

基于单载波频域均衡的异步空时协作传输机制

孙德春,熊海良,李晓辉,易克初

(西安电子科技大学综合业务网理论与关键技术国家重点实验室,陕西西安 710071)

摘 要: 异步环境下,空时协作传输系统的各中继站点无法精确同步,导致不能直接使用正交空时分组码;异步还可能导致采样时刻的不理想,由于脉冲成型滤波器的缘故,使得平衰落信道变成频率选择性衰落信道,严重影响系统性能.针对这些问题,本文提出一种基于单载波频域均衡的异步空时协作传输机制.各中继站点基于正交空时分组码的思想对数据执行逆序共轭等简单操作后发送;目的站点对接收数据进行快速傅立叶变换(FFT)后,通过线性组合分离重叠在一起的数据帧,然后对组合输出的数据执行频域均衡,最后执行快速傅立叶逆变换(IFFT)还原发送数据.由于FFT和IFFT有快速算法,因此新机制有较低的复杂度.理论分析和仿真结果表明:即使在异步环境下,提出的新机制也能获得空时分组码所提供的分集增益.

关键词: 异步协作传输; 正交空时分组码; 单载波频域均衡; 分集增益

中图分类号: TN92 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2011) 04-0780-05

Asynchronous Space-Time Cooperative Transmission Scheme Based on Single-Carrier Frequency Domain Equalization

SUN De-chun, XIONG Hai-liang, LI Xiao-hui, YI Ke-chu

(State key Laboratory of Integrated Services Networks, Xidian University, Xi'an, Shaanxi 710071, China)

Abstract: Two key problems in the asynchronous space-time cooperative transmission systems are the loss of OSTBC's orthogonality and the channel dispersion, which may prevent the direct use of OSTBC and lead to severe performance degradation. To solve these problems, this paper proposes a new cooperative transmission scheme based on SC-FDE. Adopting the idea of OSTBC, simple operations such as reversal and conjugation are performed on the transmitting data at each relay node. The destination node performs FFT on the receiving data, then separates the superimposed frames by linear combination. The outputs of the combination are equalized by a frequency domain equalizer. At last IFFT is performed on the equalized data to recover the original data. By using FFT and IFFT, the new scheme has low complexity. Theoretic analysis and simulation results show that the new scheme can achieve diversity gain supplied by OSTBC even without perfect synchronization.

Key words: asynchronous cooperative transmission; orthogonal space time block coding (OSTBC); single carrier frequency domain equalization (SC-FDE); diversity gain

1 引言

在无线通信中,信道衰落是影响系统性能的一个重要因素.为对抗此不利因素,往往采用分集技术.多人多出(MIMO)技术^[1~3]与空时编码(STC)技术^[4,5]的结合使用,提供了优良的分集特性,已成为广泛研究和采用的技术.然而在很多场合,如无线 Ad hoc 网络和传感器网络中,由于成本和体积等因素的限制,无法在廉价的小型终端上安装多个天线.这时,不同终端可相互借用对方的天线,构成一个虚拟的多天线终端,从而实现协作分集^[6~8].协作系统中的站点通过共用天线,可利用 MI-

MO 技术的大量研究成果,从而提高系统性能.然而协作系统毕竟不同于传统 MIMO 系统,一个明显的区别是,传统 MIMO 系统中,多个天线隶属于同一设备,因此各天线的发射信号都是同步的,并且不同天线发射的信号到达接收机时也是同步的;而在协作传输系统中,来自不同站点的天线的信号到达接收机时却很难实现严格同步.各站点间的定时误差及不同站点到达接收机的距离不等等因素都是造成同步困难的原因.在这种情况下,很多可用于传统 MIMO 系统的技术都无法直接应用,其中一种重要的技术就是 OSTBC 技术^[9].在 OSTBC 技术中,不同天线发送 OSTBC 码字的不同行,在接收端

可以使用线性组合分离数据,使得接收机的解码非常简便.由于其码字设计的正交性,应用 OSTBC 的一个条件就是不同天线发送的数据符号到达接收机时是同步的.而这一条件在协作传输系统中却无法保证,因此无法将传统的 OSTBC 直接用于协作传输系统中.同时,由于脉冲成型滤波器的缘故,在异步条件下,如果采样时刻不理想,平坦衰落信道也会事实上变成频率选择性衰落信道^[10].为了解决在频率选择性衰落信道下异步传输时无法使用传统 OSTBC 的问题,研究者提出了时间倒转 STBC (Time Reversal-STBC) 机制^[11],并在接收端使用时域均衡来对抗符号间干扰 (ISI).但时域均衡的复杂度随 ISI 的长度而大大增加^[12],而单载波频域均衡 (SC-FDE) 技术则可通过 FFT 算法将均衡放在频域处理,在提供与时域均衡相当性能的同时,复杂度大为降低,同时还能避免多载波系统峰平比过大的问题,因此成为一种极具应用前景的技术^[13,14].本文提出了一种基于 SC-FDE 的空时协作分集机制,各中继站点基于 OSTBC 的思想对数据执行简单的逆序共轭等操作后发送,目的节点首先通过 FFT 将时域数据变换到频域,之后在频域通过线性组合分离交叠的数据帧,接着执行频域均衡,最后对均衡器的输出执行 IFFT 还原原始发送数据.该机制中的 SC-FDE 与传统 SC-FDE 的不同在于,该机制中的目的节点接收数据进行 FFT 之后并不直接执行频域均衡,而是先进行线性组合,再对组合输出进行频域均衡.该机制的主要特点为:首先,该机制可用于异步环境并获得 OSTBC 所提供的分集增益;其次,该机制不仅可用于两中继节点的空时协作场景,也可用于多中继节点的空时协作场景;最后,该机制采用了频域均衡方式,与时域均衡相比,复杂度大为降低.

2 新的异步空时协作传输机制

2.1 系统模型

考虑如图 1 所示的 Ad hoc 网络中的协作传输场景.首先,源节点 (Source) 将所要发送的数据广播到中继节点 (Relay),同时中继节点接收并解码数据.之后,正确解码的中继节点使用空时编码方式向目的节点 (Destination) 协作发送接收到的数据.

由于协作节点间的定时误差以及与目的节点距离的不同,从各中继节点发出的数据到达目的节点并非同步的.但一般来说,通过网络中的广播信息(如信标帧),各中继节点可实现粗略的同步.我们用 d_{ij} 表示第 i 个中继节点 R_i 和第 j 个中继节点 R_j 到达目的节点时的以符号长度 T_s 为单位的相对时延差.根据上面的论述,此时时延差存在一个上限,用 D 表示,即 $d_{ij} \leq D$.由于脉冲成型滤波器的缘故,在异步环境下,如果采样时刻不理想,则即使物理信道本身是平坦衰落的,但是等

效的信道也是频率选择性衰落的.考虑物理信道为瑞利平坦衰落信道,并令 $h_i = [h_{i,0} \ h_{i,1} \ \dots \ h_{i,L_i}]$ 代表第 i 个中继节点 R_i 到目的节点的等效基带信道,此等效信道长度为 L_i ,其中每一个信道抽头系数 $h_{i,l} (0 \leq l \leq L_i)$ 都是 0 均值复高斯随机变量.假定信道在一个数据块传输期间是固定不变的,而在传输不同的数据块时的信道实现是不同的,且假设接收端知道精确的信道状态信息.假设系统中的噪声是复高斯随机变量,均值为 0,方差为 σ_n^2 .

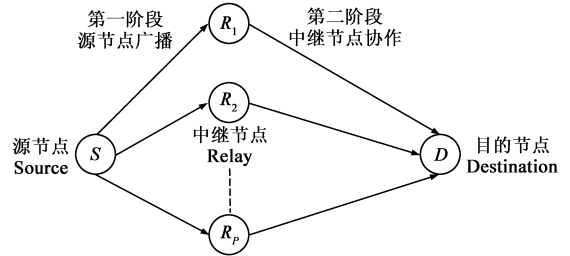


图1 异步空时协作传输系统

中继节点向目的节点发送数据时,使用单载波块传输方式.发端将所要发送的数据块分段成数据帧,加上一定长度的循环前缀 (CP) 以对抗数据帧间的干扰,然后将其发送出去.对于接收到的数据,目的节点首先去掉 CP,然后进行离散傅立叶变换 (DFT) 转换到频域,经线性组合及频域均衡之后进行离散傅立叶反变换 (IDFT) 以恢复发送信号.中继节点的发送框图和目的节点的接收框图如图 2 所示.

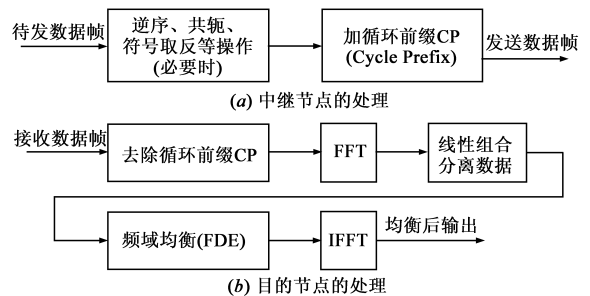


图2 中继节点和目的节点的处理框图

2.2 中继节点协作发送机制

假设正确解码的中继节点有 P 个,用 $R_i (i = 1, 2, \dots, P)$ 来表示,对应的中继节点到目的节点的等效信道为 $h_i (i = 1, 2, \dots, P)$.假设信道最多有 L 个抽头系数,即 $\max(L_i) = L$.这 P 个中继节点要协作向目的节点发送从源节点收到的数据块.首先,每一个中继节点都对接收到的数据块作相同的分段处理,将数据块分为 P 个等长的数据帧,用 $s_i (i = 1, 2, \dots, P)$ 表示,每个数据帧的长度为 N ,即 $s_i = [s_{i,0}, s_{i,1}, \dots, s_{i,N-1}]$.

正式的协作传输按照如下规则进行:

在第一帧中,所有的中继节点都参与发送.因为有 P 个参与协作的中继节点,同时有 P 个数据帧,于是第

i 个中继节点 R_i 选择 i 个数据帧 s_i 进行发送. 但是 R_i 并非直接将 s_i 发送出去, 而是要对 s_i 加上长度为 $L_{cp} \geq L + D$ 的循环前缀之后发送. 这样, 中继节点 R_i 在第一帧中实际发送的数据帧为 $[s_{i,N-L_{cp}}, s_{i,N-L_{cp}+1}, \dots, s_{i,N-1}, s_{i,0}, s_{i,1}, \dots, s_{i,N-1}]$. 注意到选取循环前缀长度的时候要考虑到信道的最大抽头个数 L 和不同用户间的最大相对时延差 D .

从第二帧开始, 每个帧中都只有两个中继站点参与协作发送, 我们用图 3 表示每一帧中参与协作发送的站点的分配情况. 其中阴影部分表示发送的帧, 帧标号 $Frame_{i,j}$ 表示本帧中参与发送的中继站点为 R_i 和 R_j . 由图 3 可见 $Frame_{i,j}$ 中的站点序号满足 $i < j$, 于是可得总的发送帧数 N_f 为:

$$N_f = \binom{P}{2} + 1 = \frac{P(P-1)}{2} + 1 \quad (1)$$

	R_1	R_2	R_3	R_4	...	R_{p-1}	R_p
R_1		$Frame_{1,2}$	$Frame_{1,3}$	$Frame_{1,4}$...	$Frame_{1,p-1}$	$Frame_{1,p}$
R_2			$Frame_{2,3}$	$Frame_{2,4}$...	$Frame_{2,p-1}$	$Frame_{2,p}$
R_3				$Frame_{3,4}$...	$Frame_{3,p-1}$	$Frame_{3,p}$
R_4					...	$Frame_{4,p-1}$	$Frame_{4,p}$
\vdots					
R_{p-1}							$Frame_{p-1,p}$
R_p							

图3 参与协作发送的站点分配情况

在发送帧 $Frame_{i,j}$ 中, 参与发送的中继站点为 R_i 和 R_j , 发送前对待发送数据作如下处理:

站点 R_i 选择数据帧 s_j , 对其取共轭后将其中的元素逆序并将符号取反, 然后加上长度为 L_{cp} 的循环前缀, 得到在 $Frame_{i,j}$ 中 R_i 的发送序列为 $[-s_{j,L_{cp}-1}^*, -s_{j,L_{cp}-2}^*, \dots, -s_{j,0}^*, -s_{j,N-1}^*, -s_{j,N-2}^*, \dots, -s_{j,0}^*]$.

站点 R_j 选择数据帧 s_i , 然后执行与 R_i 类似的操作, 不同之处在于站点 R_j 不对数据帧 s_i 进行符号取反, 而仅进行逆序共轭操作. 然后加上长度为 L_{cp} 的循环前缀, 得到在 $Frame_{i,j}$ 中 R_j 实际的发送序列为 $[s_{i,L_{cp}-1}^*, s_{i,L_{cp}-2}^*, \dots, s_{i,0}^*, s_{i,N-1}^*, s_{i,N-2}^*, \dots, s_{i,0}^*]$.

2.3 联合 STBC 解码和 SC-FDE

对于接收到的每一个帧, 目的节点首先去除前 L_{cp} 个接收符号, 得到长度为 N 的接收序列, 然后对此接收序列进行 N 点 DFT 操作.

不失一般性, 假设来自中继节点 R_1 的数据首先到达目的节点, 以此节点的数据到达时间作为参考时间. 于是目的节点在第一个帧期间接收到的数据经 N 点 DFT 后, 可以得到如下的输入输出关系:

$$\mathbf{Y}_1 = \mathbf{F}_{11}\mathbf{A}_1\mathbf{S}_1 + \mathbf{F}_{12}\mathbf{A}_2\mathbf{S}_2 + \mathbf{F}_{13}\mathbf{A}_3\mathbf{S}_3 + \dots + \mathbf{F}_{1p}\mathbf{A}_p\mathbf{S}_p + \mathbf{N}_1 \quad (2)$$

其中 \mathbf{Y}_1 是第一帧接收数据的 N 点 DFT; \mathbf{A}_i 是一个对角矩阵, 其对角元素为中继节点 R_i 到目的节点 D 之间的信道系数的 N 点 DFT, 即 $\mathbf{A}_i = \text{diag}(\text{DFT}(\mathbf{h}_i))$; \mathbf{S}_i 是数据帧 s_i 的 N 点 DFT; \mathbf{N}_1 是第一帧中的噪声序列的 N 点 DFT; 由于节点 R_1 与 R_i 的数据到达目的节点的时延差为 d_{1i} , 于是接收数据经过 N 点 DFT 后, 式(2)各项都出现了一个体现此时延差的对角阵 \mathbf{F}_{1i} :

$$\mathbf{F}_{1i} = \text{diag}\left[1 \quad e^{-j\frac{2\pi d_{1i}}{N}} \quad e^{-j\frac{2\pi 2d_{1i}}{N}} \quad \dots \quad e^{-j\frac{2\pi(N-1)d_{1i}}{N}}\right] \quad (3)$$

注意到 R_1 与 R_1 本身的时延差为 0, 所以 \mathbf{F}_{11} 是一个 $N \times N$ 的单位矩阵, 即 $\mathbf{F}_{11} = \mathbf{I}_N$.

接下来, 在 $Frame_{i,j}$ 中, 由中继节点 R_i 和 R_j 按照第 2.2 部分中所述的规则协作发送. 目的节点对接收到的数据样点执行去除循环前缀、执行 N 点 DFT 等操作. 根据傅立叶变换的性质可知, 对发送数据帧 s_i 进行逆序取共轭后得到的新的数据序列 \tilde{s}_i 的 N 点 DFT 与原数据帧 s_i 的 N 点 DFT 之间的关系如下:

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{S}}_i &= \text{DFT}(\tilde{s}_i) \\ &= \text{diag}\left(1 \quad e^{-j\frac{2\pi(N-1) \cdot 1}{N}} \quad e^{-j\frac{2\pi(N-1) \cdot 2}{N}} \quad \dots \quad e^{-j\frac{2\pi(N-1) \cdot (N-1)}{N}}\right) \\ &\quad * [\text{DFT}(s_i)]^* \\ &\triangleq \mathbf{US}_i^* \end{aligned} \quad (4)$$

考虑到 R_i 和 R_j 对所发送的数据帧所执行的逆序、共轭、符号取反等的操作, 根据 DFT 的性质以及式(4)的结果, 可以得到:

$$\mathbf{Y}_{ij} = -\mathbf{UF}_{1i}\mathbf{A}_i\mathbf{S}_j^* + \mathbf{UF}_{1j}\mathbf{A}_j\mathbf{S}_i^* + \mathbf{N}_{ij} \quad (5)$$

其中 \mathbf{Y}_{ij} 和 \mathbf{N}_{ij} 分别为 $Frame_{i,j}$ 中目的节点接收序列的 N 点 DFT 以及噪声序列的 N 点 DFT. 因为 $\mathbf{U}^*\mathbf{U} = \mathbf{I}$, 因此对式(5)两边左乘 \mathbf{U}^* 并取共轭可以得到:

$$(\mathbf{U}^*\mathbf{Y}_{ij})^* = -\mathbf{F}_{1i}^*\mathbf{A}_i^*\mathbf{S}_j + \mathbf{F}_{1j}^*\mathbf{A}_j^*\mathbf{S}_i + \mathbf{U}^*\mathbf{N}_{ij}^* \quad (6)$$

式(2)和式(6)总共表示了 N_f 个接收帧期间目的节点所接收到的数据序列. 对这 N_f 个关系式进行适当的线性组合, 能够得到仅包含 \mathbf{S}_i 和噪声信息的组合式 \mathbf{Z}_i . 组合方法如下:

$$\begin{aligned} \mathbf{Z}_i &= (\mathbf{F}_{1i}\mathbf{A}_i)^* \mathbf{Y}_1 + \sum_{k=i+1}^P \mathbf{F}_{1k}\mathbf{A}_k (\mathbf{U}^*\mathbf{Y}_{ik})^* - \sum_{q=1}^{i-1} \mathbf{F}_{1q}\mathbf{A}_q (\mathbf{U}^*\mathbf{Y}_{qi})^* \\ &= \sum_{n=1}^P \mathbf{A}_n\mathbf{A}_n^* \mathbf{S}_i + (\mathbf{F}_{1i}\mathbf{A}_i)^* \mathbf{N}_1 + \sum_{k=i+1}^P \mathbf{F}_{1k}\mathbf{A}_k (\mathbf{U}^*\mathbf{N}_{ik})^* \\ &\quad - \sum_{q=1}^{i-1} \mathbf{F}_{1q}\mathbf{A}_q (\mathbf{U}^*\mathbf{N}_{qi})^* \\ &\triangleq \mathbf{AS}_i + (\mathbf{F}_{1i}\mathbf{A}_i)^* \mathbf{N}_1 + \sum_{k=i+1}^P \mathbf{F}_{1k}\mathbf{A}_k (\mathbf{U}^*\mathbf{N}_{ik})^* \\ &\quad - \sum_{q=1}^{i-1} \mathbf{F}_{1q}\mathbf{A}_q (\mathbf{U}^*\mathbf{N}_{qi})^* \end{aligned} \quad (7)$$

其中 $\mathbf{\Lambda}$ 是一个 $N \times N$ 的对角阵, 其对角元素的值为:

$$\Lambda(l, l) = \sum_{n=1}^P |\mathbf{\Lambda}_n(l, l)|^2, l \in [0, N-1] \quad (8)$$

在式(7)中, 第一项 $\mathbf{\Lambda} \mathbf{S}_i$ 是包含发送数据帧 \mathbf{S}_i 的数据信息, 而第二、三、四项是组合输出的噪声. 此噪声的自相关矩阵是一个对角阵, 且此对角阵等于 $\mathbf{\Lambda} \sigma_n^2$.

由式(7)可见, 通过线性组合, 已将不同的数据帧进行了分离. 同时可见, 线性组合输出 \mathbf{Z}_i 中的有用数据部分 \mathbf{S}_i 的系数是所有 P 个等效信道 $\mathbf{h}_i (i = 1, 2, \dots, P)$ 的 DFT 的组合, 因此如果对式(7)使用最大似然解码, 则能够保留全分集特性.

如果对式(7)采用 MMSE 准则的 FDE, 则由 MMSE 准则^[15]可知此 MMSE-FDE 的第 i 个均衡系数为:

$$w_i = \frac{1}{\Lambda(l, l) + 1/SNR} (i = 0, 1, \dots, N-1) \quad (9)$$

对均衡后的输出进行 N 点 IDFT, 即得到发送数据帧 s_i 的 MMSE 估值.

3 仿真结果

假设瑞利衰落环境, 并结合升余弦脉冲成型的非理想采样, 生成随机的等效信道, 然后将各个等效信道截短为 $L = 11$ 个抽头, 得到等效信道系数 $\mathbf{h}_i (i = 1, 2, \dots, P)$. 假设不同中继站点的数据到达目的节点的最大时延差为 $D = 5$, 这样需要的循环前缀的最小长度为 $L_{cp} = L + D = 16$. 接收机执行长度为 512 的 DFT, 也就是 FDE 的均衡系数的个数为 512, 此时由于循环前缀而引入的开销为 $16/(512 + 16) = 1/33$.

3.1 不同机制的性能对比

用 No-coop 表示单中继节点向目的节点直接发送的无协作传输方案, 用 Sync-Alamouti 表示两中继节点同步的 Alamouti 空时协作传输方案, 用 2 Relay SC-FDE、3 Relay SC-FDE 和 4 Relay SC-FDE 分别表示中继节点数为 2、3 和 4 时本论文所提的异步协作传输方案.

图 4 是采用 BPSK 调制时不同传输机制的误码率对比. 由图可见, 协作传输的误码率性能总是好于直接传输, 这是因为协作传输使用了空时编码技术, 从而提

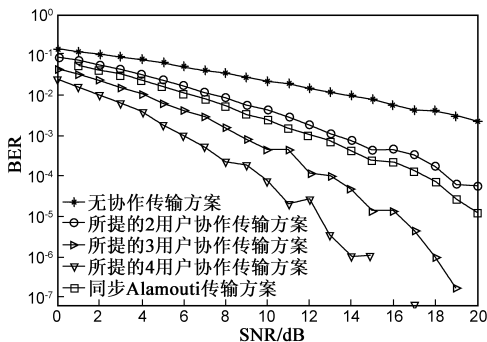


图4 不同传输机制下的性能对比

供了分集增益. 但同时可见, 两用户异步协作传输的 BER 性能比同步 Alamouti 协作传输的 BER 性能差, 这种性能差异是由异步传输时的 ISI 导致的. 虽然在 2 Relay SC-FDE 机制下, 协作传输能提供一定程度的分集增益, 但由于 ISI 的影响, 抵消了部分分集增益, 因此其性能劣于能提供全分集增益的 Sync-Alamouti 机制. 当中继站点数量增加时, 随着分集增益的提高, 3 Relay SC-FDE 机制的性能超过了 Sync-Alamouti 机制的性能, 4 Relay SC-FDE 机制下的性能提升更高.

3.2 协作传输的效率

若两个中继站点同步, 则可使用 Sync-Alamouti 机制, 此时信道利用率为 1bit/s/Hz. 而在 2 Relay SC-FDE 机制时, 由于使用两个连续的数据帧传输了两段有效数据, 同时仅附加了循环前缀的开销, 因此信道利用率稍有降低, 在我们的仿真场景中, 信道利用率为 32/33 bit/s/Hz. 虽然该利用率没有明显降低, 且其损失随着帧长的增加而减小直至忽略不计, 但从图 4 可见, 2 Relay SC-FDE 的性能比 Sync-Alamouti 下降了大约 2dB.

现考虑 3 Relay SC-FDE 机制, 该机制下, 使用 4 个连续的数据帧传输了三段有效数据, 如果使用 BPSK 调制, 则此时信道利用率为 2 Relay SC-FDE 机制下信道利用率的 3/4, 即 8/11. 因此, 同 Sync-Alamouti 机制相比, 3 Relay SC-FDE 机制的信道利用率有较大的降低, 但是从图 4 可见, 其误码率性能优于 Sync-Alamouti 机制, 因此可以考虑在 3 Relay SC-FDE 机制下使用高阶调制, 以在误码率和信道利用率之间取得折衷.

图 5 是使用 QPSK 的 3 Relay SC-FDE 机制与使用 BPSK 的 Sync-Alamouti 机制的误码率性能对比. 此时前者的信道利用率为 16/11, 大于后者. 在较低信噪比时 (0-12dB), Sync-Alamouti 机制的误码率性能优于 3 Relay SC-FDE 机制, 而在较高信噪比时 (12dB 以上), 3 Relay SC-FDE 机制的误码率性能优于 Sync-Alamouti 机制, 且性能提升随信噪比的增大而增大, 即 QPSK 调制 3 Relay SC-FDE 的误码率曲线的斜度大于 BPSK 调制 Sync-Alamouti 的误码率曲线的斜度. 同时 QPSK 调制 3 Relay SC-FDE 机制的信道利用率大于 BPSK 调制 Sync-

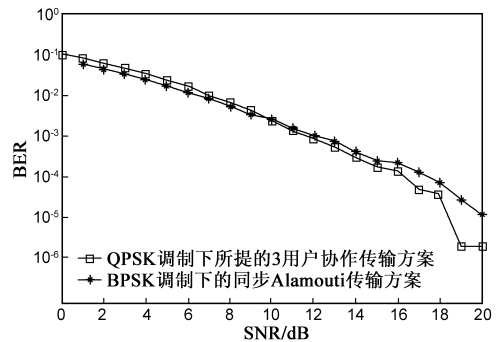


图5 Sync-Alamouti(BPSK)和3 Relay SC-FDE(QPSK)的性能对比

Alamouti 机制的信道利用率,所以在误码率性能和信道利用率两方面前者都超越了后者.因此在异步情况下,当参与中继的用户数较多时,采用高阶调制方式,可取得误码率性能和信道利用率的折衷.

4 结论

协作传输从本质上来讲是一种异步传输.为了解决符号异步带来的问题,本文提出了一种基于单载波频域均衡技术的可适用于多中继节点的异步协作传输机制.该机制在异步环境下也能获得空时编码提供的分集增益,同时由于使用频域均衡,FFT 和 IFFT 的快速算法降低了实现复杂度.仿真结果表明,协作传输的误码率性能总是优于无协作传输的误码率性能.参与协作的中继站点越多,异步协作传输的误码率性能越好.但这种误码率性能的提升是以信道利用率的降低为代价换来的,为了在一定程度上抵消信道利用率的降低,可以在多中继节点协作传输时使用高阶调制方式以在误码率性能和信道利用率之间取得折衷.

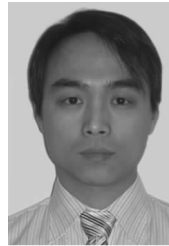
参考文献

- [1] D Gesbert, M Shafi, Shiu Da-shan, P J Smith, A Naguib. From theory to practice: an overview of MIMO space-time coded wireless systems[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2003, 21(3): 281 – 302.
- [2] 王超, 李治安, 吴德伟, 王永良. 两种典型的 MIMO 系统容量分析与仿真[J]. 电子学报, 2004, 32(12): 2005 – 2009. Wang Chao, Li Zhi-an, et al. Capacity analysis and simulation for two typical MIMO systems[J]. Acta Electronica Sinica, 2004, 32(12): 2005 – 2009. (in Chinese)
- [3] A Goldsmith, S A Jafar, N Jindal, S Vishwanath. Capacity limits of MIMO channels[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2003, 21(2): 684 – 702.
- [4] 郭永亮, 朱世华, 张国梅. 基于正交空时分组码的西空时码设计[J]. 电子学报, 2006, 34(1): 123 – 126. Guo Yong-liang, Zhu Shi-hua, et al. A unitary space-time code based on orthogonal space-time block code[J]. Acta Electronica Sinica, 2006, 34(1): 123 – 126. (in Chinese)
- [5] V Tarokh, H Jafarkhani, A R Calderbank. Space-time codes for high data rate wireless communication: performance criterion and code construction[J]. IEEE Transaction on Information Theory, 1998, 44(2): 744 – 765.
- [6] A Sendonaris, E Erkip, B Aazhang. User cooperation diversity part I: system description[J]. IEEE Transaction on Communications, 2003, 51(11): 1927 – 1938.
- [7] J N Laneman, et al. Cooperative diversity in wireless networks: efficient protocols and outage behavior[J]. IEEE Transaction

on Information Theory, 2004, 50(12): 3062 – 3080.

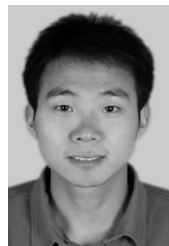
- [8] 李国兵, 朱世华, 惠 ■. 最佳中继协作通信系统的功率分配算法[J]. 电子学报, 2008, 36(10): 1944 – 1948. Li Guo-bing, Zhu Shi-hua, Hui Hui. Power Allocation in Opportunistic Cooperative Relaying Systems[J]. Acta Electronica Sinica, 2008, 36(10): 1944 – 1948. (in Chinese)
- [9] S Alamouti. A simple transmit diversity technique for wireless communications[J]. IEEE Journal on Selected Areas on Communications, 1998, 16(8): 1451 – 1458.
- [10] X Li. Space-time coded multi-transmission among distributed transmitters without perfect synchronization[J]. Signal Processing Letters, 2004, 11(12): 948 – 951.
- [11] P Stoica, E Lindskog. space-time block coding for channels with intersymbol interference[A]. Proceedings of the 35th Asilomar Conference on Signal, Systems and Computers[C]. Pacific Grove, California, USA; IEEE, 2001. 252 – 256.
- [12] M V Clark. Adaptive frequency-domain equalization and diversity combining for broadband wireless communications[J]. IEEE Journal on elected Areas in Communications, 1998, 16(8): 1385 – 1395.
- [13] D Falconer, S L Ariyavisitakul, et al. Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems[J]. IEEE Communication Magazine, 2002, 40(4): 58 – 66.
- [14] F Pancaldi, G M Vitetta. Block channel equalization in the frequency domain[J]. IEEE Transactions on Communications, 2005, 53(3): 463 – 471.
- [15] N Al-Dhahir, Single-Carrier frequency-domain equalization for space-time block-coded transmission over frequency-selective fading channels[J]. IEEE Communications Letters, 2001, 5(7): 304 – 306.

作者简介



孙德春 男, 1982 年 1 月生于河南南阳. 分别于 2003、2006 年获得西安电子科技大学学士、硕士学位, 现为西安电子科技大学讲师, 在职博士研究生. 主要研究方向为协作通信、通信信号处理等.

E-mail: desun@mail.xidian.edu.cn



熊海良 男, 1981 年 2 月生于湖南双峰. 于 2005 年获得西安电子科技大学学士学位, 从 2007 年起在西安电子科技大学攻读博士研究生学位, 目前在英国谢菲尔德大学从事研究工作. 主要研究方向为数字通信、导航与定位、LTE 网络规划与优化等.

E-mail: hlxiang@mail.xidian.edu.cn

