

doi:10.19306/j.cnki.2095-8110.2019.02.011

# 基于仿生原理的超角分辨天线阵设计

黄彦博, 金海陆

(电子科技大学信息与通信工程学院, 成都 611731)

**摘要:**以昆虫的声波超分辨定位原理为基础,提出了对应的电小仿生天线阵系统,增强了电小天线阵的角度分辨能力。在具体设计过程中,运用奇偶模分析方法,推导出在不损失功率的条件下,相位差放大因子与天线阵元的阻抗和互耦之间的约束关系,与此同时提出了可获得更大相位差放大因子的设计方法。以此理论为基础,设计了一个二元电小天线阵,仿真并测试了其角度分辨性能,测试结果与理论分析一致,有力地验证了仿生天线阵理论的正确性与设计方法的有效性。

**关键词:**仿生天线阵;耦合网络;相位差放大;互耦

中图分类号:TN82

文献标志码:A

文章编号:2095-8110(2019)02-0073-08

## Design of Super Angular Resolution Antenna Array Based on Biomimetic Principle

HUANG Yan-bo, JIN Hai-lu

(School of Information and Communication Engineering, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 611731, China)

**Abstract:** Based on the principle of sound super-resolution positioning of insects, a corresponding electric biomimetic antenna array system to enhance the angular resolution of the small antenna array is proposed. In the specific design process, the odd-even mode analysis method is used to derive the constraint relationship between the phase difference enhanced factor and the impedance and mutual coupling of the antenna element without loss of power. At the same time, a method to get larger phase difference enhanced factor is proposed. Based on this, a binary small antenna array is designed, and its angular resolution performance is simulated and tested. It is in good agreement with the theory, which verifies the correctness of the biomimetic antenna array theory and the effectiveness of the design method.

**Key words:** Biomimetic antenna array; Coupling network; Enhancement of phase difference; Mutual coupling

### 0 引言

近年来,随着移动网络的快速发展,对于移动蜂窝网络的定位系统也提出了越来越高的要求。

通常在蜂窝网络定位系统中,有几种基本的定位技术与方法:基于 Cell-ID 的定位方法、基于接收信号强度(Received Signal Strength, RSS)的定位方法、基于到达时间(Time of Arrival, TOA)的定位方

收稿日期:2019-01-14;修订日期:2019-01-28

基金项目:国家科学技术重大专项基金(2016ZX03001022-004)

作者简介:黄彦博(1994-),男,硕士研究生,主要从事射频微波电路方面的研究。E-mail:hyb\_shoanj@163.com

式、基于到达时间差(Time Difference of Arrival, TDOA)的定位方式、基于到达角度(Angle of Arrival, AOA)的定位方法以及混合定位方法<sup>[1]</sup>。而目前的蜂窝网络基站广泛使用基于天线阵列的 AOA 定位,与 TOA 或 TDOA 配合使用,能达到很好的位置估计效果<sup>[2]</sup>,特别在对位置估计有较大影响的非视距(Non-Line of Sight, NLOS)传播条件下, AOA 定位方法作为定位方法中最重要的组成部分,具有很高的研究价值<sup>[3-4]</sup>。而实现 AOA 定位的天线阵为了达到较好的性能,受其发射和接收的电磁波长限制,这些天线阵的体积和质量往往很大,限制了其在小型基站上的应用。在实际的设计中,虽然可以使用减小定位系统中的天线尺寸和阵元间距的方法来解除以上的限制,但是由此引起的辐射效率降低和角度分辨率恶化问题,往往使设计者无法忍受而不得不放弃。为了解决这一问题,必须另辟蹊径向自然界某些生物寻找答案。

对于大型动物例如说人类,大脑可以通过采集双耳传入的声音信号对声波来源进行比较精确的定位,其原理在于双耳之间的距离较远,从而导致双耳接收到的声音信号有较大时间差,而且整个头部结构对声波有散射效应,这导致双耳接收到的声波存在幅度差,基于两路信号较大的相位差和幅度差实现定位的功能<sup>[5]</sup>。然而对于一些体型很小的动物,例如说昆虫,受自身体型限制,它们的听觉器官之间距离很近,所以它们接收到的声音信号是近乎等幅的且相位差极其微小,这导致它们在声波定位方面天生处于不利地位。但是,根据生物学家的研究,某些小昆虫在声波定位上出乎意料地拥有很高的灵敏度<sup>[6-7]</sup>。

分析某种具有声波超分辨能力的果蝇听觉系统的内部结构,发现它使用一组具有耦合关系的听觉器官接收声音信号,这和大型动物双耳高度隔离形成鲜明的对比<sup>[8-9]</sup>。从系统的角度出发,把这种互相耦合的听觉器官看作具有双输入双输出的系统,该系统的功能可以把两路幅度相同、相位差极小的输入转换为两路具有显著相位差的输出信号,果蝇正是借此实现对蟋蟀寄主的定位。这对天线阵的设计工作提供了一种全新的思路。

国内外已经有一些学者对仿生天线阵做出了比较深入的研究。Behdad 等<sup>[10]</sup>分析了昆虫听觉器官的内部机械结构,并提出了对应的电路耦合结构,实现了相位差放大的功能。Masoumi 等<sup>[11-13]</sup>在

此基础上提出了多种仿生天线阵的设计结构,首先,使用了 T 型耦合网络作为耦合的结构,通过器件值的设置可以实现任意倍数的相位差放大,不过相位差放大因子的增加也意味着输出功率的降低<sup>[11]</sup>;使用了  $\pi$  型耦合网络,而且没有使用射频变压器,这种结构更具有实用价值,同时还对仿生天线阵的噪声性能进行了分析<sup>[12]</sup>;基于诺顿等效电路,对给定电小天线阵的相位差放大能力进行分析,基于一种更加复杂的耦合网络结构,实现了不损失功率的相位差放大<sup>[13]</sup>。国内学者闵祥涛也提出了基于现场可编程门阵列(Field-Programmable Gate Array, FPGA)的仿生天线阵耦合网络实现<sup>[14]</sup>。

本文将基于昆虫耦合听觉系统的超分辨能力,结合国内外学者的研究成果,对仿生天线阵的内部原理进行分析,同时设计了仿生天线阵耦合网络,实现了对相位差放大、信噪比和输出信号功率等参数的兼顾。

## 1 仿生天线阵原理

### 1.1 偶模与奇模电路

在仿生天线阵的分析中,首先用戴维宁等效模型在电路中模拟天线的特性,等效模型由电压源(电压值为天线的开路电压)、源阻抗以及模拟阵元之间互耦特性的电流控制电压源组成,如图 1(a)所示。其中,  $Z_{11}$ 、 $Z_{22}$  为天线阵元的自阻抗,  $Z_{12}$ 、 $Z_{21}$  为天线阵元之间的互阻抗,因为使用的是 2 个相同的阵元,所以可以认为  $Z_{11} = Z_{22}$ ,  $Z_{12} = Z_{21}$ , 而两路等效电压源为:

$$V_1 = e^{j\alpha} = \cos\alpha + j\sin\alpha \quad (1)$$

$$V_2 = e^{-j\alpha} = \cos\alpha - j\sin\alpha \quad (2)$$

其中:

$$\alpha = \frac{\pi d \sin\theta}{\lambda} \quad (3)$$

式中,  $d$  为阵元的间距,  $\theta$  为电磁波入射角度,  $\lambda$  为电磁波在空间中的波长。

然后将整个电路拆分为偶模电路和奇模电路,如图 1(b)、图 1(c)所示,其中偶模电路中的等效电压源应表示两路信号的同相分量为:

$$V_c = \frac{V_2 + V_1}{2} = \cos\alpha \quad (4)$$

表示互耦的电流控制电压源在偶模电路中退化为一个普通的阻抗:

$$Z_c = Z_{11} + Z_{12} \quad (5)$$

而奇模电路中的等效电流源应该表示两路信号的反相分量为:

$$V_d = \frac{V_2 - V_1}{2} = j \sin \alpha \quad (6)$$

表示互耦的电流控制电压源在奇模电路中退化为一个负阻抗:

$$Z_d = Z_{11} - Z_{12} \quad (7)$$

当信号从天线阵法向入射(即  $\theta = 0^\circ$ )时,整个仿生天线阵中全由偶模分量决定,而当信号从  $\theta = \pm 90^\circ$  入射,而且 2 个阵元间距为波长的一半时,整个仿生天线阵中全由奇模分量决定。随后将从奇偶模电路入手,分析相位差放大因子和耦合网络对信号的衰减。

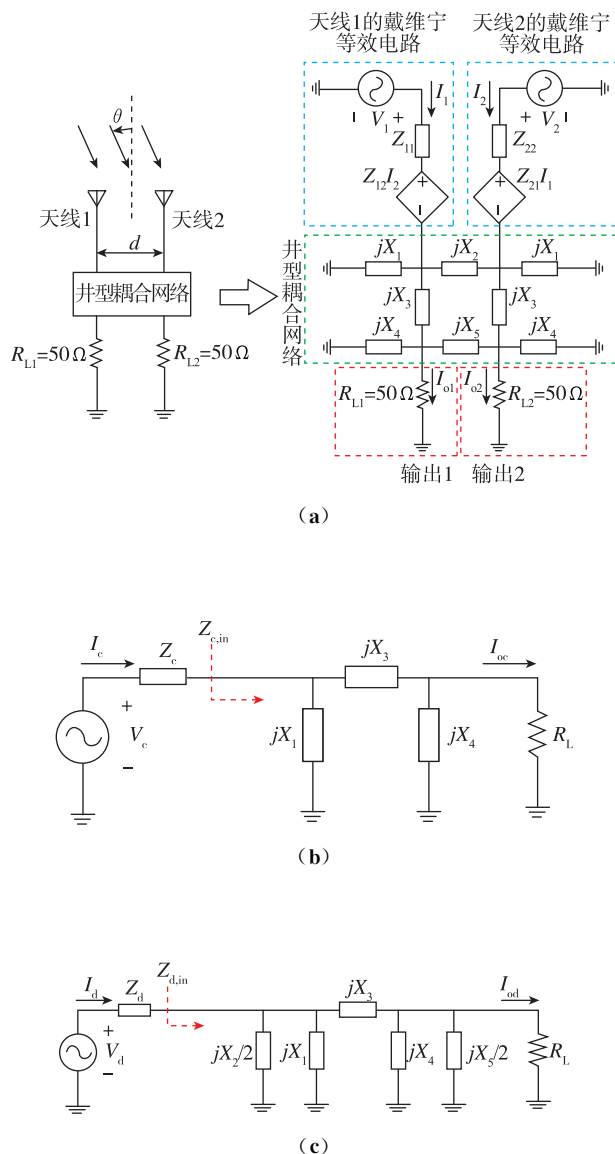


图 1 仿生天线阵的戴维宁等效电路、偶模电路和奇模电路  
Fig. 1 Thevenin equivalent circuit, Even mode circuit and Odd mode circuit of Biomimetic antenna array

### 1.2 相位差放大因子

衡量一个仿生天线阵性能的主要指标就是相位差放大因子,相位差放大是仿生天线阵设计的一个主要驱动力。定义耦合网络输入相位差关于入射角度的敏感度和输出相位差关于入射角度的敏感度的比值为相位差放大因子  $\eta$  :

$$\eta = s_{out} / s_{in} \quad (8)$$

而当入射角度  $\theta \rightarrow 0^\circ$  时,输入相位差最为微小,同时也最难识别,所以本文将从电磁波从天线阵的法向入射作为主要的研究切入点。

首先,考察输入相位差关于入射角度  $\theta$  的敏感度:

$$s_{in} = \lim_{\theta \rightarrow 0} \frac{\Phi_{in} - 0}{\theta - 0} = \lim_{\theta \rightarrow 0} \frac{d\left(\frac{2\pi d}{\lambda} \sin \theta\right)}{d\theta} = \frac{2\pi d}{\lambda} \quad (9)$$

其中,  $\Phi_{in} = \angle V_1 - \angle V_2$ , 即为 2 个阵元在一定角度电磁波入射激励下的开路电压的相位差,也就是在图 1(a) 中 2 个等效电压源的相位差。根据式 (9), 输入相位差敏感度与单个阵元本身特性无关, 只由阵元间距和电磁波波长之间的关系决定。

输出相位差可以用流经负载的两路输出电流的相位差表示, 即  $\Phi_{out} = \angle I_{o1} - \angle I_{o2}$ , 则输出相位差关于入射角度的敏感度为:

$$\begin{aligned} s_{out} &= \lim_{\theta \rightarrow 0} \frac{d\Phi_{out}}{d\theta} = \lim_{\theta \rightarrow 0} \frac{\angle I_{o1} - \angle I_{o2}}{\theta} \\ &= \lim_{\theta \rightarrow 0} \left[ \frac{1}{\theta} \angle \left( \frac{I_{oc} + I_{od}}{I_{oc} - I_{od}} \right) \right] = \lim_{\theta \rightarrow 0} \left[ \frac{1}{\theta} \angle \left( \frac{1 + \frac{I_{od}}{I_{oc}}}{1 - \frac{I_{od}}{I_{oc}}} \right) \right] \\ &= \lim_{\theta \rightarrow 0} \left[ \frac{1}{\theta} \angle \left( \frac{1 + \operatorname{Re} \left( \frac{I_{od}}{I_{oc}} \right) + j \operatorname{Im} \left( \frac{I_{od}}{I_{oc}} \right)}{1 - \operatorname{Re} \left( \frac{I_{od}}{I_{oc}} \right) - j \operatorname{Im} \left( \frac{I_{od}}{I_{oc}} \right)} \right) \right] \\ &= \lim_{\theta \rightarrow 0} \left\{ \frac{1}{\theta} \left[ \angle \left( 1 + j \operatorname{Im} \left( \frac{I_{od}}{I_{oc}} \right) \right) - \angle \left( 1 - j \operatorname{Im} \left( \frac{I_{od}}{I_{oc}} \right) \right) \right] \right\} \\ &= \lim_{\theta \rightarrow 0} \left\{ \frac{1}{\theta} \left[ \tan^{-1} \left( \operatorname{Im} \left( \frac{I_{od}}{I_{oc}} \right) \right) - \tan^{-1} \left( -\operatorname{Im} \left( \frac{I_{od}}{I_{oc}} \right) \right) \right] \right\} \\ &= \lim_{\theta \rightarrow 0} \left[ \frac{2}{\theta} \operatorname{Im} \left( \frac{I_{od}}{I_{oc}} \right) \right] = \lim_{\theta \rightarrow 0} \left[ \frac{2}{\theta} \left| \frac{I_{od}}{I_{oc}} \right| \sin \beta \right] \quad (10) \end{aligned}$$

其中:

$$\beta = \angle I_{od} - \angle I_{oc} \quad (11)$$

为了追求较大的相位差放大因子  $\eta$ , 仿生天线阵设计中必须让  $s_{out}$  尽可能大, 由式 (10) 可得, 最大化相位差放大因子的方法有:

- 1) 最大化奇模输出电流, 即让奇模电路处于阻

抗匹配的状态下;

2) 最大化  $\sin\beta$ , 即让奇模输出电流与偶模输出电流相位正交;

3) 减小偶模输出电流, 即让偶模电路处于失配的状态, 不过这需要以衰减输出功率为代价。

### 1.3 耦合匹配

当电磁波沿法向入射仿生天线阵时, 2 个阵元接收到的信号幅度相等, 相位相同, 仿生天线阵中只存在偶模分量, 所以这时的仿生天线阵的输出功率只由偶模电路决定。要想输出功率到达天线的资用功率, 偶模电路需要处于阻抗匹配的状态:

$$Z_{c, \text{in}} = Z_c^* \quad (12)$$

此时:

$$I_c = \frac{V_c}{Z_{c, \text{in}} + Z_c} = \frac{1}{2R_c} \quad (13)$$

其中,  $R_c$  是  $Z_c$  的实部。因为耦合网络使用的全是无耗器件, 所以偶模阻抗  $Z_c$  与负载电阻  $R_L$  应该消耗相同的功率, 这时:

$$\frac{1}{2} |I_{oc}|^2 R_L = \frac{1}{2} |I_c|^2 R_c = \frac{1}{8R_c} \quad (14)$$

则偶模输出电流可表示为:

$$|I_{oc}^{\text{max}}| = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{1}{R_L R_c}} \quad (15)$$

当然, 这也是电磁波沿法向入射时, 流经输入负载电流的最大值。

为了最大化相位差放大因子, 仿生天线阵设计中也应该使奇模电路阻抗匹配, 与偶模电路相似, 应该满足:

$$Z_{d, \text{in}} = Z_d^* \quad (16)$$

则奇模电流:

$$I_d = \frac{V_d}{Z_{d, \text{in}} + Z_d} = \frac{j\alpha}{2R_d} \quad (17)$$

其中,  $R_d$  是  $Z_d$  的实部, 同样在奇模电路中奇模阻抗消耗的能量与负载电阻消耗的能量相同:

$$\frac{1}{2} |I_{od}|^2 R_L = \frac{1}{2} |I_d|^2 R_d \quad (18)$$

则:

$$I_{od}^{\text{max}} = \frac{\alpha}{2} \sqrt{\frac{1}{R_L R_d}} = \frac{\pi d \theta}{2\lambda} \sqrt{\frac{1}{R_L R_d}} \quad (19)$$

当偶模电路和奇模电路都匹配时, 可以得到仿生天线阵不损失功率条件下的相位差放大因子的一个上界:

$$\begin{aligned} \eta_{\text{max}} &= s_{\text{out}}/s_{\text{in}} = \left( \frac{2}{\theta} \frac{|I_{od}^{\text{max}}|}{|I_{oc}^{\text{max}}|} \right) / \left( \frac{2\pi d}{\lambda} \right) \\ &= \sqrt{\frac{R_c}{R_d}} = \sqrt{\frac{R_{11} + R_{12}}{R_{11} - R_{12}}} \end{aligned} \quad (20)$$

由式(20)可得, 相位差放大因子上界是由天线阵的阻抗特性和互耦情况决定的, 与耦合网络的具体结构、器件值无关。但是在实际设计中, 耦合网络的阶数不能过低, 否则没有足够的自由度同时满足偶模匹配、奇模匹配和偶模分量与奇模分量正交这 3 个条件。值得注意的是,  $\eta_{\text{max}}$  并不只是描述不损失功率条件下的相位差放大因子的一个上界。在式(10)中可得, 通过衰减功率的方法提高相位差放大因子, 相位放大因子每增加 1 倍, 输出幅度降低一半, 即衰减 6dB, 要想达到相同的相位差放大因子,  $\eta_{\text{max}}$  越大, 损失的功率就越小, 也就是说  $\eta_{\text{max}}$  还描述了某一天线阵的相位差放大的潜力大小。

在通常的天线阵设计中, 往往通过较大的阵元间距降低阵元耦合以达到较好的天线阵性能<sup>[15]</sup>; 阵元间互耦虽然可以一定程度上放大相位差, 但是互耦也会降低天线阵的辐射增益<sup>[16]</sup>; 在一些波达角估计算法中对互耦进行校正和补偿以弥补互耦带来的性能恶化<sup>[17-18]</sup>。而在仿生天线阵耦合网络的设计中, 使用了奇偶模电路的思路, 将耦合网络的设计问题简化为阻抗匹配问题, 而奇偶模电路的源特性是由天线的互耦特性决定, 所以说, 耦合网络的设计过程可以认为是匹配天线阵中的互耦特性到达最佳的相位差放大效果的过程。而对于仿生天线阵来说, 经过耦合网络匹配后的互耦被用于提高天线阵的角度分辨率。

对于电小天线阵来说, 由于天线孔径过小, 常见的一些波达角估计算法的性能都很低, 而仿生天线阵放大了微小的相位差, 提升了估计算法对波达角的辨识敏感度, 与更大孔径的天线阵性能相当。这样即保持了电小天线尺寸小、质量小的优点, 同时动态扩展了天阵的孔径, 避免了小孔径对估计算法性能的不利影响; 另一方面, 角度分辨率的提高也意味着天线阵主瓣宽度的减小与定向增益的提高, 对于阵元间具有强烈耦合的电小天线阵, 仿生天线阵的设计思路能使其在多径环境也具有相当的实用价值。相比于传统的多径条件下的波达角估计算法将互耦视作一种需要校正的误差<sup>[19]</sup>, 仿生天线阵充分利用耦合带来的相位差放大潜力与高

定向增益,使其能在多径环境下具有更加优秀的直射波入射角度的定位能力。

## 2 仿生天线阵耦合网络设计过程

由于耦合网络的设计需要依赖于天线阵的阻抗与互耦特性,首先需要测量给定天线阵的自阻抗与互阻抗。本文使用工作频率为 430MHz 的 2 个  $50\Omega$  端口阻抗的单极子天线组成的阵元为间距 35mm 的天线阵,如图 2 所示,首先测量出该天线阵的阻抗矩阵如式(21)所示,可以看到,由于阵元间距约为  $\lambda/20$ ,导致了阵元之间较为强烈的耦合:

$$Z_{\text{array}} = \begin{bmatrix} 70.22 - j38.69 & 61.48 - j14.35 \\ 61.72 - j14.34 & 66.38 - j34.59 \end{bmatrix} \Omega \quad (21)$$



图 2 电小天线阵

Fig. 2 A small antenna array

同时也导致了天线端口阻抗的较大的变化。考虑到仿生天线阵耦合网络的对称性,在之后的设计过程中也使用自阻抗与互阻抗的均值作为源阻抗的值。

$$\overline{Z_s} = 68.3 - j36.64\Omega \quad (22)$$

$$\overline{Z_m} = 61.6 - j14.35\Omega \quad (23)$$

对于仿生天线阵耦合网络的设计,主要依据就是 1.2 节中的最大化相位差放大因子的 3 个方法。但是对偶模分量的衰减,不仅会降低输出电平,而且会无可挽回地导致信噪比的严重损失,所以在本文中会将偶模电路进行阻抗匹配以期输出功率达到天线的资用功率,与此同时,应保持奇模电路的匹配和奇偶模分量的正交性以获得最大的输出相位差。为了使耦合网络能同时满足这 3 个条件,在

设计中使用电路仿真软件 ADS (Advanced Design System) 进行目标优化仿真。将待设计电路分为偶模和奇模电路,然后按照偶模匹配、奇模匹配和奇偶模正交 3 个目标进行优化,值得注意的是,因为当前的天线阵与  $50\Omega$  特征阻抗的同轴线和微带线有较为严重的失配,所以仿真时还应该考虑到耦合网络输入传输线长度对设计的影响。最终可以得到一组接近相位差放大上界的耦合网络器件电抗值的解如表 1 所示,该耦合网络的仿真性能如图 3 所示。

表 1 一组耦合网络中集总器件的可行解

Tab. 1 A solution for a lumped device in a set of coupled networks

电抗	$X_1$	$X_2$	$X_3$	$X_4$	$X_5$
优化电抗值	-38.67	9.42	10.50	19.35	-17.81

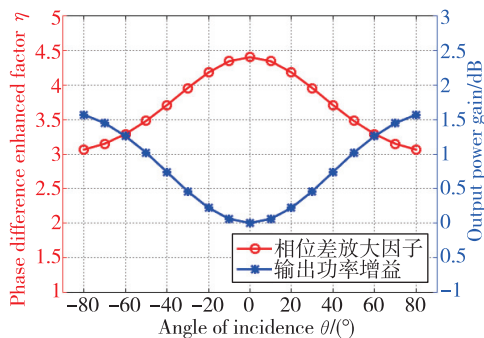


图 3 相位放大因子和输出功率增益

Fig. 3 Phase difference enhanced factor and output power gain

由图 3 可知,仿生天线阵在任意入射角度都对信号相位差有放大的作用,耦合网络在  $\theta = 0^\circ$  时,得到最大相位差放大因子  $\eta \approx 4.4$ ,与式(20)相吻合,而且没有损失功率。在其他入射角度条件下,虽然相位差放大能力有所减弱,但是仿生天线阵输出的功率相比  $\theta = 0^\circ$  时的天线资用功率也有所增加。仿真结果与第 1 节推导出的结论相吻合。

## 3 实验验证

仿生天线阵耦合网络由纯电抗集总器件构成,所以可以使用电容和电感这两种分立元件来实现耦合网络。根据第 2 节中仿真出的一组集总元件的解,选取尽可能接近对应电抗值的电容或电感,经过纯电抗模型与电容电感的真实模型的混合仿真,

得出与纯电抗耦合网络性能近似的由实际电容电感构成的耦合网络。但是,因为电容电感选值的不连续和实际器件的寄生效应,在使用实际电容电感元件模型的仿真结果中,输出功率相比法向入射时天线阵资用功率衰减了 0.6dB,相位差放大因子  $\eta$  减小到 4.3。

实际加工出的耦合网络如图 4 所示。该耦合网络使用罗杰斯 RO4003C 作为介质,介电常数约为 3.7 @430MHz,厚度为 0.8128mm,使用 4 个 SMA 接头,其中两输入两输出分别接 2 个阵元与两路负载。

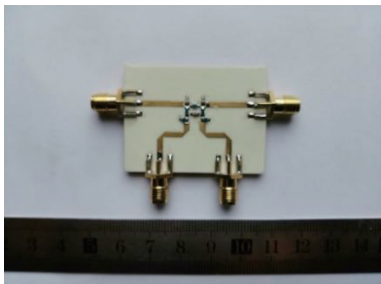


图 4 针对某一天线阵设计的耦合网络

Fig. 4 A coupling network designed for the antenna array

实验中,使用不同入射角度的平行电磁波分别照射电小天线阵,观察并记录耦合网络输出的两路信号的相位差,同时将耦合网络的输出幅度与常规匹配网络的输出幅度相比较,得到耦合网络的输出功率特性。如图 5 所示。

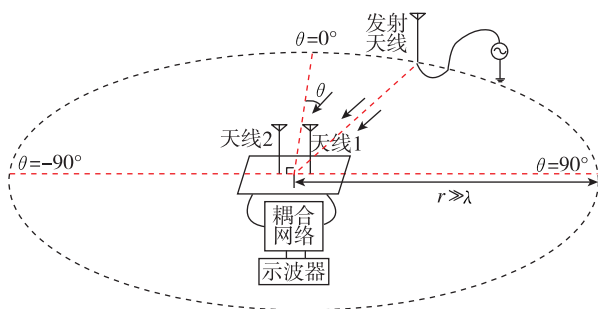


图 5 实验示意图

Fig. 5 Diagram of the experiment

将实验数据进行整理可得图 6 和图 7。图 6 中,可以观察天线阵的法向已经出现了一定的偏移,究其原因,是因为天线阵元的加工误差和天线阵安装问题导致的天线阵的不对称引起的,这在第

2 节中天线阵的测试阻抗矩阵中已有体现。而在法向入射时,实验得出的相位差放大因子  $\eta \approx 3.8$ ,没有达到第 1 节中推导出的理论上界  $\eta_{\max} = 4.4$ ,原因是多方面的,天线阵元与耦合网络之间的失配微带线和传输线的不连续点、集总器件的容值(感值)误差和寄生效应、集总器件选择的不连续性以及测量误差都可能使实验得出的相位差放大因子恶化。图 7 是两输出端口的输出功率,考虑到测量误差,可以认为耦合网络在法向入射时不会损失功率,而当入射角度  $\theta$  增大(或减小)时,输出功率会有所增加,仿真结果中也有相似的变化趋势。

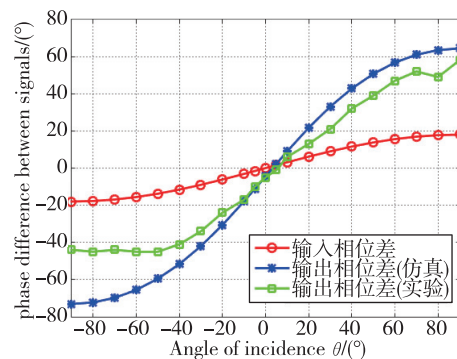


图 6 仿生天线阵耦合网络仿真输出相位差和实验相位差的对比

Fig. 6 Comparison of phase difference and experimental phase difference of simulation output of biomimetic antenna array coupling network

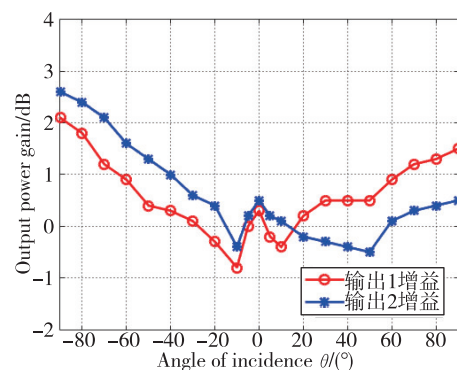


图 7 耦合网络输出功率相对法向入射时常规匹配网络输出功率的增益

Fig. 7 Gain of the output powers of the coupled network relative to the output power of the conventional matching network at normal incidence

## 4 结论

本文对仿生天线阵进行研究,基于整个系统的戴维宁等效模型,将其进行奇偶模的拆分,对任一电小天线阵进行分析,推导了电小天线阵相位差放大潜力与其互耦之间的关系,并提出了得到任意相位差放大倍数的方法。

基于仿生天线阵的理论分析,针对一给定的电小天线阵,设计了对应的仿生天线阵耦合网络,电路仿真结果与理论推导的结论相吻合。对上述电小天线阵与仿生天线阵耦合网络进行实验,结果表明,仿生天线阵的确能得到更大的相位差,显然也将得到更高的角度分辨率。

后续工作包括有源仿生天线阵耦合网络的研究,以期实现高相位差放大因子与高信噪比的兼顾和仿生天线阵的带宽展宽以及仿生天线阵在移动蜂窝网络定位领域中的应用。

### 参考文献

- [1] 翟明明. 移动定位服务的现状与发展趋势[J]. 信息技术, 2009, 3(2): 27-32.  
Zhai Mingming. Status and development trend of arts for the mobile location based services[J]. Information and Communications Technologies, 2009, 3(2): 27-32(in Chinese).
- [2] 李思奇, 陈怀新. 非视距误差的 TDOA/AOA 混合定位算法[J]. 通信技术, 2010, 43(9): 139-141, +182.  
Li Siqi, Chen Huaixin. A hybrid TDOA/AOA location algorithm with NLOS[J]. Communications Technology, 2010, 43(9): 139-141, +182(in Chinese).
- [3] 杨阳, 毛永毅, 陈宝全. 基于小波分析的 TOA/AOA 混合定位算法[J]. 电子技术应用, 2014, 40(9): 105-107.  
Yang Yang, Mao Yongyi, Chen Baoquan. A TOA/AOA hybrid localization algorithm based on wavelet analysis[J]. Communication and Network, 2014, 40(9): 105-107(in Chinese).
- [4] 张怡, 席彦彪, 李刚伟, 等. 基于卡尔曼滤波的 TDOA/AOA 混合定位算法[J]. 计算机工程与应用唯一官方网站, 2015, 51(20): 62-66.  
Zhang Yi, Xi Yanbiao, Li Gangwei, et al. TDOA/AOA hybrid positioning algorithm based on Kalman filter in NLOS environment[J]. Computer Engineering and Application, 2015, 51(20): 62-66 (in Chinese).
- [5] Michelsen A, Larsen O N. Pressure difference receiving ears[J]. Bioinspiration & Biomimetics, 2008, 3(1): 011001.
- [6] Michelsen A, Popov A V, Lewis B. Physics of directional hearing in the cricket *Gryllus bimaculatus*[J]. Journal of Comparative Physiology A, 1994, 175(2): 153-164.
- [7] Kohler U, Lakes-Harlan R. Auditory behaviour of a parasitoid fly (*Emblemasoma auditrix*, Sarcophagidae, Diptera)[J]. Journal of Comparative Physiology A, 2001, 187(8): 581-587.
- [8] Cade W. Acoustically orienting parasitoids: fly phonotaxis to cricket song [J]. Science, 1975, 190(4221): 1312-1313.
- [9] Miles R N, Su Q, Cui W, et al. A low-noise differential microphone inspired by the ears of the parasitoid fly *Ormia ochracea* [J]. The Journal of the Acoustical Society of America, 2009, 125(4): 2013-2026.
- [10] Behdad N, Al-Joumayly M A, Li M. Biologically inspired electrically small antenna arrays with enhanced directional sensitivity [J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2011(10): 361-364.
- [11] Masoumi A R, Yusuf Y, Behdad N. Biomimetic antenna arrays based on the directional hearing mechanism of the parasitoid fly *Ormia Ochracea*[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2013, 61(5): 2500-2510.
- [12] Masoumi A R, Behdad N. An improved architecture for two-element biomimetic antenna arrays[J]. IEEE Transactions on Antennas & Propagation, 2013, 61(12): 6224-6228.
- [13] Masoumi A R, Ghaemi K, Behdad N. A two-element biomimetic antenna array with enhanced angular resolution and optimized power extraction [J]. IEEE Transactions on Antennas & Propagation, 2015, 63(3): 1059-1066.
- [14] 闵祥涛. 基于仿生原理的超分辨耦合网络研究[D]. 成都: 电子科技大学, 2016.  
Min Xiangtao. Research biologically inspired super-resolution couple network[D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2016 (in Chinese).
- [15] Deng C, Chen W, Zhang Z, et al. Generation of OAM radio waves using circular vivaldi antenna array [J]. International Journal of Antennas and Propagation, 2013(10): 1-7.
- [16] 姚志会. 电小间距偶极子阵列天线测向研究[D]. 厦门: 厦门大学, 2016.

- Yao Zhihui. Direction finding based on closely spaced dipole array antenna[D]. Xiamen: Xiamen University, 2016 (in Chinese).
- [17] 王布宏, 王永良, 陈辉, 等. 均匀线阵互耦条件下的鲁棒 DOA 估计及互耦自校正[J]. 中国科学: 技术科学, 2004, 34(2): 229-240.
- Wang Buhong, Wang Yongliang, Chen Hui, et al. Robust DOA estimation and mutual coupling self-correction under uniform linear array coupling [J]. Scientia Sinica Technologica, 2004, 34(2): 229-240 (in Chinese).
- [18] 胡增辉, 朱炬波, 何峰, 等. 互耦条件下均匀线阵 DOA 盲估计[J]. 电子与信息学报, 2012, 34(2): 382-387.
- Hu Zenghui, Zhu Jubo, He Feng, et al. Blind DOA estimation in the presence of mutual coupling using uniform linear array[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2012, 34(2): 382-387 (in Chinese).
- [19] 李会勇, 侯碧波, 何子述, 等. 一种互耦条件下多径信号的 2D DOA 估计方法[J]. 信号处理, 2011, 27(4): 634-639.
- Li Huiyong, Hou Bibo, He Zishu, et al. A novel method for multipath signals' 2D DOA estimation in the presence of mutual coupling [J]. Signal Processing, 2011, 27(4): 634-639(in Chinese).