

本文翻译者: weicq2000。

A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications

Siavash M. Alamouti

一种应用于无线通信的简单发射分集技术

Siavash M. Alamouti

摘录: 本文给出了一种简单的 2 分支发射分集新方案。使用 2 个发射天线和 1 个接收天线, 新方案可提供与采用 1 个发射天线、2 个接收天线的最大比例接收机合成(MRRC)相同的分集阶数。本文还指出, 本方案可较容易地实现 2 发射天线和 M 个接收天线的演进方案, 以便提供 2M 的分集阶数。新方案不需要任何带宽扩展、不需要任何从接收机到发射机的反馈, 新方案的计算复杂程度类似于 MRRC。

索引术语: **Antenna array processing, baseband processing, diversity, estimation and detection, fade mitigation, maximalratio combining, Rayleigh fading, smart antennas, space block coding, space-time coding, transmit diversity, wireless communications.**

文章来源:

IEEE JOURNAL ON SELECT AREAS IN COMMUNICATIONS, VOL. 16, NO. 8, OCTOBER 1998 1451

一、引言

下一代无线系统需要有类似目前蜂窝移动无线标准的高话音质量, 并提供高比特率数据服务(直到 2Mb/s)。同时远端单元必须是既小又轻的手机。进一步, 它们必须在不同类型环境中可靠工作: 宏蜂窝、微蜂窝和飞蜂窝; 在城区、郊区和乡村; 室内和室外。换句话讲, 下一代系统被要求有较好的通信质量和覆盖, 是更加功率/带宽有效的, 并且被部署在各种各样的环境中。然而, 为了被市场接受服务质量不能下降。此外, 新的分组通信必须保持相对简单。然而, 幸运的是大规模应用允许基站结构可以较为复杂。事实上, 增加基站复杂性是实现下一代无线系统需求的基本趋势。

造成无线传输困难的主要原因是时变多径衰落[1]。正是时变多径衰落使得无线传输质量远不及光纤、同轴电缆、视距微波、甚至卫星传输。

在多径衰落信道提高传输质量, 或者减少有效误码率是极端困难的。在附加白色高斯噪声(AWGN)中, 使用典型调制和编码方案, 减少有效比特误码率(BER)从 1 到 10dB 或许仅仅需要 1 或 2dB 高的信噪比(SNR)。然而, 在多径衰落环境中达到同样的效果需要最多 10dB 的 SNR 改善。SNR 的改善或许不能通过提高发射功率或附加带宽来实现, 因为这些措施同下一代系统的要求相矛盾。因此, 不增加功率或不牺牲带宽条件下, 在基站和远端单元有效地抗击或减少多径衰落的影响是至关重要的。

理论上讲, 在无线信道中减轻多径衰落影响最有效的技术是功率控制。如果在无线链路一边的接收机将信号要经历的信道条件反馈给无线信道另一边的发射机, 发射机能够预先校正发射信号, 以便克服接收机面临的无线信道的不良影响。采用此种方法时存在两个基本问题。主要问题是被要求的发射机动态范围。发射机要克服一定强度的衰落, 它必须增加它的

发射功率到同样的强度，这在大多数情况下是不实际的，因为辐射功率是受到限制的，以及放大器的大小和成本。第二个问题是发射机没有任何关于接收机将要经历的信道条件的知识，除非系统中上行(远端到基站)和下行(基站到远端)发射在相同的频率上实现。因此，信道信息必须从接收机反馈给发射机，这导致吞吐量降低，以及增加了发射机和接收机的复杂性。况且，在某些应用中或许不存在一个反馈信道信息的链路。

其他的有效技术是时间和频率分集。时间交织与信道编码相结合能够提供分集改善，类似技术还有扩展频谱。然而，当信道正在缓慢变化时时间交织会导致较大的延时。同样，当信道相干带宽比扩展带宽更大时扩展频谱技术是无效的，或者，等价于信道中存在相对小的延时扩展。

在大多数散射环境中，天线分集是一个容易实现的、有效的、因此是广泛采用的减少多径衰落影响的技术[1]。典型方法是在接收端使用多个天线，并且执行合并或选择和交换，以便改善接收信号质量。采用接收分集方法的主要问题是成本、天线尺寸，以及远端单元的功率。多个天线和射频链(或者选择和交换电路)的使用使得远端单元体积增大，成本增加。结果，分集技术几乎无一例外地被应用在基站以便改善它们的接收质量。基站通常服务于成百上千个远端单元。因此，与远端单元相比，在基站端增加设备更为合理。正是由于此原因，发射分集方案非常有吸引力。例如，基站或许添加一个天线和一个发射链来改善该基站覆盖区域内所有远端单元的接收质量¹。替代方案是为所有远端单元增加天线和接收机。显然前者更为经济。

最近，一些有意思的发射分集方法被开发出来。延时分集方案由Wittidben[2]、[3]提出，应用于基站当前和稍后信号的联合发射，二者相互独立。一个类似方案由Seshadri和Winters[4]、[5]提出，应用于单基站，在那里相同信号的复制品通过多个天线，在不同时刻发射，由此创立了一个人造的多径衰落，接着使用最大似然序列估计器(MLSE)或最小均方误差(MMSE)均衡器分解出多径衰落并获得分集增益。另外一种有趣的方法是空-时格码(参见[6])，那里多个符号按照多个天线编码，通过这些天线符号被同时发射出去，在接收端使用最大似然解码器解码。此方案非常高效，因为它结合了FEC编码和分集发射的优点，以便提供相当可观的性能收益。此方案的成本是增加了额外的处理，作为带宽效率(bit/s/Hz)和要求的分集阶数的函数，处理工作量按指数规律增加。因此，对于一些应用此方案或许不具有实践价值，也不是成本有效的。

在本文中建议的技术是一个简单发射分集方案，它通过跨越对边上的2个发射天线的简单处理，在链路另一端的接收机处改善了信号质量。获得的分集阶数相当于在接收机使用2个天线的最大比接收机合成(MRRC)。此方案也容易拓展到2个发射天线和M个接收天线模式，以便提供2M分集阶数。此方案不需要任何从接收机到发射机的反馈，并且具有较小的计算复杂性。本方案不需要任何带宽扩展，因为在跨越多个天线的空间使用了冗余，而不是在时域或频域中使用冗余。

新的发射分集方案能够改善误码性能、数据速率、或者无线系统的容量。降低对衰落的灵敏度或许允许使用较高阶调制方案以便增加有效数据速率，或者在一个多小区环境中减小复用因子以便增加系统容量。此方案也可被用来增加无线系统覆盖范围。换句话说，新方案在系统容量受到多径衰落限制的应用环境的所有方面是有效的，并且，新方案或许因此是一个不需要对现存系统进行完全重新设计就可以满足市场对质量和效率要求的简单和成本有效方法。此外，对于下一代无线系统此方案似乎也是一个极好的候选者(事实上，许多蜂窝基站已经有2个接收天线用于接收分集。同样数目的天线也可被用于发射分集)。因为在基站使用多个发射天线可在远端单元有效减少衰落的影响。

第二节将讨论经典最大比接收分集合并，并给出简单数学描述。第三节将讨论新的采用1个和2个接收天线的双分支发射分集方案。第四节讨论采用BPSK调制的新方案的比特误码

性能，并与MRRC进行比较。本文提出的方案在实际执行上与经典MRRC存在成本和性能上的差异，这些差异将在第五节详细讨论。

二、经典最大比接收合成(MRRC)方案

图1所示为典型2分支MRRC基带工作原理图。

在给定的时间，一个信号 s_0 被从发射机发送出去。包括发射链、空中链路、和接收链影响的信道可被塑造为由幅度响应和相位响应构成的一个复数相乘失真(畸变)。发射天线和接收天线0间的信道由 h_0 表示，发射天线和接收天线1间的信道由 h_1 表示，即

$$\begin{aligned} h_0 &= \alpha_0 e^{j\theta_0} \\ h_1 &= \alpha_1 e^{j\theta_1} \end{aligned} \quad (1)$$

在两个接收机中添加上噪声和干扰。最终接收到的基带信号为

$$\begin{aligned} \tau_0 &= h_0 s_0 + n_0 \\ \tau_1 &= h_1 s_0 + n_1 \end{aligned} \quad (2)$$

式中 n_0 和 n_1 表示复值噪声和干扰。

假定 n_0 和 n_1 为高斯分布，在接收机，对于这些接收信号的最大似然判决规则是选择 s_i ，当且仅当

$$d^2(\tau_0, h_0 s_i) + d^2(\tau_1, h_1 s_i) \leq d^2(\tau_0, h_0 s_k) + d^2(\tau_1, h_1 s_k), \quad \forall i \neq k \quad (3)$$

式中 $d^2(x, y)$ 是信号 x 和 y 间的欧氏距离的平方值，表示为

$$d^2(x, y) = (x - y)(x^* - y^*) \quad (4)$$

2分支MRRC的接收机合成方案是

$$\begin{aligned} \bar{s}_0 &= h_0^* \tau_0 + h_1^* \tau_1 \\ &= h_0^* (h_0 s_0 + n_0) + h_1^* (h_1 s_0 + n_1) \\ &= (\alpha_0^2 + \alpha_1^2) s_0 + h_0^* n_0 + h_1^* n_1 \end{aligned} \quad (5)$$

展开式(3)并使用式(4)和式(5)，我们得到选择 s_i ，当且仅当

$$(\alpha_0^2 + \alpha_1^2) |s_i|^2 - \bar{s}_0 s_i^* - s_0^* \bar{s}_i \leq (\alpha_0^2 + \alpha_1^2) |s_k|^2 - \bar{s}_0 s_k^* - s_0^* \bar{s}_k, \quad \forall i \neq k \quad (6)$$

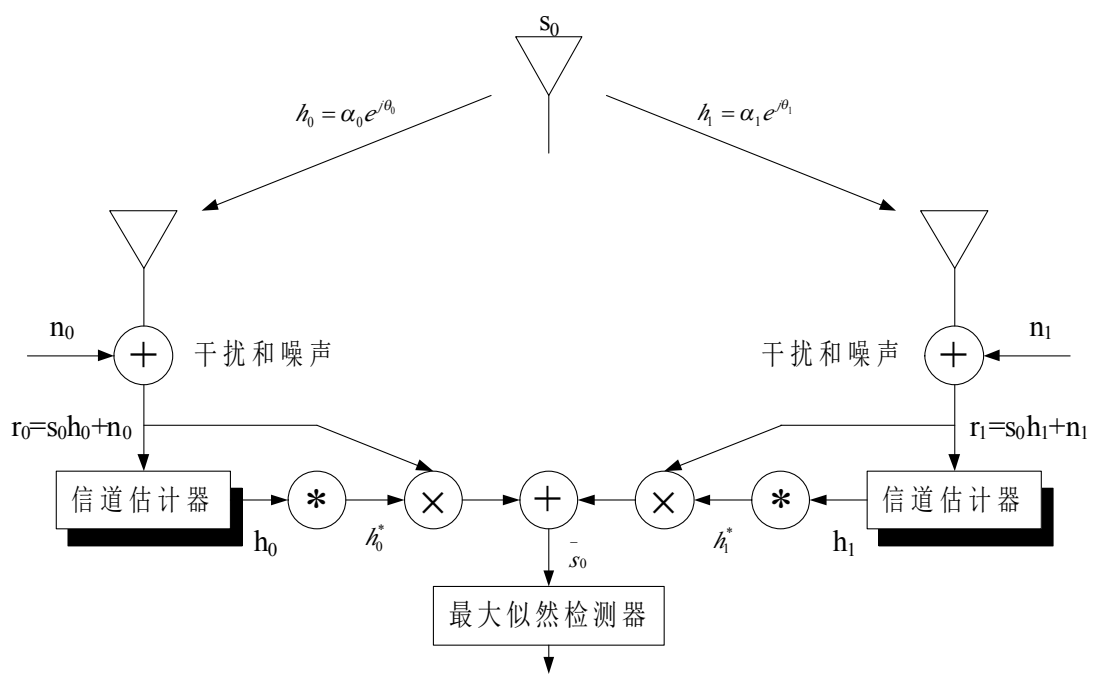


图1 双分支MRRRC

或者等效为
选择 s_i ，当且仅当

$$(\alpha_0^2 + \alpha_1^2 - 1)|s_i|^2 + d^2(\bar{s}_0, s_i) \leq (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 - 1)|s_k|^2 + d^2(\bar{s}_0, s_k), \quad \forall i \neq k. \quad (7)$$

对于PSK信号(同等能量星座)

$$|s_i|^2 = |s_k|^2 = E_s, \quad \forall i, k \quad (8)$$

式中 E_s 是信号能量。因此，对于PSK信号，在式(7)中的判决规则或许被简化为
选择 s_i ，当且仅当

$$d^2(\bar{s}_0, s_i) \leq d^2(\bar{s}_0, s_k), \quad \forall i \neq k. \quad (9)$$

接着，最大比合成器构建出信号 \bar{s}_0 ，如图1所示，最大似然检测器产生 \hat{s}_0 ，它是 s_0 的一个最大似然估计值。

三、新的发射分集方案

A、单接收机双分支发射分集

图2为新的双分支发射分集方案的基带原理图。该方案使用2个发射天线和一个接收天线。该方案可由下述3项功能定义：

- 在发射机端的信息符号编码和发射序列；
- 在接收机端的合成方案；
- 最大似然检测判定判决规则。

1、编码和发射序列

在一个给定的符号周期中，两个信号同时从两个天线上被发射出去。从天线0上发射的信号记作 s_0 ，从天线1上发射的信号记作 s_1 。在下一个符号周期天线0发射信号 $(-s_1^*)$ ，天线1发射信号 s_0^* 。这里的*表示复数共轭操作。这个序列如表1所列。

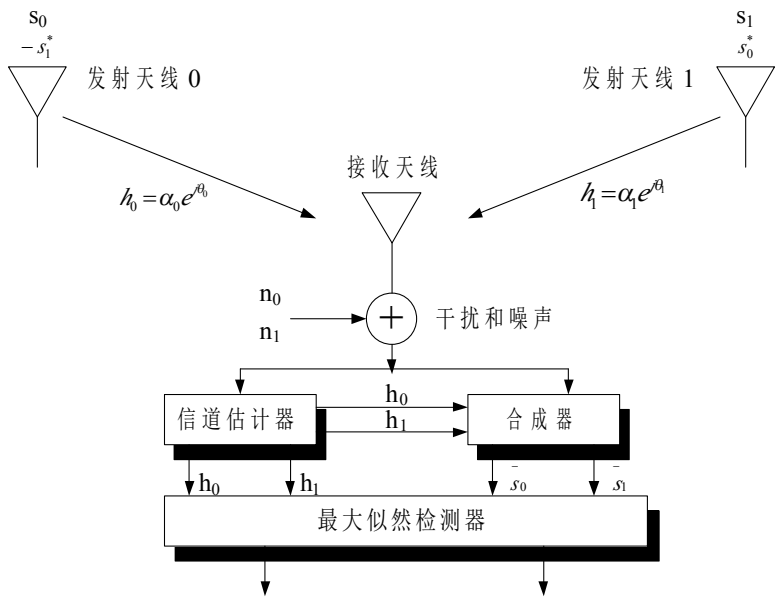


图2 新单接收机双分支发射分集方案

表1中，在空间和时间进行编码(空间-时间编码)。然而，此编码也可在空间和频率上进行。取代两个相邻符号周期，使用两个相邻载波(空间-频率编码)。

表1 用于双分支发射分集方案的编码和发射序列

	天线0	天线1
时刻t	s_0	s_1
时刻t+T	$-s_1^*$	s_0^*

在时刻t，对于发射天线0信道可由一个复数乘积失真(畸变) $h_0(t)$ 表示；对于发射天线1信道可由一个复数乘积失真(畸变) $h_1(t)$ 表示。假定跨越连续两个符号的衰落保持不变，我们能够写出

$$\begin{aligned} h_0(t) &= h_0(t+T) = h_0 = \alpha_0 e^{j\theta_0} \\ h_1(t) &= h_1(t+T) = h_1 = \alpha_1 e^{j\theta_1} \end{aligned} \tag{10}$$

式中T是符号持续时间。接着，接收到的信号能够表示为

$$\begin{aligned} \tau_0 = \tau(t) &= h_0 s_0 + h_1 s_1 + n_0 \\ \tau_1 = \tau(t+T) &= -h_0 s_1^* + h_1 s_0^* + n_1 \end{aligned} \tag{11}$$

式中 τ_0 和 τ_1 是在时刻t和t+T接收到的信号， n_0 和 n_1 是复值随机变量，代表接收到的噪声和干扰。

2、合成方案

图2所示的合成器构造了下述两个合成的信号，它们被送到最大似然检测器：

$$\begin{aligned} \bar{s}_0 &= h_0^* \tau_0 + h_1 \tau_1^* \\ \bar{s}_1 &= h_1^* \tau_0 - h_0 \tau_1^* \end{aligned} \tag{12}$$

需要注意的是这个合成方案不同于式(5)中MRRC的合成方案。将式(10)和式(11)带入式(12)我们得到

$$\begin{aligned} \bar{s}_0 &= (\alpha_0^2 + \alpha_1^2) s_0 + h_0^* n_0 + h_1 n_1^* \\ \bar{s}_1 &= (\alpha_0^2 + \alpha_1^2) s_1 - h_0 n_1^* + h_1^* n_0 \end{aligned} \tag{13}$$

3、最大似然判决规则

这些合成的信号接着被送到最大似然检测器，在那里，对于信号 s_0 和 s_1 ，使用在式(7)或式(9)中给出的判决规则(针对PSK信号)。

最终在式(13)中的合成信号等同于从式(5)双分支MRRC方案的合成信号。唯一的差别是噪声部分的相位旋转，它不会降低有效SNR。因此，新单接收机双分支发射分集方案的分集阶数等同于双分支MRRC的分集阶数。

B、M个接收机双分支发射分集

或许存在需要较高的分集阶数，同时远端单元允许配置多个接收天线的应用场景。在此情况下，采用2个发射天线、M个接收天线，提供2M数量的分集阶数是可能的。例如，我们详细讨论2个发射天线、2个接收天线的情况。一般来说，对M个接收天线的归纳是不重要的。

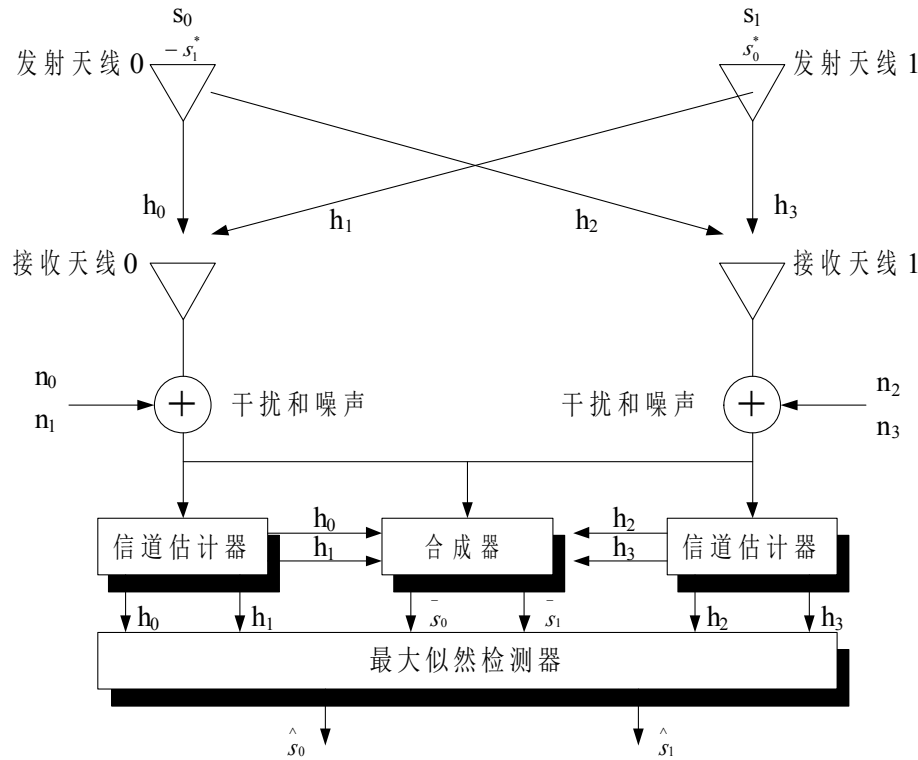


图3 使用2个接收机的新双分支发射分集方案

表2 发射天线和接收天线间信道定义

	接收天线0	接收天线1
发射天线0	h_0	h_2
发射天线1	h_1	h_3

表3 对2个接收天线中的接收信号的标识

	接收天线0	接收天线1
时刻t	r_0	r_2
时刻t+T	r_1	r_3

图3为采用2个发射天线和2个接收天线的新方案的基带原理。
此配置中信息符号的编码和发射序列等同于单接收机情况，如表1所列。表2定义了发射天线和接收天线间的信道，表3定义了2个接收天线中已接收信号的表示方法。
这里

$$\begin{aligned}\tau_0 &= h_0s_0 + h_1s_1 + n_0 \\ \tau_1 &= -h_0s_1^* + h_1s_0^* + n_1 \\ \tau_2 &= h_2s_0 + h_3s_1 + n_2 \\ \tau_3 &= -h_2s_1^* + h_3s_0^* + n_3\end{aligned}\tag{14}$$

n_0, n_1, n_2 和 n_3 是代表接收机热噪声和干扰的复值随机变量。图3中的合成器建立了下述两个被发送到最大似然检测器的信号：

$$\begin{aligned}\bar{s}_0 &= h_0^*\tau_0 + h_1^*\tau_1 + h_2^*\tau_2 + h_3^*\tau_3 \\ \bar{s}_1 &= h_1^*\tau_0 - h_0^*\tau_1 + h_3^*\tau_2 - h_2^*\tau_3.\end{aligned}\tag{15}$$

带入适当的方程，可得到

$$\begin{aligned}\bar{s}_0 &= (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2)s_0 + h_0^*n_0 + h_1^*n_1 + h_2^*n_2 + h_3^*n_3 \\ \bar{s}_1 &= (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2)s_1 - h_0^*n_1 + h_1^*n_0 - h_2^*n_3 + h_3^*n_2.\end{aligned}\tag{16}$$

这些合成信号接着被送到最大似然检测器，对于信号 s_0 该判决器使用式(17)给出的判决标准(或者对于PSK信号使用式(18))。

选择 s_i ，当且仅当

$$(\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2 - 1)|s_i|^2 + d^2(\bar{s}_0, s_i) \leq (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2 - 1)|s_k|^2 + d^2(\bar{s}_0, s_k).\tag{17}$$

选择 s_i ，当且仅当

$$d^2(\bar{s}_0, s_i) \leq d^2(\bar{s}_0, s_k), \quad \forall i \neq k.\tag{18}$$

类似，对于 s_1 ，使用此判决规则选择信号 s_i ，当且仅当

$$(\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2 - 1)|s_i|^2 + d^2(\bar{s}_1, s_i) \leq (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2 - 1)|s_k|^2 + d^2(\bar{s}_1, s_k)\tag{19}$$

或者，对于PSK信号，
选择 s_i ，当且仅当

$$d^2(\bar{s}_1, \bar{s}_i) \leq d^2(\bar{s}_1, \bar{s}_k), \quad \forall i \neq k. \quad (20)$$

在式(16)中的合成信号等同于4分支MRRC的合成信号(4分支MRRC本文没有介绍)。因此,采用2接收机的新双分支发射分集的分集阶数等于4分支MRRC方案的分集阶数。

值得注意的是,来自2接收天线的合成信号是来自每一个接收天线合成信号的简单相加,即,此合成方案等同于单接收天线情况。我们或许可因此得出结论:使用2个发射和M个接收天线,我们能够为每个接收天线使用合成器,接着简单相加来自所有接收天线的合成信号,从而获得与2M分支MRRC同样的分集阶数。换言之,在发射机使用2根天线,本方案可翻倍采用单发射天线、多接收天线系统的分集阶数。

一个有趣的配置或许是在链路的每一端使用2个天线,用一个发射机和接收机链连接到每一个天线,以便在链路两边获得4阶分集阶数。

四、误码性能模拟

分集增益是许多参数的函数,包括调制方案和FEC编码。图4显示在Rayleigh衰落条件下,针对MRRC和新发射分集方案的未编码相干BPSK的BER性能。

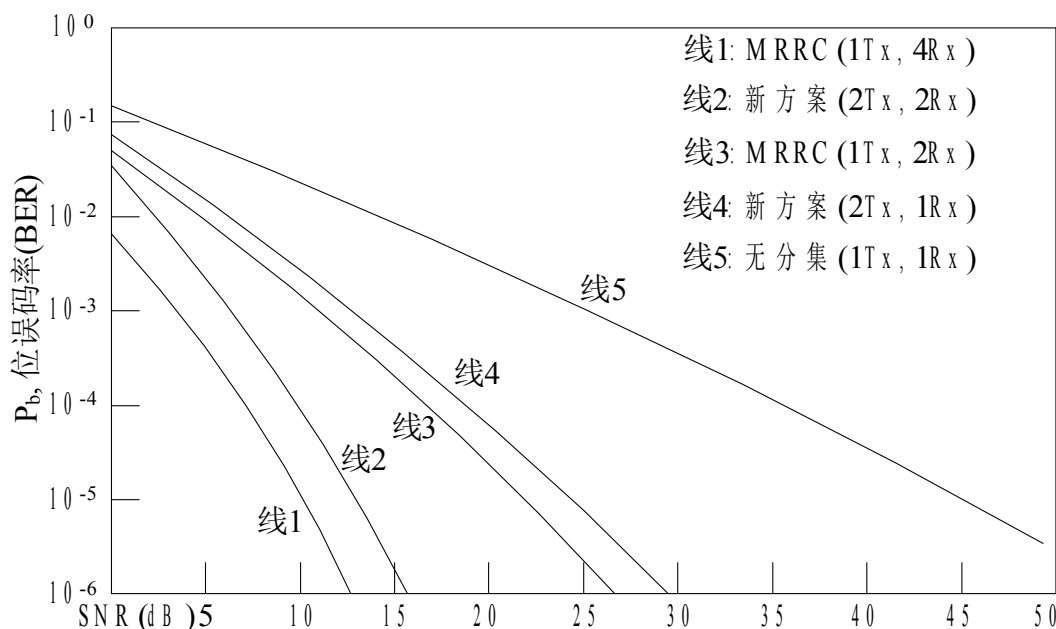


图4 瑞利衰落条件下, MRRC与双分支发射分集方案在采用相干BPSK时的BER性能比较

假定新方案中来自2个天线的总发射功率与MRRC中来自单个发射天线的发射功率是相同的。同样假定从每个发射天线到每个接收天线的衰落的振幅为互不相关的Rayleigh分布,并且在每个接收天线端来自每个发射天线平均信号功率相同。进一步,我们假定接收机有充分的信道知识。

虽然仿真中的这些假定或许非常不现实,但是它们为已知技术的比较提供了参考性能曲线。一个重要的问题是新方案是否对于真实世界的退化因素更为敏感。这个问题将在第五节讨论。

正如图4所示,采用双发射机/单接收机的新方案的性能比双分支MRRC差3dB。正如后面第五节-A详细介绍的,3dB的劣势是由于本仿真假定每个发射天线仅辐射1/2能量,以便总辐射功率与单发射天线时相同。如果新方案中每个发射天线辐射的能量与MRRC中单发射天线辐射的能量相同,性能将相同。换言之,如果按每个发射天线的平均SNR重画BER曲线,

新方案的性能曲线将向左移动3dB，与MRRC曲线重叠。然而，即使是相等总辐射功率的假定，对于单接收天线，BER为 10^{-4} 的新方案来说，分集增益大约为15dB。同样，假定相等总辐射功率，对于双接收天线，BER为 10^{-4} 的新方案来说，分集增益大约为24dB，这一数值低于单发射天线/4接收天线的MRRC3dB。

正如前面所述，这些性能曲线是简单参考举例。重要的结论是新方案提供了与MRRC类似的性能，无论使用什么编码和调制方式。许多出版物已经报道了采用各种编码和调制方案的MRRC的性能。来自这些出版物的结论或许可被用来预测采用这些编码和调制技术的新方案的性能。

第五节 执行问题

本文至此为止，我们已经显示，在理论(数学)上，采用2个发射天线/M个接收天线的新发射分集方案相等于采用单发射天线/2M个接收天线的MRRC。然而，从实践执行角度来看，两个系统或许不同。本节讨论两个方案间某些可观察到的差异。

A、功率要求

新方案要求同时发射来自两个天线的两个不同符号。如果系统是辐射功率受限，为了两个发射天线有相同的总辐射功率，分配给每个符号的能量应当被减半。这导致在误码性能上有3dB的劣势。然而，在每个发射环节上3dB的功率降低转化成廉价、体积缩小，或者较小的线性功率放大器。在放大器功率处理上3dB的下降是非常有意义的，在某些情况下更是乐观其成。一般来说，使用两个半功率放大器比使用一个全功率放大器成本要低(或者对处理交调干扰更加理想)。此外，如果受限仅仅是由于射频功率处理(放大器尺寸、线性范围、等等)，那么，总辐射功率可以被翻番并且不会带来性能损失。

B、对于信道估计误差的灵敏度

本文始终假定接收机有关于信道的完善知识。信道信息或许取自导频符号插入和取出[7]、[8]。已知符号被周期地从发射机发送到接收机。接收机提取样本，做内插处理，得到每个传输数据符号的信道估计。

存在许多可能降低导频插入和提取技术性能的因素，诸如错误匹配的内插系数和量化影响。然而，窄带系统估计误差的主要根源是信道随时间变化。当导频插入频率大于或等于信道纳奎斯特采样速率(此采样速率2倍于最大多普勒频率)时，信道估计误差被最小化。因此，只要信道以充分的速率采样，仅存在很小的由于信道估计误差造成的信道性能劣化。对于M个天线的接收分集成方案，在给定的时间内，M个信道的M个独立样本是可以得到的。然而，对于M个发射机/单接收机，M个信道的估计必须源自单个接收信号。因此，信道估计的任务是不同的。为了估计从1个发射天线到指定接收天线的信道，导频符号必须仅仅从相应的发射天线发射。为了估计所有的信道，导频必须在天线间交替发射(或者从指定天线发射正交导频符号)。在每一种情况，M倍的导频是需要的。这意味着本文讨论的双分支发射分集方案，与双分支接收机合成方案一样，两倍的导频是需要的。

C、延时影响

采用N分支发射分集，如果在N个不同的间隔中，信号经变换的副本被从所有天线上发射出去，解码延时是N个符号周期。即，对于双分支分集方案，延时是两个符号周期。然而，对于多载波系统，如果副本在相同时刻、在不同载波频率上发送，那么解码延时仅仅是一个符号周期。

D、天线配置

在所有实践应用中,对于分集改善的主要要求是从不同天线发射的信号要充分不相关(相关系数小于0.7),并且它们有几乎相等的平均功率(相差小于3dB)。因为无线媒介是互易的,对发射天线配置的指导原则与对接收天线相同。例如,有许多测量和实验结果指出,如两个接收天线用于在基站接收机提供分集,它们必须按10个波长分开以便提供充分的不相关。类似,测量显示,为了在远端单元得到相同的分集改善,在远端站的天线间分开大约3个波长是充分的²。二者的不同是由于在远端单元附近和在基站附近散射环境的差异造成的。远端单元通常由临近的散射体环绕,而基站常常放置在较高位置,临近没有散射体。

现在假定基站使用两个发射天线,以便在链路另一边的远端单元提供分集。重要的问题是发射天线应相隔多远以便在远端接收机提供分集。答案是对链路一端的接收分集的天线隔开要求等同于对链路另一端的发射分集的要求。这是因为发射机和接收机间的传播介质在每个方向上等同的。换句话讲,为了在基站端来自两个发射天线的发射信号间提供充分的去相关,我们必须使这两个发射天线间有大约10个波长的分离。同样,远端单元的发射天线间必须相隔大约3个波长,以便在基站提供分集。

值得注意到是这个性质允许在基站使用已经存在的接收分集天线作为发射分集使用。也可能的是,在基站和远端单元,两个天线或许既用作发射天线也用作接收天线,以便在链路两端提供阶数为4的分集。

E、软故障

接收分集成方案的优点之一是额外的可靠性,由于存在多条接收链。如果其中一个接收链失败,其他接收链还在运转,损失的性能大致是分集增益。换句话讲,信号或许仍然被检测,但是质量较差。这通常称作软故障。很幸运,新发射分集方案提供同样的软故障。为了说明此,我们假定图2中天线1的发射链出现故障,即 $h_1=0$,此时接收信号为(参看式(11))

$$\begin{aligned}\tau_0 &= h_0 s_0 + n_0 \\ \tau_1 &= -h_0 s_1^* + n_1\end{aligned}\quad (21)$$

在图2中的合成器按照式(12)建立下述两个合成信号

$$\begin{aligned}\bar{s}_0 &= h_0^* \tau_0 = h_0^* (h_0 s_0 + n_0) = \alpha_0^2 s_0 + h_0^* n_0 \\ \bar{s}_1 &= -h_0 \tau_1^* = -h_0 (-h_0^* s_1 + n_1^*) = \alpha_0^2 s_1 - h_0 n_1^*\end{aligned}\quad (22)$$

这些合成信号与不存在分集时的情况相同。因此,分集增益丢失了但是信号仍然被检测。对于2个发射天线/2个接收天线方案,不仅发射链而且接收链均因此冗余方案得到保护。

²要求的隔离取决于许多因素,诸如天线高度和散射体环境。给出的数字适应于大多数宏蜂窝市内和郊区环境,采用相对较高的基站天线高度。

F、干扰影响

新方案要求同时从两个天线发射信号。虽然每个天线以1/2功率发射,明显的是潜在干扰的数量被加倍,即,我们两倍数目的干扰,每一个具有一半的干扰功率。一般假定在存在许多干扰情况下,全部干扰是高斯分布。应用中如果这个假定成立,在系统中新方案导致相同的干扰分布和干扰功率。然而,如果使用了干扰抵消方案(阵列处理技术),该方案或许对系统设计有影响。不清楚的是此影响是正面的还是负面的。对于空时格码,与阵列处理技术(针对干扰缓解)有关的发射分集方案(针对衰落缓解)的应用已经被研究[9]。类似的努力也在进行中以便扩展这些技术到新发射分集方案中。

第六节 结论和讨论

一个新型发射分集方案已经提出。使用2个发射天线、1个接收天线的新方案提供与采用1个发射天线/2个接收天线的MRRC相同的分集阶数。该方案可进一步演变成2个发射天线、M个接收天线方案，以便提供2M阶分集。新方案的明显应用是提供无线系统中远端单元的分集改善，用在基站使用2个发射天线取代在所有远端单元中使用2个接收天线。该方案不需要任何从接收机到发射机的反馈，并且它的计算复杂性类似MRRC。当与MRRC比较时，如果总辐射功率保持不变，因为来自两个天线的不同符号的同时发射，此发射分集方案有3dB劣势。另外，如果总辐射功率加倍，那么它的性能等同于MRRC。此外，假定辐射功率相同，与MRRC需要1个全功率放大器相比，此方案仅需要两个1/2功率放大器，这对于系统实现或许是个优点。当使用导频插入和提取时，为了实现信道估计，新方案也需要两倍数目的导频符号。

ACKNOWLEDGMENT

The author would like to thank V. Tarokh, N. Seshadri, A. Naguib, and R. Calderbank of AT&T Labs Research for their critical feedback and encouragement; T. Lo of AT&T Wireless Services for the investigation of the antenna pattern generated by this scheme (not included in the paper but important for validation purposes); and T. Albery of Bosch Telecom for his insightful comments.

REFERENCES

- [1] W. C. Jakes, Ed., *Microwave Mobile Communications*. New York: Wiley, 1974.
- 1458 IEEE JOURNAL ON SELECT AREAS IN COMMUNICATIONS, VOL. 16, NO. 8, OCTOBER 1998
- [2] A. Wittneben, "Base station modulation diversity for digital SIMULCAST," in *Proc. 1991 IEEE Vehicular Technology Conf. (VTC 41st)*, May 1991, pp. 848–853.
- [3] A. Wittneben, "A new bandwidth efficient transmit antenna modulation diversity scheme for linear digital modulation," in *Proc. 1993 IEEE International Conf. Communications (ICC '93)*, May 1993, pp. 1630–1634.
- [4] N. Seshadri and J. H. Winters, "Two signaling schemes for improving the error performance of FDD transmission systems using transmitter antenna diversity," in *Proc. 1993 IEEE Vehicular Technology Conf. (VTC 43rd)*, May 1993, pp. 508–511.
- [5] J. H. Winters, "The diversity gain of transmit diversity in wireless systems with Rayleigh fading," in *Proc. 1994 ICC/SUPERCOMM*, New Orleans, LA, May 1994, vol. 2, pp. 1121–1125.
- [6] V. Tarokh, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, "Space-time codes for high data rate wireless communication: Performance criteria and code construction," *IEEE Trans. Inform. Theory*, Mar. 1998.
- [7] J. K. Cavers, "An analysis of pilot symbol assisted modulation for Rayleigh fading channels," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 40, pp. 686–693, 1991.
- [8] S. Sampei and T. Sunaga, "Rayleigh fading compensation method for 16 QAM in digital land mobile radio channels," in *Proc. IEEE Vehicular Technology Conf.*, San Francisco, CA, 1989, pp. 640–646.
- [9] V. Tarokh, A. Naguib, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, "Spacetime codes for wireless communication: Combined array processing and space time coding," *IEEE Trans. Inform. Theory*, Mar. 1998.

Siavash M. Alamouti received the B.S. and the M.Sc. degrees in electrical engineering from the University of British Columbia, Vancouver, Canada, in 1989 and 1991, respectively. He has been involved in research and development activities in wireless communications since 1989. He is currently with the Alta Business Unit of Cadence Design Systems, Sunnyvale, CA, where he

is a Senior Technical Leader involved in the specification and design of electronic design automation (EDA) tools for next-generation wireless communications systems. From 1995 to 1998, he was a Senior Scientist at the Strategic Technology Group of AT&T Wireless Services, Redmond, WA, where he was involved in air-link physical layer design of wireless systems. Prior to that, he was with Mobile Data Solutions, Inc. (MDSI), Richmond, Canada, and for three years was at MPR Teltech, Vancouver, Canada, where he was a Member of the Technical Staff involved in the design of physical and MAC layers for proprietary mobile data systems. His areas of interest include smart antenna techniques, coding and modulation, and physical and MAC layer design of narrowband and wideband wireless communication systems.