		-
<i>kk</i>		<u> </u>
Ŧ		百
	~	

CHAPTER 3

无线信道技术

无线信道的特性参数受外界各种因素的影响而变化,是一种"变参信道"。衰落是影响 无线信道通信质量的主要因素,分集接收等技术是抗衰落的有效措施。目前移动系统使用 不同的信道编码、自动功率控制等技术,就是为了提高无线信道传输可靠性和安全性。本章 重点论述无线信道的特征、传播损耗模型、自适应均衡技术、路径分集接收技术、多天线技术 等,并对 5G 的毫米波技术进行必要介绍。

3.1 无线信道基本理论

3.1.1 无线信道

由于移动通信的特点,需要利用无线电磁波作为信息的载体并在无线信道中传输。电 磁波的传播特性与传播环境密切相关,如地形、建筑物、气候特征、移动终端速度等,具有很 强的随机性。电磁波的传播主要有4种方式:直射、反射、绕射和散射。

直射是指发射天线和接收天线之间没有障碍物,无线电磁波信号可以从发射天线直接 传输到接收天线,如图 3.1 中的传播路径①所示。



图 3.1 无线移动通信电磁波信号传播方式

反射是指电磁波在传播过程中遇到一个比其波长大得多的光滑表面物体(如光滑的地 球表面),然后根据几何光学原理改变其传播方向并返回原介质的现象,如图 3.1 中的传播 路径②所示。

绕射是指当发射机和接收机之间存在尖锐不规则的物体表面时,电磁波被尖锐物体表 面阻挡而产生二次谐波,从而绕过障碍物继续传播的现象,如图 3.1 中的传播路径③所示。

散射是指电磁波在传播过程中遇到树木、路标、灯柱、建筑物墙壁等粗糙不规则物体时, 偏离原有传播方向的现象,如图 3.1 的传播路径④所示。引起电磁波信号散射的物体称为 散射体。一般情况下,为了更好地覆盖小区,基站位于高层建筑的顶部或高耸的基站塔楼 上,因此基站周围散射体较少,处于弱散射环境。

无线移动信道的衰落可分为大尺度衰落(large scale fading)和小尺度衰落(small scale fading)。其中,大尺度衰落是指电磁波信号在长距离传播时,信号平均场强出现的平缓变化,其主要原因是路径损耗和阴影衰落;小尺度衰落是指电磁信号在短距离(通常是几个波长)内传播时,信号场强在短时间内迅速波动。小尺度衰落主要原因是多径效应和多普勒效应。图 3.2 显示了大尺度衰落与小尺度衰落的关系。



图 3.2 大尺度衰落与小尺度衰落的关系

3.1.2 大尺度衰落

无线信道大尺度衰落是指电磁波在远距离传播时,由于电磁波的路径损耗和大物体的 遮挡而引起的衰减。大尺度衰落可以细分为平均路径损耗和阴影衰落。

1. 路径损耗

路径损耗是指信号的接收功率与信号的发射功率之间的比值,通常用来描述平均功率 的衰减值。与低频段相比较,信号在毫米波频段进行传播时,其路径损耗更加严重。

路径损耗可以表示为一个与距离 d 相关的函数:

 $L_{d}(dB) = L_{d_{0}}(dB) + 10n \lg(d/d_{0})$ (3.1)

其中,d 表示基站到终端的传播的距离; d_0 表示参考距离,通常宏蜂窝取 1km,微蜂窝取 100m 或 1m; n 表示路径损耗因子; L_{d_0} (dB)表示参考距离时的路径损耗; L_d (dB)表示距 离为 d 时的路径损耗。

路径损耗因子与下面3个因素有关。

(1) 在同一环境中,天线种类的不同,环境中障碍物分布的不同,或收发两端天线高度的不同,都会造成路径损耗因子很大的差别。

(2)移动通信系统中收发两端设备天线的高度对路径损耗因子有特别大的影响。随着 天线高度增大,发送端和接收端之间更容易形成直射路径(Line of Sight,LoS),而这将会使 得路径损耗因子值急剧下降。

(3)在同样的测量环境中,交叉极化在信号传输时的路径损耗比同极化信号更大。在 毫米波无线信道中传输同极化信号时的路径损耗很低,其近似等于信号在自由空间传输时 的路径损耗。

2. 阴影衰落

无线电波在传播路径上遇到起伏地形、建筑物和树木等障碍物的阻挡,在障碍物的后面 会形成电波的阴影区。阴影区的信号场强较弱,当移动台在运动中穿过阴影区时,就会造成 接收信号场强中值的缓慢变化,通常把这种现象称为阴影衰落。根据对实测数据的统计结果 分析表明,阴影衰落的接收信号包络(幅值)r 近似服从对数正态分布,其概率密度函数为:

$$p(r) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{1}{2\sigma^2} \left(\ln \frac{r}{r_m} \right)^2}$$
(3.2)

其中,r_m 是测试区的平均值,取决于收发机功率、天线高度及收发天线距离;σ为标准差,取 决于地形、工作频率等因素。

由于阴影衰落是叠加在路径损耗之上的,且阴影衰落服从对数正态分布,因此,对于距 离发射机特定距离的某一点的路径损耗来说,也是一个服从正态分布的随机变量。

3.1.3 小尺度衰落

小尺度衰落主要是由多径效应和多普勒效应引起的。

1. 多径效应

电磁波信号在空间中多径传播,到达接收天线的信号是多个路径分量信号的叠加。各路径的信号分量到达时间和到达相位不同,当它们相互叠加时会出现同相增强和反相衰减现象,使信号在短时间内会快速波动,这种现象被称为多径效应。由于多径效应的影响,同一信号通过不同的传播路径到达接收天线,因此,到达接收天线的多径信号具有不同的时延,这使得接收信号波形在时间上扩展,称为时延扩展。时延扩展是一个统计变量,是对多径信道时延特性的统计描述。

一般描述多径时延扩展的参数有最大时延扩展 τ_{max} 、平均时延扩展 $\overline{\tau}$ 和均方根(Root Mean Square, RMS)时延扩展 σ_{τ} 。最大时延扩展定义为到达接收机天线的第一个信号分量 与最后一个信号分量之间的时间差。平均时延扩展 $\overline{\tau}$ 定义为:

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_{k} a_{k}^{2} \tau_{k}}{\sum_{k} a_{k}^{2}} = \frac{\sum_{k} p(\tau_{k}) \tau_{k}}{\sum_{k} p(\tau_{k})}$$
(3.3)

其中, τ_k 、 a_k 和 $P(\tau)$ 分别为第 k条路径的时延、幅值和功率时延谱(Power Delay Profile,

PDP)。均方根时延扩展 σ_{τ} 定义为:

其中,

$$\sigma_{\tau} = \sqrt{E(\tau^2) - (\bar{\tau})^2} \tag{3.4}$$

$$E(\tau^2) = \frac{\sum_{k} P(\tau_k) \tau_k^2}{\sum_{k} P(\tau_k)}$$

一般将均方根时延扩展 σ_τ 看作该多径信道的时延扩展。σ_τ 越大时延扩展越严重;反 之 σ_τ 越小时延扩展越轻微。从时域上来看,时延扩展的发生会使得接收信号中一个符号的 波形扩展到下一个符号的波形当中,从而造成符号间干扰(ISI)。为了避免产生符号间干 扰,通常将符号周期 T_s 设定为大于无线移动信道的时延扩展,即

 $T_{\rm s} > \sigma_{\tau}$

从频域上来看,时延扩展会导致频率选择性衰落,即信号通过多径信道后某些频率成分的幅值被增强而另外一些频率成分的幅值被削弱。为此可以定义一个相干带宽 B_c,相干带 宽是指某一特定的频率范围,在该频率范围内的各频率分量都具有很强的相关性,各分量都 能保持一致衰落。在相干带宽范围内,多径信道具有恒定的增益和线性相位。通常,相干带 宽近似等于:

$$B_{\rm c} = \frac{1}{2\pi\sigma_{\tau}} \tag{3.5}$$

当发送信号的带宽 B_s小于无线移动信道的相干带宽 B_c时,信号的各频率分量经历相同程度的衰落,不会发生符号间串扰。此时认为信号经历的是非频率选择性衰落或平坦衰落。反之,当发送信号的带宽 B_s大于相干带宽 B_c时,信号通过无线移动信道后各频率分量会发生不同程度的变化,从而引起符号间干扰,发生频率选择性衰落。

2. 多普勒效应

发射机和接收机之间的相对运动会使接收的电磁波信号的频率发生扩展,这种由相对运动引起的接收信号频率的偏移称为多普勒效应(Doppler effect),亦称多普勒频移 (Doppler shift)。多普勒效应反映无线移动信道的时变特性在时域上会对不同信号有选择性。多普勒频移 f_d定义为:

$$f_{\rm d} = \frac{\nu}{\lambda} \cos\theta \tag{3.6}$$

其中, ν 是移动端的速度, λ 是载波信号的波长, θ 是移动端前进方向与来波信号方向的夹角,如图 3.3 所示。当移动端沿信号来波方向移动时($\theta=0$),多普勒频移最大,定义最大多普勒频移为 $f_m = \nu/\lambda$ 。



图 3.3 多普勒效应

图 3.4 为一个典型的 U 形多普勒频移的功率谱 S(f)。假设发射信号具有单一频率 f_c ,当它到达接收端时,由于发射机和接收机之间相对运动的 存在使得接收信号的频率不再是位于频率轴 f_c 处的单函数, 而变为分布在 $(f_c - f_m, f_c + f_m)$ 内的具有一定宽度的频谱。 在频域,为了描述多普勒频移的程度,可以定义平均多普勒频 移 B和多普勒频谱带宽 B_d :

$$\overline{B} = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} fS(f) df}{\int_{-\infty}^{\infty} S(f) df}$$
$$B_{d} = \sqrt{\frac{\int_{-\infty}^{\infty} (f - \overline{B})^{2} S(f) df}{\int_{-\infty}^{\infty} S(f) df}}$$



当所发送信号的带宽 B_s大于 B_d时,接收端可以忽略多普勒效应的影响,称之为慢衰落;当所发信号带宽 B_s小于 B_d时,称之为快衰落。从时域上看,与多普勒频移相关的另一个概念就是相干时间 T_c,可定义为:

$$T_{\rm c} = \sqrt{\frac{9}{16\pi f_{\rm m}^2}}$$
(3.9)

相干时间是指在一段时间内信道保持相对恒定,如果符号周期大于相干时间就会发生 时间选择性衰落,从而导致信号失真。

3. 空间角度扩展

多径效应除了会造成信号的时延,也会使得信号在接收端在空间的不同方向上被天线 接收,从而造成信号的空间角度扩展。一般用角度功率谱 *P*(θ)来描述多径信号功率在空间 的分布情况。常用的角度功率谱函数有均匀分布、截断高斯分布以及截断拉普拉斯分布等。 然后将角度功率谱的二阶中心矩的平方根定义为角度扩展 σ_{AS}:

$$\sigma_{\rm AS} = \sqrt{\frac{\int_{-\pi}^{\pi} (\theta - \bar{\theta})^2 P(\theta) d\theta}{\int_{-\pi}^{\pi} P(\theta) d\theta}}$$
(3.10)

其中,

$$\bar{\theta} = \frac{\int_{-\pi}^{\pi} \theta P(\theta) \, \mathrm{d}\theta}{\int_{-\pi}^{\pi} P(\theta) \, \mathrm{d}\theta}$$

角度扩展 σ_{AS} 描述了功率谱在空间上的扩展程度。σ_{AS} 越大表明散射环境越强,散射 越丰富,信号在空间的扩展程度越大;反之,角度扩展越小表明散射环境越弱,信号在空间 扩展程度越低。对于 MIMO 系统而言,角度功率谱及角度扩展对天线间相关性影响很大。 不同的环境下的角度扩展及角度功率谱也不同,如在室内环境中,散射丰富,角度扩展大,角 度功率谱更接近均匀分布,天线相关性小。而对于室外宏小区基站,散射很弱,角度扩展小, 角度功率谱更近似于截断拉普拉斯分布,天线具有很高的相关性。表 3.1 总结了小尺度衰 落的类型。表 3.1 中的参数在前面均有介绍。

多径	效应	多普勒效应		
平坦衰落	频率选择性衰落	慢衰落	时间选择性衰落(快衰落)	
$B_{\rm s} < B_{\rm c}$	$B_{\rm s} > B_{\rm c}$	$B_{\rm s} > B_{\rm d}$	$B_{\rm s} < B_{\rm d}$	
$T_s > \sigma_\tau$	$T_{\rm s} < \sigma_{\tau}$	$T_{\rm s} > T_{\rm c}$	$T_{\rm s} > T_{\rm c}$	

表 3.1 小尺度衰落类型

4. 信道的包络统计特性

由于无线移动信道的多径效应,使得无线电磁波信号到达接收机的包络呈现随机变化的特性。因此,无线移动信道的包络统计特性成为一个重要的信道参数。众多的实际测量表明,当发射机(如基站)与接收机(如移动台)之间只有非视距分量(也称散射分量)时,如图 3.5(a)所示,接收信号包络服从瑞利(Rayleigh)分布。当发射机与接收机之间存在视距分量时如图 3.5(b)所示,接收信号包络服从莱斯(Ricean)分布。



图 3.5 NLoS 和 LoS 传播环境

假设基站发射的信号为:

$$S_{0}(t) = a_{0} e^{j(\omega_{0}t + \varphi_{0})}$$
(3.11)

其中, a_0 为信号幅值, ω_0 为信号角频率, φ_0 为信号初始相位。到达移动端接收天线的第*i* 个信号为 $S_i(t)$, $S_i(t)$ 与移动端的运动方向之间的夹角为 θ_i 。信号 $S_i(t)$ 可表示为:

$$S_{i}(t) = a_{i} e^{j\left(\frac{2\pi u t}{\lambda}\cos\theta_{i} + \varphi_{i}\right)} e^{j(\omega_{0}t + \varphi_{0})}$$
(3.12)

其中,v 为移动端的速度, λ 为信号波长,到达移动端的第*i* 个信号 $S_i(t)$ 的振幅为 a_i ,相移 为 φ_i 。

假设信号通过 N 条路径到达接收天线,N 个信号的幅度值和到达方位角是随机的且 满足统计独立,则接收信号可表示为:

$$S(t) = \sum_{i=1}^{N} S_{i}(t)$$
(3.13)

令:

$$\psi_i = \frac{2\pi vt}{\lambda} \cos\theta_i + \sigma_i$$
$$x = \sum_{i=1}^N a_i \cos\psi_i = \sum_{i=1}^N x_i$$
$$y = \sum_{i=1}^N a_i \sin\psi_i = \sum_{i=1}^N y_i$$

因此,式(3.13)可以改写为:

$$S(t) = (x + jy)e^{j(\omega_0 t + \varphi_0)}$$
(3.14)

由于 *x* 和 *y* 都是独立随机变量之和,所以根据中心极限定理,当 *N* 足够大时大量独立随机变量之和的分布趋近于正态分布,假设其均值都为 0,则有以下概率密度函数:

$$p(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_x} e^{-\frac{x^2}{2\sigma_x^2}}$$
(3.15)

$$p(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{y}} e^{-\frac{y^{2}}{2\sigma_{y}^{2}}}$$
(3.16)

其中, δ_x 和 δ_y 为随机变量 x和y的标准差, $\langle \delta_x = \delta_y = \delta$, 则得到 x和y的联合概率密度函数:

$$p(x,y) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} e^{-\frac{x^2 + y^2}{2\sigma^2}}$$
(3.17)

为了得到信号的包络和相位分布,可将二维分布的概率密度函数转换到极坐标系(r, θ)中。此时接收天线的信号振幅 r,相位 θ 表示为:

$$\begin{cases} r^{2} = x^{2} + y^{2} \\ \theta = \arctan \frac{y}{x} \end{cases}$$
(3.18)

极坐标形式的联合概率密度函数为:

$$p(r,\theta) = \frac{r}{2\pi\sigma^2} e^{-\frac{r^2}{2\sigma^2}}$$
(3.19)

对 θ 积分可得包络概率密度函数p(r)为:

$$p(r) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} \int_0^{2\pi} r e^{-\frac{r^2}{2\sigma^2}} d\theta = \frac{r}{\sigma^2} e^{-\frac{r^2}{2\sigma^2}}, \quad r \ge 0$$
(3.20)

同理,对r积分可得相位的概率密度函数 $p(\theta)$ 为:

$$p(\theta) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} \int_0^\infty r \,\mathrm{e}^{-\frac{r^2}{2\sigma^2}} \,\mathrm{d}r = \frac{1}{2\pi}, \quad 0 \leqslant \theta \leqslant 2\pi \tag{3.21}$$

由式(3.20)可知,无视距分量的多径效应信号包络服从瑞利分布,因此无直射分量的多 径信道(衰落)也称为瑞利信道(衰落),其概率密度函数如图 3.6 所示。

当接收信号有很强的直射视距分量时,其他的多径分量会叠加到这个直射信号分量上, 接收信号包络将会呈现莱斯分布。莱斯信道的概率密度函数为:



图 3.6 瑞利衰落概率密度函数(s=1)

$$p(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} e^{-\frac{(r^2 + A^2)}{2\sigma^2}} I_0\left(\frac{rA}{\sigma^2}\right), & A \ge 0, r \ge 0\\ 0, & r < 0 \end{cases}$$
(3.22)

其中,A 是直射信号的幅度峰值,r 是多径衰落信号的包络, σ^2 为r 的方差, I_0 (•)是零阶 第一类修正贝塞尔函数。另外,定义 K 为直射分量与多径分量功率之比为:

$$K = A^2/2\sigma^2$$

参数 K 被称为莱斯因子,当 A=0 时 K=0,莱斯分布(信道)退化为瑞利分布(信道)。

3.2 传播模型

无线信道通常可以概括为大规模传播效应(大尺度衰落)和小规模传播效应(小尺度衰落)。远距离传输是大尺度衰落的主要产生因素,例如路径损耗和阴影效应等。相反,小规 模衰落源于短距离的变化,例如来自不同路径的相互干扰。由于无线传播具有以上特性,因 此无线传播本质可分为3种不同的类型:空间波传播模型、天波传播模型和地波模型,其中 空间波传播模型也称为视距(LoS)传播模型,如图 3.7 所示。



在蜂窝通信中,不同于有线传播环境,其属于空间自由传播环境。通常会受反射、折射 及绕射影响,而且在不同的传播信道还要考虑阴影效应。但在实际的研究分析中经常采用 空间波传播模型。采用视距传播模型另一方面的原因是,地波传播模型通常用于低频和中 频无线电通信,而天波传播模型则主要用于需要数千千米传输的卫星和类似通信。

3.2.1 自由空间传播路径损耗模型

自由空间的传播模型一般适用于直射视距传播环境,在这种环境下发射机天线与接收 机天线之间没有障碍物,电磁波也不存在反射、绕射和散射等现象。假设发射机天线和接收 机天线都是各向同性天线,发射天线辐射功率为 *P*_t(单位:W),发射机天线与接收机天线 之间的距离为 *d*(单位:m),发射天线增益为 *G*_t,那么以发射天线为球心收发天线间距为半 径的球面上电磁波功率密度为:

$$S = \frac{P_{t}}{4\pi d^2} G_{t} \tag{3.23}$$

接收天线获得的功率就等于该位置电磁波功率密度与接收天线有效面积的乘积:

$$P_{\rm r} = SA_{\rm r} \tag{3.24}$$

其中,A_r是接收天线的有效面积,它满足:

$$A_{\rm r} = \frac{\lambda^2}{4\pi} G_{\rm r} \tag{3.25}$$

其中,G_r是接收天线的增益,λ为载波波长(单位:m)。由式(3.23)、式(3.24)和式(3.25) 可得接收天线功率为:

$$P_{\rm r} = P_{\rm t} \left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2 G_{\rm t} G_{\rm r} \tag{3.26}$$

式(3.26)是著名的 Friis 公式。路径传输损耗定义为发射天线功率与接收天线功率 之比:

$$L_{\rm f} = \frac{P_{\rm t}}{P_{\rm r}} = \left(\frac{4\pi d}{\lambda}\right)^2 \frac{1}{G_{\rm t}G_{\rm r}} \tag{3.27}$$

一般表示为对数形式,当收发天线为理想天线,且增益都为1时,自由空间路径传输损耗可 表示为:

$$L_{\rm f}({\rm dB}) = 10\log\left(\frac{P_{\rm t}}{P_{\rm r}}\right) = 32.44 + 20\log_{10}f + 20\log_{10}d$$
 (3.28)

其中,d 的单位为 km,频率 f 的单位为 MHz。式(3.28)即为自由空间传播的路径损耗模型,路径损耗只与工作频率和传播距离有关。

【例 3.1】 对于自由空间路径损耗模型,假设载波频率为 f = 5GHz,使用全向天线 $(G_r = G_t = 1)$,计算距离 d 变化时传播损耗的大小。

解: 假设距离 d 为 1km、2km 和 10km,由于 $G_r = G_t = 1$,所以

$$L_{\rm f}({\rm dB}) = 10\log\left(\frac{P_{\rm t}}{P_{\rm r}}\right) = 32.44 + 20\log_{10}f + 20\log_{10}d$$

当 f = 5GHz=5×1024MHz, d = 1km 时, 代人计算得: $L_1 = 106.64$ 。

当 f = 5GHz=5×1024MHz, d = 2km 时, 代入计算得: $L_2 = 112.66$ 。

当 f = 5GHz=5×1024MHz, d = 10km 时, 代入计算得: $L_3 = 126.18$ 。

3.2.2 Okumura 路径损耗模型

在现实中传播环境复杂多变,所以有较多的无线电传播模型。其中 Okumura 模型是

(3.30)

最常见且广泛采用的模型,它适用于 1~100km 范围内城市宏蜂窝、150~1500MHz 频率范 围及发射基站(BS)高度 30~100m 的无线电传播。在这些条件下,根据 Okumura 模型,在 传输距离 d 后的路径损耗为:

 $P_{Okumura}(dB) = L(f,d) + A_{\mu}(f,d) - G(h_{\tau}) - G(h_{r}) - G_{AREA}$ (3.29) 其中,L(f,d)为自由空间路径损耗, $A_{\mu}(f,d)$ 表示为距离 *d* 和频率 *f* 处的中值衰减, $G(h_{\tau})$ 为基站端通过改变天线高度获得的增益, $G(h_{r})$ 为接收端通过改变天线高度获得的 增益, G_{AREA} 为信号传输过程中获得的增益。

3.2.3 Hata 路径损耗模型

Hata 模型是无线通信中除自由空间传播模型外的另一种经典传播模型,该模型也适用 于频率在 150~1500MHz 区间上的移动通信,并提供了一种更简单的城市无线传播环境表 达方式。Hata 模型的路径损耗表达式为:

$$P_{\text{Hata}}(\text{dB}) = 69.55 + 26.16 \log(f) - 13.82 \log(h_t) - \alpha(h_r) +$$

$$(44.9 - 6.55 \lg(h_{+})) \lg(d)$$

此表达式的参数与 Okumura 传播模型中的参数相同,不同的是 Hata 模型可在不同的 环境中采用不同的移动台天线修正系数 α(h_r),更具有广泛性。但是,随着 BS 覆盖区域变 得越来越小,使用的载波频率越来越高,Hata 模型将不再适应。因此,毫米波大规模 MIMO 系统需要新的传播模型。

3.2.4 瑞利和莱斯信道模型

瑞利和莱斯两种信道模型均在无线通信系统中得到广泛的应用。莱斯信道假定从发射 机到接收机的传输路径由主要的 LoS 路径和其他散射路径组成,而瑞利信道由从发射机到 接收机的散射信道组成。假设每条路径上的相位 i 为 $2\pi ft_i$ 模 2π ,其中 $ft_i = d_i/\lambda$,在蜂窝 通信中,总是有 $d_i \gg \lambda$ 。在这种情况下,可以说每条路径上的相位在 0 和 2π 之间均匀变化, 而不同的相位是独立的。在将所有路径加在一起时,用 $\alpha_i(t)$ 、 $t_i(t)$ 分别表示时间 t 内路径 i上的衰减和传播延迟,抽头增益为:

$$h_1[m] = \alpha\left(\frac{m}{W}\right) e^{-j2\pi f t_i(m/W)} \sin\left[l - t_i\left(\frac{m}{W}\right)W\right]$$
(3.31)

这里可以使用圆对称复数随机变量建模,其中每个抽头是大量小的独立圆对称复数随 机变量的总和。通常,我们使用抽头增益的实部来对零均值高斯随机变量建模。而这种循 环、对称、复杂、随机、可变的假设非常符合 MIMO 系统特性。在大规模 MIMO 系统中,在 采用随机矩阵理论对频谱效率(SE)或能量效率(EE)进行分析时也采用了这一假设,其中 抽头增益被假定为遵循 CN(0,σ₁²)分布,这就称为瑞利衰落。瑞利随机变量的密度为:

$$\frac{1}{\sigma_1^2} \exp\left\{\frac{-x^2}{2\sigma_1^2}\right\}$$
(3.32)

相反,莱斯信道使用视距路径和几个散射路径对信道进行建模,其中镜面反射路径较大 且幅度已知。考虑两个随机高斯变量 X 和 Y。其中 X 均值不为零, Y 均值为零, X 和 Y 方 差相等,均为 η^2 。然后转化为莱斯分布:

$$Z = \sqrt{X^2 + Y^2}$$
(3.33)

则莱斯通道的抽头增益可以表示为:

$$h_1[m] = \sqrt{\frac{k}{k+1}} \sigma_1 \mathrm{e}^{\mathrm{j}\theta} + \sqrt{\frac{k}{k+1}} \mathrm{CN}(0, \sigma_1^2)$$
(3.34)

其中,*k* 表示 LoS 路径和分散路径中的能量之比,可以表示为 $k = m^2/2\eta^2$,式(3.34)中的第 一项式子产生具有均匀相位的 LoS 路径,第二项产生独立于 θ 的散射路径。

上述两种信道模型在大规模 MIMO 系统中也得到了广泛应用。

3.3 抗衰落技术

移动信道的多径传播、时延扩展以及伴随接收机移动过程产生的多普勒频移,会使接收 信号产生严重衰落; 阴影效应会使接收的信号过弱而造成通信中断; 信道存在的噪声和干 扰也会使接收信号失真而造成误码; 为了改善和提高接收信号的质量,在移动通信中就必 然使用到抗衰落技术。

衰落主要由多径干涉和非正常衰减引起。多径干涉,即多条射线的相互干涉,是最常见的也是最重要的衰落成因。多条射线的产生,可能是由于地面、大气不均匀层或天线附近的地形、地物的反射,也可能是由于电离层多次反射、电离层中的寻常波和非常波或天波和地波的同时出现。多径干涉形成的衰落通常称为多径衰落或干涉型衰落。非正常衰减发生时,接收信号电平低于正常值,从而形成衰落,通常称为衰减型衰落。

常用的抗衰落技术包括分集接收技术、均衡技术、信道编码技术和扩频技术。这里主要介绍分集接收技术和均衡接收技术。

3.3.1 分集接收技术

所谓分集接收技术,是指在若干个支路上接收相互间相关性很小的载有同一消息的信号,然后通过合并技术再将各个支路信号合并输出,这样可以在接收终端上有效降低深衰落的影响。图 3.8 给出了一种利用"选择式"合并法进行分集的示意图。在图 3.8 中,A 与 B 代表两个同一来源的独立衰落信号,C 为合成信号,明显要好于 A 或 B。



图 3.8 选择式分集合并示意图

1. 分集接收技术的基本原理

分集接收是通过多个信道(时间、频率或者空间)接收到承载相同信息的多个副本,由于 多个信道的传输特性不同,信号多个副本的衰落就不会相同。接收机使用多个副本包含的 信息能比较正确地恢复出原发送信号。即将接收到的信号分成多路的独立不相关信号,然 后将这些不同能量的信号按不同的规则合并起来。

2. 分集技术的适用范围

(1) 在平坦性信道上接收信号的衰落深度和衰落持续时间大的信号。

(2)来自地形地物造成的阴影衰落(宏观信号衰落)。

(3)在微波信号的传播过程中,由于受地面或水面反射和大气折射的影响,会产生多个 经过不同路径到达接收机的信号,造成多径衰落(微观衰落)。

3. 分集方式

移动通信系统可能用到的两类分集方式:宏分集和微分集。

(1) 宏分集主要用于蜂窝通信系统中,也称为"多基站"分集。这是一种减小慢衰落影响的分集技术,其做法是把多个基站设置在不同的地理位置上(如蜂窝小区的对角上)和不同方向上,同时和小区内的一个移动台进行通信。显然,只要在各个方向上的信号传播不是同时受到阴影效应或地形的影响而出现严重的慢衰落,这种办法就能保持通信不会中断。

(2) 微分集是一种减小快衰落影响的分集技术,在各种无线通信系统中都经常使用。 理论和实践都表明,在空间、频率、极化、场分量、角度及时间等方面分离的无线信号,会呈现 互相独立的衰落特性。

由于分集技术接收的信号涉及时间、空间和频率,所以根据所涉及的资源的不同可划分 为时间分集、空间分集和频率分集。

4. 各分集技术的优缺点

空间分集接收的优点是分集增益高,缺点是还需另外单独的接收天线。

时间分集与空间分集相比较,优点是减少了接收天线及相应设备的数目,缺点是占用时 隙资源增大了开销,降低了传输效率。

频率分集与空间分集相比较,其优点是在接收端可以减少接收天线及相应设备的数量, 缺点是要占用更多的频带资源,所以,一般又称它为带内(频带内)分集,并且在发送端可能 需要采用多个发射机。

3.3.2 合并技术

分集在获得多个独立衰落的信号后,需要对信号进行合并处理。利用合并器把经过相 位调整和延时后的各分集支路相加。接收端收到 M(M≥2)个分集信号后,如何利用这些 信号以减小衰落的影响,这就是合并问题。

一般均使用线性合并器,把输入的 M 个独立衰落信号相加后合并输出。

假设 M 个输入信号电压为 $r_1(t), r_2(t), \dots, r_M(t),$ 则合并器输出电压 r(t)为:

$$r(t) = a_1 r_1(t) + a_2 r_2(t) + \dots + a_M r_M(t) = \sum_{k=1}^{M} a_k r_k(t)$$
(3.35)

其中,a_k为第 k个信号的加权系数。

选择不同的加权系数,就可构成不同的合并方式,常用合并方式有以下3种。

1. 选择式合并

选择式合并是指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。由式(3.35)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。图3.9所示为二重分集选择式合并的示意图。两个支路的中频信号分别经过解 调,然后进行信噪比比较,选择其中有较高信噪比的支路接到接收机的共用部分。

2. 最大比值合并

最大比值合并是一种最佳合并方式,其方框图如图 3.10 所示。为了书写简单,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

$$a_k = \frac{r_k}{N_k} \tag{3.36}$$

由此可得最大比值合并器输出的信号包络为:

$$r_{\rm R} = \sum_{k=1}^{M} a_k r_k = \sum_{k=1}^{M} \frac{r_k^2}{N_k}$$
(3.37)

其中,下标 k 表征最大比值合并。





图 3.10 最大比值合并方式

3. 等增益合并

等增益合并无须对信号加权,各支路的信号是等增益相加的,其方框图如图 3.11 所示。等增益合并方式实现比较简单,其性能接近于最大比值合并。

等增益合并器输出的信号包络为:

$$r_{\rm E} = \sum_{k=1}^{M} r_k$$



其中,下标 E 表征等增益合并。

3.3.3 RAKE 接收

所谓 RAKE 接收机,就是利用多个并行相关器检测多径信号,按照一定的准则合成一路信号供解调用的接收机。需要特别指出的是,一般的分集技术把多径信号作为干扰来处理,而 RAKE 接收机采取变害为利的方法,即利用多径现象来增强信号。图 3.12 所示为简化的 RAKE 接收机组成。

假设发端从发射天线 T_x 发出的信号经 N 条路径到达接收天线 R_x 。路径 1 距离最短, 传输时延也最小,依次是第二条路径、第三条路径等,时延最长的是第 N 条路径。通过电路 测定各条路径的相对时延差,以第一条路径为基准时,第二条路径相对于第一条路径的相对 时延差为 Δ_2 ,第三条路径相对于第一条路径的相对时延差为 Δ_3 ,……,第 N 条路径相对于





图 3.12 简化的 RAKE 接收机组成

第一条路径的相对时延差为 Δ_N ,且有 $\Delta_N > \Delta_{N-1} > \cdots > \Delta_3 > \Delta_2$ ($\Delta_1 = 0$)。在图 3.12 中, 由于各条路径加权系数为1,因此为等增益合并方式。在实际系统中还可以采用最大比合 并或最佳样点合并方式,利用多个并行相关器,获得各多径信号能量,即 RAKE 接收机利用 多径信号,提高了通信质量。

在实际系统中,每条多径信号都经受着不同的衰落,具有不同的振幅、相位和到达时间。 由于相位的随机性,其最佳非相干接收机的结构由匹配滤波器和包络检波器组成。如图 3.13 所示,图中匹配滤波器用于对 c₁(t) cos wt 匹配。





如果 r(t)中包括多条路径,则图 3.13 的输出如图 3.14 所示。图中 W 为信号带宽,每 一个峰值对应一条多径。图中每个峰值的幅度的不同是由每条路径的传输损耗不同引起 的。为了将这些多径信号进行有效的合并,可将每一条多径通过延迟的方法使它们在同一 时刻达到最大,并按最大比的方式合并,这样就可以得到最佳的输出信号。然后再进行判决 恢复,发送数据。我们可采用横向滤波器来实现上述时延和最大比合并,如图 3.15 所示。



图 3.15 实现最佳合并的横向滤波器

3.3.4 纠错编码技术

基于第2章介绍的纠错编码基本原理,本节重点介绍卷积码和交织码。卷积码既能纠 正随机差错,也具有一定的纠正突发差错的能力。纠正突发差错主要靠交织码来解决。因此,在下面主要讨论这两种码的编码原理及纠错原理。

1. 卷积码

1) 卷积码的定义

在(*n*,*k*)线性分组码中,每个码字的 *n* 个码元只与本码字中的 *k* 个信息码元有关,或者 说,各码字中的监督码元只对本码字中的信息码元起监督作用。卷积码则不同,每个(*n*,*k*) 码字(常称子码)内的 *n* 个码元不仅与该码字内的信息码元有关,而且与前面 *m* 个码字内的 信息码元有关。或者说,各子码内的监督码元不仅对本子码起监督作用,而且对前面 *m* 个子码内的信息码元起监督作用。所以,卷积码常用(*n*,*k*,*m*)表示。通常称 *m* 为编码存储, 它反映了输入信息码元在编码器中需要存储的时间长短。

2) 卷积码的编码

卷积码也是分组的,但它的监督元不仅与本组的信息元有关,而且与前若干组的信息元 有关。这种码的纠错能力强,不仅可纠正随机差错,而且可纠正突发差错。卷积码根据需 要,有不同的结构及相应的纠错能力,但都有类似的编码规律。图 3.16 为(3,1)卷积码编码 器,它由 3 个移位寄存器(D)和两个模 2 加法器组成。每输入一个信息元 *m_j*,就编出两个 监督元 *p_{j1}、p_{j2}*,顺次输出成为 *m_j、p_{j1}、p_{j2}*,码长为 3,其中信息元只占 1 位,构成卷积码的 一个分组(即 1 个码字),称作(3,1)卷积码。

由图 3.16 可知,监督元 p_{j1} 、 p_{j2} 不仅与本组输入的信息元 m_j 有关,还与前几组的信息元已存入到寄存器的 m_{j-1} 、 m_{j-2} 和 m_{j-3} 有关,其关系式为:

$$p_{j1} = m_j \bigoplus m_{j-1} \bigoplus m_{j-3}$$

$$p_{j2} = m_j \bigoplus m_{j-1} \bigoplus m_{j-2}$$
(3.39)

式(3.39)称作该卷积码的监督方程。



图 3.16 (3,1) 卷积码编码器

【例 3.2】 在如图 3.16 所示的卷积码编码电路中,当输入信息为 11001 时,求输出码 字序列。

解:编码器工作时移位寄存器的初始状态为 00(清 0)。当输入信息为 11001 时,每个 时刻的信息码元、移位寄存器状态、子码中的码元及整个子码序列见表 3.2。

时间(j)	m_j	D_1	D_2	D_3	p_{j1}	p_{j2}	子码序列(c _j)
-2	0						
-1	0						
0	1	0	0	0	1 + 0 + 0 = 1	1 + 0 + 0 = 1	111
1	1	1	0	0	$1\!+\!1\!+\!0\!=\!0$	$1\!+\!1\!+\!0\!=\!0$	100
2	0	1	1	0	0 + 1 + 0 = 1	0 + 1 + 1 = 0	010
3	0	0	1	1	0 + 0 + 1 = 1	0 + 0 + 1 = 1	011
4	1	0	0	1	$1\!+\!0\!+\!1\!=\!0$	1 + 0 + 0 = 1	101

表 3.2 编码过程

3) 卷积码的状态图

卷积码编码过程常用 3 种等效图形描述:状态图、码树图和格状图。图 3.17 所示的 (2,1)卷积码编码器是状态图。编码器的输出子码是由当前输入比特和当前状态所决定的。 每当编码器移入一个信息比特,编码器的状态就发生一次变化。用来表示输入信息比特所 引起的编码器状态的转移和输出码字的图形就是编码器的状态图。



图 3.17 (2,1)卷积码的状态图

图 3.17 中小圆内的数字表示编码器的状态,共有 4 个不同的状态:00、01、10、11。连 接圆的连线箭头表示状态转移的方向,若输入信息比特为 1,连线为虚线;若为 0,则为实 线。连线旁的两位数字表示相应的输出子码。箭头所指的状态即为该信息码元移入编码器 后的状态。

2. 交织码

交织码主要用来纠正突发差错,即使突发差错分散成为随机差错而得到纠正。通常,交 织码与各种纠正随机差错的编码(如卷积码或其他分组码)结合使用,从而具有较强的既能 纠正随机差错又能纠正突发差错的能力。在突发错误中,错误之间存在相关性,交织码的指 导思想就是通过对所传输符号的交织,减小错误的相关性,使突发错误变为随机错误,从而 可以采用纠正随机错误的纠错编码进行纠错,所以交织码也可被看作是一种信道改造技术, 即把一个突发信道改造为一个随机信道。

使用交织码的通信系统原理如图 3.18 所示。其中交织器和去交织器的作用就是要使 整个编码信道成为随机信道。



交织器有不同的结构,这里仅介绍分组交织器。一个分组交织器可以看作是一个 *m*×*n* 的缓存器。例如,图 3.19 是一个 5×7 的交织器,把经过纠错编码的二进制码序列以 35 比特为单位进行分组,每组可表示为:

$$C = (c_1 c_2 c_3 c_4 \cdots c_{33} c_{34} c_{35}) \tag{3.40}$$

把它们按行写入交织器。在 35 个比特全部写入交织器后,按列读出各比特,如图 3.19 所示。从交织器读出的序列为:

$$C' = (c_1 c_8 c_{15} c_{22} c_{29} c_2 c_9 c_{16} c_{23} c_{30} c_3 c_{10} c_{17} c_{24} c_{31} c_4 c_{11} c_{18} c_{25} c_{32} c_{5} c_{12} c_{19} c_{26} c_{33} c_6 c_{13} c_{20} c_{27} c_{34} c_7 c_{14} c_{21} c_{28} c_{35})$$
(3.41)

此序列通过突发信道传输到接收端。在接收端,去交织器按列写入接收的 C',按行读出,如图 3.20 所示。这样即可恢复为原比特序列:

$$C'' = (c_{1}c_{2} c_{3} c_{4}c_{5}c_{6}c_{7}c_{8}c_{9} c_{10} c_{11}c_{12}c_{13}c_{14}c_{15}c_{16} c_{17} c_{18}c_{19}c_{20}c_{21} c_{22} c_{23} c_{24}c_{25}c_{26}c_{27}c_{28}c_{29} c_{30} c_{31}c_{32}c_{33}c_{34}c_{35})$$
(3.42)



图 3.19 发送端交织器的写入读出顺序

图 3.20 接收端交织器的写入读出顺序

现假设传输过程中一连发生 5 个比特的错误: c₂₃c₃₀c₃c₁₀c₁₇,即式(3.41)中方框所围的码元,这是典型的突发错误。但在去交织后,由式(3.42)可以看出,输出的突发错误被分散了,变为独立的随机错误,见式(3.42)中方框所围的码元。

一般地,一个 *m* 行 *n* 列的交织器一次交织 *m*×*n* 个比特。当突发错误的长度为 *b* 时, 若 $b \leq m$,则突发错误就被分隔开 *n*-1 位,实际上,通常输入到交织器的每一行,就是一个 编码码字,所以若 $b \leq m$,在去交织后,输出的码字也仅有一个错误;若 b > m,则突发错误的 长度也将被减小。显然,*m* 越大,纠正突发长度 *b* 就越长,通常称 *m* 为交织深度。从抗突发 错误的角度看,*m* 越大越好,但是交织与去交织的读写过程需要时间,因此将产生延时,在 实时系统中对 *m* 就有所限制。

3.3.5 均衡技术

在信道特性 C(ω)确知的条件下,人们可以精心设计接收和发送滤波器以达到消除码 间串扰和尽量减小噪声影响的目的。但在实际实现时,由于存在滤波器的设计误差和信道 特性的变化,所以产生码间干扰。在基带系统中插入一种可调(或不可调)滤波器可以校正 或补偿系统特性,减小码间串扰的影响,这种起补偿作用的滤波器称为均衡器。

均衡可分为频域均衡和时域均衡。所谓频域均衡,是从校正系统的频率特性出发,使包 括均衡器在内的基带系统的总特性满足无失真传输条件;所谓时域均衡,是利用均衡器产 生的时间波形去直接校正已畸变的波形,使包括均衡器在内的整个系统的冲击响应满足无 码间串扰条件。

频域均衡在信道特性不变,且传输低速数据时是适用的。而时域均衡可以根据信道特 性的变化进行调整,能够有效地减小码间串扰,故在高速数据传输中得到了广泛应用。

时域均衡的方法是在基带系统接收滤波器与取样判决器之间插入一个具有 2N+1 个抽头的横向滤波器。它是由带抽头的延迟线,加权系数为 $\{c_n\}$ 的相乘器和相加器组成的,如图 3.21(a)所示。送到均衡器输入端的信号 x(t)是接收滤波器的输出,如图 3.20(b)所示。由于系统特性的不理想,x(t)在其他码元取样时刻的值 x_1, x_2, x_{-1}, x_{-2} 等不为零,所以会对其他码元的判决产生干扰。增加均衡器的目的就是要对波形 x(t)进行校正,使校正后的波形 y(t)(即均衡器的输出)在其他码元取样点上的值为 0,从而减小或消除码间干扰,如图 3.21(c)所示。



图 3.21 均衡器原理图及输入输出波形示意图

根据线性系统的原理,很容易得出均衡器的输出为:

$$y(t) = \sum_{n=-N}^{N} c_n x(t - nT_s)$$
(3.43)

我们并不关心每一时刻的输出值,事实上,我们只关心每个码元取样时刻的输出值,所以,当*t*=*k*T_s时:

$$y(kT_{s}) = \sum_{n=-N}^{N} c_{n} x [(k-n)T_{s}]$$
(3.44)

式(3.44)简写为:

$$y_{k} = \sum_{n=-N}^{N} c_{n} x_{k-n}$$
(3.45)

式(3.45)表明,均衡器输出波形在第 k 个取样时刻得到的样值 y_k 将由 2N+1 个值来确定,其中各个值是 x(t)经延迟后与相应的加权系数相乘的结果。对于有码间干扰的输入波形 x(t),可以用选择适当加权系数的方法,使输出 y(t)的码间干扰在一定程度上得到减小。

均衡器输出波形在其他码元取样点的值不为 0,所以均衡后仍有失真。为了衡量失真 的大小,通常用峰值失真或均方失真作为度量标准。峰值失真的定义为:

$$D = \frac{1}{y_0} \sum_{\substack{k = -\infty \\ k \neq 0}}^{\infty} |y_k|$$
(3.46)

是除 *k* = 0 以外的各个样值绝对值之和,反映了码间干扰的最大值。*y*₀ 是有用信号的样值, 所以峰值失真就是峰值码间干扰与有用信号样值之比,其值越小越好。均方失真定义为:

$$e^{2} = \frac{1}{y_{0}^{2}} \sum_{\substack{k=-\infty\\k\neq 0}}^{\infty} y_{k}^{2}$$
(3.47)

其物理意义与峰值失真类似。

由以上分析可知,用时域均衡来消除一定范围内的码间干扰,关键是如何选择各抽头的 加权系数 {*c_n*}。理论分析已证明,如果均衡前的峰值失真小于1,要想得到最小的峰值失 真,输出 *y_k* 应满足下式要求:

$$y_{k} = \begin{cases} 1, & k = 0 \\ 0, & k = \pm 1, \pm 2, \cdots, \pm N \end{cases}$$
(3.48)

从这个要求出发,列出 2N+1个联立方程,可解出 2N+1个抽头系数。将联立方程用 矩阵形式表示为:

$$\begin{bmatrix} x_{0} & x_{-1} & \cdots & x_{-2N} \\ x_{1} & x_{0} & \cdots & x_{-2N+1} \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ x_{N} & x_{N-1} & \cdots & x_{-N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{2N-1} & x_{2N-2} & \cdots & x_{-1} \\ x_{2N} & x_{2N-1} & \cdots & x_{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_{-N} \\ c_{-N+1} \\ \vdots \\ c_{0} \\ \vdots \\ c_{N-1} \\ c_{N} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}$$
(3.49)

如果 x_{-2N} ,…, x_0 ,…, x_{2N} 已知,则求解上式线性方程组可以得到 c_{-2N} ,…, c_0 ,…, c_{2N} 共 2N+1 个抽头系数值。使 y_k 在 k=0 两边各有 N 个零值的调整叫做迫零调整,按 这种方法设计的均衡器称为迫零均衡器,此时峰值失真 D 最小,调整达到了最佳效果。

当均衡器的输入波形 x(t)的形状随时间变化时,则必须相应地调整均衡器的抽头系数 以适应 x(t)的变化,否则达不到均衡的目的。如果抽头系数的调整由均衡器自动完成,那 么这样的均衡器称为自适应均衡器。

一般来说,当抽头有限时,总不能完全消除码间干扰,但当抽头数较多时可以将码间干 扰减小到相当小的程度,要想完全消除码间干扰,均衡器的抽头数应为无限多。

3.4 多天线技术

3.4.1 多天线技术概述

下面先从香农信道容量公式开始:

$$C = W\log(1 + S/\sigma^2) \tag{3.50}$$

由式(3.50)可知,在噪声一定的情况下,提高发射功率有利于提高频谱效率。同时,通 过改变调制编码方式也能提高频谱效率,目前最高阶调制方式已能达到 64QAM,而 Turbo 编码性能也已趋近香农极限。在这种情况下,单纯依靠提高信号发射功率已不能达到明显 提升信道容量的效果。而多天线技术可以充分利用空间维度资源,成倍提升系统信道容量。 多天线场景下信道容量表达式为:

$$C = \min(m, n) W \log(1 + S/\sigma^2)$$
(3.51)

其中,min(*m*,*n*)为信道模型秩的最大值,取发射天线数量*m*和接收天线数量*n*中的最小者,例如,2×2MIMO将能达到1×2MIMO多天线信道容量的2倍。

MIMO(多输入多输出)系统,是指在发射端和接收端分别使用多个发射天线和接收天线,使信号通过发射端与接收端的多个天线传送和接收,从而改善通信质量。MIMO技术

是多天线的主要形式,其中发送端或接收端采用超过一根的物理天线。传统的通信系统一 般采用各种技术来减少多径的影响,而 MIMO 则反行其道,充分利用多径传播信道来增加 系统容量。LET 通过采用 MIMO 技术,利用天线的空间特性,能带来分集增益、复用增益、 阵列增益、干扰对消增益等增益,从而实现覆盖和容量的提升。

根据实现方式的不同,可将 MIMO 分成传输分集、空分复用、波束赋形等类型。

(1) 传输分集是在发送端两天线发送同样内容的信号,用于提高链路可靠性,不能提高数据率。LET 的多天线传输分集技术选用空时编码作为基本传输技术,在发射端对数据流进行联合编码以减少由于信道衰落和噪声所导致的符号错误率。通过在发射端增加信号的冗余度,使信号在接收端获得分集增益。

(2) 空分复用技术是在发射端发射相互独立的信号,接收端采用干扰抑制的方法进行 解码,此时的理论空口信道容量随着收发端天线对数量的增加而线性增大,从而能够提高系 统的传输速率。空分复用允许在同一个下行资源块上传输不同的数据流,这些数据流可以 来自于一个用户,也可以来自多个用户。单用户 MIMO 可以增加一个用户的数据传输速 率,多用户 MIMO 可以增加整个系统的容量。

(3) 波束赋形是一种基于天线阵列的信号预处理技术,实现通过调整天线阵列中每个 阵元的加权系数产生具有指向性的波束,从而获得对应辐射方向的阵列增益,同时降低对其 他辐射方向的干扰。

MIMO 技术在提高系统频谱效率、高速数据传输、提高传输信号质量、增加系统覆盖范 围和解决热点地区的高容量要求等方面有无可比拟的优势,现在已广泛应用于各种移动通 信系统中。然而,传统的 MIMO 技术存在硬件复杂度增加、信号处理复杂度增加、能量消耗 增大等问题,同时需要更多的物理空间来容纳较大尺寸的天线,产生了额外的土地租赁费 用。除此之外,随着移动互联网和云计算为代表的数据业务的指数式增长,传统的 MIMO 技 术已经不能满足人们日益增长的支持图像、视频和互联网接入等更高速率数据业务的要求。

3.4.2 毫米波大规模 MIMO 系统

大规模 MIMO 因具备提升系统容量、频谱效率、用户体验速率和节约能耗等诸多优点 而被公认为是未来移动通信系统的核心技术,值得一提的是,大规模 MIMO 技术被当作 5G 的核心技术,但是大规模 MIMO 技术的潜力和应用前景远不止 5G。鉴于大规模 MIMO 系 统的性能优势,它也可被用于下一代 WiFi、B5G(Beyond 5G)甚至 6G 移动通信系统等。毫 米波大规模 MIMO 系统框图如图 3.22 所示。



(1)信源编码和译码。信源编码主要有两个作用,即提高通信系统信息传输的有效性 且完成模拟信号到数字信号的转换。其中提高系统信息传输的有效性需要通过数据压缩技 术减少码元的数目来获得;而模拟信号至数字信号的转换是指当所需发送的信息为模拟信 号时,通过信源编码可以将其转换为数字信号,使其能够在无线通信系统中传输。

(2)信道编码与译码。在发射端对信号进行信道编码是为了增强无线通信系统的抗干 扰能力。无线信道中存在着大量的加性或乘性干扰,而这些干扰会使得信号在传输过程中 产生差错。为了减轻信道中干扰的影响,信道编码器通过一定的方法在码元序列后加上一 些保护信息,然后在接收端根据同样的方法对信息进行信道译码,这样就能发现或纠正由这 些干扰引起的信息差错,进而提升通信系统的可靠性。

(3)调制与解调。调制分为基带调制和载波调制,其中基带调制是指将编码后的二进制数据映射为复用信号,而载波调制是将基带信号的频谱搬移到所使用的高频率频段(如毫 米波频段)上去。如,常用的调制方式有 QPSK、16QAM 等。

(4)预编码。在大规模 MIMO 系统中,由于发射信号在多个天线上同时进行传输,为 了使得各个天线上的信号不相互干扰,需要在发射端对信号进行预编码处理。通过利用信 道状态信息发射端进行预编码处理,可以使通信系统获得复用增益和分集增益,提高无线通 信系统的频谱效率或降低系统的误码率。

3.4.3 MIMO 系统预编码

发送预编码与接收均衡相对应,最初提出预编码技术的目的是简化接收机。在传统通 信中,通常是通过接收机进行均衡来达到消除干扰提高接收信号质量的目标。但是在接收 端进行一系列均衡处理会使得接收机结构变得非常复杂,如果将这些复杂的处理交由发送 端来完成,则可以极大地简化接收机,因此人们提出了预编码技术。假设发送端能够通过某 种方式获取下行链路的信道状态信息(CSI),发送端可以利用该 CSI 通过预处理(调整天线 功率与相位等)来实现信号与信道的匹配,从而使干扰得到抑制,系统容量得到提升,这种预 处理就称为预编码技术。

预编码技术分为线性预编码技术和非线性预编码技术。线性预编码技术主要有基于信 道求逆的预编码(迫零预编码,最小均方差预编码),非线性预编码与线性预编码相比,能够 取得更优的性能,但是计算复杂度高,实现困难。

1. 线性预编码技术

线性预编码就是对发送信号的线性变换,即经过信源编码调制后的信号发送预编码矩 阵,信道矩阵之间是线性的相乘关系,其结构图如图 3.23 所示。



假设 MIMO 系统的发送端天线数为 n_i ,接收端天线数为 n_r ,则可以将 MIMO 的线性 预编码模型描述为:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{W}\mathbf{x} + \mathbf{n} \tag{3.52}$$

其中,x 是一个 $n_{\star} \times 1$ 向量,代表发送端经过编码调制后的信号,y 是一个 $n_{\star} \times 1$ 向量,为接 收端接收的信号, **H** 是 $n_r \times n_r$ 的信道矩阵, **W** 是 $n_r \times n_r$ 的预编码矩阵, **n** 是 $n_r \times 1$ 的加性 噪声向量。假设发送端总发送功率为 ρ ,则 MIMO 系统的容量可表示为:

$$C = \log_2 \left[\det(\boldsymbol{I}_{n_t} + \frac{\rho}{n_t} \boldsymbol{W}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{H}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{H} \boldsymbol{W}) \right]$$
(3.53)

根据不同设计原则对W进行求解可以得到不同的预编码方案,目前常用的线性预编码 方法主要有最大比发送技术、基于迫零准则的预编码设计和基于最小均方差的预编码设计。

1) 最大比发送技术

最大比发送(Maximum Ratio Transmission, MRT)/匹配滤波器(Match Filter, MF)预 编码是以最大化输出信噪比为设计原则得到的预编码方案。它通过对信道矩阵求共轭转置 来获取发送预编码矩阵,避免了矩阵求逆,计算复杂度低,易于实现,因而是最简单的线性预 编码技术。MF预编码具有很大的实用价值,当系统各路信号不相干且服从瑞利分布时, MF 预编码的性能够达到最优。为了便于讨论,假设考虑一个单小区大规模 MIMO 系统, 基站的天线数量为*M*,小区内用户均为单天线目数量为*K*,收发端均已知信道状态信息。 MF 预编码矩阵可以表示为:

$$\boldsymbol{W} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{\omega}_1, \boldsymbol{\omega}_2, \cdots, \boldsymbol{\omega}_K \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{h}_1^{\mathrm{H}} \\ |\boldsymbol{h}_1^{\mathrm{H}}| \\ |\boldsymbol{h}_2^{\mathrm{H}}| \end{bmatrix}, \cdots, \frac{\boldsymbol{h}_K^{\mathrm{H}}}{|\boldsymbol{h}_K^{\mathrm{H}}|} \end{bmatrix}$$
(3.54)

其中, $H = [h_1^T, h_2^T, \dots, h_K^T]^T$ 是 *K*×*M* 的信道矩阵,*W* 是 *M*×*K* 的预编码矩阵。

2) 基于迫零准则的预编码技术

基于迫零(Zero Forcing, ZF)准则的预编码通过求信道矩阵的伪逆来获得预编码矩阵, 在理想 CSI下,这样处理可以完全消除各路信号间干扰,但是却有可能会放大噪声影响系 统的性能。迫零预编码要求发射天线的数量大于或等于接收天线的数量。迫零预编码的系 统框图如图 3.24 所示。



图 3.24 迫零预编码的系统框图

其中,W 是预编码矩阵,s 是编码调制后的信号,H 为信道矩阵,n 为加性白噪声。由 图 3.24 可知,发送端天线发出的信号可以表示为:

$$\boldsymbol{x} = \boldsymbol{W}\boldsymbol{s} \tag{3.55}$$

假设发送端信号满足功率约束条件,即 tr{ xx^{H} } = K,其中 K 为单天线用户数量。预 编码矩阵形可以表示为:

$$\boldsymbol{W} = \beta \boldsymbol{H}^{\mathrm{H}} (\boldsymbol{H} \boldsymbol{H}^{\mathrm{H}})^{-1}$$
(3.56)

其中, β 是功率控制因子,由功率约束条件可以得出 β 的表达式为:

$$\beta = \sqrt{\frac{K}{\operatorname{tr}(\boldsymbol{x}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{x})}} = \sqrt{\frac{K}{\operatorname{tr}((\boldsymbol{H}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H})^{-1})}}$$
(3.57)

接收信号向量 v 可以表示为:

$$\mathbf{y} = \frac{1}{\beta} (\mathbf{HWs} + \mathbf{n})$$

= $\frac{1}{\beta} \cdot \beta \mathbf{HH}^{\mathrm{H}} (\mathbf{HH}^{\mathrm{H}})^{-1} \mathbf{s} + \frac{1}{\beta} \mathbf{n}$
= $\mathbf{s} + \frac{1}{\beta} \mathbf{n}$ (3.58)

从式(3.58)可以看出,由于在发送端采用了迫零预编码处理,所以接收端可以完全消除 各路信号之间的干扰,接收端无须再进行联合检测处理,这极大地简化了接收机的结构。基 于迫零规划的预编码方案原理简单,能够很好地消除信号间的干扰,但是该预编码方案存在 缺陷。首先是它对信道状态的依赖性大,当信道矩阵的奇异值分布方差较大时,采用迫零预 编码将放大噪声,降低接收信噪比。再者,由于采用信道的伪逆作为预编码矩阵,因此限制 了发送端天线数量必须不小于接收端天线的数量,否则伪逆不可求。

在大规模 MIMO 系统中,迫零预编码方案在传统 MIMO 系统中表现出的不足得到了 一定的改善。由于大规模 MIMO 系统基站端配备了大规模的天线阵列,基站的发送天线数 量 M 远大于系统用户数量 K,信道矩阵的各奇异值之间的差距变得较小,此时信道处于一 种有利传输状态,这从一定程度上弥补了迫零预编码放大噪声的缺陷。迫零预编码技术可 以应用到在大规模 MIMO 系统中,但是由于迫零预编码矩阵的获取需要对信道矩阵进行求 逆,因此在大规模 MIMO 系统中使用迫零预编码需要解决矩阵快速求逆的问题。

3) 最小均方差的预编码技术

对于基于迫零准则的预编码,为使各路信号间的干扰为零,预编码矩阵为信道的伪逆。 基于最小均方差的预编码方案,并不要求各路信号之间的干扰为零,而是要求接收信号与发 送信号的均方差最小,通过引入一个参量 σ² 调整预编码矩阵,使接收端的信噪比达到最大。

根据最小均方差预编码的设计准则,取使得接收信号与发送信号的均方差最小的预编码矩阵作为 MMSE(最小均方差)预编码矩阵,即:

$$W = \underset{W}{\operatorname{argmin}} E\left[\| \mathbf{s} - \hat{\mathbf{s}} \|^{2} \right]$$
$$= \underset{W}{\operatorname{argmin}} E\left[\| \mathbf{s} - \frac{1}{\beta} (\mathbf{HWs} + \mathbf{n}) \|^{2} \right]$$
(3.59)

其中,s为发送信号向量,ŝ为接收信号向量,β为功率控制因子。通过解式(3.59)可得, MMSE预编码矩阵为:

$$\boldsymbol{W} = \beta \boldsymbol{W} = \beta \boldsymbol{H}^{\mathrm{H}} (\boldsymbol{H} \boldsymbol{H}^{\mathrm{H}} + \sigma^{2} \boldsymbol{I})^{-1}$$
(3.60)

其中,**H** 为信道矩阵, $\sigma^2 = \sigma_n^2 / \sigma_s^2 (\sigma_n^2)$ 为噪声的功率, σ_s^2 为信号的功率)。从 MMSE 的预编 码矩阵表达式中可以看出,在进行预编码设计时将噪声的影响也考虑在内,不仅对各路信号 间干扰有所抑制,而且能够减少噪声对接收信号的影响,在消除干扰与消除噪声之间实现了 一个很好的折中。MMSE 预编码的性能比基于迫零准则的预编码要稳定,但是其复杂度增 加了。

2. 非线性预编码

在大规模 MIMO 系统中,除了传统的线性预编码方法外,非线性预编码方法也能大幅 度提升多用户 MIMO 系统的性能。常见的非线性预编码方法脏纸编码(Dirty Paper Coding,DPC)、Tomlinson Harashima(THP)预编码、向量扰动(Vector Perturbation,VP) 预编码、格基规约辅助(Lattice Reduction Aided, LRA)预编码等。其中, DCP 通过在信号 传输之前将发射时一些已知的潜在干扰删除,可以实现系统的最大速率,而 THP 是 DCP 的一种简单有效的方法,通过反馈处理消除多用户之间的干扰,其复杂度更低,因此在实际 实现中比 DCP 更具吸引力。

在大规模 MIMO 系统中,随着基站端和用户端的天线数增多,会使得采用非线性预编码技术的系统有相当高的复杂度和难以承受的开销。此外,非线性预编码技术需要非常准确的 CSI,且对错误 CSI 有较高的敏感性,因此在大规模 MIMO 系统中实现准确的信道估计和信道反馈也是一个巨大的挑战。

3.5 毫米波通信

3.5.1 毫米波的定义和特性

1. 毫米波的定义

微波波段包括分米波、厘米波、毫米波和亚毫米波。其中,毫米波(millimeter wave)通常指频段在 30~300GHz、相应波长为 1~10mm 的电磁波,它的工作频率介于微波与远红 外波之间,因此兼有两种波谱的特点。由于毫米波传播特性和波束赋形方面的特点,可以满 足 5G 系统连续的大带宽需求。

2. 毫米波的传播特性

毫米波通信就是指以毫米波作为传输信息的载体而进行的通信。目前绝大多数的应用 研究集中在几个"大气窗口"频率和3个"衰减峰"频率上。

(1)一种典型的视距传输方式。毫米波属于甚高频段,它以直射波的方式在空间进行 传播,波束很窄,具有良好的方向性。一方面,由于毫米波受大气吸收和降雨衰落影响严重, 所以单跳通信距离较短;另一方面,由于频段高,干扰源很少,所以传播稳定可靠。因此,毫 米波通信是一种典型的具有高质量、恒定参数的无线传输信道的通信技术。

(2) 具有"大气窗口"和"衰减峰"。"大气窗口"是指 35GHz、45GHz、94GHz、140GHz、220GHz 频段,在这些特殊频段附近,毫米波传播受到的衰减较小。一般来说,"大气窗口" 频段比较适用于点对点通信,已经被低空空地导弹和地基雷达所采用。而在 60GHz、120GHz、180GHz 频段附近的衰减出现极大值,高达 15dB/km 以上,被称作"衰减峰"。通常 这些"衰减峰"频段被多路分集的隐蔽网络和系统优先选用,用来满足网络安全系数的要求。

(3)降雨时衰减严重。与微波相比,毫米波信号在恶劣的气候条件下,尤其是降雨时的 衰减要大许多,严重影响传播效果。有研究表明,毫米波信号降雨时衰减的大小与降雨的瞬 时强度、距离长短和雨滴形状密切相关。因此,在毫米波通信系统设计时,应留出足够的电 平衰减余量。

(4) 对沙尘和烟雾具有很强的穿透能力。激光和红外线对沙尘和烟雾的穿透力很差, 而毫米波在这点上具有明显优势。大量现场试验结果表明,毫米波对于沙尘和烟雾具有很 强的穿透力,几乎能无衰减地通过沙尘和烟雾,不会引起毫米波通信的严重中断。

3.5.2 面向 5G 的毫米波天线

首先,分析毫米波天线的两个重要特征:高天线增益和小天线波束角。根据微波理论,

天线增益是天线在特定方向上辐射立体角度内的能量与天线在所有方向上辐射立体角内的 能量的比率,计算公式如下:

$$G = \eta \times \left(\frac{\pi \times D}{\lambda}\right) = \eta \times \left(\frac{\pi \times D}{c} \times f\right) = \frac{\eta \times 4\pi \times A}{c^2} \times f^2$$
(3.61)

其中, η 为天线孔径系数; D为天线尺寸; A为天线面积; c为光速; λ 为波长; f为频率。

同理,天线的标准波束角是指天线辐射的波束能量减少到 3dB 时(减少一半能量时)的 位置对应的夹角,计算公式如下:

$$\varphi = 70 \times \frac{\lambda}{D} = \frac{70 \times c}{D \times f}$$
(3.62)

可以看出,天线增益正比于频率平方值,天线波束角反比于频率。也就是说,在其他条件不变时,频率越高天线增益越大、天线波束角越小。一般情况下,毫米波天线的孔径系数取值为 0.5~0.8,以 8 发射天线为例,以 LTE 的 8 发射天线面积 $A = 0.45 \text{ m}^2$ 为参考,取 $\eta = 0.6, D = 0.5 \text{ m},$ 频率覆盖范围取整个毫米波段 f 为 30~300GHz,则对应的天线增益和天线波束角与频率的曲线如图 3.25 所示。



图 3.25 毫米波的天线增益和波束角

其次,比较 LTE 主频天线与毫米波天线间的差异。LTE 的主频为 2.35GHz,波长为 1.27dm(以 TD. LTE 常用的 2.3GHz 频段为例),属于分米波通信。毫米波采用第 1 透明 窗主频率 35GHz。基站天线参数取 LTE8 发射天线,则 $A = 0.45 \text{ m}^2$, $\eta = 0.6$,D = 0.5 m。 终端参数取智能手机 4 发射天线,则 $\eta = 0.6$,D = 6cm= 0.06 m, $A = 36 \text{ cm}^2 = 0.0036 \text{ m}^2$ 。

从表 3.3 可以看出,毫米波与 LTE 相比,毫米波的窄波束和高增益带来的高分辨率和 抗干扰特性,完全可以为 5G 网络有效地防止视距通信中的传播损耗,进而达到提高天线传 输效率的目的。

频率	类 型	增益 G/dB	波束角 φ/(°)
毫米波	基站天线	46.6	1.2
(35GHz)	终端天线	25.0	10.0
TD-LTE	基站天线	23.2	17.9
(2.35GHz)	终端天线	2.2	149.0

表 3.3 毫米波和 LTE 的基站与终端天线参数

最后,毫米波天线是一项非常成熟的通信技术,可以分为传统结构天线和基于新概念设 计天线两大类。前者主要包括阵列天线、反射天线、透镜天线和喇叭天线等,后者主要有微 带天线、类微带天线、极化天线和行波天线等。对于 5G 网络而言,前者中的阵列天线适合 大规模 MIMO 基站天线,后者中的微带天线适合 MIMO 终端天线。应用于大基站和小基 站的大规模 MIMO 天线阵列,振子数量最多可达上百,甚至更多,由于需要应用空分多址方 式,上百个振子可以分成多个用户天线集群,每个集群为一个独立阵列,可为用户提供分集 增益和波束赋形。终端 MIMO 天线只需获取分集增益和波束赋形,天线振子数最多十几个 就可以了。

3.5.3 5G 毫米波波束赋形

1. 波束赋形实现原理

波束赋形(Beam Forming,BF)是下行多天线技术之一,指基站对多天线加权后发送信号,形成窄的发射波束,将能量对准目标用户。与传统 LTE 宽波束相比,BF 主要有以下两个方面优势。

(1) 形成窄的发射波束,将能量对准目标用户,提高用户的信号强度。

(2) 波束对准实时移动的用户,提升用户(特别是小区边缘用户)的信噪比。BF 主要运用了信号传播的空间相关性及电磁波的干涉原理,从而调整波束的宽度和方向,如图 3.26 所示。



图 3.26 波束赋形干涉原理示意图

图 3.26 中弧线表示载波的波峰,波峰与波峰相遇位置叠加增强,波峰与波谷相遇位置 叠加减弱。

(1) 未使用 BF 时,波束形状、能量强弱位置是固定的,对于叠加减弱点用户,如果处于 小区边缘,则信号强度低。

(2)使用 BF 后,通过对信号加权,调整各天线阵子的发射功率和相位,改变波束形状, 使主瓣对准用户,提高信号强度。简言之,BF 通过加权形成定向窄波束,集中接收能量。接 收方享有分集增益,通道数越多,分集增益越大。其加权方式采用基带将权值与待发射的数 据进行向量相加,实现信号幅度和相位的改变。

2.5G 毫米波波束管理

在毫米波通信系统中,终端和基站侧经过波束赋形后会形成大量窄波束。波束管理的

目的是获取并维护一组可用于 DL(下行链路)和 UL(上行链路)传输/接收的 UE 波束对, 以提高链路的性能。波束管理包括以下几方面内容:波束扫描、波束测量、波束上报、波束 指示和波束失败恢复等。

习题

1. 简述电磁波在无线移动信道中的传播方式。

2. 无线移动信道的衰落可分为哪两种? 多径效应和多普勒效应属于何种衰落?

3. 分集技术如何分类?

4. MIMO 系统有哪些预编码方法?

5. 已知一个(3,1,4)卷积码编码器的输出和输入关系为 $c_1 = b_1, c_2 = b_1 \oplus b_2 \oplus b_3 \oplus b_4$, $c_3 = b_1 \oplus b_3 \oplus b_4$,试画出编码器的方框图和状态图。当输入信息序列为 10110 时,试求出其输出序列。