

某型微波着陆设备移相器故障诊断方法研究

段 磊, 吴德伟, 何 晶, 蒋文亭

(空军工程大学电讯工程学院, 陕西 西安 710077)

摘要 针对某型微波着陆设备测试性校准时间较长,影响移相器故障诊断效率的问题,基于相控阵天线相位校准原理,通过对扫描天线阵列参数获取方法以及移相器故障诊断流程的分析,采用相位控制赋形算法计算出了扫描天线固定指向时各阵元支路的最优相移值。由于相位控制赋形算法通过测量辐射功率来调整闭合等式的权值,并且在进行每次相位寻优时都将前一次量化引入的误差计算其中,因此经过少量迭代就可得到移相器的阵列参数,缩短了测试性校准时间,进而用测试性校准所得的阵列参数与工作性校准后存入天线控制器 RAM 中的阵列参数相比较,快速对移相器进行故障诊断。最后通过仿真验证了该方法的可行性。

关键词 故障诊断;微波着陆设备;移相器;相位校准;相控阵天线

DOI 10.3969/j.issn.1009-3516.2011.03.011

中图分类号 TN821⁺.8; TP306⁺.3 **文献标识码** A **文章编号** 1009-3516(2011)03-0050-06

某型微波着陆设备是我国自主研发的新型精密进场着陆系统的地面部分,是保障新一代战机安全起降的重要着陆引导装备^[1]。移相器作为设备扫描天线的主要组成部分,是形成时间基准扫描波束的重要单元。有了高精度的时间基准扫描波束,才能保证为飞机提供精确的角度信息。因此移相器是设备故障诊断系统的重点监测部件之一。对移相器进行故障诊断,需要通过相位校准过程得到移相器的阵列参数,利用阵列参数判断各移相器的故障情况。现有设备相位校准采用穷举法,通过逐一改变各移相器相位值,测量其合成信号的输出,确定各移相器的最优初始相位。但这种方法使得校准过程耗费时间长,不适宜用于快速故障诊断的测试性校准。

本文在讨论微波着陆设备移相器故障诊断方法的基础上,提出采用相位控制赋形算法^[3-6]实现测试性校准,该算法通过少量迭代就可得到移相器最优馈相值,从而能够快速的对移相器进行故障诊断。

1 工作性校准与测试性校准

1.1 微波着陆设备扫描天线结构

微波着陆设备的方位扫描天线和仰角扫描天线都可看作是一维相控阵天线^[4],60 个辐射单元分别在水平和垂直方向排列成等距线阵,扫描天线结构见图 1。波束控制系统控制 60 个 4 位数字移相器将适当的相位馈给天线阵列,来自发射机的射频信号经

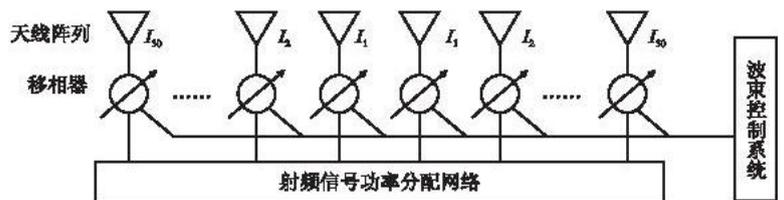


图 1 扫描天线结构图

Fig1 structure of scanning antenna

* 收稿日期:2010-07-23

基金项目:国防科技重点实验室基金资助项目(9140C860302)

作者简介:段磊(1985-),男,甘肃张掖市人,硕士生,主要从事军用无线电导航研究。

E-mail: duanlei_kdy@126.com

功率分配网络送入各移相器,再馈到各天线阵列,从而形成设备要求的方向图。

1.2 相位校准原理

校准的关键在于测量天线在预定方向辐射信号的大小。当某个移相器的相移值改变时,监测信号的大小也随之变化。扫描天线在某个方向的辐射功率大小是变化阵元相位的正弦函数^[7,9],在一个周期内存在唯一的相位值 ϕ_l ,使得天线在指向 θ_0 时辐射场强最大。如果阵元支路不存在初始相位误差,则此相位值由该支路的移相器相移得到。但是由于受射频网络内部的非理想元件、元件间的接口以及传输线长度等因素的影响,各阵元支路的信号到达天线阵元的实际相位不同,会存在馈相网络相位误差(简称网络相差) $\delta_{\phi l}$,此时要使得天线在辐射方向 θ_0 上的场强仍为最大,移相器的初始相移量应为 $\phi_l' = \phi_l - \delta_{\phi l}$ 。

通过以上分析,若能获得移相器的相移量与天线在 θ_0 方向辐射的信号强度之间的关系,求得波束指向角为 θ_0 时第 l 个天线单元移相器的相移值,就可以通过 $\delta_{\phi l} = \phi_l - \phi_l'$ 算得这个天线单元所在支路的网络相差。而相位补偿值 ϕ_{os} 与网络相差大小相等,符号相反,即 $\phi_{os} = \phi_l' - \phi_l$ 。

1.3 工作性校准与测试性校准

扫描天线进行相位校准是为了获得各阵元支路的相位补偿值^[10],修正天线馈相网络造成的初始相位误差,提高波束指向精度。根据设备相位校准的不同使用目的,可作如下定义:一是工作性校准,指在设备安装后或者更换天馈线中射频组件(如电缆、移相器等)之后进行的校准,用以获得相位初始值,从而补偿网络相差,提高系统精度;二是测试性校准,指设备在使用过程中或在保养维修时,在没有更换射频组件的情况下进行的在线测试,通过监测各阵元支路辐射信号来判断射频组件是否故障,提高设备的维修性和可测试性。对于工作性校准,现行校准方法一般能够满足时间要求;而对于测试性校准,现行方法效率不高,影响了对设备快速地进行故障诊断。

2 移相器故障诊断方法

扫描天线在进行工作性相位校准后,可获得一组阵列参数,用测试性校准得到的阵列参数与此阵列参数相比较,就可判定移相器是否存在故障。

2.1 阵列参数的获得

扫描天线在进行相位校准时,按照阵列序号依次控制单个移相器以 22.5° 为步进,进行 $0^\circ - 360^\circ$ 相位循环,而固定其它移相器的相移值,通过测量合成信号功率在监测歧管可得到16个电平值,由于这些值近似服从正弦分布,通过找到监测电平最大时对应的相移值,就可以得到该阵元支路移相器的初始相位值。将这16个点在均方误差最小的约束条件下拟合一条正弦曲线,并计算出拟合后的均方误差作为品质因数,表征该路移相器性能。品质因数接近零值,说明移相器工作正常;反之品质因数升高,则表明移相器性能下降。由于功率分配网络将射频能量按中间高两边逐渐减低的方式分配到各辐射单元,形成对阵列的泰勒加权,因此改变各阵元支路相移值后在监测歧管得到的正弦曲线的幅值不同,依照阵元编号近似服从泰勒分布。

这样以来,一旦校准完成后,天线控制单元就得到一组幅度、品质因数和初始相位的阵列参数,并存入RAM中。如图2所示为获得阵列参数流程。其中幅度为通过各移相器的射频信号的幅值;品质因数反映了移相器的性能及工作情况;相位则表征着天线波束指向正确时的补偿相位值。

2.2 移相器故障诊断流程

通过测试性校准也可得到一组关于幅度、品质因数、相位的测试数据,并以此与存入天线控制单元RAM中的阵列参数进行比较,作为评判移相器状态的指标。如图3所示为移相器故障诊断信号流程,发射控制单元通过串口通信得到天线控制单元中存储的阵列参数以及测试数据,并通过遥置维修系统接口送至故障诊断系统。当某阵元支路的幅度参数偏移泰勒分布或品质因数有明显升高,引起波束聚焦性能降低,测试数据就不能通过测试性校准,若该支路的阵列参数并无异常,则可判断该路移相器故障。实际上测试数据的本质是由测试性校准得到的阵列参数,只是不用它来更新工作性校准得到的阵列参数。

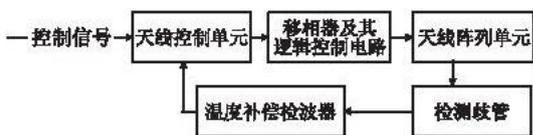


图2 获得阵列参数流程图

Fig. 2 Flow chart of array parameter obtaining

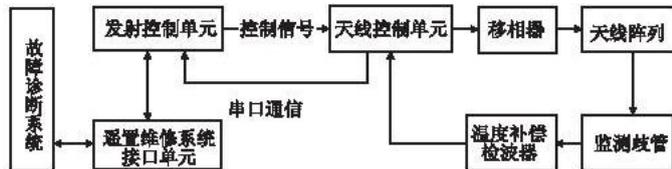


图3 移相器故障诊断信号流程图

Fig. 3 flow chart of phase shifter fault diagnosis signal

3 基于相位控制赋形算法的移相器故障诊断

综上所述,移相器故障诊断的关键是要能获得阵列参数,而获取阵列参数的手段是进行相位校准。由于现行的相位校准方法是逐一进行移相器的相移值寻优,每次得到的只是局部最优解,难以保证解的全局最优性,因此需要反复进行多次,致使整个校准过程耗费时间较长,影响了移相器故障诊断的效率。而相位控制赋形算法是一种全局最优算法,它利用数值分析法近似求解一个非线性函数的极小值,并用单坐标法^[3]将其转化为线性规化问题。在沿着单一坐标(即单个阵列的相位)进行线性寻优时,通过功率测量调整一个闭合等式的权值,从而在该方向计算出全局最小值的精确位置,且算法能够很快收敛。虽然这种算法是以牺牲合成方向图主波束幅度为代价,但对于故障诊断,缩短了获得阵列参数的时间,且所获得的阵列参数能够满足故障诊断的要求,因此提高了对移相器进行故障诊断的效率。

由此可见,可将相位控制赋形算法应用于微波着陆设备扫描天线的移相器测试性校准之中,根据设备扫描天线的方向图函数,建立相位控制赋形算法优化函数,通过对优化函数进行求解,得到该移相器的最优相位。由于在每次进行相位寻优时,通过输出功率的测量将前一次量化引入的误差计算其中,从而通过少量迭代得到基于全局最优的该移相器初始相位值,经过一遍校准,即可得到移相器的阵列参数。

3.1 扫描天线方向图函数

天线阵的方向图函数 f 是波束指向与法线方向夹角 θ 和馈电幅度 I 的函数:

$$f(\theta, I) = F(\theta) \left\{ \sum_{i=1}^{30} I_{(31-i)} \exp[jkd(i-30.5)(\sin\theta - \sin\theta_0)] + \sum_{i=31}^{60} I_{(i-30)} \exp[jkd(i-30.5)(\sin\theta - \sin\theta_0)] \right\} \quad (1)$$

式中: θ_0 为波束指向角,由扫描控制软件设置; I 符合泰勒线源馈电分布; d 为振子间距, $d = \lambda/2$, (λ 为波长,以中心频率计算); k 为波数($k = 2\pi/\lambda$); $F(\theta)$ 为单元振子方向函数。对于方位台 $F(\theta) = 1, \theta \in [-42^\circ, 42^\circ]$;对于仰角台 $F(\theta) = \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2}\sin\theta\right)}{\cos\theta}, \theta \in [-1.5^\circ, 29.5^\circ]$ 。

式(1)也可以写成:

$$f(\theta) = F(\theta) \sum_{l=0}^{59} I_l \exp[j\phi_l + jkd(l-29.5)\sin\theta] \quad (2)$$

式中 $\phi_l = (l-29.5)kdsin\theta_0$,为第 l 个振子的馈电相位。

3.2 建立优化函数

合成指定的方向图是一个非线性问题,需要通过数值分析的方法来近似,因此依据最小化一个非线性函数的思路来建立公式:

$$Q_s = \int_a^b \left\{ w \left| f(\theta) - f_0(\theta) \exp[i\xi(\theta)] \right| f_{\max} - u |f(\theta)|^2 \right\} d\theta \quad (3)$$

式中: $f_0(\theta)$ 是 $f(\theta)$ 的归一化目标方向图函数; $\xi(\theta)$ 是目标方向图函数中的未知相位^[8]; f_{\max} 是 $|f(\theta)|$ 在上次迭代中的最大值; w, u 为权值; $[a, b]$ 为 θ 的扫描范围。

若将网络相差看作相位激励,由此产生的噪声功率 P 是 $f(\theta)$ 和网络相差功率分布的函数^[3]。记 $Q = Q_s$

+ P , 优化的目标就是取一组合适的馈电相位使得 Q 最小。

当第 m 个振子的相位为 ϕ_m 时, Q_s 可以看作是 ϕ_m 的函数:

$$Q_s(\phi_m) = \int_a^b w \left| F_m(\theta) I_m \exp[jkd(m - 29.5) \sin\theta + j\phi_m] + H_m(\theta) \right|^2 d\theta - \int_a^b u | F_m(\theta) I_m \exp[jkd(m - 29.5) \sin\theta + j\phi_m] + f_m(\theta) |^2 d\theta \quad (4)$$

式中: $H_m(\theta) = f_m(\theta) - f_0(\theta) \exp[j\xi(\theta)] f_{\max}$; $f_m(\theta) = \sum_{\substack{l=0 \\ l \neq m}}^{59} F_l(\theta) I_l \exp[j\phi_l + jkd(l - 29.5) \sin\theta]$

3.3 求解最优相移值

将式(4)分解整理可得:

$$Q_s(\phi_m) = C_m^S + a_m^S \cos(\phi_m - \beta_m^S) \quad (5)$$

式中: $C_m^S = \int_a^b [(w - u) I_m | F_m(\theta) |^2 + w | H_m(\theta) |^2 - u | f_m(\theta) |^2] d\theta$; $a_m^S = |G(m)|$; $\beta_m^S = \arctan G(m)$;

$$G(m) = 2I_m \int_a^b [wH_m(\theta) - uf_m(\theta)] \cdot F_m(\theta) \exp[-jkd(m - 29.5) \sin\theta] d\theta \quad (6)$$

式(5)表明, 在一个周期内, $Q(\phi_m)$ 有单一的全局最小值 $\phi_m = \beta_m^S + \pi$ 。而对于噪声功率 P , 同样满足 $P(\phi_m) = C_m^A + a_m^A \cos(\phi_m - \beta_m^A)$ 。由于噪声分布未知, 不能直接计算出 ϕ_m , 因此分别测量第 m 个振子的相位为 $\phi_m, \phi_m + \tau, \phi_m - \tau$ 时阵列输出功率 P_0, P_1, P_2 , 其中 τ 为移相器相位增量, 且 $\tau \neq n\pi, n = 0, \pm 1, \dots$, 从而得到下列等式:

$$a_m^A = 5 \left[\left(\frac{P_1 - P_2}{\sin\tau} \right)^2 + \left(\frac{2P_0 - P_1 - P_2}{1 - \cos\tau} \right)^2 \right]^{1/2}$$

$$\beta_m^A = \phi_m + \arctan \frac{\left(\frac{P_1 - P_2}{\sin\tau} \right)}{\left(\frac{2P_0 - P_1 - P_2}{1 - \cos\tau} \right)} \quad (7)$$

$$C_m^A = P_0 - a_m^A \cos(\phi_m - \beta_m^A) = \frac{P_1 + P_2}{2} - a_m^A \cos(\phi_m - \beta_m^A) \cos\tau$$

由此, 通过测试性校准对天线辐射功率的测量可以得到 $\phi_m^S = \beta_m^S + \pi$, 对于第 m 个振元支路:

$$Q(\phi_m) = C_m^A + C_m^S + a_m \cos(\phi_m - \beta_m) \quad (8)$$

式中 a_m 和 β_m 满足:

$$a_m \exp(j\beta_m) = a_m^S \exp(j\beta_m^S) + a_m^A \exp(j\beta_m^A) \quad (9)$$

最优相移量:

$$\phi_m = \beta_m + \pi \quad (10)$$

这样以来, 可以通过迭代求得 Q 的最小值, 从而逐一得到各振子的初始相移量 ϕ_m 。

4 仿真实验结果分析

当波束指向角为 10° 时, 根据文献[3]中权值选取对于天线合成方向图影响的研究, 取 $w = 10, u = 100$, 在 4 位数字移相器进行移相控制的情况下, 不考虑移相器本身的相移误差, 得到移相器最优相移量如图 4 所示。图中符号“*”所标注的是由算法得到的最优相移量; 符号“o”所标注的是设备实际相移值; 符号“◇”表示优化值与实际值之差, 均值 -15.75° , 方差 11.2° 。从图 4 可以看出, 由算法得到的相移值分布在实际相移值周围, 误差保持在一个量化间隔 22.5° 以内。误差的产生是由于对移相器的理想化近似以及忽略了天线阵列间距误差。

在应用相位控制赋形算法进行测试性校准过程中, 不考虑天线可能受到的外界干扰, 且忽略移相器本身可能存在的相移误差, 则调整移相器数量与天线方向图增益的关系见图 5。图中虚线表示主波束在移相器调整过程中的幅度变化情况, 实线表示第一副瓣幅度随相位调整的变化。从图中可以看出, 当 60 个移相器

都调整为最优相移值时算法收敛,即只需依次将所有移相器调整一遍就可完成移相器的校准。在实装试验中,用现行的校准方法进行测试性校准,整个校准过程中60个移相器要经历8次相位循环,需要2 min;而采用相位控制赋形算法后,测试性校准时间减少到30 s。

测试性校准完成后,将获得的阵列参数进行分析,图6所示为通过品质因数进行移相器故障诊断。图中实线所示为工作性校准后存入RAM中的品质因数,虚线表示测试性校准得到的品质因数。经过测试性校准,编号为5、7、8的支路品质因数大幅度升高,且均超过了200,而工作性校准得到的品质因数正常,由此判断为移相器故障,需要维修更换。由于MLS扫描天线的每个移相器及其逻辑控制电路为一个整体模块,构成最小替换单元,因此对故障移相器进行更换维修后,只需要重新进行工作性校准即可更新阵列参数,使设备恢复正常工作。

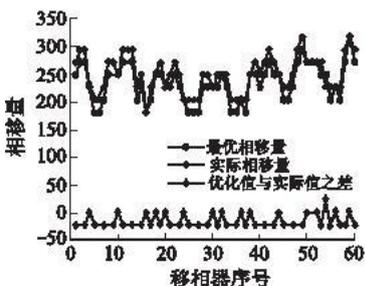


图4 相移值对比分析图

Fig. 4 Shift phase comparison between algorithm and fact

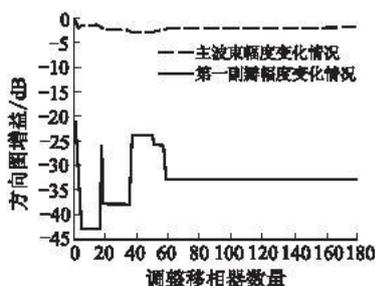


图5 调整移相器数量与方向图增益

Fig. 5 Antenna pattern gain along with phase shifting

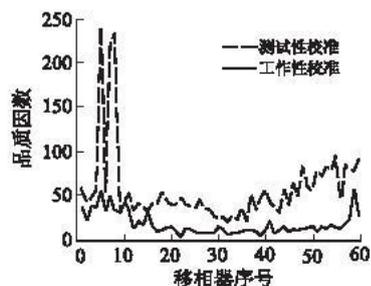


图6 通过品质因数判断故障移相器

Fig. 6 Phase shifter fault diagnosed by quality factor

5 结束语

采用相位控制赋形算法,可缩短设备进行测试性校准所用时间,并用校准所得阵列参数快速进行移相器故障诊断,以提高设备的维修性和可靠性。需要注意的是,权值的选取影响着算法的收敛性能以及相位控制赋形的效果。如何合理选取 w 、 u 这2个控制量,不但经过少量迭代就能取得最优相移值,而且能够形成满足设备战技指标的方向图,进而用赋形优化算法替代原有的方法进行工作性校准,是需要进一步研究的问题。

参考文献:

- [1] 周其焕,魏雄志,崔红跃.微波着陆系统[M].北京:国防工业出版社,1990.
ZHOU Qihuan, WEI Xiongzi, CUI Hongyue. Microwave landing system[M]. Beijing: National defence industry press, 1990. (in Chinese)
- [2] 杨军,冯振声,黄考利,等.装备智能故障诊断技术[M].北京:国防工业出版社,2004.
YANG Jun, FENG Zhengsheng, HUANG Kaoli, et al. Equipment intelligent fault diagnosis technology[M]. Beijing: National defence industry press, 2004. (in Chinese)
- [3] Khzmalyan Alexander D, Kondratiev Alexander S Kondratiev. The phase - only shaping and adaptive nulling of an amplitude pattern[J]. IEEE trans AP, 2003, 51(2):264 - 272.
- [4] 卢万铮.天线理论与技术[M].西安:西安科技大学出版社,2004.
LU Wanzheng. Antenna theory and technology[M]. Xi'an: Xi'an university of science and technology press, 2004. (in Chinese)
- [5] 吴德伟,伍维甲,张斌,等.微波着陆系统波束指向误差仿真分析[J].空军工程大学学报:自然科学版,2008,9(4):64 - 68
WU Dewei, WU Weijia, ZHANG Bin, et al. Emulation and analysis of beam pointing error in microwave landing system [J]. Journal of air force engineering university: natural science edition, 2008, 9(4):64 - 68. (in Chinese)
- [6] 李绪平,赵交成.相位控制波束赋形算法研究[J].火控雷达技术,2009,38(1):5 - 7.
LI Xuping, ZHAO Jiaocheng. Research on phase shaping algorithm[J]. Fire control radar technology, 2009, 38(1):5 - 7. (in Chinese)

Chinese)

- [7] 雷文军,殷慧中. 微波着陆系统中分布式波控机[C]//导航学术年会论文集. 西安:[出版者不祥],2003:138-145.
LEI Wenjun, YIN Huihong. Distributed phase controller in microwave landing system[C]//Navigation annual meeting symposia. Xi'an:[s. n.],2003:138-145. (in Chinese)
- [8] Choni Y I. Synthesis of an antenna according to a given amplitude radiation pattern[J]. Radio eng electron phys, 1971, 5(16):770-778.
- [9] 唐山东,张斌,吴德伟. 一种基于曲线拟合的相控阵天线相位校准方法[J]. 弹箭与制导学报,2008,28(2):303-306.
TANG Shandong, ZHANG Bin, WU Dewei. A phase calibration method for phased array antenna based on curve fitting technique[J]. Journal of projectiles, rockets, missiles and guidance, 2008, 28(2):303-306. (in Chinese)
- [10] Sorace R. Phased array calibration[J]. IEEE trans AP, 2001, 49(4):517-525.

(编辑:徐楠楠)

Research on MLS Phase Shifter Fault Diagnosis Method

DUAN Lei, WU De-wei, HE Jing, JIANG Wen-ting

(Telecommunication Engineering Institute, Air Force Engineering University, Xi'an 710077, China)

Abstract: In view of the problem that the time taken in test calibration is longer which results in low efficiency in phase shifter of microwave landing system land equipment (MLE) fault diagnosis, based on the calibration principle of phase array antenna, scanning antenna array parameter obtaining method and phase shifter fault diagnosis flow are analyzed. Optimum phase for every antenna array is calculated with phase-only shaping of amplitude pattern algorithm, which modulates factors of close equation with measuring radiation power and calculates the optimum phase with former quantization error added in, so that array parameters are calculated through a small quantity of iteration, and calibration time is shortened. Consequently, phase shifter fault is diagnosed quickly with array parameters after test calibration compared with the array parameters deposited in RAM of antenna controller after task calibration. Finally, the feasibility of this method is verified through computing simulation.

Key words: fault diagnosis; MLE; phase shifter; phase calibration; phase array antenna