



# 微波铁氧体器件 HFSS 设计原理 (下册)

蒋仁培 宋淑平 著



科学出版社

国家科学技术学术著作出版基金资助出版

# 微波铁氧体器件 HFSS 设计原理 (下册)

蒋仁培 宋淑平 著

科学出版社

北京

## 内 容 简 介

本书将全新的穿越方程和高频电磁场结构仿真软件(HFSS)相结合,对各类微波铁氧体器件进行了仿真设计。列举了各种结构的环行器、隔离器的设计范例,探索了获得高性能、高稳定性和高可靠性的设计途径,对其非互易性应用穿越方程进行了深入探讨;对各类变场器件如移相器、开关进行了仿真设计,应用穿越方程对其非互易相移、开关相移(或差相移)和磁化相移进行计算,提供了有效设计数据;对幅/相可控类器件如变极化器和全极化器介绍了多种实施方案,给出了仿真设计结果,理论上对法拉第旋转和变极化机制进行了探讨,用穿越方程计算了双模器件的变极化系数。在设计层面上具有一定的创新性;从旋磁理论层面上,给出了各类器件各种形式的三维电磁场穿越方程,弥补了经典旋磁器件理论中超越方程的局限性。

本书适合从事微波铁氧体器件设计的科研人员阅读,也可供电磁场理论、雷达技术等相关领域的研究者参考。

### 图书在版编目(CIP)数据

微波铁氧体器件 HFSS 设计原理. 下册/蒋仁培, 宋淑平著. —北京: 科学出版社, 2015.11

ISBN 978-7-03-046226-8

I. ①微… II. ①蒋… ②宋… III. ①微波铁氧体器件—设计  
IV. ①TN61

中国版本图书馆 CIP 数据核字(2015)第 264618 号

责任编辑: 余 丁 赵艳春 / 责任校对: 何艳萍

责任印制: 徐晓晨 / 封面设计: 迷底书装

科 学 出 版 社 出 版

北京东黄城根北街 16 号

邮政编码: 100717

<http://www.sciencep.com>

北京京华虎彩印刷有限公司 印刷

科学出版社发行 各地新华书店经销

\*

2015 年 11 月第 一 版 开本: 720×1 000 B5

2015 年 12 月第二次印刷 印张: 15

字数: 290 000

定价: 78.00 元

(如有印装质量问题, 我社负责调换)

# 前 言

微波铁氧体技术及其应用，从 1960 年初起步至今已有半个世纪历程，经历了初级阶段—发展阶段—成熟阶段。微波铁氧体的经典理论是以旋磁材料的电磁场理论为基础的，一般通过解复杂的超越方程获得非互易性传输特性，其数理基础较深奥。而 HFSS 方法则是直接通过计算机求解，避免了复杂的数理问题，但导致了对设计原理理解不深。本书为弥补这点不足，提出了新的设计理念，通过穿越方程(积分方程)求解，它是场-路统一的理论，通过它与 HFSS 计算方法相结合，很容易获得各种形式的微波铁氧体器件的非互易特性解，解决了过于依赖 HFSS 软件求解而忽略了微波铁氧体器件的基本工作机制和基本工作原理的难题，推动了多种铁氧体器件如各种 Y 形结环行器、变场调控器件和双模铁氧体器件的发展，提高了器件的高功率、小型化、低损耗、低互调、宽频带、高温稳定性、超(高/低)频和快速调控等性能。

本书是在上述新的设计原理和理论、新的设计手段和方法的基础上写成的。全书分为上下两册，共三篇。

第一篇 基本理论。第 1 章和第 2 章，论述了微波铁氧体材料的旋磁性——张量磁导率的基本原理。电磁波在充有旋磁介质的波导中传播，在时空域中穿越了铁氧体并引发了微波场和旋磁性的相互作用，产生了各种传输效应和非互易性能，推导出了与其相关的穿越方程，并推广其应用于环行器、隔离器等各类恒场器件和开关、移相器和变极化器等各类变场器件的设计和计算中。通过仿真设计定量地获得了器件的性能，其结果和用穿越方程积分计算结果相辅相成。

第二篇 微波铁氧体恒场器件。从第 3 章到第 7 章设计和分析了各类铁氧体恒场器件包括各种 Y 形结构，如集中元件型、波导型、带线型和微带型结构的 Y 形环行器；高功率环行器和小型化环行器、隔离器等，应用仿真设计、电磁场理论和网络分析相结合的方法进行深入研究。

第三篇 微波铁氧体变场器件。从第 8 章到第 15 章论述了各类铁氧体移相器的工作原理和设计方法，包括非互易移相器和互易移相器、圆极化移相器和多极化移相器、双模移相器和旋转场移相器、微带慢波结构移相器和表面模移相等的设计和仿真性能及应用；并利用变磁化积分方程、耦合模积分方程，计算了各类移相器的相移；探讨了对铁氧体器件的幅相同时控制可设计成铁氧体变极化器。论及各种变场器件在雷达技术中的应用。

本书在撰写过程中，中国电子科技集团公司第十四研究所所长助理蒋微波给予了极大的关心和支持；国睿科技股份有限公司副总经理朱兆麒审阅了初稿，提出了许多修改意见；中国电子科技集团公司第十四研究所处长赵玉洁做了大量的组织协调工作；

南京广顺电子研究所所长王广顺、南京丰诚电子器件有限公司总经理张玮、北京飞行泰达微波器件有限责任公司总经理张强、北京泰格科技发展中心总经理曾献伟，及同事董胜奎、徐茂忠、范兵、黄宏伟、胡岚、罗会安、岳峰、杨秋莉、姬晓靓、杨彬、唐正龙、曾浩等参与了有关的专题讨论；李叶莉、贾元奎、唐楠、余林、蒋岳、刘雪梅、岳诚、王干等做了大量的编辑工作。在此一并表示诚挚的感谢。

限于作者知识水平有限，书中难免有不妥之处，敬请读者批评指正。

作者

2015年6月

# 目 录

前言

## 第三篇 微波铁氧体变场器件

第 8 章	双模多极化非互易移相器	3
8.1	双模非互易移相器的结构和工作原理	3
8.2	管状铁氧体非互易移相器	5
8.3	移相器的差相移 $\Delta\theta$ 、磁化相移 $\delta\theta$ 和非互易相移 $ d\theta $	9
8.4	开关能量、开关时间的估值	12
8.5	移相器散热结构和温度分布	14
第 9 章	双模旋转场移相器	15
9.1	概述	15
9.2	耦合模传输理论	17
9.3	简正模传输理论	19
9.4	网络分析方法	21
9.5	四磁极半波片的仿真设计与计算	22
9.6	介质片圆极化器	28
9.7	铁氧体旋转场移相器	28
9.8	铁氧体/介质复合结构旋转半波片	33
9.9	高功率旋转半波片	36
9.10	铁氧体旋转半波片的综合分析	38
第 10 章	双模互易移相器	40
10.1	双模互易移相器的基本原理	40
10.2	法拉第旋转段仿真设计与分析	43
10.2.1	简正模分析法	44
10.2.2	耦合模分析法	46
10.2.3	差相移段的频率特性	46
10.3	铁氧体圆极化器	47
10.4	双模互易移相器的仿真设计	49

10.4.1	静磁仿真模型	49
10.4.2	HFSS 仿真结果	51
10.5	外磁路结构对移相器性能的影响	54
10.6	双模互易移相器磁化相移 $\delta\theta_{\pm}$ 和反磁化相移 $\Delta\theta_{\pm}$	57
<b>第 11 章</b>	<b>圆极化移相器</b>	<b>60</b>
11.1	概述	60
11.2	圆极化移相器的设计原理与分析	62
11.2.1	方波导圆极化移相器	62
11.2.2	圆波导圆极化移相器	66
11.3	Ka 波段圆波导圆极化移相器的设计	68
11.3.1	CP 型(圆柱-圆管)结构圆极化移相器	68
11.3.2	CY 型结构圆极化移相器	72
11.4	C 波段 CY 型结构圆极化移相器分析	76
11.4.1	基本分析方法	76
11.4.2	C 波段圆极化移相器设计与仿真	78
<b>第 12 章</b>	<b>闭锁式非互易移相器</b>	<b>84</b>
12.1	十字形波导非互易移相器	84
12.2	鼓形铁氧体波导非互易移相器	88
12.2.1	鼓形铁氧体波导非互易移相器的基本特性	88
12.2.2	非互易相移 $ d\theta $ 、反磁化相移(差移相) $ \Delta\theta $ 、磁化相移 $ \delta\theta $	90
12.3	矩形环铁氧体非互易移相器	93
12.3.1	矩形环非互易移相器的相移分析	95
12.3.2	双环结构的非互易移相器	97
12.3.3	同轴-波导非互易移相器设计	99
<b>第 13 章</b>	<b>Reggia-Spencer 移相器</b>	<b>109</b>
13.1	E 面磁路 R-S 移相器	109
13.1.1	R-S 移相器仿真结果	110
13.1.2	互易性和倒易性	111
13.1.3	R-S 移相器的几种磁化相移计算	112
13.2	H 面磁路 R-S 移相器	112
13.2.1	超前相移与滞后相移	114
13.2.2	移相器的倒易性和互易性计算	115
13.2.3	磁化相移的理论计算	115
13.3	R-S 移相器的场结构观察	117
13.3.1	R-S 移相器的场结构	117

13.3.2	R-S 移相器中高频磁场的极化特性 .....	118
13.3.3	未磁化态和磁化态时极化的变化 .....	118
13.3.4	R-S 移相器机理研究 .....	119
<b>第 14 章</b>	<b>平面结构的铁氧体移相器 .....</b>	<b>121</b>
14.1	铁氧体-波导表面模移相器 .....	122
14.1.1	波导表面模移相器的场型观察 .....	125
14.1.2	铁氧体-波导裂缝天线扫描组件 .....	127
14.2	铁氧体-金属表面波移相器 .....	128
14.2.1	铁氧体-金属表面模的场结构观察 .....	131
14.2.2	铁氧体电扫描天线阵 .....	133
14.3	微带移相器 .....	136
14.4	平行板结构非互易移相器 .....	144
14.5	槽线移相器 .....	147
14.5.1	A 型槽线移相器 .....	148
14.5.2	B 型槽线移相器 .....	150
<b>第 15 章</b>	<b>铁氧体变极化技术及其应用 .....</b>	<b>152</b>
15.1	极化球概念 .....	153
15.2	铁氧体变极化器原理 .....	154
15.3	铁氧体全极化器 .....	157
15.3.1	A- $\Theta$ 型全极化器 .....	158
15.3.2	A- $(\pi)$ 型全极化器(极化扫描) .....	158
15.3.3	A-F 型全极化器 .....	161
15.4	A- $\Theta$ 型全极化器的仿真设计与计算 .....	161
15.5	高功率 A- $\Theta$ 型全极化器 .....	165
15.5.1	双模变极化段 $T_\alpha$ .....	166
15.5.2	双模差相移段 $T_\theta$ .....	167
15.5.3	高功率全极化器的级联和仿真结果 .....	168
15.6	高功率 A/ $\Theta$ 型全极化器 .....	169
15.7	微带结构全极化器 .....	175
15.7.1	慢波线非互易移相器 .....	177
15.7.2	三分贝 $90^\circ$ 混合桥路 .....	180
15.7.3	全极化器的仿真性能 .....	182
15.8	双通道全极化器 .....	184
15.9	双模全极化器 .....	192
15.9.1	基本性能 .....	192



15.9.2	全极化器承受高功率问题	198
15.10	极化扫描技术及其应用	200
15.10.1	极化扫描器的工作原理	200
15.10.2	极化扫描器的仿真设计	203
15.10.3	旋转场调制器及其应用	206
15.11	变极化移相器的研究	207
15.11.1	变极化移相器的基本工作原理	209
15.11.2	变极化移相器的仿真研究	211
15.11.3	锁式可变极化移相器设计性能	214
15.12	同轴波导变换——变极化器-介质天线组件	216
15.12.1	介质天线	217
15.12.2	同轴-波导变换	219
15.12.3	双模变极化段 $T_\alpha$ 和双模移相段 $T_\theta$	220
15.12.4	组件的匹配仿真结果	220
总结		223
参考文献		228
附录		230

# 第三篇 微波铁氧体 变场器件



## 第 8 章 双模多极化非互易移相器

这类移相器结构和原理简单，单位长度的相移量大，能适应于多极化状态工作。从本质上说，它是矩形环非互易移相器的扩展使用，在双模状态工作。因为磁化场和结构对传播方向具有轴向旋转对称的特点，所以能适应水平极化 H、垂直极化 V 和正负圆极化±CP 工作，甚至扩展到任意椭圆极化工作均能保持同一相位状态，这种移相器结构无需外磁路，能闭锁式工作，开关速度快，功耗小，并容易安装散热片，便于提高功率使用。

### 8.1 双模非互易移相器的结构和工作原理

移相器的结构如图 8.1 所示，直径  $D_f = 10\text{mm}$ ，长 40mm 的铁氧体圆柱体作为双模波导管，圆柱中心穿过金属线，线上的电流  $I$  激励起不同磁化状态，以改变  $M$  而改变相位状态。金属线上的电流在圆柱体中产生环形磁场(如图 8.1 中所示的为圆柱体中间截面上的闭合磁力线分布)。

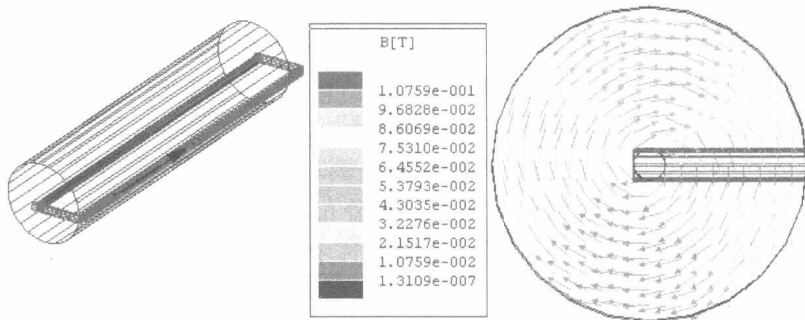


图 8.1 双模非互易移相器的波导及磁化场结构

在铁氧体圆柱波导中传输  $H_{11}$  模，高频场  $h$  和磁化场  $H$  之间相互垂直的区域，其相互作用导致传输相位变化，高频场区的场由于传播方向不同有正负圆极化场两种，产生不同的相位。相对于  $H = 0$  状态，产生超前相移或滞后相移，所以对不同传播方向存在非互易相移，其非互易相移  $d\theta$  的大小与磁化矩  $M$  大小有关。图 8.2 中显示了  $M$  不同状态时，垂直极化模  $m_1$  的两个传播方向  $S_{12}(m_1)$ 、 $S_{21}(m_1)$  的非互易相移  $|d\theta| - f$  特性，中心频率  $f = 6.65\text{GHz}$  处， $4\pi M = 600\text{Gs}$  时，非互易相移  $d\theta = 172^\circ$ 。这种移相器有下列特点。

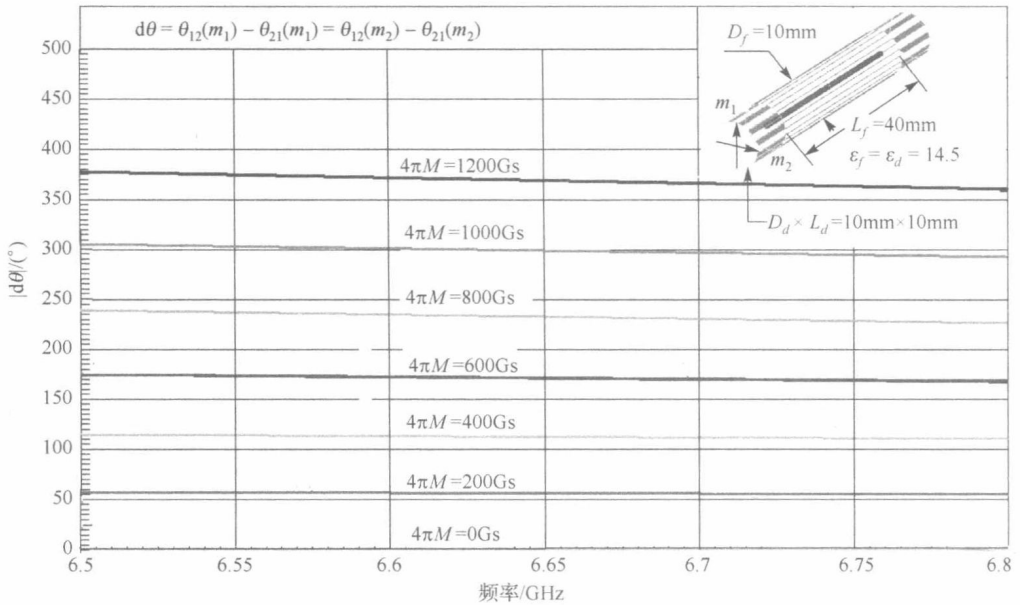


图 8.2 不同磁化强度  $M$  的非互易相移  $|d\theta|$ - $f$  特性

(1) 结构尺寸短, 当  $4\pi M = 600\text{Gs}$  时, 单位长度的相移量达到  $45^\circ$ , 若  $4\pi M$  增大到  $1200\text{Gs}$ , 则  $L = 40\text{mm}$  的长度可达到近  $360^\circ$  的相移。

(2) 此类移相器的结构简单, 不像双模互易移相器那样有两个圆极化器, 外加外磁路才能形成闭合磁化; 双模非互易移相器结构不需要外磁路, 内磁路本身就形成闭合磁化, 所以其开关速度快, 开关能量小。

(3) 移相器为非互易性的, 收发状态相移不同, 必须使激励电流反向。

(4) 移相器有多极化特性, 由于磁化分布呈圆对称, 所以不同极化方向的线极化波进入波导, 它对应的正/负圆极化区域呈对称分布, 保证了多极化的相移不变。

(5) 这种移相器最大缺点是激励线引入铁氧体中, 导致对不同极化有不同的反射, 破坏了多极化的性能。为了消除激励线对极化反射的影响, 在激励线的输入/输出端, 必须采取特殊措施, 以保证多极化性能的完整。

图 8.2 显示了双模非互易移相器在不同磁化态下 ( $4\pi M = 0\text{Gs}$ 、 $200\text{Gs}$ 、 $400\text{Gs}$ 、 $600\text{Gs}$ 、 $800\text{Gs}$ 、 $1000\text{Gs}$ 、 $1200\text{Gs}$ ) 的非互易相移  $|d\theta|$ - $f$  特性曲线, 在  $6.5\sim 6.8\text{GHz}$  ( $300\text{MHz}$  带宽) 内相移量  $|d\theta|$  比较平坦, 总的趋势是随着频率升高, 由于  $\kappa/\mu$  下降,  $|d\theta|$  值下降, 平坦线略有向右倾斜, 特别是当  $4\pi M = 1200\text{Gs}$  时这条线高低频相移差  $\delta = 14.3^\circ$ ;  $4\pi M = 600\text{Gs}$  时,  $\delta = 6^\circ$ ;  $4\pi M = 200\text{Gs}$  时,  $\delta \leq 3^\circ$ 。这说明  $M$  越大, 相移越大, 对场的扰动越大。

表 8.1 中应用非互易性方程:

$$dS = S_{12}(m) - S_{21}(m)$$

$$= \frac{j\omega\mu_0}{2} \int_{V_f} [h_1(m) \cdot \mu h_2(m) - h_2(m) \cdot \mu h_1(m)] dV, \quad m = m_1 \text{ 或 } m_2 \quad (8.1)$$

$$|dS| = \sqrt{R^2 + I^2}, \quad |d\theta| = 2 \arcsin \frac{|dS|}{2}$$

计算了  $f = 6.5\text{GHz}$ 、 $6.65\text{GHz}$ 、 $6.8\text{GHz}$  三个频率点的非互易相移。

表 8.1 列出了磁化强度  $4\pi M = 400\text{Gs}$  时三个频率点下, 通过非互易性方程  $dS$  计算出的非互易相移  $d\theta$ , 其结果和图 8.2 的仿真值(见  $4\pi M = 400\text{Gs}$  曲线)比较吻合。

表 8.1 当磁化强度  $4\pi M = 400\text{Gs}$  时对低、中、高三个频点计算其非互易相移

频率		
$f = 6.5\text{GHz}$	Integrate(ObjectList(-all-), Imag 1.59331207845874 Integrate(ObjectList(-all-), Real -0.549348050785494	$ d\theta  = 116.48^\circ$
$f = 6.65\text{GHz}$	Integrate(ObjectList(-all-), Imag 0.300270051430275 Integrate(ObjectList(-all-), Real -1.63230834098145	$ d\theta  = 112.17^\circ$
$f = 6.8\text{GHz}$	Integrate(ObjectList(-all-), Imag -1.23336434773667 Integrate(ObjectList(-all-), Real -1.07177941965673	$ d\theta  = 109.57^\circ$

表 8.2 为在中心频率  $6.65\text{GHz}$  点,  $4\pi M = 400\text{Gs}$  时, 通过仿真得到的  $S$  参数结果, 从其中的两个矩阵  $\bar{T}$ 、 $\bar{T}$  元素中找出  $S_{21}(m_1)$ 、 $S_{12}(m_1)$  值, 计算出其非互易相移值  $|d\theta|$ , 其结果和表 8.1 中的结果非常吻合。

表 8.2 对频点  $f = 6.65\text{GHz}$ 、 $M = 400\text{Gs}$  时  $S$  参数仿真结果

	port1:m1	port1:m2	port2:m1	port2:m2
port1:m1	(C.00097, -52.876)	(0.00120, -81.314)	(0.99996, 44.333)	(0.00923, 135.172)
port1:m2	(C.00080, -135.769)	(0.00394, -157.360)	(0.00924, 135.459)	(0.99995, 46.291)
port2:m1	(C.99990, 156.512)	(0.01425, 50.173)	(0.00097, 72.812)	(0.00082, 154.703)
port2:m2	(C.01425, 60.260)	(0.99909, 153.930)	(0.00116, 99.310)	(0.00095, 177.450)

$$|d\theta| = 156.512 - 44.333 = 112.18^\circ$$

## 8.2 管状铁氧体非互易移相器

用圆柱状样品作为双模非互易移相器, 虽然结构简单, 相移量大, 但由于激励线的输入/输出端引线阻挡电波的关系, 不宜在实际中使用。采用图 8.3 所示的结构, 其

为管状铁氧体非互易移相器，铁氧体圆管外径  $2a = 10\text{mm}$ ，内径  $2b = 6\text{mm}$ ，管壁厚度为  $2\text{mm}$ ，管内充满圆柱介质，介电常数  $\epsilon_d = 14.5$ ，这样的组合(复合结构)，其激励引线从铁氧体管壁处弯出，大大减小了对电波的阻挡，移相段长度  $40\text{mm}$ ，两头加匹配介质，铁氧体材料最大工作的磁矩达  $4\pi M = 1200\text{Gs}$ ，对这种结构进行了仿真计算，从图 8.3 的非互易相移曲线可知， $|d\theta| \approx 200^\circ$ ，这样看来，为了获得  $360^\circ$  非互易相移，其相移段长度应达到  $70\text{mm}$ ，比圆柱状非互易移相器的长度增大  $75\%$ 。从图 8.3 顶部的表中的仿真结果可知，在中心频率  $6.55\text{GHz}$  处，当  $4\pi M = 600\text{Gs}$  时，其差相移值：

$$|d\theta| = 360^\circ - (163.8^\circ + 108.6^\circ) = 87.5^\circ$$

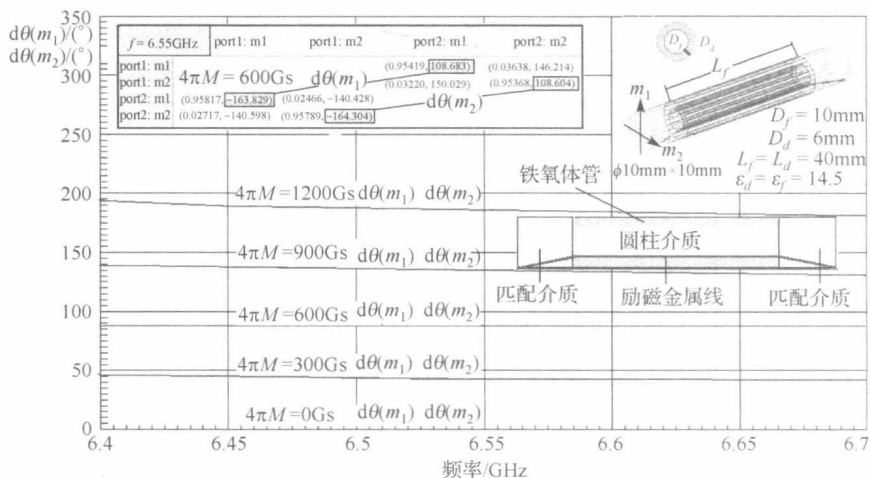


图 8.3 管状铁氧体非互易移相器结构及其双模的非互易相移

这和图中曲线上的数据相符。图中非互易相移曲线同时也是模式间的差相移，两者几乎是一样的，所以以后仅讨论一个模式的行为就行。

这类移相器除了有较大的相移量外，还有较好的传输特性和反射特性，如图 8.4 所示，其中两条传输特性的曲线，正向传输插损小于  $0.4\text{dB}$ ，另外两条曲线是两模式的反射系数曲线，反射损耗均优于  $-20\text{dB}$ ，这充分展示了此类移相器具有宽带特性。

这类移相器还有较好的频带响应，其模式传输的插损在  $6.1\sim 7.6\text{GHz}$  小于  $1\text{dB}$ ，其模式反射损耗优于  $-25\text{dB}$ ，可以认为双模在管状铁氧体波导系统传输时保持简正波特点。

图 8.4 和图 8.5 中，微波结构完全相同，激励线呈倾角放置，这样对垂直模式和水平模式的电场矢量有同样夹角，激励线对模式 V、H 的影响是平衡的，所以模式反射特性大致相同(图 8.4)。在图 8.5 中展示了  $4\pi M = 1200\text{Gs}$  和  $4\pi M = 600\text{Gs}$  两条非互易相移  $|d\theta(m_1)|-f$  曲线，随频率升高， $|d\theta(m_1)|$  下降，这说明非互易相移和磁矩归一化值  $p$  有关，高频的  $p$  值小于低频的  $p$  值，其非互易相移  $|d\theta|$  大约在  $180^\circ$  ( $4\pi M = 1200\text{Gs}$ )，说明仅从非互易相移  $|d\theta|$  的角度，移相器长度  $L = 80\text{mm}$  才能达到  $360^\circ$  的非互易相移。

值得一提的是激励线的引入和引出端有 10mm 的过渡长度，在过渡区，引线有约  $11^\circ$  的倾斜角，目的是减少引入/引出端的反射，除此之外，激励线两端不能直接短路或开路，否则会导致激励线模式共振，会出现若干微波传输损耗峰，所以激励线回路必须附加阻尼电阻。图 8.4 和图 8.5 中阻尼电阻为  $5\sim 6\Omega$ ，如果不加阻尼电阻，即激励线两端开路，则出现图 8.6 和图 8.7 所示的反射峰，图中激励线未倾斜  $45^\circ$ ，而是倾斜  $90^\circ$ ，激励线引线方向与模式  $m_1$  电场平行，导致强烈反射，在  $f=6.28\text{GHz}$  和  $f=6.86\text{GHz}$  产生激励线共振，导致  $S_{11}(m_1)$  的强烈反射，而对模  $m_2$  的传输几乎没有影响。图 8.7 为激励线短路导致的  $S_{11}(m_1)$  共振。

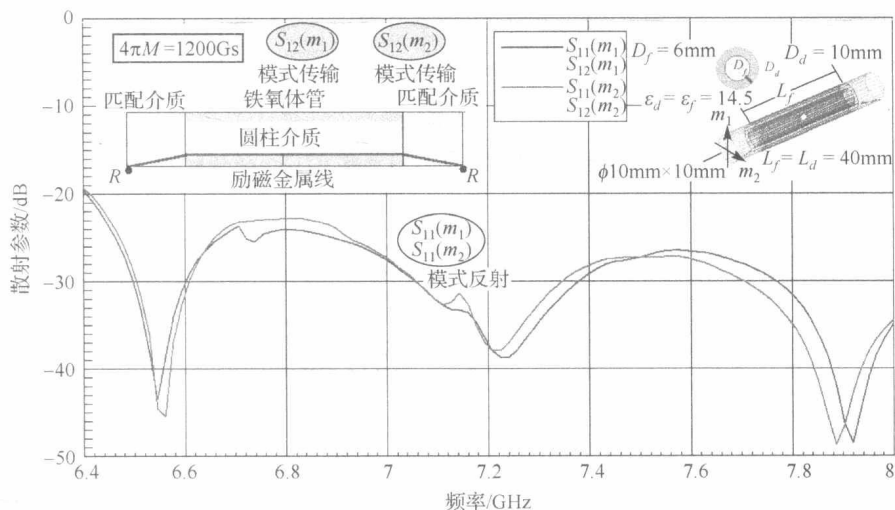


图 8.4 管状铁氧体的传输特性  $S_{12}(m_1)$ 、 $S_{12}(m_2)$  和反射特性  $S_{11}(m_1)$ 、 $S_{11}(m_2)$

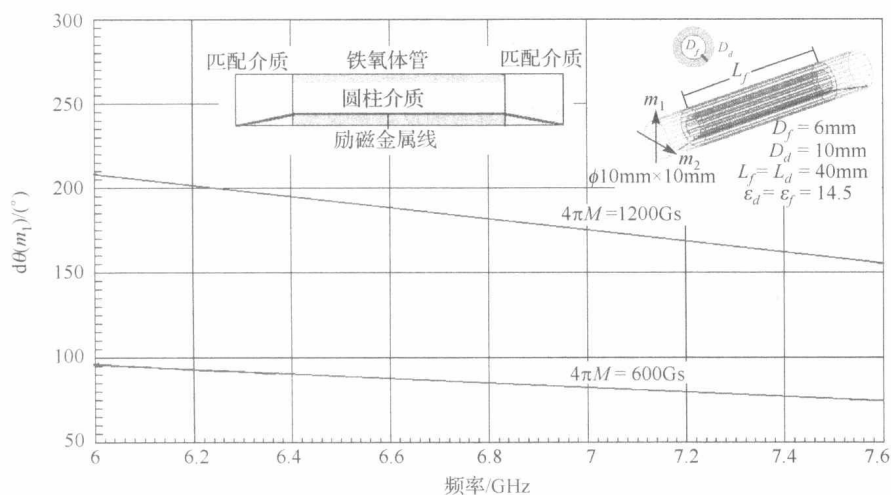


图 8.5 管状铁氧体的非互易相移曲线



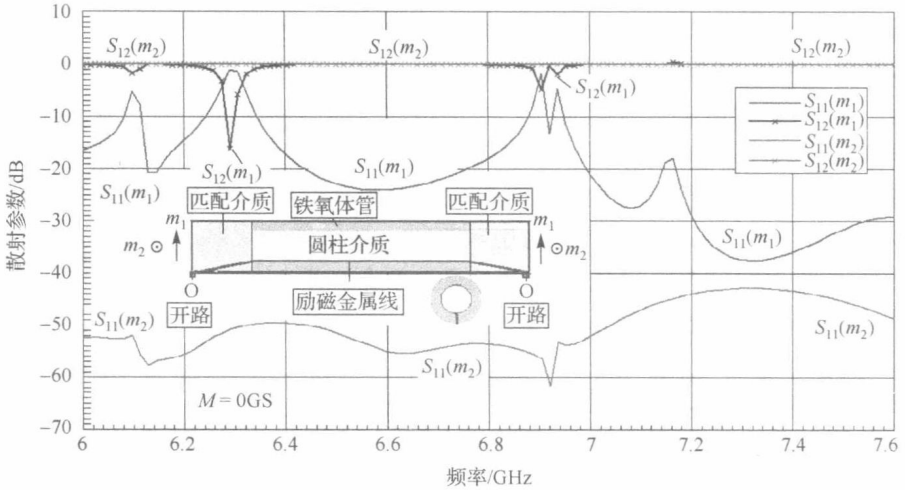


图 8.6 由激励线开路导致的反射系数  $S_{11}(m_1)$  的共振

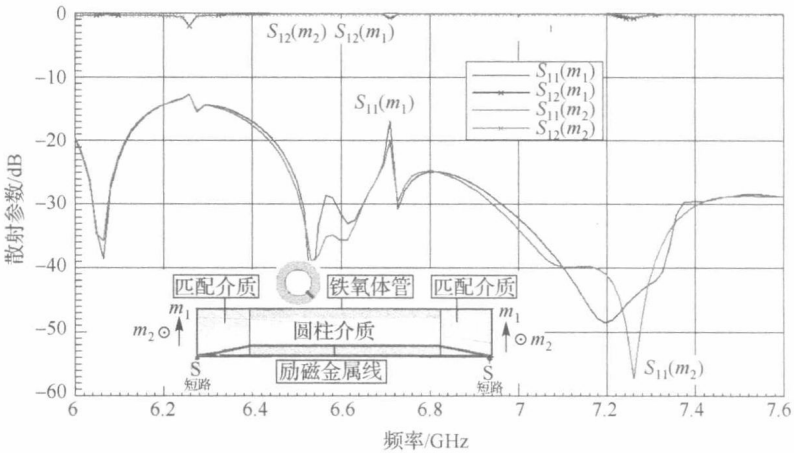


图 8.7 由激励线短路导致的反射系数  $S_{11}(m_1)$  的共振

表 8.3 中展示了垂直极化 V、水平 H 和正负圆极化  $\pm CP$  四种极化的相移计算，其中  $m = m_1$  为垂直极化，其  $m_1$  模两个端口激励功率为  $P_1 = 0.5 W$ ， $P_2 = 0.5 W$ ； $m = m_2$  为水平模，对  $m_2$  模的两个端口激励功率为  $P_1 = 0.5 W$ ， $P_2 = 0.5 W$ ；对正负圆极化模  $m = m_{\pm}$ ，激励方式为  $P_1 = (0.25, 0.25 \angle \pm 90^\circ) W$ ， $P_2 = (0.25, 0.25 \angle \pm 90^\circ) W$ 。利用下列数值积分方程，计算其非互易相移：

$$dS = S_{12}(m) - S_{21}(m) = \frac{j\omega\mu_0}{2} \int_{all} (h_1(m)\mu h_2(m) - h_2(m)\mu h_1(m))dV \quad (8.2)$$

式中， $m$  代表不同的模式： $m_1$ 、 $m_2$ 、 $m_1 \pm jm_2$ 。