

MIMO
&
OFDM
&
STBC

Name:温嘉颖

Tutor:韩国军

第一章 绪论.....	4
第二章 衰减信道.....	5
2.1 无线信道特性.....	5
2.2 无线信道的包络特性.....	5
2.2.1 慢衰落.....	5
2.2.2 快衰落.....	5
2.3 无线信道的相位特性.....	6
2.3.1 多普勒扩展（时间选择性衰落）.....	6
2.3.2 时延扩展（频率选择性衰落）.....	8
2.3.3 角度扩展（空间选择性衰落）.....	9
2.3.4 平衰落特性.....	9
2.4 瑞利衰落信道.....	9
2.4.1 模型的适用.....	10
2.4.2 莱斯衰落.....	11
2.5 分集技术.....	11
2.5.1 时间分集.....	11
2.5.2 频率分集.....	12
2.5.3 空间分集.....	12
2.5.4 合并方式.....	12
第三章 MIMO 系统.....	15
3.1 MIMO 技术.....	15
3.2 空间复用.....	16
3.2.1 空时编码技术.....	17
3.2.2 分层空时编码.....	17
3.2.3 空时格型编码.....	20
3.2.4 空时分组编码.....	24
3.3 非相干系统的空时编码.....	29
3.3.1 二天线差分 STBC.....	29
3.3.2 多天线差分 STBC.....	32
3.3.3 酉空时编码.....	32
3.3.4 差分酉空时编码.....	33
3.4 分集增益与空间复用增益.....	33
第四章 MIMO-OFDM 系统.....	35
4.1 OFDM 原理.....	35
4.1.1 子载波的正交性.....	36
4.1.2 OFDM 系统结构.....	37
4.1.3 OFDM 的系统模型.....	39
4.1.4 OFDM 调制.....	39
4.1.5 IFFT 表示的 OFDM 调制.....	40
4.2 MIMO-OFDM 系统.....	40
4.3 MIMO-STC-OFDM 系统.....	41
4.3.1 MIMO-STBC-OFDM 技术.....	42
4.3.2 信道估计.....	44

4.4 MU-MIMO.....45

4.5 Beamforming..... 46

 4.5.1 MIMO-Beamforming 技术..... 47

 4.5.2 DOA Beamforming 技术..... 47

第一章 绪论

随着无线通信、因特网和多媒体技术的发展,人们对高速可靠的信息传输的需求日益迫切,越来越多的人使用移动电话、无线局域网以及各种便携式的无线终端。由于移动电话数不断增加,基站密度过大,小区划分越来越细,但频率资源却依然日益紧张。而在无线局域网以及各种高速多媒体通信方面,由于信道容量的限制,信息传输速率已经接近瓶颈,所以,只有采用新技术才能从根本上解决目前的问题。近年来的研究表明,多天线分集技术在这方面优势显著。我们知道,**移动信道的主要特点是存在着衰耗、慢衰落和各类多径快衰落**。其中对传输可靠性影响最大的是各类快衰落。分集技术是研究如何充分利用传输中的多径信号能量,以改善传输的可靠性。多天线分集技术主要包括时间分集、空间分集和频率分集。空时编码是利用天线分集,有效提高无线频谱利用率的最重要的方案之一。

空时码同时利用空间分集和时间分集,具有分集增益和编码增益,能够显著的提高系统容量;有效地补偿信道的衰减、增加系统的容量、有效地抑制噪声和干扰,提高传输质量、降低误码率,并获得很高的编码增益和分集增益。空时编码作为一种新的信道编码技术,将编码、调制、发送分集和接收分集有机地结合起来,有效地提高了衰落信道的传输性能。空时编码技术的优点:

第一.提供了抵制多径衰落的有效发射天线分集技术,将空间分集技术与时间分集技术相结合;

第二.在不同天线发射信号间引入时域和空域相关,与接收端的分集接收相结合,可以使系统在不牺牲带宽的情况下获得更高的编码增益;

第三.将编码技术和天线阵技术有机地结合,真正实现了空分多址;

第四.空时编码把天线分集技术和信道编码技术相结合得到很高的增益,大幅度地提高了无线通信系统的信息容量和传输速率,并有效地提高了抗噪声和抗干扰的能力。

第二章 衰减信道

2.1 无线信道特性

研究各种无线通信系统传输技术的一个首要前提就是对于无线信道特性的认识,无线通信系统必须根据信道的特征加以设计才可以获得最优的性能。由于无线信道是开放的空间,无线信号在传输过程中要受到许多反射体的反射和散射,经多条路径到达接收端。此外,发射机与接收机的移动使得无线信道随时间快速变化,无线信道表现出高度随机性。多径传播,发射机(接收机)的移动以及本地散射将分别引起信号的时间扩展,频率扩展和角域扩展。充分了解并合理利用无线信道的统计相关特性将改善信道估计的性能。

2.2 无线信道的包络特性

无线信号在发送端发送后至接收端接收信号前所经受的传播损耗就是信道的衰落。也就是接收端的信号电平在时间、空间或频率的某个范围内围绕均值上下浮动。移动的环境下,任意 t 时刻接收端的瞬时复信号 $r(t)$ 可表达为

$$r(t) = \alpha(t)e^{j\varphi(t)}$$

上式中 $\alpha(t)$ 表示信号 $r(t)$ 的包络, $\varphi(t)$ 表示信号 $r(t)$ 的相位。其中,包络 $\alpha(t)$ 用乘性分量 $\alpha_s(t)$ 和 $\alpha_r(t)$ 表征为:

$$\alpha(t) = \alpha_s(t) \times \alpha_r(t)$$

其中 $\alpha_s(t)$ 表示慢衰落, $\alpha_r(t)$ 表示快衰落

2.2.1 慢衰落

慢衰落指的是接收端信号的长期变化,又称长期衰落。慢衰落是由建筑物或自然界特征的阻塞效应引起的,表征的是快衰落信号的局部中值随时间的变化情况,阴影衰落就是典型的慢衰落。根据大量的统计测试数据得出:信号局部中值的变化较缓慢,在瑞利衰落范围内,其平均接收功率呈现出对数正态分布,并可用下列概率密度函数表示

$$p(x) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{\pi}\sigma x} \exp\left[-\frac{(\log_{10} x - u)^2}{2\sigma^2}\right] & x > 0 \\ 0 & x \leq 0 \end{cases}$$

式中, x 为一随机变量,代表信号电平值的慢扰动; u 是 x 的均值, σ 是 x 的标准差,用 dB 表示。

2.2.2 快衰落

快衰落(短期衰落,多径衰落)主要是描述接收信号在空间的迅速扰动,是由于用户在移动过程中信号受到周围障碍物的散射现象产生的。当不存在视距(Line-of-Sight, LOS)路径时,经多径信道传输后的接收端信号幅度呈现出 **Rayleigh 分布**,其相应的概率密度函数可以表示为

$$p(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right] & r > 0 \\ 0 & r \leq 0 \end{cases}$$

若存在 LOS 路径时，通过该路径后接收到的信号强度要远远大于其他路径接收到的，这时经多径信道传输后的接收端信号幅度将不再是 Rayleigh 分布，而呈现出 Rician 分布，因此可用下列概率密度函数表示

$$p(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{(r^2 + A^2)}{2\sigma^2}\right] J_0\left(\frac{Ar}{\sigma^2}\right) & A \geq 0, r > 0 \\ 0 & r \leq 0 \end{cases}$$

其中，参数 A 表示直射波的最大幅值， $J_0(\cdot)$ 为修正的零阶第一类 Bessel 函数，此时信号在莱斯信道中传输。显然，当不存在直射路径（即 $A=0$ ）时，Rician 概率密度函数式直接变为上式中的 Rayleigh 概率密度函数式。

2.3 无线信道的相位特性

在无线移动通信中，通过分析复信号衰落过程中呈现出的时域、频域和空域变化特性等对信道中此复信号的相位 $\varphi(t)$ 进行描述，而这些特性与多径信号的多普勒扩展、时延扩展和角度扩展大小有关。

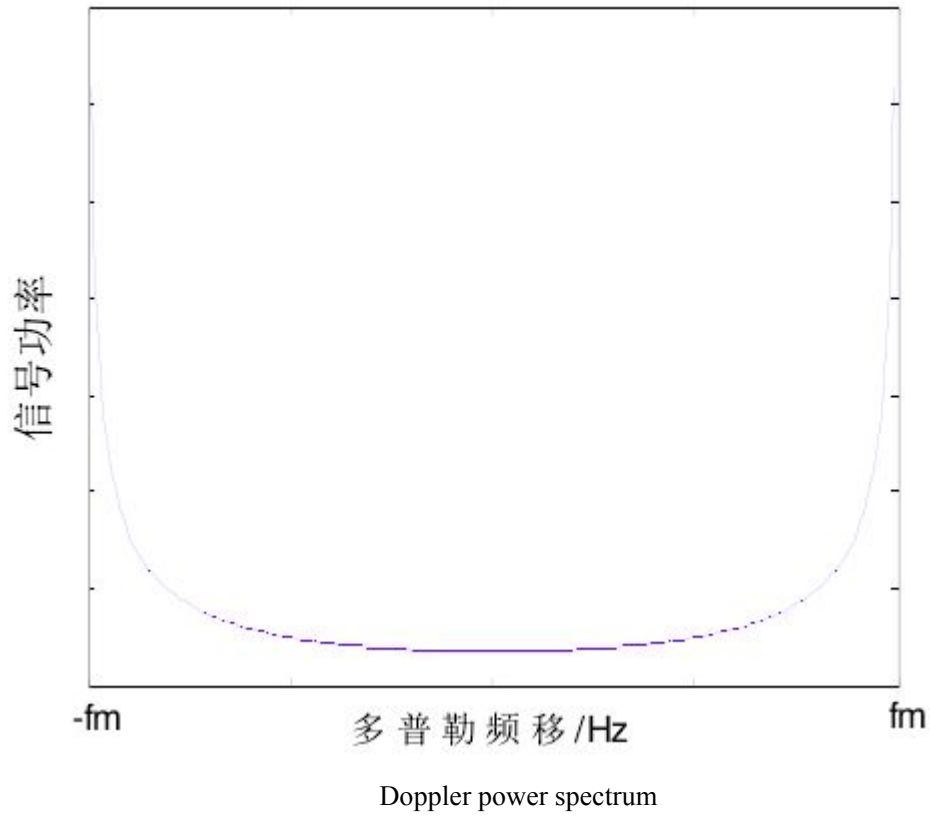
2.3.1 多普勒扩展（时间选择性衰落）

由移动用户和基站间的相对运动而引发的接收端多径信号的频率明显移动的现象称为多普勒频移，可用 f_d 表示，它与用户的移动速度成正比

$$f_d = f_c \frac{v}{\lambda} \cos \theta_i = f_m \cos \theta_i$$

其中 v 为移动用户速度， λ 为波长， θ_i 为发射信号与移动用户之间的夹角， $f_m = f_c v / \lambda$ 为 $\theta_i=0$ 时的最大多普勒频移， f_c 为发射机的载频。

信号强度与多普勒频移之间的关系称为信道的多普勒功率谱。多普勒功率谱是如下图所示的 U 型谱



若假设散射体在角度 $[0, 2\pi]$ 内服从均匀分布，则多普勒功率谱可以表示为：

$$s(f) = \frac{3\sigma}{2\pi f_m} \left[1 - \left(\frac{f - f_c}{f_m} \right)^2 \right]^{-\frac{1}{2}} \quad f_c - f_m < f < f_c + f_m$$

上述公式描述的是多普勒谱中的经典谱。其中 σ 表示各天线接收到的平均信号功率。

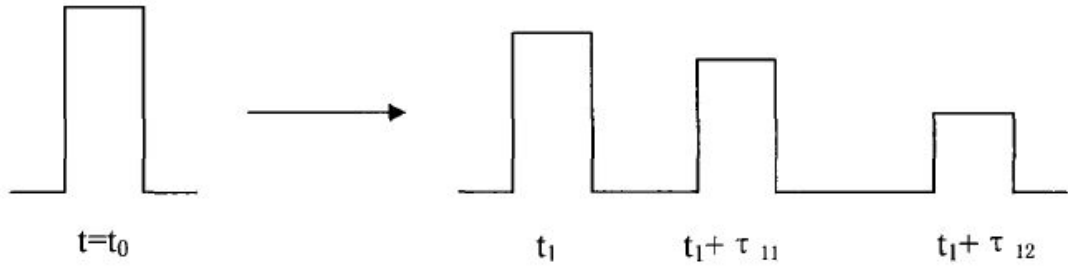
多普勒扩展是一种由多径信号受多普勒频移影响后造成的衰落过程中的频率扩散，也称为时间选择性衰落。若发射端信号为正弦波信号且频率 f_c 单一，则该信号的频谱为位于其载波频率上的一条谱线。受多普勒频移的影响，接收端信号的谱（多普勒谱）将由频率为 f_c 的谱线延伸为 $f_c - f_d$ 到 $f_c + f_d$ 的有限谱带宽。接收端信号的多普勒频谱上不等于0的频率范围定义为多普勒扩展，其大小取决于多普勒频移 f_d 。

多普勒扩展（时间选择性衰落）可以由信道的相干时间表征。相干时间就是两个瞬时的信道的冲激响应保持强相关时的最长时间间隔，它是信道冲激响应维持不变的时间间隔的统计平均值。大量测试数据表明：相干时间与多普勒扩展成反比，它是信道随时间变化快慢的一个测度。相干时间越大，信道变化越慢；反之相干时间越小，信道变化越快。若基带信号带宽比多普勒扩展大得多，则多普勒扩展的影响在接收端就可忽略，无线信道是

一种慢衰落信道。否则，就应该考虑多普勒扩展的效应，这是快衰落信道的情况。

2.3.2 时延扩展（频率选择性衰落）

时延扩展（频率选择性衰落）：在经过**多径效应**传播的无线信道中，接收端信号在时域上造成信号波形的展宽，成为**时延扩展 / 时延弥散(Delay Spread)**。假设发射时间宽度极窄的脉冲信号 $s(t)$ ，经过多径信道后，由于信道时延不同，移动用户接收到的信号为一串展宽的脉冲，如图所示，其结果就是时域产生码间串扰，在频域则是频率选择性衰落。描述无线信道多径效应的两个重要参数是时延扩展和相干带宽。



多路径信道时延的作用

一般情况下，接收信号为 M 个不同路径的散射信号之和，即

$$r(t) = \sum_{i=1}^M a_i s[t - \tau_i(t)]$$

式中， a_i 是第 i 条路径（信道）的衰减系数； $\tau_i(t)$ 为第 i 条路径的相对传输时间差（时延）。最大的时延扩展 T_m 是第一个与最后一个到达天线的信号分量间的时间差。

上图画出的是各脉冲没有交叠的简单情况，实际的多径传输要复杂的多，各个脉冲宽度不仅是随机变化的，而且它们在时间上有可能相互交叠。 $\Delta\tau$ 是平均时延的均方根值，用 $\Delta\tau$ 表示时延弥散的散布程度： $\Delta\tau$ 越大，时延弥散越严重， $\Delta\tau$ 越小，时延弥散越轻。

时延弥散会引起频率选择性衰落(Frequency selective Fading)，可以用相干带宽(Coherence Bandwidth)来描述，相干带宽表示信道在两个频移处的频率响应保持强相关的最大频率差。为了表征时延弥散的程度，通常用最大多径时延 T_m 来表示，为了减小时延弥散的影响，信息码元的宽度应大于最大多径时延。

相干带宽可以定义为

$$B_c = \frac{1}{T_m}$$

相干带宽，即信道在两个频移处的频率响应保持强相关情况下的最大频率差，它是信道频率选择性的测度。相干带宽是信道频率选择性的测度，相干带宽与信号带宽之比越小，信道的选择性越强，相干带宽与信号带宽之比越大，信道的选择性越弱。若移动无线信道在比发射信号的带宽大得很多的带宽内具有不变的增益和线性相位响应，则接收信号将发生平坦衰

落。如果信道在比发射信号带宽小的信道带宽内具有不变的增益和线性相位响应,则信道产生频率选择性衰落。频率选择性衰落是由发射信号在信道内的时间弥散引起的,因此,信道会引起码间串扰,接收信号会发生畸变。

2.3.3 角度扩展（空间选择性衰落）

角度扩展（空间选择性衰落）包括由多径信号传输到天线阵列时的到达角引起的展宽；信道中受多径的反射和散射影响而产生的发射角展宽。**信号在本地散射体影响下呈现角度上的扩展，导致天线元素间有一些相关性，这称为空间选择性衰落。**相干距离，即两对天线上的信道响应在强相关情况下的最大空间距离。可以由相干距离对空间选择性衰落进行描述：相干距离越短，角度扩展越大；反之，相干距离越长，则角度扩展越小。

2.3.4 平衰落特性

如果移动无线信道带宽大于发送信号的带宽,且在带宽范围内有恒定增益及线性相位,则接收信号就会经历平坦衰落过程。这种衰落是最常见的一种。在平坦衰落情况下,信道的多径结构使发送信号的频谱特性在接收机内仍能保持不变。然而,由于多径导致信道增益的起伏,使接收信号的强度会随着时间变化。接收信号

$$y(t) = a(t)x(t) + n(t)$$

$a(t)$ 称为衰落，实验和理论分析都表明，它通常服从瑞利分布，其概率密度函数如下：

$$p(a) = \frac{a}{\sigma^2} e^{\left(-\frac{a^2}{2\sigma^2}\right)}, 0 \leq a \leq \infty$$

此式成立的条件是存在大量统计独立的散射体,并且没有一个散射分量占主导地位。如果有一个散射体占主导地位(通常称为视距(LOS)分量),则 $a(t)$ 服从莱斯分布,其概率密度函数如下

$$p(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{(r^2 + A^2)}{2\sigma^2}\right] J_0\left(\frac{Ar}{\sigma^2}\right) & A \geq 0, r > 0 \\ 0 & r \leq 0 \end{cases}$$

$J_0(\cdot)$ 为修正的零阶第一类 Bessel 函数，此时信号在莱斯信道中传输。A 是占主导地位散射分量的幅度。多径衰落还会造成相移。

2.4 瑞利衰落信道

瑞利衰落信道（Rayleigh fading channel）是一种无线电信号传播环境的“统计模型（statistical model）”。这种模型假设信号通过无线信道之后，其信号幅度(amplitude)是随机的，即“衰落(fading)”，并且其包络(envelope)服从瑞利分布（Rayleigh distribution）。

这一信道模型能够描述由电离层和对流层反射的短波信道，以及建筑物密集的城市环境。**瑞利衰落只适用于从发射机到接收机不存在直射信号（LOS，Line of Sight）的情况，**否则应使用莱斯衰落信道（Ricean fading channel）作为信道模型。

瑞利衰落能有效描述存在能够大量散射无线电信号的障碍物的无线传播环境。若传播环

境中存在足够多的散射，则冲激信号到达接收机后表现为大量统计独立的随机变量的叠加，根据中心极限定理，则这一无线信道的冲激响应将是一个高斯过程。如果这一散射信道中不存在主要的信号分量，通常这一条件是指不存在直射信号（LOS），则这一过程的均值为 0，且相位服从 0 到 2π 的均匀分布。即，信道响应的包络服从瑞利分布。设随机变量 R ，于是其概率密度函数为：

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{-\frac{r^2}{2\sigma^2}}, r \geq 0$$

其中 $\sigma = E(R^2)$ ，若信道中存在一主要分量，例如直射信号（LOS），则信道响应的包络服从莱斯分布，对应的信道模型为莱斯衰落信道。

通常将信道增益以等效基带信号表示，即用一复数表示信道的幅度和相位特性。由此瑞利衰落即可由这一复数表示，它的实部和虚部服从于零均值的独立同分布高斯过程。

2.4.1 模型的适用

瑞利衰落模型适用于描述建筑物密集的城镇中心地带的无线信道。密集的建筑和其他物体使得无线设备的发射机和接收机之间没有直射路径，而且使得无线信号被衰减、反射、折射、衍射。在曼哈顿的实验证明，当地的无线信道环境确实接近于瑞利衰落。通过电离层和对流层反射的无线电信道也可以用瑞利衰落来描述，因为大气中存在的各种粒子能够将无线信号大量散射。

瑞利衰落属于小尺度的衰落效应，它总是叠加于如阴影、衰减等大尺度衰落效应上。

信道衰落的快慢与发射端和接收端的相对运动速度的大小有关。相对运动导致接收信号的多普勒频移。图中所示即为一固定信号通过单径的瑞利衰落信道后，在 1 秒内的能量波动，这一瑞利衰落信道的多普勒频移最大分别为 10Hz 和 100Hz，在 GSM1800MHz 的载波频率上，其相应的移动速度分别为约 6 千米每小时和 60 千米每小时。特别需要注意的是信号的“深衰落”现象，此时信号能量的衰减达到数千倍，即 30~40 分贝。

相关性

无线终端的发射端和接收端之间若以恒定的相对速度移动，则这一瑞利衰落信道的归一化自相关函数为零阶贝塞尔函数：

$$R(\tau) = J_0(2\pi f_d \tau)$$

其中延时为 τ ，最大多普勒频偏为 f_d 。如图所示，为最大多普勒频移为 10Hz 的瑞利衰落信道的自相关函数，它关于延时是周期的，而且其包络在第一个零点之后缓慢衰减。

幅度穿越率

幅度穿越率（LCR，level crossing rate）是对衰落快慢的一种度量。LCR 给出衰落信号的幅度以怎样的频率穿越某一门限，通常按照正向穿越方向进行计算。瑞利衰落的 LCR 为：

$$LCR = \sqrt{2\pi} f_d \rho e^{-\rho^2}$$

其中 f_d 是最大多普勒频移， ρ 为对信号的均方根进行归一化的信号门限值：

$$\rho = \frac{R_{thresh}}{R_{rms}}$$

平均衰落时间

平均衰落时间（AFD，average fade duration）这一参数是指信号在门限 ρ 以下持续的时间。瑞利衰落的平均衰落时间为：

$$AFD = \frac{e^{\rho^2} - 1}{\rho f_d \sqrt{2\pi}}$$

幅度穿越速率和平均衰落时间这两个参数给出了衰落在时间上严重程度的描述。对于一定的门限值 ρ ，平均衰落时间和幅度穿越速率的积为常数，并且可以表示为：

$$AFD \times LCR = 1 - e^{-\rho^2}$$

2.4.2 莱斯衰落

瑞利衰落只适用于从发射机到接收机不存在直射信号（LOS，Line of Sight）的情况，当存在直射信号时，应使用莱斯衰落信道（Ricean fading channel）作为信道模型。莱斯衰落只是瑞利衰落外加一条额外的未衰落的直射路径，这条路径相对于瑞利衰落信号发生多普勒频移。对莱斯衰落曲线而言，在其进入复数乘法模块之前，除了多普勒展宽外，多普勒模块还在衰落信号中增加了一个旋转的恒定幅度的矢量（多普勒频移）。

其概率密度函数分布为：

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{-\frac{(r^2 + A^2)}{2\sigma^2}} I_0\left(\frac{Ar}{\sigma^2}\right)$$

其中 $I_0(z)$ 是修正的第一类零阶贝塞尔函数（Bessel function）。当 $v=0$ 时，莱斯分布退化为瑞利分布。

2.5 分集技术

为了对抗信道造成的衰落,我们通常采用分集的方法.采用分集技术可以有效的改善链路的质量，同时提高通信的可靠性和有效性。分集的基本思想是:如果接收端得到多个独立的发送信号的样本,这些样本的衰落又是不相关的,这些样本就会有的衰落严重,有的衰落较轻,也就是说,这些样本同时严重衰落到无法检测的概率是大大降低了。通过对这些样本进行合理地组合,可以大大地降低衰落带来的不利因素，从而提供传输的可靠性。目前常用的分集包括时间分集、频率分集和空间分集。

2.5.1 时间分集

通过在不同的时隙发送相同的消息,而这些时隙的信号衰落又互不相关,则可以获得时间分集。非相关时隙的最小间隔是信道的相干时间,而相干时间是信道衰落保持相关的时间段的统计值,它与信道的最大多普勒频移成倒数关系。在数字通信领域,差错控制编码与非编码系统相比可获得编码增益,在移动通信中,我们是用差错控制编码和交织相结合来获得时间分集,其中差错控制编码是用来获得时域冗余的,而交织技术是用来保证接收端得到不相

关的发送信号副本。由于交织会引入解码时延,因此它只适合于快衰落信道,这样由于相干时间较短交织引入的解码时延相对较小。如果是慢衰落信道,需要非常大的交织深度才能满足非相关衰落的要求,这样引入的时延也就很大,这对于时延敏感的应用如语音传输,是不能忍受的。而一些场合是无法利用时间分集的,例如固定无线通信中,由于无法提供非相关的衰落,而无法获得时间分集。另外,时间分集的获得也是以牺牲带宽效率为代价的。

2.5.2 频率分集

在频率分集中,相同的消息通过不同的频率传送到接收端,如果这些不同的频率间隔大于信道的相干带宽,就会经历独立的衰落,从而获得频率分集。信道的相干带宽是信道衰落保持相关的频率间隔,它与信道最大时延弥散成倒数关系。在移动通信系统中,直接序列扩频、多载波调制和跳频技术,都是应用频率分集的例子。频率分集在一些场合也是无法应用的。在直接序列扩频系统中,当相干带宽较小时,通过扩频,使扩频信号带宽大于相干带宽,接收端可以通过 RAKE 接收技术获得频率分集;当信道相干带宽较大时,如果大于扩频带宽,也就是信道的时延弥散小于扩频码周期,这种情况下,使用扩频就无法获得频率分集。在 OFDM 系统中,一系列互不相交的子载波被用来传送并行数据流,那些间距大于信道相干带宽的子载波到达接收端时,也可以认为是经历了相互独立的衰落,因而可以获得频率分集。传统 OFDM 却没有利用这一分集,另外,频率分集的获得也是以牺牲带宽效率为代价的。

2.5.3 空间分集

空间分集又叫天线分集,利于在发射端和接收端放置在空间上分开一定距离的多个发射或接收天线,产生多个独立的衰落信道。一般距离几个波长以上的间距就可以使天线得到互不相关的信号。空间分集是通过在空间域为接收端提供多个互不相关的发射信号的副本,由于它不牺牲频谱效率,使得这种分集更有吸引力。

空间分集又可分为发射分集和接收分集,分别是在发射端和接收端使用多个天线。在现有的移动通信系统中,一般是在基站使用多个天线进行接收分集,如在 GSM 和 IS-136 中,采用接收分集改善上行链路性能,以弥补移动台发射功率的不足。根据合并方式的不同,接收分集可分为:开关天线分集、选择分集、最大比值合并分集和等增益分集等,以最大比值合并获得的分集增益最大。在下行链路采用接收分集目前是不切合实际的。因为收端移动台成本、体积、功耗等的限制,很难在移动台上安置多个天线。而在下行链路上利用发射分集是很实际的。通过增加基站的复杂度,可以大大降低对移动台处理增益要求,从而降低成本,而基站复杂度的是完全可以承受的。发射分集的方案主要分为两类:有反馈和无反馈的。它们的区别在于,前者通过反馈将信道状态信息告知发射端,而后者发射端无需知道信道状态信息。最早的发射分集方案是一种延时发送分集,其中第二个天线发送的符号是第一个天线发送符号经延时一个符号周期之后的输出。这种方案可以获得最大的分集增益。上述各种分集可以组合运用,从而最大限度的提高传输的可靠性。大部分的 MIMO 系统下的空时分组编码技术,主要目标就是通过对各种分集技术的合理应用,提高移动通信系统的可靠性。

2.5.4 合并方式

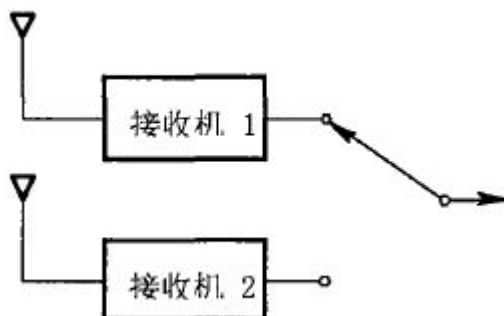
假设 M 个输入信号为 $r_1(t)$, $r_2(t)$, ..., $r_m(t)$, 则合并输出电压为:

$$r(t) = a_1 r_1(t) + a_2 r_2(t) + \dots + a_M r_M(t) = \sum_{k=1}^M a_k r_k(t)$$

其中 a_k 是第 k 个信号的加权系数。

(1) 选择式合并。

选择式合并是检测所有分集支路的信号,以选择其中信噪比最高的那一个支路的信号作为合并器的输出。其方框图如下所示。由上式可见,在选择式合并器中,加权系数只有一项为1,其余均为0。



二重分集选择式合并

(2) 最大比值合并

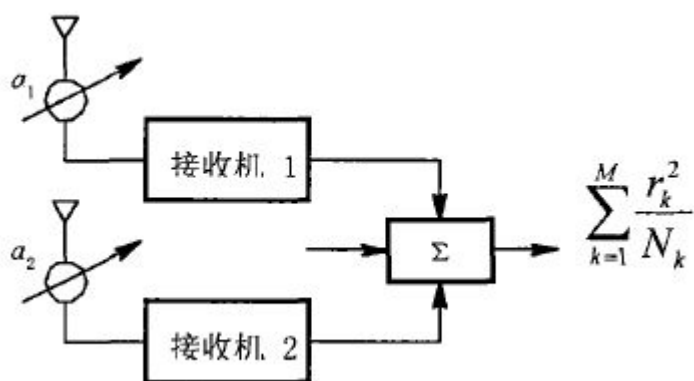
最大比值合并是一种最佳合并方式,其方框图如下图所示。为了书写简便,每一支路信号包络 $r_k(t)$ 用 r_k 表示。每一支路的加权系数 a_k 与信号包络 r_k 成正比而与噪声功率 N_k 成反比,即

$$a_k = \frac{r_k}{N_k}$$

由此可得最大比值合并器输出的信号包络为

$$r_R = \sum_{k=1}^M a_k r_k = \sum_{k=1}^M \frac{r_k^2}{N_k}$$

下标 R 是表征最大比值合并方式。



最大比值合并方式

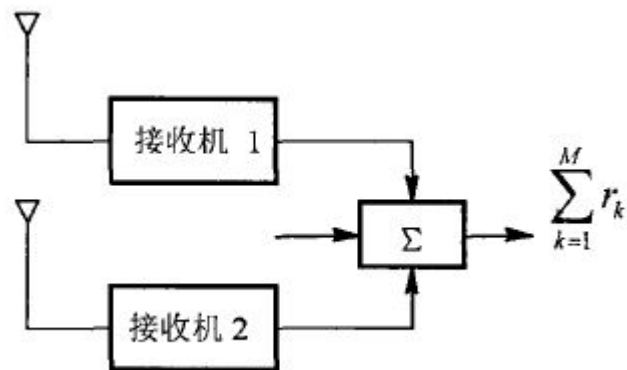
(3) 等增益合并

等增益合并无需对信号加权,各支路的信号是等增益相加,其方框图如下。等增益合并器

输出的信号包络为

$$r_E = \sum_{k=1}^M r_k$$

下标 E 表征等增益合并。



等增益合并方式

(4) 切换合并

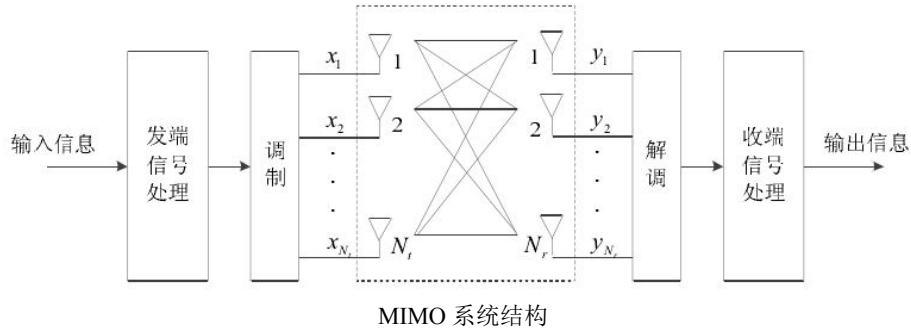
接收机扫描所有的分集支路,并**选择 SNR 在特定的预设门限之上的特定支路**,在该信号降到所设门限下之前,选择该信号作为输出信号。当该信号的 SNR 低于设定的门限时,接收机开始重新扫描并切换到另一个支路。该方案也称扫描合并。这种分集方法的性能差一些,但是只需要一台接收机,实现方法简单。对于选择式合并和切换合并,两者的输出信号都是所有支路的一个支路信号,也不需要信道状态信息,这两种方案既可用于相干解调也可用于非相干解调。

第三章 MIMO 系统

3.1 MIMO 技术

MIMO(Multiple Input Multiple Output) 技术，即发射端和接收端同时使用多个天线进行数据传输的通信技术。其源于无线通信天线分集技术与智能天线技术，它是多入单出(MISO)与单入多出(SIMO)技术的结合，具有两者的优势和特征。

MIMO 技术的系统结构框图如下图 所示：



MIMO 技术的实现过程：在发射端，二进制串行信息比特流首先进入发端信号处理模块进行**错误控制编码和空时处理**，之后信号经调制与射频前端处理后被分离为 N_t 路并行的子数据流，最后以相同频率分别经 N_t 条天线同时发射出去；经无线信道的散射传播，这些并行子信息流以不同路径到达接收端，接收信号经过解调进入收端信号处理模块，通过接收与发送子码流间的编码关系对多路接收信号进行空域与时域的联合处理，从而分离出 N_r 路接收子码流，**并串转换**后最终恢复出接收端数据符号。**MIMO 技术的显著优势是通过发射天线和接收天线的结合可以明显改善移动用户的通信质量与通信效率。**通常，为了确保系统接收端有效地分离各路子数据流，使得接收信号间的相关性尽可能小，**各个天线之间的距离必须保持足够大**（通常要求超过半个载波波长）。与智能天线技术有所不同，**在 MIMO 系统中，收发天线形成的所有无线传输信道都相互独立或是相互间保持很小的相关性。**不同的映射方式或信道编码方式决定了系统实现的功能不同，例如：**使用空时网格码或空时分组码可以获得最大的分集增益或最好的误码率性能；而使用分层空时码则能获得最大的空间复用增益或最大的数据传输率。**

考虑一个 MIMO 系统，假设其发射天线数目为 N_t ，接收天线数目为 N_r ，着重分析离散时间复基带线性模型。该系统中的接收信号向量可以表示为：

$$y = hx + n$$

其中 $x = (x_1, x_2, \dots, x_{N_t})^T$ ， $y = (y_1, y_2, \dots, y_{N_r})^T$ ， $n = (n_1, n_2, \dots, n_{N_r})^T$ 分别为发射信号向量，接收信号向量，和噪声向量。 h 为 $N_r \times N_t$ 维的复衰落系数信道矩阵。

系统容量，即通信系统在错误概率任意小时所能获得的最大可能信息传输速率，它是表征通信系统性能的最重要标志之一。对于一个发射天线为 N_t ，接收天线为 N_r 的多输入多

输出（MIMO）系统，若此系统通信信道为独立的瑞利衰落信道，且当 N_t ， N_r 很大时，信道容量 C 可近似为

$$C = [\min(N_t, N_r)]B \log_2(\rho/2)$$

其中 B 为信号带宽， ρ 为接收端天线平均信噪比， m 。上式表明：对于任一 MIMO 系统，若其发射与接收天线形成的 $N_r \times N_t$ 个信道链路中各信道向量元素完全独立，当发射功率和传输带宽固定时，多输入多输出系统的最大容量或容量上限会随着较小天线数的增加而线性增加。

由以上理论上可知，如果不限制天线的成本、空间及射频通道，MIMO 系统就可以超出香农信道容量的限制，从而提供无限大的容量。这是空间维度与时间维度充分结合的结果，即利用矩阵信道对采用空时编码的数据流进行数据传输，因此实现了 MIMO 技术在不增加传输带宽与发射功率的情况下，成倍地提高无线通信的质量与数据速率的重要技术突破。

3.1.1 MIMO 系统天线设计

MIMO 信道的性能受发射端以及接收端多天线系统的直接影响。由于信号在无线信道环境下传播时存在散射、衍射等一系列干扰，因此传播时信号会混叠在一起，形成各种干扰信号，所以经接收端多天线接收后，系统要通过空时处理算法分离并恢复出发射信号数据，其性能取决于各天线单元接收信号的独立程度，即相关性，而多天线间的相关性与散射传播及天线特性密切相关。因此，实现 MIMO 系统的高性能除依赖于多径传播的丰富度外，还依赖于系统多天线单元的合理设计。

3.1.2 MIMO 系统算法开发

经过理论分析，MIMO 无线技术可以大幅提高系统容量与可靠性。但更为重要的是开发误码性能与复杂度折衷的传输方案以获取 MIMO 系统的实际性能增益。大量 MIMO 算法试图同时充分获取分集与复用增益，因此可将 MIMO 算法方案分为两大类：一类是数据速率最大化方案，即复用方案，因为 MIMO 系统的多天线也可实现空间复用；第二类为分集最大化方案，即空时编码方案。

3.2 空间复用

MIMO 技术实质上是为系统提供空间复用增益和空间分集增益。空间复用技术可以大大提高信道容量，而空间分集则可以提高信道的可靠性，降低信道误码率。

空间复用就是在接收端和发射端使用多副天线，充分利用空间传播中的多径分量，在同一频带上使用多个数据通道（MIMO 子信道）发射信号，从而使得容量随着天线数量的增加而线性增加。（另一种描述：在发射端将数据流分成多个子数据流从不同的天线发射出去，这样可以提高传输速率，同时并不需要增加传输的功率和带宽。这种技术称为空间复用）。这种信道容量的增加不需要占用额外的带宽，也不需要消耗额外的发射功率，因此是提高信道和系统容量一种非常有效的手段。

空间复用的实现首先将需要传送的信号经过串并转换转换成几个平行的信号流，并且在同一频带上使用各自的天线同时传送。由于多径传播，每一副发射天线针对接收端产生一

个不同的空间信号，接收方利用信号不同来区分各自的数据流。实现空间复用必须要求发射和接收天线之间的间距大于相关距离，这样才能保证收发端各个子信道是独立衰落的不相关信道。

实现空间复用的接收端的解码算法有迫零算法（ZF）、最小均方误差算法（MMSE）、垂直—贝尔实验室分层空时码（V-BLAST）算法和最大似然算法（ML）。迫零算法是一种线性接收方法，可以很好地分离同频信号，但是需要有较高的信噪比才能保持较好的性能。另一种线性接收算法是最小均方误差算法，该算法可以使由于噪声和同频信号相互干扰造成的错误最小，尽管它降低了信号分离的质量，但具有较好的抗噪性能。最大似然算法接收性能最好，但是计算复杂性高。

BLAST 是一种可以实现空间复用增益的算法。1996 年 Foschini 提出对角—贝尔实验室分层空时码（D-BLAST）算法，但是由于算法的复杂度太大，很难实际应用。1998 年由 Foschini 和 G.Golden 提出 V-BLAST 算法。V-BLAST 算法不是对所有的发送信号一起解码，而是首先对最强的信号解码，然后在接收到的信号中减去这个最强的信号，再对剩余信号中的最强信号解码，再减去这个信号，这样依次进行，直到所有的信号都被译出。V-BLAST 算法是算法复杂度和译码性能综合考虑下一种最优的译码算法。

空间分集的代表技术是空时编码 space time coding，空时编码通过在发射端的联合编码增加信号的冗余度，从而使信号在接受端获得分集增益，但空时编码方案不能提高数据率。

3.2.1 空时编码技术

空时编码的最大特点是将编码技术和阵列技术有机的结合在一起,实现了空分多址,从而提高了系统的抗衰落性能,空时编码技术利用衰落信道的多径传播特点,以及发射分集来提供高速率、高质量的数据传输。与不使用空时编码的编码系统相比,空时编码可以在不牺牲带宽的情况下获得更高的编码增益,提高了抗干扰和噪声的能力,特别是在无线通信系统的下行(基站到移动端)传输中,空时编码的应用将移动端的设计负担转移到了基站。

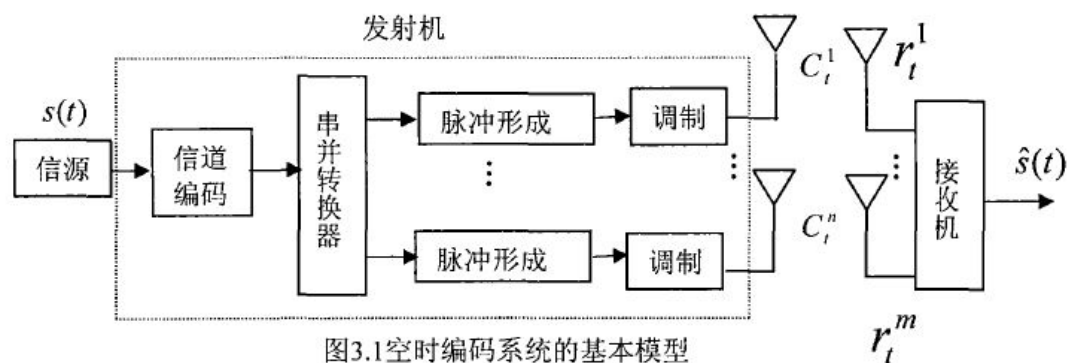


图3.1空时编码系统的基本模型

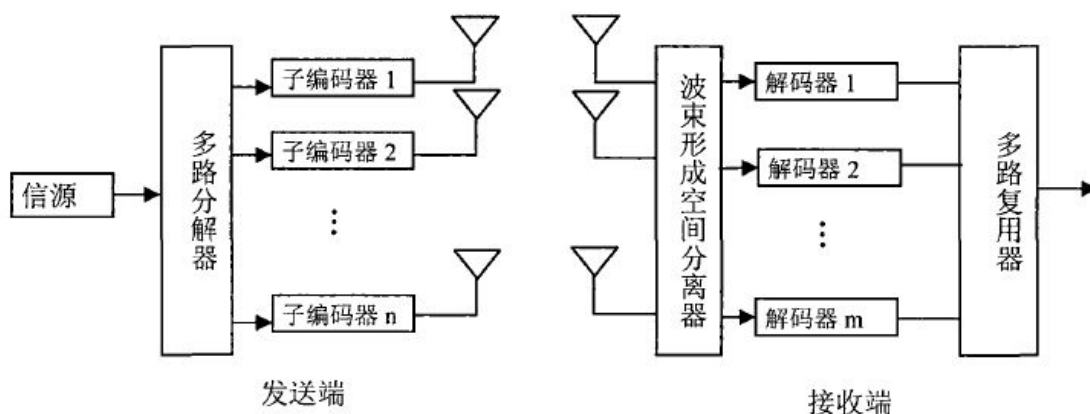
现有的空时编码技术大致可分为三类:分层空时编码、空时格型码和空时分组码。

3.2.2 分层空时编码

分层空时编码（LSTC Layered Space Time Coding）

3.2.2.1 系统结构

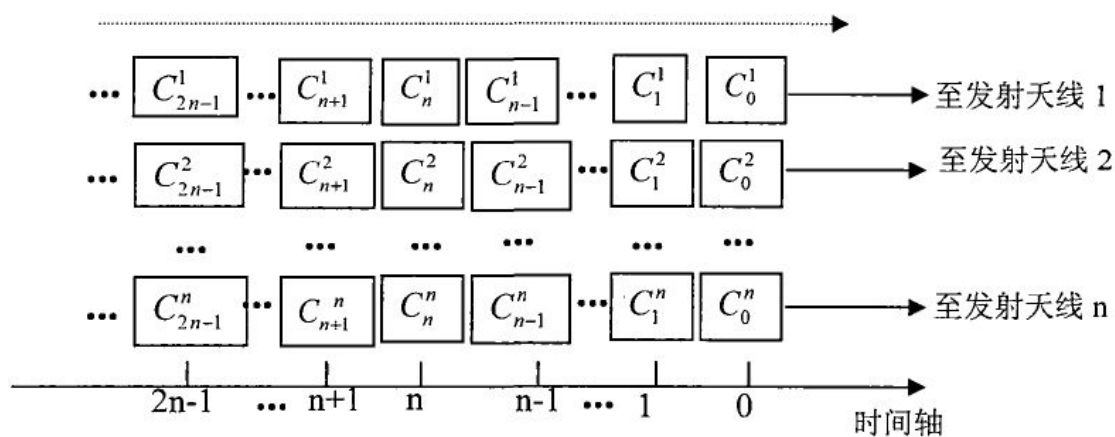
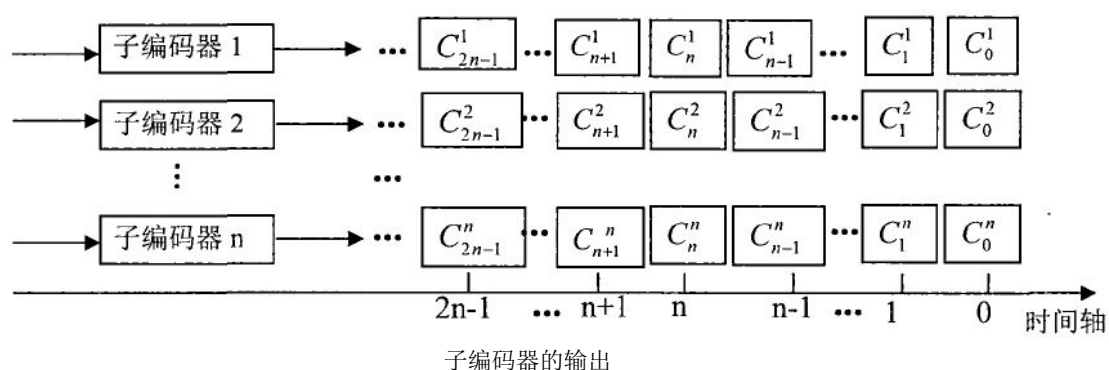
分层空时编码技术的基本思想是把高速数据业务分解为若干低速数据业务。通过普通的并行信道编码器后,对其进行并行的分层编码,编码信号经调制后用多个天线发射,实现发射分集。由 Bell 实验室提出的 BLAST 系统结构如下图所示。在下面的分析中,将以 BLAST 系统为例对分层空时编码作分析。

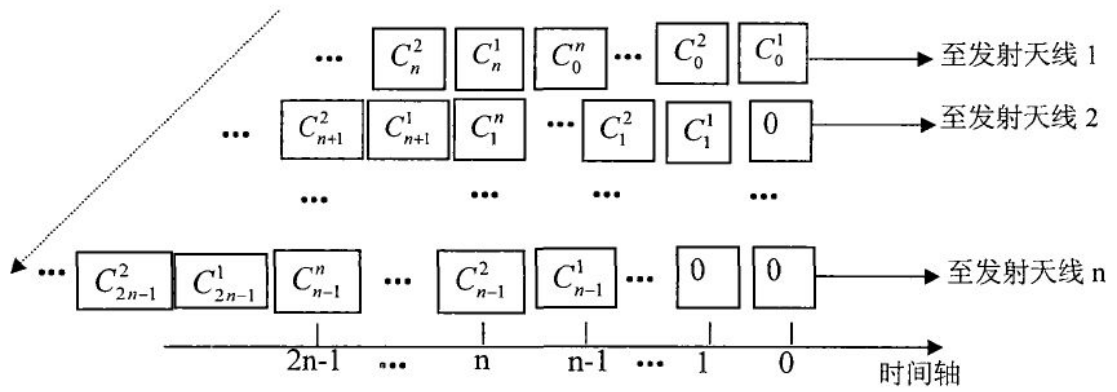


BLAST 系统结构图

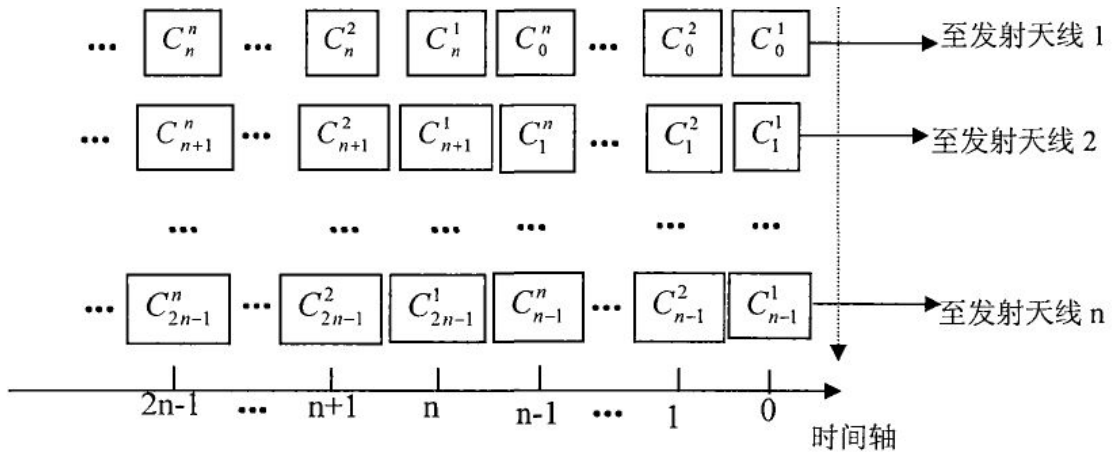
输入信号经信号分离器分离成 n 个长度相同的数据流,分别输入 n 个编码器。这些编码器可以是二进制的卷积编码器,也可以不经过任何编码直接输出,其输出信号经调制后,使用相同的载波由发射天线同时发射。

设第 j 个子编码器在 i 时刻的输出符号为 C_i^j ,其中 $j=1,2,\dots,n$ 。如上所示,再将经过分层空时编码器的编码送入相应的发射天线,根据分配方式的不同,分层空时编码 LSTC 可以分为下面三类:水平分层空时编码(HLSTC:Horizontally Layered Space-Time Coding)、对角分层空时编码(DLSTC:Diagonally Layered Space-Time Coding)和垂直分层结构空时编码(VLSTC:Vertical Layered Space-Time Coding)。三种分层结构的空时编码分别如图所示。





对角分层空时编码(DLSTC)



垂直分层空时编码(DLSTC)

从上面的图中,很容易看出经典的 BLAST 结构是属于水平分层结构的空时编码。另外从三种分层结构中,显然,这些分层码块被分散到时间和空间上,即每个子编码器输出的符号流经过不同的时间和空间到达接收天线。比较上述三种分层空时编码方案,DLSTC 具有较好的空时特性及层次结构,但有 $n(n-1)/2$ 比特的传输冗余,复杂度稍大;VLSTC 没有传输冗余,但是其空时特性及层次结构较对角分层空时编码差。经典的 BLAST 由于各层之间没有实现信息的共享,所以其空时性能较差,所以其特性最差。

3.2.2.2 译码过程

BLAST 系统是一个 (n,m) 系统,在接收端,用 m 个天线分集接收,信道参数通过信道估计获得,利用波束空间分离器(或迫零处理)对载波信号进行载波和信号的分离,编码信号经解码后,由多路复用器重建,达到对原始输入信息流的预测。在接收端由线性判决器反馈均衡器实现分层反馈干扰抵消,然后进行分层空时译码,单个信道译码器完成信道译码。发射天线与接收天线之间信道是窄带、准静态的、平坦 Rayleigh 衰落环境。在某一时间区间发射天线 i 到接收天线 j 的信道响应为 h_{ij} 则信道传输矩阵 $H = (h_{ij})_{m \times n}$,在瑞利信道中, h_{ij} 是服从均值为 0 方差为 1 的复高斯随机变量,接收天线 j 上的接收信号 $r_j (j = 1, 2, \dots, n)$ 为 n 个发射天线发射信号 $s_j^i (i = 1, 2, \dots, n)$ 经瑞利衰减信道传输后重叠并伴有高斯白噪声的扰动。

接收天线 j 上的接收信号 $r_j (j = 1, 2, \dots, n)$ 为 n 个发射天线发射信号

$s_j^i (i = 1, 2, \dots, n)$ 经瑞利衰减信道传输后重叠并伴有高斯白噪声的扰动。

整个解码的实质是以下三个步骤:

一是迫零

迫零处理的目的是利用迫零矢量消除信道的乘性干扰和未检测出信号的干扰。

二是符号删除

符号删除是消除已检测出的信号对其他未检测出信号的干扰,以提高检测的性能。

三是信号补偿

信号补偿主要确定信号的检测顺序,一般而言,如果先检测出信噪比较大的信号,则可以降低该信号对其它信号的干扰,从而提高系统的性能。

另外,由于各子信道因多径衰落而产生了不同衰落的特性,接收端则利用上述特性来提取信息。由于分层空时码在解码时只利用了信道信息,所以其性能在很大程度上依赖于信道的衰落环境和对信道衰落特性估计的准确性,只有当各子信道所受的衰落差异较大时,才能较好地恢复发送信号。

3.2.2.3 性能分析

LSTC 系统各天线的信号取自同一符号集,同时占用某个信道的整个带宽:频率利用率和传输速率高,是单天线系统无法达到的;充分利用无线信道的多径传播特性来达到区分同波道信号的目的,传播路径越多,检测产生的误码越少,因为空间传播路径较多时,若分层空时码系统的收发天线对位置合适,每个收发天线对之间的信道特性会产生较大的差异,确定迫零矢量时的误差就会降低,从而可提高系统的性能。

分层空时编码具有如下的特点:

- 1、各发射信号是同时占用某个信道的整个带宽,这也是它与 FDMA 与 TDMA 的区别,提高频带利用率。
- 2、分层结构空时编码充分利用无线信道的多径传播特性来达到区分同波道信号的目的。只有当各子信道所受的衰落差异较大时,迫零矢量时的误差就会降低,才能较好地恢复发送信号。
- 3、频带利用率高,是目前已知的唯一一种可以使频带利用率随着发送天线数线性增加的编码方式。它所能达到的频带利用率和传输速率是单天线系统永远无法达到的,目前的试验系统,系统频带利用率可达 40bit/Hz,在 30KHZ 的带宽传输速率高达 621Kb/S。如果使用单天线系统,要达到同样的效果,符号集至少为 2^{26} ,这是根本无法实现的。
- 4、无法达到最大分集增益,性能相对较差,分层空时编码以牺牲部分分集增益为代价来换取高频带利用率。
- 5、要求接收天线数至少要等于发送天线数,目前,要在移动终端设备上安装几个天线是一项比较难以解决的技术,这从另一方面限制了 LST 的应用。

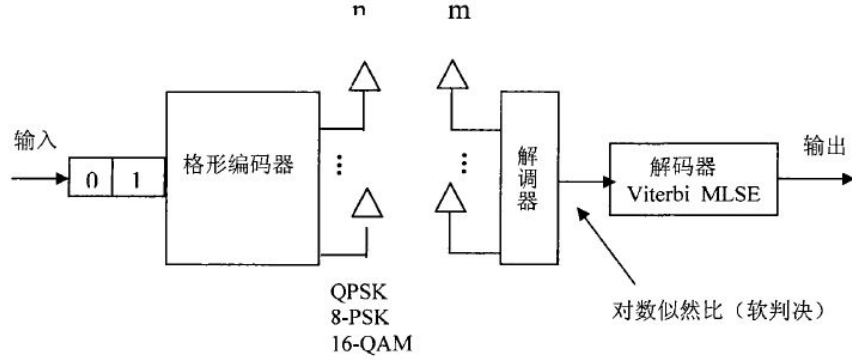
3.2.3 空时格型编码

空时格型编码 (Space Time Trellis Code)

3.2.3.1 空时格型编码系统结构

1998 年, Tarokh 在文献中提出了空时格型编码的概念, STTC 吸收了时延分集技术和多路格型编码调制技术的优点。它的思想就是利用传输分集与信道编码相结合来提高系统的抗衰落性能,从而可以利用多进制调制方式以提高系统的传输速率。格型编码器采用多进制调制方式,可以提高系统的传输速率,但采用多进制后,信号之间的差别减小,要达到相同的性能(误码率),多进制方式所需的信噪比要比二进制高。所以,只有在信道衰减较小时,才可以考虑用更高频谱效率的调制方式以提高平均数据速率。

一般情况下,可以将 STTC 编码器看作一个有穷状态的状态发生器,最新的一组信息流的值可以确定当前状态和下一状态之间的转换关系,这一转换的结果就是空时码元的发射过程,也就是发射阵列对一组码元的同时发射。空时格型编码的系统结构如图所示



空时格型编码系统结构

空时码元的组成可以有很多种,例如:QPSK,8-PSK,16-QAM 等等。格型编码器根据输入及编码器所处的状态,决定格型图中的一个分支作为编码器的输出。一个分支上的 n 个符号分别在 n 个发射天线上发出

3.2.3.2 空时格型编码系统设计准则

STTC 的解码主要基于 Viterbi 解码算法,解码器基于接收阵列上可分辨的信号来跟踪编码器的状态发生器,常用的解码方法为:采用 Viterbi 算法对原始码元序列进行最大似然检测(硬判决)。

下面分析空时格型码的性能设计准则:

考虑具有一个 (n,m) 多天线系统,且信道为平坦 Rayleigh 衰落的、准静态信道,即在一个数据块时间内信道特性不变。勺为复高斯随机变量(实部与虚部分别为 0 均值,1/2 方差的高斯随机变量)。设数据块长度为 l ,则发射天线发射的码字可以表示为:

$$C = c_1^1 c_1^2 \dots c_1^n c_2^1 c_2^2 \dots c_2^n \dots c_l^1 c_l^2 \dots c_l^n$$

$$\text{令 } c_1 = c_1^1 c_1^2 \dots c_1^n, c_2 = c_2^1 c_2^2 \dots c_2^n, \dots$$

$$\text{则可以得到 } C = c_1, c_2, \dots, c_l$$

在接收端,若最大似然接收机错误地将发射码字判决为

$$e = e_1^1 e_1^2 \dots e_1^n e_2^1 e_2^2 \dots e_2^n \dots e_l^1 e_l^2 \dots e_l^n$$

同样可以改写为 $e = e_1, e_2, \dots, e_l$ 定义:

$$A(c, e) = \sum_{i=1}^l (c_i^p - e_i^p) \overline{(c_i^q - e_i^q)}, p, q = 1, 2, \dots, n$$

为一 $n \times n$ 的误差矩阵。

当接收机对信道状态信息 CSI(Channel State Information)确定已知的情况下,根据文献,接收机将 c 判决为 e 的概率的上限为

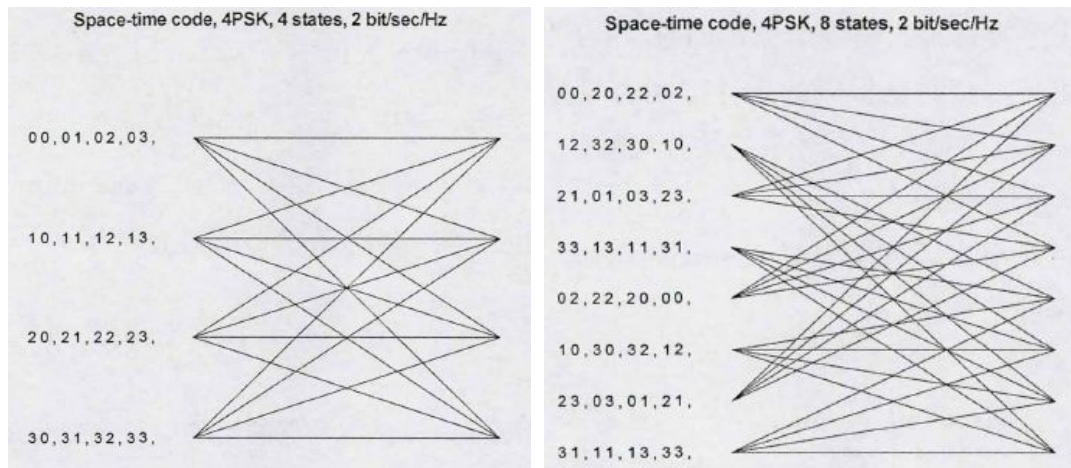
$$p(c \rightarrow e) \leq \left(\prod_{i=1}^r \lambda_i \right)^{-m} \cdot \left(\frac{E_s}{4N_0} \right)^{nm}$$

上式中的 E_s 为星座图中每个信号点的平均能量, N_0 为每个接收天线的噪声单边功率谱密度, r 为误差矩阵 A 的秩, 即 $\text{rank}(A)=r$, $\lambda_i, i=1,2,\dots,r$ 为 A 的非零特征值, 可以看出: 这一概率

类似于衰减信道的格型编码调制的误差上限。式中 $\prod_{i=1}^r \lambda_i$ 表示了由空时编码所获得的系统的

编码增益, 同时, $(E_s / 4N_0)^{nm}$ 代表了系统的分集增益为 rm , 由此可见, 空时格型码的设计准则为: 最大化误差矩阵的秩为 r 。这样就可保证系统的编码增益最大, 同时系统的分集增益为最大, 系统达到最优。

空时格型编码可以用网格图来表示。以 QPSK 调制的 4 状态和 8 状态网格编码器为例, 空时格型编码网格图如下图所示:



3.2.3.3 空时格型编码译码过程

假定接收机已知信道的状态 $H(t), t=1,2,\dots,l$, 发射天线发射的空时码元向量

$C = c_1, c_2, \dots, c_l$ 接收天线接收到的序列为 $r = r_1, r_2, \dots, r_l$, 最佳的解码算法相当于计

算一组向量 $\tilde{C} = \tilde{c}_1, \tilde{c}_2, \dots, \tilde{c}_l$ 使得后验概率 $\Pr(\tilde{C} | r, H(t), t=1,2,\dots,l)$ 能达到最大。假定所有的码字为等概率的出现, 并且噪声向量被假定为多维的 AWGN, 可得到最佳的解码器为:

$$\tilde{C} = \arg \min_{C=c_1, c_2, \dots, c_l} \sum_{t=1}^l \| r(t) - \sqrt{E_s} \cdot H(t) \tilde{c}(t) \|^2$$

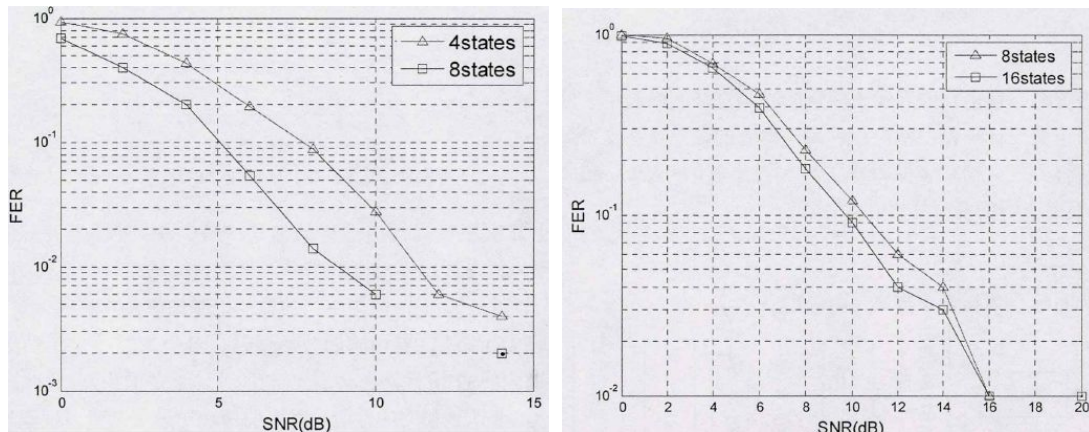
由上式可见: 最佳的解码算法可以由 Viterbi 算法来实现, 这样的译码算法复杂度与发射速率成指数关系, 但具有十分好的性能, 由于信道的信息在解码中要被用到, 所以必须利用引导 i) 11 训练信号或是盲检测的方法来获得信道的信息。

空时格型码解码复杂度的衡量-----令 b 为系统的发射速率, 则格型码的复杂度大于等于

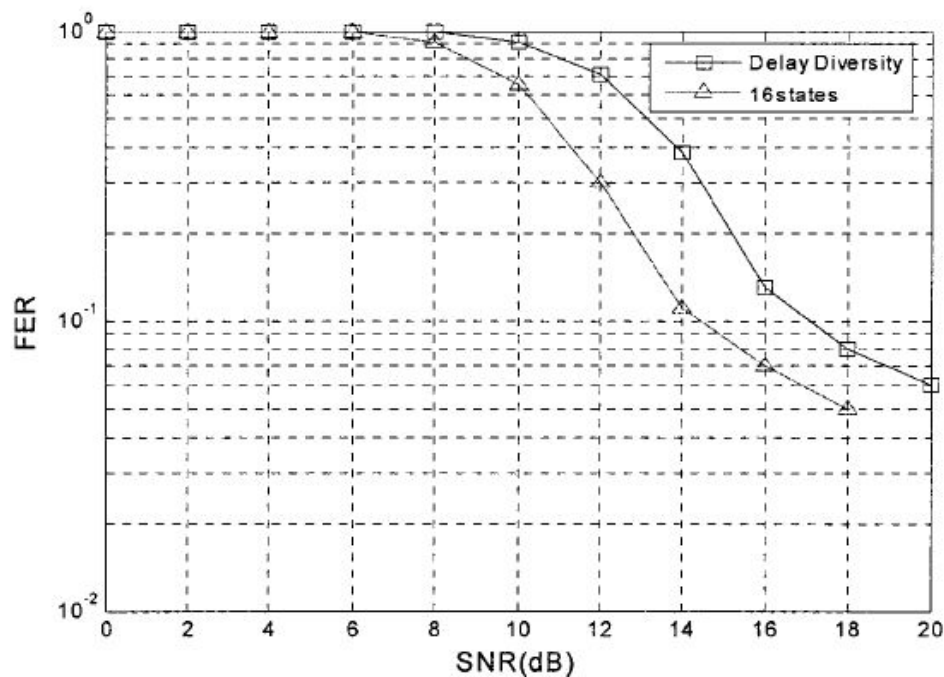
$2^{b(r-1)}$ 信号星座图的状态数为 2^b , 所以译码的复杂度与发射速率 b 成指数关系。

性能分析: 由于空时格型码是按照最大分集增益和编码增益设计, 它的抗衰落性能是其最具吸引力的地方, 如果能进一步提高其传输速率, 在实现高速无线数据通信方面是很有前途的。

3.2.3.4 仿真测试



(2,2) 系统 SPSK 调制时不同状态的性能



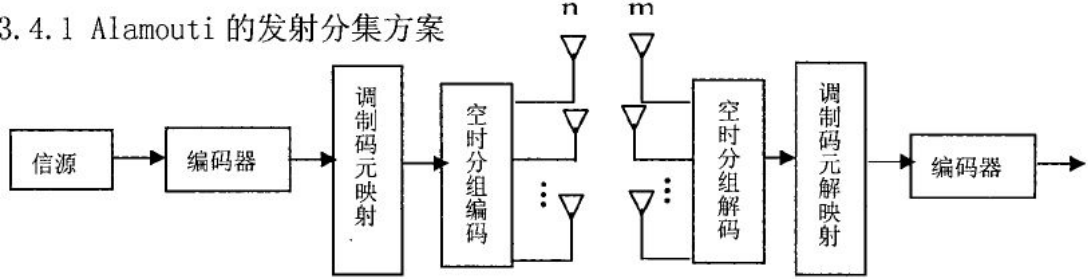
(2,2)系统 16QAM 调制的性能

由以上几幅图可以得出这样的结论: STTC 的性能随着其状态数的增加而变好, 这是因为状态数越多, 格型图中任意两条编码路径的自由距离越大, 编码增益越大, 所以性能越好; 两幅图中的曲线的下降曲率基本相同, 这是因为两条曲线都采用的是 (2,2) 系统, 有相同的分集增益, 分集增益决定了曲线下降的曲率; 另外, SPSK 调制的 STTC 性能比 4PSK 调制的差, 这是因为调制阶数越高, 信号之间的差别越小, 要达到相同的性能, 需要的信噪比越大, 所以性能越差。

3.2.4 空时分组编码

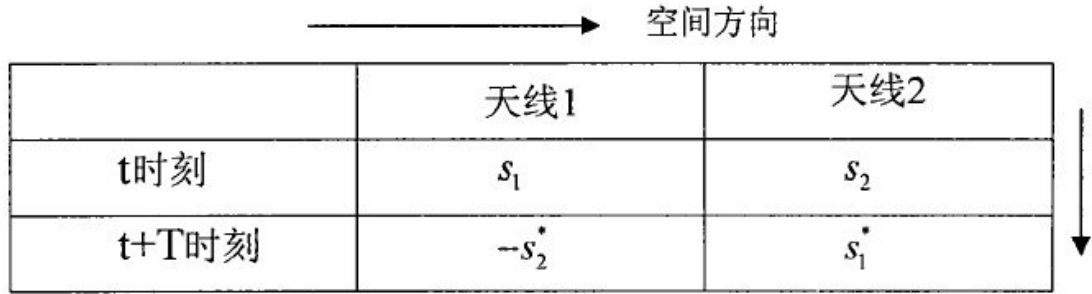
空时格型编码在多发发射天线条件下的译码复杂度限制了它的应用,而空时分组编码 (STBC Space Time Block Code) 应用正交设计理论,使得这种编码体制的译码算法支持最大似然检测,接收端采用线性处理,简化了译码算法。这里先介绍 Alamouti 简单的空时分组编码-----2 个发射天线的发射分集方案。

3.4.1 Alamouti 的发射分集方案



空时分组编码的系统结构

空时分组码的系统结构如上所示,空时分组码最初在两个发射天线上使用,Alamouti 提出了一种简单的(2,1)发射分集技术,实际上就是空时分组码的一种特殊情况,并将(2,1)推广至(2,m)的情况,下图给出了其结构示意图



Alamouti 发射分集结构的编码和发射序列

发射方案

在一个符号周期里,两个信号经由两个发射天线同时发射。从天线 1 和天线 2 上发射的信号分别为 s_1 和 s_2 ,在下一个符号周期里, $-s_2^*$ 和 s_1^* 分别由天线 1,2 上发射。如上表所示,容易看到发射符号是通过空间域和时间域共同完成的。发射天线 1 和 2 到接收天线之间的信道分别用 $h_1(t)$ 和 $h_2(t)$ 表示,并假设两个连续的符号周期内信道保持不变。

$$h_1(t) = h_1(t+T) = h_1 = \alpha_1 e^{j\theta_1}$$

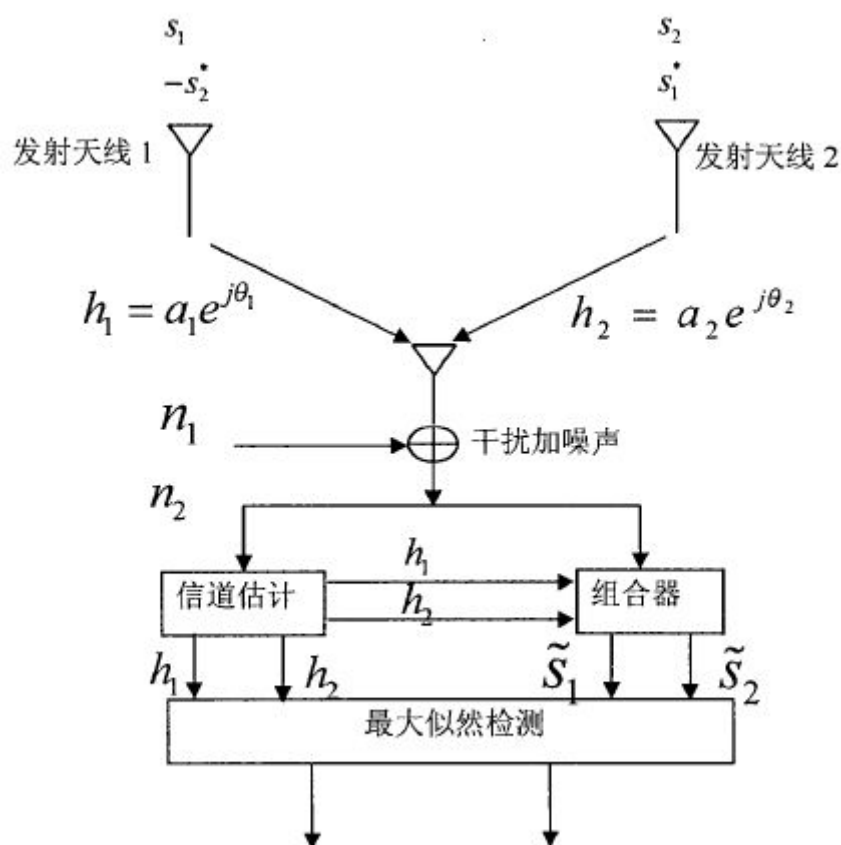
$$h_2(t) = h_2(t+T) = h_2 = \alpha_2 e^{j\theta_2}$$

其中 T 为符号周期,则相应的接收信号在 t 时刻和 t+T 时刻可以分别表示为下面两式:

$$r_1 = r(t) = h_1 s_1 + h_2 s_2 + n_1$$

$$r_2 = r(t+T) = -h_1 s_2^* + h_2 s_1^* + n_1$$

其中 n_1 和 n_2 分别表示在 t 时刻和 $t+T$ 时刻的接收机上的噪声加干扰,假设 n_1 和 n_2 为独立同分布的复随机变量,均服从均值为零、方差为 N_0 的复高斯分布。



Alamouti 发射分集方案

接收合并方案

组合器将接收信号做下面的组合为:

$$\tilde{s}_1 = h_1^* r_1 + h_2 r_2^*$$

$$\tilde{s}_2 = h_2^* r_1 - h_1 r_2^*$$

合并上面 2 组式子得:

$$\tilde{s}_1 = (a_1^2 + a_2^2)s_1 + h_1^* n_1 + h_2 n_2^*$$

$$\tilde{s}_2 = (a_1^2 + a_2^2)s_2 - h_1 n_2^* + h_2^* n_1$$

最大似然判决准则

组合器的输出信号送入最大似然检测器,利用最大似然判决准则分别对 s_0 和 s_1 进

行重建。

$$d^2(r_1, h_1 s_{1i} + h_2 s_{2i}) + d^2(r_2, -h_1 s_{2i}^* + h_2 s_{1i}^*) \leq d^2(r_1, h_1 s_{1k} + h_2 s_{1k}) + d^2(r_2, -h_1 s_{2k}^* + h_2 s_{2k}^*) \forall i \neq k$$

将上面不等式根据 $d^2(x, y) = (x - y)(x - y)^*$ 展开得到:

$$\begin{aligned} & d^2(r_1, h_1 s_{1i} + h_2 s_{2i}) + d^2(r_2, -h_1 s_{2i}^* + h_2 s_{1i}^*) \\ &= (r_1 - h_1 s_{1i} - h_2 s_{2i})(r_1 - h_1 s_{1i} - h_2 s_{2i})^* + (r_2 + h_1 s_{2i}^* - h_2 s_{1i}^*)(r_2 + h_1 s_{2i}^* - h_2 s_{1i}^*)^* \\ &= (|r_1|^2 + |r_2|^2) + (|h_1|^2 + |h_2|^2)|s_{1i}|^2 - \tilde{s}_1 s_{2i}^* - \tilde{s}_1^* s_{2i} + (|h_1|^2 + |h_2|^2)|s_{2i}|^2 - \tilde{s}_2 s_{1i}^* - \tilde{s}_2^* s_{1i} \end{aligned}$$

从上面的解码算法可以看出,Alamouti 的解码算法支持最大似然解码,在接收端完全通过线性处理来实现,这意味着接收机的结构可以大大简化。同时由于正交设计,在解码时可以分别独立地对发送符号 s_1 和 s_2 进行最大似然判决。

结构特点

下面将 **Alamouti 的发射方案** 写成矩阵形式分析空时分组编码的正交性的优点。定义以下几个参数:

k:码元的个数 p:发射的时隙数 n:发射天线个数 编码速率:R=k/P

方案的发射码矩阵可以写为:

$$S = \begin{pmatrix} s_1 & -s_1^* \\ s_2 & s_1^* \end{pmatrix}$$

从 Alamouti 的发射码矩阵可以得到 : $R=k/P=2/2=1$

简单的验证可以发现 $SS^H = \gamma_2 I_2$, 即发射码矩阵为正交矩阵。

式中 $\gamma_2 = |s_1|^2 + |s_2|^2$ I_2 为 2×2 的单位矩阵

可以得到 r 的表达式为:

$$r = \begin{pmatrix} r_1 \\ r_2 \end{pmatrix} = HS + N = (h_1, h_2) \bullet \begin{pmatrix} s_1 & -s_1^* \\ s_2 & s_1^* \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} n_1 \\ n_2 \end{pmatrix}$$

对 r_2 取共轭, 得:

$$\bar{r} = \begin{pmatrix} r_1 \\ r_2^* \end{pmatrix} = \tilde{H}\tilde{S} + \tilde{N} = \begin{pmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{pmatrix} \bullet \begin{pmatrix} s_1 \\ s_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} n_1 \\ n_2^* \end{pmatrix}$$

通过这一变换,这一等价系统的信号发射过程等价为:

在 t 时刻,码字 s_1, s_2 分别从发射天线 1、2 发射到接收天线,此时信道的响应函数分别为

h_1, h_2 ; 在 t+T 时刻,仍然是码字 s_1, s_2 从天线 1,2 上发射,但这时的信道的响应函数变为 h_2^* 和 $-h_1^*$ 。

显然信道传输矩阵 \tilde{H} 中包含了信道响应的信息,而且 \tilde{H} 亦为一正交矩阵,利用这一重要的特性,可以使 Alamouti 的解码大大简化。

用 \tilde{H}^H 左乘上式两边, 利用 \tilde{H}^H 的正交特性, 则:

$$\tilde{r} = \tilde{H}^H \bar{r} = \rho_2 \begin{pmatrix} s_1 \\ s_2 \end{pmatrix} + \tilde{H}^H \tilde{N}$$

上式中, $\rho_2 = |h_1|^2 + |h_2|^2$ 为一非负常数, 修正后的噪声向量仍未复高斯白噪声向量因为: $E\{H^H N N^H H\} = H^H E\{N N^H\} H = H^H N_0 I_2 H = \rho_2 N_0 I_2 = c I_2$, 式中 $c = \rho_2 N_0$ 为一常数。

所以 Alamouti 最佳最大似然译码器为

$$\tilde{s} = \arg \min \| r = H^H \tilde{s} \|$$

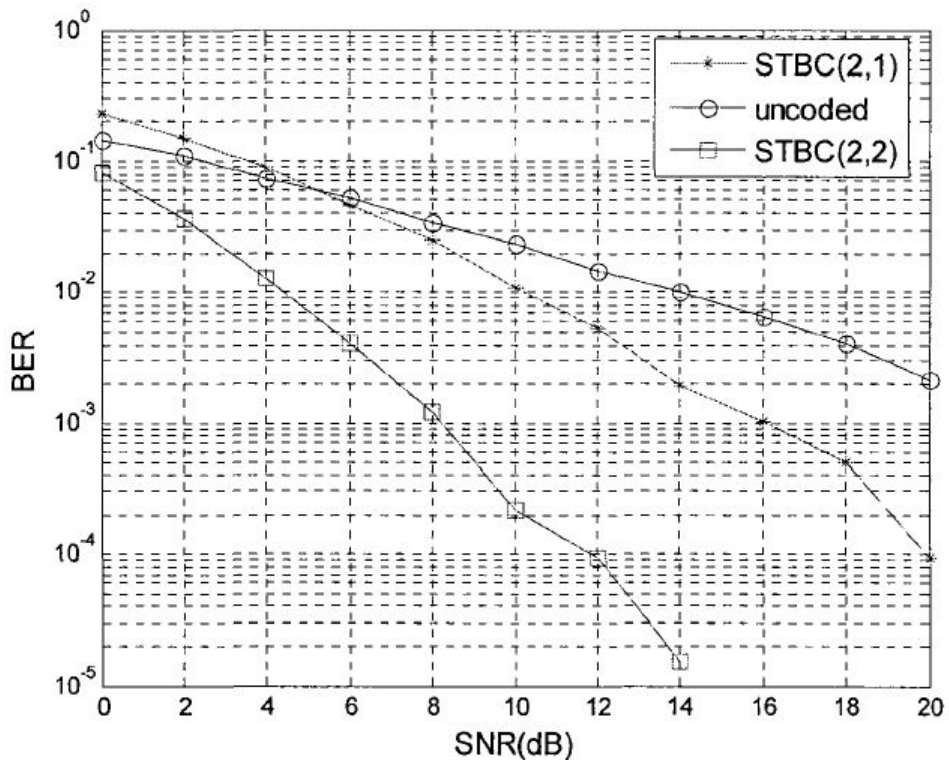
在实际中也可以方便的利用最小二乘方法来进行译码

$$\tilde{s} = \rho_2^{-1} H^H r$$

性能分析

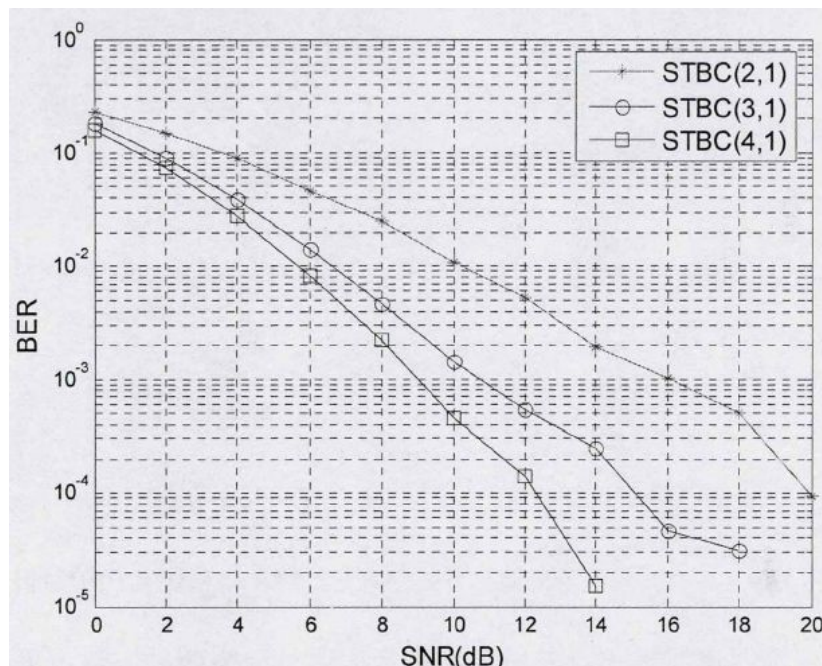
Alamouti 方案采用两个发射天线,一个接收天线(2,1)的模式,理论计算和仿真结果证明了(2,1)模式与采用最大比接收组合(MRRC)的(1,2)模式具有相同的分集增益,这种模式可以被简单的推广至(2,m)的情况,分集增益为 2m。同时由于发射码矩阵是正交矩阵所以其解码复杂度与空时格型编码相比大大降低

仿真结果



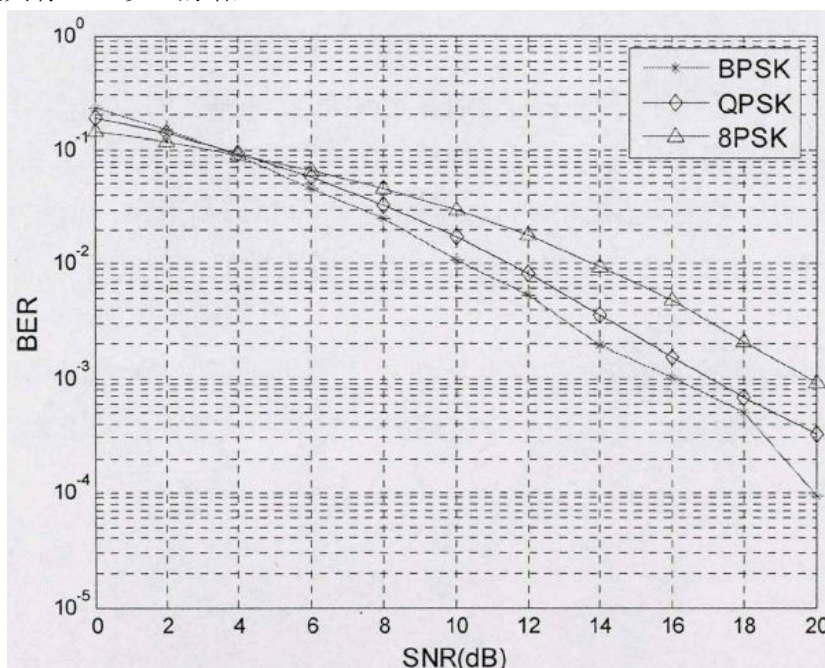
BPSK 调制时未编码信号与空时分组编码信号在瑞利衰落环境下的性能比较

从上图可以清楚的看出 STBC 系统的性能明显优于传统的单天线系统,这是因为传统的单天线系统不能提供分集增益对于相同的 STBC 的性能随着接收天线数目的增多而变好,性能曲线下降的曲率变大,因为随着接收天线数的增加,系统所能提供的分集增益也随之增加。

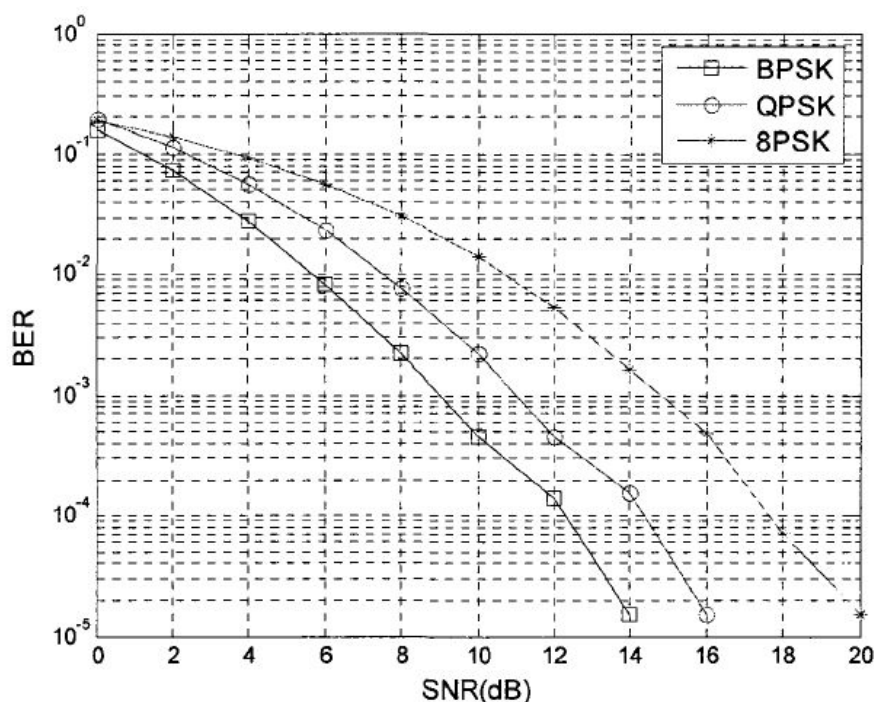


单天线接收的空时分组码在瑞利衰落环境下的性能比较

上图给出了单天线接收的空时分组码的性能曲线。从图中可以看出,当信噪比较低时,很明显 2 发 1 收、3 发 1 收和 4 发 1 收系统的性能相差不远,但当信噪比较高时,4 发 1 收系统的性能优于其它两个,在相同误码率的情况下,它对于 2 发 1 收系统有 6dB 以上的增益,而对于 3 发 1 收系统具有 2dB 以上的增益。



(2,1)系统不同调制方式空时分组码在瑞利衰落环境下的性能比较



(4,1)系统不同调制方式空时分组码在瑞利衰落下的性能比较

由以上两副图可以看出:三根曲线平行,这是因为两种方案都采用的是(2,1)或(4,1)系统,提供相同的分集增益,而分集增益决定了曲线下落的曲率,另外,SPSK 调制下的性能比 QPSK 调制的差,QPSK 调制下的性能比 BPSK 调制的差,这是因为调制阶数越高,信号之间的差别越小,要达到相同的性能,需要的信噪比越大,所以性能越差。

3.3 非相干系统的空时编码

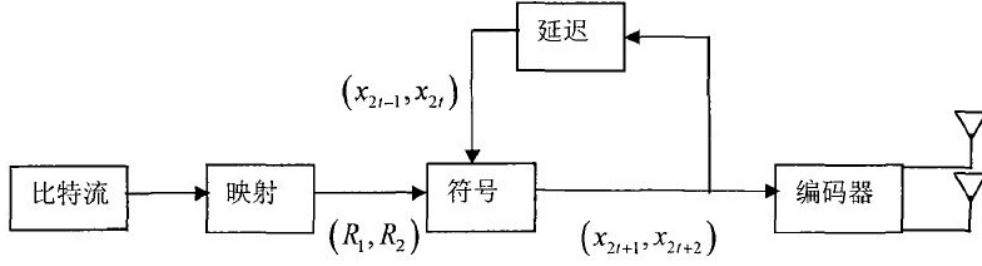
从上面的相干空时编码,从它们的解码方式可以看出,接收端需要确切知道信道状态信息 (CSI: Channel State Information) 的情况,当然当信道相对于数据传输速率缓慢变化的时候,发射机可以通过发送训练序列进行信道检测使接收机能够进行正确的信道估计,接收机就获得理想的信道状态信息(CSI),可以用相干检测的方法解码。但是,当在高速移动的环境或者信道衰落条件快速变化而使信道变化很快的时候,就很难准确地进行信道估计或者准确进行信道估计的代价很高,此时接收机不能获得理想的信道状态信息,因此,如何设计不需要信道估计也能取得良好误码性能的空时编码显得十分重要。酉空时码和差分空时码就是根据这个要求提出的。本章首先重点介绍了正交设计的差分空时编码,然后介绍了酉空时编码和差分酉空时编码的原理。

3.3.1 二天线差分 STBC

Tarokh 等人根据单天线条件下的差分编码思想,提出基于正交设计的差分空时分组编码,它用在发射端和接收端都不需要知道信道状态信息,编码也很简单,在接收端,解码也有很低的解码复杂度。

编码方法

2 根发射天线基于正交设计的差分 STBC 的原理框图如下:



两根发射天线时的差分 STBC 原理框图

首先发射 2 个参考信号 x_1 和 x_2 ，发送的码字矩阵采用 Alamouti 方案

$$X_0 = \begin{pmatrix} x_1 & x_2 \\ -x_2^* & x_1^* \end{pmatrix}$$

发射机在第一个符号周期从两根发射天线发射的符号向量是 $x^1 = [x_1, x_2]^T$ ，在第二个符号周期从两根发射天线发射的符号向量是 $x^2 = [-x_2^*, x_1^*]^T$ ，这两次发射信号不携带信息,只是作为参考信号。以后发射机采用差分方式对数据编码进行发射。假设在第 $2t-1$ ($t \geq 2$) 个符号周期从第一根和第二根发射天线发射的符号分别是 x_{2t-1} 和 x_{2t} ，在第 $2t$ 个符号周期从第一根和第二根发射天线发射的符号分别是 $-x_{2t}^*$ 和 x_{2t-1}^* 。在第 $2t+1$ 个符号周期,一组 $2m$ 个比特到达编码器,并产生对应的系数向量 (R_1, R_2) ，编码器根据前 2 个符号周期发射的符号向量和当前系数向量 (R_1, R_2) 计算出后续两次发射的符号

$$(x_{2t+1}, x_{2t+2}) = R_1(x_{2t-1}, x_{2t}) + R_2(-x_{2t}^*, x_{2t-1}^*) \quad (1)$$

根据 x_{2t+1} 和 x_{2t+2} 进行 Alamouti 编码在第 $2t+1$ 和 $2t+2$ 个符号周期发射信号。以后一直按照这种方式发射信号。

调制符号的星座图 A 一般选用 BPSK 方式。对于 2^m -BPSK, 由于 2 根发射天线, 为了归一化发射符号功率, 使每个符号周期发射符号向量的功率是 1。星座图可以表示为

$$A = \left\{ \frac{e^{j \frac{2\pi k}{2^m}}}{\sqrt{2}}, k = 0, 1, \dots, 2^m - 1 \right\} \quad (2)$$

根据上面 2 个式子，可以改写为：

$$R_1 = x_{2t+1}x_{2t-1}^* + x_{2t+2}x_{2t}^* \quad R_2 = -x_{2t+1}x_{2t} + x_{2t+2}x_{2t-1} \quad (3)$$

对于给定的星座图和参考信号,有 2^{2m} 个不同的系数向量对应于不同的信号向量。系数向量构成的集合 V 中,任意一组 $2m$ 个信息比特和其中的一个系数向量是一一对应的关系。

此时 $A = \left\{ -\frac{1}{\sqrt{2}}, \frac{1}{\sqrt{2}} \right\}$, 通过 (3) 式的计算式可以计算得出的向量集合为:

$$V = \{(1,0), (0,1), (-1,0), (0,-1)\}$$

假设发射的参考信号为:

$$x_1 = x_2 = +\frac{1}{\sqrt{2}}$$

对于每次到达编码器的 2 个比特, 设为 c_1, c_2 。根据 BPSK 映射为:

$$c_1 \rightarrow x_3 = \frac{(-1)^{c_1}}{\sqrt{2}}, c_1 = 0, 1 \quad c_2 \rightarrow x_3 = \frac{(-1)^{c_2}}{\sqrt{2}}, c_2 = 0, 1$$

每组信息比特映射到的系数向量为:

$$M(00) = (1,0)$$

$$M(10) = (0,1)$$

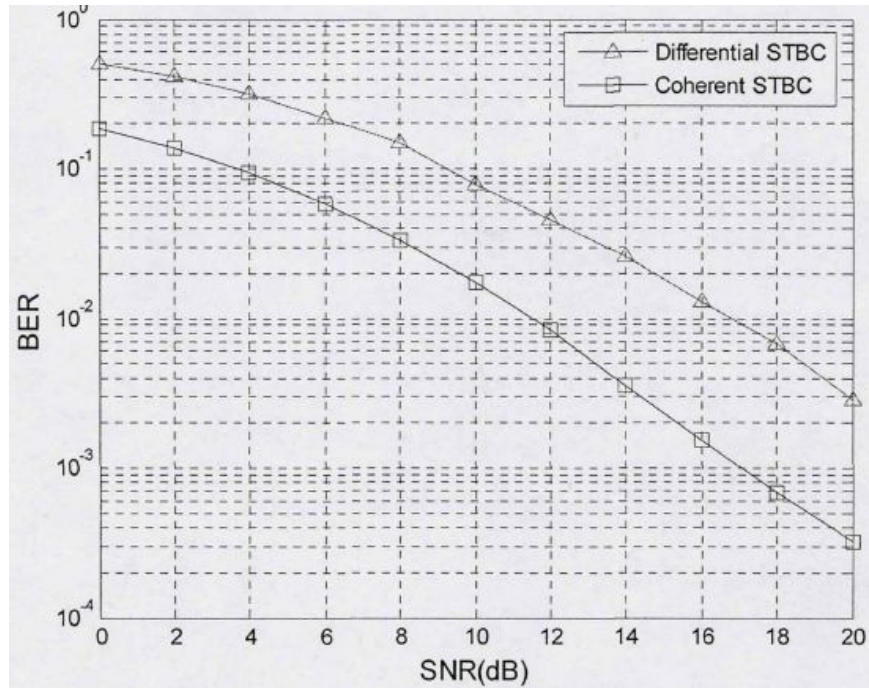
$$M(01) = (0,-1)$$

$$M(11) = (-1,0)$$

再根据(1)式可以计算出后续 2 个符号周期发射的符号向量。

仿真结果

下图是 2 根发射天线、1 根接收天线时相干和差分 QPSK 调制的空时分组码的性能曲线图。从图中可以看出,两根曲线平行,这是因为两种方案都采用的是(2,1)系统,提供相同的分集增益,而分集增益决定了曲线下降的曲率,但是差分编码方案比相应的相干检测性能差大约 3dB。另外,8-PSK 调制下的性能比 4-PSK 调制的差,这是因为调制阶数越高,信号之间的差别越小,要达到相同的性能,需要的信噪比越大,所以性能越差。



(2,1) 系统时相干和非相干 QPSK 调制的 STBC 的性能

3.3.2 多天线差分 STBC

上面介绍的差分检测是一种简单的适用于两个发射天线的, H.Jafarkhani, Vahid Tarokh 将这种思想推广到多个发射天线的差分检测, 当然这种方案也包括了前面已经提到的两个发射天线的情況。

3.3.3 酉空时编码

Hochwald 从信息论角度构造了不需估计信息的酉空时调制方式, 也称之为酉空时码 (USTC)。文献证明了在发射天线数目五列、于等于时间间隔 T 的情况下, 可以达到信道容量的信号矩阵结构上应该是一个乘积, 即 $X = v\phi$ 中。无论是对 $T \gg M$ 的情况, 还是高信噪比和 $T > M$ 的情况, 若令 $v_1 = v_2 = \dots = v_M = \sqrt{T}$, 发送信号可以表示为 $X = \sqrt{T}\Phi$, Φ 为酉矩阵, 满足 $\Phi_l \Phi_l^H = I$ 。

设发送码矩阵构成的信号星座集为 $C = \{X_l\}$, $l=1, \dots, L$, L 为星座尺寸。发送信号为 X_l , 接收为 R 的概率密度函数为

$$P(R | X_l) = \frac{\exp\left(-\text{Tr}\left(\left(I + \rho_M X_l^H X_l\right)^{-1} R R^H\right)\right)}{\pi^{TN} \det^N\left(I + \rho_M X_l^H X_l\right)}$$

其中 $\det()$ 为行列式的值, Tr 表示矩阵的迹。 X_l 为 $T \times M$ 阶矩阵, R 为 $T \times N$ 阶矩阵, T 为分组长度, 即符号长度。 $\rho_M = \frac{\rho}{M}$ 。为接收天线的信噪, ρ 为接收天线信噪比。

酉空时码的最大似然(ML)译码公式为

$$\tilde{l} = \arg \max_l P(R | X_l) = \arg \max_l \text{Tr} \{ R X_l^H X_l R^H \}$$

由上式可见最大似然译码时接收端不需信道信息

酉矩阵的正交结构特性使其不需要信道估计就可以实现正确译码,因为**编码设计保证了其他信号与该信号相关矩阵范数值很小**,所以译码时选取使相关矩阵范数值最大的 Φ 即可。如何设计最优的酉空时码实际上是一个优化问题,给出的仅是一个构造星座图的初步解决方案,还需要不断提高其性能。有文献提出了基于 Cayley 变换的酉空时码,也可以应用于差分空时码方案。如何在上述准则下简化搜索算法,以及将酉空时调制与其他信道编码方式相结合以降低误码率是一个重要的研究方向。

3.3.4 差分酉空时编码

Hochwald 将酉空时码进一步推广,结合单天线条件下的差分调制 DPSK 提出了差分酉空时调制技术(DUSTM)[44],也称为差分酉空时码(DUSTC)。

差分酉空时调制是基于酉空时码的,那么酉空时星座就直接决定了差分空时编码的性能,在差分酉空时星座集的构造中,根据不同的准则搜索到的星座参数是不同的,由此得到的星座在不同信噪比(SNR)范围内的性能不同。而利用差分酉矩阵的特点,可大大简化其星座图设计。如何在高频带利用率下设计性能优良的星座,是研究的热点。

3.4 分集增益与空间复用增益

空间复用增益

对于某种空时编码方案 C, 由于可能存在符号在同一发射支路或不同发射支路上重复传输的情况, 传输速率必定不大于信道容量, 假设传输速率为

$$R(\text{SNR}) = kC(\text{SNR}) \quad , \quad 0 \leq k \leq 1$$

将 MIMO 系统能够得到的传输速率与 SISO 系统的最大传输速率的比值定义为空间复用增益

$$r = \lim_{\text{SNR} \rightarrow \infty} \frac{R(\text{SNR})}{\log \text{SNR}}$$

则 $r = k \min(n_T, n_R)$, MIMO 系统能够得到最大空间复用增益 $r_{\max} = \min(n_T, n_R)$

分集增益

对于空时编码 C, 传输的符号可能经由不同的传输路径到达接收机, 这样可以提供分集增益, 降低误码率。

在 MIMO 通信中, 空时编码(STC)将数据分成多个数据子流在多个天线上同时发射, 建立了空间分离和时间分离之间的关系, 通过在发射天线间的时域引入编码冗余得到分集增益。其本质在于建立了空间分离和时间分离之间的关系, 达到各个天线之间的相互保护的目 (也就是说各个天线发送的信号独立或者相关性很小), 降低了同一个符号在所有天线上发生深度衰落的机会, 降低平均误码率。

在平均意义上, 一个分组长度内任一符号重复出现 $1/k$ 次。显然, 编码方案 C 使符号在传输路径中出现重复与不重复分别提供分集增益和空间复用增益

分集增益与空间复用增益的折衷关系

频带利用率和误码率是空时编码的两个主要性能指标，分别对应空间复用增益和分集增益。分集增益的取值与分组长度有关，只有当分组长度不小于发射天线数目时才能获得满分集增益；如果分组长度小于发射天线数目，那么系统能够获得的最大分集增益仅为 \ln_R 。

一定水平的分集增益对应的空间复用增益也与分组长度有关。当分组长度不小于发射天线数目时，分组长度越小则获得的最大空间复用增益就越大，因此最佳的情况是分组长度等于发射天线数目。根据最佳折衷关系可以推测一定空间复用增益时可得到的最大分集增益，以及一定分集增益时能获得的最大空间复用增益。折衷关系表明，采用合适的空时编码可以同时获得分集增益和空间复用增益，并得到限定条件下的最佳折衷性能。

第四章 MIMO-OFDM 系统

MIMO 技术在不增加系统带宽的情况下，利用收发天线建立的多个独立信道，不仅能成倍地提高通信系统的容量和数据传输速率，而且提高了信号的链路性能。同时 MIMO 系统中信号传播的多径分量分集，可以抵抗一部分多径衰落。但是，MIMO 系统无法阻挡传输信道中的频率选择性深度衰落。OFDM 系统利用多个正交子载波将频率选择性衰落信道近似为若干平坦衰落信道，不仅为 MIMO 技术在频率选择性信道中的应用创造了条件，而且极大简化了系统接收端的信道均衡技术。

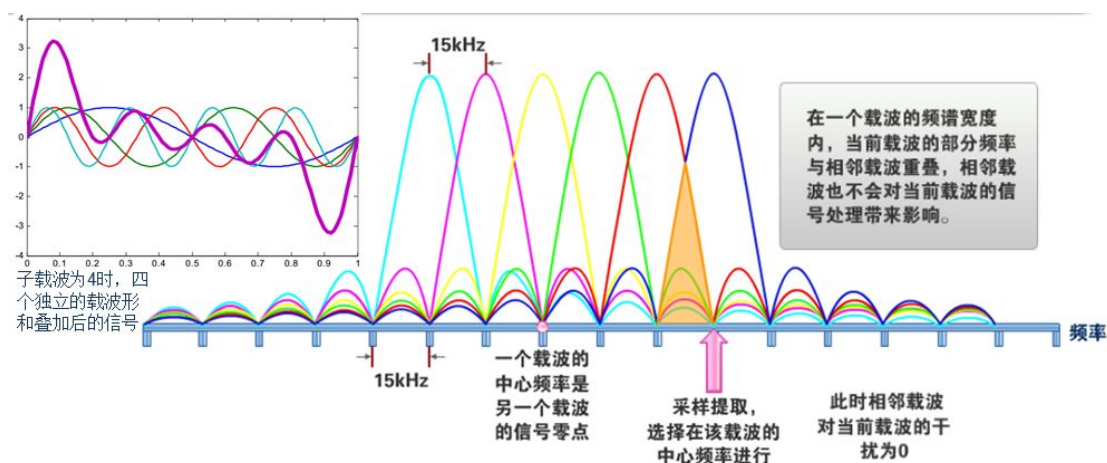
4.1 OFDM 原理

正交频分多路复用技术 (OFDM Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 即正交频分复用技术，实际上 OFDM 是 MCM Multi-Carrier Modulation，多载波调制的一种。其主要思想是：将信道分成若干正交子信道，将高速数据信号转换成并行的低速子数据流，调制到在每个子信道上进行传输。正交信号可以通过在接收端采用相关技术来分开，这样可以减少子信道之间的相互干扰 ICI。每个子信道上的信号带宽小于信道的相关带宽，因此每个子信道上的可以看成平坦性衰落，从而可以消除符号间干扰。而且由于每个子信道的带宽仅仅是原信道带宽的一小部分，信道均衡变得相对容易。

被称之为“第四代移动通信技术”，其核心技术为 OFDM。正交频分复用 OFDM 是一种无线环境下的高速传输技术。主要是在频域内将所给信道分成许多正交子信道，在每个子信道上使用一个子载波进行调制，且各个子载波并行传输。OFDM 特别适合于存在多径传播和多普勒频移的无线移动信道中传输高速数据。在 OFDM 中插入保护间隔的方法可以最大限度地消除由多径导致的符号间干扰 (ISI) 和信道间干扰 (ICI)，保证子载波间的正交性，对抗频率选择性衰落，信道利用率高。OFDM 可视为一种调变技术及一种多任务技术，为多载波 (Multi-carrier) 的传送方式。

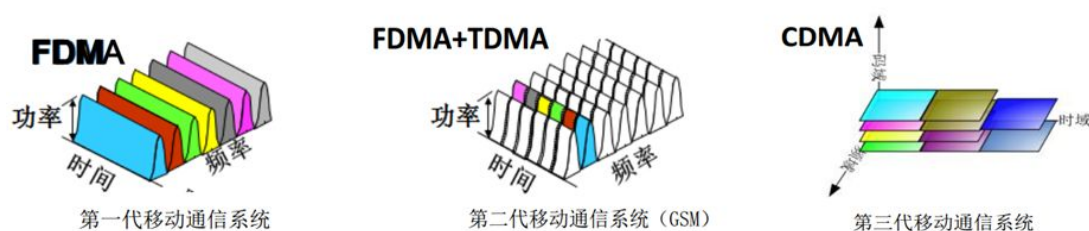
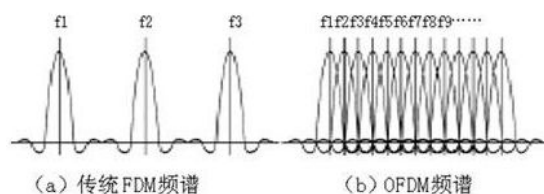
OFDM 由多载波调制 (MCM) 发展而来。当调制信号通过无线信道到达接收端时，由于信道多径效应带来的码间串扰的作用，子载波之间不再保持良好的正交状态，因而发送前需要在码元间插入保护间隔。如果保护间隔大于最大时延扩展，则所有时延小于保护间隔的多径信号将不会延伸到下一个码元期间，从而有效地消除了码间串扰。当采用单载波调制时，为减小 ISI 的影响，需要采用多级均衡器，这会遇到收敛和复杂性高等问题。

在发射端，首先对比特流进行 QAM 或 QPSK 调制，然后依次经过串并变换和 IFFT 变换，再将并行数据转化为串行数据，加上保护间隔（又称“循环前缀”），形成 OFDM 码元。在组帧时，须加入同步序列和信道估计序列，以便接收端进行突发检测、同步和信道估计，最后输出正交的基带信号。



当接收机检测到信号到达时，首先进行同步和信道估计。当完成时间同步、小数倍频偏估计和纠正后，经过 FFT 变换，进行整数倍频偏估计和纠正，此时得到的数据是 QAM 或 QPSK 的已调数据。对该数据进行相应的解调，就可得到比特流。

FDM/FDMA（频分复用/多址）技术其实是传统的技术，将较宽的频带分成若干较窄的子带（子载波）进行并行发送是最朴素的实现宽带传输的方法。但是为了避免各子载波之间的干扰，不得不在相邻的子载波之间保留较大的间隔（如图（a）所示），这大大降低了频谱效率。因此，频谱效率更高的 TDM/TDMA（时分复用/多址）和 CDM/CDMA 技术成为了无线通信的核心传输技术。但近几年，由于数字调制技术 FFT（快速傅里叶变换）的发展，使 FDM 技术有了革命性的变化。FFT 允许将 FDM 的各个子载波重叠排列，同时保持子载波之间的正交性（以避免子载波之间干扰）。如图（b）所示，部分重叠的子载波排列可以大大提高频谱效率，因为相同的带宽内可以容纳更多的子载波。



4.1.1 子载波的正交性

理想情况下，正交信号的自相关函数具有理想冲击函数的形式，互相关函数为零。然而由能量守恒原理知道，这样的理想信号是不存在的。因此，需要对发射信号进行优化设计，使得信号的自相关旁瓣和互相关尽可能低。

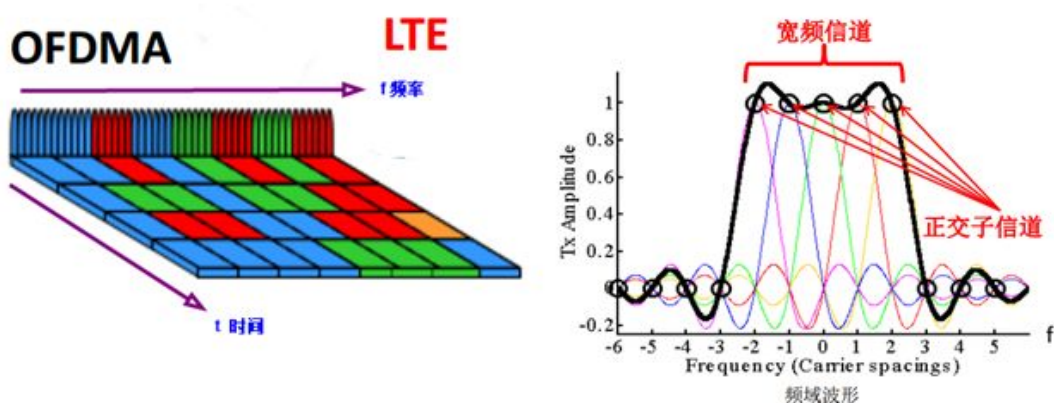
在实际的波形设计中，应使信号间的互相关尽量小，同时考虑到单个波形的性能问题，自相关性能也要很好，所以我们波形设计的准则就是自相关性能好，互相关尽量小。在一定场合还要考虑信号的多普勒容忍性。

简单点说，若信号 $x(t)$ 和 $y(t)$ 在 $[0, T]$ 内有：

$$\int_0^T x(t)y(t)dt = 0$$

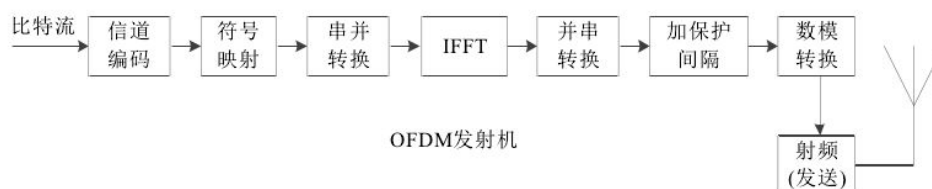
简称 $x(t)$ 和 $y(t)$ 在 $[0, T]$ 内正交。

通俗点讲：正交是针对波形而言的，如果两个波形在一段时间内内积为零，则他们在这段时间内正交。

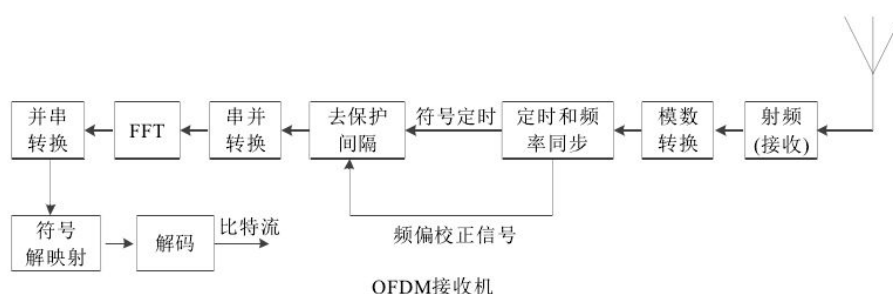


4.1.2 OFDM 系统结构

首先对发送端信息比特流进行信道编码（如：卷积编码），以降低受信道影响而造成的接收端信息的错误率。其次，比特流通过 16-QAM 或 QPSK 等映射方式映射到相应的符号上。串行的符号流经串并转换成为多路并行的数据流，进行 OFDM 调制（IFFT）后，再次通过并串转换使得数据流变为串行格式。为了避免信息符号间的干扰，对 OFDM 符号进行循环扩展得到保护间隔 CP，并插入到相应的 OFDM 符号间，传送的信息经数模转换和射频调制过程后，最终通过发射端的天线发射出去。

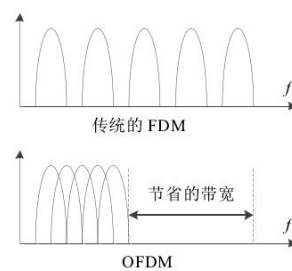


对于接收端，首先进行 RF 解调。其次信号利用模数转换(DAC)对模拟信号数字化，同时使得时间和频率保持同步。串行 OFDM 符号中去掉所有保护间隔后，转换成并行数据流，再进行相应的 OFDM 解调（FFT）、并串转换和符号解映射。最后，经信道解码就可以获得原始的发送比特流。



OFDM 系统有如下突出优点

①高的频谱利用率。OFDM 系统中各子载波相互保持正交, 使得其子信道间相邻信号频谱有 1/2 重叠, 因此与常规的频分复用系统相比, 可以更充分地利用频谱资源。当子载波数目较大时, 系统频谱利用率可以接近于 2Baud/Hz。



②OFDM 系统能够有效地削弱多径衰落, 有利于移动接收, 大大降低了系统接收端均衡器设计的复杂度。

③OFDM 系统可以有效地对抗窄带干扰, 因为整个带宽被分成许多正交的、窄的、空间上分离的近似于平坦衰落的多个子信道, 而窄带干扰只能频率选择性地影响小部分载波上的数据。

④通过采用 IFFT 和 FFT 方法, 可在数字域内实现调制和解调, 从而避免采用复杂的高频率稳定的振荡器。

⑤可以在单频网络内实现。OFDM 系统易与多种接入方法结合构成 OFDMA 系统而使用, 例如: 调频 OFDM、多载波码分多址 MC-CDMA 以及 OFDM-TDMA 等等, 可以确保多个用户同时利用 OFDM 技术传递信息。

OFDM 的缺点

- ①传送与接收端需要精确的同步。
- ②对于多普勒效应频率漂移敏感。
- ③峰均比高。
- ④循环前缀 (Cyclic Prefix) 造成的负荷

信道估计及均衡器

由于在信号传输时, 接收端收到的信号是传送信号和信道响应作用过的结果, 所以为了解出传送信号势必要得到信道响应, 所以要作信道估计。在高速移动环境时变信道估计更是重要, 不好的信道估计会造成误码率上升; 信道估计常见的方法就是加入测试信号, 由测试信号得到测试信号那些点的信道响应对信道其它点作估计, 进而求出整个信道响应。均衡器由信道估计的结果对接收信号作信道补偿, 降低错误率。由于 OFDM 将频宽切割成数个小频带, 故更接近信道的相干带宽, 所以信号受到信道失真变小, 故可以用简单的一阶均衡器补偿。

峰均比

由于 OFDM 信号是由多个调制后的子载波信号的线性叠加, 因此可能会造成比平均信号准位高的瞬间尖峰信号, 进而产生高峰值对均值功率比效应, 在正交频分复用系统中, 高峰均比会造成的问题主要有两个:

1. 在数字类比转换的过程中, 要经过量化程序, 在量化过程中使用相同量化比特的量化器时, 因为信号变大量化噪声也就变大, 故信号失真就变严重。如果要降低量化噪声就要增加量化比特使量化位阶便多, 如此就增加量化过程的复杂度及成本。

2. 在射频电路功率放大器中, 其线性放大信号有一定范围, 当信号幅度大于某一范围就进入饱和区, 在饱和区信号会因非线性放大而失真。OFDM 信号是由多个调制过的子载波

信号的线性叠加而成，当载波数变多信号功率可能超过放大器线性区域造成信道失真。

4.1.3 OFDM 的系统模型

由结构框图已知，OFDM 系统中 N 个子载波之间相互正交，并且 OFDM 符号持续时间为 T_s ，因此载波频率满足 $f_k = f_0 + \frac{k}{T_s}, k=1,2,\dots,N-1$

也就是说，载波频率必须是每个载波持续时间倒数 $1/T_s$ 的整数倍。OFDM 信号可以用 N 个相互独立调制的正交子载波之和表示：

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} d_{n,k} g_k(t - nT_s)$$

其中 $g_k(t)$ 为第 k 个子载波，因此：

$$g_k(t) = e^{j2\pi f_k t}, t \in [0, T_s)$$

$d_{n,k}$ 表示在第 n 个信号间隔中的第 k 个子载波上的调制符号， T_s 表示每个信号的间隔长度。从式 (3.2) 可知， N 个符号在间隔长度 T_s 中进行传输。其中，符号序列 $d_{n,k}$ 利用串并转换将速率为 N/T_s （符号宽度 = T_s/N ）的串行符号序列转换成速率为 $1/T_s$ （符号宽度 = T_s ）的 N 路并行符号序列。

在第 n 个信号间隔（持续时间为 T_s ）中传输的信号可表示为第 n 个 OFDM 帧信号，即：

$$F_n(t) = \sum_{k=0}^{N-1} d_{n,k} g_k(t - nT_s)$$

因此，可认为第 n 个 OFDM 帧 $F_n(t)$ 信号由 N 个符号组成，其中每个符号分别在 N 个正交子载波中的一个上进行独立调制。

4.1.4 OFDM 调制

由于子载波间彼此正交，于是有：

$$\langle g_k(t), g_i(t) \rangle_{T_s} = \int_{T_s} g_k(t) g_i^*(t) dt = T_s \delta(k-i)$$

因此载波间正交性可以利用下式解调任一子载波（无载波间干扰），即：

$$d'_{n,k} = \frac{1}{T_s} \int_{nT_s}^{(n+1)T_s} s(t) g_k^*(t - nT_s) dt$$

若不存在帧间干扰，则上式将简化为：

$$d'_{n,k} = \frac{1}{T} \int_{nT_s}^{(n+1)T_s} F_n(t) g_k^*(t - nT_s) dt = d_{n,k}$$

因此能够准确地解调出发射端信号中子载波上的信号，即恢复出发射端信号中的信息序列。其算法复杂度为 $O(N^2)$

4.1.5 IFFT 表示的 OFDM 调制

如果按照 N/T_s 对 OFDM 帧进行采样，由式（3.4）可知，离散时间信号可以表示为：

$$F_n^m = \sum_{k=0}^{N-1} d_{n,k} g_k, m = 0, 1, \dots, N-1$$

即是：

$$F_n^m = e^{j2\pi f_0 \frac{m}{N} T_s} \sum_{k=0}^{N-1} d_{n,k} e^{j2\pi \frac{mk}{N}}, m = 0, 1, \dots, N-1$$

若假设 f_0 等于 0，上式可以化简为

$$F_n^m = \sum_{k=0}^{N-1} d_{n,k} e^{j2\pi \frac{mk}{N}}, m = 0, 1, \dots, N-1$$

因而上式可以用 IFFT 表示为：

$$F_n^m = N \times \text{IFFT}(d_{n,k})$$

对上式两边同时进行 FFT，并且除以 N，可以得到：

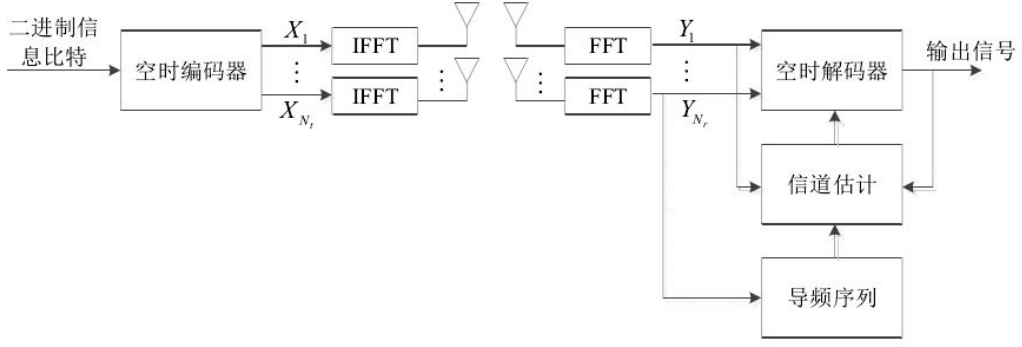
$$\frac{1}{N} \times \text{FFT}(F_n^m) = \frac{1}{N} (N \times \text{FFT}[\text{IFFT}(d_{n,k})]) = d_{n,k}$$

此算法的复杂度由使用 DFT 调制解调的 $O(N^2)$ 降低为 $O(N \times \log_2(N))$ 。因

此，上述 OFDM 系统框图中，调制和解调已经分别用非常有效的计算单 IFFT 和 FFT 来代替。

4.2 MIMO-OFDM 系统

在无线通信中，OFDM 能将频率选择性衰落信道转化为若干平坦衰落子信道，此时若在平坦衰落信道中继续发挥空时编码的优势，则将大幅度地提高系统的信道容量和信号传输速率，并能有效抵抗衰落、抑制噪声和干扰。因此 MIMO 与 OFDM 技术融合成的 MIMO-OFDM 技术发展前景广阔。



MIMO-OFDM 系统原理图

假设此 MIMO-OFDM 系统发射天线数目为 N_t 、接收天线数目为 N_r ，OFDM 系统有 N 个子载波，发射端串行信息比特分流成 N_t 路数据流，经独立的映射编码后，在 i 时刻发射天线信号记为：

$$x(i) = [x_1^T(i) \quad x_2^T(i) \quad \dots \quad x_{N_t}^T(i)]^T$$

再对信号进行 OFDM 调制、添加循环保护间隔 CP，最后经 N_t 路天线同时同频发送出去。在接收端去掉循环前缀之后通过 OFDM 解调得到的接收信号为：

$$y(i) = [y_1^T(i) \quad y_2^T(i) \quad \dots \quad y_{N_r}^T(i)]^T$$

$$\text{式中： } x_j = [x_{j,0} \quad x_{j,1} \quad \dots \quad x_{j,N-1}]^T \quad y_j = [y_{j,0} \quad y_{j,1} \quad \dots \quad y_{j,N-1}]^T$$

从而，MIMO-OFDM 系统的离散时间输入输出关系可以表达为矩阵形式：

$$y = Hx + n$$

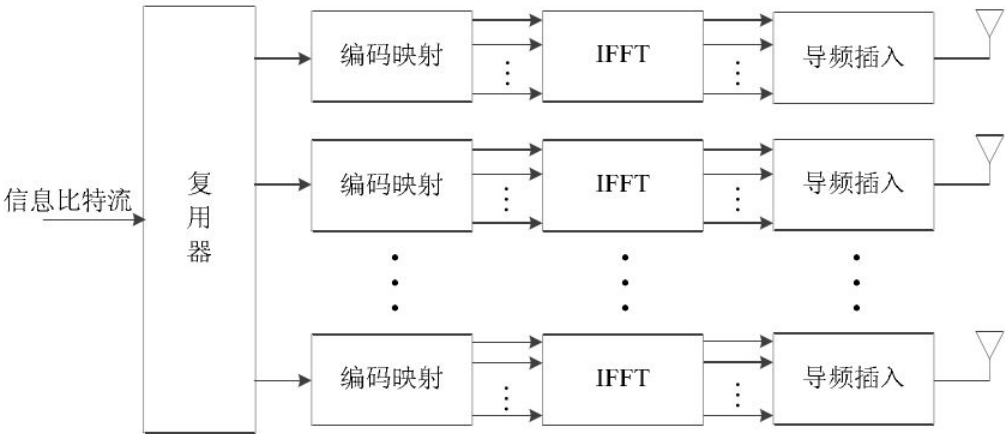
最终，接收端通过采用特定的信道估计技术提取出信道状态信息（CSI），用于完成空时解码，恢复发送端原始数据。

MIMO-OFDM 技术充分利用时间、空间和频率三种分集技术，通过采用 OFDM 系统与阵列天线的融合技术进行数据信息传输，两者技术优势的结合不仅提高了信号的传输质量，而且大大增加了无线系统对噪声、干扰及多径衰落的容限。MIMO-OFDM 技术优势表现为其优秀的自适应性：在 MIMO-OFDM 系统中，可以根据不同子信道的信噪比设置不同的传输方案，实现对各子载波的发送比特和功率的自适应分配，同时还可以完成对单个子信道功率的最优化分配。目前，各国学者正在深入研究 MIMO-OFDM 的理论、性能、算法和实现等各方面。在 MIMO-OFDM 系统理论及性能研究方面已有一批文献，这些文献涉及相当广泛的内容，算法和实现方面也取得了较多成果。但是由于 MIMO-OFDM 系统复杂的无线通信环境，仍然有很多问题需要深入研究。目前对 MIMO-OFDM 技术的分析研究主要有两方面：基于 OFDM 的空间复用系统和基于空时编码的 OFDM 系统。

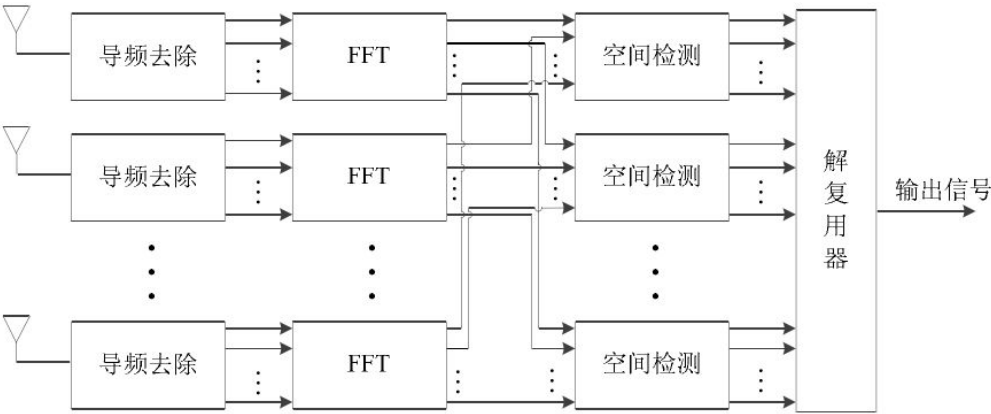
4.3 MIMO-STC-OFDM 系统

基于 OFDM 的空间复用系统（OFDM-based Spatial Multiplexing Systems），也就是 OFDM 系统与贝尔实验室发明的 BLAST 系统的技术融合，它充分利用无线信道的多径传

播特性构成并行的空间信道，因此大大提高数据的传输速率。其原理框图所下所示：



1 发射机



2 接收机

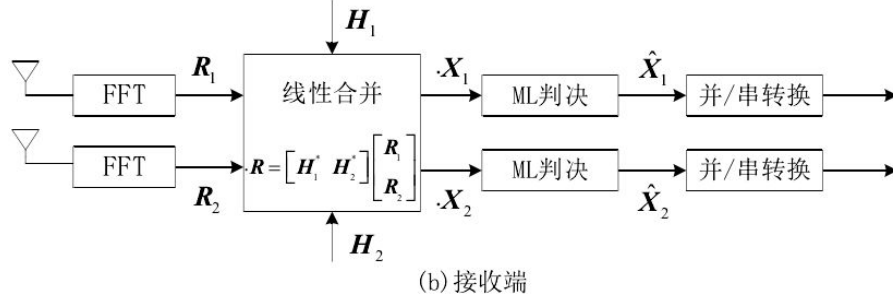
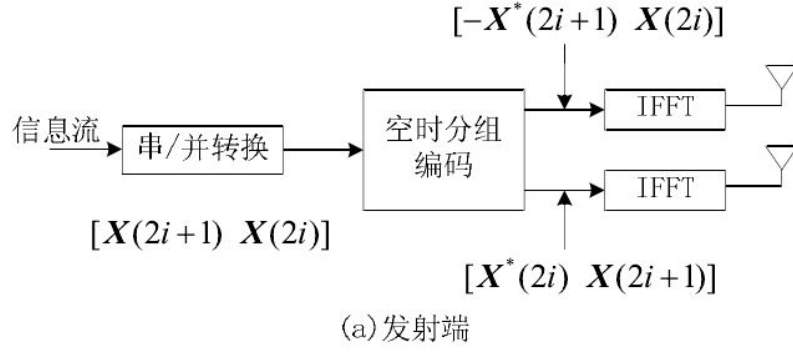
由原理图可以看出，发射端输入的信息比特流通过复用器后被分解成 n 路长度相等的信息流，接着进行独立的编码映射和 IFFT 调制，所以它并不是基于发射分集。发射机信息可以采用二进制的卷积编码或不经过任何编码直接输出。

如果系统能够有效地分离出各天线的发送信号，基于 OFDM 的空间复用就会产生 $\min(N_t, N_r)$ 路独立地有效空间信道，它能使通信系统容量呈现线性增长的趋势，而这是单天线系统不能实现的。

4.3.1 MIMO-STBC-OFDM 技术

由于空时分组编码(STBC)利用了正交设计理论，因此接收端可以使用最大似然检测算法进行译码，进行相关 FFT 解调、ML 判决及简单线性处理就能恢复出原始输入信息。STBC 能获得与最大合并比接收（MRC）相同的分集增益而且译码较简单，当增加数据传输速率或发送天线数目时，基本不影响译码的复杂度，这些开启了通信界新的研究方向。接下来着重分析 STBC-OFDM 系统的基本原理及其性能特点。

下面给出了两发两收天线 STBC-OFDM 系统的结构原理图：



STBC-OFDM 系统原理方框图

如图所示，串行信息流首先经串并转换分为 $N \times 1$ 路并行的 OFDM 符号块，然后将两个连续的 OFDM 符号 $X(2i)$ ， $X(2i+1)$ 送入空时编码器进行编码，最后由两根天线把生成的 $2N \times 2$ 路码字序列同时同频发射出去。

假设系统采用 G_2 空时差分分组编码，则传输矩阵为

$$G_2 = \begin{pmatrix} X(2i) & X(2i+1) \\ -X(2i+1)^* & X(2i)^* \end{pmatrix}$$

天线接收端信号可表示为：

$$Y(2i) = D_1 X_1(2i) + D_2 X_2(2i+1) + FR_{CP}n(2i)$$

$$Y(2i+1) = D_1 X_1(2i+1) + D_2 X_2(2i) + FR_{CP}n(2i+1)$$

其中， R_{CP} 为循环前缀去除矩阵， D_i 为信道传输函数， N 为噪声信号，且

$$R_{CP} = [0_{N \times N_{CP}} \quad I_N]$$

$$D_i = FHF^H = \text{diag}(H_1(e^{j0})H_1(e^{j2\pi})...H_1(e^{j2\pi(N-1)}))$$

$$\begin{bmatrix} \hat{X}(2i) \\ \hat{X}(2i+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} D_1^* & D_2 \\ D_2^* & -D_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Y(2i) \\ Y(2i+1) \end{bmatrix}$$

由接收端的图可以看出接收端信号经 FFT 解调后利用上式的线性合并算法分离出发送信号 $\hat{X}(2i)$ ， $\hat{X}(2i+1)$ 。然后代入式可得

$$\begin{bmatrix} \hat{X}(2i) \\ \hat{X}(2i+1) \end{bmatrix} = D_1^* D_1 + D_2^* D_2 \begin{bmatrix} X(2i) \\ X(2i+1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} N(2i) \\ N(2i+1) \end{bmatrix}$$

其中：

$$\begin{bmatrix} N(2i) \\ N(2i+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} D_1^* & D_2 \\ D_2^* & -D_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} FR_{CP} n(2i) \\ F^* R_{CP} n^*(2i+1) \end{bmatrix}$$

最后，通过最大似然检测器对提取出的各信号进行判决，判决完成后将并行信号变换成串行信息就恢复出原始发送信号。将合并 OFDM 信号 \hat{X} 判定为发送信号 X_i 的充要条件是：

$$\text{dist}(\hat{X}, X_i) \leq \text{dist}(\hat{X}, X_j), \forall i \neq j$$

其中 $\text{dist}(A, B)$ 定义为信号 A, B 的欧几里得距离，其方差矩阵为 $\sigma_N^2 I_{N_{CP}+N_r}$ ，则它的相关矩阵：

$$\text{cov} \left(\begin{bmatrix} N(2i) \\ N(2i+1) \end{bmatrix} \right) = \sigma_N^2 \begin{bmatrix} D_1^* D_1 + D_2^* D_2 & 0 \\ 0 & D_1^* D_1 + D_2^* D_2 \end{bmatrix}$$

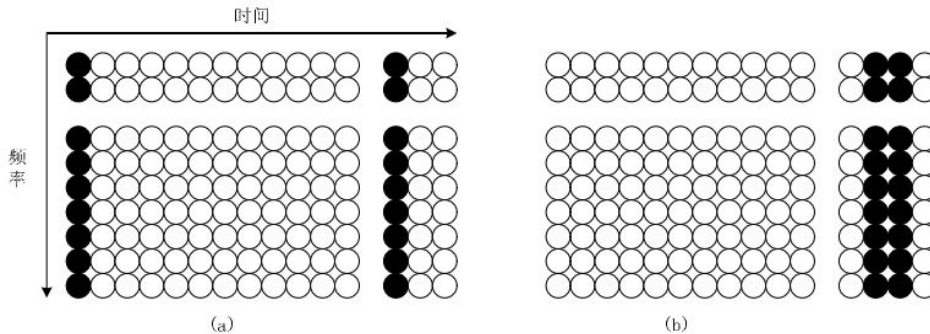
上式中，

$$D_1^* D_1 + D_2^* D_2 = \text{diag} \left(\left| \sum_{i=1}^2 H_i(e^{j0}) \right|^2, \dots, \left| \sum_{i=1}^2 H_i(e^{j2\pi(N-1)/N}) \right|^2 \right)$$

可以看出，由于系统采用了 G_2 空时分组编码，因此获得了 2 阶分集增益。

4.3.2 信道估计

对于采用突发传输方式的 MIMO-OFDM 系统，传输信号常由帧组成，每帧又分为若干 OFDM 符号，其中包含训练符号和传输数据符号，训练符号是专门用来估计系统的频率偏移、定时偏移以及各信道参数等。与此对应，系统分为训练模式和数据传输模式。训练模式中，系统接收端利用发射天线周期性发送的训练序列信号对频率偏移、定时偏移以及各信道参数等进行估计；而数据传输模式中，系统利用训练模式下估计获得的各参数进行数据传输。通常，训练序列位于每个数据帧的起始端，并且由一个或两个 OFDM 符号组成，其导频结构如下图所示：



对 MIMO-OFDM 系统中基于训练序列的信道估计器进行设计时，首先要考虑以下问题：

1) 系统中接收端信号是各发射天线发送的集信号经信道传输后的衰落信号和加性噪声的叠加，对于特定接收某个发射天线信号的接收端，为消除来自其他天线发送的干扰信号，

必须采用正交训练序列进行信道估计。

2) 在训练模式时, 利用更低复杂度的算法对信道参数进行初始估计。

3) 在数据传输模式时, 利用适当的直接判决算法对时变信道进行准确跟踪。由于位于数据帧起始位置的训练序列不能及时反映信道在一帧内的时变性, 因此系统通常采用直接判决估计方法, 即把译码后的数据当作参考训练符号对信道重新估计, 从而达到跟踪信道的目的。

在确定估计准则的条件下, 设计正交的训练序列和性能最佳的信道估计器是 MIMO-OFDM 系统中基于训练序列的信道估计技术的关键。

对于一个 OFDM 训练符号来说, 若要获得最优的训练序列或导频, 则必须满足以下条件:

- 1) 各导频点包含的能量一致;
- 2) 各导频点间保持间距一致;
- 3) 不同天线之间的训练序列保持正交;
- 4) 不同天线之间的训练序列保持相移正交。

4.3.3 预编码技术

预编码技术就是在已知信道状态信息的情况下, 通过在发送端对发送的信号做一个预先的处理, 以方便接收机进行信号检测。

基于不同的设计标准, 预编码技术也不同。如最小均方误差准则(MMSE), 最大信噪比(SNR), 最大化信息速率, 或者误码率(BER)准则等等。最近, 一种统一的框架总结了上述所有的标准——凸优化理论。

预编码技术根据发送端的预处理方式, 可分为线性预编码与非线性预编码; 根据接收方式, 也可分为线性接收机的预编码与非线性接收机的预编码。对于前者, 众所周知的是 SVD 预编码技术, 它通过将 MIMO 信道分解成平行的子信道, 并且通过发送端的注水技术(Water Pouring)以达到系统的最大容量。但是, 对分解后不同的子信道, 每个子信道的信号干扰符号比(SINR)并不相同, 故它需要严格的比特分配技术(Bit Allocation)来匹配每个子信道。但是比特分配技术不仅增加了收发两端编 / 译码的复杂性, 而且因为信号星座的颗粒性, 它也会造成容量的损失。

SVD 预编码技术是基于线性接收机的一种预编码。另外, 一种基于 MMSE. SIC 与 ZF. SIC 接收机的预编码技术——GMD 预编码出现了, 它通过 MIMO 信道的 GMD 分解, 能有效的解决 SVD 编码的缺陷, 使系统达到更好的容量与 BER 性能。

同时, 由于频谱资源的日益珍贵, 反馈全部的预编码信息显得愈来愈不切实际, 一种基于统计信息反馈的预编码技术成为目前预编码技术研究的热点。其中, 基于码本的设计是之中的重点。目前, 关于 SVD 预编码的码本设计研究已经比较全面。

4.4 MU-MIMO

MU-MIMO 是“Multi-User Multiple-Input Multiple-Output”的缩写, 听起来很拗口的一个技术名词, 字面含义却很好理解, 直译就行了——“多用户多入多出技术”。

顾名思义, **MU-MIMO** 是一种让你的路由器同时与多个设备沟通的技术, 它是 **802.11ac** 标准第二阶段的里程碑, 这种进步甚至比 802.11b/g 到 802.11n, 再到 802.11ac 来得还要大, 因为版本号的进化只是提升了理论速率, MU-MIMO 才是真正改善了网络资源利用率, 换句话说, 它的性能提升都是你看得见摸得着的。

听起来是不是很有意思? 嗯, 我们现在还要再给 MU-MIMO 戴上一顶帽子: 只有具备 MU-MIMO 技术的设备, 才能被称作“完整版 802.11ac”, 目前市面上炒得火热的那些智

能路由，全都是“不完整版 802.11ac”。

直击问题根源：MU-MIMO 是如何工作的？OK，我们已经知道了 MU-MIMO 的主要目的是提升 WiFi 网络的效率，但它究竟用什么手段提高效率？首先，为了便于理解，你可以把传统的 802.11ac 路由器信号想象成是一个“圆圈”，这个圆圈就是信号的覆盖范围，天线在圆心，呈 360 度向外发射信号。在“圆圈”内的设备，路由器会依次与它们进行通讯，每次都是一个对一个，多了不行。

MU-MIMO 多用户多输入多输出，是常见的多天线技术。Beamforming 即波束成形，是通用信号处理技术，用于控制传播的方向和射频信号的接收。

上行 MU-MIMO：不同用户使用相同的时频资源进行上行发送（单天线发送），从接收端来看，这些数据流可以看作来自一个用户终端的不同天线，从而构成了一个虚拟的 MIMO 系统，即上行 MU-MIMO

下行 MU-MIMO：将多个数据流传输给不同的用户终端，多个用户终端以及 eNB 构成下行 MU-MIMO 系统；下行 MU-MIMO 可以在接收端通过消除/零陷的方法，分离传输给不同用户的数据流；下行 MU-MIMO 还可以通过在发送端采用波束赋形的方法，提前分离不同用户的数据流，从而简化接收端的操作。

4.5 Beamforming

Beamforming 即波束成形，是通用信号处理技术，用于控制传播的方向和射频信号的接收。作为 Wi-Fi 802.11n 标准的可选部分，beamforming 被定义为两种基本类型：内在的和外在的。

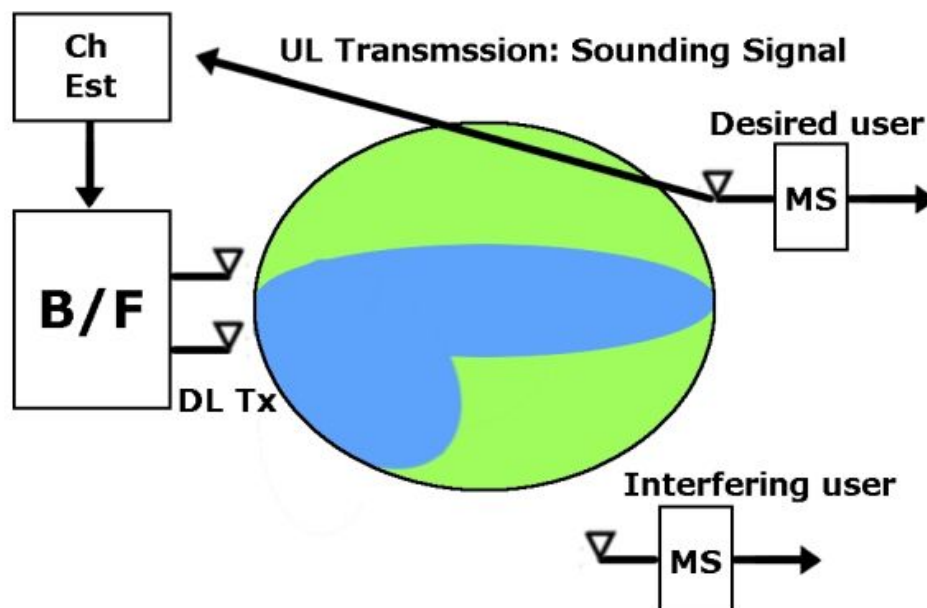
内在的 beamforming 被设计为用来提升 Wi-Fi 访问点的传播性能，通过精确的计算来决定最佳的 Wi-Fi 信号组合或到接收端的最佳路径。但如果没有外在的客户端反馈，访问点无法得知是否该路径是最佳的或者他们是否在顺畅工作。

外在的 beamforming 使用详细的来自客户端的信道矩阵。但是，当前的 Wi-Fi 客户端并不支持该 802.11n 可选特性。

Beamforming 的定义

Beamforming 是发射端对数据先加权再发送，形成窄的发射波束，将能量对准目标用户，从而提高目标用户的解调信噪比，这对改善小区边缘用户吞吐率特别有效。

beamforming 可以获得阵列增益、分集增益和复用增益。



4.5.1 MIMO-Beamforming 技术

MIMO-Beamforming（简称 MIMO-BF）技术利用信道信息对发射数据进行加权，形成波束的一种波束赋形方法。MIMO-BF 技术又可分为开环和闭环两种模式。

开环 Beamforming 技术利用上行信道信息，对发射信号进行加权，不需要接收端反馈信道信息给发射端，发射端通过上行信道自行估计得到。开环 Beamforming 技术对覆盖和吞吐量的提升都有比较明显的效果。但是，由于需要利用上行信号估计下行发送权值，处理时延大，因此适用于低速场景。另外，开环 Beamforming 技术利用了上下行信道的互易特性，故系统实现时需要对各个收发通路进行校正。

资料参考 (<http://staff.washington.edu/aganse/beamforming/beamforming.html>)

闭环 Beamforming 技术需要终端反馈信道信息如码本 (Codebook) 给发射端，利用反馈信息对发射信号进行加权。同样由于受反馈时延的影响，闭环 Beamforming 技术也只在低速场景有较好的性能。另外，由于受反馈精度的影响，闭环 Beamforming 技术总体上比开环的性能要略差，但系统实现相对简单，不需要对天线收发通道进行校正。根据业界情况，目前 TDD 系统只使用开环 Beamforming 技术，而闭环 Beamforming 技术则应用于 FDD 系统。

4.5.2 DOA Beamforming 技术

DOA Beamforming（简称 DOA-BF）技术。通过估计信号的到达角 (DOA: Direction of Arrival)，利用 DOA 信息生成发射权值，使发射波束主瓣对准最佳路径方向的一种波束赋形方法。

与 MIMO-BF 相比，DOA-BF 有以下特点：

1) DOA-BF 技术要求天线阵列间距小（通常小于一个载波波长），在多径丰富的场合分集效果比较差，在非直视径 (NLOS: Non Line of Sight) 场合，由于 DOA 估计不准也会使性能下降。因此，DOA-BF 技术对密集城区使用效果不是很理想，而对农村和郊区等场合比较有效。但从业务发展的角度考虑，农村和郊区的业务量需求通常不高，采用 DOA-BF 实现的代价又比较高，因此而 MIMO-BF 技术通常由于天线间距都比较大，搜集多径的能力比较强，特别适合在话务量高的密集城区使用，以提升系统容量，有效降低高话务区域的建网成本或扩容成本。

2) DOA-BF 技术对天线阵元的一致性要求比较高。因此，系统实现时不仅需要进行收

发通道校正，还需要进行天线校正，而校正不理想时会使系统性能下降，故 DOA-BF 系统实现复杂度比较高简单来说，基站发射的功率在空间的分布不平衡。比如用户在北边，就把功率集中发到北边，其它方向的功率就比较小（功率的总和基本是常数）。这是通过 8 根天线的 **array** 合成的效果。实用意义不大。

基站发射的功率在空间的分布不平衡。

比如用户在北边，就把功率集中发到北边，其它方向的功率就比较小（功率的总和基本是常数）。这是通过 8 根天线的 **array** 合成的效果。

