(-1,1), u_4 对应的基带信号码元为(-1, -1).

3) 将 v_1, v_2, v_3, v_4 的值输入比较器进行比较,令 $v = \max\{v_1, v_2, v_3, v_4\}$, 输出结果为 v 所对应的基带信号码元.

同理,将 u_1, u_2, u_3, u_4 输入比较器进行比较,令 $u = \max\{u_1, u_2, u_3, u_4\}$, 输出结果为 u 所对应的基带信号码元.

4) 将 v 所对应的基带信号码元和 u 所对应的基带信号码元进行并/串转换,获得基带信号的解调结果,完成基于余弦信号和 chirp 信号的波形协同信号解调.

信号解调过程框图见图 2.

2 传输系统及载波信号分析

2.1 算法分析

以余弦函数和 chirp 函数为载波函数的基函数组合积分滤波的算法,具体算法如下:

首先,将接收的信号分别用 $\cos \omega_0 t$ 和 $-\sin \omega_0 t$ 进行相干载波解调.经过 LPF 后,获得第一路解调信号:

$$r_1(t) = d_1 \cos \omega_1 t + d_2 \cos [(\omega_1 - 2\pi \cdot B/2)t + kt^2]. \quad (13)$$

$$r_2(t) = d_3 \sin \omega_1 t + d_4 \sin [(\omega_1 - 2\pi \cdot B/2)t + kt^2]. \quad (14)$$

这里 $d_1, d_2, d_3, d_4 \in \{-1, 1\}$.

其次,对于两路信号分别设计 4 个积分器,第一路信号所对应的 4 个积分器为

$$\left\{ \begin{aligned} v_1 &= \int_0^T r_1(t) \cdot \left\{ \cos \omega_1 t + \cos \left[\left(\omega_1 - 2\pi \cdot \frac{B}{2} \right) t + kt^2 \right] \right\} dt, \\ v_2 &= \int_0^T r_1(t) \cdot \left\{ \cos \omega_1 t - \cos \left[\left(\omega_1 - 2\pi \cdot \frac{B}{2} \right) t + kt^2 \right] \right\} dt, \\ v_3 &= \int_0^T r_1(t) \cdot \left\{ -\cos \omega_1 t + \cos \left[\left(\omega_1 - 2\pi \cdot \frac{B}{2} \right) t + kt^2 \right] \right\} dt, \\ v_4 &= \int_0^T r_1(t) \cdot \left\{ -\cos \omega_1 t - \cos \left[\left(\omega_1 - 2\pi \cdot \frac{B}{2} \right) t + kt^2 \right] \right\} dt. \end{aligned} \right. \quad (15)$$

其中 $r_1(t)$ 为第一路解调信号.

第二路信号所对应的 4 个积分器为

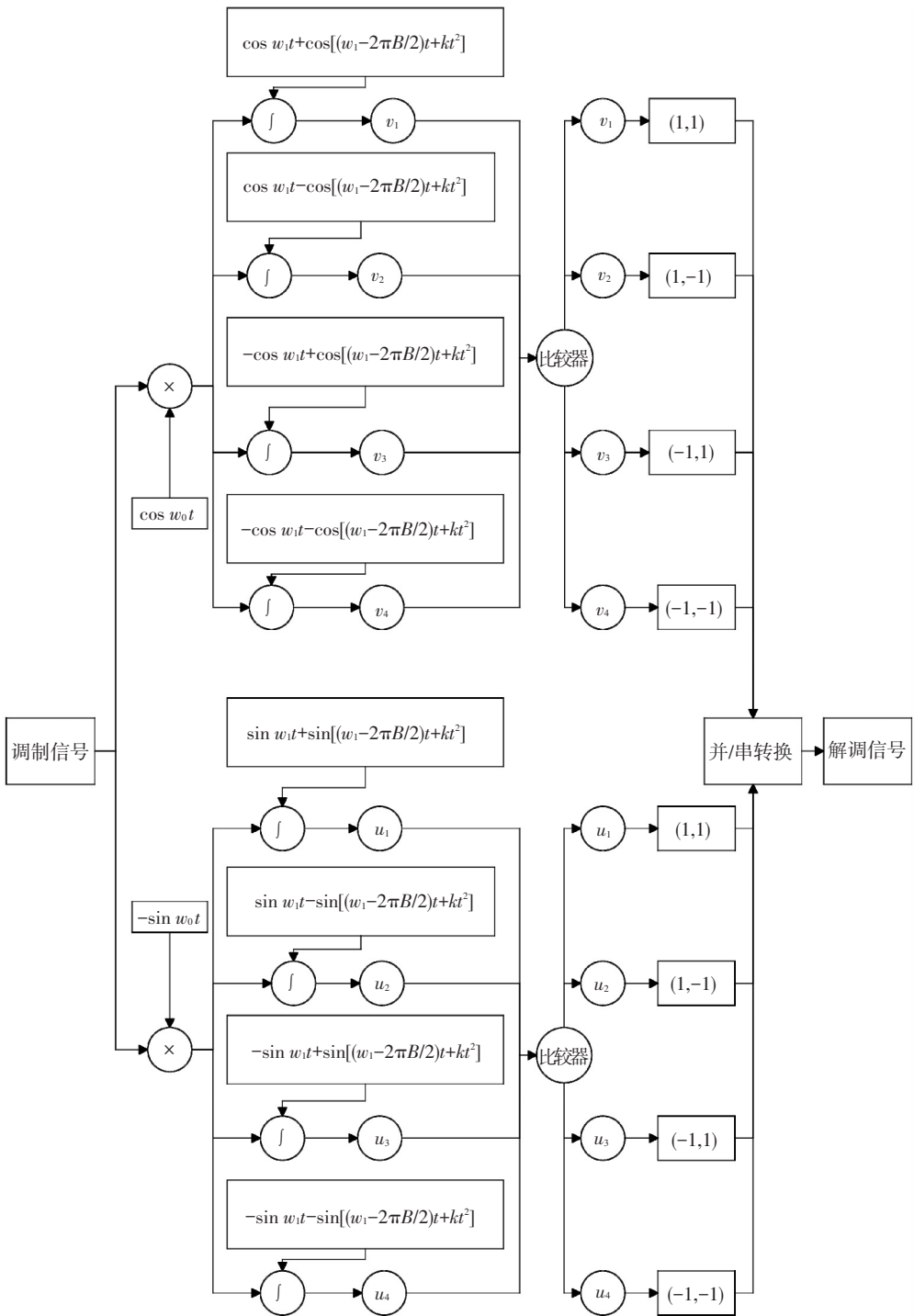


图 2 波形协同的信号解调过程框图

$$\begin{cases}
 u_1 = \int_0^T r_2(t) \cdot \{\sin \omega_1 t + \sin[(\omega_1 - 2\pi \frac{B}{2})t + kt^2]\} dt, \\
 u_2 = \int_0^T r_2(t) \cdot \{\sin \omega_1 t - \sin[(\omega_1 - 2\pi \frac{B}{2})t + kt^2]\} dt, \\
 u_3 = \int_0^T r_2(t) \cdot \{-\sin \omega_1 t + \sin[(\omega_1 - 2\pi \frac{B}{2})t + kt^2]\} dt, \\
 u_4 = \int_0^T r_2(t) \cdot \{-\sin \omega_1 t - \sin[(\omega_1 - 2\pi \frac{B}{2})t + kt^2]\} dt.
 \end{cases}$$

(16)

其中 $r_2(t)$ 为第二路解调信号。

接着,将解调信号通过积分器,记第一路信号

的积分结果为 v_1, v_2, v_3, v_4 ; 第二路信号的积分结果为 u_1, u_2, u_3, u_4 。

最后,由于周期函数在一个周期内与其本身进行积分能获得最大值,故认为积分结果中的最大值所对应的基函数的组合即 d_1, d_2, d_3, d_4 的值。故将积分结果通过比较器,进行判决。

2.2 载波信号频谱分析

设计的调制解调方式所采用 4 种载波信号的频域波形见图 3。chirp 信号在频域占有较宽的频带,因而能量比较分散,对余弦产生的影响较小,

故在原有的 QPSK 调制中分别加入一路 chirp 信号后在接收端仍可以很好地将二者分别解调出来。

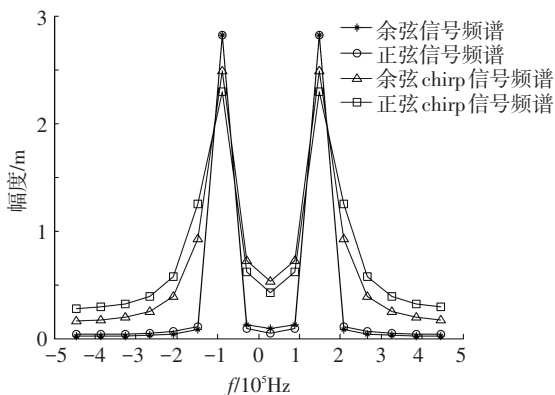


图3 4种载波信号的频域波形

2.3 载波信号的相关性分析

给出本文设计的这种调制解调方式所采用的4种载波间的相关系数,相关系数见表1。

表1 载波信号间的相关系数表

相关系数	余弦信号	正弦信号	余弦 chirp 信号	正弦 chirp 信号
余弦信号	1.000 0	0.016 7	-0.242 0	-0.133 5
正弦信号	0.016 7	1.000 0	0.150 7	-0.395 9
余弦 chirp 信号	-0.242 0	0.150 7	1.000 0	0.092 5
正弦 chirp 信号	-0.133 5	-0.395 9	0.092 5	1.000 0

由于载波信号间的相关系数只是一个比率,不是等单位量度,也没有什么单位名称,并且相关系数的正负号只表示相关的方向,绝对值表示相关的程度^[8-10]。所以信号的相关程度一般由表2所给出的相关程度进行度量。

表2 相关系数与相关程度关系表

相关系数	相关程度
0.00~±0.30	微相关
±0.30~±0.50	实相关
±0.50~±0.80	显著相关
±0.80~±1.00	高度相关

结合表1、2可看出,本文提出的这种调制解调方式所采用的载波之间的互相关系数都在0.00~±0.40,即相关程度基本都属于表2中的微相关和实相关的范围内,且大部分都属于微相关。说明本文所用的载波信号的相关程度很低,故在接收端载波信号可被有效的解调出来。

3 仿真结果与讨论

3.1 过零点的验证

为确保前文提到的余弦信号和 chirp 信号能

够成为载波信号,即能够根据这一时刻载波曲线上信号点的位置判断出下一时刻信号点的估计位置而不产生混淆,需要验证它们在一个信号周期内均有过零点^[7],使用 MATLAB 验证的结果见图4。

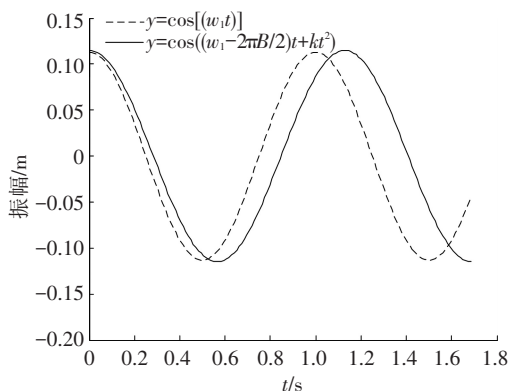


图4 一个采样周期内余弦信号与 chirp 信号图像
其中, $\omega_1 = 6.28 \times 10^6$ Hz 为余弦信号和 chirp 信号的瞬时频率, $B = 0.12 \times 10^6$ Hz 为 chirp 信号带宽, $k = 7.2 \times 10^9$ 为 chirp 信号调频率。

从图4可看出,在一个采样周期内余弦信号与 chirp 信号均存在过零点,故可作为载波信号。

3.2 误码率仿真与结果分析

用 MATLAB 仿真出这种波形协同的信号调制解调的过程并画出误码率曲线,将仿真出的误码率曲线与 QPSK, 8PSK 和 16PSK 调制的理论误码率曲线进行对比,采用的正余弦载波的带宽是与 16PSK 相同的。

根据 chirp 信号带宽的不同,给出2种仿真结果:

1) 当余弦信号的带宽与 chirp 信号的带宽相等时,仿真结果见图5。

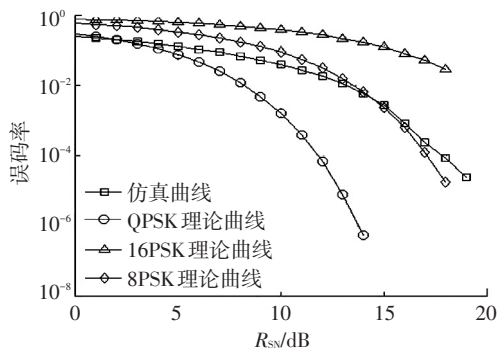


图5 余弦信号与 chirp 信号带宽相等时误码率仿真结果

从图5中可看出,本文设计的这种信号调制解调方式的误码率曲线介于 QPSK 调制和 16PSK 调制理论误码率曲线之间。在带宽和 16PSK 调制相同的前提下,误码率明显好于 16PSK 调制的误码率。同时在节省一半带宽的前提下,误码率与 8PSK 调制的误码率很接近。虽然误码率略高于

QPSK 调制的误码率,但是相比较于 QPSK 调制,本文的算法提高了近 2 倍的系统容量。

与 QPSK 的调制解调过程相比,这种信号调制解调方式的误码率要比 QPSK 调制的误码率差,但是 QPSK 调制中信号的带宽是本文设计的这种调制方式信号带宽的 4 倍,相应的抗噪声性能一定会更强,误码率上有优势是必然的。不过从系统容量上看,文中给出的是四路信号同时传输,比 QPSK 调制多了两路,系统容量增加了一倍。

与 8PSK 的调制解调过程相比,这种信号调制解调方式比 8PSK 调制多一路信号传输,系统容量增加了 1/3,同时所用带宽仅为 8PSK 信号带宽的一半。此时这种信号调制解调方式的抗噪声性能与 8PSK 调制很接近,且在信噪比低于 14 dB 时,误码率低于 8PSK 调制的误码率。故与 8PSK 调制相比这种信号调制解调方式具有的明显的优势。

与 16PSK 的调制解调过程相比^[11],在带宽和系统容量与 16PSK 调制相同的情况下,这种信号调制解调方式的误码率明显要低于 16PSK 调制的误码率,即抗噪声性能增强。

同时,这种信号调制解调方式的载波信号不再局限于传统数字频带传输中采用的正余弦信号,而是在正余弦信号的基础上引入 chirp 信号,将无线信号与雷达信号结合起来,应用更加广泛。

2) 当适当增加 chirp 信号的带宽时,仿真结果见图 6。

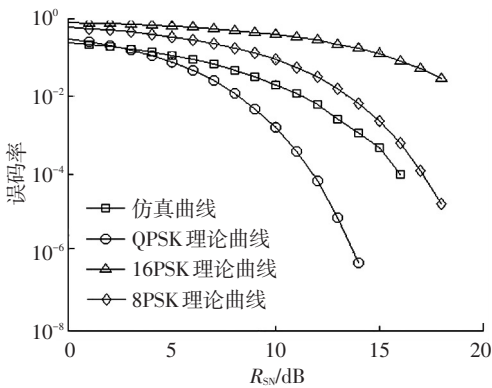


图 6 chirp 信号带宽是余弦信号带宽的 1.25 倍时误码率仿真结果

从图 6 中可看出,当余弦载波的带宽等于 16PSK 调制的带宽时,增加 chirp 信号的带宽会有效地降低这种波形协同的调制解调方式的误码率,使其误码率不仅介于 QPSK 调制与 16PSK 调制的理论误码率之间,甚至会比 8PSK 调制的误码率还要低。

与 16PSK 的调制解调过程相比,此时这种信号调制解调方式的带宽略宽于 16PSK 调制,系统

容量与 16PSK 调制相同,均为四路信号同时传输。此时的误码率明显优于 16PSK 调制的理论误码率,即抗噪声性能大大提高。

与 8PSK 的调制解调过程相比,这种信号调制解调方式的带宽仍比 8PSK 调制要窄,并且系统容量较 8PSK 调制更高,而且此时的误码率也要优于 8PSK 的误码率。

与 QPSK 的调制解调过程相比,与图 5 类似,尽管此时适当增加了这种信号调制解调方式的带宽,但由于带宽仍较 QPSK 调制要窄很多,所以抗噪声性能仍然要比 QPSK 调制弱。不过此时的系统容量是 QPSK 调制的 2 倍,仍有收益。

由于此时正余弦载波与 chirp 载波的带宽不同,故在实际设计时需要将 chirp 信号多出来的一部分加入到每个周期的保护间隔中。

3.3 比特通过率仿真与结果分析

由于比特通过率反映的是单位时间内系统传输的有效比特数,故一个信号传输系统的比特通过率即可反映其谱效率的高低。单位时间内通过的有效比特数越多,谱效率越高。反之,单位时间内通过的有效比特数越少,谱效率越低^[12-13]。

用 MATLAB 仿真出这种波形协同的信号调制解调系统的比特通过率曲线,并将其与 QPSK, 8PSK 和 16PSK 调制系统的比特通过率曲线分别对比。假定所采用的 4 种载波信号的带宽是与 16PSK 相同的。仿真结果见图 7~9,其中图 7 为 16PSK 比特通过率的对比图,图 8 为与 8PSK 比特通过率的对比图,图 9 为与 QPSK 比特通过率的对比图。

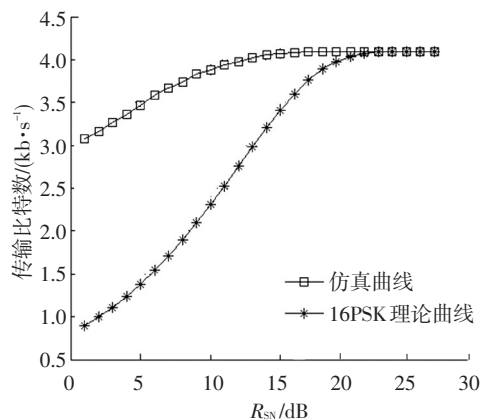


图 7 仿真曲线与 16PSK 比特通过率对比

从图 7 可看出,同为四路信号同时传输系统,在信道带宽相同的前提下,仿真曲线的比特通过率从 3.07 kb/s 开始逐渐升高至稳定,并且始终优于 16PSK 调制系统。说明在相同的信道环境下提出的信号调制解调系统可传输更多的有效比特,谱效率更高。

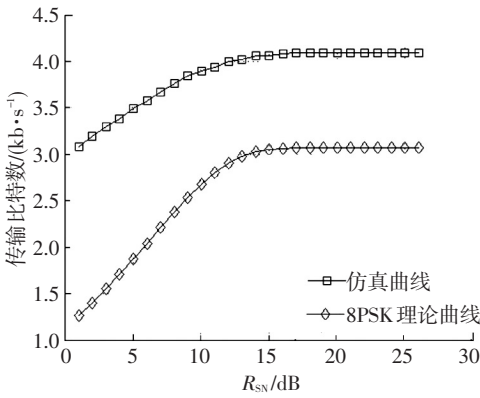


图8 仿真曲线与8PSK比特通过率对比

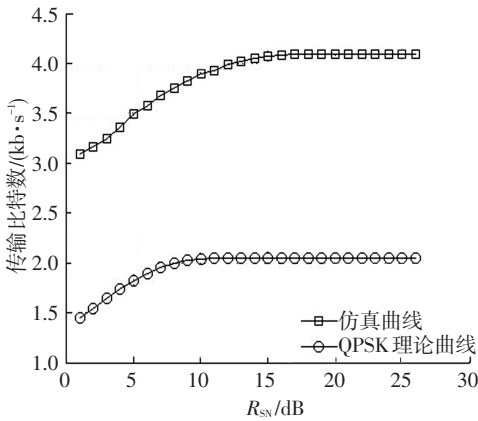


图9 仿真曲线与QPSK比特通过率对比

从图8、9可以看出,本文所设计的调制解调方式的比特通过率始终优于8PSK和QPSK调制系统,即系统可传输更多的有效比特,谱效率更高。并且由于本文提出的信号调制解调系统同时传输四路信号,而8PSK系统是三路信号同时传输,QPSK系统是两路信号同时传输,故达到稳定后仿真系统的传输比特数是8PSK系统的1.33倍,是QPSK系统的2倍。

4 结论

本文在传统的QPSK调制的基础上设计了一种新的信号调制解调算法。在调制端,在每路正余弦载波信号上增加了一路chirp载波信号,传输数据由两路变成四路,四路信号同时传输。在解调端,设计了8个积分器,通过积分比较最大值的方式进行判决。

从仿真结果可看出,就误码率而言:

1) 在带宽和系统容量与16PSK相同的前提下,本文设计的信号调制解调方式的误码率较16PSK调制明显降低,抗噪声性能增强。

2) 与带宽更宽的8PSK调制抗噪声性能接近。

3) 而与QPSK调制相比,尽管误码率仍比QPSK调制高,但节省了带宽并且系统容量增加了一倍。

就谱效率而言,本文设计的调制解调方式在信道容量相同的前提下,谱效率比16PSK的谱效

率要高,更加高于系统容量较低的8PSK和QPSK系统。因此,本文设计的信号调制解调方式达到了误码率与谱效率的综合性能的提高。即在优于16PSK谱效率条件下,达到了8PSK的误码率指标,提升了高阶调制性能。

参考文献

- [1] 史军,沙学军,张钦宇,等.基于信号波形协同提高无线通信系统容量的研究[J].通信学报,2012(2):36-44.
- [2] DORSCH R G, LOHMANN A W, BITRAN Y, et al. Chirp filtering in the fractional fourier domain [J]. Applied Optics, 1994, 33(32): 7599-7602.
- [3] ALMEIDA L B. The fractional fourier transform and time-frequency representation [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1994, 42(11): 3084-3091.
- [4] PEI S C, DING J J. Relations between fractional operations and time-frequency distribution, and their application [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2001, 49(8): 1638-1655.
- [5] PEI S C, DING J J. Fractional fourier transform, wigner distribution, and filter design for stationary and nonstationary random processes [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2010, 58(8): 4079-4092.
- [6] SHI Jun, CHI Yonggang, ZHANG Naitong. Multichannel sampling and reconstruction of band limited signals in fractional domain [J]. IEEE Signal Processing Letters, 2010, 17(11): 909-912.
- [7] 达新宇,陈树新,王瑜,等.通信原理教程[M].北京:北京邮电大学出版社,2005.
- [8] 赵慧,龙航,王文博. MIMO系统中利用空间相关性的同信道干扰消除算法[J].电子科技大学学报,2008, 16(2): 202-205.
- [9] HON T H, YONG W T, TOH K B. Signal correlation between two normal-mode helical antennas for diversity reception in a multipath environment [J]. IEEE Transactions on Antennas And Propagation, 2004, 52(2): 572-577.
- [10] KYRITSI P, KADRI N, THANG E, et al. Signal correlation in a hallway environment using waveguide mode analysis [C]// Vehicular Technology Conference 2002. Vancouver: Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2002: 787-791.
- [11] 柯熙政,陈丹,答盼. 16PSK系统仿真及误码率性能分析[J].四川激光,2010,6(1): 41-43.
- [12] 温容慧,沙学军,郭佩. Chirp信号与连续载波信号的多路复用传输[J].华南理工大学学报,2009,5(10): 16-19.
- [13] HU Su, LI Shaoqian, BI Guoan, et al. Improved spectrum efficiency for transform domain communication systems [C]// Wireless and Optical Communication Conference 2013. Chongqing: Chongqing University Press, 2013: 18-22.

(编辑 苗秀芝)