



异步卫星协同通信系统中的双采样差分空时编码方案

章坚武, 屠贺嘉琦

(杭州电子科技大学, 浙江 杭州 310018)

摘要: 针对双卫星中继协作通信系统中存在非符号周期整数倍的时延差问题, 提出了一种双采样的差分空时正交频分复用(D-OFDM2)方案。所提方案在卫星信道条件未知的情况下, 基于具有时延容忍的 D-OFDM 编码, 在接收端构造了一种双采样方法。该方法在以符号速率采样的同时, 对当前主瓣大于相邻旁瓣的区间内增加一次采样, 并将两次采样结果等增益合并。仿真结果表明, 在系统时延差为非符号周期整数倍的情况下, 该方法较单采样方法能获得更高的接收信噪比, 同时改善了系统误码性能。

关键词: 卫星通信; 异步协同通信; 分布式差分空时编码; 双采样

中图分类号: TN927

文献标识码: A

doi: 10.11959/j.issn.1000-0801.2017309

Dual-sample differential space-time coding scheme in asynchronous satellite cooperative communication system

ZHANG Jianwu, TU Hejiaqi

Hangzhou Dianzi University, Hangzhou 310018, China

Abstract: Focusing on asynchronization in relay communication system over satellite fading channels, a dual-sampling differential space-time orthogonal frequency division multiplex (D-OFDM2) coding scheme was proposed. The proposed scheme constructed a dual-sampling method at the receiver based on the D-OFDM coding with delay tolerance when the satellite channel condition was unknown. The method added another sample to the current main lobe interval and equal gain merge the two sampling results. Comparing with the traditional scheme when the fractional delay is present, the D-OFDM2 scheme can obtain higher signal-to-noise ratio than single sampling method, and improves the system error performance.

Key words: satellite communication, asynchronous cooperative communication, distributed differential space-time coding, dual-sampling

1 引言

作为空地一体化系统^[1]的重要构成部分,

卫星通信指利用人造卫星作为中继站, 为地面水、陆、空域中无线电通信站提供通信^[2]。由于信号经卫星信道传输后会产生多径衰落^[3], 为

收稿日期: 2017-08-21; 修回日期: 2017-11-10

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.61471152); 浙江省自然科学基金资助项目 (No.LZ14F010003)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China(No.61471152), Zhejiang Provincial Natural Science Foundation of China (No.LZ14F010003)



此可将多颗卫星作为相互协作的中继节点,组成虚拟分布式多输入多输出(multiple-input multiple-output, MIMO)系统,以达到分集的效果来对抗多径衰落。在低地球轨道(low earth orbit, LEO)卫星移动通信系统中,LEO卫星作为中继转发信号时可使用空时编码^[4,5],其中分布式空时编码(distributed space-time coding, DSTC)^[6,7]通过各中继相互协作对信号进行组合、转发处理,使信号到达接收端时能形成空时分组码(space-time block code, STBC)的形式,从而使系统在不牺牲额外带宽下得到分集增益和编码增益。然而采用DSTC编码时,接收端需要拥有瞬时信道状态信息(channel-state information, CSI)以实现信号的相干检测,难度较大。为此参考文献[8]提出了一种差分分布式空时编码(differential distributed space-time coding, D-DSTC)方法,使接收端在不明确CSI时即可进行非相干解码。另外,由于中继网络分布式特点,使转发信号在接收端产生时延差而导致符号间干扰(inter-symbol-interference, ISI)。参考文献[9]在时域中设计了一种具备较好的时延容忍度的螺旋代数空时编码,但其时间复杂度较大。参考文献[10,11]设计了一种有限时延容忍的时域交错反转码,可在保证满分集的情况下将解码过程分解为多个独立的子过程来降低解码复杂度。参考文献[12]为避免信道估计设计了一种基于扩频的差分空时编码。在频域方面,参考文献[13-15]采用一种正交频分复用(orthogonal frequency division multiplexing, OFDM)的方法来抵抗两中继网络中产生的同步误差,该方法可在保持编码正交的同时将时域的偏移转为频域的相位偏移。以上方法均针对时延差为符号周期整数倍的情况,当考虑时延差小数部分时,接收端对异步信号采样的位置会较其峰值发生偏移,从而使系统对有用信号的采样值减小并叠加进对旁瓣的采样值。针对中继网络中由

小数部分时延差带来的ISI,参考文献[16]对采用相干DSTC编码的双向中继网络采用了一种过采样方案,参考文献[17]将其进行扩展,提出了一种多中继情况下将差分DSTC与OFDM技术相结合的D-OFDM方法,但参考文献[16,17]方案仅适用于瑞利衰落信道下的小范围陆地中继传输。另外参考文献[18]给出了异步情况下采用差分DSTC编码的中继网络采用放大转发及解码转发时的系统性能比较,并优化了发射端和中继间的功率分配。根据以上情况,本文针对卫星协作通信下的异步问题设计了一种适用于在卫星衰落信道传输的双采样差分正交频分复用(dual-sampling differential orthogonal frequency division multiplexing, D-OFDM2)方案。该方案采用具有时延容忍的D-OFDM编码,并构造了一种双采样方案,使接收端对信号采样时始终能保持在当前符号主瓣大于其他符号旁瓣的区间内有两个不同采样点,将所得两采样结果进行等增益合并后,能使系统的平均接收信噪比增加,进一步减小系统异步带来的影响。

2 系统模型

考虑由一个发射端S,两颗中继卫星 R_1 、 R_2 及一个接收端D组成的分布式卫星协作通信系统,如图1所示,系统中节点均为单天线结构,传输模式选择半双工。系统传输信号分为两个阶段:第一阶段,S对信号进行D-OFDM编码并将其广播至 R_1 、 R_2 ;第二阶段, R_1 、 R_2 分别对接收到的信号进行空时编码处理并采用放大转发(amplify-and-forward, AF)协议转发信号至D。假设信号传输过程中收发两端不存在直射信号,信道为服从莱斯分布的准静态信道,各信道间互不相关,且每条信道均由 L 路独立的多径组成。两阶段中的各路多径信道系数分别由 $p_{i,l}$ 、 $q_{i,l}$ 表示,其中, $i=1,2$ 表示中继卫星编号, $l=1, \dots, L$ 。由于多径效应及各卫星相对收发两端位置的不

同,造成两路信号经传输后达接收端时存在时延差 ν ,系统因此变为异步系统。

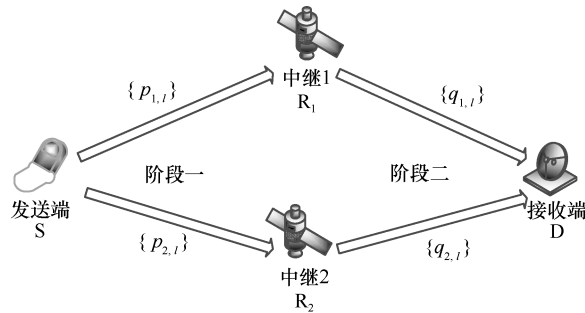


图1 两中继卫星协同通信系统模型

2.1 发射端编码

发射端对将要发送的信息进行编码,如图2所示。

将 N 个连续调制符号组成一组向量,记为 $x[n]$,然后将两组相邻的向量 $\{x_1[n], x_2[n]\}$ 构成一个酉空时矩阵 $X[n]$:

$$X[n] = \frac{1}{\sqrt{x_1[n]^2 + x_2[n]^2}} \begin{bmatrix} x_1[n] & -x_2^*[n] \\ x_2[n] & x_1^*[n] \end{bmatrix} \quad (1)$$

其中, $n=0, \dots, N-1$, $(\cdot)^*$ 表示共轭转置。

然后,对第 k 个酉空时矩阵 $X[n]^{(k)}$ 矩阵进行差分编码:

$$s[n]^{(k)} = X[n]^{(k)} s[n]^{(k-1)} \quad (2)$$

其中, $s[n] = [s_1[n], s_2[n]]^T$, 初始迭代值 $s[n]^{(0)} = [1, 0]^T$ 。

再将编码后的信号进行 OFDM 处理:

$$S[m] = \text{IDFT}\{s[n]\} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} s[n] \exp\left(j \frac{2\pi n m}{N}\right) \quad (3)$$

其中, $m=0, \dots, N-1$ 为 OFDM 中的第 m 个子载波。

随后,为信号添加循环前缀并进行串并转换,经脉冲整形后,在连续的两个 OFDM 时隙内依次将 $S_r^{(k)}[m]$ 广播发送至中继,其中, $r=1, 2$ 表示当前为第 r 个时隙, $S_r[m]$ 为 $S[m]$ 的第 r 行向量。

2.2 中继端处理

中继端接收到广播信号后,对其进行如图3所示的预处理。

处理后信号可表示为:

$$Z_{i,r}[m] = \sqrt{P_0 R} (p_i[m] \otimes S_r[m]) + \Psi_{i,r}[m] \quad (4)$$

其中, P_0 为发射端的符号发射功率, R 为中继卫星个数, $p_i[m] = \sum_{l=0}^{L-1} p_{i,l} \delta[m-l]$ 为第一阶段信道的离散冲击响应, $\Psi_{i,r}[m] \sim CN(0, N_0)$ 为发射端到中继引入的加性高斯白噪声。

对处理后的信号进行空时编码,见表1。

表1 中继对信号的处理

时隙	中继 1	中继 2
时隙 1	$V_{1,1}[m] = AZ_{1,1}[m]$	$V_{2,1} = -AZ_{2,2}^*[\langle -m \rangle_N]$
时隙 2	$V_{1,2}[m] = AZ_{1,2}[m]$	$V_{2,2} = AZ_{2,1}^*[\langle -m \rangle_N]$

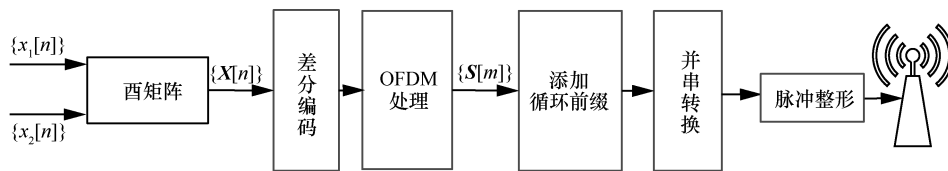


图2 发射端编码过程

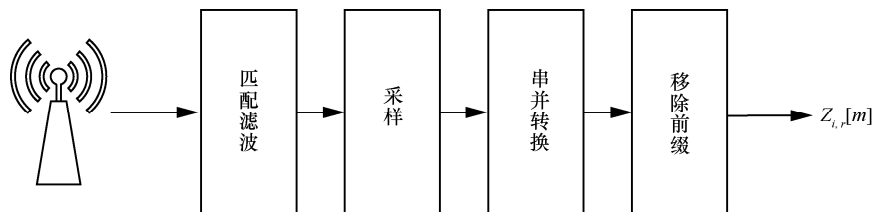


图3 中继端信号预处理过程



其中, $A = \sqrt{P_r / (P_0 + N_0)}$ 是放大系数, P_r 为中继端的符号发射功率, $Z_{i,r}[\langle -m \rangle_N]$ 为 $Z_{i,r}[m]$ 的圆周时域反转, 可表示为:

$$Z_{i,r}[\langle -m \rangle_N] = \begin{cases} Z_{i,r}[0], & m=0 \\ Z_{i,r}[N-m], & \text{其他} \end{cases} \quad (5)$$

各中继分别为信号添加循环前缀并进行并串转换, 经脉冲整形后在连续两个 OFDM 时隙内将信号 $V_{i,r}$ 发送到接收端。

2.3 接收端解调

信号到达接收端后, 进行中继端相同的预处理:

$$Y_r[m] = \sum_{i=1}^R (q_i[m] \otimes V_{i,r}[m]) + \Phi_r[m] \quad (6)$$

其中, $q_i[m] = \sum_{l=0}^{L-1} q_{i,l} \delta[m-l]$ 为第二阶段中信道的离散冲击响应, $\Phi_r[m] \sim CN(0, N_0)$ 为中继端到接收端引入的加性高斯白噪声。

然后, 对处理后信号进行 OFDM 解调:

$$y_r[n] = \text{DFT}\{Y_r[m]\} \quad (7)$$

随后在信道状态信息未知的情况下即可进行最大似然译码, 恢复出原始信号。

3 双采样改进方案

由于分布式中继网络的特点造成经不同中继转发的信号到达接收端会存在时延差。假设以 R_1 转发的信号到达接收端的时刻为准, 则经 R_2 转发的信号到达接收端产生的时延差可表示为:

$$\nu = (dT_s + \tau) \quad (8)$$

其中, T_s 表示一个符号周期, d 为整数, $0 \leq \tau < T_s$ 为时延差的小数部分。

当 ν 的整数部分存在时, 表示两路信号到达接收端有 d 个符号的相对偏移, 对此可通过改变 OFDM 循环前缀长度, 在不影响编码正交性的前提下将时域的偏移转化为频域的相移^[12], 但该方法仅适用于 $\tau=0$ 的情况。当 $\tau \neq 0$ 时, 系统采样点位置较符号峰值位置产生错位, 导致采样后引入

相邻符号的旁瓣干扰, 为此本文提出了一种双采样方案。该方案通过在一个符号周期内设置两个采样点, 即在以符号速率 $0, \pm T_s, \pm 2T_s \dots$ 采样的同时, 在 $\pm T_s/2, \pm 3T_s/2, \pm 5T_s/2 \dots$ 处也进行一次采样, 并在采样完成后将两采样值进行等增益合并。改进后的接收端采样器设计如图 4 所示。

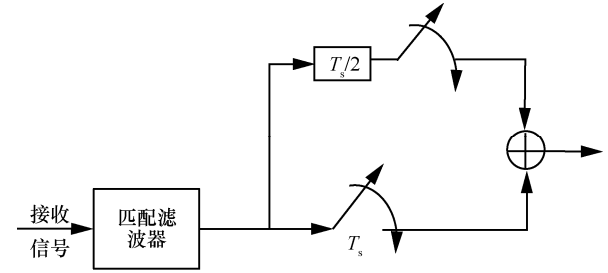


图 4 改进的接收端采样器设计

采样过程中假设 $\tau \neq 0$, 旁瓣数 $L_{mf} = 1$, 如图 5 所示, 由于 τ 的存在, 原有采样点 1 对主瓣信号的采样位置较其波峰处产生偏移, 且随 τ 的增大, 对主瓣的采样值减小, 旁瓣的叠加值增大, 系统误码性能受到很大影响。因此, 本文提出了一种双采样方案, 通过在 $\pm T_s/2$ 处增加一个采样点 2, 其位置与波峰相距 $|T_s/2 - \tau|$, 这使得在一个符号周期中主瓣大于旁瓣的区间内, 始终有两个采样点对信号进行采样。 τ 的变化使两采样点对叠加信号的采样值发生变化, 当其中一个采样值变小时, 总有另一采样点位置更接近波峰, 采样更准确。

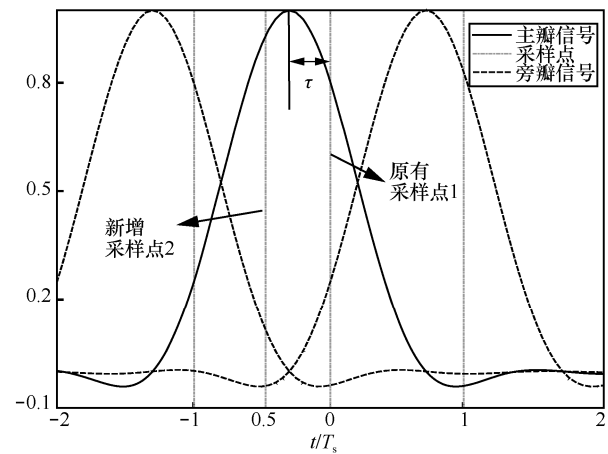


图 5 改进后采样示意

本文采用升余弦滤波器:

$$p(t) = \sin c(t/T_s) \cos(\pi \beta t/T_s) / (1 - 4\beta^2 t^2/T_s^2) \quad (9)$$

则采样点 1、2 处的采样值分别为:

$$Y_r[m] = \sum_{i=1}^R \sum_{\tilde{l}=-L_{mf}}^{L_{mf}} p(\tilde{l}T_s - \tau_i) (q_i[m] \otimes V_{i,r}[m - d_i - \tilde{l}]) + \Phi_r[m] \quad (10)$$

$$\begin{aligned} \hat{Y}_r[m] &= \sum_{i=1}^R \sum_{\tilde{l}=-L_{mf}}^{L_{mf}} p((\tilde{l} + 0.5)T_s - \tau_i) \\ &\quad (q_i[m] \otimes V_{i,r}[m - d_i - \tilde{l}]) + \hat{\Phi}_r[m] \end{aligned} \quad (11)$$

其中, $\Phi_r[m] \sim CN(0, N_0)$, $\hat{\Phi}_r[m] \sim CN(0, N_0)$ 。

接着, 将两采样值进行等增益合并:

$$\begin{aligned} Y_r[m] + \hat{Y}_r[m] &= \\ \sum_{i=1}^R \sum_{\tilde{l}=-L_{mf}}^{L_{mf}} &\left(p(\tilde{l}T_s - \tau_i) + p((\tilde{l} + 0.5)T_s - \tau_i) \right) \\ &\quad (q_i[m] \otimes V_{i,r}[m - d_i - \tilde{l}]) + \Phi_r[m] + \hat{\Phi}_r[m] \end{aligned} \quad (12)$$

然后, 对合并后的信号进行 OFDM 解调:

$$\begin{aligned} y_r[n] &= \text{DFT} \{ Y_r[m] + \hat{Y}_r[m] \} = \\ \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{m=0}^{N-1} &\left(Y_r[m] + \hat{Y}_r[m] \right) \exp \left(-j \frac{2\pi mn}{N} \right) \end{aligned} \quad (13)$$

将式 (12) 代入式 (13) 中, 得到离散时域接收信号:

$$\begin{aligned} y_r[n] &= \sum_{i=1}^R \sum_{\tilde{l}=-L_{mf}}^{L_{mf}} \left(p(\tilde{l}T_s - \tau_i) + p((\tilde{l} + 0.5)T_s - \tau_i) \right) \\ &\quad Q_i[n] e^{-j \frac{2\pi n(d_i + \tilde{l})}{N}} v_{i,r}[n] + \phi_r[n] \end{aligned} \quad (14)$$

其中, $\phi_r[n] = \text{DFT} \{ \Phi_r[m] + \hat{\Phi}_r[m] \}$, $v_{i,r} = \text{DFT} \{ V_{i,r}[m] \}$,

$$Q_i[n] = \sum_{\tilde{l}=1}^{L_{mf}} q_{i,\tilde{l}} e^{-j \frac{2\pi n \tilde{l}}{N}}。$$

将 $y_r[n]$ 中的一部分用 $\tilde{Q}_i[n]$ 表示, 即:

$$\begin{aligned} \tilde{Q}_i[n] &= Q_i[n] e^{-j \frac{2\pi n d_i}{N}} \\ \sum_{\tilde{l}=-L_{mf}}^{L_{mf}} &\left(p(\tilde{l}T_s - \tau_i) + p((\tilde{l} + 0.5)T_s - \tau_i) \right) e^{-j \frac{2\pi n \tilde{l}}{N}} \end{aligned} \quad (15)$$

则接收端信号可表示为:

$$y_r[n] = \tilde{Q}_i[n] v_{i,r}[n] + \phi_r[n] \quad (16)$$

由参考文献[17]可知, 由两中继构成的分布式协作通信系统的信号传输过程的整体表达式为:

$$\begin{bmatrix} y_1[n] \\ y_2[n] \end{bmatrix} = A \sqrt{2P_0} \begin{bmatrix} s_1[n] & -s_2^*[n] \\ s_2[n] & s_1^*[n] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} H_1[n] \\ H_2[n] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} w_1[n] \\ w_2[n] \end{bmatrix} \quad (17)$$

其中, $H_r[n]$ 及 $w_r[n]$ 分别为发射第 n 个符号时所对应子载波的等效信道系数及噪声。

结合系统第一阶段的离散频域信道系数:

$$P_i[n] = \sum_{l=0}^{L-1} p_{i,l} \exp \left(-j \frac{2\pi nl}{N} \right) \quad (18)$$

系统等效信道系数可表示为:

$$H_1[n] = P_1[n] \tilde{Q}_1[n] \quad (19)$$

$$H_2[n] = P_2^*[n] \tilde{Q}_2[n] \quad (20)$$

经系统传输后引入的等效加性高斯噪声为:

$$w_1[n] = A \left(\tilde{Q}_1[n] \psi_{1,1}[n] - \tilde{Q}_2[n] \psi_{2,2}^*[n] \right) + \phi_1[n] \quad (21)$$

$$w_2[n] = A \left(\tilde{Q}_1[n] \psi_{1,2}[n] + \tilde{Q}_2[n] \psi_{2,1}^*[n] \right) + \phi_2[n] \quad (22)$$

其中, $\psi_{i,r}[n] = \text{DFT} \{ \Psi_{i,r}[m] \}$ 。

对于给定的 $q_{i,l}$, 系统等效噪声 $w[n] \sim CN(0, \sigma^2[n] \mathbf{I}_R)$, 其中:

$$\sigma^2[n] = N_0 \left(2 + A^2 \sum_{i=1}^R |\tilde{Q}_i[n]|^2 \right) \quad (23)$$

在实际情况下通常假设已知最大时延差整数部分 $d_{\max} = \max_{i=1, \dots, R} \{d_i\}$, 因此在循环前缀足够长且 $q_{i,l}$ 已知的情况下, 系统的平均接收符号信噪比 γ 可表示成小数时延差 τ_i 与子载波 n 的函数:

$$\gamma(n, \{\tau_i\}_{i=1}^R) = A^2 P_0 \frac{\sum_{i=1}^R |\tilde{Q}_i[n]|^2}{\sigma^2[n]} \quad (24)$$

当 τ_i 固定时, 对平均接收信噪比 γ 求导:



$$\frac{d\gamma}{d\sum_{i=1}^R|\tilde{Q}_i[n]|^2} > 0 \quad (25)$$

即平均接收信噪比 γ 是 $\sum_{i=1}^R|\tilde{Q}_i[n]|^2$ 的增函数。

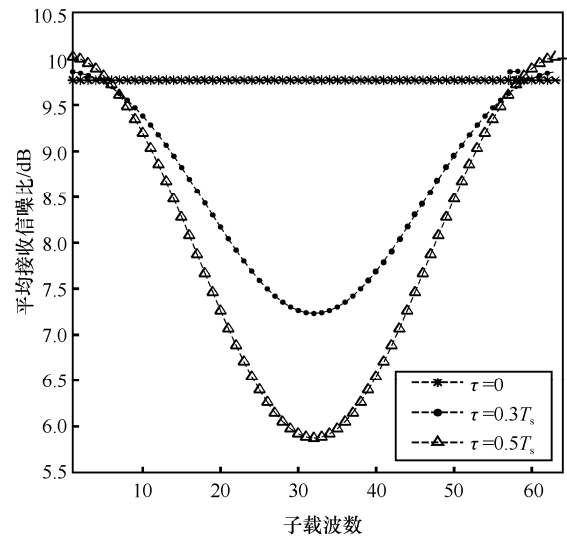
由于本文所提的双采样方案在等增益合并处理后, $|\tilde{Q}_i[n]|$ 较单采样方案增大, 因此系统的平均接收信噪比也随之增大。

4 性能仿真

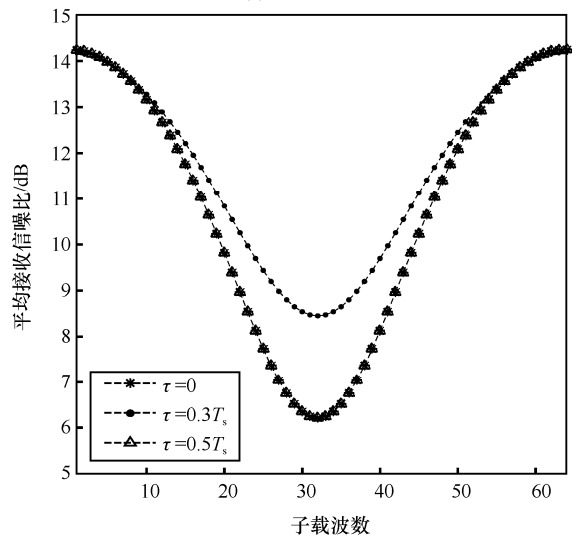
仿真中假设信道服从莱斯分布, 莱斯因子为 10, 将 L 条多径进行功率归一化处理, 即 $\sum_{l=0}^{L-1}\sigma_{q_{i,l}}^2=1$, $\sum_{l=0}^{L-1}\sigma_{s_{i,l}}^2=1$, 载频选取铱星系统用户链路频段, 信源调制方式采用 QPSK, 子载波数 $N=64$, 升余弦滚降系数 $\beta=0.9$, 旁瓣数 $L_{mf}=1$, 假设系统总功率为 P , 发射端和中继端的符号发射功率选取最优功率分配 $P_0=P/2$, $P_r=P/4$, 记单采样方案为 D-OFDM1, 所提双采样方案为 D-OFDM2。

为了简化, 假设系统多径数 $L=1$, 信道系数 $|q_{i,l}|^2=1$, $P/N_0=25$ dB。图 6 分别给出了 D-OFDM1 和所提 D-OFDM2 方案在不同 τ 下, 平均接收信噪比随子载波数的变化曲线。从图 6 中可以看出, 系统的平均接收信噪比 γ 关于子载波数中心对称, 这是因为在其他参数均给定的情况下, γ 仅为 $e^{\pm j\frac{2\pi n}{N}}$ ($\Theta=(1,2)$) 的一次函数, 而 $e^{\pm j\frac{2\pi n}{N}}$ 呈中心对称, 在 τ 相同的情况下, D-OFDM2 的值均大于 D-OFDM1。从图 6(b)可以看出, $\tau=0$ 和 $\tau=0.5T_s$ 拥有相同的接收信噪比曲线, 这是因为当 $\tau=0$ 和 $0.5T_s$ 时, 采样点 1、2 的位置均处于相同位置, 只发生位置调换, 因此等增益合并后的采样值大小相等。

图 7 所示为不同 τ 情况下, 采用 D-OFDM1 及 D-OFDM2 方法得到的系统误码性能曲线。从图 7 中可以看出, 随着系统信噪比的增加, 两种



(a) D-OFDM1 方案



(b) D-OFDM2 方案

图 6 平均接收信噪比随子载波数的变化情况

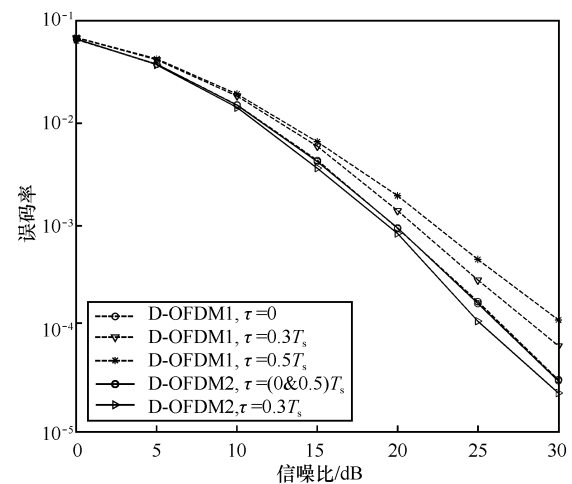


图 7 不同时延差下的系统误码性能

方案的误码率均减小,在 τ ($\tau \neq 0$) 相等的情况下, D-OFDM2 的误码率均低于 D-OFDM1, 且随着 τ 的增加, 系统的误码率差异进一步增大。当 $\tau=0.5 T_s$ 时, 二者差异达到了最大, 在误码率为 10^{-4} 情况下, 所提方法较原方法有 4 dB 的性能增益。且由于 $\tau=0.3 T_s$ 相比于 $\tau=0.5 T_s$, 系统能获得更高的平均接收信噪比, 故 $\tau=0.3 T_s$ 较 $\tau=0.5 T_s$ 能获得更低的系统误码率, 但二者差异很小, 近似相等。因此得出结论, 所提 D-OFDM2 方案能够提高系统的误码性能, 且几乎不受小数部分时延差大小的影响。

图 8 展示了当时延差 $\tau=0.3 T_s$ 的情况下, 不同旁瓣数 L_{mf} 对 D-OFDM2 系统误码性能的影响。可以看出, 当旁瓣数增加时, 系统误码性能差异并不明显。当系统误码率为 10^{-4} 时, $L_{mf}=4$ 较 $L_{mf}=1$ 只有 0.5 dB 的性能损失, 说明异步系统误码性能受第一旁瓣影响较大, 受其余旁瓣影响十分有限, 因此本文在仿真中选取 $L_{mf}=1$ 。

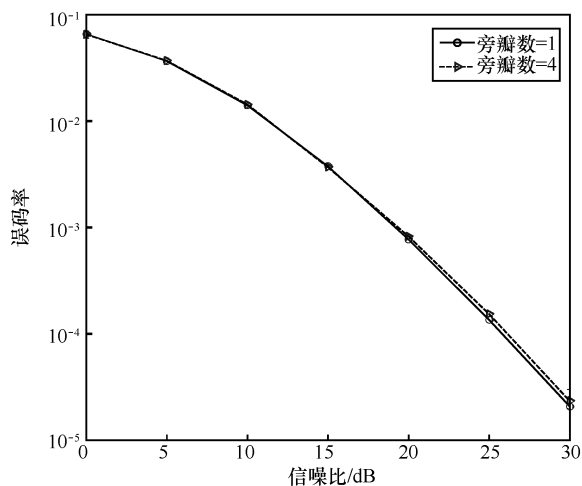


图 8 不同旁瓣数下的系统误码性能

5 结束语

由于分布式特点, 卫星协作通信系统中的接收端存在时延差不可避免。本文在频率选择性信道下设计了一种基于差分 DSTC-OFDM 编码的双采样方案。所提方案中接收端通过双采样, 成

功提高了接收端的平均接收信噪比, 消除了因小数部分时延差存在对系统误码性带来的影响。理论及仿真结果表明, 改进的 D-OFDM2 方案在系统小数部分时延差存在时, 能够较好地提高误码性能。

参考文献:

- [1] 李风华, 殷丽华, 吴巍, 等. 天地一体化信息网络安全保障技术研究进展及发展趋势[J]. 通信学报, 2016, 37(11): 156-168.
LI F H, YIN L H, WU W, et al. Research status and development trends of security assurance for space-ground integration information network[J]. Journal on Communications, 2016, 37(11): 156-168.
- [2] 易克初, 李怡, 孙晨华, 等. 卫星通信的近期发展与前景展望[J]. 通信学报, 2015, 36(6): 157-172.
YI K C, LI Y, SUN C H, et al. Recent development and its prospect of satellite communications[J]. Journal on Communications, 2015, 36(6): 157-172.
- [3] 李斗, 项海格. LEO/MEO 卫星通信系统发展展望[J]. 电信科学, 2003, 19(2): 48-51.
LI D, XIANG H G. The Development of LEO/MEO Satellite Communication Systems[J]. Telecommunications Science, 2003, 19(2): 48-51.
- [4] 蒋涉权, 王晶, 彭超. MIMO 系统中空时编码性能仿真和分析[J]. 电信科学, 2015, 31(2): 29-35.
JIANG S Q, WANG J, PENG C. Simulation and analysis on performance of space-time coding in MIMO[J]. Telecommunications Science, 2015, 31(2): 29-35.
- [5] 李娟, 邱晓红. 分层空时编码及应用研究[J]. 电信科学, 2011, 27(4): 91-95.
LI J, QIU X H. Research on layered space-time coding technology[J]. Telecommunications Science, 2011, 27(4): 91-95.
- [6] JING Y, HASSIBI B. Distributed space-time coding in wireless relay networks[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2007, 5(12): 3524-3536.
- [7] ANGHEL P A, KAVEH M. On the performance of distributed space-time coding systems with one and two non-regenerative relays[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2006, 5(3): 682-692.
- [8] JING Y, JAFARKHANI H. Distributed differential space-time coding for wireless relay networks[J]. IEEE Transactions on Communications, 2008, 56(7): 1092-1100.
- [9] DAMEN M O, HAMMONS A R. Delay-tolerant distributed-TAST codes for cooperative diversity[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2007, 53(10): 3755-3773.
- [10] LIU Y, ZHANG W, CHING P C. Full-diversity distributed



- space-time codes with an efficient ML decoder for asynchronous cooperative communications[C]//IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing, May 26-31, 2013, Vancouver, BC, Canada. New Jersey: IEEE Press, 2013: 5011-5015.
- [11] LIU Y, ZHANG W, CHING P C. Time-reversal space-time codes in asynchronous two-way relay networks[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2016, 15(3): 1729-1741.
- [12] 章坚武, 章谦骅. 卫星通信中基于扩频技术的异步差分空时协同编码研究[J]. 空间科学学报, 2015, 35(5): 634-640.
- ZHANG J W, ZHANG Q H. Asynchronous differential space-time block codes based on spreading techniques over satellite communication[J]. Chinese Journal of Space Science, 2015, 35(5): 634-640.
- [13] LI Z, XIA X G. An Alamouti coded OFDM transmission for cooperative systems robust to both timing errors and frequency offsets[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2008, 7(5): 1839-1844.
- [14] RAJAN G S, RAJAN B S. OFDM based distributed space time coding for asynchronous relay networks[C]//IEEE International Conference on Communications, May 19-23, 2008, Beijing, China. New Jersey: IEEE Press, 2008: 1118-1122.
- [15] LEE Y, KANG S G, CHONG D, et al. An alamouti coding scheme for asynchronous cooperative communication systems over frequency selective fading channels[J]. 2011, 4(4): 1-5.
- [16] BARGHI S, JAFARKHANI H. Exploiting asynchronous amplify-and-forward relays to enhance the performance of IEEE 802.11 networks[J]. IEEE/ACM Transactions on Networking, 2015, 23(2): 479-490.
- [17] AVENDI M R, JAFARKHANI H. Differential distributed space-time coding with imperfect synchronization in frequency-selective channels[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2015, 14(4): 1811-1822.
- [18] XU W, WANG Q, LIN M. Distributed space-time coding scheme with differential detection and power allocation for cooperative relay network[J]. Telecommunication Systems, 2017: 1-15.

[作者简介]



章坚武 (1961-), 男, 杭州电子科技大学通信工程学院教授、博士生导师, 主要研究方向为移动通信系统、多媒体通信技术、网络安全等。



屠贺嘉琦 (1992-), 男, 杭州电子科技大学通信工程学院硕士生, 主要研究方向为移动通信系统。