

Distributed Space-Time Coding for Long Distance Aeronautical Communication

Dapeng Zhang¹, Ting Liu², Tao Yan³, Qi Tao³

¹Troop 95883 of the Air Force, Beijing

²Academy of Opto-Electronics, Beijing

³Department of Avionics Engineering, First Aeronautical College of the Air Force, Xinyang Henan
Email: zdp-0728@163.com

Received: May 5th, 2017; accepted: May 23rd, 2017; published: May 26th, 2017

Abstract

The distance of aeronautical communication is limited by the curvature of the earth. Parallel relay forwarding is an effective way to solve the problem of long distance communication. Traditional amplify-and-forward and detect-and-forward can extend the communication distance, but the relay nodes are independent with each other and the space resources are not fully utilized. Based on parallel relay forwarding architecture, we propose a distributed space-time coding transmission scheme in aeronautical communication, use virtual multi-antenna system to realize the distributed space-time coding at relay nodes, and propose the corresponding detection algorithm at the destination node. Simulation results show that the proposed scheme can improve the reliability of parallel relay system in aeronautical communication.

Keywords

Aeronautical Communication, Relay, Amplify-and-Forward, Detect-and-Forward, Distributed Space-Time Code

远程航空通信分布式空时码技术

张大鹏¹, 刘婷², 闫涛³, 陶祁³

¹空军95883部队, 北京

²中国科学院光电研究院, 北京

³空军第一航空学院航空电子工程系, 河南 信阳

Email: zdp-0728@163.com

收稿日期: 2017年5月5日; 录用日期: 2017年5月23日; 发布日期: 2017年5月26日

摘要

航空通信距离因地球曲率而受到限制，并行中继转发是解决远程航空通信问题的一种有效途径。传统的放大转发与检测转发能够延长通信距离，但中继节点之间相互独立，对于空间资源的利用并不充分。本文在并行中继转发结构的基础上，提出航空通信系统中的分布式空时码传输方案，利用虚拟的多天线系统实现中继节点的分布式空时编码，并提出对应的接收检测算法。仿真表明，所提方案能够大幅提高中继转发的可靠性。

关键词

航空通信，中继，放大转发，检测转发，分布式空时码

Copyright © 2017 by authors and Hans Publishers Inc.

This work is licensed under the Creative Commons Attribution International License (CC BY).

<http://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>



Open Access

1. 引言

航空通信在现代信息化战争中具有举足轻重的地位，然而，由于受到地球曲率的影响，其有效作用距离只有数百公里，不能满足现代战机作战半径的需求。通过若干个飞行器作为中继节点，组成并行中继网络，可极大地延长通信距离，且其战时可靠性远高于卫星通信系统。由于战术飞机的机体空间有限，电磁环境复杂，难以容纳过多的通信天线，因此，由单天线终端组成虚拟的多天线系统，是延长通信距离、改善通信质量的一种有效途径。

传统的中继转发方案主要为放大转发(AF) [1] [2]和检测转发(DF) [3] [4]两种方式。在放大转发方案中，中继节点直接将其接收信号作放大处理，具有简单易行的优点，但同时也放大了干扰。在检测转发方案中，中继节点转发其硬判决结果，当判决正确时，可消除前一阶段的干扰，然而，当判决错误时则不可避免地将差错带入下一阶段。当前，软信息转发的出现，利用中继节点的估计值或互信息作为度量，可以适度改善传统转发存在的问题[5] [6] [7] [8]。在上述中继转发方案中，各中继节点间不存在约束关系，均相互独立。为中继节点的再生信号引入约束关系，形成分布式空时编码，可提高整个系统的可靠性。

本文提出航空通信中的并行中继分布式空时码方案，由单天线节点构成虚拟的多天线系统，将空时编码的概念扩展于航空中继节点，利用其接收与发射分集增益，提出相应的检测算法，实现高质量的远程航空通信。

2. 系统描述

2.1. 航空信道模型

航空通信信道为典型的莱斯信道。在莱斯信道中，既有直达路径分量，又有多径分量。令 a 为直达路径分量的幅度， c^2 为多径分量的方差，将直达路径分量与多径分量的功率之比称为莱斯因子，即

$$K_{\text{Rice}} = \frac{a^2}{c^2} \quad (1)$$

当无直达路径时， $a = 0$ ，从而 $K_{\text{Rice}} = 0$ ，此时为瑞利信道；当无多径分量时， $c = 0$ ，从而 $K_{\text{Rice}} = \infty$ ，

此时为高斯信道。

与常规移动通信不同，航空通信多采用超短波频段，由于从停放到飞行至远方的过程中通信环境会有显著改变，莱斯因子也呈现出明显变化，在不同场景中多径分量的入射角范围也有所不同。航空通信的信道可分为停放、滑行、起降及飞行等多个场景，而飞行场景又可分为地空与空空两种情况。各种场景的表述及参数可参考文献[9][10]，本文主要涉及地空通信与空空通信。

当飞行器飞行至远方时，受地球曲率影响，地空通信距离被限制为约 350 km。如果在空中利用飞行器作中继节点，考虑到地球曲率的作用，有效的通信距离可扩展至原先的 3 倍，而通信覆盖范围则可扩展至原先的 9 倍。

2.2. 中继转发系统

本文考虑无直达路径的并行航空通信中继转发系统，如图 1 所示。源节点和目的节点分别为 S 和 D，中继节点 k 表示为 R_k ， $k \in [1, \dots, K]$ 。源节点 S 到中继节点 R_k 的衰落系数为 $h_{SR,k}$ ，中继节点 R_k 到目的节点 D 的衰落系数为 $h_{RD,k}$ 。中继节点 R_k 和目的节点 D 的加性噪声分别为 w_k 和 w_D 。衰落系数和加性噪声均为时间和空间上都独立的复高斯随机变量，即服从 $\mathcal{CN}(0,1)$ 。

令源节点的发射信号为 x ，中继节点 k 的接收信号为 r_k ，目的节点的接收信号为 y 。在处理的第一阶段，源节点向各中继节点发送相同的源信号，则 r_k 与 x 之间的关系为

$$r_k = \sqrt{\rho} x h_{SR,k} + w_k \quad (2)$$

其中， ρ 为各中继节点的接收信噪比。第一阶段的信道转移概率密度函数为

$$p(r_k | x, h_{SR,k}) = \frac{1}{\pi} \exp\left(-|r_k - \sqrt{\rho} x h_{SR,k}|^2\right) \quad (3)$$

在第二阶段，各中继节点独立地向目的节点发送以转发函数 $f(r_k)$ 为表达方式的再生信号。令目的节点的接收信噪比为 ρ' ，则 y 与 r_k 之间的关系为

$$y = \sum_{k=1}^K \sqrt{\rho'} \cdot f(r_k) \cdot h_{RD,k} + w_D \quad (4)$$

3. 航空通信分布式空时码方案

在航空通信各种转发方案中，转发函数都可表示为如下形式

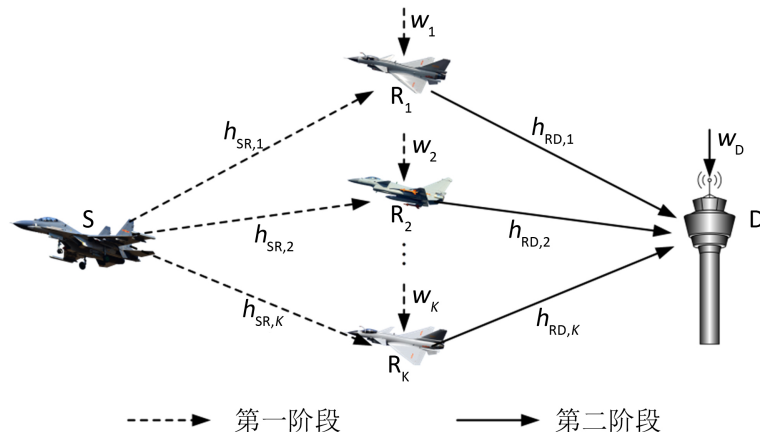


Figure 1. Parallel relay forwarding structure without direct path
图 1. 无直达路径的并行中继转发过程

$$f(r_k) = \beta_k \cdot g(r_k) \quad (5)$$

其中, $g(r_k)$ 为节点 k 的再生函数, 其表达式与具体的转发方式有关, β_k 为归一化因子, 使节点 k 转发函数的平均功率为 1, 即

$$\mathbb{E}\left[|f(r_k)|^2\right] = 1 \quad (6)$$

3.1. 传统转发方案

传统转发方案主要为放大转发和检测转发两种。在放大转发方案中, $g_{AF}(r_k) = r_k$, 转发函数为

$$f_{AF}(r_k) = \beta_{AF,k} \cdot r_k \quad (7)$$

AF 的归一化因子为

$$\beta_{AF,k} = \frac{1}{\sqrt{\rho|h_{SR,k}|^2 + 1}} \quad (8)$$

目的节点的最大似然检测为

$$x_{ML} = \arg \min_{l \in \{0, \dots, L-1\}} |y_{AF} - \sqrt{\rho} x_l c_A|^2 \quad (9)$$

其中, $c_A = \sum_{k=1}^K \beta_{AF,k} h_{SR,k} h_{RD,k}$ 。当采用相位调制时, 式(9)可简化为

$$x_{ML} = \arg \max_{l \in \{0, \dots, L-1\}} \operatorname{Re}(y_{AF}^* x_l c_A) \quad (10)$$

在检测转发方案中, $g_{DF}(r_k) = \hat{r}_k$, 转发函数为

$$f_{DF}(r_k) = \beta_{DF,k} \cdot \hat{r}_k \quad (11)$$

由于 \hat{r}_k 是判决后的结果, 于是检测转发的归一化因子为

$$\beta_{DF,k} = 1 \quad (12)$$

在 DF 方案中, 目的节点的最大似然检测为

$$x_{ML} = \arg \min_{l \in \{0, \dots, L-1\}} |y_{DF} - \sqrt{\rho} x_l c_D|^2 \quad (13)$$

其中, $c_D = \sum_{k=1}^K h_{RD,k}$ 。当采用相位调制时, 式(13)可简化为

$$x_{ML} = \arg \max_{l \in \{0, \dots, L-1\}} \operatorname{Re}(y_{DF}^* x_l c_D) \quad (14)$$

3.2. 分布式空时码方案

在 DF 方案中, 各中继节点的再生信号均为源节点调制信号集合中的一个, 相互独立, 并不具有约束关系。在 DC 方案中, 源节点发射 $T \times K$ 维空时码的一列, 不知一般性, 不妨使用第一列。假设中继节点均能正确检测, 将节点 R_k 的 T 个相邻再生信号替换为相应空时分组码的第 k 列, 即 $g_{DC}(r_k)$, 则可得分布式空时码, 其中 r_k 为连续的 T 个接收信号。将 K 列、 T 个周期的再生信号看作一个整体, 则有

$$\left[g_{DC}(r_1), \dots, g_{DC}(r_K) \right] \in \mathbf{X}_l$$

其中 $l \in [0, \dots, L'-1]$ 、 $L' = 2^{TR}$, 转发函数为

$$f_{\text{DC}}(\mathbf{r}_k) = \beta_{\text{DC},k} \cdot g_{\text{DC}}(\mathbf{r}_k) \quad (15)$$

与 DF 相同，分布式空时码的归一化因子为

$$\beta_{\text{DC},k} = 1 \quad (16)$$

在 DC 方案中，令 $\mathbf{h}_{\text{RD}} = [h_{\text{RD},1}, \dots, h_{\text{RD},K}]$ ，将连续的 T 个接收信号表示为 \mathbf{y}_{DC} ，则目的节点的最大似然检测为

$$\mathbf{X}_{\text{ML}} = \arg \min_{l \in \{0, \dots, L-1\}} \|\mathbf{y}_{\text{DC}} - \sqrt{\rho'} \mathbf{X}_l \mathbf{h}_{\text{RD}}\|_{\text{F}}^2 \quad (17)$$

当采用相位调制时，式(17)可简化为

$$\mathbf{X}_{\text{ML}} = \arg \max_{l \in \{0, \dots, L-1\}} \text{Re} \left[\text{tr}(\mathbf{X}_l \mathbf{h}_{\text{RD}} \mathbf{y}_{\text{DC}}^{\text{H}}) \right] \quad (18)$$

4. 仿真与性能分析

仿真中采用航空信道模型，第一阶段为空空通信，第二阶段为空地通信，信道衰落在空间上独立，在时间上则具有连续性，且衰落系数和加性噪声的分量均服从 $\mathcal{CN}(0,1)$ 。为简单起见，令中继节点与目的节点的信噪比相同。不失一般性，设载波频率为 100 MHz，码元周期为 1.87×10^{-5} s，数据率为 1 比特/信道实现，为 Link-16 的典型配置[11]。空时编码方式由文献[12]选择。

图 2 为 $T=2$ 、 $K=3$ 时，航空通信分布式空时码的差错性能曲线。AF 方案最为简单明了，其性能也相对最差，且难以进行分布式空时编码。相对 AF 而言，DF 方案已经有了明显改善。在 DF 的基础上，DC 方案可以进一步大幅提高整个系统的差错性能，增益约为 5 dB。

图 3 为 $T=4$ 、 $K=4$ 时，航空通信分布式空时码的差错性能曲线。相对 $T=2$ 的情况，由于分集增

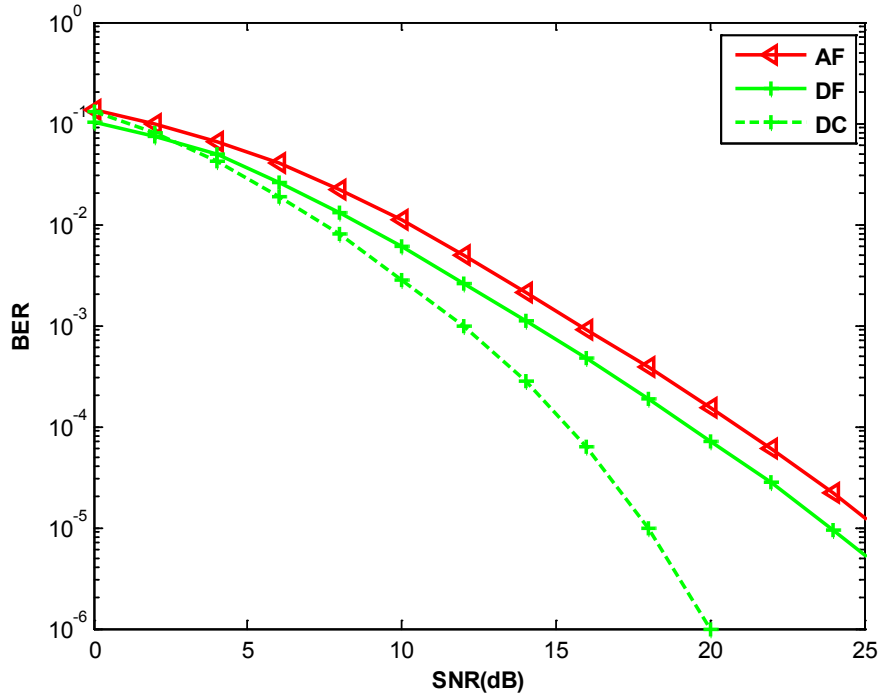


Figure 2. Error performance of distributed space-time coding in aeronautical communication when $T = 2$ and $K = 3$

图 2. $T = 2$ 、 $K = 3$ 时航空通信分布式空时码的差错性能

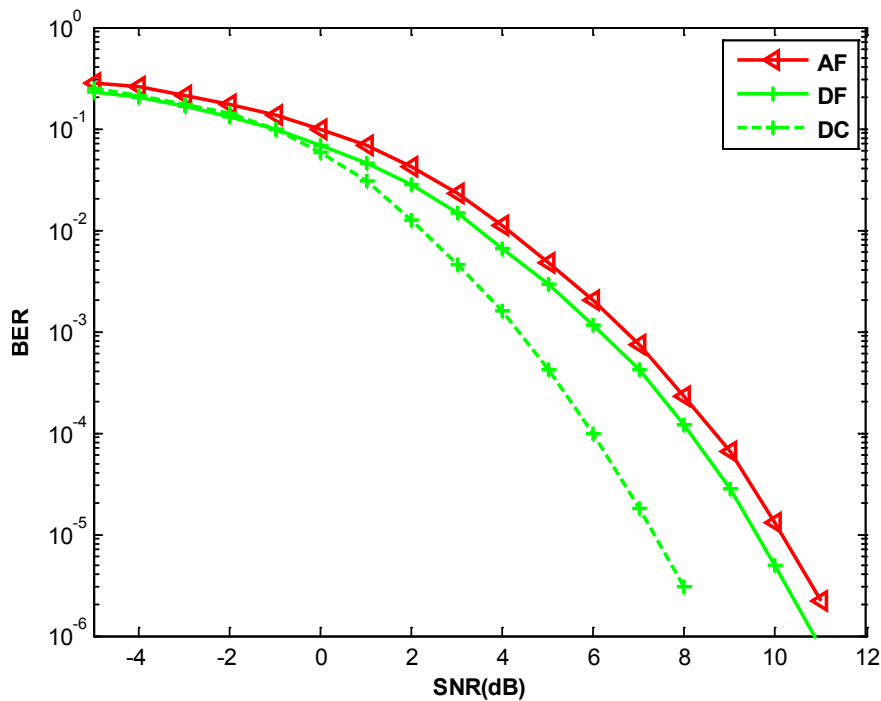


Figure 3. Error performance of distributed space-time coding in aeronautical communication when $T = 4$ and $K = 4$

图 3. $T = 4$ 、 $K = 4$ 时航空通信分布式空时码的差错性

Table 1. Calculation complexity of real number in AF, DF, and DC schemes

表 1. AF、DF 及 DC 方案的实数计算复杂度

	AF	DF	DC
加法	$2K + 2(K + 1) \cdot 2^R$	$(2K - 1) + 4(K + 1) \cdot 2^R$	$4K \cdot 2^R + [2T(2K + T) - 2] \cdot 2^{TR} / T$
乘法	$5K + 2 \cdot (3K + 1) \cdot 2^R$	$8 \cdot (K + 1) \cdot 2^R$	$8K \cdot 2^R + 4(K + T) \cdot 2^{TR}$

益的作用，整个系统的差错性能有巨大提高。DC 方案比 DF 方案的增益约为 3 dB。

表 1 对比了每个码元周期内 AF、DF 及 DC 方案的实数平均运算复杂度。AF 方案虽然性能较差，但实现简单，其计算复杂度最低。DF 方案由于需要在每个中继节点进行最大似然检测，其复杂度明显增加。DC 方案由于将 T 个码元周期内的信号作整体处理，目的节点的检测复杂度最高，随 TR 成指数增加，然而，其可靠性也最高。

5. 结论

本文提出了航空通信系统中的分布式空时编码转发方案，通过多个中继节点的分布式空时编码，构造了虚拟的 MIMO 系统，将中继再生信号之间引入约束，从而提高整个系统的可靠性。仿真结果验证了所提方案的有效性，在增加一定运算量的条件下能够大幅度提高整个中继转发系统的可靠性。

参考文献 (References)

- [1] Laneman, J.N., Tse, D.N.C. and Wornell, G.W. (2004) Cooperative Diversity in Wireless Networks: Efficient Protocols and Outage Behavior. *IEEE Transactions on Information Theory*, **50**, 3062-3080. <https://doi.org/10.1109/TIT.2004.838089>
- [2] Bai, Z., Jia, J., Wang, C.-X. and Yuan, D. (2015) Performance Analysis of SNR-Based Incremental Hybrid Decode-

- Amplify-Forward Cooperative Relaying Protocol. *IEEE Transactions on Communications*, **63**, 2094-2106. <https://doi.org/10.1109/TCOMM.2015.2427166>
- [3] Chen, D. and Laneman, J.N. (2006) Modulation and Demodulation for Cooperative Diversity in Wireless Systems. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, **5**, 1785-1794. <https://doi.org/10.1109/TWC.2006.1673090>
- [4] Dai, G. and Leib, H. (2016) Detect-and-Forward Multirelay Systems with Decision-Feedback Differential Coherent Receivers. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, **15**, 1267-1281. <https://doi.org/10.1109/TWC.2015.2487974>
- [5] Gomadam, K.S. and Jafar, S.A. (2007) Optimal Relay Functionality for SNR Maximization in Memoryless Relay Networks. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, **25**, 390-400. <https://doi.org/10.1109/JSAC.2007.070214>
- [6] Karim, M.A., Yang, T., Yuan, J., Chen, Z. and Land, I. (2010) A Novel Soft Forwarding Technique for Memoryless Relay Channels Based on Symbol-Wise Mutual Information. *IEEE Communications Letters*, **14**, 927-929. <https://doi.org/10.1109/LCOMM.2010.090710.101035>
- [7] 邓卫华, 王闻今, 金石, 高西奇. 一种利用软信息网络编码在双向中继网络进行估计转发的方法[J]. 电子学报, 2012, 40(2): 308-312.
- [8] Karim, M.A., Yuan, J., Chen, Z. and Li, J. (2012) Soft Information Relaying in Fading Channels. *IEEE Wireless Communications Letters*, **1**, 233-236. <https://doi.org/10.1109/WCL.2012.033012.120080>
- [9] Haas, E. (2002) Aeronautical Channel Modeling. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, **51**, 254-264. <https://doi.org/10.1109/25.994803>
- [10] 元洪波, 王珂. 航空信道下 MPSK 类信号的调制识别[J]. 信号处理, 2013, 29(2): 249-255.
- [11] 梅文华, 蔡善法. JTIDS/Link16 数据链[M]. 北京: 国防工业出版社, 2007.
- [12] Tarokh, V., Jafarkhani, H. and Calderbank, A.R. (1999) Space-Time Block Codes from Orthogonal Designs. *IEEE Transactions on Information Theory*, **45**, 1456-1467. <https://doi.org/10.1109/18.771146>

期刊投稿者将享受如下服务:

1. 投稿前咨询服务 (QQ、微信、邮箱皆可)
2. 为您匹配最合适的期刊
3. 24 小时以内解答您的所有疑问
4. 友好的在线投稿界面
5. 专业的同行评审
6. 知网检索
7. 全网络覆盖式推广您的研究

投稿请点击: <http://www.hanspub.org/Submission.aspx>

期刊邮箱: ja@hanspub.org