

文章编号: 1672-2892(2011)01-0049-04

载波同步对天线阵列方向图的影响及解决方案

王涛, 全厚德, 陈明

(军械工程学院 光学与电子工程系, 河北 石家庄 050003)

摘要: 为了解决各调频发射机开机时载波不同步(即载波初始相位不同)引起的相位差对天线阵列方向图的影响, 提出了利用 Hilbert 变换测量相位差的方法, 并且介绍了一种有效的相位补偿方法, 即利用 Hilbert 变换获得相邻 2 个调频发射机输出信号的相位差, 然后将相位差作为补偿算法的输入参数去补偿因载波不同步引起的相位差。仿真实验表明: 采用该方法可以有效解决因载波不同步引起的相位差对天线阵列方向图的影响。

关键词: 均匀直线阵列; 相位差; Hilbert 变换; 相位补偿

中图分类号: TN821+.8

文献标识码: A

Influence on antenna array pattern caused by carrier synchronization and its solving method

WANG Tao, QUAN Hou-de, CHEN Ming

(Department of Optical and Electronic Engineering, Ordnance Engineering College, Shijiazhuang Hebei 050003, China)

Abstract: When the transmitters work, there would exist an initial phase difference between different carrier waves, which causes serious influence on calculating the pattern of an antenna array. A method of measuring phase difference based on Hilbert transform was proposed, and an effective method of phase compensation was also introduced. The phase difference of the transmitter's output signals was obtained by Hilbert transform, and then was taken as a parameter of the compensation algorithm to compensate the phase difference. The simulation results show that the influence caused by initial phase difference can be reduced by adopting this method.

Key words: uniform linear array; phase difference; Hilbert transform; phase compensation

在通信条件恶化, 环境和地形等不利于通信时, 可以考虑利用智能天线技术将多部发射机组成一个天线阵列, 与单部发射机相比, 发射功率更大, 方向性更强, 更加有利于通信。本研究对发射机载波不同步(即初始相位不同)引起的相位差对天线方向图的影响进行了仿真分析, 提出了在发射机前端对调制信号附加指数信号的方法来补偿初始相位不同造成的影响, 并且通过 MATLAB/SIMULINK 仿真实验进行验证。

1 实验原理

1.1 系统框图

本实验系统是利用智能天线技术将多部调频发射机组合成一个均匀直线阵列, 以期在通信条件恶化时保证通信正常进行。但是, 存在的一个问题是在发射机开机之后, 其载波初始相位不同, 这样会对合成后的天线方向图产生严重的影响, 进而影响通信能力的增强。为此提出了在发射机前端对调制信号附加指数信号, 对发射机输出信号的相位进行调整补偿的方法, 使各发射机调频输出信号相位相同, 以获得较好的方向图。仿真实验系统框图见图 1。本实验用 4 部调频发射机组成 1 个均匀直线阵列, 以

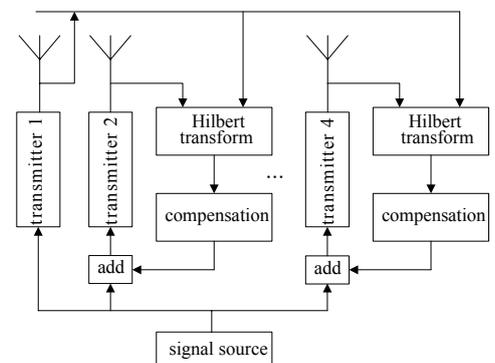


Fig.1 Block diagram of simple simulation experiment
图 1 简单仿真实验系统框图

第 1 部发射机的调频输出信号的初始相位为参考, 利用 Hilbert 变换计算其余各部发射机的调频输出信号的初始相位与其的相位差, 然后将相位差信息反馈给补偿算法, 直至各调频输出信号相位相同。

1.2 直线阵模型

本研究将各发射机天线组成一个均匀直线阵列, 这是一种最简单的阵列结构, 所有阵元等间距排列在一条直线上。假设阵元的位置位于 (x_m, y_m) , $m=1, 2, \dots, N$, 以原点为参考点, 见图 2, d 为阵元间距(一般为入射信号波长的一半), 以最左边的阵元为参考点, α 为入射到阵列上的平面波的方位角(入射信号与 y 轴的夹角, 也就是与阵列法线的夹角)^[1-3]。可以得到任意阵元到参考点的延时^[4]:

$$\tau_m = (x_m \sin \alpha) / c = (m-1)d \sin \alpha / c \quad (1)$$

式中 c 是光速。

理想情况下, 不考虑阵列中各阵元的各向异性、通道不一致和互耦等因素影响, 可得到阵列的方向图为^[1,5-6]:

$$G(\alpha) = \sum_{m=1}^N \beta_m g_0 e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} (m-1)d \sin \alpha} \quad (2)$$

式中: λ 为入射信号的波长; β_m 为第 m 个阵元的加权值; g_0 为来波的复振幅。

1.3 基于 Hilbert 变换的相位差估计和相位补偿

仿真实验中, 第 i 路调频输出信号为:

$$s_i(t) = \cos \left[\omega_c t + 2\pi k_c \int_0^t u(s) ds + \theta_i \right] \quad (3)$$

式中: ω_c 为载频; k_c 为调制系数; θ_i 为初始相位。

由于初始化之后 θ_i 的不同, 即调频发射机输出的信号相位不同, 影响了天线方向图的合成。为此提出了附加指数信号的方法对相位进行调整。

首先, 求出任意 2 路信号的初始相位差。

第 m 路调频输出信号为:

$$s_m(t) = \cos \left[\omega_c t + 2\pi k_c \int_0^t u(s) ds + \theta_m \right] \quad (4)$$

在此以第 1 路信号为参考信号, 即求出 $\theta_1 - \theta_m$ 的值, 其值可以用 Hilbert 变换解得。

对于实信号 $s(t)$, 其 Hilbert 变换定义为^[7-9]:

正变换:

$$s^h(t) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{s(\tau)}{s(t-\tau)} d\tau \quad (5)$$

反变换:

$$s(t) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{s^h(\tau)}{s(t-\tau)} d\tau \quad (6)$$

式(5)和(6)称为 Hilbert 变换对。

由于余弦信号的 Hilbert 变换为同频率的正弦信号, 即第 1 路信号的 Hilbert 变换为^[7-8]:

$$H_1(t) = \sin \left[\omega_c t + 2\pi k_c \int_0^t u(s) ds + \theta_1 \right] \quad (7)$$

同理第 m 路信号的 Hilbert 变换为:

$$H_m(t) = \sin \left[\omega_c t + 2\pi k_c \int_0^t u(s) ds + \theta_m \right] \quad (8)$$

令 $P_1 = s_1 * H_m$, $P_2 = H_1 * s_m$, $Q_1 = s_1 * s_m$, $Q_2 = H_1 * H_m$, 则有:

$$P = P_2 - P_1 = \sin(\theta_1 - \theta_m) \quad (9)$$

$$Q = Q_2 + Q_1 = \cos(\theta_1 - \theta_m) \quad (10)$$

所以得:

$$\Delta\theta = \theta_1 - \theta_m = \arctan \frac{P}{Q} \quad (11)$$

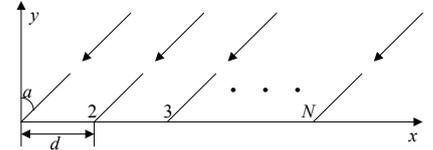


Fig.2 Uniform linear array
图 2 均匀直线阵示意图

由以上推导可知，经过 Hilbert 变换可以解得任意 2 路信号的初始相位差。

其次，由于指数信号 $f(t) = e^{-\sigma t}$ ($\sigma > 0$) 在 $[0, +\infty]$ 上积分为 $1/\sigma$ ，即

$$\int_0^{+\infty} e^{-\sigma t} dt = \frac{1}{\sigma} \tag{12}$$

所以，令 $\sigma = 1/|\Delta\theta|$ ，获得单调递减的指数信号：

$$u_1(t) = \frac{1}{2\pi k_c} e^{-\sigma t} = \frac{1}{2\pi k_c} e^{-\frac{1}{|\Delta\theta|} t} \tag{13}$$

式中 k_c 为调制常数。

在本实验中，当 $t > 15$ 时，其函数值一般趋向于 0，所以有：

$$\int_0^t u_1(s) ds = \frac{|\Delta\theta|}{2\pi k_c} \tag{14}$$

最后，将 $u_1(t)$ 和 $u(t)$ 作为调制信号一起加载到发射机的输入端，

即可得到输出为：

若 $\Delta\theta \geq 0$ ，则

$$s_m(t) = \cos \left[\omega_c t + 2\pi k_c \int_0^t u(s) + u_1(s) ds + \theta_m \right] \tag{15}$$

若 $\Delta\theta < 0$ ，则

$$s_m(t) = \cos \left[\omega_c t + 2\pi k_c \int_0^t u(s) - u_1(s) ds + \theta_m \right] \tag{16}$$

此时，第 1 路与第 m 路信号的相位差为：

$$\Delta\theta' = \theta_1 - \theta_m - \Delta\theta = 0 \tag{17}$$

证明达到了相位补偿的目的。

同理，可以求出其余各路信号与参考信号的相位差，得到 σ 的值，进而对调频输出信号进行相位调整，直至相位相同。

2 实验仿真

本实验利用 SIMULINK 平台进行仿真实验。实验中，调制信号频率为 200 Hz，幅值为 5，载频为 10 MHz，最大频偏为 45 kHz，且不考虑噪声的影响。设方位角为 $\alpha = \pi/6$ ，调频发射机初始相位为 $\theta = \pi/10$ 时，其方向图见图 3，而当初始相位 $\theta_i = [\pi/4, \pi/3, \pi/6, -\pi/6]$ 时，其方向图见图 4。

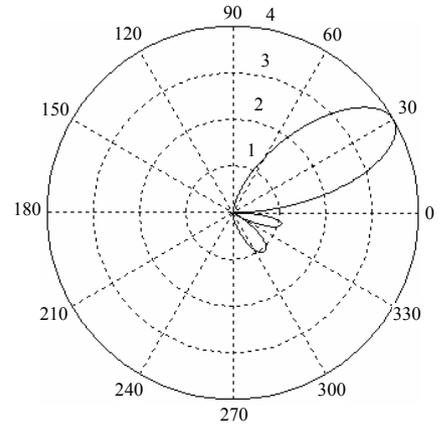


Fig.3 $\alpha = \pi/6, \theta = \pi/10$ with the same initial phase
图 3 $\alpha = \pi/6, \theta = \pi/10$ 初始相位相同

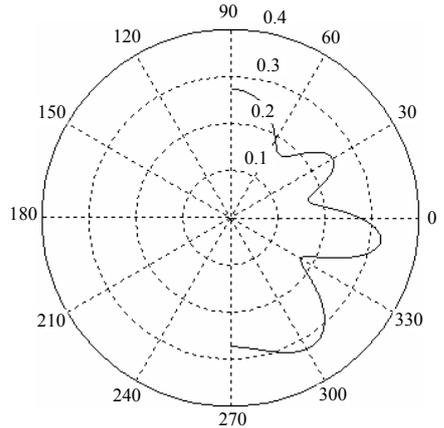


Fig.4 $\alpha = \pi/6$ with different initial phases
图 4 $\alpha = \pi/6$ 初始相位不同

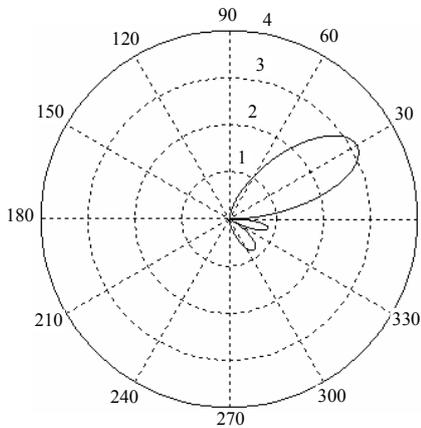


Fig.5 $\alpha = \pi/6$ with phase compensation
图 5 $\alpha = \pi/6$ 相位补偿后

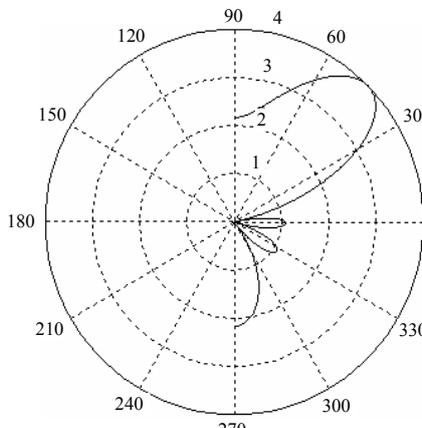


Fig.6 $\alpha = \pi/4, \theta = \pi/4$ with the same initial phase
图 6 $\alpha = \pi/4, \theta = \pi/4$ 初始相位相同

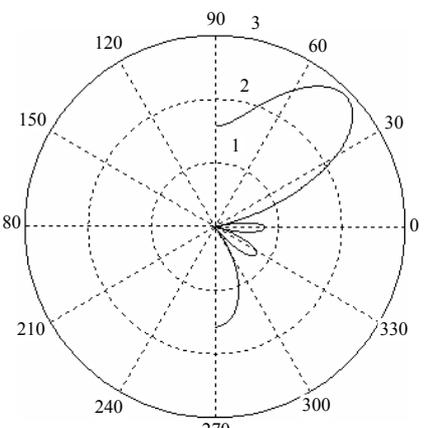


Fig.7 $\alpha = \pi/4$ with phase compensation
图 7 $\alpha = \pi/4$ 相位补偿后

在 $\alpha=\pi/6, \theta_i=[\pi/4, \pi/3, \pi/6, -\pi/6]$ 时, 按照上述方法进行相位补偿之后得到的方向图见图 5。可以看出相位补偿之后的方向图有了非常明显的改善。改变 α 和 θ 的值, 当 $\alpha=\pi/4$ 和 $\theta=\pi/4$ 时, 其方向图见图 6; 当 $\theta_i=[\pi/4, -\pi/3, -\pi/6, \pi/6]$ 时, 相位补偿之后方向图见图 7。由图 7 可以看出, 与图 6 相比, 方向图基本上与之吻合, 证明此方法是可行的, 达到了预期效果。

3 结论

由实验仿真表明: 通过对调制信号进行附加信号之后, 各发射机输出信号相位基本相同, 天线方向图明显得到改善, 达到了相位补偿的效果, 证明此方法是可行的。目前, 本实验只是针对模拟调制系统进行相位补偿实验仿真, 而且调制信号为单音频信号, 且没有考虑噪声和天线之间互耦的影响, 在以后的研究中要针对这几个方面进行仿真实验, 以进一步验证此方法的可行性。

参考文献:

- [1] 刘鸣,袁超伟,贾宁,等. 智能天线技术与应用[M]. 北京:机械工业出版社, 2007. (LIU Ming,YUAN Chaowei,JIA Ning,et al. Technology Application of Smart Antenna[M]. Beijing:China Machine Press, 2007.)
- [2] 龚耀寰. 自适应滤波—时域自适应滤波和智能天线[M]. 2 版. 北京:电子工业出版社, 2003. (GONG Yaohuan. Adopting Filter-Time Domain Adopting Filter And Smart Antenna[M]. 2nd ed. Beijing:Publishing House of Electronics Industry, 2003.)
- [3] 田可,杨向华,周继. 一种平面阵自适应方向图综合方法[J]. 信息与电子工程, 2008,6(2):124-127. (TIAN Ke,YANG Xiang hua,ZHOU Ji. A Pattern Synthesis Method for Adaptive Plane Arrays[J]. Information and Electronic Engineering, 2008,6 (2):124-127.)
- [4] 梅妮. 智能天线及其实验系统研究[D]. 广州:暨南大学, 2006. (MEI Ni. Research of Smart-Antenna and its Experiment Platform[D]. Guangzhou:Master's Thesis of Jinan University, 2006.)
- [5] Shahera HOSSAIN,Mohammad Tariqul ISLAM,Seiichi SERIKAWA. Adaptive Beam forming Algorithms for Smart Antenna Systems[C]// International Conference on Control, Automation and Systems. Seoul:[s.n.], 2008:412-416.
- [6] Gadze M,Nogulic D,Blajic T. Smart Antenna Systems for Broadband Technologies[C]// Proceedings ELMAR 2006. Zadar: [s.n.], 2006:171-174.
- [7] 周继惠,曹青松,宋京伟. 基于 Hilbert 变换的相位测量法与数字相关测相法的比较[J]. 无损检测, 2006,28(7):341-343. (ZHOU Jihui,CAO Qingsong,SONG Jingwei. A New Method of Phase Measuring based on Hilbert and its Comparison with Digital Correlation Method[J]. Nondestructive Testing, 2006,28(7):341-343.)
- [8] 龙建军,吴百海,温国成. 两列超声波信号相位差实时估计算法对比研究[J]. 机床与液压, 2006(8):171-174. (LONG Jianjun, WU Baihai,WEN Guocheng. Contrastive Research on Algorithm for Real-time Estimate of Phase Difference of Pair of Ultrasonic Rays[J]. Machine Tool & Hydraulics, 2006(8):171-174.)
- [9] Mary Diaz,Rosana Esteller. Comparison of the non linear energy operator and the Hilbert transform in the estimation of the instantaneous amplitude and frequency[J]. IEEE Latin America Transactions, 2007,5(1):1-8.

作者简介:



王 涛(1985-), 男, 河南省南阳市人, 在读硕士研究生, 主要研究方向为阵列天线技术. email:chuantao611@126.com.

全厚德(1963-), 男, 辽宁省大连市人, 博士, 教授, 主要研究方向为情报指挥系统、通信设备性能测试.

陈 明(1985-), 男, 福建省漳州市人, 在读硕士研究生, 主要研究方向为软件无线电.