

快衰落信道中的分布式差分空时编码传输方案

王磊, 陈志刚

(西安交通大学电子与信息工程学院, 710049, 西安)

摘要: 针对分布式差分空时编码(DDSTC)在时间选择性快衰落信道中出现误码率平台的问题,提出了一种新的有效减小信号帧长的 DDSTC 传输方案(RFL-DDSTC)来抵抗快衰落信道的影响. 该方案在中继节点处通过采用 T 个正交向量,将 DDSTC 在 T 个符号周期内的信号合并到 1 个符号周期内进行转发,使得 DDSTC 信号变为具有单位帧长的短信号. 在目的节点,再对合并后的 RFL-DDSTC 信号用 T 个正交向量进行解调,即可还原出原始的 DDSTC 信号. 该方案由于大大缩短了 DDSTC 信号的帧长,因而可以有效减小信道快衰落带来的不利影响,显著地降低了 DDSTC 性能曲线中的平台. 仿真结果表明,在发射功率为 30 dB 时,RFL-DDSTC 方案可将 DDSTC 的误码率平台降低一个数量级以上.

关键词: 无线中继网络;协作分集;差分传输;快衰落信道

中图分类号: TN929.5 **文献标志码:** A **文章编号:** 0253-987X(2012)04-0077-06

A Coding Transmission Scheme with Distributed Differential Space-Time for Fast Fading Channels

WANG Lei, CHEN Zhigang

(School of Electronics and Information Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

Abstract: A new DDSTC scheme with reduced frame length, named as RFL-DDSTC, is proposed to solve the problem that the performance of distributed differential space-time coding (DDSTC) suffers from an irreducible error floor in time-selective fast fading channels. The proposed RFL-DDSTC scheme uses T orthogonal vectors at relay nodes to combine the DDSTC signals in T symbol periods into one symbol period so that DDSTC can be turned into a shorter signal with unit length. Then, the T orthogonal vectors are used at the destination node to demodulate the compressed RFL-DDSTC signals, and the original DDSTC signals are resumed. Since the frame length of DDSTC is greatly reduced, the proposed RFL-DDSTC is highly effective in mitigating the impact of channel fast fading on its performance, and the performance error floor has degraded significantly. Simulation results show that RFL-DDSTC can degrade the error floor of DDSTC for more than ten times at 30 dB.

Keywords: wireless relay network; cooperative diversity; differential transmission; fast fading channel

在无线中继网络中,要在目的节点处获得准确的信道估计需要较高的实现复杂度和代价,而分布式差分空时编码(DDSTC)在解码时无需知道信道

信息,因而获得了广泛的关注^[1-7]. 随着对 DDSTC 研究的深入,各国学者陆续提出了多种 DDSTC 方案,如基于 Alamouti 码、实正交码^[1]、Sp(2)码、循环

码^[2]、Cayley 码^[3]和 Clifford 代数码^[4]等的 DDSTC 方案.然而,迄今为止,上述 DDSTC 方案都假设了中继网络中的无线信道是服从慢变化的,而且信道在发送 2 个连续的 DDSTC 数据块时是保持不变的,但协作传输包括源节点广播和中继转发 2 个阶段(每个阶段占用 T 个符号周期),因而传输一次 DDSTC 数据块将占用 $2T$ 个符号周期,在上述假设下信道则需要在 $4T$ 个符号周期内保持不变.在实际的通信环境中,由于目的节点的移动将导致信道呈现出时间选择性快衰落,这使得信道服从准静态慢衰落的假设很难成立,因此 DDSTC 的性能在快衰落信道中会出现恶化,其误码率曲线在高信噪比时将出现严重的“平台”现象^[8].

为此,本文针对时间选择性快衰落信道提出了一种新的 DDSTC 传输方案.受到文献[9-10]中空时扩展(STS)思想的启发,新方案利用 T 个不同的正交向量将 DDSTC 在 T 个符号周期内信号的压缩到 1 个符号周期内进行发送,使得 DDSTC 信号的帧长大大减小,因此称之为减小帧长(reduced frame length, RFL)的 DDSTC 方案(RFL-DDSTC).RFL-DDSTC 方案由于信号帧长减小,因而可以有效抵抗信道快衰落对其性能带来的影响,而且这种减小信号帧长的思想可以适用于现有的所有 DDSTC 编码方案中.理论分析与仿真结果进一步验证了 RFL-DDSTC 在快衰落信道中的性能优越性.

1 系统模型

考虑一个具有单个源节点、单个目的节点和 R 个中继节点的协作通信系统,系统内的每个节点均设置单根天线.假定 f_i 和 g_i 分别表示从源节点到第 i 个中继节点和从第 i 个中继节点到目的节点之间的信道.源节点向目的节点传输 T 个符号需要经过源节点广播和中继转发这 2 个阶段来完成,每个阶段占用 T 个符号周期.为了方便起见,本文将传输的 T 个符号称为 1 个数据块.假定 $\mathbf{s}^{(\tau)} = [s_1 \cdots s_T]^T$ 是源节点在发送第 τ 个数据块时的信号向量,则此时目的节点接收到的信号为^[2]

$$\mathbf{X}^{(\tau)} = \left(\frac{P_1 P_2 T}{P_1 + 1} \right)^{1/2} \mathbf{S}^{(\tau)} \mathbf{H}^{(\tau)} + \mathbf{W}^{(\tau)} \quad (1)$$

式中: P_1 和 P_2 分别为源节点和每个中继节点处的平均发射功率; $\mathbf{S}^{(\tau)} = [\mathbf{A}_1 \mathbf{s}^{(\tau)} \cdots \mathbf{A}_R \mathbf{s}^{(\tau)}]$ 为 $T \times R$ 维的 DDSTC 编码矩阵,其中 $\mathbf{A}_i$ 是第 i 个中继节点处对信号向量 $\mathbf{s}^{(\tau)}$ 进行转发时采用的处理矩阵,对于不同的 DDSTC 编码方案,矩阵 $\{\mathbf{A}_i\}_{i=1}^R$ 的设计是

不同的; $\mathbf{H}^{(\tau)} = [f_1 g_1 \cdots f_R g_R]^T$ 是发送第 τ 个数据块时对应的 $R \times 1$ 维信道向量; $\mathbf{W}^{(\tau)} = \left(\frac{P_2}{P_1 + 1} \right)^{1/2} \sum_{i=1}^R g_i \mathbf{A}_i \mathbf{v}_i^{(\tau)} + \mathbf{w}^{(\tau)}$ 是中继网络中总的噪声,其中 $\mathbf{v}_i^{(\tau)}$ 和 $\mathbf{w}^{(\tau)}$ 分别为第 1 阶段在第 i 个中继节点处和第 2 阶段在目的节点处的加性高斯白噪声(AWGN).

在发送第 τ 个数据块时,为了传输真正的有用信息 $\mathbf{U}^{(\tau)} \in U$,其中 U 表示酉矩阵集合,对发射信号 $\mathbf{s}^{(\tau)}$ 进行如下的差分编码^[2]

$$\mathbf{s}^{(\tau)} = \mathbf{U}^{(\tau)} \mathbf{s}^{(\tau-1)} \quad (2)$$

式中: $T \times T$ 维的信息矩阵 $\mathbf{U}^{(\tau)}$ 为酉矩阵. $\mathbf{U}^{(\tau)}$ 和每个中继节点处的处理矩阵 $\mathbf{A}_i$ 满足如下关系

$$\mathbf{A}_i \mathbf{U}^{(\tau)} = \mathbf{U}^{(\tau)} \mathbf{A}_i \quad (3)$$

现有的 DDSTC 方案^[2-4]中均假设信道 f_i 和 g_i 在 2 个连续传输的数据块内是保持不变的,即 $\mathbf{H}^{(\tau)} = \mathbf{H}^{(\tau-1)}$,将式(2)和式(3)代入到式(1)中并且联合接收信号 $\mathbf{X}^{(\tau-1)}$,得到如下的差分方程

$$\mathbf{X}^{(\tau)} = \mathbf{U}^{(\tau)} \mathbf{X}^{(\tau-1)} + \mathbf{N}^{(\tau)} \quad (4)$$

式中: $\mathbf{N}^{(\tau)} = \mathbf{W}^{(\tau)} - \mathbf{U}^{(\tau)} \mathbf{W}^{(\tau-1)}$. 对于 $\mathbf{X}^{(\tau)}$ 和 $\mathbf{X}^{(\tau-1)}$,可以采用如下的最大似然解码

$$\hat{\mathbf{U}}^{(\tau)} = \arg \min_{\mathbf{U}^{(\tau)} \in U} \|\mathbf{X}^{(\tau)} - \mathbf{U}^{(\tau)} \mathbf{X}^{(\tau-1)}\| \quad (5)$$

式中: $\|\cdot\|$ 表示 Frobenius 范数.

2 DDSTC 存在的问题

在实际的通信环境中,由于目的节点的运动会导致信道呈现时间选择性快衰落,这使得信道服从慢变化的假设不再成立.在协作通信系统中,由于目的节点往往处于移动状态,而中继节点的位置是相对固定的,因此本文假设信道 g_i 为快衰落,信道 f_i 为准静态慢衰落.这样,在 t_1 时刻信道增益 $g_i(t_1)$ 可以采用如下的快衰落信道模型来建模^[11]

$$g_i(t_1) = \alpha(t_1 - t_2) g_i(t_2) + n_i(t_1) \quad (6)$$

式中: $n_i(t_1)$ 是另一个独立的 0 均值复高斯噪声,其方差为 $\sigma_n^2 = 1 - \alpha^2(t_1 - t_2)$. 在 t_1 时刻和 t_2 时刻的信道增益 $g_i(t_1)$ 和 $g_i(t_2)$ 服从 Jakes 衰落模型,两者的相关系数为

$$\alpha(t_1 - t_2) = E[g_i(t_1) g_i^*(t_2)] = J_0(2\pi f_d(t_1 - t_2) T_s) \quad (7)$$

式中: $J_0(\cdot)$ 为第一类 0 阶贝塞尔函数; f_d 为最大多普勒频移; T_s 为符号周期.

当源节点发送第 $(\tau-1)$ 和第 τ 个数据块时对应的信道增益状态如图 1 所示.

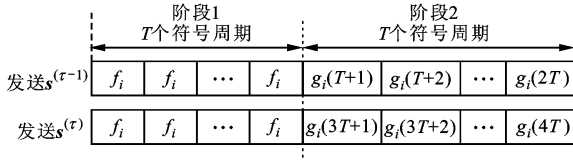


图1 DDSTC 在快衰落信道下对应的信道状态

当源节点连续发送 $s^{(\tau-1)}$ 和 $s^{(\tau)}$ 时,信道 g_i 的变化状态从 $g_i(T+1)$ 变化到 $g_i(4T)$,它们之间最大的时间间隔为 $(3T-1)$ 个符号周期.然而,在文献[2-4]中的慢衰落信道假设下,要得到式(4)中的差分方程必须满足下面的约束条件

$$g_i(T+1) = g_i(T+1+t), \quad t = 1, 2, \dots, 3T-1 \quad (8)$$

显然,在快衰落信道下式(8)是很难保证的,因此在快衰落信道中 DDSTC 的性能将出现恶化.

3 减小帧长的 DDSTC 方案

针对上述问题,本文提出的 RFL-DDSTC 方案的思想是减小 DDSTC 信号的帧长来抵抗快衰落信道带来的影响.在第2阶段,RFL-DDSTC 方案在每个中继处采用 T 个正交向量将帧长为 T 的信号压缩为具有单位帧长的短信号. T 个正交向量可以采用任意的范数为1的正交向量,为了简单起见,这里将 T 个正交向量选为 T 个正交扩频码序列.

采用 DDSTC 传输时,当源节点发送数据块 $s^{(\tau-1)}$ 时,第 i 个中继的接收信号为^[12] $\mathbf{r}_i^{(\tau-1)} = (P_1 T)^{1/2} f_i s^{(\tau-1)} + \mathbf{v}_i^{(\tau-1)}$,在第2个阶段中继对 $\mathbf{r}_i^{(\tau-1)}$ 用矩阵 $\mathbf{A}_i$ 进行处理并转发,转发的信号为^[12] $\mathbf{t}_i^{(\tau-1)} = \left(\frac{P_2}{P_1+1}\right)^{1/2} \mathbf{A}_i \mathbf{r}_i^{(\tau-1)}$.为了便于分析,将第 i 个中继处的 $T \times 1$ 维的转发信号表示为 $\mathbf{t}_i^{(\tau-1)} = [t_{i1}^{(\tau-1)} \quad t_{i2}^{(\tau-1)} \quad \dots \quad t_{iT}^{(\tau-1)}]^T$,其中 $t_{ik}^{(\tau-1)}$ 表示在 $T+k$ 时刻由中继 i 转发的信号,可见,此时转发 $\mathbf{t}_i^{(\tau-1)}$ 将占用 T 个符号周期.在 RFL-DDSTC 方案的每个中继处,首先采用1个扩频码矩阵 $\mathbf{C} = [\mathbf{c}_1 \quad \mathbf{c}_2 \quad \dots \quad \mathbf{c}_T]$ 来压缩信号 $\mathbf{t}_i^{(\tau-1)}$.假设 $P \times 1$ 维的扩频码 $\mathbf{c}_k (k=1, \dots, T)$ 相互正交且范数为1, $\mathbf{c}_k$ 的长度 P 定义为其扩频增益.因此,在第 i 个中继处转发的 $P \times 1$ 维压缩信号为

$$\mathbf{b}_i^{(\tau-1)} = \mathbf{C} \mathbf{t}_i^{(\tau-1)} = \sum_{k=1}^T \mathbf{c}_k t_{ik}^{(\tau-1)} \quad (9)$$

显然, $\mathbf{b}_i^{(\tau-1)}$ 仅占用了1个符号周期,即 $\mathbf{b}_i^{(\tau-1)}$ 具有单位帧长.这样发送第 $(\tau-1)$ 个数据块的第2个阶段将在第 $T+1$ 时刻完成,此时对应的信道增益为

$g_i(T+1)$,如图2所示.

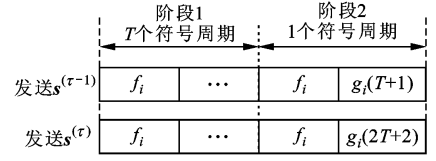


图2 RFL-DDSTC 方案对应的信道状态图

这样,发送 $\mathbf{b}_i^{(\tau-1)}$ 时目的节点对应的接收信号为

$$\mathbf{Y}^{(\tau-1)} = \sum_{i=1}^R g_i(T+1) \mathbf{b}_i^{(\tau-1)} + \mathbf{W}^{(\tau-1)} = \sum_{i=1}^R g_i(T+1) \mathbf{C} \left(\left(\frac{P_2}{P_1+1} \right)^{1/2} \mathbf{A}_i \mathbf{r}_i^{(\tau-1)} \right) + \mathbf{W}^{(\tau-1)} \quad (10)$$

将 $\mathbf{r}_i^{(\tau-1)} = (P_1 T)^{1/2} f_i s^{(\tau-1)} + \mathbf{v}_i^{(\tau-1)}$ 代入到式(10)中进行整理,可得

$$\mathbf{Y}^{(\tau-1)} = \left(\frac{P_1 P_2 T}{P_1+1} \right)^{1/2} \mathbf{C} \mathbf{S}^{(\tau-1)} \tilde{\mathbf{H}}^{(\tau-1)} + \tilde{\mathbf{N}}^{(\tau-1)} \quad (11)$$

式中: $\tilde{\mathbf{H}}^{(\tau-1)} = \begin{bmatrix} f_1 g_1(T+1) & f_2 g_2(T+1) & \dots \\ f_R g_R(T+1) \end{bmatrix}^T$; $\tilde{\mathbf{N}}^{(\tau-1)} = \left(\frac{P_2}{P_1+1} \right)^{1/2} \sum_{i=1}^R g_i(T+1) \mathbf{C} \mathbf{A}_i \mathbf{v}_i^{(\tau-1)} + \mathbf{W}^{(\tau-1)}$.

同样,对于信号 $\mathbf{t}_i^{(\tau)}$,仍然采用扩频码矩阵来压缩.这样信号 $\mathbf{b}_i^{(\tau)} = \mathbf{C} \mathbf{t}_i^{(\tau)}$ 仍然只占用了1个符号周期,其对应的信道增益为 $g_i(2T+2)$,如图2所示.

发送 $\mathbf{b}_i^{(\tau)}$ 时对应的接收信号为

$$\mathbf{Y}^{(\tau)} = \left(\frac{P_1 P_2 T}{P_1+1} \right)^{1/2} \mathbf{C} \mathbf{U}^{(\tau)} \mathbf{S}^{(\tau-1)} \tilde{\mathbf{H}}^{(\tau)} + \tilde{\mathbf{N}}^{(\tau)} \quad (12)$$

式中:

$$\tilde{\mathbf{H}}^{(\tau)} = \begin{bmatrix} f_1 g_1(2T+2) & f_2 g_2(2T+2) & \dots \\ f_R g_R(2T+2) \end{bmatrix}^T; \tilde{\mathbf{N}}^{(\tau)} = \left(\frac{P_2}{P_1+1} \right)^{1/2} \sum_{i=1}^R g_i(2T+2) \mathbf{C} \mathbf{A}_i \mathbf{v}_i^{(\tau)} + \mathbf{W}^{(\tau)}.$$

在目的节点,首先对信号 $\mathbf{Y}^{(\tau-1)}$ 和 $\mathbf{Y}^{(\tau)}$ 用 $\mathbf{c}_k (k=1, \dots, T)$ 分别进行解扩处理,得到

$$d_k^{(\tau-1)} = \mathbf{c}_k^H \mathbf{Y}^{(\tau-1)} = \sum_{i=1}^R g_i(T+1) t_{ik}^{(\tau-1)} + \mathbf{c}_k^H \mathbf{W}^{(\tau-1)} \quad (13)$$

$$d_k^{(\tau)} = \mathbf{c}_k^H \mathbf{Y}^{(\tau)} = \sum_{i=1}^R g_i(2T+2) t_{ik}^{(\tau)} + \mathbf{c}_k^H \mathbf{W}^{(\tau)} \quad (14)$$

令 $\mathbf{y}^{(\tau-1)} = [d_1^{(\tau-1)} \quad d_2^{(\tau-1)} \quad \dots \quad d_T^{(\tau-1)}]^T$, $\mathbf{y}^{(\tau)} = [d_1^{(\tau)} \quad d_2^{(\tau)} \quad \dots \quad d_T^{(\tau)}]^T$,则 $\mathbf{y}^{(\tau-1)}$ 和 $\mathbf{y}^{(\tau)}$ 分别为

$$\mathbf{y}^{(\tau-1)} = \left(\frac{P_1 P_2 T}{P_1 + 1} \right)^{1/2} \mathbf{S}^{(\tau-1)} \tilde{\mathbf{H}}^{(\tau-1)} + \mathbf{Z}^{(\tau-1)} \quad (15)$$

$$\mathbf{y}^{(\tau)} = \left(\frac{P_1 P_2 T}{P_1 + 1} \right)^{1/2} \mathbf{S}^{(\tau)} \tilde{\mathbf{H}}^{(\tau)} + \mathbf{Z}^{(\tau)} \quad (16)$$

式中: $\mathbf{Z}^{(\tau)} = [\mathbf{c}_1^H \mathbf{W}^{(\tau)} \quad \mathbf{c}_2^H \mathbf{W}^{(\tau)} \quad \cdots \quad \mathbf{c}_T^H \mathbf{W}^{(\tau)}]^T$. 显然, 对 $\mathbf{Y}^{(\tau-1)}$ 和 $\mathbf{Y}^{(\tau)}$ 解扩后, 在如下假设成立的条件下, 就可以用式(5)中的差分解码器从式(15)和(16)中解出原始信号 $\mathbf{U}^{(\tau)}$

$$\tilde{\mathbf{H}}^{(\tau-1)} = \tilde{\mathbf{H}}^{(\tau)} \quad (17)$$

可见, 条件式(17)中的 2 个信道增益之间的时间间隔仅为 $(T+1)$ 个符号周期. 与式(8)相比, 式(17)中信道增益间的时间间隔大大缩短了.

4 性能分析

为了分析 DDSTC 在快衰落信道中的性能, 假设在发送 $\mathbf{s}^{(\tau-1)}$ 和 $\mathbf{s}^{(\tau)}$ 的第 2 阶段的第 k 个时刻, 第 i 个中继上相应转发的信号分别为 $t_{ik}^{(\tau-1)}$ 和 $t_{ik}^{(\tau)}$, 这样, 对应目的节点处的接收信号分别为

$$x_k^{(\tau-1)} = \sum_{i=1}^R g_i(T+k) t_{ik}^{(\tau-1)} + w_k^{(\tau-1)} \quad (18)$$

$$x_k^{(\tau)} = \sum_{i=1}^R g_i(3T+k) t_{ik}^{(\tau)} + w_k^{(\tau)} \quad (19)$$

根据式(6)中的快衰落信道模型, 式(18)、(19)中的信道增益 $g_i(3T+k)$ 和 $g_i(T+k)$ 之间的关系为

$$g_i(3T+k) = \alpha(2T)g_i(T+k) + n_i(3T+k) \quad (20)$$

式中: $n_i(3T+k)$ 是另一个独立的 0 均值复高斯噪声, 其方差为 $\sigma_n^2 = 1 - \alpha^2(2T)$. 将式(20)代入到式(19)中, 可得

$$x_k^{(\tau)} = \alpha(2T) \sum_{i=1}^R g_i(T+k) t_{ik}^{(\tau)} + \sum_{i=1}^R n_i(3T+k) t_{ik}^{(\tau)} + w_k^{(\tau)} \quad (21)$$

进一步, 由上式可得在快衰落信道中传输 DDSTC 时等效信噪比为

$$R_{\text{DDSTC}} = \alpha^2(2T) / \left[1 - \alpha^2(2T) + \frac{4+4/P}{P+2} \right] \quad (22)$$

式中: P 是整个中继网络中总的发送功率. 当 $P \rightarrow \infty$ 时, $R_{\text{DDSTC}} \rightarrow 1/[1/\alpha^2(2T) - 1]$, 可见, 在快衰落信道中 DDSTC 在发送功率较高时其性能曲线将会出现平台效应, 即误码率曲线不会随着发送功率的增大而下降, 而是趋于一个定值.

采用同样的方法分析 RFL-DDSTC 方案在快衰落信道中的性能. 此时, 由于式(15)、(16)中的信

道增益之间的时间间隔只差 $(T+1)$ 个符号周期, 可得当 $P \rightarrow \infty$ 时, $R_{\text{RFL-DDSTC}} \rightarrow 1/[1/\alpha^2(T+1) - 1]$. 与 R_{DDSTC} 相比, 很明显 RFL-DDSTC 方案显著地降低了误码率的平台效应, 而且随着 DDSTC 信号帧长 T 的增加, 这种性能的提升会更加明显.

5 实验仿真

本节通过实验仿真来比较 DDSTC 和 RFL-DDSTC 在快衰落(fast fading, FF)信道中的性能. 实验结果如图 3~图 8 所示, 正交扩频码序列采用扩频增益为 64 的 Hadamard 扩频码, 系统载波频率 $f_c = 2$ GHz, 目的节点的移动速度分别为 $V_1 = 150$ km/h 和 $V_2 = 250$ km/h. 为了进行对比, 图 3~图 8 中还给出了不同的 DDSTC 方案在准静态(quasi-static, QS)慢衰落信道下的性能曲线.

图 3 给出了分布式差分 Alamouti 码(DDA)的性能曲线, 此时中继数 $R=2$, 信号帧长 $T=R$, 源节点发送符号采用 QPSK 调制, 由于发送 1 个数据块需要占用 $2T$ 个符号周期, 因此对应的编码传输速率 $r = \frac{\text{lb}(4^2)}{(2T)} = 1 \text{ b} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1}$, 而采用压缩帧长的方法后, 该编码发送 1 个数据块占用 $(T+1)$ 个符号周期, 对应的传输速率 $r_1 = \frac{\text{lb}(4^2)}{(T+1)} = 1.333 \text{ b} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1}$; 图 4~图 6 给出了不同中继数目下循环码(CIR)的性能曲线, 其中各图中对应的中继数 R 分别为 3、4 和 5, 其信号帧长 $T=R$, 源节点符号采用 QPSK 调制, 各图中循环码的传输速率 r 分别为 $\frac{\text{lb}12}{6} = 0.597 5$ 、 $\frac{\text{lb}16}{8} = 0.5$ 和 $\frac{\text{lb}20}{10} = 0.432 2 \text{ b} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1}$, 而对循环码采用压缩帧长方法后, 各编码对应的传输速率分别为 $\frac{\text{lb}12}{4} = 0.896 2$ 、 $\frac{\text{lb}16}{5} = 0.8$ 和 $\frac{\text{lb}20}{6} = 0.720 3 \text{ b} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1}$, 可见, 压缩 DDSTC 信号的帧长可以在一定程度上提高其传输速率.

图 3~图 6 的仿真结果表明, 在快衰落信道中 DDSTC 出现了严重的平台效应, 而且随着信号帧长 T 的增大或者目的节点移动速度的增大, 平台效应愈加严重, 而 RFL-DDSTC 则显著地降低了 DDSTC 的性能平台, 而且在发射功率较低时, RFL-DDSTC 的性能较为接近 DDSTC 在理想的假设即准静态慢衰落信道中的性能. 进一步, 由于 DDSTC 的信号帧长 T 等于中继节点数 R , 因此从图 3 到图

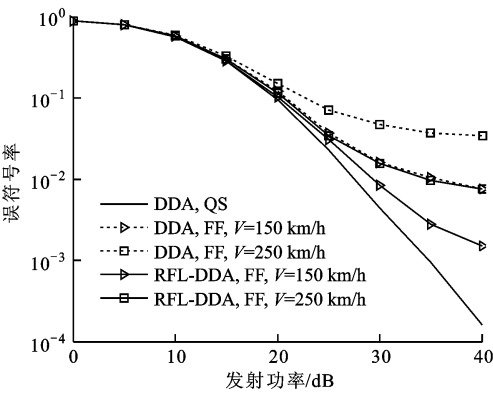


图 3 $R=2$ 时分布式差分 Alamouti 码的误码性能

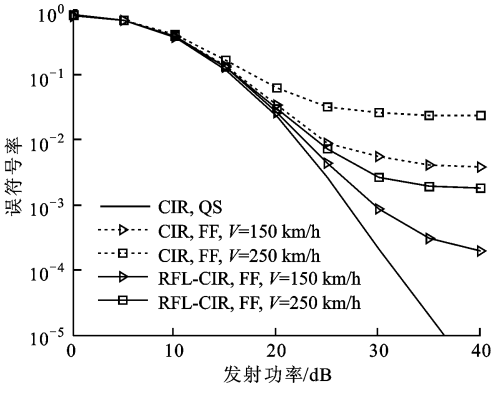


图 4 $R=3$ 时循环码的误码性能比较

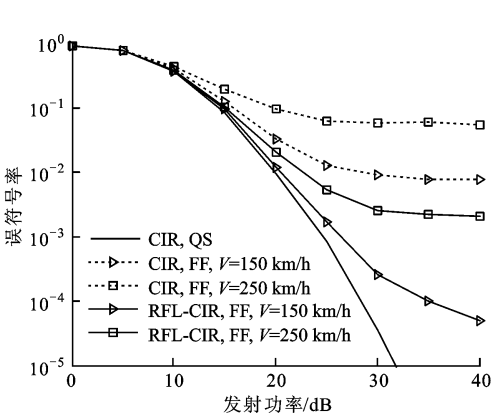


图 5 $R=4$ 时循环码的误码性能比较

6 中依次可以看到,随着 R 的增大,DDSTC 的性能进一步恶化,即 DDSTC 信号的帧长越大其在快衰落信道中的性能越差,这是因为随着 T 的增大,2 个数据块所对应的信道增益之间的时间间隔增大.由性能分析可知,时间间隔越大则平台效应愈加明显. RFL-DDSTC 由于将 DDSTC 缩短为单位帧长,因此在 T 的增大过程中相比于 DDSTC 的性能优势愈加明显.上述仿真结果很好地验证了性能分析中得出的结论.

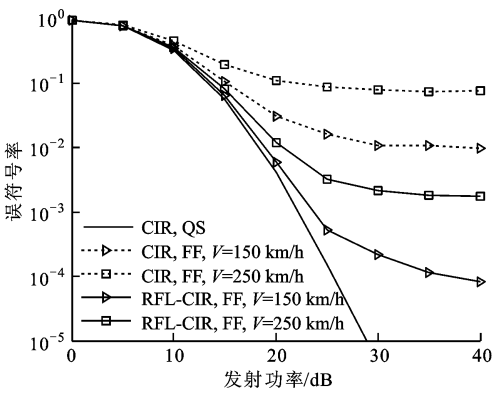


图 6 $R=5$ 时循环码的误码性能比较

此外,如果采用另一组 T 个正交列向量将源节点发送出的帧长为 T 的信号 $s^{(\tau)} = [s_1 \cdots s_T]^T$ 也压缩为单位帧长信号的话,这样发送 1 个数据块只占用 2 个符号周期,因此对应发送 $s^{(\tau-1)}$ 和 $s^{(\tau)}$ 时第 2 阶段的信道增益则分别为 $g_i(2)$ 和 $g_i(4)$. 图 7 和图 8 中分别给出了中继数 $R=4$ 时 Sp(2)码和循环码的性能曲线,此时 Sp(2)码中 a_1, b_1 采用 BPSK 调制, a_2, b_2 采用 3 PSK 调制^[2],其传输速率为

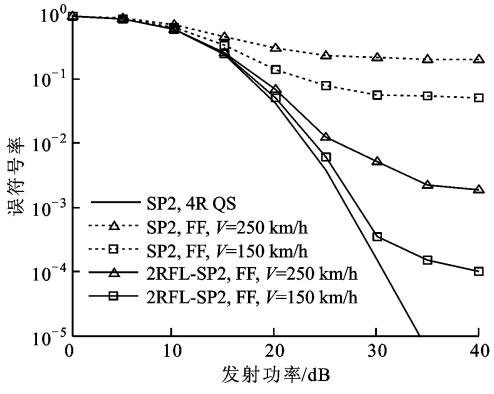


图 7 SP(2)码源节点信号也经过压缩后的误码性能

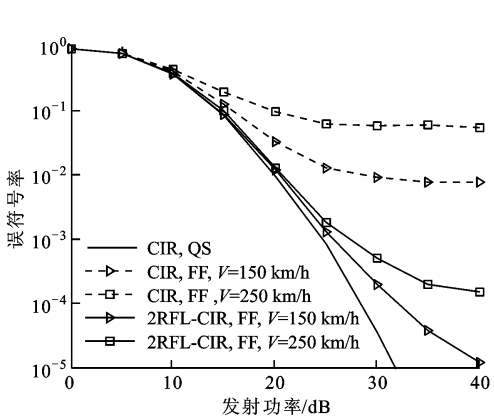


图 8 循环码源节点信号也经过压缩后的误码性能

$\frac{\lg(2^2 \times 3^2)}{8} = 0.646 \text{ 2 b} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1}$, 循环码采

用 QPSK 调制, 其传输速率为 $\frac{\lg 16}{8} = 0.5$

$\text{b} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1}$; 对 $\text{Sp}(2)$ 码和循环码源节点的发送

信号也进行压缩后, 对应的编码传输速率则分别为

$\frac{\lg(2^2 \times 3^2)}{2} = 2.585$ 和 $\frac{\lg 16}{2} = 2 \text{ b} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1}$, 可

见, 压缩帧长后编码的传输速率进一步提高. 由图 7、图 8 还可以看出, 由于对源节点的信号帧长也进行了压缩, 发送 2 个数据块时信道增益的时间间隔进一步缩短为 2, 因此进一步提升了 RFL-DDSTC 在快衰落信道中的性能.

6 结 论

本文提出了压缩帧长的 DDSTC 传输方案——RFL-DDSTC. 该方案在中继节点处通过采用 T 个正交列向量将 DDSTC 在 T 个符号周期内的信号合并到 1 个符号周期内进行转发, 使得 DDSTC 信号的帧长大大缩短, 因而可以有效减小快衰落信道带来的影响. 理论分析与仿真结果进一步验证了本文提出的 RFL-DDSTC 方案在快衰落信道中对误码性能的提升.

参考文献:

- [1] JING Yindi, JAFARKHANI H. Using orthogonal and quasi-orthogonal designs in relay networks [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2007, 53(11): 4106-4118.
- [2] JING Yindi, JAFARKHANI H. Distributed differential space-time coding for wireless relay networks [J]. IEEE Transactions on Communications, 2008, 56(7): 1092-1100.
- [3] ORRIER F, LEQUEU E. Differential distributed Cayley space-time codes [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2009, 8(7): 3808-3814.
- [4] RAJAN C S, RAJAN B S. Algebraic distributed differential space-time codes with low decoding complexity [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2008, 7(10): 3962-3971.
- [5] 高洋, 葛建华, 谢大平. 双差分协作传输的误码率性能分析和最佳功率分配[J]. 电子科技大学学报, 2011, 40(2): 185-191.

GAO Yang, GE Jianhua, XIE Daping. SER performance analysis and optimum power allocation for double differential cooperative transmission [J]. Journal of University of Electronic Science and Technology of China, 2011, 40(2): 185-191.

- [6] 高贞贞, 朱世华, 徐静. 放大转发异步协作通信系统中的差分空时频传输方案 [J]. 西安交通大学学报, 2009, 43(6): 62-66.
- GAO Zhenzhen, ZHU Shihua, XU Jing. Differential space-time-frequency transmission for amplify-and-forward asynchronous cooperative communications [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2009, 43(6): 62-66.
- [7] 高洋, 葛建华. 一种非恒定幅度调制的差分空时协作方案[J]. 华中科技大学学报, 2009, 37(7): 22-26.
- GAO Yang, GE Jianhua. A cooperation scheme for nonconstant modulus-modulated differential space-time coding [J]. Journal of Huazhong University of Science and Technology, 2009, 37(7): 22-26.
- [8] LIN Dingbing, CHIANG Pinghung, LI Hsuehigh. Performance analysis of two-branch transmit diversity block-coded OFDM systems in time-varying multipath Rayleigh-fading channels [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2005, 54(1): 136-148.
- [9] HOCHWALD B, MARZATTA T L, PAPADIAS C B. A transmitter diversity scheme for wideband CDMA systems based on space-time spreading [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2001, 19(1): 48-60.
- [10] ACOLATSE K, BAR-NESS Y. Performance analysis of space-time spreading DS-CDMA systems over fast-fading general time-correlated channels [J]. IEEE Communications Letters, 2010, 14(11): 993-995.
- [11] ZHENG F C, BURR A G. Signal detection for non-orthogonal space-time block coding over time-selective fading channels [J]. IEEE Communications Letters, 2004, 8(8): 491-493.
- [12] JING Yindi, HASSIBI B. Distributed space-time coding in wireless relay networks [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2006, 5(12): 3524-3536.

(编辑 刘杨)