

# 一种基于恒模算法的多用户盲波束形成新方法

郭 艳<sup>1,2</sup>, 方大纲<sup>1</sup>, 梁昌洪<sup>2</sup>, 汪宁清<sup>3</sup>

(1. 南京理工大学毫米波技术实验室, 江苏南京 210094; 2. 西安电子科技大学天线与微波国防重点实验室, 陕西西安 710071;

3. Northwestern Polytechnic University 220 Warren Ave. Fremont California, USA 94539)

**摘 要:** 提出了一种适用于多用户的盲波束形成新方法. 该方法基于最小二乘恒模算法, 当最小二乘恒模算法收敛于某一信号后, 我们导出了算法的权向量与其它用户波达方向的关系, 进而在不同用户的波达方向上形成初始增益, 从而实现对所有用户的波束形成. 文中给出了算法的并行和串行实现方案.

**关键词:** 盲波束形成; 恒模算法; 恒模阵; 波达方向

**中图分类号:** TN911.7 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2002) 06-0831-04

## Simple CMA Beamforming for Multiple Sources and Direction Finding

GUO Yan<sup>1,2</sup>, FANG Da-gang<sup>1</sup>, LIANG Chang-hong<sup>2</sup>, Thomas WANG<sup>3</sup>

(1. Dept. of Communication Engineering, Nanjing University of Science & Technology, Nanjing, Jiangsu 210094, China;

2. Defense Key Laboratory on Antennas and Microwaves, Xidian University, Xi'an, Shaanxi 710071, China;

3. Northwestern Polytechnic University 220 Warren Ave. Fremont California, USA 94539)

**Abstract:** Blind adaptive beamforming is an elementary problem in the area of spatial signal processing. The constant modulus (CM) array is blind adaptive beamformer capable of recovering a CM signal among several cochannel sources by using constant modulus algorithm (CMA). By adding an adaptive signal canceller to the CM beamformer, identical stages of the CM array and signal canceller may be used in a multistage system to recover several cochannel CM sources. However, the implementation of the multistage CM array is complicated. In this paper, we will provide a simple multistage CM array to recover several cochannel signals based on least square CMA (LS CMA). After the LS CMA captures one signal, the DOA of the other signals could be attained from the weight vector of the algorithm, which is used for multi-source beamforming. The parallel and serial implementations for the algorithm are presented. Computer simulations show that the results of the new algorithm are close to those of Wiener's, which confirms the effectiveness of this new approach.

**Key words:** blind adaptive beamforming; CMA; CM array; direction of arrival

## 1 引言

盲波束形成是克服共信道干扰, 实现多用户波束形成的有效方法, 它不需要预知期待信号的训练序列而是利用其固有的结构特性来恢复有用信号. 盲波束形成在通信、雷达等领域中有着重要的应用前景. 在众多的盲波束形成算法中, 恒模算法<sup>[1]</sup> (CMA) 是一类重要的方法, 它根据用户信号的恒包络特性, 利用恒模阵实现对有用信号的波束形成<sup>[2]</sup>. 其中, 最小二乘恒模算法<sup>[3]</sup> 是一种简单且收敛迅速的重要方法.

多级恒模阵是 J.J. Shynk 等人提出的利用恒模算法恢复多个恒模信号的方法<sup>[4]</sup>. 它把多个恒模阵级联在一起并在每个恒模阵后面加上信号对消器, 将每一级恒模阵捕获的信号对消后输入到下一级恒模阵从而达到分离多个用户信号的目的. 因此, 多级恒模阵波束形成算法主要包括两部分: 一是基于随机梯度法的恒模算法; 二是基于最小均方算法 (LMS) 的

信号对消技术. 多级恒模阵波束形成算法实现起来比较复杂, 对信号对消技术的要求较高. 本文提出了一种新的多用户波束形成方法, 该方法利用最小二乘恒模算法在第一级恒模阵捕获某一用户后, 从恒模阵的权向量中分解出其他用户信号的波达方向, 进而在不同的用户波达方向上形成初始增益, 并实现对其它用户的波束形成. 文中给出了实现算法的串行, 并行两种方案. 新算法在恢复所有用户信号的同时, 也能够得到对各用户波达方向的估计.

## 2 算法的提出

设有  $d$  个不同的恒模信号源, 它们发出的信号被具有  $m$  阵元的阵列天线接收, 则接收数据模型通常可以表示为:

$$X = AS + N \quad (1)$$

其中,  $X$  是  $m \times 1$  的接收数据向量,  $A$  是  $m \times d$  的阵列响应矩阵,  $S$  是  $d \times 1$  的信号向量且  $S = (s_1, \dots, s_d)^T$ , 这里,  $(\cdot)^T$  表示

转置,  $s_i (i = 1, \dots, d)$  是采样后的第  $i$  个恒模信号.  $N = (n_1, \dots, n_m)^T$ . 为便于讨论, 不妨设接收天线阵列为均匀线阵, 则阵列响应矩阵为  $A = [a_1, \dots, a_d]$ , 其中,  $a_i = [1, e^{-j\phi_i}, \dots, e^{-j(m-1)\phi_i}]^T$ ,  $\phi_i = 2\pi(\Delta l/\lambda)\sin(\theta_i)$ , ( $i = 1, \dots, d$ ),  $\theta_i$  是各用户信号的波达方向,  $\Delta l$  是阵元间隔,  $\lambda$  是载波波长.

最小二乘恒模算法控制的波束形成方法可以归纳为: 已知接收数据向量  $X$ , 寻找满足波束形成方程  $\hat{s} = W^T X$  的权向量  $W$ . 其中,  $\hat{s}$  是对某一恒模用户信号的估计值,  $W = (w_1 \dots w_m)^T$  是权向量. 当有多个恒模信号同时存在时, 最小二乘恒模算法会收敛于某一恒模信号, 这里不妨设算法收敛于信号  $s_k (1 \leq k \leq d)$ , 此时有  $\hat{s}_k = W^T X$ , 把它代入方程(1)得:

$$\hat{s}_k = [w_1 + \dots + w_m e^{-j(m-1)\phi_1}, w_1 + \dots + w_m e^{-j(m-1)\phi_d}]$$

$$\bullet \begin{bmatrix} s_1 \\ \vdots \\ s_k \\ \vdots \\ s_d \end{bmatrix} + [w_1 \dots w_m] \begin{bmatrix} n_1 \\ \vdots \\ n_k \\ \vdots \\ n_m \end{bmatrix} \quad (2)$$

关于  $s_i (i = 1, \dots, d)$  分别对式(2)求内积得:

$$\langle \hat{s}_k, s_i \rangle = [w_1 + \dots + w_m e^{-j(m-1)\phi_1}, \dots, w_1 + \dots + w_m e^{-j(m-1)\phi_d}]$$

$$\bullet \begin{bmatrix} \langle s_1, s_i \rangle \\ \vdots \\ \langle s_k, s_i \rangle \\ \vdots \\ \langle s_d, s_i \rangle \end{bmatrix} + [w_1 \dots w_m] \begin{bmatrix} \langle n_1, s_i \rangle \\ \vdots \\ \langle n_k, s_i \rangle \\ \vdots \\ \langle n_m, s_i \rangle \end{bmatrix}, i = 1, \dots, d \quad (3)$$

由于各信号之间相互独立, 只有当  $i = k$  时, 即式(2)关于  $s_k$  求内积时, 式(3)变为:

$$(w_1 + w_2 e^{-j\phi_1} + \dots + w_m e^{-j(m-1)\phi_k}) s_k = \hat{s}_k$$

当  $i \neq k$  时, 式(3)均为:

$$w_1 + w_2 e^{-j\phi_1} + \dots + w_m e^{-j(m-1)\phi_i} = 0, i = 1, \dots, d \text{ 且 } i \neq d$$

联立这些方程得:

$$\begin{cases} w_1 + w_2 e^{-j\phi_1} + \dots + w_m e^{-j(m-1)\phi_1} = 0, \\ \vdots \\ w_1 + w_2 e^{-j\phi_d} + \dots + w_m e^{-j(m-1)\phi_d} = 0 \\ (w_1 + w_2 e^{-j\phi_k} + \dots + w_m e^{-j(m-1)\phi_k}) s_k = \hat{s}_k \end{cases} \quad (4)$$

令  $e^{-j\phi_i} = x_i$ , 从式(4)的前  $d-1$  个方程组, 可以得到下面结论:

当最小二乘恒模算法收敛于某一信号  $s_k$  后,  $d-1$  个含有其它用户来波方向的函数  $e^{-j\phi_i} (i = 1, \dots, d, i \neq k)$  是以算法的权向量的各分量为系数的一元  $m-1$  次方程:  $w_1 + w_2 x + \dots + w_m x^{m-1} = 0$  的解.

以下称  $w_1 + w_2 x + \dots + w_m x^{m-1} = 0$  为权向量方程, 并称  $e^{-j\phi_i}$  为方向函数.

从数学角度分析, 一个任意的一元  $m-1$  次方程的解不一定存在; 但是从波束形成的物理意义及上述推导可知, 如果有多用户信号同时被天线阵接收, 当波束形成算法收敛于某一信号后, 必然会在其他用户方向上产生零陷. 因此从物理意义上讲, 权向量方程一定有解. 一般说来, 一元  $m-1$  次方

程有  $m-1$  个解. 如果信号数与阵元数相等时, 即  $d = m$  时, 当波束形成算法收敛于信号  $s_k$  后, 其权向量方程的所有解恰好都是方向函数  $e^{-j\phi_i} (i = 1, \dots, d, i \neq k)$ , 从这些解中可以计算出其它用户的波达方向, 称之为“实解”; 而当信号数小于阵元数时, 即  $d < m$  时, 权向量方程的解不仅包含实解, 还会包含  $p-q$  个其它解, 从这些解中算出的“虚拟用户”的来波方向与所有用户的波达方向均不同, 且相差较大.

综上所述, 当最小二乘恒模算法收敛于某一信号时, 通过求解其权向量方程, 能够获得对其它用户的来波方向的估计. 根据这一结论, 提出了下面的多级恒模算法.

### 3 多级最小二乘恒模算法

根据上面的讨论, 我们提出了基于最小二乘恒模算法的多级恒模算法. 当由最小二乘恒模算法控制的第一级恒模阵收敛于某一信号时, 通过求解其权向量方程, 能够迅速得到其它用户的波达方向信息, 选择其中之一作为第二级恒模阵的期待信号的波达角, 并把其它方向的信号当作干扰信号, 根据线性约束最小方差(LCMV)算法<sup>[5]</sup>, 在期待信号方向上产生初始增益, 作为第二级恒模阵的初始权向量, 然后利用最小二乘恒模算法迭代几步以便产生更准确的结果. 由于前面已经用 LCMV 算法产生了较好的初始增益, 故后面利用最小二乘恒模算法的迭代会极快地收敛于这一期待信号. 再选择另一个方向的信号作为第三级恒模阵的期待信号, 把其它信号当作干扰信号, 重复上述过程, 可以在第三级恒模阵对第三个用户实现波束形成. 如此重复下去, 直到所有用户信号都被恢复出来.

多级最小二乘恒模算法有两种实现方案, 当第一级恒模阵收敛后, 求解其权向量方程后得到其它用户的波达方向信息, 然后在其余各级恒模阵分别选择不同方向的用户按照上述方法同时进行波束形成, 这就是多级算法的并行实现方案; 还有一种串行方案是在第一级恒模阵收敛后, 求解其权向量方程后得到其它用户的波达方向信息, 然后在其余各级恒模阵中依次实现对其余用户的波束形成, 并且在每一级恒模阵形成波束后, 求解其权向量方程, 算出其它用户的波达方向, 并在下一级恒模阵初始权向量的赋值算法 LCMV 方法中, 把前面得到的用户波达方向的信息综合利用, 这样对用户来波方向的估计会更准确. 这就是多级最小二乘恒模算法的串行实现方案. 利用多级最小二乘恒模算法, 对各用户实现波束形成的同时, 可以获得对所有用户的波达方向的估计, 从而为后续的波束形成提供一定的参考信息. 图 1 是串行的多级最小二乘恒模阵结构示意图, 简单起见, 只给出了前两级恒模阵的结构, 其余级类似.

多级最小二乘恒模算法的实施过程中, 需要解决的一个关键问题是: 如何对待“虚解”? 前面已经讨论过, 当信号数小于阵元数时, 求解权向量方程时, 会产生异于用户方向函数的“虚解”. 事实上, 当我们把从“实解”中算出的方向作为期待信号的波达方向时, 利用算法可以对该用户实现波束形成, 如果对其权向量方程求解, 得到的其它用户的波达方向信息可以验证这一点; 当把从“虚解”中算出的方向作为期待信号的来

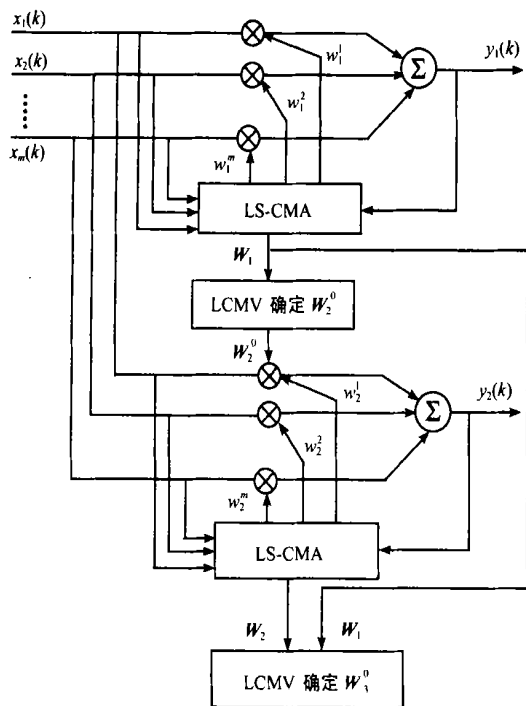


图 1 串行多级最小二乘恒模阵结构示意图

波方向时, 由于在该方向上并没有用户信号存在, 虽然按照 LCMV 算法对初始权向量的赋值没有对任何用户信号产生初始增益, 但是经过最小二乘恒模算法的多次迭代修正后, 仍然会收敛于某一用户信号, 这时对其权向量方程求解, 获得的其它用户的波达方向也可以验证这一点, 从而反馈出此解为“虚解”的信息。

“虚解”的存在并没有影响算法恢复各用户信号的结果, 仅仅有可能产生重复的波束。如果充分利用求解权向量方程反馈出的解的信息, 就可能避免产生多余的重复波束。

#### 4 数值仿真

为验证多级最小二乘恒模算法的性能, 我们利用计算机仿真来实现该算法。在仿真实验中, 采用四元均匀线阵, 不失一般性, 阵元间隔取为  $0.5\lambda$ ,  $\lambda$  为载波的波长。设有四个相位在  $[-\pi, \pi]$  之间随机均匀分布的恒模期待的信号  $s_1, s_2, s_3, s_4$  分别从  $-20^\circ, -5^\circ, 10^\circ, 25^\circ$  方向入射, 信号之间的夹角为  $\Delta\theta = 15^\circ$ 。四个独立的复高斯背景白噪声  $N_i (1 \leq i \leq 4)$  加在每个阵元上的, 信号和加在每个阵元上的背景噪声的功率之比(输入信噪比)为  $\text{SNR} = 20\text{dB}$ 。首先, 采用串行算法控制的四级恒模阵分别对四个信号实现盲波束形成。如图 2 所示, 当各级恒模阵算法收敛后, 得到了  $s_1, s_2, s_3, s_4$  四个用户信号的输出信干噪比分别为:  $15.9\text{dB}, 10.4\text{dB}, 10.2\text{dB}, 15.6\text{dB}$ , 从图中可以看出, 第一级恒模阵收敛于信号  $s_3$  的迭代过程较长, 而其余级的恒模阵由于利用了从第一级恒模阵的权向量求出的其它用户的来波方向信息, 并使用 LCMV 算法在不同的用户方向上分别产生了较好的初始增益, 因而其余级恒模阵的收敛过程都很快。此例中, 也求出了波束形成的最优解—维纳解  $W_0 =$

$(XX^H)^{-1}XS^{H/6}$  对这四个用户信号的输出信干噪比分别为:  $16.0\text{dB}, 10.6\text{dB}, 10.4\text{dB}, 15.7\text{dB}$ 。显然, 新算法的性能接近维纳解。采用串行算法实现对四个用户信号的波束形成的同时, 也得到了对四个用户信号的波达方向的估计值依次为  $-20.01^\circ, -6.20^\circ, 11.05^\circ, 25.41^\circ$ 。

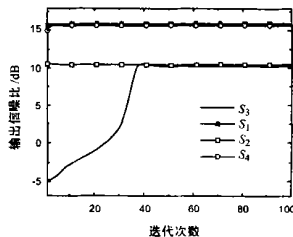


图 2 有四个用户信号时, 多级恒模阵的每一级输出信号的信干噪比

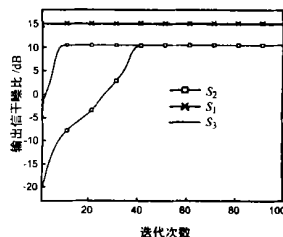


图 3 有三个用户信号时, 多级恒模阵的每一级输出信号的信干噪比

此外, 我们采用并行算法来恢复三个用户信号, 这三个恒模信号  $s_1, s_2, s_3$  从  $-5^\circ, 5^\circ, 15^\circ$  方向入射, 信号之间的夹角为  $\Delta\theta = 10^\circ$ , 其它条件同上。这时, 如图 3 所示, 多级恒模阵对  $s_1, s_2, s_3$  三个用户信号的输出信干噪比分别为  $15.1\text{dB}, 10.5\text{dB}, 14.9\text{dB}$ , 此时, 维纳解对用户信号的输出信干噪比分别为:  $15.4\text{dB}, 10.7\text{dB}, 15.1\text{dB}$ 。此例中, 由于对第二级恒模阵的初始权向量的赋值是在“虚解”的方向上产生增益, 经过最小二乘恒模算法的多次修正迭代后, 产生了收敛于信号  $s_2$  的与第一级恒模阵一样的重复波束, 算法结束后得到的  $s_1, s_2, s_3$  三个用户波达方向的估计值分别为  $-5.52^\circ, 4.88^\circ, 15.25^\circ$ 。

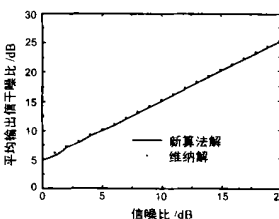


图 4 多级最小二乘恒模算法的平均输出信干噪比与输入信号比之间的关系

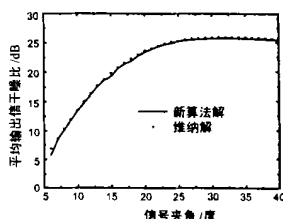


图 5 多级最小二乘恒模算法的平均输出信干噪比与信号夹角之间的关系

在实验 2 中, 我们测试了多级最小二乘恒模算法恢复三个恒模用户信号的平均输出信噪比与输入信噪比  $\text{SNR}$  之间的关系。这时, 三个用户信号之间的夹角为  $\Delta\theta = 25^\circ$ 。输入信噪比  $\text{SNR}$  从  $0\text{dB}$  到  $20\text{dB}$  每隔  $1\text{dB}$  取一个实验点, 为客观起见, 对每一个实验点作 20 次蒙特卡罗实验, 并把这些实验结果的平均值作为算法在该点的平均输出信噪比。在相同条件下, 也求出了维纳解在该点的平均输出信噪比。二者的比较见图 4。实验 3 用于测试算法恢复三个用户信号的平均输出信噪比与信号之间的夹角  $\Delta\theta$  的关系。此时, 取  $\text{SNR} = 20\text{dB}$ , 信号夹角  $\Delta\theta$  从  $6^\circ$  到  $40^\circ$  每隔  $1^\circ$  取一个实验点, 其余过程同实验 2。图 5 列出了实验结果。从上述实验结果可以看出, 随着输入信噪比的增大, 恢复的用户信号的输出信噪比越来越高, 也越来越接近维纳解的结果; 并且随着信号之间夹角的逐渐增大, 算法恢复信号的效果越来越好。

最后, 利用并行算法来跟踪两个运动信号源. 如图 6 所示, 该实验同样采用四元均匀线阵接收信号, 两个信号源  $s_1$ 、 $s_2$  与阵列平行以 100 公里/小时的速度向右运动, 源与阵列之间的垂直距离为 100 米. 初始信号分别从  $-30^\circ$ 、 $10^\circ$  角入射. 从跟踪两个用户信号  $s_1$ 、 $s_2$  的归一化方向图 7 可以看出, 新算法可以用于跟踪快速运动的信号源.

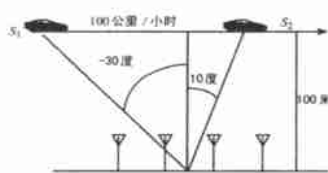


图 6 运动目标跟踪仿真条件

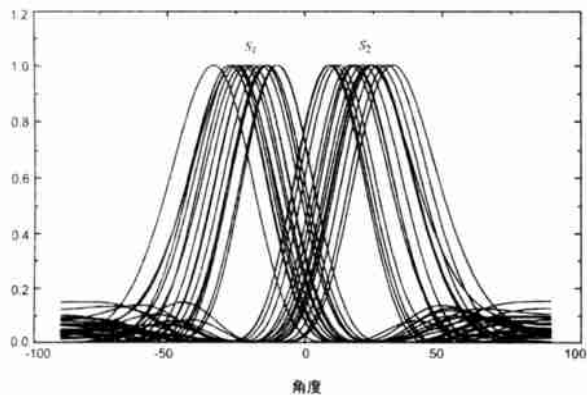


图 7 跟踪运动目标  $s_1$ 、 $s_2$  的归一化方向图

## 5 结论

当最小二乘恒模算法收敛于某一信号后, 本文导出了算法的权向量和其它用户信号波达方向的关系, 根据这一结论, 提出了基于最小二乘恒模算法的多用户盲波束形成新算法, 并给出了算法的并行和串行两种实施方案. 利用该算法跟踪快速移动目标的也获得了满意的结果.

## 参考文献:

- [ 1 ] J R Treichler, et al. A new approach to multipath correction of constant modulus signals [ J ]. IEEE Trans, 1983, ASSP 31(4): 459- 472.

- [ 2 ] R P Gooch, J D Lundell. The CM array: an adaptive beamformer for constant modulus signals [ A ]. IEEE Int Conf of ASSP [ C ]. Tokyo: 1986. 2523- 2526.
- [ 3 ] B G Agee. The least squares CMA: a new technique for rapid correction of constant modulus signals [ A ]. Proc of ICASSP [ C ], 1986. 953- 956.
- [ 4 ] J J Shynk, R P Gooch. The constant modulus array for cochannel signal copy and direction finding [ J ]. IEEE Trans, 1996, SP 44( 3 ): 652- 660.
- [ 5 ] C Y Tseng, L J Griffiths. An unified approach to the design of linear constraints in minimum variance adaptive beamformers [ J ]. IEEE Trans, 1992, AP 40( 11 ): 1533- 1542.
- [ 6 ] 张贤达. 信号处理中的线性代数 ( 第一版 ) [ M ]. 北京: 科学出版社, 1997.

## 作者简介:



郭 艳 女, 1971 年 5 月生于陕西西安, 1993 年和 1996 年于解放军信息工程大学获学士学位和硕士学位, 现为西安电子科技大学博士研究生, 解放军理工大学讲师, 主要研究方向为智能天线, 数字波束形成和密码学.



方大纲 男, 1937 年出生于上海, 教授、博导, 中国电子学会会员, IEEE 高级会员, 微波学报副主编, 国内外多家杂志编委和审稿人, 天线学会等三个学会委员, 1987 年起曾任加拿大、香港 6 所大学访问教授. 国内外出版教材、专著各一本, 发表论文 300 多篇, 其中国际杂志 30 多篇. 成果被国际杂志他人引用近 300 处, 获省、部以上科技进步一、二、三等奖 7 项, 发明专利 1 项, 主要研究方向为计算电磁学、微带天线和电路、雷达目标特性、微波成像、智能天线等.

梁昌洪 ( 见本期第 814 页 )

图 5(a)、(b) 给出中心频率  $f_0 = 10\text{GHz}$ ,  $a = 0.724\lambda_0$ ,  $b' = 0.323\lambda_0$ ,  $\epsilon_r = 12$ ,  $\kappa = 0.5186$ ,  $\epsilon_r = 13$  时槽形波导主模准 TE<sub>10</sub> 模的相位移与波导高度、工作频率关系曲线。L 取 0 时, 仅考虑基模, 即文献[3]的方法, 此时计算曲线为图中虚线。实线 L 取 4, 考虑 4 阶高次模。当  $b$  与  $b'$  相差很小时, 虚线与实线接近; 反之, 虚线与实线相差很大, 而实线更接近于实际, 这说明

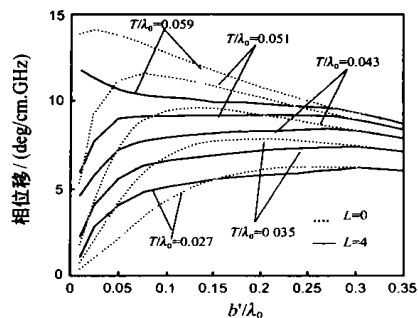


图 5 (a) 槽形波导相位移与波导高度关系 ( $c = 0.04\lambda_0, f = f_0$ )

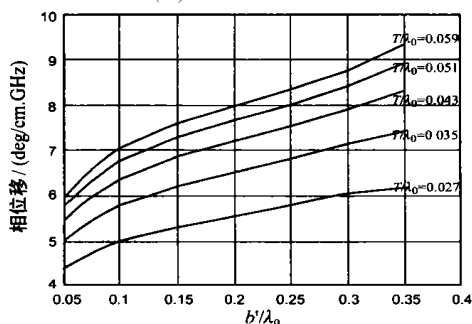
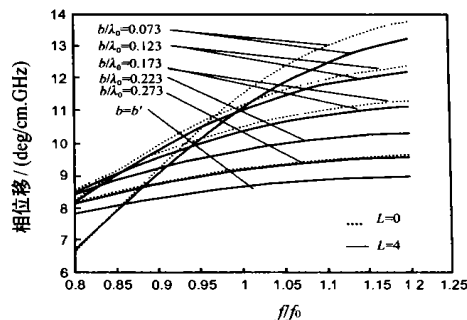


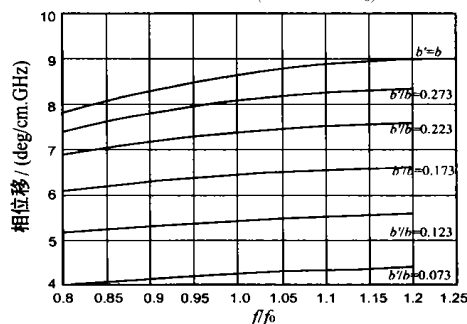
图 6 (a) 脊形波导相位移与波导高度之间关系 ( $c = 0.04\lambda_0, f = f_0$ )

当  $b$  与  $b'$  相差较大时, 高次模的影响不可忽略。

图 6(a)、(b) 给出  $f_0 = 10\text{GHz}$ ,  $a = 0.724\lambda_0$ ,  $b = 0.323\lambda_0$ ,  $\epsilon_r = 12$ ,  $\kappa = 0.5186$ ,  $\epsilon_r = 13$ , L 取 4 时脊形波导主模的相位移与波导高度、工作频率关系曲线。比较图 5 与图 6 可见, 槽形波导具有较大相位移, 而脊形波导具有宽频带特性。



(b) 脊形波导相位移与频率关系 ( $T = 0.051\lambda_0$ )



(b) 脊形波导相位移与频率关系 ( $T = 0.051\lambda_0$ )

## 4 结论

本文首次精确给出了含铁氧体片的脊形和槽形波导中的传输模式。3.1、3.2 节计算了填充非均匀介质的脊形波导的频率特性和含铁氧体片的矩形波导的相位移特性, 与文献[1, 2]比较, 结果吻合, 说明此方法的可靠性。3.3 计算了槽形波导与脊形波导的相位移特性, 得出与相差较大时高次模的影响很大, 考虑高次模结果更精确。计算结果表明含铁氧体片的脊形波导具有宽频带特性, 含铁氧体片的槽形波导具有较大相位移。

## 参考文献:

- [1] G Magerl. Ridged waveguides with inhomogeneous dielectric slab loading [J]. IEEE Trans, 1978, MTT-26(6): 413-416.
- [2] W J Ince, E Stem. Nonreciprocal remanence phase shifters in rectangular waveguide [J]. IEEE Trans, 1967, MTT-15(2): 87-95.
- [3] A Mizobuchi, H Kurebayashi. Nonreciprocal remanence ferrite phase shifters using the grooved waveguide [J]. IEEE Trans, 1978, MTT-26(12): 1012-1016.
- [4] 宗卫华. 含铁氧体片的脊(槽)形波导传输特性 [D]. 南京: 南京电子工程研究中心, 2000. 8-13.
- [5] M Okoniewski, J Mazur. An accurate field matching analysis of waveguides of complex cross sectional geometry loaded with magnetized ferrite rods [J]. IEEE Trans, 1995, MTT-43(4): 880-886.

## 作者简介:



宗卫华 女, 1975 年生于山东蓬莱, 1997 年 7 月毕业于烟台大学数学系, 获理学学士学位, 2000 年 3 月毕业于南京电子工程研究中心电磁场与微波技术专业, 获工学硕士学位, 现在西安电子科技大学电磁场与微波技术专业攻读博士学位。目前主要从事于电磁场的数值计算及电磁兼容方面的研究。

余显烨 (1938-2000) 男, 生于上海, 1960 年毕业于北京大学数力系, 其后一直在南京电子技术研究所工作。1983 年 1 月~1985 年 7 月在加拿大滑铁卢大学做访问学者。出版专著 3 本, 发表论文 50 余篇。



梁昌洪 男, 1943 年生于上海, 现为西安电子科技大学校长, 教授, 博士生导师, 并为中国电子学会会士, IEEE 高级会员。研究方向包括计算场论、计算微波、微波网络理论、近代数据处理、电磁散射与逆散射。