

面向多类用户的卫星前向链路复合波形设计

曾方舟, 郝学坤, 李 辉

(中国电子科技集团公司 第五十四研究所, 石家庄 050081)

摘要: 针对卫星前向链路用户需求种类多样的情况, 提出了一种复合波形的的设计方法; 将接收端为特殊类型用户的小功率信号进行一次扩频的基础上, 采用二次扩频的方式使小功率信号与常规的大功率信号复合; 尽可能减小波形复合对各信号传输性能的影响, 并且保证复合波形中信号的兼容性; 进行了复合波形生成与接收方法的设计, 并通过建立仿真系统分析了复合波形的传输性能; 在复合波形的功率分配比为 6 dB 以上时, 对大功率信号带来的性能损失在 2 dB 以内, 且复合波形中各信号传输性能在可接受范围内。

关键词: 前向链路; 波形设计; 二次扩频; 信号复合

User-oriented Composite Waveform Design for Satellite Forward Link

Zeng Fangzhou, Hao Xuekun, Li Hui

(54th Research Institute of CETC, Shijiazhuang 050081, China)

Abstract: In view of the diversity of satellite forward link users' needs, a design method of composite waveform is proposed. On the basis of the first spread spectrum of the low power signal for special type of users at the receiving end, the second spread spectrum method is adopted to make the low power signal compounded with the conventional high power signal. The effect of waveform recombination on the transmission performance of each signal is minimized, and the compatibility of signals in the composite waveform is ensured. The method of generating and receiving composite waveform is designed, and the transmission performance of composite waveform is analyzed by establishing simulation system. When the power distribution ratio of the composite waveform is more than 6 dB, the performance loss of the high-power signal is less than 2 dB, and the transmission performance of each signal in the composite waveform is acceptable.

Keywords: forward link; waveform design; second spread spectrum; signal recombination

0 引言

随着卫星通信的发展, 卫星前向链路的用户需求种类日益丰富。有限的卫星资源越来越无法满足全部用户的各类需求, 一种支持多用户类型的卫星通信波形成为目前的迫切需要。该问题目前还没有较成熟的解决方案, 针对该需求提出了一种复合波形的的设计方法。

该复合波形包含大功率信号与小功率信号两个信号。大功率信号的目标用户为常规的卫星终端站。小功率信号的目标用户为特殊的终端站型。在常规大功率信号的基础上, 通过与满足特殊终端站型用户通信需求的小功率信号进行复合, 在不影响大功率信号的基础上满足多类型用户的传输需求。

当对多个复合信号进行接收时, 一般需要终端站消除其他信号干扰后再进行期望接收信号的解调^[1]。但一些小功率终端站性能有限, 无法在满足通信要求的情况下完成解调。需要对小功率信号进行特殊调制, 通过二次扩频等方式使小功率信号与大功率信号形成复合波形。在接收端可

以避免对大功率信号进行消除处理, 直接将小功率信号从复合波形中解调出来。在对本复合波形的研究过程中重点研究了复合波形的生成与解调方法, 并通过建立复合波形传输仿真系统分析了复合波形的部分重要参数对传输性能的影响。

1 系统模型

在复合波形设计过程中建立完整的复合波形传输仿真系统, 通过仿真进行传输波形的优化设计。

仿真系统主要可以分为复合波形的发送端与接收端两部分。发送端主要包括一次扩频模块、二次扩频模块、调制模块、功率分配模块。接收端主要包括载波恢复模块、定时误差估计与采样模块、二次扩频解扩模块、一次扩频解扩模块。

系统的波形产生与解调框图见图 1 和图 2。其中大功率信号、各路小功率信号是各自的原始消息信号经信源编码后产生的消息信号, 是二进制数字比特流。

小功率信号通过一次扩频后形成与大功率信号相同速率的数字比特流, 从一次扩频码组中给不同用户信号分配扩频序列生成码分多址信号。两信号使用相同长度的短扩频码进行二次扩频, 其扩频增益较小。载波调制后两信号叠加, 根据功率分配模块中算法按一定功率分配比生成

收稿日期:2019-05-23; 修回日期:2019-06-16。

作者简介:曾方舟(1995-),男,河北石家庄人,硕士研究生,主要从事宽带卫星信号调制解调技术方向的研究。

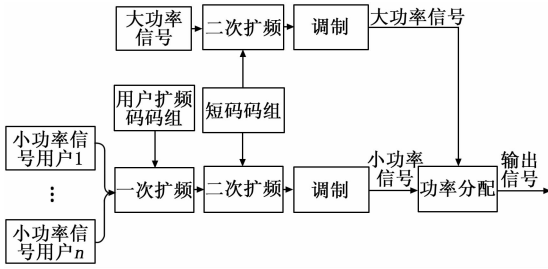


图 1 复合波形产生框图

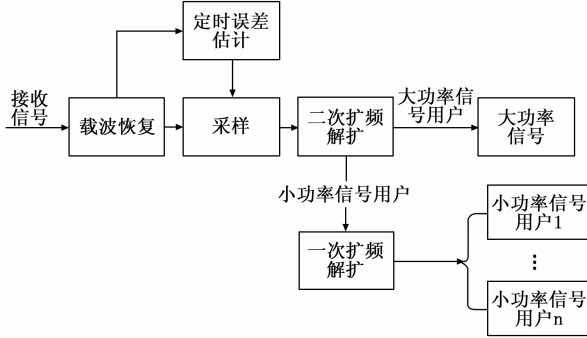


图 2 复合波形接收框图

复合信号。经过上变频和高功率放大, 由天线发送到自由空间中。

在接收端, 由于复合信号在自由空间进行传播, 可能会引入一定程度的载波误差。所以在接收端需要对复合信号进行载波恢复, 并进行解调处理最终变成基带信号。通过定时误差估计与采样模块恢复为二次扩频的数字比特流。最终分离出终端站所需的信号。

2 复合波形设计

复合波形设计要从波形复用的角度考虑信号的兼容性, 使多类终端站可以共用同种波形。叠加在大功率信号中的小功率扩频信号的目标用户为解调能力较低的小型终端站。为了保证通信的可靠性与可容纳用户数量, 小功率信号使用码分多址方式接入^[2]。

小型终端站解调能力较低, 无法支持复杂度过高的调制方式。复合波形中叠加的小功率信号为扩频信号, 要保证其解调复杂度与传输延迟在该类型用户的可接受范围内^[3]。在小功率信号与常规信号在叠加前使用短扩频码进行二次扩频, 便于在解调端分离复合波形。

在仿真系统中使用的正交相移键控 (Quadrature Phase Shift Keying, QPSK) 调制为例, QPSK 信号可用如下公式表示:

$$S(t) = Ae^{-i2\pi f_c t + \theta_0} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} d_s g(t - mT_p) \quad (1)$$

A 为信号载波幅度、 f_c 为载波频率、 θ_0 为初始相位、 d_s 为信息序列、 g 为成型函数、 T_p 为符号持续时间^[4]。

对于仿真中的信号, 小功率信号进行一次扩频使用码

分多址方式, 可表示为:

$$W(t) = A_w e^{-i2\pi f_c t + \theta_0} \sum_{i=1}^n d_{w_i}(t) P_{w_i}(t) \quad (2)$$

其中: n 为小功率信号中包含的用户数目; 用来区分不同用户的扩频码组为 $[P_c(\omega_1) \cdots P_c(\omega_i) \cdots P_c(\omega_n)]$; A_w 为小功率信号调制的载波幅度; θ_0 为初始相位, 且 $\theta_0 \in U[0, 2\pi)$; $d_{w_i}(t)$ 为小功率信号中第 i 个用户进行 QPSK 调制的信号:

$$d_{w_i}(t) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} s_{w_i}[m] g_d(t - mT_d) \quad (3)$$

其中: T_d 为符号持续时间; s_{w_i} 表示第 i 个用户信息对应的比特流; g_d 为脉冲成形函数。

$$P_{w_i}(t) = \sum_{l=-\infty}^{+\infty} P_{w_i}[l \bmod k_1] g_p(t - lT_{p_i}) \quad (4)$$

P_{w_i} 表示第 i 个用户进行一次扩频使用的二进制伪随机序列, k_1 为扩频序列的长度即一次扩频的扩频增益, T_{p_i} 为一次扩频码片持续时间, g_p 为脉冲成形函数。

该小功率信号在进行二次扩频后可表示为:

$$X(t) = W(t) P_x(t) \quad (5)$$

经二次扩频的大功率信号可表示为:

$$Y(t) = A_y e^{-i2\pi f_c t + \theta_0} d_y(t) P_y(t) \quad (6)$$

其中: P_x 、 P_y 分别是小功率信号与大功率信号进行二次扩频所使用的短码, 其定义与 P_w 相似:

$$P_x(t) = \sum_{l=-\infty}^{+\infty} P_x[l \bmod k_2] g_p(t - nT_{p_i}) \quad (7)$$

$$P_y(t) = \sum_{l=-\infty}^{+\infty} P_y[l \bmod k_2] g_p(t - nT_{p_i}) \quad (8)$$

其中: k_2 是大功率信号与小功率信号进行二次扩频的扩频增益。 P_x 、 P_y 需要满足的要求是在 k_2 的长度内具备良好的互相关与自相关性能^[5]。

$$R_{P_x, P_y}(\tau) = \sum_{l=1}^{k_2} P_{x_l} \times P_{y_{l+\tau}} \quad (9)$$

$$R_{P_x}(\tau) = \sum_{l=1}^{k_2} P_{x_l} \times P_{x_{l+\tau}} \quad (10)$$

要求二次扩频码的自相关函数 $R_{P_x}(\tau)$ 尽量接近冲激函数, 互相关函数 $R_{P_x, P_y}(\tau)$ 尽量接近零^[6]。二次扩频码较短, 可以使用 Walsh 矩阵中的行/列向量作为扩频码组。Walsh 码有良好的互相关特性, 且生成方式较简便^[7]。

高阶 Walsh 矩阵可以使用低阶 Walsh 矩阵迭代产生, n 阶 Walsh 矩阵 W_n 可表示为:

$$W_n = \begin{bmatrix} W_{n-1} & W_{n-1} \\ W_{n-1} & -W_{n-1} \end{bmatrix}$$

2 阶 Walsh 矩阵:

$$W_2 = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}$$

Walsh 码的互相关性能如下:

$$R_{P_x, P_y}(0) = 0, (P_x, P_y \in W_n, P_x \neq P_y)$$

Walsh 码自相关性较差，但可以在 $\tau=0$ 处取得峰值：

$$R_{P_x}(0) = k_2$$

发射端输出的复合波形为：

$$s(t) = y(t) + x(t) = e^{-i2\pi f_c t + \theta_c}$$

$$[A_y P_y(t) d_y(t) + A_w P_x(t) \sum_{i=1}^n d_{w_i}(t) P_{w_i}(t)] \quad (11)$$

经信道传输，接收端收到的信号带有噪声 $n(t)$ ，可表示为：

$$r(t) = s(t) + n(t) \quad (12)$$

接收端在完成载波同步后得到基带的扩频信号：

$$r'(t) = A_y P_y(t) d_y(t) + A_w P_x(t) \sum_{i=1}^n d_{w_i}(t) P_{w_i}(t) + n'(t) \quad (13)$$

在接收端可以通过二次扩频码 P_x 、 P_y 的相关性将大功率信号与小功率信号分离。

通过仿真模型，针对复合波形中部分重要参数对复合波形的传输性能进行了仿真及分析。其中复合波形的参数主要有：信号功率分配比、用户数目、初始相位差。

信号功率分配比是指复合信号中大功率信号与小功率信号各自分配所得的功率比例，功率分配比会同时影响大功率信号与小功率信号的接收性能。用户数目指小功率信号使用多址方式时的用户数目，用户数目的增加会引入多址干扰。对大功率信号与小功率信号加入初始相位差可以提高二者的接受性能。通过对这几项参数进行仿真及分析，以优化复合波形的设计，进而提高传输性能。

此外，还通过仿真系统对复合波形接收端使用的定时误差估计方法进行了仿真分析，尝试分析了更适用与本复合波形的定时误差估计方法。

仿真中信号为 QPSK 调制信号。小功率信号符号速率 10 Ksymbol/s，一次扩频码码片速率 1.28 Mchip/s。大功率信号符号速率 1.28 Msymbol/s，与一次扩频后的小功率信号速度相同。二次扩频使用的码片速率为 10.24 Mchip/s。仿真中信道噪声为高斯白噪声，信噪比如不做特殊说明则是指复合波形总功率与噪声的功率比。

关于扩频中使用的扩频码组选择不是本文的研究重点，在此不再进行扩频码相关性等性能的仿真验证。在仿真中，小功率信号一次扩频使用一组长度为 127 的 Gold 码，在码组末尾补齐成 128 位。复合波形的二次扩频使用的短码从长度为 8 的 Walsh 码组中抽取。

生成 Gold 码的特征多项式分别为：

$$m_1 = x_6 + x_5 + x_4 + 1$$

$$m_2 = x_5 + x_4 + x_3 + 1$$

3 复合波形功率分配

本小节对混合波形中加入小功率信号对大功率信号造成的影响与混合信号中的功率分配对传输性能的影响进行了分析。通过改变大功率信号与小功率信号叠加时的功率

分配比，改变复合信号中不同信号所占功率的比例。首先分析小功率信号的加入对大功率信号的影响。当未加入小功率信号时，混合波形仅包含大信号，相当于进行了扩频的 QPSK 信号。一般 QPSK 信号相干解调的理论误码率函数为。对大功率信号进行扩频使用的是八位的扩频码，其扩频增益理论值为 9 dB。

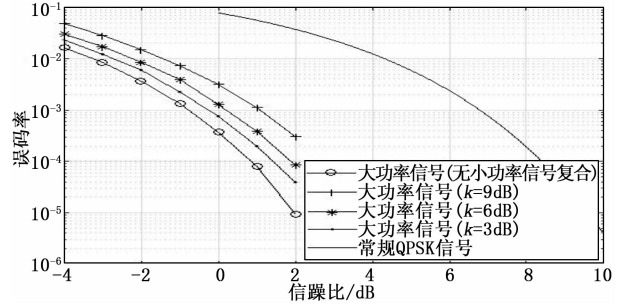


图 3 信号功率分配对大功率信号的性能影响

混合波形中大功率信号接收端的误码率如图 3 所示。在未加入小功率信号时，大功率信号较一般 QPSK 信号解调性能误码率会有 8 dB 左右的增益，除去二次扩频带来的 9 dB 增益，可以看出，大功率信号的解调会带来 1 dB 左右的解调损失。

信号的功率分配比 k 为：

$$k = 10 \log_{10} \log_{10} \frac{A_y^2}{2} / \frac{A_w^2}{2} = 20 \log_{10} \left(\frac{A_y}{A_w} \right) \quad (14)$$

在复合波形中传输的大功率信号误码率较一般 QPSK 信号误码率有所降低，但这是通过扩大信号带宽产生的收益^[8]。当小功率信号加入复合信号中后，大功率信号功率减小。在接收端无定时误差、无频偏的情况下，小功率信号对于大功率信号误码率影响的理论值为零。当复合信号总信噪比不变、信号功率分配比改变时，对于大功率信号而言可等效为信号的信噪比以改变。

复合波形的信噪比 BER 为：

$$BER = \frac{E_B + E_b}{N_0} \quad (15)$$

大功率信号信噪比 BER' 可表示为：

$$BER' = \frac{E_B}{N_0} = \frac{k}{k+1} BER \quad (16)$$

式中， E_B 与 E_b 分别为大、小功率信号的功率。大功率信号信噪比 BER' 与复合波形之间存在的比例关系使得大功率信号误码率曲线与一般 QPSK 信号的误码率曲线不完全平行。可以认为，小功率信号的加入对大功率信号的影响等效于加入了一个信噪比比例系数。当信噪比提高时，复合信号中大功率信号的误码率下降速率会低于复合波形中无小功率信号的情况。根据分配比 k 的大小差异不同，随着 k 的减小，下降速率的差异会越来越大。从图 3 误码率曲线可以看出，在信号功率分配比在 6 dB 以上时，小功率信号的加入带来的大功率信号误码性能损失在 1 dB 到 2 dB，处于可

接受范围内。

4 小功率信号的用户数目

在仿真系统中, 混合波形中小功率信号的用户数目不影响其总功率, 且将小功率信号功率平均分配给各个用户:

$$E_{w_i(t)} = \frac{1}{n} E_{w(t)} \quad (i = 1, 2, \dots, n) \quad (17)$$

其中: $E_{w_i(t)}$ 为小功率信号 $w_i(t)$ 的功率, $E_{w(t)}$ 为第 i 个用户的功率。

该情况下, 由于小功率信号功率不会随用户数目变化而改变, 将其叠加在复合波形中, 用户数目的变化不会影响大功率信号的接收性能。但这种方法也有其局限性, 即当小功率信号中包含的用户数目增加时, 各信号分得的功率下降, 同时信号多址接入的用户数目增加也会带来更大的多址干扰。所以小功率信号的用户数目增加会带来负面影响有信噪比和误码性能的降低。

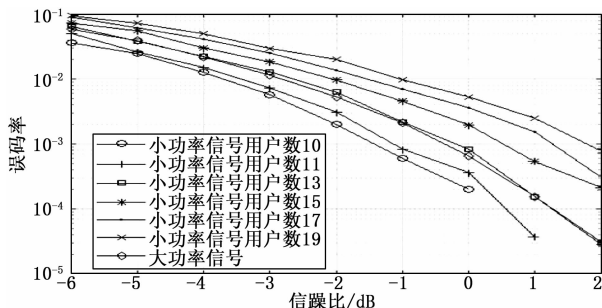


图 4 用户数目对小功率信号误码性能的影响

如图 4 所示, 通过传输仿真系统对功率分配比不变, 仅改变小功率信号的用户数目的情况进行了相应仿真。在小功率信号的用户数目为 13 时误码性能与大功率信号基本相当, 每当用户数增加一时会给小功率信号带来 0.25dB 左右的性能损失。当用户数目较高时, 用户数目增加对小功率信号中每用户信号的信噪比影响降低, 但用户数目增加对多址干扰的影响会提高。所以在该量级的用户数目对小功率信号误码性能的影响呈现为近似线性的关系。

5 相位偏差对复合波形的影响

在实际应用中, 复合波形在自由空间传输后, 相位可能会存在有少量偏移。此外, 解调端载波恢复产生的载波频率也会与复合波形存在一定的频率偏差和相位偏差。在很短的时间内, 频偏对信号解调产生的影响可等效为缓慢累积的相偏。通过仿真中在接收端加入相偏来估计频偏和相偏对复合波形接收的影响。

如图 5、图 6 所示, 在不同复合波形信噪比情况下, 对复合信号存在 $0 \sim \frac{\pi}{2}$ 相位偏差的情况进行了仿真。当相位偏差大于 $\frac{\pi}{2}$ 时, 不同信噪比情况下大、小功率信号的误码性能恶化接近相同, 说明传输系统已收到严重影响, 所以不

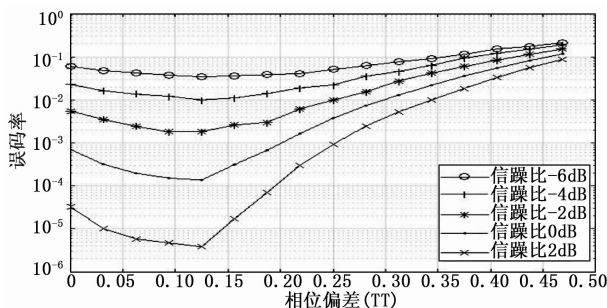


图 5 相位偏差对大功率信号误码性能的影响

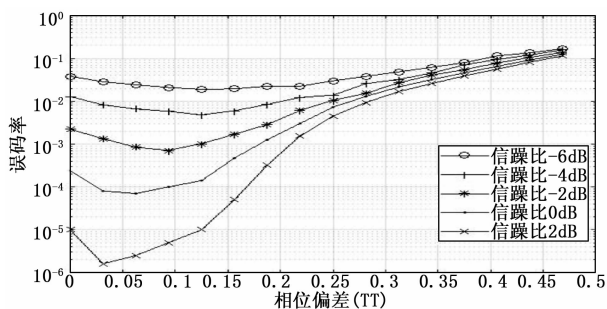


图 6 相位偏差对小功率信号误码性能的影响

需要考虑更大程度的相位偏差。在相偏在 $\frac{\pi}{4}$ 左右时, 已传输系统的最大容忍误差, 当相偏继续增大时误码性能恶化程度迅速增加。

对混合信号存在可以从大功率信号误码率性能明显看出: 大功率信号的接收在相位偏差为 $\frac{\pi}{8}$ 附近取得最优误码率。相偏对小功率信号误码性能的影响与对大功率信号的影响有一定差异, 但其趋势也是随相位偏差增大, 误码率先降低后提高。但是, 取得最优误码率位置对应的相偏随复合信号的信噪比提高而逐渐减小。但通过对小功率信号的整体考虑, 可以加入 $\frac{\pi}{8}$ 的载波相位偏差以提高接收端的误码性能。

6 定时误差估计

对于接收端的定时误差估计, 在仿真中进行了两种定时误差估计方法的仿真: Gardner 估计方法^[9-10]与 Moeneclaey 估计方法, 并对两者进行了比较^[11]。

Gardner 定时误差估计是一种较常用的定时误差估计算法, 通过采样点及相邻采样点的中点对采样点定时误差进行计算。

Moeneclaey 估计算法则不需要对采样点以外的点进行采样。实际上, 这两种误差估计算法对应两种不同类型的插值算法。定时误差的公式如下所示。

Gardner 定时误差估计公式:

$$\det(r) = x \left(\left(r - \frac{1}{2} \right) * T \right) * [x(rT) - x((r-1) * T)] \quad (18)$$

Moeneclaey 定时误差估计公式:

$$\det(r) = [x(rT)^2 - x((r-1)T)^2] * [x(rT) * x((r-1)T)] \quad (19)$$

其中: r 表示采样点序号, T 为符号持续时间。从两种定时误差估计公式中可以看出: 对相同长度接收信号进行定时误差估计时, 由于 Gardner 估计公式中使用了两次抽样时刻的中间时刻数据进行运算, 所以 Gardner 定时误差估计所需的最低采样点数量是 Moeneclaey 估计所需的最低采样点数量的两倍。而 Moeneclaey 插值算法仅通过两次采样点对定时误差进行估计, 所需的采样点数量较少。

通过进行仿真来比较两种误差估计方式性能的优劣。图 7 为仿真中成型滤波器使用不同滚降系数的情况下, 使用上述两种定时误差估计方法的误差函数曲线。

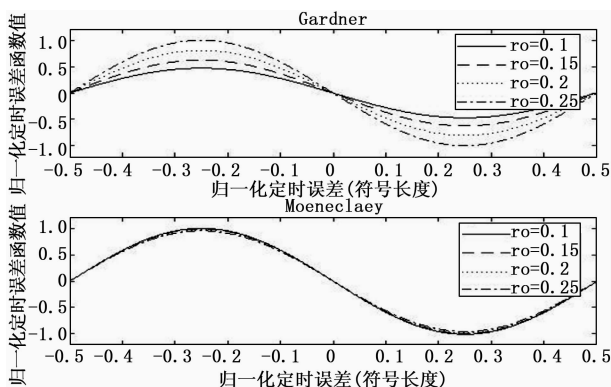


图 7 定时误差估计函数性能曲线

仿真中统计了数据长度为 4 000 符号的信号定时误差函数值, 并对结果进行了归一化处理, 包括定时误差的归一化及估计函数值的归一化。在实际应用中进行误差估计时, 为保证通信时延, 使用的数据长度会更短。在仿真中, 为保证曲线的平滑性与可靠性, 使用的数据长度较长。

针对于本复合波形的应用场景, 卫星网络中存在带宽资源紧张, 成型滤波器滚降系数较低等特点。从图 7 中可以发现, 在这种低滚降系数的情况下, 随滚降系数的变化, Moeneclaey 估计函数的幅值改变的程度较小、对滚降系数的敏感程度较低。而 Gardner 函数估计值受滚降系数变化影响较大。使用 Moeneclaey 定时误差估计方法的优势在于可以大幅降低接收端的采样速率, 并且在成型滤波器低滚降系数时对定时误差具有较高的敏感度。但采用 Moeneclaey 方法的缺点是运算量增加, Gardner 误差估计计算每个采样点定时误差的运算量为一次乘法和一次加法运算。Moeneclaey 误差估计的计算量是四次乘法和一次加法运算, 运算量接近 Gardner 方法运算量的四倍。

由于复合信号进行了扩频处理, 小功率信号进行了两次扩频, 所以复合信号对定时性能的要求比较严格。在复合波形接收端计算能力足够的情况下, 推荐使用 Moeneclaey 估计方法以取得较好的接收性能。

7 结束语

针对卫星前向链路各类终端站解调能力有差异的情况, 设计了一种面向多类用户的卫星前向链路复合波形。通过采用二次扩频等方式在接收端实现复合波形中各信号的区分。保证复合波形中小功率信号解调复杂度不超过其目标终端的解调能力。建立仿真模型并进行了相应的仿真实验, 对复合波形中各重要参数及部分调制解调方法进行了仿真及分析。主要对信号功率分配比、小功率信号用户数、相位偏差进行了仿真及分析。信号功率分配比在 6 dB 以上时, 小功率信号的叠加对大功率信号带来的解调损失在 2 dB 以内。小信号用户数在 20 以内时产生的多址干扰引起的误码性能损失在可接受范围内。并对接收端的定时误差估计方法做了一些研究, 在性能允许的情况下推荐使用 Moeneclaey 误差估计。以后的研究还可以从扩频码组及扩频增益、系统复杂度的具体分析、定时误差估计算法等方面进行进一步优化。

参考文献:

- [1] 陈琦, 李伟. 大信号掩盖技术在信息安全中的应用 [J]. 电信快报, 2014 (5): 3-5.
- [2] Zong P, Wang K, Bar-Ness Y. Partial sampling MMSE interference suppression in asynchronous multicarrier CDMA system [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2001, 19 (8).
- [3] 谢岸宏, 朱立东, 翟继强, 等. 卫星通信抗截获信号波形设计 [J]. 电讯技术, 2018, 58 (3): 269-275.
- [4] 葛蕾. PCMA 信号分离解调技术研究 [J]. 无线电工程, 2015, 45 (8): 39-42.
- [5] Zhang X Y. Analysis of M-sequence and gold-sequence in CDMA system [A]. Proceedings of 2011 IEEE International Conference on Communication Software and Networks [C]. Xi'an: IEEE, 2011: 466-468.
- [6] 赵萍萍. 一种二次扩频系统的设计及抗干扰性能分析 [D]. 西安: 西安电子科技大学, 2009.
- [7] Velavan P. Design and FPGA realization of MC-CDMA system using pseudo chaotic sequence generator [A]. International Conference on Communications and Signal Processing [C]. Melmaruathur, 2014: 18-21.
- [8] 陈惠珍, 田红心, 易克初. 一种基于二次扩频的帧同步提取的 FPGA 实现 [J]. 电子设计应用, 2004 (1): 40-42.
- [9] 龙水平. DS-SS-CDMA 快速同步技术与硬件实现 [D]. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学, 2005.
- [10] Kyunbyoung K, Choongchae W. Effects of carrier frequency offset on the average effective SNR and the average BER for asynchronous MC-CDMA uplink systems with a guard period [J]. Advanced Healthcare Materials, 2013, 81 (11): 1469-1476.
- [11] 李鹏辉. 卫星通信多模式全数字接收机研究与实现 [D]. 北京: 北京理工大学, 2016.