

一种微型飞行器时空调制 OFDM 通信与跟踪系统

洪涛 宋茂忠 刘渝 许宗泽

(南京航空航天大学信息科学与技术学院 南京 210016)

摘要:为了解决微型飞行器在特殊环境下的通信跟踪和多模导航定位问题,该文提出了一种新型的微型飞行器通信跟踪与辅助导航定位综合方案,其核心思想是在发射端发射一种载有空间方位信息的 OFDM 时空调制信号,以解决通信与二维测向跟踪问题。系统发射端采用八天线阵列,两天线一组发射 OFDM 信号,每个 OFDM 信号子载波中包含数字通信信息和空间方位信息,微型飞行器通过简单的单天线接收信号和多值分辨算法,解算出二维空间信息,实现高精度测向定位。文中给出了天线阵的结构,时空调制 OFDM 信号的设计,仰角方位角粗测和精测算法。并仿真了高斯信道下的二维空间信息的测向性能。

关键词:微型飞行器;测向;时空调制;OFDM;多天线发射

中图分类号:TN92

文献标识码:A

文章编号:1009-5896(2008)10-2450-04

A System Integrated of Communication and Direction-finding with Space-time OFDM Modulation for Micro Aerial Vehicle

Hong Tao Song Mao-zhong Liu Yu Xu Zong-ze

(College of Information Science and Technology, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 210016, China)

Abstract: To solve the direction-finding and communication of the micro aerial vehicle in peculiar environment, a new communication and tracking system is proposed. The main idea of this system is that the space-time OFDM signal carrying spatial information is transmitted. The transmitter adopts eight element antennas in this system, which are divided into four arrays to produce multi-beams. There are spatial information and communication message in the signal space of each OFDM subcarrier. The micro aerial vehicle with single antenna could determine the ambiguity resolution of multi-beams with many observed samples to estimate the precision direction of receiver relative to transmitter. This paper presents the geometry of antenna arrays, the space-time signal feeding antenna and the direction-finding algorithm of azimuth and elevation. The performances of bit error rate and direction-finding in the two-dimensional space through Gaussian channel are investigated.

Key words: Micro aerial vehicle; Direction-finding; Space-time modulation; OFDM; Multi-antenna

1 引言

微型飞行器(Micro Aerial Vehicle, MAV)是一种能够载有微型传感器用于侦察、监视的体积小,重量极轻的飞行器。由于 MAV 的微型化和工作环境的特殊性,给通信测控系统提出了更高要求。虽然 GPS 定位有不少优越性,但接收天线体积、抗干扰性、可视星数、多模导航方面要求有其它导航定位设备合用,并不能作为单一的导航设备^[1]。

多基站通信跟踪可以使微型飞行器设备尽量简单。但多站几何分布对性能影响较大,有时应用也不够方便。本文提出了一种单站通信测向跟踪综合方案。其核心的思想是利用天线阵列产生多个数字波束,即以 OFDM 多载波调制技术为载体,直接把空间方位信息调制到 OFDM 子载波的信号

空间中,发射具有方位信息和仰角信息的通信信号,MAV 上只需要安装简单的单天线接收信号,利用多值分辨算法解算出空间方位和仰角信息,并通过下行信道传输给地面控制台,地面控制台在天线阵列中心视距范围内实现对 MAV 的通信测控与导航定位。

其次本文采用的核心技术是载有二维空间信息的时空调制,这方面国内外类似研究极少。以前我们研究了载有一维方位信息的时空调制方法^[2,3],本文将扩展到载有二维空间信息的时空调制。这里的“时空调制”与传统意义上的空时编码^[4]或者空时 OFDM 调制^[5]有很大不同。空时编码仅仅为了传送数字信息,但本文的调制将利用天线方向图特性,把方位信息直接调制到信号空间中,在通信的同时实现测向功能。下文将给出一种利用平面八元天线阵列实现的载有方位和仰角信息的时空调制 OFDM 方案,同时解决方向信息估计中的多值模糊分辨问题。

2007-04-16 收到,2007-10-17 改回

国家自然科学基金(60572108)和航空科学基金(20060152003)

资助课题

2 发射单元的八天线结构与激励信号设计

为了在二维空间中产生相位交错的多数字波束^[2],设计了如图1所示的八天线发射系统。八天线用1-8数字表示,都放置于YOZ平面,每二元天线对于原点O对称,1,2,3,4单元到原点的间距都为 $D_1=1/4\lambda$ 。5,6,7,8单元到原点的距离都为 $D_2=2\lambda$, λ 为发射信号载波的波长。假设接收机在三维空间中位于X轴正向附近,接收机与坐标原点O的连线和Z轴正向夹角为仰角 φ ,接收机在XOY平面的投影与坐标原点O的连线和X轴正向的夹角为方位角 θ 。

现对天线2用 $e^{j\varphi_{11}}e^{j\omega t}$ 激励,天线4用 $-e^{-j\varphi_{11}}e^{j\omega t}$ 激励,则在空间内产生的方向图函数:

$$F_{1i}(\varphi, \theta) = \cos(\varphi_{1i} + kD_1 \cos \varphi) \quad (1)$$

其中 $i=1, \varphi_{11} = \pi/4, i=2, \varphi_{12} = -\pi/4$ 。同理,对于1,3天线采用反向激励产生的方向图函数:

$$F_{2i}(\varphi, \theta) = \cos(\varphi_{2i} + kD_1 \sin \theta \sin \varphi) \quad (2)$$

其中 $i=1, \varphi_{21} = \pi/6, i=2, \varphi_{22} = -\pi/6$ 。这样设计的原因是:由于1,2,3,4天线间隔比较近,小于半个波长,仰角 φ ,方位角 θ ,不存在相位模糊,可以实现对接收机空间方向信息的粗略,但由于方向图数字波瓣较宽,变化梯度较小,测得的仰角方位角精度较低。为了得到更高精度的方位信息,设计了5,6,7,8天线,对天线6用 $e^{j\omega t}e^{-j\varphi_{3i}}$ 激励,天线8用 $-e^{j\omega t}e^{-j\varphi_{3i}}$ 激励产生的方向图:

$$F_{3i}(\varphi, \theta) = \cos(\varphi_{3i} + kD_2 \cos \varphi) \quad (3)$$

其中 $\varphi_{3i} = (i-1)\pi/6, i=1,2,3,4,5,6$,同理对于天线5,7可以反向激励得到方向图:

$$F_{4i}(\varphi, \theta) = \cos(\varphi_{4i} + kD_2 \sin \theta \sin \varphi) \quad (4)$$

其中 $\varphi_{4i} = (i-1)\pi/6, i=1,2,3,4,5,6$,由于5,6,7,8天线间隔比较大,可以利用激励信号相位的平移产生多个数字波束,这些数字波瓣较窄,变化梯度较大,一般存在多值模糊问题。但这里可以利用天线1-4实现粗略,判断为第几波瓣,然后利用天线5-8实现高精度空间方位信息的测量。

3 时空调制OFDM信号设计

设OFDM的子载波数为 N ,每个子载波含有两个时域激励分量 $s_{n1}(t)$ 和 $s_{n2}(t)$,各激励一组天线,形成一个时空调制信号,在仰角 φ 方位角 θ 的方向上接收信号设为 $r(t)$:

$$r(t) = \sum_{n=0}^{N-1} v_n(t) = \sum_{n=0}^{N-1} F_{n1}(\varphi, \theta) s_{n1}(t) + F_{n2}(\varphi, \theta) s_{n2}(t) \quad (5)$$

其中 $s_{n1}(t) = c_{11}(n) \cos(\omega_c t + n\omega_0 t) + c_{12}(n) \sin(\omega_c t + n\omega_0 t)$

$$s_{n2}(t) = c_{21}(n) \cos(\omega_c t + n\omega_0 t) + c_{22}(n) \sin(\omega_c t + n\omega_0 t)$$

ω_c 为载波频率, ω_0 为子载波频率间隔, c_{ij} 为四相或八相时空调制信息矩阵元素。把 $r(t)$ 转化为复数形式:

$$r(t) = \sum_{n=0}^{N-1} d_n \exp[j(\omega_c t + n\omega_0 t + \phi_n)] \quad (6)$$

其中 $d_n = [F_{n1}(\varphi, \theta)c_{11}(n) + F_{n2}(\varphi, \theta)c_{21}(n)] + j[F_{n1}(\varphi, \theta)c_{12}(n)$

$+ F_{n2}(\varphi, \theta)c_{22}(n)]$ 。 d_n 为OFDM基带信号,它的状态由发送信息矩阵 C 决定。为了能有效传送信息, C 矩阵可取以下两种形式:

(1)非正交四相调制

$$C = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix}$$

基带信号

$$d_n = F_{n2}(\varphi, \theta)c_{21} + jF_{n1}(\varphi, \theta)c_{12} \quad (7)$$

对应星座图(图2)中的0,7,3,4四个状态,由信号空间图, d_n 也可以写成:

$$d_n = \exp(jb_n\pi) \exp(ja_n\psi_n) \quad (8)$$

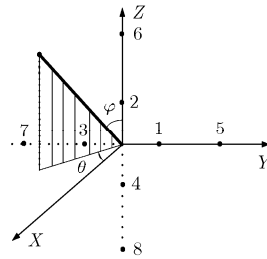


图1 八天线时空调制发射结构图

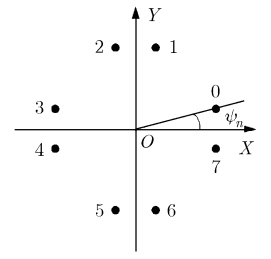


图2 时空调制信号星座图

a_n 取+1或者-1, b_n 取0或者+1,其中 b_n 可以用来传输数字通信信息, a_n 与接收机空间状态因子 ψ_n 有关,为了保证通信信息解调时误码率不随着接收机方位的变化而变化, a_n 就不适合用来传送通信信息,可以把 a_n 取成发送端和接收端都已知的伪码序列。或者

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix}$$

基带信号

$$d_n = F_{n1}(\varphi, \theta)c_{11} + jF_{n2}(\varphi, \theta)c_{22} \quad (9)$$

对应星座图中的1,6,2,5四个状态。

$$d_n = \exp(jb_n\pi) \exp\left[j\left(\frac{\pi}{2} - a_n\psi_n\right)\right] \quad (10)$$

(2)非均匀八相时空调制

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix}$$

对应的接收信号状态为 $\psi_n, -\psi_n, 0.5\pi - \psi_n, 0.5\pi + \psi_n, \pi - \psi_n, \pi + \psi_n, 1.5\pi - \psi_n, 1.5\pi + \psi_n$ 。其中 ψ_n 为仰角和方位角的函数 $\psi_n = a \tan 2[F_{n2}(\varphi, \theta), F_{n1}(\varphi, \theta)]$,atan2为MATLAB中的双值反正切函数。

$$d_n = \exp\left(j\frac{1}{2}b_n\pi\right) \exp(ja_n\psi_n) \quad (11)$$

其中 b_n 取 0, 1, 2, 3, a_n 取已知的伪码序列。把 OFDM 子载波分为 8 个子载波组设计如下调制信号:

$$\begin{bmatrix} v_{4m}(t) \\ v_{4m+1}(t) \\ v_{4m+2}(t) \\ v_{4m+3}(t) \\ v_{4m+4}(t) \\ v_{4m+5}(t) \\ v_{4m+6}(t) \\ v_{4m+7}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{11}(\varphi, \theta) & F_{12}(\varphi, \theta) \\ F_{21}(\varphi, \theta) & F_{22}(\varphi, \theta) \\ F_{31}(\varphi, \theta) & F_{32}(\varphi, \theta) \\ F_{33}(\varphi, \theta) & F_{34}(\varphi, \theta) \\ F_{35}(\varphi, \theta) & F_{36}(\varphi, \theta) \\ F_{41}(\varphi, \theta) & F_{42}(\varphi, \theta) \\ F_{43}(\varphi, \theta) & F_{44}(\varphi, \theta) \\ F_{45}(\varphi, \theta) & F_{46}(\varphi, \theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_{11}(n) & c_{12}(n) \\ c_{21}(n) & c_{22}(n) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\omega t + n\omega_0 t) \\ \sin(\omega t + n\omega_0 t) \end{bmatrix} \quad (12)$$

其中 $v_n(t)$ 为第 n 个子载波已调信号。那么子载波中的空间方位信息随着接收机空间方位信息的改变而改变, 因此称它为 OFDM 时空调制信号。

4 信号接收和通信信号解调

上述的时空调制 OFDM 信号可以采用单天线接收, 处理方式与普通 OFDM 信号相同, 天线感应的射频信号先进行放大、下变频、中频采样后, 对每个 OFDM 信号进行载波恢复和相干解调, 去除循环前缀后通过 FFT 变换得到时空调制 OFDM 基带信号 z_n , 基带信号 z_n 中叠加了高斯信道的复噪声。假设发射和接收的中高频信道都是线性的, 由于 FFT 变换是线性的, 只要信道输入的噪声是加性高斯白噪声, 则接收基带信号 z_n 中的复噪声也是高斯噪声。对八天线方向图调制分量做统计平均得到 16 个观察值为

$$f_{i1} = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M |\text{real}(z_{4m+i})|, \quad i = 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7 \quad (13)$$

$$f_{i2} = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M |\text{imag}(z_{4m+i})|, \quad i = 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7 \quad (14)$$

则 $\hat{\varphi}_i = a \tan 2(f_{i2}, f_{i1})$, 其中 $\hat{\varphi}_i$ 是信号状态空间调制角的估计值。利用估计出来的接收机空间角及发送方、接收方都规定好的伪码序列形成空间调制分量 $\exp(-ja_n \psi_n)$, 乘以接收到的基带信号 z_n , 在基带信号中去除接收机的空间方位信息, 不影响通信信息的解调, 去除方位信息后可以直接用 BPSK 或者 QPSK 判决器得到信息码 \hat{d}_n 。

5 仰角与方位角估计算法和通信信息解调

现在要从 16 个观察值中估计出接收机所在空间的仰角和方位角信息。因为设计的时空调制 OFDM 信号观察值, 在加性高斯白噪声信道下, 绝对值大小会变, 但它们之间的相对比值是不会变化的, 利用这一性质建立非线性方程, 迭代解算出仰角和方位角, 算法流程图如图 3 所示, 类似地可算出方位角。

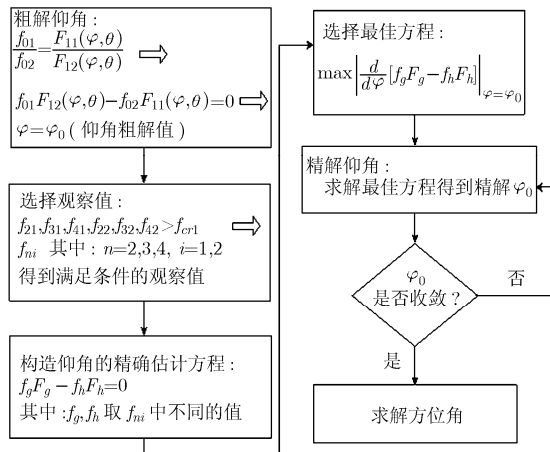


图 3 仰角方位角算法流程图

6 仿真结果及其分析

仿真中选取 OFDM 子载波数为 $N=256$, 每个子载波调制采用四相时空调制, OFDM 发射符号周期为 T_s 去除保护时隙后有效时间为 $0.8T_s$, 图 4—图 7 为仿真所得到的测角性能曲线, 图 8 为误码率曲线。图 4 是二维方向信息性能估计曲线, 定义综合测向误差均方差 $\sigma_d = \sqrt{\sigma_\varphi^2 + \sigma_\theta^2}$, 其中 σ_φ^2 和 σ_θ^2 分别为仰角和方位角的测向误差方差, 图中显示在信噪比为 19dB 时, 天线阵中心附近综合测向均方差小于 0.2 度。图 5, 图 6 为仰角和方位角在 19dB 信噪比下的粗测精测对比图, 可以看出仰角和方位角的粗测测角均方误差都在 0.4 度附近, 但在 $70(\text{度}) < \varphi < 110(\text{度})$, $0(\text{度}) < \theta < 30(\text{度})$ 内没有多值问题, 可以实现粗测。

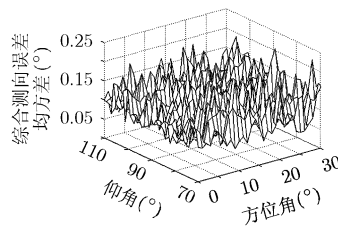


图 4 方向测量综合误差均方差仿真曲线

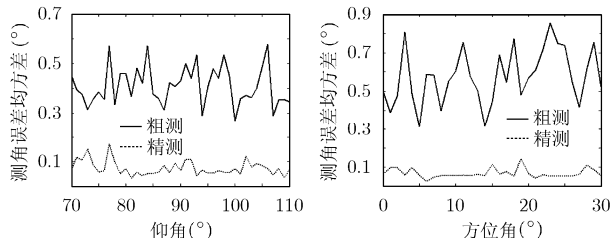


图 5 仰角粗测精测对比图 图 6 方位角粗测精测对比图 (方位角 $\theta = 0^\circ$, 信噪比=19dB) (仰角 $\varphi = 90^\circ$, 信噪比=19dB)

仿真中选定仰角的观察值电平归一化门限为 $f_{cr1} = 0.5$,

方位角的观察值电平归一化门限为 $f_{cr2} = 0.45$, 设置观察值电平归一化门限的目的是为了在观察值中去除掉信噪比较小的值, 可以看出仰角和方位角精测均方误差都在 0.1 附近, 测向精度提高了 5-10 倍, 增加 5-8 天线的效果是非常明显的。图 7 为接收机方位不变, 在天线阵列中心(仰角为 90° , 方位角为 0°) 的情况下, 测角性能随信噪比变化的曲线, 可以看出在 19dB 以上时这种方法的测角性能比较好。图 8 为误码率曲线, 可以看出解调信息的误码率并不随接收机方位的改变而改变, 这样直接调制在子载波中的方位信息并不影响信息码的解调, 由于加上了循环前缀偏移的理论值: $\text{shifedvalue(dB)} = -10 \log_{10} \left(\frac{4}{5} \right) = 0.969(\text{dB})$ 。这样大概在 9.4dB 时误码率达到 10^{-4} , 图 8 中得到的仿真值与理论值相符。

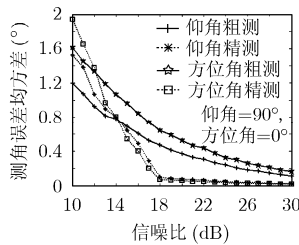


图7 仰角和方位角测角误差与接收功率的关系

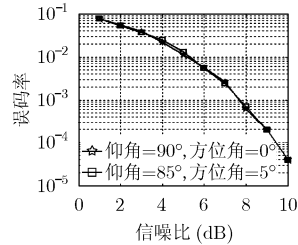


图8 误码率曲线

7 结束语

在文献[2,3]的基础上, 本文针对微型飞行器的通信与多模导航要求, 设计了一种载有空间方位和仰角信息的八元天线阵列时空调制系统, 通过小间距的四元天线实现方向粗测, 大间距四元天线实现方向精测, 并解决了多值分辨问题, 实现了高精度的测向与通信的结合。同时也说明载有空间信息的时空调制技术在通信、导航、跟踪等方面有潜在的应用可能。

参考文献

- [1] Emin Guven. Telemetry and GPS Antennas for a Micro Air Vehicle (D). Naval Postgraduate School, Monterey, California, USA: 1999.
- [2] 宋茂忠, 谭姝. 载有方位信息的时空调制信号载波提取与相干解调[J]. 上海交通大学学报, 2003, 37(10): 1552-1555.
Song Maozhong and Tang Shu. Carrier synchronization and coherent demodulation of space-time modulation carrying azimuth message[J]. *Journal of Shanghai Jiaotong University*, 2003, 37(10): 1552-1555.
- [3] 宋茂忠. 一种新颖的四进制八相时空调制通信定位综合化系统[J]. 东南大学学报(自然科学版), 2002, 32(1): 56-58.
Song Maozhong. A new integrated system of communication and radiolocation with quaternary 8 phases space-time modulation[J]. *Journal Southeast University (Natural Science Edition)*. 2002, 32(1): 56-58.
- [4] Alamouti S M. A simple transmit diversity technique for wireless communications [J]. *IEEE J. Select. Areas Comm.*, 1998, 16(10): 1451-1458.
- [5] Blum R S, Li Y, Winters J H, and Yan Q. Improved space-time coding for MIMO-OFDM wireless communications [J]. *IEEE Trans. on Comm.*, 2001, 49(11): 1873-1878.

洪涛: 男, 1982年生, 博士生, 研究方向为调制技术、多天线收发系统。

宋茂忠: 男, 1962年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为调制信号设计与接收、多天线通信跟踪定位综合化技术、卫星导航。

刘渝: 男, 1945年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为信号处理、信号检测与估计、电子侦察、电子智能化系统。

许宗泽: 男, 1940年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为数字通信技术、编码理论、扩频通信。