

# 直升机在低空训练中应用的通信技术研究

高忠长 王星 唐敏

(31621部队 北京 101121)

**摘要** 直升机具有行动隐蔽、动作灵活、机动性强等特点。低空飞行是直升机训练的重要项目,由于地形、障碍物等的影响,直升机训练时的通信链路传输会受到一定的阻碍,直接影响直升机的训练效果。文中结合直升机的低空训练场景,分别从抗多径波形和加强空地组网方式两个方面进行了分析论证,提出了保障直升机在低空复杂环境下训练时的通信可靠性的方法。

**关键词:** 直升机低空训练;抗多径波形;空地加强组网

**中图分类号** TN929.5

## Research on Communication Technology of Helicopter in Low Altitude Training

GAO Zhongchang, WANG Xing and TANG Min

(31621 Troops of PLA, Beijing 101121, China)

**Abstract** Helicopters have the characteristics of stealth, flexibility and strong maneuverability. Low-altitude flight is an important item of helicopter training. Due to the influence of terrain and obstacles, the transmission of communication links during helicopter training will be hindered to a certain extent, which will directly affect the training effect of helicopters. Combined with the low-altitude training scenarios of helicopters, this paper analyzes and demonstrates from two aspects: anti-multipath waveform and strengthening air-ground networking, and proposes methods to ensure the reliability of communication when helicopters are trained in low-altitude complex environments.

**Key words** Helicopter low altitude training, Anti multipath waveform, Air ground enhanced networking

## 0 引言

直升机具有行动隐蔽、灵活性强、作战半径大、机动性强、反应迅速等特点,是信息化作战中实现联合作战的重要力量<sup>[1]</sup>。直升机可在“一树之高”的低空或超低空飞行,在特定场景还会采用贴地飞行的方式<sup>[2]</sup>。在低空作战场景下,通信信号会出现阴影衰落现象,如遇到峡谷、丘陵、高楼等障碍物,会导致传输信号被吸收,或因信号的反射、散射、绕射等现象而出现衰减,甚至被阻断,降低通信的稳定性,影响通信链路的作用。为解决该问题,应从波形能力、空地组网能力两个方面出发,提出提升直升机低空作战训练时的通信网络可靠性的方法。

## 1 波形能力提升

复杂地形环境下的低空/超低空飞行应用场景,是典型的多径衰落信道传输环境,多径时延较大,信道相关性差,通信解调性能下降。飞机在高速飞行中,往往也会带来较强的多普勒频偏现象,占用过多时域资源,影响其准确度。针对上述问题,可采用以下3种解决方案。

### 1.1 添加循环前缀,提升抗多径能力,降低接收机复杂度

针对性地设计时隙结构,增加循环前缀,采用频域均衡的相干解调方式,可有效优化在多径衰落信道下的解调性能。由于多径效应的影响,在通信系统中,无线电波信号会经过不同的传输路径到达下一个传输节点,这导致信号的时延、功率和相位各不相同,甚至导致功率衰落以及时延拓展。在接收机解调得到的第 $k$ 个数据符号中,会掺杂前 $M-1$ 个数据符号的干扰信息,加入CP的目的就是消除ISI(符号间干扰)。

假设信道有 $M$ 径,接收到采样后的数组如式(1)所示:

$$\mathbf{y}_k = x_k * \mathbf{h}_M + \sum_{i=1}^{M-1} x_{k-i} * \mathbf{h}_{M-i} + \eta(n) \quad (1)$$

其中,\*表示卷积操作, $\mathbf{y}_k$ 表示第 $k$ 个数据符号经过信道后产生的影响, $x_{k-i} * \mathbf{h}_{M-i}$ 表示第 $k-i$ 个数据符号对第 $k$ 个数据符号的影响,通常称其为符号间干扰。

信道的向量表示法如式(2)所示:

$$\mathbf{h}_M = [h_0, h_1, h_2, \dots, h_{M-1}] \quad (2)$$

信号在信道中传输,其本质是信号与信道向量的卷积,序列长度为 $N + N_g$ 的 $\mathbf{x}_k$ 信号与序列长为 $M$ 的信号 $\mathbf{h}_M$ 相互卷积,生成了长度为 $N + N_g + M - 1$ 的信号 $\mathbf{y}_n$ 。其中, $N_g$ 表

作者简介:高忠长(1984—),硕士,中级工程师,研究方向为装备与训练。

示CP长度,因此会有  $M-1$  个符号与后续信号产生堆叠干扰,并由此产生符号间干扰。

令  $\mathbf{y}^{k-1} = [y_0^{k-1}, y_1^{k-1}, y_2^{k-1}, \dots, y_{N+N_g+M-2}^{k-1}]$ ,  $\mathbf{y}^{k-1}$  为对第  $k$  帧的干扰可用向量  $\mathbf{y}_L =$

$\begin{bmatrix} y_{N+N_g}^{k-1} \\ y_{N+N_g+1}^{k-1} \\ \vdots \\ y_{N+N_g+M-2}^{k-1} \\ \vdots \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$  的描述,因为  $M-1$  个符号后续信号产生堆叠干扰,因此循环前缀的长度  $N_g \geq M-1$ ,再去除CP时乘以  $\mathbf{R}_{CP} = \begin{bmatrix} 0_{N_g \times N_g} \end{bmatrix}$  的零矩阵,即可完全消除影响。

CP还能将线性卷积转变为圆周卷积。加入CP后的信号为  $\mathbf{x}_k$ ,定义如下:

$$\mathbf{x}_k = [x_{N-N_g}, x_{N-N_g+1}, \dots, x_{N-1}, x_0, x_1, \dots, x_{N-2}, x_{N-1}]$$

信道  $\mathbf{h}_M = [h_0, h_1, h_2, \dots, h_{M-1}]$ ,其中  $n = 0, 1, 2, \dots, M-1$ ,  $\mathbf{y}_n$  为接收机接收信号,则有  $\mathbf{y}_n = \mathbf{x}_k * \mathbf{h}_M$ 。由线性卷积和矩阵的关系得到式(3):

$$\mathbf{y}_n = \mathbf{x}_k * \mathbf{h}_M = \sum_{m=0}^{N-1} x_m h_{n-m} \quad (3)$$

其矩阵形式如下:

$$\begin{bmatrix} y_0 \\ y_1 \\ \vdots \\ y_{N_g-1} \\ y_{N_g} \\ y_{N_g+1} \\ \vdots \\ y_{N+N_g-3} \\ y_{N+N_g-2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 \\ h_1 & h_0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots \\ h_{N_g-1} & h_{N_g-2} & h_{N_g-3} & \cdots & 0 & 0 & 0 \\ h_{N_g} & h_{N_g-1} & h_{N_g-2} & \cdots & 0 & 0 & 0 \\ h_{N_g+1} & h_{N_g} & h_{N_g-1} & \cdots & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots \\ h_{N+N_g-3} & h_{N+N_g-2} & h_{N+N_g-3} & \cdots & h_{N_g-2} & h_{N_g-1} & h_{N_g} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{N-N_g} \\ x_{N-N_g+1} \\ \vdots \\ x_{N-1} \\ x_0 \\ x_1 \\ \vdots \\ x_{N-2} \\ x_{N-1} \end{bmatrix}$$

前  $N_g$  项符号为CP符号,在解调时需要删除,后  $M-1$  项会对下一符号产生影响。

对比循环卷积与上式的中间  $N$  项,假设  $N_g = M-1$ ,则矩阵形式如下:

$$\begin{bmatrix} y_{N_g} \\ y_{N_g+1} \\ \vdots \\ y_{N_g+M-1} \\ y_{N_g+M} \\ \vdots \\ y_{N_g+N-2} \\ y_{N_g+N-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{M-1} & h_{M-2} & \cdots & h_1 & h_0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & h_{M-1} & \cdots & h_2 & h_1 & h_0 & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & h_{M-1} & h_{M-2} & h_{M-3} & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & h_{M-1} & h_{M-2} & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & \cdots & h_0 & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & \cdots & h_1 & h_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{N-N_g} \\ x_{N-N_g+1} \\ \vdots \\ x_{N-1} \\ x_0 \\ x_1 \\ \vdots \\ x_{N-2} \\ x_{N-1} \end{bmatrix}$$

设未加CP的信号为  $\mathbf{x}_k = [x_0, x_1, \dots, x_{N-1}]$ ,信道表示为  $\mathbf{h}_n = [h_0, h_1, \dots, h_{M-1}, 0, \dots, 0]$ 。

此时,  $\mathbf{x}_k$  与  $\mathbf{h}_M$  的圆周卷积表示为  $\mathbf{y}_k = [y_0, y_1, \dots, y_{N-1}]$ ,则矩阵形式如下:

可以看到,经过矩阵的线性变换之后,线性卷积的中间  $N$  项与圆周卷积的结果相同,因此通过添加CP的方式将信号转化为圆周卷积,可实现频域均衡。这可以在一定程度上降低系统的复杂度。

$$\begin{bmatrix} y_0 \\ y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_{M-2} \\ y_{M-1} \\ y_M \\ \vdots \\ y_{N-2} \\ y_{N-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & h_{M-1} & h_{M-2} & h_{M-3} & \cdots & h_1 \\ h_1 & h_0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & h_{M-1} & h_{M-2} & \cdots & h_2 \\ h_2 & h_1 & h_0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & h_{M-1} & \cdots & h_3 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M-2} & h_{M-3} & h_{M-4} & \cdots & h_0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & h_{M-1} \\ h_{M-1} & h_{M-2} & h_{M-3} & \cdots & h_1 & h_0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & h_{M-1} & h_{M-2} & \cdots & h_2 & h_1 & h_0 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & h_{M-2} & h_{M-3} & h_{M-4} & h_{M-5} & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & h_{M-1} & h_{M-2} & h_{M-3} & h_{M-4} & \cdots & h_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_0 \\ x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_{M-2} \\ x_{M-1} \\ x_M \\ \vdots \\ x_{N-2} \\ x_{N-1} \end{bmatrix}$$

图1给出了在无直射径情况下,恶劣多径环境中循环前缀和无循环前缀的波形相同码率下的性能仿真曲线,表1则给出了多径参数。

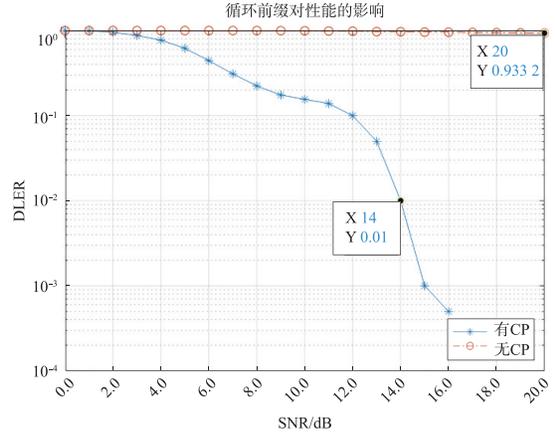


图1 有循环前缀的性能仿真曲线

表1 多径参数

	第1径	第2径	第3径	第4径	第5径	第6径
功率/dB	-3	0	-2	-6	-8	-10
时延/ns	0	200	600	1600	2400	5000

从图1可以看到,无CP结构几乎无抵抗恶劣多径的能力,在20 dB信噪比下仍有93.32%的误块率,而有CP结构则具备较强的抵抗恶劣多径的能力。

## 1.2 采用差分相移键控调制,抵抗多普勒频偏,降低频偏的敏感性

直升机在空中高速飞行时,由于空气动力学效应和机械振动带来的晶振漂移、多普勒频偏等的影响,往往会产生较大的频偏。DQPSK(差分相移键控)具有相位变化不受频偏影响、对频偏的敏感度较小等优点,通过DQPSK,可以解决由相位模糊造成的性能问题,且不会增加系统设计和实现的复杂度。

DQPSK指利用前后相邻码元的载波相位差来传递数字信息。与QPSK不同,DQPSK的相位信息不能直接代表基带信号,而是由前后两个码元的相位信息来确定基带值。

假设一段长度为  $2n$  的发送比特序列为  $\{b_0, b_1, b_2, \dots, b_{2n-1}\}$ ,其中每一个星座点的映射两个比特为  $\{b_{2k}, b_{2k+1}\}$ 。经过QPSK映射后,得到  $n$  个复信号:  $\{a_0, a_1, a_2, \dots, a_{n-1}\}$ ,  $0 \leq k \leq n-1$ ,  $a_k = \{a_{ki}, a_{kj}\}$  的每一个符号都存在相位,随后进行载波调制,即  $s_k = a_k e^{j(2\pi\omega t + \theta)}$ ,在接收端进行载波恢复时,可采用相干解

调的办法,如式(4)所示:

$$r_k = s_k e^{-j(2\pi\omega t + \varphi)} = a_k e^{j(2\pi\omega t + \theta)} e^{-j(2\pi\omega t + \varphi)} = a_k e^{j(\theta - \varphi)} \quad (4)$$

当  $\theta = \varphi$  时,  $r_k = a_k$ , 即可恢复原来的信号。然而, 目前实际采用的相干解调并不能保证与发送端的相位一致, 也就不能正确恢复原信号。

通过以上分析, 可以发现接收信号与原始信号的每个符号之间都存在  $e^{j(\theta - \varphi)}$  的相位差, 而前后两个信号的相位相减可消除该影响, 因此可采用差分编码的方式来解决该问题。

差分编码是指利用相邻两个符号之间的相位差来存储或传输信号的方式。假设经过 QPSK 映射后的  $n$  个复信号为  $\{a_0, a_1, a_2, \dots, a_{n-1}\}$ , 则差分编码如式(5)所示:

$$\begin{aligned} c_0 &= a_0 \\ c_k &= c_{k-1} a_k \end{aligned} \quad (5)$$

第一个映射符号是第一个差分符号, 第  $k$  个符号的差分编码等于第  $k-1$  个差分符号与第  $k$  个映射符号的乘积, 其在相位上相当于第  $k-1$  个差分符号的相位与第  $k$  个映射符号的相位叠加得到的第  $k$  个差分符号。解差分公式如式(6)所示:

$$\begin{aligned} a_0 &= r_0 \\ a_k &= r_k r_{k-1}^* \end{aligned} \quad (6)$$

对差分符号进行载波调制后, 得到  $s_k = c_k e^{j(2\pi\omega t + \theta)}$ , 在接收端进行载波恢复, 如式(7)、式(8)所示:

$$r_k = s_k e^{-j(2\pi\omega t + \varphi)} = c_k e^{j(2\pi\omega t + \theta)} e^{-j(2\pi\omega t + \varphi)} = c_k e^{j(\theta - \varphi)} = a_k e^{j\beta} e^{j(\theta - \varphi)} \quad (7)$$

$$r_{ak} = r_k r_{k-1}^* = c_k e^{j(\theta - \varphi)} \cdot c_{k-1}^* e^{-j(\theta - \varphi)} = c_k c_{k-1}^* = a_k e^{j\beta} a_{k-1}^* e^{-j\gamma} = a_k a_{k-1}^* e^{j(\beta - \gamma)} \quad (8)$$

可见, QPSK 中存在的  $e^{j(\theta - \varphi)}$  相位误差被抵消, 仅存在前后码元的相位差  $e^{j(\beta - \gamma)}$ 。由此, 可根据初始相位来正确恢复原始信号。

由于信号波形间的相关性, DQPSK 中会存在错误传播(特别是在相邻码元之间), 使 DQPSK 信号的效率低于 QPSK。这种差异主要是因为 QPSK 会将接收到的信号与无噪声干扰的参考信号进行比较, 而 DQPSK 则会比较两个含有噪声的信号。因此, DQPSK 信号的噪声水平约为 QPSK 信号的两倍, 这也导致其解调门限也约为 QPSK 的两倍, 即增加了 3 dB。

图 2 为在 0 Hz、50 Hz、100 Hz、200 Hz、400 Hz 和 1 000 Hz 频偏下, DQPSK 和 QPSK 的性能曲线。可以看到, 频偏对 DQPSK 信号解调性能的影响很小。在 0 Hz 频偏时, DQPSK 和 QPSK 信号的性能相差了约 3 dB, 在 100 Hz 频偏情况下, QPSK 信号和 DQPSK 信号的解调性能几乎相同, 随着频偏的升高, DQPSK 信号的解调性能会逐渐优于 QPSK 信号。

### 1.3 MIMO 分集技术, 双发双收, 提升信号质量, 保证传输的可靠性

在无线信道中, 由于空间中各种时域、频域、空域干扰对信号的影响, 使信号在传输过程中产生了较大的衰落, 这会严重影响无线通信的性能。采用 MIMO(多输入多输出)分集技术, 可以消除多径衰落的负增益甚至将其变为正增益<sup>[3]</sup>。每条路径之间相互独立, 各路径上的信号通过对应的译码算法

进行合并处理, 保证了信号的质量, 提高了传输的可靠性<sup>[4]</sup>。在本文中, 因功率放大器输出功率的稳定性及峰均比相对较低, 需要基于单载波频域均衡(SC-FDE)展开研究。

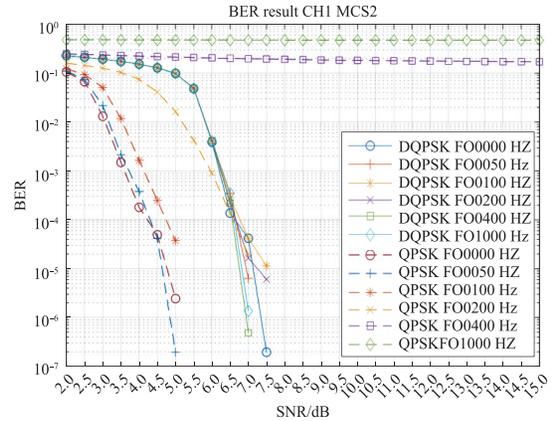


图 2 DQPSK 和 QPSK 在抵抗频偏时的性能曲线

FFT 变换操作会导致相邻数据块间的空时编码不仅需要进行共轭操作, 还需要进行位置变换。为按照前后数据块完成空时编码, 设从发射天线  $i(i = 1, 2)$  发射的第  $k$  个字符块的第  $n$  个字符表示为  $x_i^k(n)$ , 其中,  $k = 0, 2, 4, \dots, n = 0, 1, 2, \dots, N-1$ 。编码方式遵循的规则如式(9)所示:

$$\begin{aligned} x_1^{(k+1)}(n) &= -\bar{x}_2^{(k)}((-n)_N) \\ x_2^{(k+1)}(n) &= \bar{x}_1^{(k)}((-n)_N) \end{aligned} \quad (9)$$

其中,  $(\cdot)$  和  $(\cdot)_N$  分别表示共轭和对  $N$  的求模。为消除块间干扰, 需要对编码后的数据块分别添加循环前缀(CP), 长度为  $v$ <sup>[5]</sup>。公式表示的编码规则如图 3 所示。

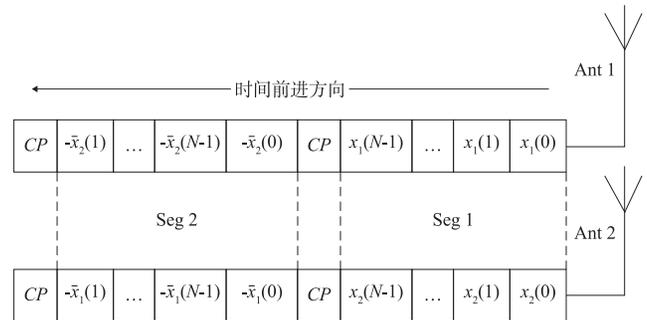


图 3 SC-FDE 发射分集方案示意图

在发送信号时, 由于另一根天线的影, 每根天线的信噪比通常会小 3 dB, 编码后的数据块经过频率选择性衰落信道(在短时间内认为信道质量和参数不会发生变化)后, 接收到的信号如式(10)所示:

$$\begin{cases} Y_1^{(k)} = H_{11}^{(k)} X_1^{(k)} + H_{21}^{(k)} X_2^{(k)} + N_1^{(k)} \\ Y_1^{(k+1)} = H_{11}^{(k+1)} X_1^{(k+1)} + H_{21}^{(k+1)} X_2^{(k+1)} + N_1^{(k+1)} \\ Y_2^{(k)} = H_{12}^{(k)} X_1^{(k)} + H_{22}^{(k)} X_2^{(k)} + N_2^{(k)} \\ Y_2^{(k+1)} = H_{12}^{(k+1)} X_1^{(k+1)} + H_{22}^{(k+1)} X_2^{(k+1)} + N_2^{(k+1)} \end{cases} \quad (10)$$

根据编码规则并联合 DFT 的性质, 可以得到式(11):

$$\begin{aligned} X_1^{(k+1)} &= -\bar{X}_2^k \\ X_2^{(k+1)} &= \bar{X}_1^k \end{aligned} \quad (11)$$

由上述分析可知,  $H^{(k)} = H^{(k+1)} = H$ , 由此可得式(12):

$$Y = \begin{bmatrix} Y_1^{(k)} \\ \bar{Y}_1^{(k+1)} \\ Y_2^{(k)} \\ \bar{Y}_2^{(k+1)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_{11} & H_{21} \\ \bar{H}_{21} & -\bar{H}_{11} \\ H_{12} & H_{22} \\ \bar{H}_{22} & -\bar{H}_{12} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} N_1^{(k)} \\ \bar{N}_1^{(k+1)} \\ N_2^{(k)} \\ \bar{N}_2^{(k+1)} \end{bmatrix} = HX + N \quad (12)$$

由MMSE均衡算法可知  $\tilde{X} = GY$ , 均衡系数如式(13)所示:

$$G = \left[ \bar{H} \cdot H + \frac{\sigma^2 I}{P} \right]^{-1} \cdot \bar{H} = \left[ \bar{H} \cdot H + \sigma^2 I \right]^{-1} \cdot \bar{H} \quad (13)$$

可根据式(13)对信号Y分别进行最小方差估计(MMSE)均衡, 均衡系数为G, 均衡输出的2组数据块即为估计出的频域数据, 完成时频转换后, 再通过解调判决得到输出信号。图4、图5分别给出了有无分集下的性能曲线。

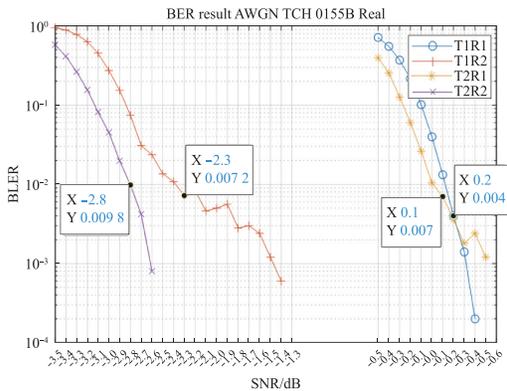


图4 AWGN信道下天线个数对性能的影响

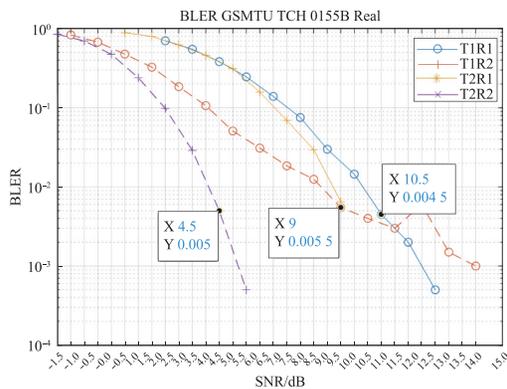


图5 多径信道下天线个数对性能的影响

基于上述仿真结论, 在单收天线情况下, 在高斯(AWGN)信道中, 由于双发相较于单发没有功率增益, 因此性能接近。在双收天线下, 相较于单收, 会有大约2.5~3.0 dB的性能增益。在多径环境中(多径参数见表1), 收发天线分集相较于单发单收, 会带来约6 dB的增益。

## 2 空地组网能力加强

### 2.1 多地面联合组网, 提高空域覆盖能力

在低空/超低空飞行条件下, 由于山体、树木、建筑物等的

遮挡以及姿态变化造成的机身遮挡、地面电磁干扰等, 会导致通信受阻或中断。为提升机身机动多变、复杂地形低空作战使用环境下的通信可靠性, 可以采用地面多站联合组网的方式, 利用空间分集和数据冗余传输, 提升通信的可靠性。

通过地面有线网络, 可实现多个地面站组网, 由一个网管地面站负责对网络资源管理和网络状态的监控。所有地面站均可发送上行数据并接收下行数据, 机载设备和地面站还应具备处理冗余数据的功能。

### 2.2 空中中继组网, 提高传输的可靠性

直升机在进行低空突防、隐蔽攻击等训练时, 需要贴近地面/海面远距离飞行, 由于地球曲率和不规则地形的影响, 无法保证其与地面基站的直接通信。通过空中中继的方式, 可以实现节点间的中继传输, 增加同一条消息在不同传播路径上的重复发送机会, 提高整个通信网络的可靠性。

在通信链路系统中, 可以基于训练规模选择静态或动态的中继方式。静态中继方式指根据训练任务提前装订中继资源, 在整个训练过程中, 中继电台可以通过自己的信道, 将其其他指定的被中继电台的信息传输到地面电台。这种静态中继方式配置简单, 但资源分配较为固定, 仅适用于训练规模较小的场景。动态中继方式可以通过升空中继平台, 根据网络内各节点的通信情况, 主动向中心节点申请中继资源。这种方式可以避免资源浪费, 适用于训练规模较大的场景, 但申请资源过程会产生时延, 且需要单独的中继平台, 成本较高。

## 3 结语

本文基于直升机低空训练的应用场景, 从波形设计方面提出了添加循环前缀和多天线收发MIMO技术, 以降低多径带来的信号衰减, 并通过差分相移键控技术来减小高频偏带来的性能下降, 进而降低低空复杂环境对信号传输的影响。结合训练应用场景分析, 在地面有线条件较好的情况下, 可采用多地面站联合组网; 在无人或海面等不具备地面组网的条件下, 可根据是否具备中继平台条件, 采用静态或动态的空中中继的方式, 提升数据冗余和传输能力, 为直升机低空训练通信提供可靠的技术手段。

### 参考文献

- [1] 赵琳. 陆航合同战术训练仿真系统设计与应用[J]. 电子科技, 2012, 25(6): 20-23, 26.
- [2] 李振, 孙轶. 国外武装直升机技术的发展动向与分析[J]. 舰船电子工程, 2012, 32(8): 11-14, 41.
- [3] 王宝, 何新华. 直升机战术数据链的发展及其建设启示[J]. 四川兵工学报, 2013, 34(11): 20-22.
- [4] 张永照. MIMO-OFDM系统的空时编码技术研究[D]. 重庆: 重庆大学, 2010.
- [5] 高建文, 白勇, 王巍. 基于空时分组码与卷积码级联编码的单载波频域均衡技术研究[J]. 海南大学学报(自然科学版), 2014, 32(2): 113-117.